T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

YENİ BİR SIFIR AKIM VE SIFIR GERİLİM ANAHTARLAMALI İKİ ANAHTARLI İLERİ YÖNLÜ DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN TASARIMI

ÇAĞLAR YAVUZER

YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI
ELEKTRİK MAKİNALARI VE GÜÇ ELEKTRONİĞİ PROGRAMI

DANIŞMAN
PROF. DR. AHMET FARUK BAKAN

İSTANBUL, 2019

T.C.

YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ

FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

YENİ BİR SIFIR AKIM VE SIFIR GERİLİM ANAHTARLAMALI İKİ ANAHTARLI İLERİ YÖNLÜ DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN TASARIMI

Çağlar YAVUZER tarafından hazırlanan tez çalışması 21.05.2019 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı'nda **YÜKSEK LİSANS TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

Tez Danışmanı

Prof. Dr. Ahmet Faruk Bakan

Yıldız Teknik Üniversitesi

Jüri Üyeleri

Prof. Dr. Ahmet Faruk Bakan

Yıldız Teknik Üniversitesi _____

Prof. Dr. Hacı Bodur

Yıldız Teknik Üniversitesi _____

Dr. Öğr. Üyesi Deniz Yıldırım

İstanbul Teknik Üniversitesi _____

ÖNSÖZ

Tez çalışmamda tecrübelerini, yönlendirme ve sabrını esirgemeyen danışmanım Sn. Prof.Dr. Ahmet Faruk Bakan'a, jüri üyelerine, çalışmaların sırasında maddi ve manevi her zaman destek olan aileme ve eşime teşekkür ederim.

Mayıs, 2019

Çağlar YAVUZER

İÇİNDEKİLER

Sayfa

SİMGE LİSTESİ vi

KISALTMA LİSTESİ ix

ŞEKİL LİSTESİ x

ÇİZELGE LİSTESİ xi

ÖZET xii

ABSTRACT xiii

BÖLÜM 1

GİRİŞ 1

1.1 Literatür Özeti 1

1.2 Tezin Amacı 3

1.3 Hipotez 3

BÖLÜM 2

İLERİ YÖNLÜ DÖNÜŞTÜRÜCÜ 4

2.1 İleri Yönlü Dönüştürücünün İncelenmesi 4

2.2 İleri Yönlü Dönüştürücülerin Türleri 6

2.2.1 Klasik İleri yönlü dönüştürücü 6

2.2.2 RCD Bastırma Hücreli İleri Yönlü Dönüştürücü 7

2.2.3 LCDD Bastırma Hücreli İleri yönlü dönüştürücü 7

2.2.4 Rezonans Resetlemeli İleri Yönlü Dönüştürücü 8

2.2.5 İki Anahtarlı İleri yönlü dönüştürücü 8

2.2.6 Anahtarlamalı Bastırma Hücreli İleri Yönlü Dönüştürücü 8

2.2.7 İleri Yönlü ve Geri Dönüşlü Dönüştürücü 10
2.2.8 İkili İleri Yönlü Dönüştücü 10
2.3 İki Anahtarlı İleri Yönlü Dönüştürücünün Analizi 10
BÖLÜM 3
SIFIR AKIM VE SIFIR GERİLİM ANAHTARLAMALI İKİ ANAHTARLI İLERİ YÖNLÜ DÖNÜŞTÜRÜCÜ 16
3.1 Önerilen Bastırma Hücresi 16
3.2 Önerilen Devrenin Çalışma Aralıkları 17
3.2.1 Birinci Aralık 17
3.2.2 İkinci Aralık 20
3.2.3 Üçüncü Aralık 21
3.2.4 Dördüncü Aralık 22
3.2.5 Beşinci Aralık 22
3.2.6 Altıncı Aralık 23
3.2.7 Yedinci Aralık 23
3.2.8 Sekizinci Aralık 23
3.3 Tasarım Kriterleri 23
3.3.1 Anahtar Seçimi 24
3.3.2 Anahtarlama Frekansı 25
3.3.3 Bastırma Hücresi Elemanları 25
BÖLÜM 4
SİMÜLASYON 27
4.1 İki Anahtarlı İleri Yönlü Dönüştürücü Simülasyonu 27
4.2 Sıfır Akım ve Sıfır Gerilim Anahtarlamalı İki Anahtarlı İleri Yönlü Dönüştürücünün Simülasyonu 29
4.3 Karşılaştırma 31
4.4 Aktif Bastırma Hücresindeki Kondansatörün Etkisi 32
BÖLÜM 5
SONUÇ VE ÖNERİLER 36
KAYNAKLAR 37
ÖZGEÇMİŞ 40

