

**T.C.
ERZİNCAN BİNALİ YILDIRIM ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

YÜKSEK LİSANS

**İKİ YÖNLÜ TAM KÖPRÜ DÖNÜŞTÜRÜCÜLER İÇİN
İLAVE GERİLİM STRESSİZ YUMUŞAK ANAHTARLAMALI
YENİ BİR KONTROL YÖNTEMİ**

Adem ÇÖL

Danışman: Doç Dr. Naim Süleyman TİNÇ

**ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ
ANABİLİM DALI**

**ERZİNCAN
2021**

Her Hakkı Saklıdır.

ÖZET

Yüksek Lisans

İKİ YÖNLÜ TAM KÖPRÜ DÖNÜŞTÜRÜCÜLER İÇİN İLAVE GERİLİM STRESSİZ YUMUŞAK ANAHTARLAMALI YENİ BİR KONTROL YÖNTEMİ

Adem ÇÖL

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

Danışman: Doç. Dr. Naim Süleyman TİNÇ

Bu çalışmada darbe genişlik modülasyonu (PWM) tekniği detaylı olarak ele alınmış, anahtarlama, sert anahtarlama ve yumuşak anahtarlama ifadeleri için gerekli açıklamalar yapılmış, yumuşak anahtarlama kullanılan bastırma hücresi ile gerçekleştirilen teknikler ele alınmış, literatürde yer alan ileri yumuşak anahtarlama teknikleri ile simüle edilen örnek PWM DC – DC dönüştürücülerin çalışma prensipleri, çalışma aralıkları ve simülasyon sonuçları ile avantaj ve dezavantajları değerlendirilmiş, önerilen yeni kontrol yöntemi ile kontrol edilen iki yönlü tam köprü DC-DC dönüştürücünün teorik analizi yapılmış ve önerilen kontrol yönteminin avantajları vurgulanıp, simülasyon sonuçları sunularak, bu kontrol yöntemi ile dönüştürücüye kazandırılan yetenekler anlatılmıştır.

2021, 41 Sayfa

Anahtar Kelimeler: Bastırma hücresi, Gerilim stresi, Sıfır akımda geçiş, Tam köprü dönüştürücü, Yumuşak anahtarlama.

ABSTRACT

MSc Thesis

A NOVEL CONTROL METHOD WITH SOFT SWITCHING WITHOUT ADDITIONAL VOLTAGE STRESS FOR BIDIRECTIONAL FULL-BRIDGE CONVERTERS

Adem ÇÖL

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

Supervisor: Assoc. Prof. Dr. Naim Süleyman TİNÇ

In this study, the pulse width modulation (PWM) technique is discussed in detail, necessary explanations for switching, hard switching and soft switching expressions are made, the techniques performed with the snubber cell used in soft switching are discussed, the sample PWM simulated with the advanced soft switching techniques in the literature. The operating principles, operating ranges and simulation results of DC-DC converters were evaluated, the advantages and disadvantages were evaluated, the theoretical analysis of the two-way full-bridge DC-DC converter controlled by the proposed new control method was made and the advantages of the proposed control method were emphasized and the simulation results were presented. The capabilities gained by the converter are explained.

2021, 41 Pages

Keywords: Full bridge converters, Snubber cell, Soft switching, Voltage stress, Zero current transition.

TEŐEKKÖR

Yüksek lisans tezi olarak sunduğum bu çalışmaya vesile olan, görüş ve fikirleri ile çalışmama yön veren, tezin uygulanması ve tamamlanmasında beni sürekli destekleyerek motive eden, tez süresi boyunca kıymetli vakitlerini esirgemeyen ve tezin oluşmasında önemli katkılarda bulunan tez danışmanım Doç Dr. Naim Süleyman TINGÖ'a sonsuz teşekkürlerimi sunarım.

Bu çalışmayı; her zaman yanımda olan, değerli vakitlerimizde fedakârlık yaparak desteğini biran olsun benden esirgemeyen çok değerli eşim Ruken ÇÖL ve kızlarım Eslem Nisa ÇÖL ile Sare Ela ÇÖL'e armağan ediyorum.

Adem ÇÖL

Eylöl 2021

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
ÖZET.....	i
ABSTRACT	ii
TEŞEKKÜR	iii
İÇİNDEKİLER	iv
ŞEKİLLER LİSTESİ.....	vi
TABLolar LİSTESİ.....	vii
SİMGELER ve KISALTMALAR	viii
1. GİRİŞ.....	1
2. LİTERATÜR ÖZETİ.....	5
3. YUMUŞAK ANAHTARLAMA KAVRAMI VE ÖRNEK DÖNÜŞTÜRÜCÜLER... ..	8
3.1. Giriş.....	8
3.2. Darbe Genişlik Modülasyonu (PWM) Tekniği.....	8
3.3. Yumuşak Anahtarlama ve Teknikleri	9
3.3.1. Anahtarlama kavramı	9
3.3.2. Yumuşak anahtarlama ve bastırma hücresi	10
3.3.3. Yumuşak anahtarlama teknikleri.....	10
3.3.3.1. Sıfır gerilimde anahtarlama (ZVS)	11
3.3.3.2. Sıfır akımda anahtarlama (ZCS)	11
3.3.3.3. Sıfır gerilimde geçiş (ZVT).....	12
3.3.3.4. Sıfır akımda geçiş (ZCT)	13
3.4. Yumuşak Anahtarlama PWM DC-DC Dönüştürücüler	13
3.4.1. Örnek yumuşak anahtarlama PWM DC – DC dönüştürücü - 1.....	13
3.4.1.1. Çalışma aralıkları	14
3.4.1.2. Genel değerlendirme ve sonuçlar.....	21
3.4.2. Örnek yumuşak anahtarlama PWM DC–DC tam köprü dönüştürücü - 2..	23
3.4.2.1. Çalışma aralıkları	24
3.4.2.2. Genel değerlendirme ve sonuçlar.....	29
4. İLAVE GERİLİM STRESSİZ YUMUŞAK ANAHTARLAMALI İKİ YÖNLÜ TAM KÖPRÜ DÖNÜŞTÜRÜCÜ VE ÖNERİLEN YENİ KONTROL YÖNTEMİ.....	31
4.1. Giriş.....	31

4.2. Teorik Analiz	31
4.2.1. Çalışma aralıkları	31
4.3. Simülasyon Çalışması ve Sonuçlar	34
5. SONUÇ ve ÖNERİLER.....	37
KAYNAKLAR	39



ŞEKİLLER LİSTESİ

Sayfa

Şekil 3.1. PWM kontrol yönteminin prensip dalga şekilleri.....	8
Şekil 3.2. (a) Yarı iletken güç elemanının kontrol sinyali, (b)Sert anahtarlama (HS), (c) Sıfır akımda anahtarlama (ZCS) – Sıfır gerilimde anahtarlama (ZVS) ve (d) Sıfır gerilimde geçiş (ZVT) – Sıfır akımda geçiş (ZCT) yumuşak anahtarlama teknikleri ile ilgili temel dalga şekilleri.	12
Şekil 3.3. Örnek bir yumuşak anahtarlama PWM DC – DC dönüştürücü (Bodur ve Bakan, 2002).....	14
Şekil 3.4. Örnek yumuşak anahtarlama PWM DC – DC dönüştürücünün çalışma aralıklarına ait devre şemaları (Bodur ve Bakan, 2002).....	15
Şekil 3.5. (a) T_1 ana anahtarının gerilim ve akım dalga şekilleri (b) T_2 yardımcı anahtarının gerilim ve akım dalga şekilleri.	21
Şekil 3.6. (a) D_F ana diyotunun gerilim ve akım dalga şekilleri, (b) D_1 yardımcı diyotunun gerilim ve akım dalga şekilleri (c) D_2 yardımcı diyotunun gerilim ve akım dalga şekilleri.	22
Şekil 3.7. Örnek yumuşak anahtarlama PWM DC – DC tam köprü dönüştürücü (Sahin vd., 2018).....	23
Şekil 3.8. Örnek yumuşak anahtarlama PWM DC – DC tam köprü dönüştürücünün çalışma aralıklarına ait devre şemaları (Sahin vd., 2018).....	24
Şekil 3.9. (a)Ana anahtarların kontrol sinyali, gerilim ve akım dalga şekilleri (b)Yardımcı anahtarın kontrol sinyali, gerilim ve akım dalga şekilleri.	29
Şekil 4.1. Geleneksel iki yönlü tam köprü DC-DC dönüştürücü devre şeması.....	31
Şekil 4.2. İki yönlü tam köprü DC-DC dönüştürücünün çalışma aralıklarına ait devre şemaları.....	32
Şekil 4.3. Simülasyon devre şeması.....	35
Şekil 4.4. Bir ana anahtarın kontrol sinyali ve akım dalga şekli.....	35
Şekil 4.5. Aynı faz kolundaki iki anahtarın gerilim dalga şekilleri.	36
Şekil 4.6. Kontrol sinyalleri	36

TABLÖLAR LİSTESİ

Sayfa

Tablo 4.1. Önerilen dönüştürücüde kullanılan eleman değerleri.	34
--	----



SİMGELER ve KISALTMALAR

Simgeler

C_a	Bastırma Kapasitansı
C_B	Rezonans Kapasitansı
C_e	Yardımcı Kapasitans
C_F	Çıkış Filtre Kapasitansı
C_r	Ana Anahtarın Parazitik Kapasitansı
D_1-D_2	Yardımcı Diyot
D_1-D_4	Ana Anahtarların Dahili Diyotları
D_5-D_8	Ana Diyotlar
$D_{a1}-D_{a3}$	Yardımcı Diyotlar
D_F	Ana Diyot
D_r	Yardımcı Diyot
D_{T1}	Ana Anahtarın Dahili Diyotu
I_i	Giriş Akımı
I_o	Çıkış Akımı
i_{Ca}	Bastırma Kapasitansının Akımı
i_{CB}	Rezonans Kapasitansının Akımı
i_{CF}	Çıkış Filtre Kapasitansının Akımı
i_{DF}	Ana Diyotun Akımı
i_{LF}	Ana Endüktansın Akımı
i_{LK}	Kaçak Endüktansların Toplamının Akımı
i_{Lr}	Rezonans Endüktansının Akımı
i_{T1}	Ana Anahtarın Akımı
i_{T2}	Yardımcı Anahtarın Akımı
L_{a1}	Geri Dönüş Transformatörünün Primer Sargısı
L_{a2}	Geri Dönüş Transformatörünün Sekonder Sargısı
L_F	Ana Endüktans
L_{LK}	Kaçak Endüktansların Toplamı
L_r	Rezonans Endüktansı
T_1	Ana Anahtar

T_2	Yardımcı Anahtar
T_a	Geri Dönüş Transformatörü
T_b	Boş Zaman Dilimi
T_d	Dolu Zaman Dilimi
T_m	Yüksek Frekans Transformatörü veya İdeal Transformatör
T_p	Periyot
R	Omik Yük
R_L	Yük
S_1-S_4	Ana Anahtarlar veya Düşük Taraf Ana Anahtarlar
S_5-S_8	Yüksek Taraf Ana Anahtarlar
S_a	Yardımcı Anahtar
V_{AB}	Transformatörün Primer Gerilimi
V_{Ca}	Bastırma Kapasitansının Gerilimi
V_{CB}	Rezonans Kapasitansının Gerilimi
V_{Ce}	Yardımcı Kapasitansın Gerilimi
V_{Cr}	Ana Anahtarın Parazitik Kapasitansının Gerilimi
V_r	Referans Sinyali
V_i	Giriş Gerilimi
V_{in}	Giriş Gerilimi veya Düşük Taraf Giriş Gerilimi
V_o	Çıkış PWM Sinyali veya Çıkış Gerilimi
V_{out}	Çıkış Gerilimi veya Yüksek Taraf Çıkış Gerilimi
V_t	Testere Dişi Sinyal
ω	Rezonans Açısıl Frekansı
Z	Rezonans Empedansı

Kısaltmalar

AC	Alternatif Akım (Alternative Current)
DC	Doğru Akım (Direct Current)
EMI	Elektromanyetik Girişim (Electromagnetic Interference)
HS	Sert Anahtarlama (Hard Switching)
PSFB	Faz Kaydırmalı Tam Köprü (Phase Shifting Full Bridge)

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

Geçmişten günümüze elektrik enerjisine olan ihtiyaç her geçen gün artarak devam etmektedir. Bu nedenle günümüzde elektrik enerjisi üretiminde kullanılan kaynaklardan maksimum verim elde etmek ve üretilen bu enerjiyi en etkin biçimde kullanmak oldukça önemli bir konudur. Elektrik enerjisi üretiminde pek çok kaynak kullanılmaktadır. Kullanılan bu kaynaklar neticesinde üretilen elektrik enerjisi çeşitli iletim yöntemleri ile ihtiyaç olan yerlere ulaştırılmaktadır. Elektrik enerjisi üretim, iletim ve tüketim aşamasında pek çok kayba maruz kalmaktadır. Bu kayıpların önüne geçebilmek ve elektrik enerjisini daha verimli bir şekilde kullanmak adına çeşitli yöntem ve teknikler geliştirilmiştir. Elektrik enerjisinin üretim, iletim ve tüketimi aşamasında kullanılan bu teknikler neticesinde kayıplar minimize edilmekte ve elektrik enerjisi etkin bir şekilde kullanılmaktadır.

Elektrik enerjisini üretirken veya tüketirken farklı gerilim seviyelerine veya farklı formlara dönüştürerek üretmek/tüketmek gerekmektedir. Bu nedenle elektrik enerjisini farklı formlara (AC/DC-DC/AC) veya farklı gerilim seviyelerine (AC/AC-DC/DC) dönüştürmek için kullanılan cihazlara dönüştürücü denilmektedir. Dönüştürücüler vasıtası ile elektrik enerjisi farklı formlara dönüştürülürken veya formu aynı kalacak şekilde, gerilim seviyelerini düşürmek yada yükseltmek gerektiğinde yine kayıplar yaşanmaktadır. Günümüzde bu kayıpları en aza indirmek için kullanılan tekniklerden biri de yumuşak anahtarlama (SS) tekniğidir.

Darbe genişlik modülasyonu (PWM) tekniği DC-DC dönüştürücülerde yüksek güç yoğunluğu, hızlı geçiş cevabı ve kontrol kolaylığı nedeniyle yaygın olarak kullanılmaktadır (Aksoy, 2007). Bu teknik ile yarı iletken güç anahtarları belirli bir zaman aralığında istenen sıklıkta, iletme veya kesime geçirilerek girişe uygulanan gerilim seviyesi çıkışta daha yüksek veya daha düşük olarak elde edilebilmektedir. Fakat bu teknik tek başına kullanıldığında, yarı iletken güç anahtarları iletme veya kesime girerken anahtarlar üzerinde akım ve gerilimin üst üste binmesi neticesinde anahtarlama kayıpları yaşanmaktadır. Bu şekilde yarı iletken güç anahtarlarının ilave düzenekler olmadan kontrol edilmesi işlemine sert anahtarlama (HS) denilmektedir. Yarı iletken güç anahtarlarının sert anahtarlama ile kontrol edilmesi neticesinde dönüştürücünün devre boyutu büyürken güç yoğunluğu azalmaktadır. PWM DC-DC dönüştürücülerde güç

yoğunluğunun arttırılması maliyet ve hacim açısından büyük önem taşımaktadır. Bu özellikler ancak yarı iletken güç anahtarlarının yüksek frekanslarda çalıştırılması ile elde edilebilmektedir. Fakat dönüştürücülerde anahtarlama frekansının arttırılması, anahtarlama kayıpları ve elektromanyetik girişim (EMI) gürültülerinin oluşmasına neden olmaktadır. Bu olumsuzluklar dönüştürücünün verimini doğrudan etkilemekte ve enerji kaybına sebebiyet vermektedir. PWM DC-DC dönüştürücülerde anahtarlama frekansını yükselterek güç yoğunluğunu arttırmak ve yüksek anahtarlama frekansı neticesinde oluşan anahtarlama kayıpları ve EMI gürültülerini azaltmak için literatürde birçok yumuşak anahtarlama tekniği geliştirilmiştir (Wang, 2006; Adib ve Farzanehfard, 2008; Huang vd., 2008; Altintas vd., 2014).

Yumuşak anahtarlama; sert anahtarlama neticesinde oluşan anahtarlama kayıplarının ve EMI gürültülerinin ilave düzenekler vasıtası ile tamamen sıfırlanması veya asgari düzeye indirgenmesi olarak tanımlanabilir. Yumuşak anahtarlama için gerekli olan ilave düzeneklere bastırma hücresi denilmektedir. Yumuşak anahtarlama teknikleri, sıfır gerilimde anahtarlama (ZVS), sıfır akımda anahtarlama (ZCS), sıfır gerilimde geçiş (ZVT) ve sıfır akımda geçiş (ZCT) olmak üzere 4 gruba ayrılmaktadır. Bunlardan ZVT ve ZCT teknikleri ileri yumuşak anahtarlama teknikleri olup bu teknikler ile anahtarlama kayıpları tamamen sıfırlanabilmektedir (Bodur, 2012).