SİMGE LİSTESİ

a	Transformatör primer-sekonder tur oranı
a_{pm}	Transformatör primer-reset sarıgısı tur oranı
C	Kondansatör
Cf	Filtre kondansatörü
C_{ISS}	Mosfet giriş kapasitansı
C_{in}	Giriş kondansatörü
C_{OSS}	Mosfet çıkış kapasitansı
Cr	Rezonans kondansatörü
C_H	Bastırma hücresi kondansatörü
C_L	Bastırma hücresi kondansatörü
D	Güç diyodu
D1	Güç diyodu
D3	Güç diyodu
D4	Güç diyodu
D_{C1}	Güç diyodu
D_{C2}	Güç diyodu
Dcl	bloklama diyodu
D_M	Güç diyodu
D_T	Güç diyodu
G_H	Üst anahtarın sürme sinyali
G_L	Alt anahtarın sürme sinyali
G_{SSH}	Üst bastırma devresi anahtarı sürme devresi
G_{SSL}	Alt bastırma devresi anahtarı sürme devresi

I_D_H	Üst diyot akımı
I_D_L	Alt diyot akımı
I_{CE}	IGBT kolektör-emitter akımı
I_g	Giriş akımı
I_{LM}	Mıknatıslama endüktansı akımı
$İ_ç$	Çıkış akımı
$İ_{DM}$	Resetleme sargısı akımı
$İ_{DT}$	Sekonder sargısı diyot akımı
$İ_L$	Endüktans akımı
İT	Anahtar Akımı
L	Endüktans
Lf	Filtre endüktansı
L_H	Bastırma hücresi endüktansı
L_L	Bastırma hücresi endüktansı
L_{LK}	Transformatör kaçak endüktansı
L_m	Transformatör mıknatıslama endüktansı
L_r	Rezonans endüktansı
M	Güç anahtarı
M2	Güç anahtarı
m^3	Metreküp
n	Tur oranı
N	Tur oranı
N_M	Transformatör resetleme sargısı
N_p	Transformatör primer sargısı
N_S	Transformatör sekonder sargısı
Q1	MOSFET
Q2	MOSFET
Q_H	Güç anahtarı
Q_L	Güç anahtarı
Q_{SSH}	Güç anahtarı – bastırma hücresi
Q_{SSL}	Güç anahtarı – bastırma hücresi
$R_ç$	Çıkış yük direnci
$R_{DS(ON)}$	Mosfet iletim direnci

RL	Yük direnci
SR_1	Doyumlu endüktans
SR_2	Doyumlu endüktans
T	Güç anahtarı
t	Zaman
Tb	Kesim süresi
T_d	İletim süresi
Ton	İletim süresi
Tp	Periyot
Tr	Resetleme süresi
TR	Transformatör
V_{CE}	IGBT kolektör-emitter gerilimi
$V_ç$	Çıkış Gerilimi
V_D	Drain gerilimi
V_{DS_Q1}	Q1 MOSFET Drain gerilimi
V_{DS_Q2}	Q2 MOSFET Drain gerilimi
V_g	Besleme gerilimi
V_{GE}	Gate-emitter gerilimi
V_{IN}	Giriş gerilimi
V_{LM}	Mıknatıslama endüktansı gerilimi
Vo	Çıkış gerilimi
Vs	Giriş Gerilimi
V_T	Anahtar Gerilimi
W	Güç
XFRM	Transformatör
Z	Rezonans empedansı
ΔIc	Kondansatör akımındaki değişim
ΔI_L	Endüktans akımındaki değişim
ΔI_{LM}	Mıknatıslama akımındaki değişim
ΔVc	Kondansatör gerilimindeki değişim
λ	Doluluk oranı
ω	Rezonans frekansı

KISALTMA LİSTESİ

AC	Alternatif akım
DC	Doğru akım
Emk	Elektromotor kuvveti
IGBT	İzole kapılı bipolar transistör
kW	Kilowat
MOSFET	Metal oksit alan etkili transistör
PSIM	PowerSIM Simülasyon programı
RCD	Direnç-kondansatör- diyot

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 2.1 İleri yonlü bir dönüştürücünün temel devre şeması [26] 4
Şekil 2.2 İleri yönlü dönüştürücü Akım ve Gerilim Dalga Şekilleri [26] 5
Şekil 2.3 İleri Yönlü Dönüştürücülerin Alt Türleri [29] 9
Şekil 2.4 İki anahtarlı ileri yönlü dönüştürücü [28] 11
Şekil 2.5 İki anahtarlı ileri yönlü dönüştürücü primer dalga şekilleri [28] 12
Şekil 2.6 İki anahtarlı ileri yönlü dönüştürücü sekonder dalga şekilleri [28] 13
Şekil 3.1 Önerilen bastırma hücresi 17
Şekil 3.2 Önerilen dönüştürücünün dalga şekilleri 19
Şekil 3.3 Önerilen dönüştürücünün çalışma aralıkları 20
Şekil 3.4 Gerilim ve akıma göre önerilen anahtar çeşitleri [30] 24
Şekil 4.1 İki anahtarlı ileri yönlü dönüştürücünün PSIM simülasyon şeması 28
Şekil 4.2 İki anahtarlı ileri yönlü dönüştürücü simülasyonu dalga şekilleri 29
Şekil 4.3 Sıfır akım ve sıfır gerilim anahtarlamalı iki anahtarlı ileri yönlü dönüştürücünün PSIM simülasyon şeması 30
Şekil 4.4 Sıfır akım ve sıfır gerilim anahtarlamalı iki anahtarlı ileri yönlü dönüştürücü simülasyonu dalga şekilleri 31
Şekil 4.5 Aktif bastırma hücresinin IGBT kesim anındaki etkisinin karşılaştırması 32
Şekil 4.6 LTSpice kesim anahtarlama kaybı simülasyon şeması 33
Şekil 4.7 Farklı kondansatör değerleri için anahtarlama dalga şekilleri ve güç kayıpları 34
Şekil 4.8 Anahtarlama kesim kaybının enerji cinsinden sonucunun bulunması 35