DC-DC dönüştürücülerde sadece PWM tekniğini kullanarak veya PWM tekniği ile birlikte yumuşak anahtarlama tekniğininide kullanarak farklı birçok tasarım geliştirilmiştir. Bu tasarımlar giriş ile çıkışın birbirinden elektriksel olarak yalıtımlı olup olmayacağına ve kullanılacak güç miktarına göre belirlenebilmektedir. Aşağıda ise bahsi geçen bu dönüştürücülere ait başlıca tasarım örnekleri sıralanmıştır.

- 1) Giriş ile çıkış arasında yalıtım olmayan başlıca dönüştürücüler;
 - ❖ Düşürücü dönüştürücü (Buck converter)
 - ❖ Yükseltici dönüştürücü (Boost converter)
 - ❖ Düşürücü yükseltici dönüştürücü (Buck boost converter)
 - ❖ Cuk dönüştürücü (Cuk converter)
 - ❖ Sepic dönüştürücü (Sepic converter)
 - ❖ Zeta dönüştürücü (Zeta converter)

- 2) Çıkışı yalıtımlı başlıca dönüştürücüler;
- ❖ İleri yönlü dönüştürücü (Forward converter)
 - ❖ Geri dönüşlü dönüştürücü (Flyback converter)
 - ❖ İt-çek dönüştürücü (Push-pull converter)
 - ❖ Yarım köprü dönüştürücü (Half bridge converter)
 - ❖ Tam köprü dönüştürücü (Full bridge converter)

Yukarıda başlıca tasarım örnekleri sıralanan dönüştürücülerden çıkışı yalıtımlı tam köprü dönüştürücüler, güneş panelleri ve rüzgâr türbinleri gibi yenilenebilir enerji sistemlerinde güç iletiminin yanı sıra elektrikli araç şarj sistemleri, motor kontrolü ve güç faktörü düzeltme uygulamalarında yaygın olarak kullanılmaktadır. Bu dönüştürücüler orta ve yüksek güç uygulamalarında daha yüksek verim elde edebilmek için gerekli olan yumuşak anahtarlama yeteneğine sahip olmaları nedeniyle en çok tercih edilen dönüştürücü türlerindendir. Tam köprü dönüştürücü türlerinden en çok kullanım alanına sahip olanı ise faz kaydırmalı tam köprü (PSFB) dönüştürücülerdir. Bu dönüştürücünün temel özellikleri, yüksek verim ve yüksek güç yoğunluğu olup, bu özelliklerinden dolayı PSFB dönüştürücüler orta ve yüksek güç uygulamaları için son derece uygundur. Ayrıca bu dönüştürücüler tek yönlü veya iki yönlü olarak tasarlanabilmektedir. Tek yönlü olarak tasarlanan dönüştürücüler kaynaktan çıkışa doğru enerji transferi gerçekleştirirken iki yönlü tasarıma sahip dönüştürücüler ise kaynaktan çıkışa veya çıkıştan kaynağa doğru enerji transferi gerçekleştirebilmektedir.

Bu çalışmada DC-DC dönüştürücülerde kullanılan PWM tekniği ve yumuşak anahtarlama tekniği detaylı olarak tanıtılıp, bu tekniklerin kullanımı ile gerçekleştirilen DC-DC dönüştürücülerden örnekler sunularak iki yönlü tam köprü DC-DC dönüştürücüler için ilave gerilim stresi olmayan yumuşak anahtarlama yeni bir kontrol yöntemi sunularak, çalışma prensipleri, çalışma aralıkları, simülasyon sonuçları ile avantaj ve dezavantajları değerlendirilmiştir.

Bu doğrultuda çalışmanın ikinci bölümünde, yumuşak anahtarlama ve tam köprü PWM DC-DC dönüştürücüler ile ilgili literatür özeti sunulacaktır.

Çalışmanın üçüncü bölümünde, PWM tekniğinin tanımı yapılarak teze konu olan yumuşak anahtarlama ve teknikleri ile ilgili detaylı bilgiler sunularak, yumuşak anahtarlama PWM DC-DC dönüştürücülere örnekler verilecektir.

Çalışmanın dördüncü bölümünde, iki yönlü tam köprü DC-DC dönüştürücüler için geliştirilen ilave gerilim stressiz yumuşak anahtarlama yeni bir kontrol yönteminin tanıtımı yapılarak, bu yöntem ile kontrolü gerçekleştirilen iki yönlü tam köprü DC-DC dönüştürücünün teorik analizi yapıp simülasyonu gerçekleştirilerek simülasyon sonuçları sunulacaktır.

Çalışmanın beşinci ve son bölümünde ise, teze konu olan ilave gerilim stressiz yumuşak anahtarlama yeni kontrol yönteminin iki yönlü tam köprü DC-DC dönüştürücüye kazandırdığı özellikler vurgulanıp elde edilen sonuçlar değerlendirilecektir.



2. LİTERATÜR ÖZETİ

PWM dönüştürücüler yarı iletken güç anahtarlarının kontrolünün kolay olması, hızlı geçiş cevabı sağlaması ve güç yoğunluğunun yüksek olması nedeni ile güneş panelleri, rüzgâr türbinleri, elektrikli araç şarj sistemleri, motor kontrolü ve güç faktörü düzeltme uygulamalarında yaygın olarak kullanılmaktadır. DC-DC dönüştürücülerde güç yoğunluğunun yüksek olması için yarı iletken güç anahtarlarının anahtarlama frekanslarının artırılması önemli bir etkidir. Fakat anahtarlama frekansının artırılması neticesinde yarı iletken elemanlarda EMI gürültüleri ve anahtarlama kayıpları gibi istenmeyen durumlar oluşmaktadır. Bu istenmeyen durumlar dönüştürücünün performansında düşüşe ve verimliliğinde azalmaya neden olmaktadır. DC-DC dönüştürücülerde yarı iletken güç anahtarlarının yüksek frekanslarda kontrol edilerek güç yoğunluğunun artırılması ve bu işlem esnasında oluşan anahtarlama kayıpları ve EMI gürültülerinin azaltılması veya sıfırlanabilmesi için yumuşak anahtarlama teknikleri geliştirilmiştir.

Yarı iletken güç anahtarlarının ilave düzenekler olmadan HS ile anahtarlama işlemi esnasında anahtar üzerinde akım ve gerilim seviyelerinde ani değişiklikler oluşabilmekte ve bu durum EMI gürültülerinin ortaya çıkmasına zemin hazırlamaktadır. Yumuşak anahtarlama teknikleri ile sert anahtarlamanın oluşturduğu bu gibi olumsuzlukların üstesinden gelinebilmektedir. Yumuşak anahtarlama, genel manada anahtarlama kayıplarının ve EMI gürültülerinin ilave düzenekler ile en aza indirgenmesi veya ortadan kaldırılması şeklinde tanımlanabilir. Yumuşak anahtarlamaı gerçekleştirebilmek için dönüştürücülere entegre edilen ek düzeneklere bastırma hücresi denir. Bastırma hücrelerinin dönüştürücüye kazandırdığı yumuşak anahtarlama teknikleri ise dört gruba ayrılmaktadır. Bunlar sıfır gerilimde anahtarlama (ZVS), sıfır akımda anahtarlama (ZCS), sıfır gerilimde geçiş (ZVT) ve sıfır akımda geçiş (ZCT). Bunlardan ZVT ve ZCT teknikleri ileri yumuşak anahtarlama teknikleri olup bu teknikler ile yarı iletken anahtarların anahtarlama kayıpları tamamen sıfırlanabilmektedir (Bodur, 2012). Literatürde ZVT tekniği ile ilgili ilk çalışma Hua Vd. (1994) tarafından yapılmış ve literatüre temel ZVT dönüştürücüsü olarak kazandırılmıştır. Aynı şekilde ZCT tekniği ile ilgili ilk çalışmada Hua Vd. (1994) tarafından yapılmış ve literatüre temel ZCT dönüştürücüsü olarak kazandırılmıştır.

Bu teknikleri kullanan birçok dönüştürücü tasarımı olmakla birlikte tam köprü dönüştürücüler, yumuşak anahtarlama yeteneğine sahip oldukları için orta ve yüksek güç uygulamalarında daha yüksek verim elde edilebilmesi amacıyla yaygın olarak kullanılmaktadır. Literatürde yapılan bazı tam köprü dönüştürücü çalışmalarında, orta güç uygulamalarında ana anahtar olarak kullanılan MOSFET'lerin parazitik kapasitörlerinin deşarj kayıpları, tam köprü dönüştürücülerde ZVS ile ortadan kaldırılabilir (Lee vd., 2008; Lai vd., 2015; Ting, 2018; Sahin vd. 2018). Yüksek güç uygulamalarında, MOSFET'ler, daha yüksek güç dirençlerine sahip IGBT'ler ile değiştirilir. Yüksek güç uygulamalarındaki IGBT'lerde mevcut kuyruk akımı sorunu bu yarı iletkenin en büyük sorunudur. ZVS ile kuyruk akımının sebep olduğu kayıplar azaltılabilir, ancak bu kayıplar ZCT tekniği ile tamamen ortadan kaldırılabilir. En yaygın kullanılan tam köprü dönüştürücü türlerinden biri PSFB dönüştürücülerdir. Bu dönüştürücü, ilave düzenekler olmadan ZVS sağlayabilir. Bu dönüştürücünün temel özellikleri, yüksek verim ve yüksek güç yoğunluğu olup, PSFB dönüştürücüyü orta ve yüksek güç uygulamaları için uygun hale getirir (Zhao vd., 2016). Bununla birlikte, geleneksel PSFB dönüştürücüde hafif yük koşulları altında ZVS karakteristiği kaybolur. Bu, düşük verimlilik ve EMI sorunlarına yol açar (Redl vd., 1991). PSFB dönüştürücülerde, doğrultucu üzerindeki parazitik salınımların yarı iletken elemanların gerilim stresini arttırdığı ve çıkış geriliminin bozulmasına neden olduğu bazı çalışmalarla belirlenmiştir (Park vd., 2007; Chen vd., 2012; Zhao vd., 2018). Ayrıca sirkülasyon akımlarının özellikle serbest sirkülasyon aralığındaki iletim kayıplarının önemli ölçüde arttığının tespiti Kim vd. (2013) tarafından yapılan çalışma ile literatüre kazandırılmıştır. Geleneksel PSFB dönüştürücülerin bu sorunlarının üstesinden gelmek için literatüre bazı dönüştürücüler eklenmiştir (Song ve Huang, 2005; Adib ve Farzanehfard, 2009; Gu vd., 2013; Wu vd., 2014; Safaee vd., 2016; Shu vd., 2018; Sahin vd., 2018). ZVS anahtarlama özelliğine sahip tam köprü dönüştürücülerde, ZVS çalışma aralığı, bastırma hücresinde depolanan enerjinin kullanımı ile genişletilebilir. Ancak, bastırma hücresi, güç elemanlarında yüksek iletim kayıplarına ve ayrıca dolaşım akımlarına neden olan ilave akım streslerine yol açabilir (Safaee vd., 2016). Yumuşak anahtarlama aralığını genişletmek ve sirkülasyon akımlarını azaltmak için sıfır akım sıfır gerilim anahtarlama (ZCZVS) tam köprü dönüştürücüler literatüre kazandırılmıştır (Gu vd., 2013; Shu vd., 2018; Song ve Huang, 2005). Literatüre kazandırılan bu ZCZVS dönüştürücülerde, anahtarlar ZCS ile kesime girerken ZVS ile iletme girmektedir. Ayrıca serbest

sirkülasyon aralığında primer akım resetlenerek sirkülasyon enerjisi geri kazanılır. Ancak bu dönüştürücülerin dezavantajı, ilave gerilim streslerinin ve çıkış gerilimindeki dalgalanmaların artmasıdır. Adib ve Farzanehfard (2009) tarafından sunulan çalışmada, bastırma hücresi akımının uzun süre ana anahtardan geçmesi nedeniyle sirkülasyon kayıpları artmaktadır. Wu vd. (2014) tarafından sunulan çalışmada ise sirkülasyon kayıpları azaltılmakta ancak bastırma hücresinde daha fazla yardımcı elemanın kullanılması ve özellikle yardımcı transformatörlerin kullanılması maliyeti artırmakta ve tasarımı zorlaştırmaktadır. Sahin vd. (2018) tarafından sunulan başka bir çalışmada ise yardımcı ve ana bileşenlerdeki stresler önemli ölçüde azaltılmış, böylece yukarıda belirtilen problemler çözülmüştür.

Bu çalışmada, iki yönlü tam köprü DC-DC dönüştürücüler için ilave gerilim stressiz yumuşak anahtarlama sağlayan yeni bir kontrol yöntemi önerilmiştir. Önerilen dönüştürücünün ön plana çıkan iki önemli özelliği bulunmaktadır. Bu özelliklerden ilki, bastırma hücresi gerektirmeyen yeni kontrol yöntemi ile yumuşak anahtarlamanın elde edilmesidir. Bir diğer önemli özelliği ise yarı iletken elemanlar üzerinde herhangi bir ilave gerilim stresi oluşmamasıdır. Önerilen dönüştürücü iki yönlü olarak çalıştırılabilir ve tüm elemanların anahtarlama kayıpları önemli ölçüde azaltılır. Önerilen çalışmada ana anahtarlar ZCT ile kesime girerken ZCS ile iletme girmektedir. Böylece kesime girme anahtarlama kayıpları tamamen ortadan kaldırılırken iletme girme anahtarlama kayıpları azaltılır. Önerilen dönüştürücünün en önemli özelliklerinden biri yarı iletken anahtarlardaki gerilim stresini azaltmaktır. Klasik iki yönlü tam köprü DC-DC dönüştürücülerde, yarı iletken anahtarlarda birincil gerilimden daha yüksek bir gerilim stresi vardır. Bu durum dönüştürücünün maliyetini artırır. Önerilen dönüştürücüde, anahtarlardaki gerilim stresi tamamen ortadan kaldırılmıştır. Böylece anahtarların maliyetleriyle beraber dönüştürücünün toplam maliyetide azalır. Dönüştürücüde, yarı iletken güç anahtarlarının kontrol sinyalleri ayarlanarak gerilim stresi olmadan yumuşak anahtarlama yapılabilir. Önerilen bu yeni kontrol yöntemi sayesinde dönüştürücünün güç yoğunluğu artırılmıştır.

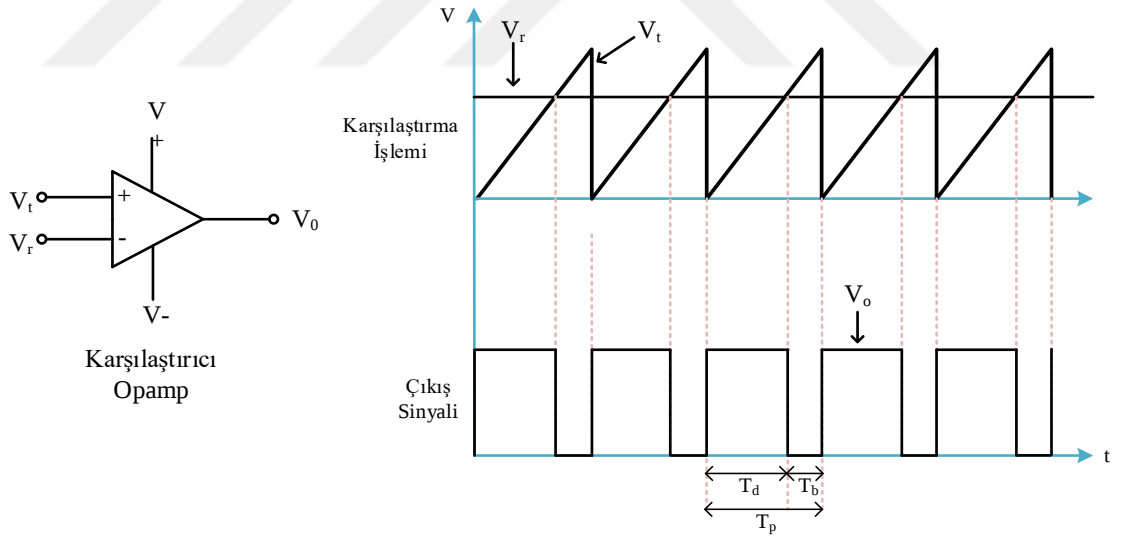
3. YUMUŞAK ANAHTARLAMA KAVRAMI VE ÖRNEK DÖNÜŞTÜRÜCÜLER

3.1. Giriş

Bu bölümde; PWM tekniği tanımlanmış, yumuşak anahtarlama ve teknikleri hakkında detaylı bilgilendirmeler yapılarak yumuşak anahtarlama tekniklerinin PWM DC-DC dönüştürücülere uygulanması neticesinde elde edilen yumuşak anahtarlama PWM DC-DC dönüştürücülere ait örneklerin çalışma prensipleri incelenip, çalışma aralıkları analiz edilerek, değerlendirme ve sonuçları sunulmuştur.

3.2. Darbe Genişlik Modülasyonu (PWM) Tekniği

PWM tekniği; anahtarlama DC-DC dönüştürücülerde yarı iletken güç elemanının iletimde veya kesimde kalma sürelerinin değiştirilebilir olması neticesinde girişe uygulanan gerilim seviyesinin çıkışta daha yüksek veya daha düşük elde edilmesini sağlayan bir tekniktir.



Şekil 3.1. PWM kontrol yönteminin prensip dalga şekilleri.

Şekil 3.1’de görüldüğü üzere referans sinyal (V_r) ile testere dişi sinyal (V_t) karşılaştırıcı bir opamp tarafından kıyaslanarak çıkışta PWM sinyalini (V_o) oluşturmaktadır. Bu işlem esnasında referans sinyal (V_r) ile testere dişi sinyalin (V_t) kesişim noktasının üzerinde kalan kısım (T_b) PWM sinyalinin boş olan zaman dilimini aşağısında kalan kısım ise (T_d) PWM sinyalinin dolu olan zaman dilimini oluşturmaktadır. Burada PWM sinyalinin dolu

olan zaman dilimi (T_d) ile boş olan zaman diliminin (T_b) toplamı PWM sinyalin periyodunu (T_p) ifade etmektedir.

Yukarıda bahsedilen darbe genişlik modülasyonu sinyalinin anahtarlama DC-DC dönüştürücülere uygulanması sonucu yarı iletken güç elemanlarının iletimde veya kesimde kalma süresi belirlenerek anahtarlama DC-DC dönüştürücülerin farklı topolojilerde tasarlanması mümkün olmuştur. Literatürde darbe genişlik modülasyonu tekniğinin kullanımı ile gerçekleştirilmiş birçok tasarım örneği bulunmakla birlikte bu tasarımlar genel olarak PWM DC-DC dönüştürücüler olarak adlandırılmaktadır.

3.3. Yumuşak Anahtarlama ve Teknikleri

PWM DC-DC dönüştürücülerde yarı iletken güç elemanlarının iletime veya kesime girmesi esnasında oluşan anahtarlama kayıplarının minimize edilmesi veya tamamen yok edilmesi işlemine yumuşak anahtarlama, bunu gerçekleştirmek için geliştirilen metotlara ise yumuşak anahtarlama teknikleri denilmektedir.

3.3.1. Anahtarlama kavramı

Anahtarlama kavramının farklı alanlarda birçok tanımı olmakla birlikte güç elektroniğindeki genel tanımı; yarı iletken güç elemanlarının iletime veya kesime geçirilmesi işlemidir. Yarı iletken güç elemanları ile herhangi bir ek düzeneğe gerek olmadan yapılan sert anahtarlama işlemlerinde meydana gelen güç anahtarı üzerindeki akım ve gerilimin üst üste binmesi sonucu oluşan anahtarlama kaybı, güç anahtarının parazitik kapasitörünün deşarj kaybı ve güç anahtarının dahili diyotunun ters toparlanma kaybı gibi istenmeyen kayıplar söz konusu olmaktadır.

Güç elamanları ile yapılan sert anahtarlama işlemi tek seferlik yapılan bir işlem olmamakla birlikte belirli bir zaman aralığı içerisinde istenen sayıda anahtarlama işleminden oluşmaktadır. Bu şekilde yapılan anahtarlama sıklığı, anahtarlama frekansını ifade etmektedir. Anahtarlama frekansının artması ile güç anahtarı üzerindeki kayıplar, frekans artışı ile doğru orantılı olacak şekilde artmaktadır. Ayrıca sert anahtarlama ve yüksek anahtarlama frekansı neticesinde oluşan kayıpların yanı sıra gerilim ve akımda oluşan ani değişiklikler, EMI gürültüleri, radyo frekans girişimleri (RFI) ve güç elemanlarının nominal değerlerinin üzerinde çalışması gibi ek problemlerde ortaya

çıkılmaktadır. Bu nedenle sert anahtarlama ve anahtarlama frekansının istenmeyen etkilerini en aza indirmek veya yok etmek için yumuşak anahtarlama teknikleri geliştirilmiştir.

3.3.2. Yumuşak anahtarlama ve bastırma hücresi

Anahtarlama kavramında da ifade edildiği gibi anahtarlama; yarı iletken güç elemanlarının ilettime veya kesime geçirilmesi işlemidir. Bu işlemi yaparken meydana gelen akım ve gerilimin üst üste binmesi sonucu oluşan anahtarlama kayıpları, EMI gürültüleri, diyot ters toparlanma kayıpları, güç anahtarının akım ve geriliminin ani değişimleri sonucu oluşan kayıplar ile güç anahtarının parazitik kapasitörünün deşarj kaybı gibi istenmeyen kayıplar yumuşak anahtarlama ve teknikleri ile en aza indirgenmiş veya tamamen yok edilmiştir. Esasen yumuşak anahtarlama; bahsi geçen kayıpların veya istenmeyen durumların ek bastırma hücreleri vasıtasıyla bastırılması veya asgari düzeye indirgenmesidir.

Yumuşak anahtarlama tekniklerini gerçekleştirebilmek için kullanılan bastırma hücreleri aktif bastırma ve pasif bastırma hücreleri olmak üzere ikiye ayrılmaktadır. Aktif bastırma hücresi ana güç anahtarına ilaveten yardımcı bir güç anahtarının kullanıldığı devrelerdir. Pasif bastırma hücresi ise ikincil bir güç anahtarı kullanımına gerek duyulmayan devrelerdir. Aktif bastırma hücreleri ile ileri yumuşak anahtarlama teknikleri olan ZVT ve/veya ZCT teknikleri gerçekleştirilebilmekte iken pasif bastırma hücreleri ile ZCS ve/veya ZVS teknikleri gerçekleştirilebilmektedir.

Yumuşak anahtarlama için kullanılan bastırma hücreleri, yarı iletken güç elemanlarındaki kayıpları en aza indirmekte veya tamamen bastırabilmekteyken bu hücrelerin kullanımı, güç anahtarında ilave gerilim ve/veya akım streslerine neden olabilmektedir. Ayrıca bastırma hücrelerinin çalışma aralığı güç anahtarının iletim ve kesime girme aralığının dışına taşmamalı ve PWM kontrolüne engel olmamalıdır.

3.3.3. Yumuşak anahtarlama teknikleri

Yumuşak anahtarlama teknikleri; EMI gürültüleri, diyot ters toparlanma kayıpları, güç anahtarının akım ve geriliminin ani değişiklikleri sonucu oluşan kayıplar, güç anahtarının parazitik kapasitörünün deşarj kaybı ile anahtarlama kayıpları gibi istenmeyen kayıpların

bastırılması veya minimize edilmesi için kullanılmaktadır. Yumuşak anahtarlama teknikleri Şekil 3.2' de görüldüğü üzere;

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

olmak üzere 4 gruba ayrılmaktadır.

3.3.3.1. Sıfır gerilimde anahtarlama (ZVS)

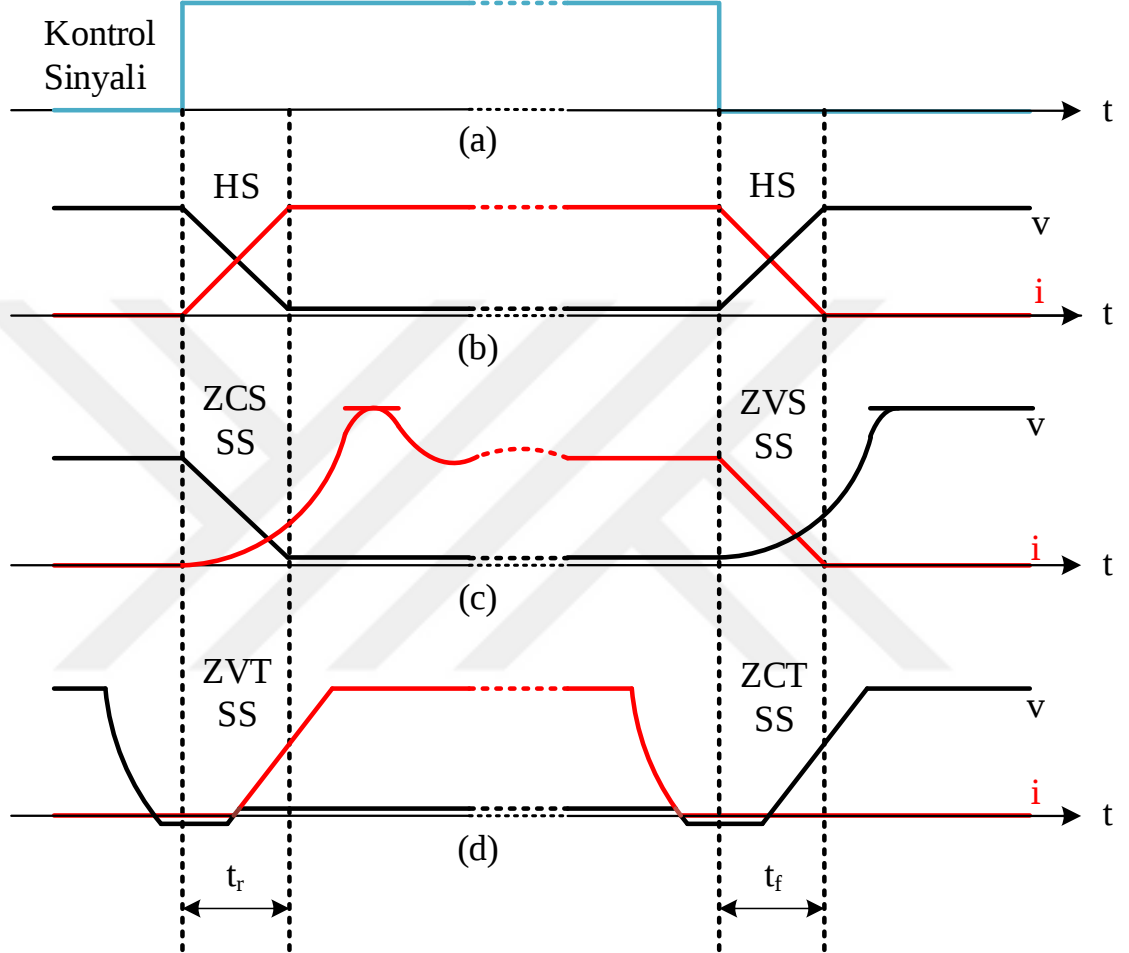
Sıfır gerilimde anahtarlama (ZVS), iletimdeki yarı iletken güç elemanının kesime girmesi için kullanılan bir yumuşak anahtarlama tekniğidir. Bu tekniği gerçekleştirebilmek için yarı iletken güç anahtarına düşük kapasitanslı bir kapasitör paralel bağlanır ve bu sayede yarı iletken güç elemanı iletimden kesime geçerken uçlarında oluşan gerilimin artış hızı sınırlandırılarak anahtarlama enerjisi paralel bağlı kapasitöre aktarılır. Aktarılan bu enerji modern bastırma hücrelerinde geri kazanılabilmektedir. Gerilimin artış hızının sınırlandırılması ile sert anahtarlama esnasında oluşan akım ve gerilimin çakıştığı nokta bu teknik sayesinde daha aşağıda oluşturulmakta ve anahtarlama kayıpları minimize edilmektedir.

3.3.3.2. Sıfır akımda anahtarlama (ZCS)

Sıfır akımda anahtarlama (ZCS), kesimdeki yarı iletken güç elemanının iletime girmesi için kullanılan bir yumuşak anahtarlama tekniğidir. Bu tekniği gerçekleştirebilmek için yarı iletken güç anahtarına düşük endüktanslı bir endüktör seri bağlanır ve bu sayede yarı iletken güç elemanı kesimden iletime geçerken üzerinden geçen akımın artış hızı sınırlandırılarak anahtarlama enerjisi seri bağlı endüktöre aktarılır. Aktarılan bu enerji klasik bastırma hücrelerinde direnç üzerinde harcanabilirken modern bastırma hücrelerinde geri kazanılabilmektedir. Akımın artış hızının sınırlandırılması ile sert anahtarlama esnasında oluşan akım ve gerilimin çakıştığı nokta bu teknik sayesinde daha aşağıda oluşturulmakta ve anahtarlama kayıpları minimize edilmektedir.

ZVS ve ZCS teknikleri anahtarlama kayıplarını azaltmakta fakat tamamen yok edememektedir. Bu nedenle de bu tür yumuşak anahtarlama teknikleri yaklaşık ZCS ve

yaklaşık ZVS teknikleri olarak ifade edilmektedir. Genel olarak, ZCS’de kullanılan endüktans seri bastırma elemanı ve ZVS’de kullanılan kapasitans ise paralel bastırma elemanı olarak adlandırılır. Seri bastırma elemanı güç elemanında ilave gerilim stresine, paralel bastırma elemanı ise ilave akım stresine yol açmaktadır (Dusmez vd., 2015).



Şekil 3.2. (a) Yarı iletken güç elemanının kontrol sinyali, (b) Sert anahtarlama (HS), (c) Sıfır akımda anahtarlama (ZCS) – Sıfır gerilimde anahtarlama (ZVS) ve (d) Sıfır gerilimde geçiş (ZVT) – Sıfır akımda geçiş (ZCT) yumuşak anahtarlama teknikleri ile ilgili temel dalga şekilleri.

3.3.3.3. Sıfır gerilimde geçiş (ZVT)

Sıfır gerilimde geçiş (ZVT), kesimdeki yarı iletken güç elemanının ilettime girmesi için kullanılan ileri bir yumuşak anahtarlama tekniğidir. Bu tekniği gerçekleştirebilmek için yarı iletken güç anahtarının uçlarındaki gerilim kısa bir zaman aralığında kısmi bir rezonansla sıfıra düşürülmekte ve gerilim değeri sıfırda iken kontrol sinyali güç anahtarına uygulanmaktadır (Aksoy, 2007). Bu sayede anahtarlama işlemi esnasında akım ve gerilimin çakışması engellenmiş ve anahtarlama kayıpları sıfırlanmış olur. Bu

teknikğin kullanımında yüksek kapasitanslı parazitik kapasitöre sahip MOSFET'lerin kullanımı uygun olmakla beraber MOSFET'in dâhili parazitik kapasitöründeki enerjinin kazanımı ancak ZVT tekniği ile mümkün olabilmektedir.

3.3.3.4. Sıfır akımda geçiş (ZCT)

Sıfır akımda geçiş (ZCT), iletimdeki yarı iletken güç elemanının kesime girmesi için kullanılan ileri bir yumuşak anahtarlama tekniğidir. Bu tekniği gerçekleştirebilmek için yarı iletken güç anahtarının üzerindeki akım kısa bir zaman aralığında kısmi bir rezonansla sıfıra düşürülmekte ve akım değeri sıfırda iken kontrol sinyalinin güç anahtarına uygulanması sonlandırılmaktadır. Bu sayede anahtarlama işlemi esnasında akım ve gerilimin çakışması engellenmiş ve anahtarlama kayıpları sıfırlanmış olur. Bu teknikğin kullanımında IGBT kullanımı uygun olmakla beraber IGBT'nin kesime girmesi esnasında oluşan kuyruk akımı denilen ve ilave anahtarlama kaybına neden olan durum ZCT tekniği ile sıfırlanabilmektedir.

3.4. Yumuşak Anahtarlama PWM DC-DC Dönüştürücüler

PWM DC-DC dönüştürücülerde kullanılan yumuşak anahtarlama teknikleri ile anahtarlama kayıpları ve EMI gürültüleri en aza indirgenebilmekte veya tamamen yok edilebilmektedir. Literatürde yer alan bazı yumuşak anahtarlama dönüştürücülere ait çalışma prensipleri, çalışma aralıkları, değerlendirme ve sonuçları alt başlıklarda ifade edilecektir.