ÇİZELGE LİSTESİ

	Sayfa
Çizelge 4.1 İki anahtarlı ileri yönlü dönüştücünün simülasyon parametreleri	28
Çizelge 4.2 Bastırma hücresinin simülasyon değerleri	30
Çizelge 4.3 Kesim enerji kaybının farklı kondansatör ve IGBT'ler ile değişimi (µJ)	35

ÖZET

YENİ BİR SIFIR AKIM VE SIFIR GERİLİM ANAHTARLAMALI İKİ ANAHTARLI İLERİ YÖNLÜ DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN TASARIMI

Çağlar YAVUZER

Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı

Yüksek Lisans Tezi

Tez Danışmanı: Prof. Dr. Ahmet Faruk Bakan

Bu tezde yüksek giriş gerilimi ve yüksek güç uygulamaları için sıkça kullanılan iki anahtarlı ileri yönlü dönüştürücü için yeni bir aktif bastırma hücresi önerilmiştir. Özellikle IGBT kullanılan ve üç-faz giriş gerilimi ile beslenen kaynak makinası ve ya benzeri uygulamalar için IGBT kesim anahtarlama kaybının düşürülmesi hedeflenmiştir. Önerilen devrede ana IGBT'ler sıfır akımda anahtarlama ile iletime girer. Her bir ana IGBT için bir yardımcı anahtar, bir kondansatör, bir endüktans ve iki diyot ile gerçeklenen aktif bastırma hücresi sayesinde ana IGBT'ler sıfır gerilim anahtarlama ile kesime giderek anahtarlama kayıpları düşürülür.

Tezde ileri yönlü ve iki anahtarlı ileri yönlü dönüştürücülerin çalışma prensipleri incelenmiş, önerilen aktif bastırma hücresinin çalışması detaylı analiz edilmiş, önerilen devrenin bilgisayar ortamında simülasyonu yapılarak kullanılacak olan bastırma hücresi elemanlarının değerlerinin anahtarlama kaybına olan etkileri incelenmiştir.

Anahtar Kelimeler: iki anahtarlı ileri yönlü dönüştücü, sıfır gerilimde anahtarlama, sıfır akımda anahtarlama, yumuşak anahtarlama, aktif bastırma

ABSTRACT

A NEW ZERO CURRENT AND ZERO VOLTAGE SWITCHING TWO SWITCH FORWARD CONVERTER DESIGN

Caglar YAVUZER

Department of Electrical Engineering

MSc. Thesis

Adviser: Prof. Dr. Ahmet Faruk Bakan

In this thesis, a new active snubber cell is proposed for two-switch forward converters, which are widely used for high-voltage input and high-power output applications. Turn-off switching loss reduction is targeted for three-phase input IGBT based welding machines or similar power supplies. Proposed active snubber cell contains one auxiliary switch, one capacitor, one inductor and two diodes for each main IGBTs. In the proposed circuit, main IGBTs are turned-on with zero-current-switching. This active snubber cell reduces the main IGBT turn-off switching loss with zero-voltage-switching. Forward converter and two-switch forward converter operation is examined, proposed active snubber cell operation is analyzed and simulated in computer aided simulation software. Active snubber cell values and their effects on switching losses are simulated.

Keywords: Two switch forward converter, zero voltage switching, zero current switching, soft switching, active snubber

BÖLÜM 1

GİRİŞ

1.1 Literatür Özeti

Güç elektroniği endüstrisindeki en büyük motivasyon kaynakları verim ve güç yoğunluğunu (W/m^3) arttırmaktır. Bu iki parametreyi iyileştirmek için anahtarlama frekansını arttırmak, bu arada anahtarlama frekansıyla birlikte artan anahtarlama kayıplarını da limitlemek veya mümkünse azaltmak gerekir. Böylece yüksek anahtarlama frekansı sayesinde sargılı elemanların boyutları küçülür, anahtarlama kayıpları farklı yöntemlerle azaltılarak soğutucu boyutları küçülür, aynı zamanda verimlilik artar. Güç elektroniğinde kullanılan yarıiletken elemanlar, yıllar içerisinde teknolojik gelişmeler ışığında büyük bir gelişim göstermiştir. Günümüzde güç elemanlarının çeşitliliği çok geniş bir alana yayılmış ve teknolojik olarak ilerlemiş olsa da, bu anahtarların hiçbiri ideal anahtar seviyesine gelememiştir. Yarıiletken anahtarlar arasında endüstride sıkça kullanılan IGBT'ler (izole kapılı bipolar transistör), özellikle yüksek gerilim, yüksek güç ve yüksek anahtarlama frekansı sayesinde uygulamalarda geniş bir yer tutar. Bunun yanında anahtarlama kayıpları, IGBT'lerin kullanım alanlarını limitlemektedir. Yıllar içerisinde IGBT'lerin anahtarlama kayıplarını azaltmak amacıyla birçok çalışma yapılmış ve farklı yöntemler geliştirilmiştir. Bu yöntemler, pasif bastırma, sıfır gerilimde anahtarlama ve sıfır akımda anahtarlama başlıkları altında toplanabilir [1]. Burada amaç, güç anahtarının iletime giriş veya kesime giriş anında anahtarın maruz kaldığı gerilim ile anahtarın içinden geçen akımın mümkün olduğunca üst üste çakışmasını engellemektir. Detaya inildiğinde, bu yöntemlerin farklı alt yöntemleri olduğu görünür. Her bir yöntemin birbirine göre avantaj ve dezavantajları olduğu için mutlak bir doğru yöntem olduğu söylenemez. Her bir topoloji, giriş-çıkış gerimi, çıkış gücü, uygulama alanı ve yük

karakteristiği için daha uygun olabilecek bir yöntem bulunabilir. Özellikle bu tezde de kullanılan yöntem, sıfır gerilim anahtarlamalı bir yöntem olduğu için literatür araştırmasında bu yöne ağırlık verilmiştir. Akademik çalışmalar incelendiğinde, sıfır gerilim anahtarlamalı yumuşak anahtarlama teknikleri, birçok izolesiz dönüştürücüde başarılı bir şekilde uygulanmıştır [2-9]. Endüstrideki uygulamaların bir kısmında elektriksel izolasyon ve gerilim dönüşümü kolaylığı için transformatörlü dönüştürüler tercih edilir. Bu dönüştürücülerde de farklı yöntemlerle yumuşak anahtarlama teknikleri uygulanmaktadır [10-11]. İzolasyonlu dönüştürücüler arasında ileri yönlü dönüştürücüler, özellikle çıkışta düşük gerilim ve yüksek akım ihtiyacı duyulan yerlerde tercih sebebidir. Anahtarlama kayıplarını azaltmak için ileri yönlü dönüştürücülerde aktif bastırma yöntemleri ve paralel çalışma teknikleri tercih edilir [12-14]. İleri yönlü dönüştürücülerdeki transformatörün resetleme sargısı gerekliliği ve kullanılan anahtarın maruz kaldığı gerilimin, giriş gerilimine göre çok yüksek olmasından dolayı iki anaharlı ileri yönlü dönüştürücüler daha fazla tercih edilmektedir. Bunun sebebi, anahtarların maruz kaldığı gerilimin maksimum giriş gerilimi kadar olması, transformatörün ek bir resetleme sargısına ihtiyaç duymaması ve anahtar aynı anda iletime girip çıktığı için herhangi bir kısa devre sorunu olmamasıdır. Anahtarlama kayıplarını azaltma motivasyonu, iki anahtarlı ileri yönlü dönüştürücüler içinde mevcut olup, birçok farklı yöntem ile bu kayıpların azaltılması yönünde çalışmalar mevcuttur. Yeni çıkan yarıiletken teknolojilerinden SiC (siliconcarbide) ve GaN (galiumnitride) hammadeli yarıiletken anahtarlar kullanılarak anahtarlama kayıplarını azaltma çalışmaları mevcuttur [15,16]. Fakat bu ürünlerin maliyetleri ve üretim kapasiteleri, IGBT'ler ile karşılaştırıldığı zaman çok pahalı ve üretimi çok kısıtlı olduğu görünür. Anahtarlama kayıplarını azaltmak için sekonderde kullanılan ayarlı endüktans ile yapılan bazı çalışmalar da mevcuttur [17]. Endüktans değerinin kontrolünün karmaşık ve hassasiyetinin fazla olmasından dolayı gerçek uygulamalarda çok fazla yer almamaktadır. İki anahtarlı ileri yönlü dönüştürücülerde, anahtarlama kayıplarını azaltmak için en fazla tercih edilen yöntemler, aktif bastırma hücreleri ve bu bastırma hücrelerinde sıfır gerilim geçiş veya sıfır akım geçiş devrelerinn kullanıldığı görülmüştür [18-25].

1.2 Tezin Amacı

Bu tezde, literatürdeki yumuşak anaktarlamalı iki anahtarlı ileri yönlü dönüştürücülerden farklı olarak daha sade, daha az yardımcı anahtar ve pasif eleman kullanarak bir aktif bastırma hücresi tasarlamak hedeflenmiştir. Tasarımı yapılan aktif bastırma hücresindeki enerjinin fazlası, rezonanslı devre sayesinde kaynağa geri aktarılarak verimin arttırılması sağlanmıştır.