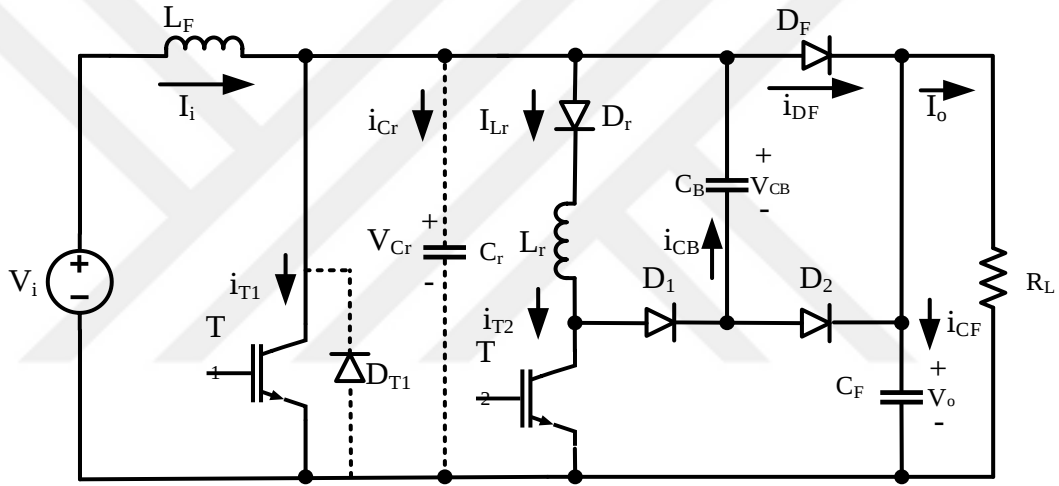
3.4.1. Örnek yumuşak anahtarlama PWM DC – DC dönüştürücü - 1

Şekil 3.3'te Bodur ve Bakan, (2002) tarafından literatüre kazandırılan örnek bir ZVT yumuşak anahtarlama dönüştürücü verilmiştir. Bu dönüştürücünün teorik analizi ve simülasyonu yapılarak avantaj ve dezavantajları sunulmuştur. Teorik analizi kolaylaştırmak için öncelikle aşağıdaki kabuller yapılmıştır.

- ❖ Giriş gerilimi (V_i) sabittir.
- ❖ C_F kapasitansı çıkış geriliminin dalgalanmasını önleyecek kadar büyüktür.
- ❖ L_F endüktansı çıkış akımının dalgalanmasını önleyecek kadar büyüktür.
- ❖ Rezonans devresini oluşturan elamanlar idealdir.
- ❖ Bastırma endüktansı L_r ana endüktans L_F den çok daha küçüktür.

- ❖ Ana diyot D_F hariç diğer tüm diyotların ters toparlanma süreleri yok sayılır.
- ❖ Yarı iletken devre elemanlarının gerilim düşümleri ve parazitik kapasitansları göz ardı edilir.

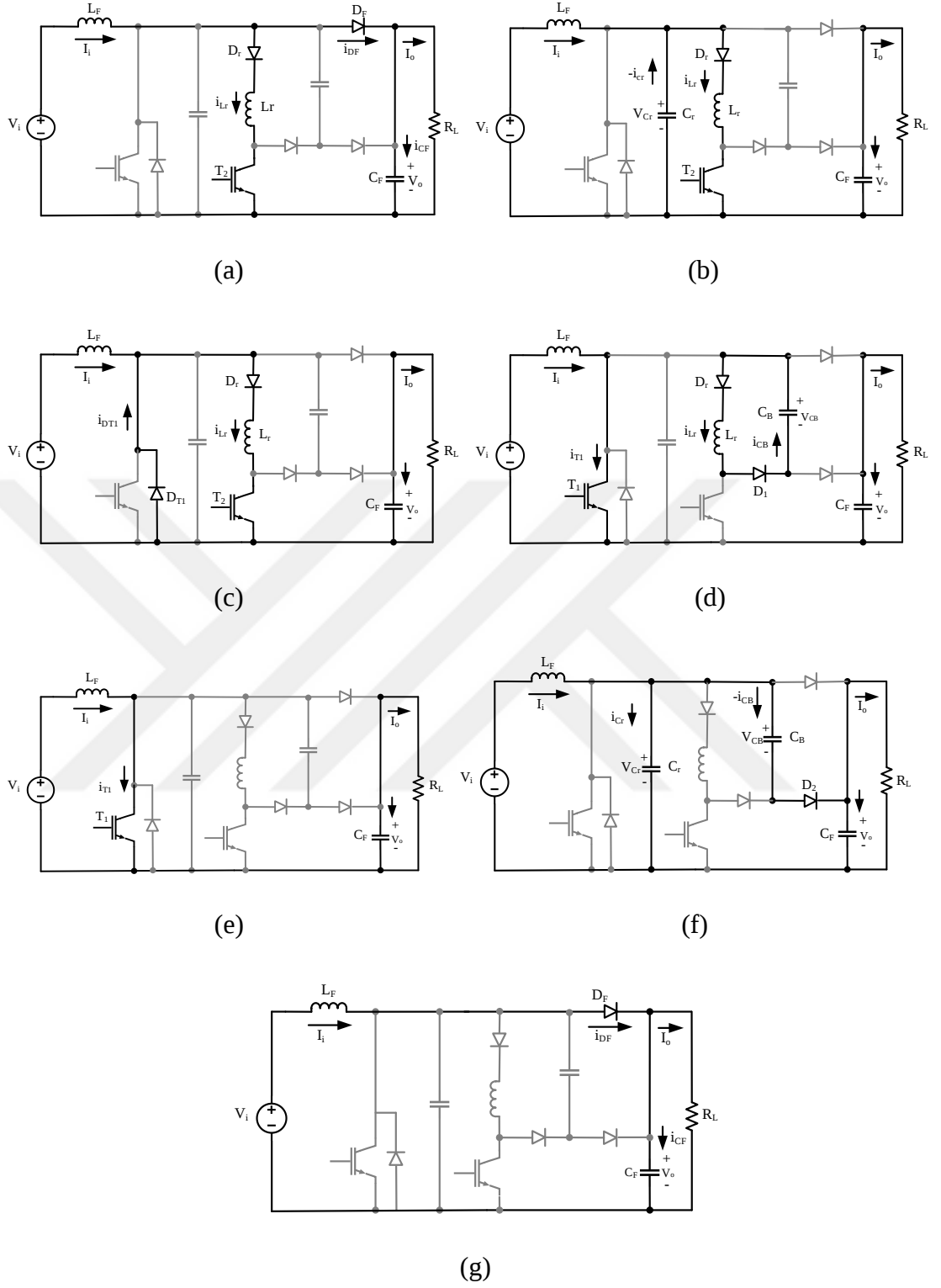
Şekil 3.3'te verilen dönüştürücüde V_i giriş gerilimini, V_o çıkış gerilimini, T_1 ana anahtarı, T_2 yardımcı anahtarı, D_{T1} ana anahtarın dahili diyodunu, L_F dönüştürücünün ana endüktansını, C_F çıkış filtre kapasitansını, D_F dönüştürücünün ana diyotunu, D_r , D_1 ve D_2 dönüştürücünün yardımcı diyotlarını, L_r rezonans endüktansını, C_B rezonans kapasitansını, C_r ana anahtarın parazitik kapasitansı ve ona eklenen diğer parazitik kapasitansların toplamını ve R_L yükü ifade etmektedir.



Şekil 3.3. Örnek bir yumuşak anahtarlama PWM DC – DC dönüştürücü (Bodur ve Bakan, 2002).

3.4.1.1. Çalışma aralıkları

Şekil 3.3'deki örnek yumuşak anahtarlama PWM DC – DC dönüştürücünün bir anahtarlama periyodu içerisinde yedi çalışma aralığı vardır ve bu aralıklar tamamlandığında periyot en başa döner. Söz konusu dönüştürücünün çalışma aralıklarına ait devre şemaları Şekil 3.4'te gösterilmiştir.



Şekil 3.4. Örnek yumuşak anahtarlama PWM DC – DC dönüştürücünün çalışma aralıklarına ait devre şemaları (Bodur ve Bakan, 2002).

Aralık 1 [$t_0 < t < t_2$: Bkz. Şekil 3.4 (a)]

Bu aralığın başında T_1 ana anahtarı ve T_2 yardımcı anahtarı kesimdedir. D_F ana diyotu iletimdedir ve L_F endüktansının akımını iletir. $t = t_0$ anında $i_{T1} = 0$, $i_{T2} = 0$, $i_{DF} = I_i$, $V_{CR} = V_o$ ve $V_{CB} = 0$ eşitlikleri geçerlidir. $t = t_0$ anında, T_2 yardımcı anahtarına bir kontrol sinyalinin uygulanmasıyla bu aralık başlar. D_r diyotu ve T_2 yardımcı anahtarının akımlarının yükselme hızları L_r endüktansı tarafından sınırlandırılır ve bu sayede D_r diyotu ve T_2 yardımcı anahtarı yaklaşık ZCS altında ilettime girer. Bu aralıkta T_2 yardımcı anahtarının akımı yükselirken D_F ana diyotunun akımı aynı anda ve lineer olarak düşer. Bu aralık için geçerli eşitlikler Eş. (3.1) ve Eş. (3.2)'deki gibi yazılabilir;

$$i_{Lr} = i_{T2} = \frac{V_o}{L_r} (t - t_0) \quad (3.1)$$

$$i_{DF} = I_i - i_{Lr} = I_i - \frac{V_o}{L_r} (t - t_0) \quad (3.2)$$

$t = t_1$ anında ilk olarak T_2 yardımcı anahtarının akımı giriş akımı seviyesine ulaşır ve D_F ana diyotunun akımı sıfıra düşer. Bu durumla beraber T_2 yardımcı anahtarının akımı yükselmeye, ana diyot D_F 'nin akımı ise düşmeye devam eder. Sonuç olarak, $t = t_2$ anında D_F ana diyotunun ters toparlanma akımı $-I_r$ 'ye düşer ve diyot ZVS altında kesime girer girmez bu aralık sona erer. Bu aralık için geçerli eşitlikler Eş. (3.3), Eş. (3.4), Eş. (3.5), Eş. (3.6), Eş. (3.7) ve Eş. (3.8)'deki gibi yazılabilir;

$$t_{01} = \frac{L_r}{V_o} I_i \quad (3.3)$$

$$i_{Lr} = i_{T2} = I_i + \frac{V_o}{L_r} (t - t_1) \quad (3.4)$$

$$i_{DF} = -\frac{V_o}{L_r} (t - t_1) \quad (3.5)$$

$$I_{Lr2} = i_{Lr}(t_2) = i_{T2}(t_2) = I_i + I_r \quad (3.6)$$

$$I_{DF2} = i_{DF}(t_2) = -I_r \quad (3.7)$$

$$t_{12} = t_{rr} = \frac{L_r}{V_o} I_{rr} \quad (3.8)$$

Burada I_{rr} , D_F ana diyotunun ters toparlanma akımını, t_{rr} ise ters toparlanma süresini ifade etmektedir. Bu aralığın sonunda D_F ana diyotu ZVS ile kesime girer ve ana diyotun giriş akımı I_i ve ters toparlanma akımı I_{rr} , bastırma endüktansı L_r ve yardımcı anahtar T_2 'ye değiştirilir.

Aralık 2 [$t_2 < t < t_3$: Bkz. Şekil 3.4 (b)]

$t = t_2$ anından önce T_1 ana anahtarı ve D_F ana diyotu kesimdedir. T_2 yardımcı anahtarı ise iletimdedir ve $I_i + I_{rr}$ akımını iletir. $t = t_2$ anında ise $i_{T1} = 0$, $I_i + I_{rr}$, $i_{DF} = 0$, $V_{Cr} = V_o$ ve $V_{CB} = 0$ eşitlikleri geçerlidir. $t = t_2$ anında, I_i giriş akımı altında ve L_r endüktansının başlangıç akımı I_{Lr2} ile $C_r - D_r - L_r - T_2$ rezonans yolu üzerinden L_r ve C_r arasında paralel bir rezonans başlar. Bu rezonans için Eş. (3.9) ve Eş. (3.10) eşitlikleri elde edilir;

$$i_{Lr} = i_{T2} = I_i + I_{rr} \cos \omega_1(t - t_2) + \frac{V_o}{Z_1} \sin \omega_1(t - t_2) \quad (3.9)$$

$$v_{Cr} = v_{T1} = V_o \cos \omega_1(t - t_2) - Z_1 I_{rr} \sin \omega_1(t - t_2) \quad (3.10)$$

$t = t_3$ anında C_r kapasitansında depolanan enerjinin L_r endüktansına aktarımı tamamlanır ve C_r endüktansının enerjisi sıfır olur. L_r endüktansının akım ve güç değerleri aynı anda maksimum seviyelerine ulaşır. L_r endüktansının maksimum akım ve güç eşitlikleri Eş. (3.11), Eş. (3.12), Eş. (3.13), Eş. (3.14) ve Eş. (3.15)' deki gibidir;

$$I_{Lr \max} = I_i + \sqrt{V_o^2 + Z_1^2 I_{rr}^2} / Z_1 \quad (3.11)$$

$$W_{Lr \max} = \frac{1}{2} L_r I_{Lr \max}^2 = \frac{1}{2} L_r (I_i + I_{rr})^2 + \frac{1}{2} C_r V_o^2 \quad (3.12)$$

$$t_{23} = \sqrt{L_r C_r} \arctg \frac{V_o}{Z_1 I_{rr}} \quad (3.13)$$

Bu denklemlerden;

$$\omega_1 = 1 / \sqrt{L_r C_r} \quad (3.14)$$

$$Z_1 = \sqrt{L_r C_r} \quad (3.15)$$

Bu aralıkta C_r kapasitansının, T_1 ana anahtarının, D_F ana diyotunun ve D_1 , D_2 yardımcı diyotlarının parazitik kapasitanslarını içerdiğine dikkat edilmelidir. T_1 ve D_1 'in parazitik kapasitansları V_o 'dan sıfıra deşarj edilir ve diğerleri sıfırdan V_o 'a yüklenir. Ayrıca önerilen dönüştürücüde ilave bir C_r kapasitansına gerek yoktur veya C_r kapasitansı bu parazitik kapasitansların toplamı olarak kabul edilebilir.

Aralık 3 [$t_3 < t < t_4$: Bkz. Şekil 3.4 (c)]

Bu aralıktan önce sadece T_2 yardımcı anahtarı iletimdedir ve L_r endüktansının maksimum akımını iletir. $t = t_3$ anında $i_{T1} = 0$, $i_{T2} = I_{Lr\max}$, $i_{DF} = 0$, $V_{Cr} = 0$ ve $V_{CB} = 0$ eşitlikleri geçerlidir. $t = t_3$ anında V_{Cr} sıfır olduktan hemen sonra, ana anahtarın dahili diyotu D_{T1} iletime girer ve L_r endüktansının akım fazlalığını iletir. Bu aralık için geçerli eşitlikler Eş. (3.16) ve Eş. (3.17)'deki gibidir;

$$i_{Lr} = i_{T2} = I_{Lr\max} \quad (3.16)$$

$$i_{D_{T1}} = I_{Lr\max} - I_i \quad (3.17)$$

D_{T1} 'in iletimde olduğu bu zaman aralığında T_1 ana anahtarı ZVT ile iletime girer. Normal ZVT-PWM dönüştürücüde D_{T1} diyotu gerekiyken önerilen dönüştürücüde buna gerek yoktur ve bir sonraki aralık doğrudan t_3 'ten başlatılabilir.

Aralık 4 [$t_4 < t < t_5$: Bkz. Şekil 3.4 (d)]

Bu aralığın başında $i_{T1} = 0$, $i_{T2} = I_{Lr\max}$, $i_{DF} = 0$, $V_{Cr} = 0$ ve $V_{CB} = 0$ eşitlikleri geçerlidir. $t = t_4$ anında T_1 ana anahtarına kontrol sinyali uygulanırken T_2 yardımcı anahtarının kontrol sinyali kesilir. T_1 ana anahtarı ZVS ile iletime girerek I_i akımını iletmeye başlarken T_2 yardımcı anahtarı yaklaşık ZVS ile kesime girer. Maksimum endüksiyon akımı $I_{Lr\max}$ L_r - D_1 - C_B - D_r iletim yolunu takip ederek L_r ve C_B arasındaki rezonansı başlatır. Burada, D_1 yardımcı diyotu $t = t_4$ anında ZVS ile iletime girer. Bu rezonans için Eş. (3.18) ve Eş. (3.19)'daki eşitlikler geçerlidir.

$$i_{L_r} = i_{D_1} = I_{L_r\max} \cos \omega_2(t - t_4) \quad (3.18)$$

$$v_{C_B} = v_{T_2} = Z_2 I_{L_r \max} \sin \omega_2 (t - t_4) \quad (3.19)$$

Bu aralıkta L_r endüktansında depolanan enerji C_B kapasitansına aktarılır. L_r endüktansındaki tüm enerji C_B kapasitansına aktarılarak V_o 'a yüklendiği varsayılırsa, yukarıdaki denklemlerden Eş. (3.20), Eş. (3.21) ve Eş. (3.22)'deki eşitlikler elde edilir.

$$V_{C_{B_5}} = v_{C_B}(t_5) = V_{C_{B \max}} = Z_2 I_{L_r \max} = V_o \quad (3.20)$$

$$t_{45} = \frac{\pi}{2} \sqrt{L_r C_B} \quad (3.21)$$

$$\frac{1}{2} L_r I_{L_r \max}^2 = \frac{1}{2} C_B V_{C_{B \max}}^2 = \frac{1}{2} C_B V_o^2 \quad (3.22)$$

C_B değeri yukarıdaki değerden küçük ise C_B tekrar V_o 'a kadar şarj edilir ve fazla enerji yüke aktarılır. C_B yukarıdaki değerden büyükse, C_B 'nin gerilimi V_o 'a ulaşmaz. ω_2 ve Z_2 ye ait eşitlikler Eş. (3.23) ve Eş. (3.24)'deki gibidir.

$$\omega_2 = 1 / \sqrt{L_r C_B} \quad (3.23)$$

$$Z_2 = \sqrt{L_r / C_B} \quad (3.24)$$

bu aralıkta C_B kapasitansı T_2 yardımcı anahtarının gerilim yükselme hızını sınırlar. Böylece T_2 yardımcı anahtarı yaklaşık ZVS altında kesime girer. Ayrıca, T_2 ve D_2 'nin parazitik kapasitansları, bu aralıkta kapasitans C_B 'yi içerir.