1.3 Hipotez

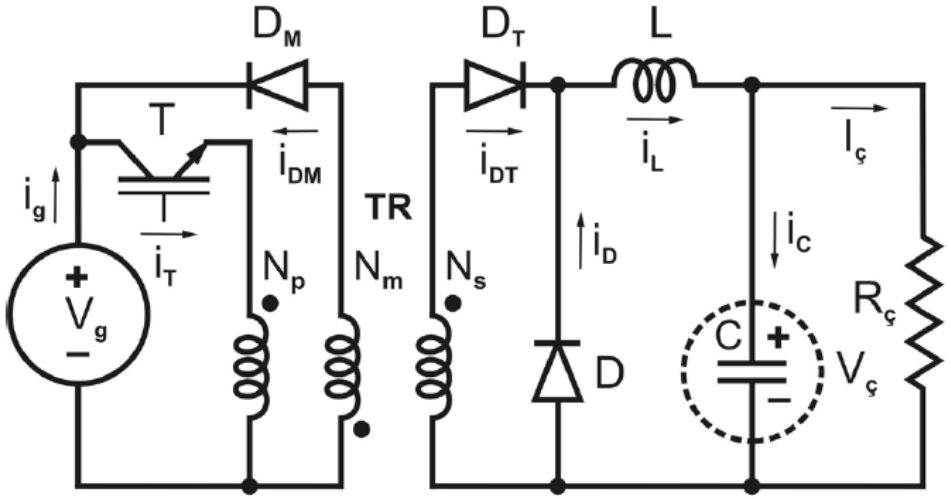
Anahtarlamalı güç kaynaklarında güç yoğunluğunu arttırmak için sargılı elemanların boyutlarını küçültmek gerekir. Sargılı elemanların boyutlarının küçültülmesi, anahtarlama frekansının artması ile mümkün olur. Anahtarlama frekansı ile anahtarlama kayıpları da artacağı için ancak anahtarlama kayıpları azaltılarak güç yoğunluğu arttırılabilir. Anahtarlama kayıplarını uygun bir maliyetle azaltmak için kullanılabilecek yöntemlerden biri de rezonanslı aktif bastırma hücresi kullanmaktır. Böylece yumuşak anahtarlamayı sağlayan enerji, kaynağa ve yüke aktarılarak geri kazanılmış olur.

BÖLÜM 2

İLERİ YÖNLÜ DÖNÜŞTÜRÜCÜ

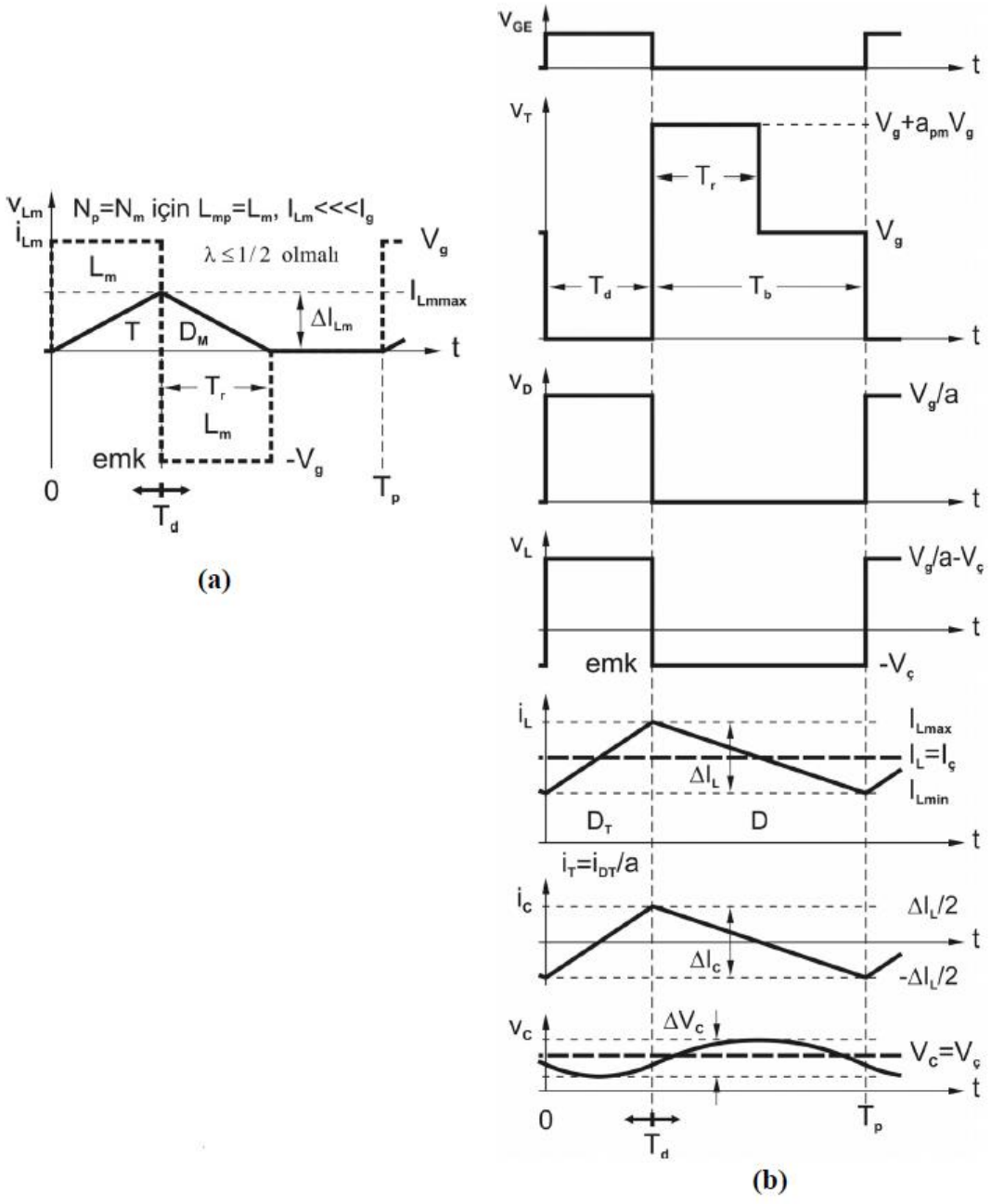
2.1 İleri Yönlü Dönüştürücünün İncelenmesi