$t = t_5$ anında, L_r endüktansının akımı i_{L_r} sıfıra düşer düşmez, L_r endüktansı aracılığıyla D_r ve D_1 yardımcı diyotları ZCS ile kesime girer ve bu aralık sonlanır.

Aralık 5 [$t_5 < t < t_6$: Bkz. Şekil 3.4 (e)]

Bu aralıkta T_1 ana anahtarı giriş akımını (I_i) iletmeye devam ederken bastırma hücresi pasiftir. Bu aralığın büyük bir kısmı normal PWM dönüştürücünün iletim süresidir. Ayrıca bu sürenin belirlenmesinde PWM kontrol ünitesi etkilidir. Bu aralık için Eş. (3.25)'deki eşitlik yazılabilir;

$$i_{T_1} = I_i \quad (3.25)$$

Aralık 6 [$t_6 < t < t_7$: Bkz. Şekil 3.4 (f)]

Bu aralıktan önce $i_{T1} = I_i$, $i_{T2}=0$, $i_{DF} = 0$, $V_{Cr} = 0$ ve $V_{CB} = V_o$ eşitlikleri geçerlidir. $t = t_6$ anında T_1 ana anahtarının kontrol sinyalinin kesilmesiyle birlikte T_1 ana anahtarı ZVS altında kesime girerken C_B kapasitansı V_o 'a yüklendiğinden yardımcı diyot D_2 ZVS ile ilettime girer. Ayrıca bu aralıkta C_r kapasitansı yüklenir ve C_B kapasitansı boşalır. t_7 anında, C_r kapasitansının gerilimi V_o 'a ulaşır aynı anda C_B kapasitansının gerilimi sıfıra düştüğünde ana diyot D_F ZVS ile ilettime girerken yardımcı diyot D_2 ZVS ile kesime girer ve bu aralık sona erer. Bu durumda Eş. (3.26) ve Eş. (3.27)'deki eşitlikler yazılabilir;

$$v_{C_r} = v_{T_1} = V_o - v_{C_B} = \frac{I_i}{C_r + C_B} (t - t_6) \quad (3.26)$$

$$t_{67} = \frac{C_r + C_B}{I_i} V_{C_{Bmax}} = \frac{C_r + C_B}{I_i} V_o \quad (3.27)$$

bu aralıkta C_B kapasitansı, ana anahtar T_1 'in gerilim yükselme hızını sınırlar. Böylece T_1 ana anahtarı yaklaşık ZVS altında kesime girer. Yük akımı azaltılırsa C_B kapasitansının geriliminin (t_4-t_5) aralığında V_o 'a ulaşmadığına dikkat edilmelidir. Sonuç olarak, C_B kapasitansının bastırma etkisi $t_6 - t_7$ aralığında orantılı olarak azalır, ancak bu aralığın süresi değişmez. Bu özellik, önerilen dönüştürücünün hafif yük koşullarında çalışmasını sağlar.

Aralık 7 [$t_8 < t < t_9$: Bkz. Şekil 3.4 (g)]

Bu aralıkta D_F ana diyeti üzerinden I_i giriş akımı akmaya devam ederken bastırma hücresi pasif konumdadır. Bu aralık geleneksel PWM dönüştürücünün kesim aralığıdır ve PWM kontrol devresi tarafından belirlenir. Bu aralık için Eş. (3.28)'deki eşitlik yazılabilir;

$$i_{D_F} = I_i \quad (3.28)$$

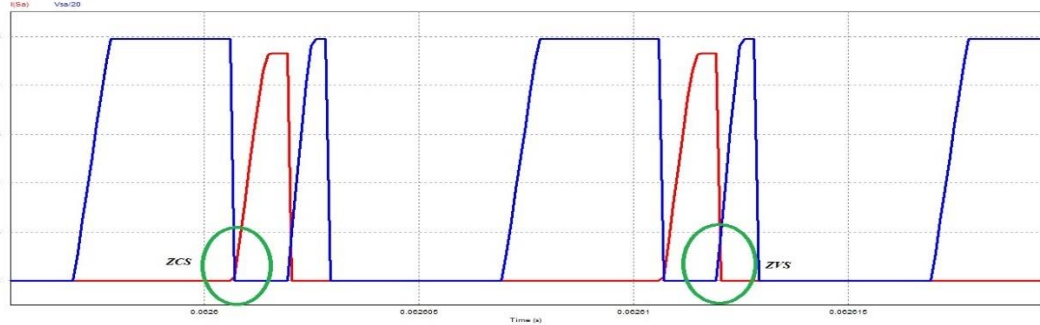
$t = t_8$ anında bir anahtarlama periyodu tamamlanır ve başka bir anahtarlama periyodu başlar.

3.4.1.2. Genel değerlendirme ve sonuçlar

Devre şeması verilen örnek yumuşak anahtarlama PWM DC – DC dönüştürücüsünün (Bkz. Şekil 3.3.) teorik analizini basitleştirmek adına gerekli ihmal ve kabuller yapılarak, 2 kW çıkış gücü ve 50 kHz anahtarlama frekansı altında PSIM 9.1.1 programında gerçekleştirilen simülasyon çalışması neticesinde elde edilen sonuçlar Şekil 3.5 ve Şekil 3.6’da gösterilmiştir.



(a)

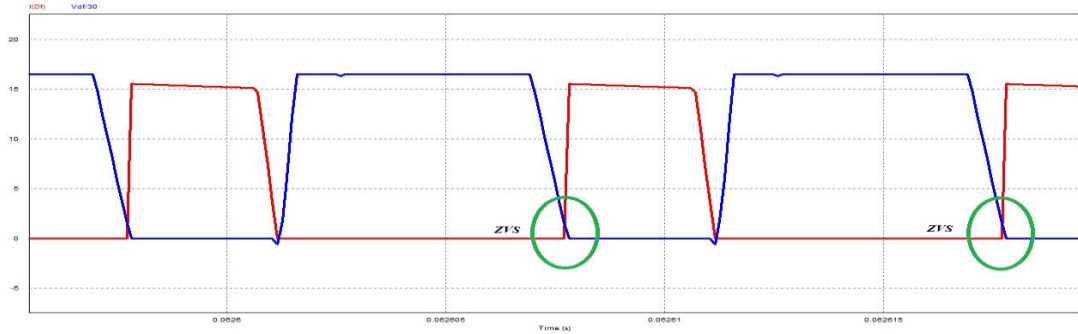


(b)

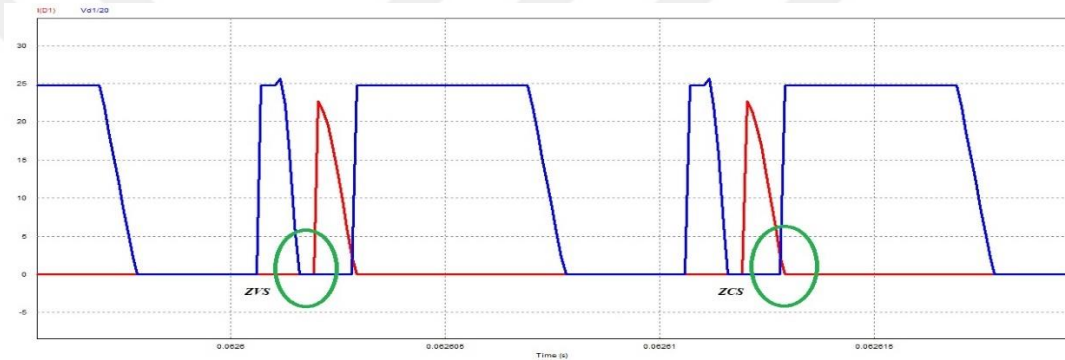
Şekil 3.5. (a) T_1 ana anahtarının gerilim ve akım dalga şekilleri (b) T_2 yardımcı anahtarının gerilim ve akım dalga şekilleri.

Şekil 3.5 (a) T_1 ana anahtarının gerilim ve akım dalga şekillerini, Şekil 3.5 (b) T_2 yardımcı anahtarının gerilim ve akım dalga şekillerini, Şekil 3.6 (a) D_F ana diyotunun gerilim ve akım dalga şekillerini, Şekil 3.6 (b) D_1 yardımcı diyotunun gerilim ve akım dalga şekillerini, Şekil 3.6 (c) D_2 yardımcı diyotunun gerilim ve akım dalga şekillerini göstermektedir. Simülasyon sonuçları baz alınarak yapılan değerlendirmeler neticesinde T_1 ana anahtarı ZVT ile ilettime girmekte, yaklaşık ZVS ile kesime girmektedir. T_2 yardımcı anahtarı yaklaşık ZCS ile ilettime girmekte yaklaşık ZVS ile kesime girmektedir.

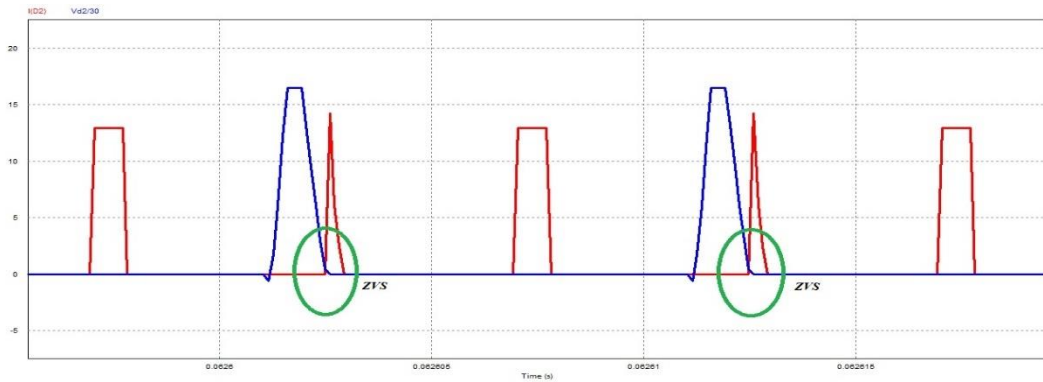
D_F ana diyotu ZVS ile hem iletme girmekte hem de kesime girmektedir. Ayrıca D_1 ve D_2 yardımcı diyotları da yumuşak anahtarlama ile iletme ve kesime girmektedir.



(a)



(b)



(c)

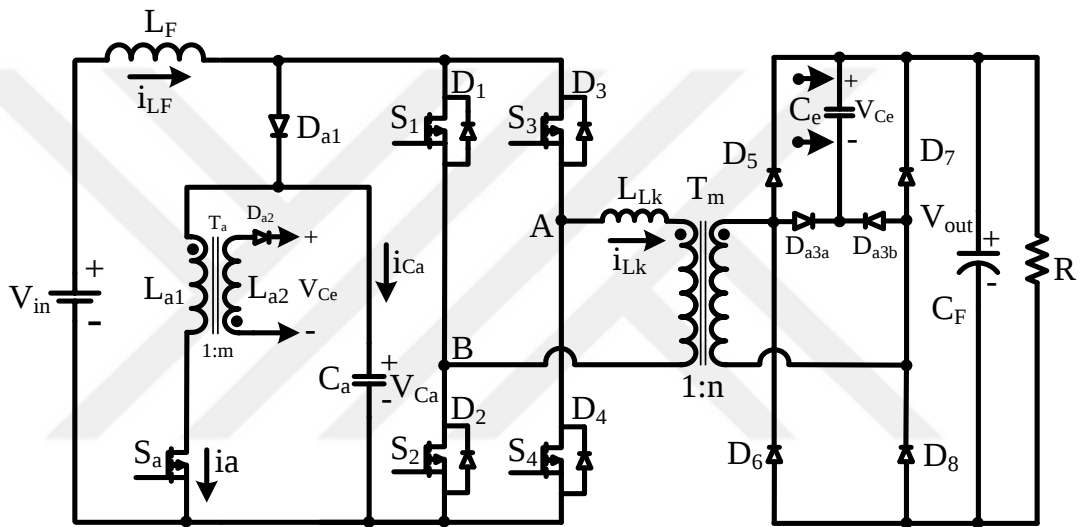
Şekil 3.6. (a) D_F ana diyotunun gerilim ve akım dalga şekilleri, (b) D_1 yardımcı diyotunun gerilim ve akım dalga şekilleri (c) D_2 yardımcı diyotunun gerilim ve akım dalga şekilleri.

Sonuç olarak devre şeması verilen örnek yumuşak anahtarlama PWM DC – DC dönüştürücüsünde (Bkz. Şekil 3.3.) kullanılan tüm yarı iletken elemanların yumuşak anahtarlama ile iletme ve kesime girdikleri görülmektedir.

3.4.2. Örnek yumuşak anahtarlama PWM DC–DC tam köprü dönüştürücü - 2

Şekil 3.7’deki yumuşak anahtarlamalı PWM DC – DC tam köprü dönüştürücünün çalışma prensibi incelenirken yapılan simülasyonda teorik analizi kolaylaştırmak adına aşağıdaki varsayımlar kabul edilmiştir.

- ❖ Giriş akımı sabittir.
- ❖ Çıkış gerilimi sabittir.
- ❖ Tüm yarı iletken ve rezonans devresini oluşturan elamanlar idealdir.

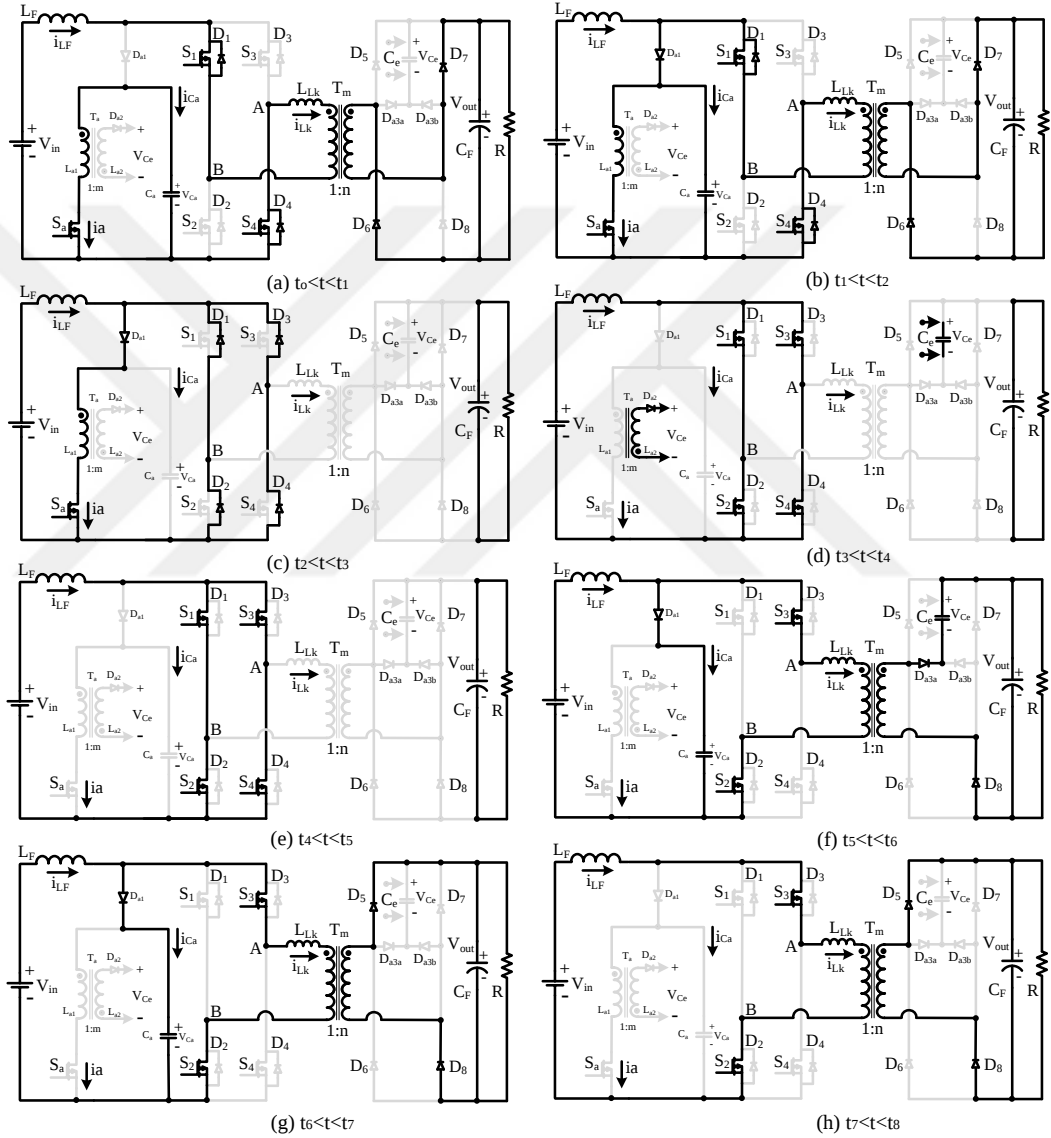


Şekil 3.7. Örnek yumuşak anahtarlama PWM DC – DC tam köprü dönüştürücü (Sahin vd., 2018).