İleri yönlü dönüştürücü, düşük çıkışlı dönüştürücülerin izoleli türüdür[26]. Temel ileri yönlü dönüştürücüde, enerji transferi transformatörün primer sargısından sekonder sargısına tek anahtar ile yapılır. Anahtar üzerinden akım akarken, aynı zamanda enerji transformatörün primerinden sekonderine doğru transfer edilmektedir. Tek anahtarlı ileri yönlü dönüştürücünün devre şeması Şekil 2.1'de gösterilmiştir. Bu topolojide anahtar kesime gittiğinde transformatördeki akım da kesileceği için, gerilim kırpma (voltage clamp) devresi kullanılması gerekir [27]. Bu kırpma devresi, transformatörün mıknatıslama endüktansının enerjisinin resetlenmesini sağlar.



Şekil 2.1 İleri yonlü bir dönüştürücünün temel devre şeması [26]

İleri yönlü dönüştürücünün detaylı dalga şekilleri Şekil 2.2'de incelenmiştir.



Şekil 2.2 İleri yönlü dönüştürücü Akım ve Gerilim Dalga Şekilleri (a) mıknatıslama gerilim ve akımı (b) diğer temel dalga şekilleri [26]

Birinci zaman aralığında ($0<t<T_d$), T anahtarı iletimdedir ve TR transformatörü primer sargısından (Np) sekonder sargısına (Ns) enerji aktarımı yapmaktadır. D_T diyodu

iletimdeyken, D diyodu üzerinden akım akmaz. L endüktansı üzerindeki akım doğrusal olarak artmaktadır.

İkinci zaman aralığında (T_d<t<T_p) T anahtarı iletimden çıkmıştır. TR transformatörü, mıknatıslanma endüktansından dolayı transformatör sekonder sargısında birinci zaman aralığındakine göre ters yönde gerilim oluşturur. Bu gerilim neticesinde D_T diyodu iletimde değilken D diyodu iletimdedir. Birinci zaman aralığında L üzerinde depolanmış olan enerji, D üzerinden akan akımla azalır. L üzerindeki akım doğrusal olarak azalmaktadır.

Birinci zaman aralığından ikinci zaman aralığına geçişte T'nin iletimden çıkarılmasıyla TR primer sargısındaki mıknatıslanma endüktansı üzerinde yükselmiş olan akımın yolu kesilmiş olur. Bu duruma karşı önlem alınmazsa, TR primer sargısında çok yüksek gerilim oluşacak ve T anahtarı zarar görecektir. Bu durumu engellemek için resetleme sargısı kullanılır. Bu yöntem, Şekil 2.1 devre şemasında gösterilmiştir. T anahtarı iletimden çıktığı anda TR mıknatıslanma endüktansındaki akım N_M sargısı ve D_M diyodu üzerinden V_g giriş kaynağına yönlendirilir. Genelde sargı oranları N_M=N_P olarak seçilir. Bu seçim neticesinde T'nin iletimde değilken göreceği azami gerilim 2x V_g olur. İleri yönlü dönüştürücünün giriş ve çıkış gerilimleri arasındaki ilişki, Eşitlik 2.1'de verilmiştir [28].

$$V_{ç} = V_g \frac{N_P}{N_S} \lambda \tag{2.1}$$

2.2 İleri Yönlü Dönüştürücülerin Türleri

Bu bölümde endüstride kullanılan ileri yönlü dönüştürücü topolojileri transformatör resetleme yöntemi, gerilim dönüşüm oranı ve anahtar gerilim stresi açısından karşılaştırılmıştır [29].