Şekil 3.7’de sunulan yumuşak anahtarlama PWM DC – DC tam köprü dönüştürücüde; V_{in} giriş gerilimini, V_{out} çıkış gerilimini, L_F giriş filtre endüktansını, C_F çıkış filtre kapasitansını, S_1 - S_4 ana anahtarları, D_1 - D_4 ana anahtarların dahili diyotlarını, D_5 - D_8 ana diyotları, T_m yüksek frekans transformatörünü, L_{Lk} kaçak endüktansların toplamını, R omik yükü, V_{AB} primer gerilimi, S_a yardımcı anahtarı, C_a bastırma kapasitansını, C_e yardımcı kapasitansı, T_a geri dönüş transformatörünü, L_{a1} geri dönüş transformatörünün primer endüktansını, L_{a2} geri dönüş transformatörünün sekonder endüktansını ve D_{a1} - D_{a3} yardımcı diyotları ifade etmektedir.

3.4.2.1. Çalışma aralıkları

Şekil 3.7’deki örnek yumuşak anahtarlama PWM DC – DC tam köprü dönüştürücünün yarım periyodu boyunca sekiz çalışma aralığı vardır ve bu aralıklar tamamlandığında aynı koşullar diğer yarım periyot içinde geçerlidir. Söz konusu dönüştürücüye ait yarım periyot çalışma aralıklarına ait devre şemaları Şekil 3.8’de gösterilmiştir.



Şekil 3.8. Örnek yumuşak anahtarlama PWM DC – DC tam köprü dönüştürücünün çalışma aralıklarına ait devre şemaları (Sahin vd., 2018).

Aralık 1 / $t_0 < t < t_1$: Bkz. Şekil 3.8 (a)]

Bu aralığın başlangıcında, S_1 , S_4 ana anahtarları, D_6 , D_7 ana diyotları kesimde iken S_2 , S_3 , S_a anahtarları ve D_5 , D_8 diyotları iletimdedir. Yani, $i_a = 0$, $v_{Ca} = V_{Cmax} = V_1$, $i_{Lk} = I_{LF}$, v_{Ce}

= 0 eşitlikleri geçerlidir. $t = t_0$ anında S_a yardımcı anahtarına kontrol sinyali uygulandığında bu aralık başlar. S_a yardımcı anahtarı seri endüktans L_{a1} nedeniyle ZCS ile ilettime girer. Bu nedenle L_{a1} endüktansı ile C_a kapasitansı arasında bir rezonans başlar. $t = t_1$ anında ise C_a kapasitansının gerilim seviyesi V_{AB} 'nin gerilim seviyesine düştüğünde D_{a1} diyotu ZVS ile ilettime girer ve bu aralık sona erer. Bu aralık için geçerli eşitlikler Eş. (3.29), Eş. (3.30), Eş. (3.31) ve Eş. (3.32)'deki gibi yazılabilir;

$$i_{La1}(t) = \frac{V_1}{Z_0} \sin(\omega_0(t - t_0)) \quad (3.29)$$

$$v_{Ca}(t) = V_1 \cos(\omega_0(t - t_0)) \quad (3.30)$$

Buradan;

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_{a1}}{C_a}} \quad (3.31)$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L_{a1}C_a}} \quad (3.32)$$

Aralık 2 [$t_1 < t < t_2$: Bkz. Şekil 3.8 (b)]

Bu aralığın başlangıcında $i_a = i_{a1}$, $v_{Ca} = V_{AB}$, $i_{Lk} = I_{LF}$, $v_{Ce} = 0$ eşitlikleri geçerlidir. Bu aralıkta L_{a1} endüktansı ile C_a kapasitansı arasındaki rezonans devam eder. Ayrıca L_F endüktansının akımı ile L_{LK} endüktansının akımı arasındaki fark, bastırma hücresine aktarılır ve L_{LK} endüktansının akımı azalır. $t = t_2$ anında L_{LK} endüktansının akımı sıfır seviyesine düşerken L_{a1} endüktansının akımı maksimum değere ulaşır. Ardından ana anahtarın dahili diyotları ZVS ile ilettime girer ve bu aralık sonlanır. Bu aralık için geçerli eşitlikler Eş. (3.33) ve Eş. (3.34)'deki gibi yazılabilir;

$$i_{Lk}(t) = I_{LF} - \frac{V_0 \omega_2^2}{n L_{a1} \omega_1^2} (t - t_1) + \frac{V_0 \omega_2^2}{n L_{a1} \omega_1^3} \sin(\omega_1(t - t_1)) \quad (3.33)$$

$$v_{Ca}(t) = \frac{V_0}{n} + \frac{V_0 \omega_2^2}{n \omega_1^2} \cos(\omega_1(t - t_1)) - \frac{V_0 \omega_2^2}{n \omega_1^2} \quad (3.34)$$

Buradan Eş. (3.35) Eş. (3.36)'deki eşitlikler elde edilir.

$$\omega_1 = \sqrt{\frac{L_{a1} + L_{Lk}}{L_{a1}L_{Lk}C_a}} \quad (3.35)$$

$$\omega_2 = \sqrt{\frac{1}{L_{Lk}C_a}} \quad (3.36)$$

Aralık 3 [$t_2 < t < t_3$: Bkz. Şekil 3.8 (c)]

Bu aralığın başlangıcında $i_a = i_{a1max}$, $v_{Ca} = 0$, $i_{Lk} = 0$, $v_{Ce} = 0$ eşitlikleri geçerlidir. Bu aralığa ZVT aralığı denir. S_2 ve S_3 ana anahtarlarının kontrol sinyalleri bu aralığın ortasında uygulanır ve bu anahtarlar ZVT ile ilettime girer. $t = t_3$ anında yardımcı anahtarın kontrol sinyali sonlandırılır ve bu aralık sona erer. Bu aralık için geçerli eşitlikler Eş. (3.37) ve Eş. (3.38)'deki gibi yazılabilir;

$$i_{La1} = I_{LF} + \frac{V_1}{Z_0} \quad (3.37)$$

$$i_{S1} = i_{S2} = i_{S3} = i_{S4} = \frac{I_{LF} - I_{La1peak}}{2} \quad (3.38)$$

Aralık 4 [$t_3 < t < t_4$: Bkz. Şekil 3.8 (d)]

Bu aralığın başlangıcında $i_a = 0$, $v_{Ca} = 0$, $i_{Lk} = 0$, $v_{Ce} = 0$ eşitlikleri geçerlidir. S_a yardımcı anahtarı C_e kapasitansından dolayı ZVS ile kesime girer ve ardından giriş akımı ana anahtarlar üzerinden geçmeye başladığı anda bu aralık başlar. Ayrıca, L_{a2} endüktansının enerjisi D_{a2} diyotu aracılığıyla C_e kapasitansına aktarılır. V_{Ce} 'nin çıkış gerilimini aşması durumunda ZVS ile D_{a3} diyotu ilettime girer ve çıkış tarafına fazla enerji aktarılır. Böylece, V_{Ce} , koşullardan bağımsız olarak çıkış gerilimini aşamaz. $t = t_4$ anında L_{a2} endüktansının akımı sıfıra düşer ve bu aralık sonlanır. Bu aralık için geçerli eşitlikler Eş. (3.39) ve Eş. (3.40)'daki gibi yazılabilir;

$$i_{La2}(t) = I_{La1max} \sqrt{\frac{L_{a1}}{L_{a2}}} \cos(\omega_3(t - t_3)) \quad (3.39)$$

$$v_{Ce}(t) = Z_1 I_{La1max} \sqrt{\frac{L_{a1}}{L_{a2}}} \sin(\omega_3(t - t_3)) \quad (3.40)$$

D_{a3} diyotun ilettime girmesi için Eş. (3.41)'deki eşitlik geçerli olmalıdır.

$$\frac{I_{La1\max}^2}{V_0^2} L_{a1} \geq C_e \quad (3.41)$$

Buradan Eş. (3.42) ve Eş. (3.43) eşitlikleri elde edilir.

$$\omega_3 = \frac{1}{\sqrt{L_{a2} C_e}} \quad (3.42)$$

$$Z_1 = \sqrt{\frac{L_{a2}}{C_e}} \quad (3.43)$$

Aralık 5 [$t_4 < t < t_5$: Bkz. Şekil 3.8 (e)]

Bu aralıkta $i_a = 0$, $v_{Ca} = 0$, $i_{Lk} = 0$, $v_{Ce} = V_0$ eşitlikleri geçerlidir. Bu aralık tam köprü dönüştürücünün iletim aralığıdır. Bu aralıkta Eş. (3.44)'deki eşitlikler geçerlidir.

$$i_{s1} = i_{s2} = i_{s3} = i_{s4} = \frac{i_{LF}}{2} \quad (3.44)$$

Aralık 6 [$t_5 < t < t_6$: Bkz. Şekil 3.8 (f)]

$t = t_5$ anında S_1 ve S_4 ana anahtarlarının kontrol sinyalleri kesilir ve bu aralık başlar. Bu aralığın başlangıcında V_{Ce} çıkış gerilimine ayarlandığından V_{AB} gerilimi sıfır değerinde tutulur. t_5 anından sonra ise C_e kapasitansı boşalmaya başlar ve bu arada C_a kapasitansı şarj olur ve S_1 , S_4 ana anahtarları her iki kapasitansın yardımıyla ZVS ile kesime girer. $t = t_6$ anında C_e kapasitansı tamamen boşaldığında L_{LK} endüktasının akımı giriş akımı seviyesine yaklaşır. Böylece C_e kapasitansı, ana anahtardaki salınımları ve gerilim stresini azaltmaya yardımcı olur. Bu aralık için Eş. (3.45) ve Eş. (3.46) eşitlikleri geçerlidir;

$$v_{Ca}(t) = \frac{V_0}{n} [1 - \cos(\omega_4 t) + Z_2 \sin(\omega_4 t)] + I_{LF} Z_2 \quad (3.45)$$

$$i_{LK}(t) = I_{LF} [1 - \omega_4 C_{eq} Z_2 \cos(\omega_4 t)] - \omega_4 C_{eq} \frac{V_0}{n} [\sin(\omega_4 t) + Z_2 \cos(\omega_4 t)] \quad (3.46)$$

Buradan Eş. (3.47), Eş. (3.48) ve Eş. (3.49)'daki eşitlikler elde edilir.

$$\omega_4 = \frac{1}{\sqrt{L_{Lk} C_{eq}}} \quad (3.47)$$

$$Z_2 = \sqrt{\frac{L_{Lk}}{C_{eq}}} \quad (3.48)$$

$$C_{eq} = C_a + n^2 C_e \quad (3.49)$$

Aralık 7 [$t_6 < t < t_7$: Bkz. Şekil 3.8 (g)]

Bu aralığın başında $i_a = 0$, $v_{Ca} = v_{Ca6}$, $i_{Lk} = i_{Lk6}$, $v_{Ce} = 0$ eşitlikleri geçerlidir. $t = t_6$ anında C_e kapasitansının gerilimi sıfır seviyesine düştüğünde L_{LK} endüktansının akımı henüz giriş akımının değerine ulaşmamıştır. L_{LK} endüktansının akımı nominal değere yükselirken V_{Ca} kapasitansının değeri V_{AB} değerini aşmaktadır. $t = t_7$ anında L_{LK} endüktansının akımı giriş akımı değerine ulaştığında V_{Ca} maksimum değere ulaşır ve bu aralık sona erer. Bu aralık için geçerli eşitlik Eş. (3.50)'deki gibi yazılabilir;

$$i_{LK}(t) = (I_{L6} - I_{LF}) \cos(\omega_5 t) + I_{LF} \quad (3.50)$$

Buradan Eş. (3.51) eşitliği elde edilir.

$$\omega_5 = \frac{1}{\sqrt{L_{Lk} C_a}} \quad (3.51)$$

Son olarak C_a kapasitansının tepe gerilimi Eş. (3.52)'deki gibi yazılabilir;

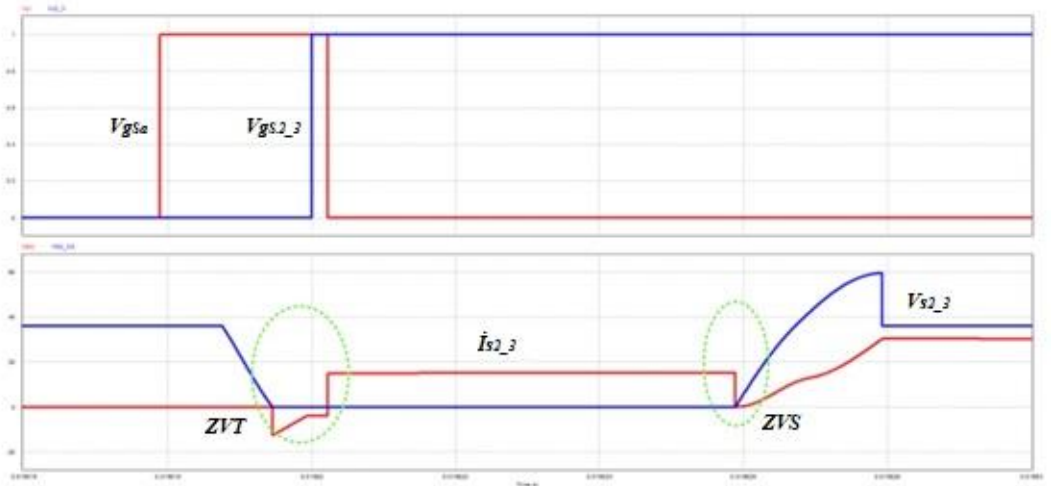
$$V_{C_{a\max}} = \frac{V_0}{n} + I_{LF} Z_2 \quad (3.52)$$

Aralık 8 [$t_7 < t < t_8$: Bkz. Şekil 3.8 (h)]

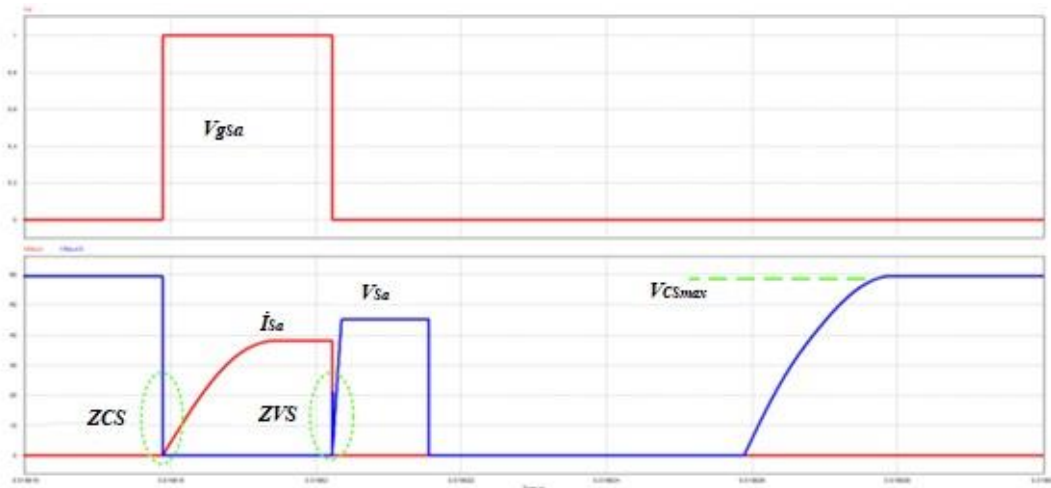
Bu aralıkda $i_a = 0$, $v_{Ca} = v_{C_{a\max}}$, $i_{Lk} = i_{LF}$, $v_{Ce} = 0$ eşitlikleri geçerlidir. Bu aralık, geleneksel tam köprü dönüştürücünün kesim aralığıdır. Böylece dönüştürücünün yarım periyot çalışması için sekiz çalışma aralığı tamamlanmış olur ve aynı şartlar diğer yarım periyot için de sağlandıktan sonra dönüştürücü tam bir periyot çalışmasını tamamlar.