2.2.1 Klasik İleri yönlü dönüştürücü

Şekil 2.3 (a) devresinde görüleceği üzere M anahtarı iletime girdiğinde transformatörün primer sargısına pozitif gerilim uygulanır. Transformatörün sarım oranına bağlı olarak sekonderde gerilim oluşur. Bu gerilim, D1 diyodunu iletime geçirir ve güç aktarımı sağlanır. Lf ve Cf elemanlarından oluşan alçak geçiren filtre sayesinde DC gerilimin dalgalanması azaltılır. M anahtarı kesime girdiğinde transformatörde kalan enerji, ek

sargı vasıtasıyla D diyodu üzerinden resetlenir. Genellikle %50 doluluk oranının altında çalışma tercih edilir. Gerilim dönüşüm oranı $n.\lambda$ olarak tanımlanır. Burada n sekonder sarım sayısının primer sarım sayısına oranı, λ ise doluluk oranıdır. Pratik uygulamalarda anahtardaki gerilim stresi, giriş gerilimin 2.6 katı seviyelerine ulaşmakta olup yüksek giriş gerilimli uygulamalar açısından gerilim stresi istenmeyen bir durumdur. Resetleme sargısı transformatörün karmaşıklığını ve maliyetini arttırmaktadır. Resetlemeyi hızlandırmak için sargıya seri düşük değerli bir kondansatör kullanılabilir [29].

2.2.2 RCD Bastırma Hücreli İleri Yönlü Dönüştürücü

Şekil 2.3 (b)'de resetlemek için kullanılan düşük maliyetli bir yöntem gösterilmiştir. Transformatörü resetlemek için RCD bastırma hücresi kullanılmıştır. Temel güç aktarımı, klasik ileri yönlü dönüştürücüler ile aynı olup gerilim dönüşüm oranı $n.\lambda$'dir. M anahtarı iletimden çıktığında anahtar gerilimi D diyodu ve C kondansatörü tarafından giriş gerilimi ve doluluk oranına bağlı olarak belirli bir seviyede sınırlanır. C kondansatörünün enerjisi R direncinde harcanır. Anahtardaki gerilim stresi genellikle giriş gerilimin 2 katı kadardır. Bu topolojinin dezavantajı, R direncinde harcanan güçtür. Bu güç hem verimi düşürmekte, hem de termal olarak problem oluşturmaktadır [29].

2.2.3 LCDD Bastırma Hücreli İleri yönlü dönüştürücü

Şekil 2.3 (c)'deki devre şemasında, transformatörü kayıpsız olarak resetlemeyi amaçlayan bir bastırma devresi gösterilmiştir. Bir önceki bölümde anlatılan RCD bastırma devresinde harcanan enerjinin bir kısmını geri aktaracak şekilde bir endüktans, bir kondansatör ve iki diyot kullanılır. Güç aktarımı, klasik ileri yönlü dönüştürücü ile aynı yapıdadır. M anahtarı iletimden çıktığında bir diyot ve bir kondansatör, RCD bastırma hücresinde olduğu gibi anahtar gerilimini sınırlar. Kondansatörün deşarjı, Lr, Cr ve Dcl arasındaki LC rezonansı sayesinde gerçekleşir. MOSFET üzerinde oluşacak gerilim stresi, giriş geriliminin iki katı seviyesindedir. Rezonansın doğası gereği, bu çalışmanın birçok aşaması bulunur. Bu yüzden tüm yük, giriş gerilimi ve geçici rejim şartları dikkate alınarak tasarım yapılmalıdır. LC rezonans devresindeki iletim kayıpları, kazanılan gücün bir kısmının kaybedilmesine sebep olur. Diğer bir dezavantaj L endüktansının giriş gerilimi ile orantılı olarak artmasıdır [29].

2.2.4 Rezonans Resetlemeli İleri Yönlü Dönüştürücü

Şekil 2.3 (d)'deki devrede, transformatörün resetlenmesi için parazitik kondansatör kullanılır. Bu yöntem basit ve verimli bir yöntemdir. Ek olarak bir yardımcı eleman kullanmaya gerek kalmaz. Güç aktarımı, klasik ileri yönlü dönüştürücü ile aynı yapıdadır. Anahtarın kesim anında transformatörün mıknatıslama endüktansı ve eşdeğer parazitik kondansatör, rezonans devresi oluşturarak transformatörü otomatik olarak resetler. Devrenin rezonanslı yapısından dolayı MOSFET'deki gerilim stresi giriş geriliminin iki katıdır. Rezonans frekansını doğru ayarlamak için harici kondsansör kullanmak gerekebilir. Ayrıca tüm giriş gerilim aralığı ve farklı yük koşullarında reset devresinin optimum çalışması zorlaşır. MOSFET üzerindeki gerilim stresinin yüksek olması, diğer yöntemlere göre dezavantaj olarak değerlendirilebilir [29].