3.4.2.2. Genel değerlendirme ve sonuçlar

Devre şeması verilen örnek yumuşak anahtarlama PWM DC – DC tam köprü dönüştürücünün (Bkz. Şekil 3.7.) 1,5 kW çıkış gücü ve 25 kHz anahtarlama frekansı altında PSIM 9.1.1 programında gerçekleştirilen simülasyon çalışması neticesinde elde edilen sonuçlar Şekil 3.9’da gösterilmiştir.



(a)



(b)

Şekil 3.9. (a) Ana anahtarların kontrol sinyali, gerilim ve akım dalga şekilleri (b) Yardımcı anahtarın kontrol sinyali, gerilim ve akım dalga şekilleri.

Şekil 3.9 (a), ana anahtarların kontrol sinyali ile gerilim ve akım dalga şekillerini, Şekil 3.9 (b), yardımcı anahtarın kontrol sinyali ile gerilim ve akım dalga şekillerini göstermektedir. Şekil 3.9 (a)’da görüldüğü üzere ana anahtar ZVT ile ilettime girerken

ZVS ile kesime girmektedir. Şekil 3.9 (b)'de ise yardımcı anahtar ZCS ile ilettime girerken ZVS ile kesime girmektedir. Böylece ana anahtarların ve yardımcı anahtarın ilettime ve kesime girme işlemleri esnasında anahtarlama güç kayıpları azaltılır.

Sonuç olarak devre şeması verilen örnek yumuşak anahtarlmalı tam köprü PWM DC – DC dönüştürücüsünde (Bkz. Şekil 3.7.) kullanılan yarı iletken elemanların yumuşak anahtarlama ile ilettime ve kesime girdikleri görülmektedir. Bununla beraber, örnek dönüştürücünün avantajlarının yanı sıra ana anahtar üzerinde ilave bir akım stresi oluşması, yardımcı diyot üzerinde ise ilave bir gerilim stresi oluşması dönüştürücünün dezavantajlarındanır.



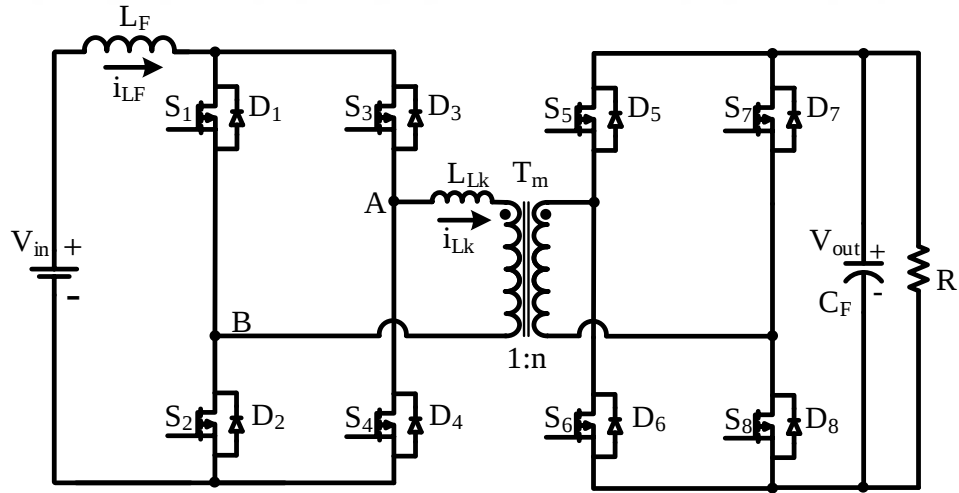
4. İLAVE GERİLİM STRESSİZ YUMUŞAK ANAHTARLAMALI İKİ YÖNLÜ TAM KÖPRÜ DÖNÜŞTÜRÜCÜ VE ÖNERİLEN YENİ KONTROL YÖNTEMİ

4.1. Giriş

Bu bölümde; geleneksel iki yönlü tam köprü dönüştürücü için geliştirilen kontrol yöntemi ile dönüştürücünün çalışma prensipleri incelenip, çalışma aralıkları analiz edilerek, PSIM 9.1.1 programında simülasyonu gerçekleştirilmiş ve elde edilen sonuçlar ile genel değerlendirmeler sunulmuştur.

4.2. Teorik Analiz

Şekil 4.1’de geleneksel iki yönlü tam köprü DC-DC bir dönüştürücünün devre şeması gösterilmektedir. Bu dönüştürücüde, V_{in} düşük taraf giriş gerilimini, V_{out} yüksek taraf çıkış gerilimini, L_{Lk} trafo kaçak endüktansını, T_m ideal transformatörü, L_F giriş filtre endüktansını, C_F çıkış filtre kapasitansını, R çıkış yük direncini, S_1 - S_4 düşük taraf ana anahtarları, S_5 - S_8 yüksek taraf ana anahtarlarını ifade etmektedir.

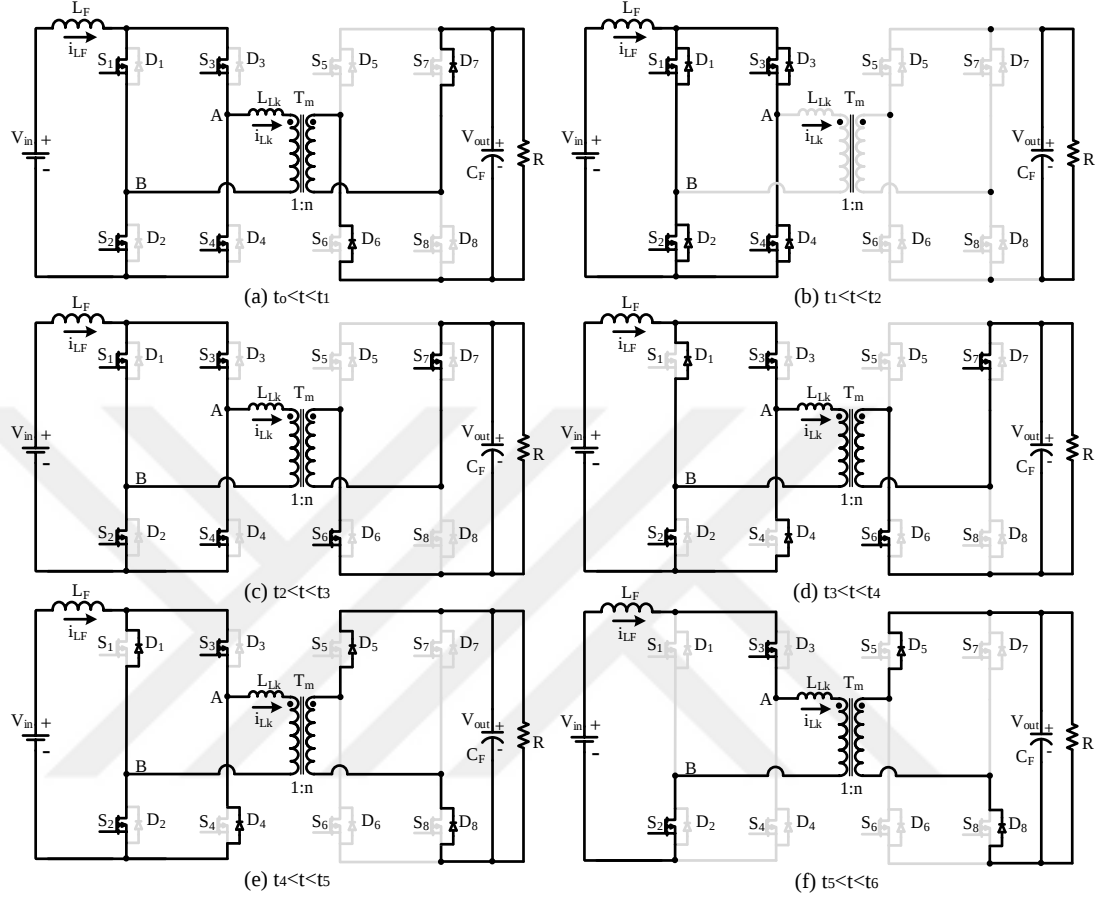


Şekil 4.1. Geleneksel iki yönlü tam köprü DC-DC dönüştürücü devre şeması.

4.2.1. Çalışma aralıkları

Şekil 4.1’de verilen geleneksel iki yönlü tam köprü dönüştürücüye yeni bir kontrol yöntemi uygulanarak yapılan çalışmada, bir anahtarlama periyodunda toplam on iki çalışma aralığı vardır. Bu çalışma aralıklarının birinci yarısı birinci üst ve alt elemanların

eşdeğerini ifade ederken, ikinci yarısı ise ikinci üst ve alt elemanların eşdeğerini ifade etmektedir. Bu çalışma aralıklarına ait devre şemaları Şekil 4.2'de gösterilmiştir.



Şekil 4.2. İki yönlü tam köprü DC-DC dönüştürücünün çalışma aralıklarına ait devre şemaları.

Aralık 1 / $t_0 < t < t_1$: Bkz. Şekil 4.2 (a)]

Bu aralığın başlangıcında, birincil tarafta S_2 ve S_3 anahtarları kesimdeyken S_1 ve S_4 anahtarları iletimdedir ve L_F endüktansı üzerinden geçen giriş akımını iletirler. İkincil tarafta, tüm anahtarlar kesimdedir. Sekonder akım, S_6 ve S_7 anahtarlarının dahili diyotundan çıkışa akar. t_0 anında kontrol sinyali S_2 ve S_3 anahtarlarına uygulandığında bu aralık başlar. S_2 ve S_3 anahtarları, L_{Lk} trafo kaçak endüktansı nedeniyle ZCS ile iletime girer. t_0 anından sonra, trafo kaçak endüktans akımı i_{Lk} azalırken giriş akımı S_1 ve S_4 anahtarlarından geçmeye başlar. Giriş akımının yarısı S_1 ve S_2 anahtarından geçerken diğer yarısı S_3 ve S_4 anahtarından geçmeye başlar. Bu sırada kaçak endüktansın akımı sıfıra düşer ve böylece bu aralık sona erer.

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

Bu aralık, geleneksel iki yönlü tam köprü DC-DC dönüştürücünün iletim aralığıdır. Bu aralık sırasında, L_F endüktansına giriş akımı tarafından enerji verilir. Bu aralık sekonder taraftaki S_6 ve S_7 anahtarlarına kontrol sinyali uygulandığında sona erer.

Aralık 3 [$t_2 < t < t_3$: Bkz. Şekil 4.2 (c)]

Bu aralığın başında indüklenen sızıntı nedeniyle S_6 ve S_7 anahtarları ZCS ile ilettime girer. Transformatörün sekonder tarafının akımı artarken S_1 ve S_4 anahtarlarının akımı azalmaya başlar. t_3 anında S_1 ve S_4 anahtarlarının akımı sıfıra düşer ve böylece kaçak endüktansın akımı giriş akımına ulaşır. Bu aralık, S_1 ve S_4 anahtarlarının dahili diyotları ilettime girdiğinde sona erer.

Aralık 4 [$t_3 < t < t_4$: Bkz. Şekil 4.2 (d)]

Bu aralık, S_1 ve S_4 anahtarlarının dahili diyotları ilettime girdiğinde başlar. Bu aralıkta kaçak endüktans akımı giriş akımının üzerine çıkar. Giriş akımının üzerindeki akım, S_1 ve S_4 anahtarlarının dahili diyotlarından akmaya başlar. Bu diyotların iletimde olduğu aralığa ZCT aralığı denir. ZCT aralığının ortasında S_1 ve S_4 anahtarlarına uygulanan kontrol sinyali kaldırılır. Böylece bu anahtarların anahtarlama güç kayıpları azaltılır. S_2 ve S_3 anahtarları hem giriş akımını hem de giriş akımının üzerindeki akımı geçirir. Aralığın sonunda S_6 ve S_7 anahtarlarının kontrol sinyalleri kesilir ve bu aralık sona erer.

Aralık 5 [$t_4 < t < t_5$: Bkz. Şekil 4.2 (e)]

S_6 ve S_7 anahtarları kesime girdiğinde S_5 ve S_8 anahtarlarının dahili diyotları ilettime girer. Trafo kaçak endüktansının akımı, giriş akımından daha yüksektir. Bu akım, sabit durumdaki giriş akımına eşit olmalıdır. Bu nedenle bu aralıkta giriş akımının üzerindeki akım sekonder tarafa ve dolayısıyla çıkış tarafına aktarılır. Bu aralık sırasında, S_1 ve S_4 anahtarlarının dahili diyotları iletimdedir. Kaçak endüktans akımının değeri giriş akımı seviyesine düştüğünde S_1 ve S_4 anahtarlarının dahili diyotları kesime girer ve bu aralık sona erer.

Aralık 6 [$t_5 < t < t_6$: Bkz. Şekil 4.2 (f)]

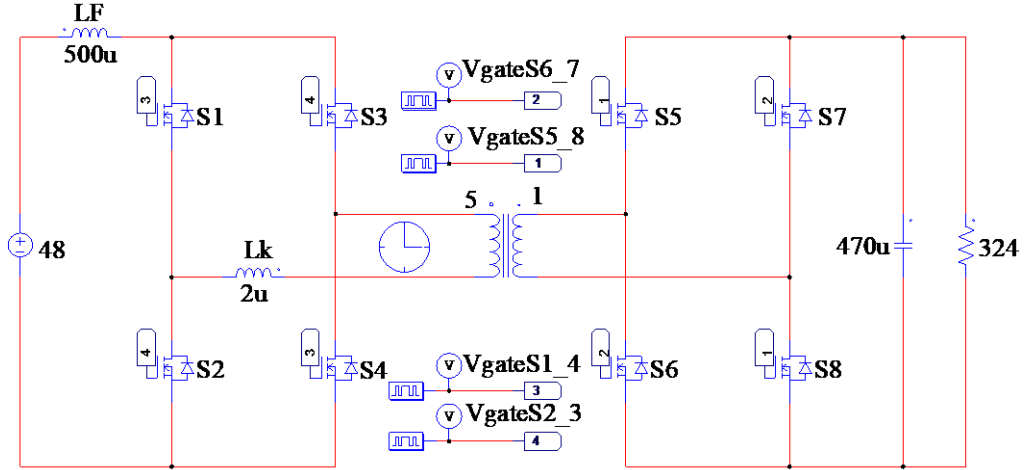
Bu aralık, geleneksel iki yönlü tam köprü DC-DC dönüştürücünün kesim aralığıdır. Bu aralık sırasında L_F endüktansında biriken enerji çıkışa aktarılır. Böylece sürecin yarısı tamamlanmış olur ve diğer yarım periyot S_2 , S_3 anahtarları için tekrarlanır.

4.3. Simülasyon Çalışması ve Sonuçlar

Geliştirilen yeni kontrol yöntemi uygulanan geleneksel iki yönlü tam köprü DC-DC dönüştürücünün simülasyonu Tablo 4.1'deki eleman değerleri ile 400 W çıkış gücü ve 50 kHz anahtarlama frekansı altında PSIM 9.1.1 programında Şekil 4.3'deki devre düzeneği oluşturularak gerçekleştirilmiş ve sonuçlar Şekil 4.4, Şekil 4.5 ve Şekil 4.6'da gösterilmiştir.

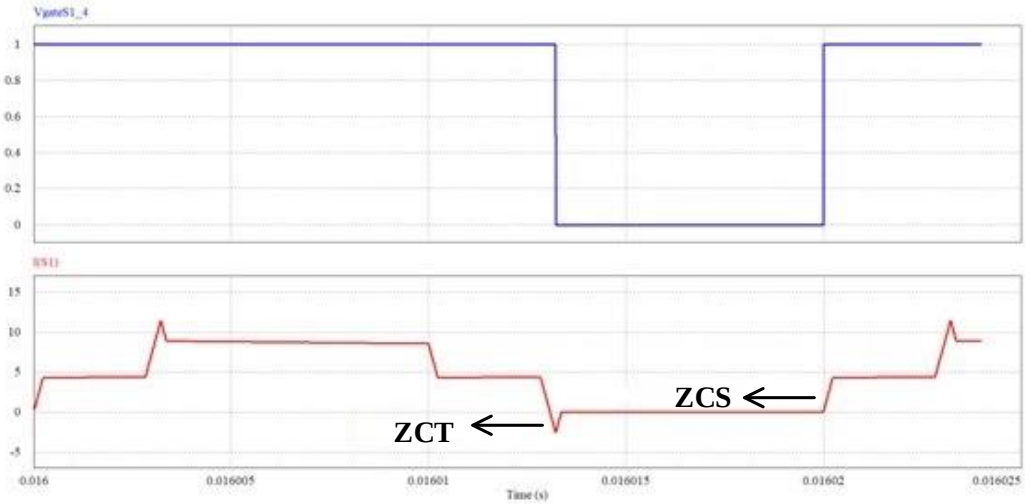
Tablo 4.1. Önerilen dönüştürücüde kullanılan eleman değerleri.

Çıkış Gücü (P_o)	400 W
Anahtarlama Frekansı (f_s)	50 kHz
DC Giriş Gerilimi (V_{in})	48 V
DC Çıkış Gerilimi (V_o)	360 V
Transformatör Dönüştürme Oranı (n)	5
Giriş Filtre Endüktansı (L_F)	500 μ H
Magnetizasyon Endüktansı (L_m)	500 μ H
Kaçak Endüktans (L_{LK})	2 μ H
Çıkış Filtre Kapasitansı (C_F)	470 μ F
Çıkış Omik Yüğü (R)	324 Ω



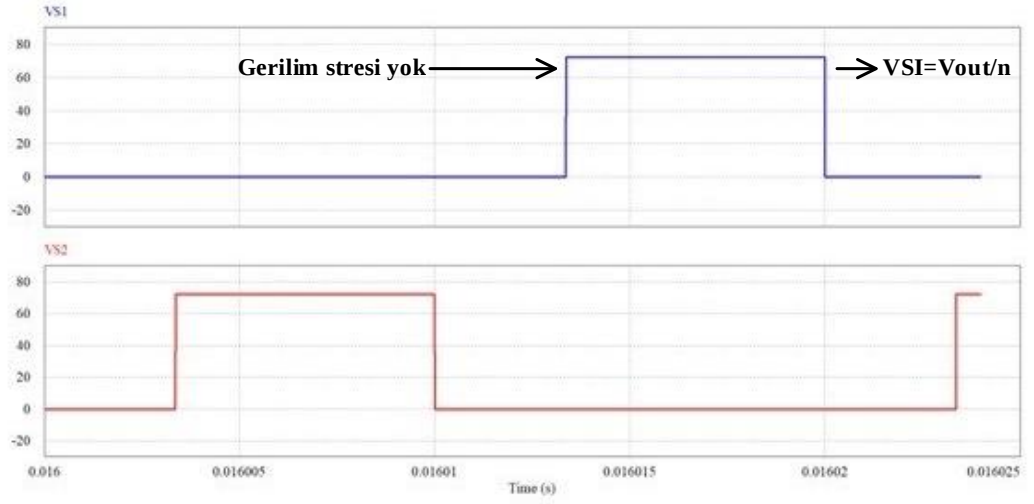
Şekil 4.3. Simülasyon devre şeması.

Şekil 4.4'de, dönüştürücünün bir ana anahtarının kontrol sinyali ve akımının dalga şekilleri gösterilmektedir. Şekil 4.4'de görüldüğü üzere ana anahtar ZCT ile kesime girerken ZCS ile iletme girmektedir. Böylece, kesime girme anahtarlama kayıpları tamamen ortadan kaldırılırken iletme girme anahtarlama kayıpları önemli ölçüde azaltılmıştır.



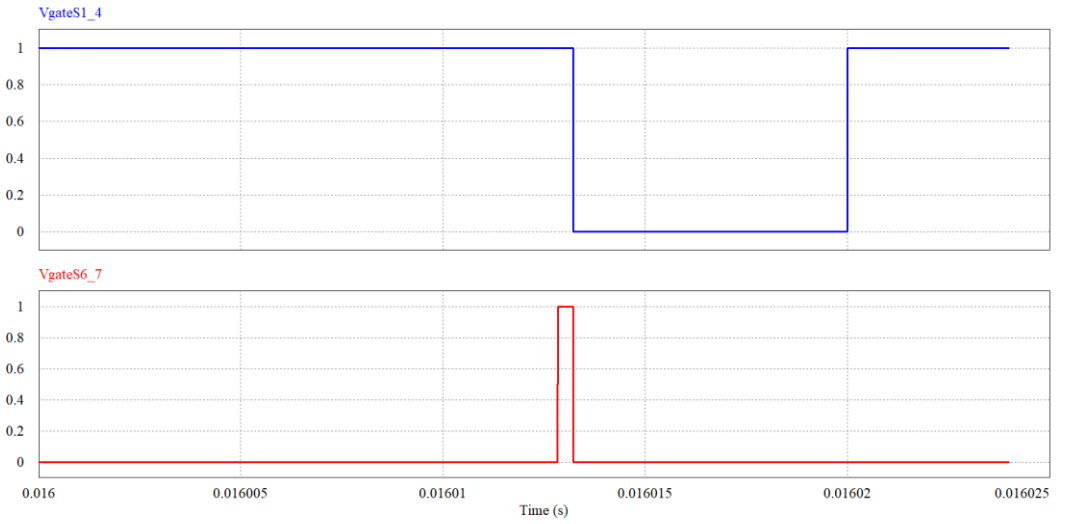
Şekil 4.4. Bir ana anahtarın kontrol sinyali ve akım dalga şekli.

Şekil 4.5'de, aynı faz kolundaki S₁ ve S₂ anahtarlarının gerilim dalga şekilleri gösterilmektedir. Şekil 4.5'de görüldüğü üzere ana anahtarlarda ilave gerilim stresi yoktur. Böylece literatürde PSFB dönüştürücülerin neden olduğu ilave gerilim stresi problemi ortadan kaldırılmış ve önemli bir katkı yapılmıştır.



Şekil 4.5. Aynı faz kolundaki iki anahtarın gerilim dalga şekilleri..

Şekil 4.6'da, S_1 , S_4 , S_6 ve S_7 anahtarlarının kontrol sinyalleri görülmektedir. Şekil 4.6'da görüldüğü üzere ZCT'yi sağlamak için gereken S_6 ve S_7 kontrol sinyalleri periyodun sadece çok küçük bir bölümünde etkilidir ve ana anahtarlardan ters akımın akmasını ve ZCT ile kesime girmesini sağlar.



Şekil 4.6. Kontrol sinyalleri

5. SONUÇ ve ÖNERİLER

Geleneksel tam köprü DC-DC dönüştürücüler, güneş panelleri, rüzgâr türbinleri gibi yenilenebilir enerji sistemlerinde güç iletiminin yanı sıra elektrikli araç şarj sistemleri, motor kontrolü, güç faktörü düzeltme uygulamalarında ve orta/yüksek güç uygulamalarında daha yüksek verimlilik elde edebilmek için yaygın olarak kullanılmaktadır. Geleneksel tam köprü DC-DC dönüştürücülerin bu denli yaygın olarak kullanılmasının başlıca nedenlerinden biri ise yüksek verim elde edebilmek için gerekli olan yumuşak anahtarlama yeteneğine sahip olmalarıdır. En yaygın kullanılan tam köprü dönüştürücü türlerinden biri ise PSFB dönüştürücülerdir. Bu dönüştürücüler ilave düzenekler olmadan ZVS sağlayabildiği gibi yüksek verim ve yüksek güç yoğunluğunda sahiptirler, bu da PSFB dönüştürücüleri orta ve yüksek güç uygulamaları için uygun hale getirmektedir.

Geleneksel tam köprü dönüştürücülerin yumuşak anahtarlama yeteneği sayesinde kazandığı birçok üstünlüğü olmakla birlikte, yumuşak anahtarlama tekniği kullanarak gerçekleştirilen geleneksel tam köprü DC-DC dönüştürücülerde istenmeyen problemlerle de karşılaşıldığı görülmüştür. Bunlardan hafif yük koşullarında çalıştırılan PSFB dönüştürücülerde ortaya çıkan ZVS özelliğinin kaybolması sorunu dönüştürücüde düşük verimliliğe ve EMI gürültülerinin ortaya çıkmasına sebebiyet vermektedir. Bu problemin çözümü için ZVS anahtarlama özelliğine sahip tam köprü dönüştürücülerde, ZVS çalışma aralığı, bastırma hücresinde depolanan enerjinin kullanımı ile genişletilebilir. Ancak, bastırma hücresi, güç elemanlarında yüksek iletim kayıplarına neden olan ilave akım streslerine ve sirkülasyon akımlarına neden olabilir. Yumuşak anahtarlama aralığını genişletmek ve sirkülasyon akımlarını azaltmak için ZCZVS tam köprü dönüştürücüler geliştirilmiştir. Bu dönüştürücülerde, anahtarlar ZCS ile kapatılır ve ZVS ile açılır. Ayrıca serbest sirkülasyon aralığında birincil akım resetlenerek sirkülasyon enerjisi geri kazanılır. Ancak bu dönüştürücülerin dezavantajı, ilave gerilim streslerinin ve çıkış gerilimindeki dalgalanmaların artmasıdır.

Başka bir problemde ise PSFB dönüştürücülerin doğrultucularındaki parazitik salınımlar elemanların gerilim stresini artırır ve çıkış geriliminin bozulmasına neden olur. Ayrıca sirkülasyon akımları özellikle serbest sirkülasyon aralığında iletim kayıplarını önemli ölçüde artırır. Bu sorunun çözümü için ise bastırma hücresinde daha fazla yardımcı

elemanın kullanılması ve özellikle yardımcı transformatörlerin kullanılması gerekmektedir bu durumda dönüştürücünün maliyeti artmakta ve tasarımı zorlaştırmaktadır.

Bu yüksek lisans çalışmasında ise ilave gerilim stressiz yumuşak anahtarlama yeni bir kontrol yöntemi ile kontrol edilen geleneksel iki yönlü tam köprü DC-DC dönüştürücünün teorik analizi yapılmış avantajları vurgulanmış ve simülasyon sonuçları gösterilmiştir. Önerilen dönüştürücü işleminde, yarı iletken güç anahtarları ZCS ile ilettime girerken ZCT ile kayıpsız olarak kesime girer. Dönüştürücü bunu sağlarken herhangi bir bastırma hücreğine ihtiyaç duymaz. Dönüştürücünün bir başka özelliğide, klasik tam köprü DC-DC dönüştürücülerde bulunan ana anahtarlardaki ilave gerilim stresi sorununun, ortadan kaldırılması ve herhangi bir ilave gerilim stresi olmadan yumuşak anahtarlamanın sağlanmasıdır. Dönüştürücü, simülasyon ortamında 400 W güç ve 50 kHz anahtarlama frekansında çalıştırılarak elde edilen sonuçlar. Simülasyon çalışması ile dönüştürücünün teorik yaklaşımı doğrulanmış ve sonuçlar çalışmada sunulmuştur.

KAYNAKLAR

- Adib, E. ve Farzenahfard, H., (2008) “Family of Zero-Current Transition PWM Converters”, *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, 55, 3055-3063.
- Adib, E. and Farzanehfard, H. (2009) “Zero-Voltage Transition Current-Fed Fullbridge PWM Converter,” *IEEE Transaction on Power Electronics*, 24, 1041–1049.
- Aksoy, I., (2007) “Yumuşak Anahtarlamaalı Yeni Bir DC-DC PWM Dönüştürücünü Tasarım, Analiz ve Uygulaması”, Doktora Tezi, *Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, İstanbul.
- Altintas, N., (2007) “Yeni Bir Yumuşak Anahtarlamaalı DC-DC Dönüştürücülerin İncelenmesi “, Yüksek Lisans Tezi, *Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, İstanbul.
- Altintas, N., Bakan, A. F., Aksoy, I., (2014) “A Novel ZVT-ZCT-PWM DC-DC Converter”, *IEEE Transaction on Power Electronics*, 25, 2093-2105.
- Bodur, H. ve Bakan, A. F., (2002) “A New ZVT-PWM DC-DC Converter”, *IEEE Transaction on Power Electronics*, 17, 1.
- Bodur, H., (2003), “DC-DC Dönüştürücülerde Yumuşak Anahtarlama Teknikleri”, *Yıldız Teknik Üniversitesi Ders Notları*, İstanbul
- Bodur, H., (2012) “Güç Elektroniği, 2. Baskı, *Birsen Yayınevi*, İstanbul.
- Chen, Z., Shi, L. and Ji, F. (2012) “Mechanism and Suppression Countermeasure of Voltage Oscillation for Full Bridge Converter,” *IET Power Electronics*, 5, 1535–1543.
- Dusmez, S., Khaligh, A. ve Hasanzadeh, A., (2015) “A Zero-Voltage-Transition Bidirectional DC/DC Converter”, *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, 62, 3152-3162
- Gu, B., Lai, J. S., Kees, N. and Zheng, C. (2013) “Hybrid-Switching Full-Bridge DC–DC Converter with Minimal Voltage Stress of Bridge Rectifier, Reduced Circulating Losses, and Filter Requirement for Electric Vehicle Battery Chargers,” *IEEE Transaction on Power Electronics*, 28, 1132–1144.
- Hua, G., Leu, C.S., Jiyang, Y. ve Lee, F. C. Y., (1994) “Novel Zero-Voltage-Transition PWM Converters” *IEEE Transaction on Power Electronics*, 9, 213-219.
- Hua, G., Yang, E. X., Jiyang, Y. ve Lee, F. C., (1994) “Novel Zero-Current-Transition PWM Converters”, *IEEE Transaction on Power Electronics*, 9, 601-606.
- Huang, W., Gao, X., Bassan, S. Ve Moschopoulos, G., (2008) “Novel Dual Auxillary Circuits for ZVT-PWM Converters”, *Canadian Journal of Electrical and Computer Engineering*, 33, 153-160.

- Kim, Y. D., Cho, K. M., Kim, D. Y., Moon, G. W. (2013) "Wide-Range ZVS Phase-Shift Full-Bridge Converter with Reduced Conduction Loss Caused by Circulating Current," *IEEE Transaction on Power Electronics*, 28, 3308–3316.
- Lai, Y. S., Su, Z. J. and Chang, Y. T. (2015) "Novel Phase-Shift Control Technique for Full-Bridge Converter to Reduce Thermal Imbalance Under Light-Load Condition," *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, 51, 1651–1659.
- Lee, W. J., Kim, C. E., Moon, G. W. and Han, S. K. (2008) "A New Phase Shifted Full-Bridge Converter with Voltage-Doubler-Type Rectifier for High Efficiency PDP Sustaining Power Module," *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, 55, 2450–2458.
- Park, K. B., Kim, C. E., Moon, G. W. and Youn, M. J. (2007) "Voltage Oscillation Reduction Technique for Phase-Shift Full-Bridge Converter," *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, 54, 2779–2790.
- Redl, R., Sokal, N. O. and Balogh, L. (1991) "A Novel Soft-Switching Full Bridge Dc/Dc Converter: Analysis, Design Considerations, at 1.5 KW, 100 kHz," *IEEE Transaction on Power Electronics*, 6, 408–418.
- Safaei, A., Jain, P. and Bakhshai, A. (2016) "A ZVS Pulse Width Modulation Fullbridge Converter with a Low-RMS-Current Resonant Auxiliary Circuit," *IEEE Transaction on Power Electronics*, 31, 4031–4047.
- Sahin, Y., Ting, N. S. ve Acar, F. (2018) "A Soft Switching with Reduced Voltage Stress ZVT-PWM Full-Bridge Converter", *American Institute of Physics*.
- Sahin, Y. (2018) "A Novel Soft Switching PWM PFC AC DC Boost Converter", *Journal of Electrical Engineering and Technology*, 13, 256-262.
- 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.
- Sahin, Y. and Ting, N. S. (2018) "Soft switching passive snubber cell for family of PWM DC–DC converters," *Electrical Engineering*, 100, 1785-1796.
- 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, 1-9.
- Shu, L., Chen, Wu., Ma, D. and Ning, G. (2018) "Analysis of Strategy for Achieving Zero-Current Switching in Full-Bridge Converters," *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, 65, 5509–5517.
- Song, T. and Huang, N. (2005) "A Novel Zero-Voltage and Zero-Current-Switching Full-Bridge PWM Converter," *IEEE Transaction on Power Electronics*, 20, 286–291.

- Ting, N. S., (2016) “Yumuşak Anahtarlamaalı Yeni Bir DC-DC Dönüştürücünün Geliştirilmesi ve Gerçekleştirilmesi”, Doktora Tezi, **Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü**, İstanbul.
- 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, 41-55.
- Ting, N. S., Aksoy, I. and Sahin, Y. (2017) “ZVT-PWM DC-DC Boost Converter with Active Snubber Cell,” **IEEE Transaction on Power Electronics**, 10, 251-260.
- Ting, N. S. (2018) “A New High Power Factor ZVT-ZCT AC-DC Boost Converter,” **Journal of Electrical Engineering and Technology**, 13, 123-132.
- Wang, C. M., (2006) “Novel Zero-Voltage-Transition PWM DC-DC Converters”, **IEEE Transaction on Industrial Electronics**, 53, 254-262.
- Wu, T. F., Yang, J. G., Kuo, C. L. and Wu, Y. C. (2014) “Soft-Switching Bidirectional Isolated Full-Bridge Converter with Active and Passive Snubbers,” **IEEE Transaction on Industrial Electronics**, 61, 1368–1376.
- Zhao, L., Li, H., Hou, Y. and Yu, Y. (2016) “Operation Analysis of a Phase-Shifted Full-Bridge Converter during The Dead-Time Interval,” **IEEE Transaction on Power Electronics**, 9, 1777–1783.
- Zhao, L., Li, H., Wu, X. and Zhang, J. (2018) “An Improved Phase-Shifted Full-Bridge Converter with Wide-Range ZVS and Reduced Filter Requirement,” **IEEE Transaction on Industrial Electronics**, 65, 2167–2176.