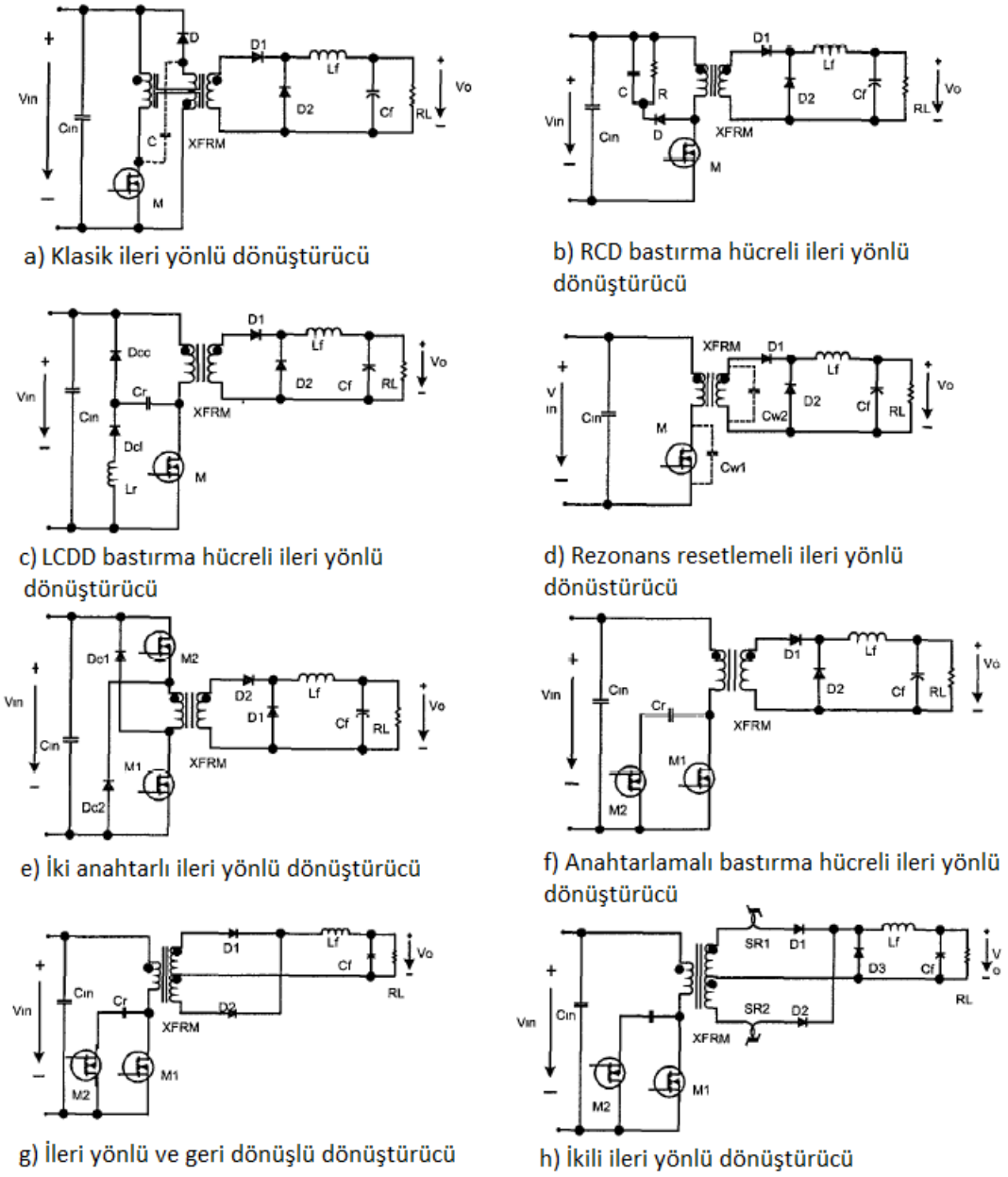
2.2.5 İki Anahtarlı İleri yönlü dönüştürücü

Şekil 2.3 (e)'de iki anahtarlı ileri yönlü dönüştücünün şeması gösterilmiştir. Transformatörün primer sargısına giriş gerilimi uygulamak için iki anahtar kullanılır. Güç iletimi ve gerilim dönüşümü, klasik ileri yönlü dönüştürücü ile aynıdır. Kesim anında transformatörün primer sargısı, iki adet diyot ile giriş gerilimine ters olarak bağlanır. Böylece transformatör otomatik olarak resetlenmiş olur. Bu yapı sayesinde MOSFET, giriş gerilimine maruz kalır. Gerilim stresi diğer tüm ileri yönlü dönüştürücüler arasında en düşük seviyededir. Bu devrenin dezavantajı, ek bir MOSFET ve bu MOSFETi sürmek için ek sürme devresi ihtiyacının olmasıdır [29]. Bu devrenin detaylı çalışması Bölüm 2.3'de incelenecektir.

2.2.6 Anahtarlamalı Bastırma Hücreli İleri Yönlü Dönüştürücü

Şekil 2.3 (f)'de transformatörü resetlemek için bastırma hücresinin anahtarlamalı devresi, bir diğer adıyla aktif bastırmalı ileri yönlü dönüştürücü gösterilmiştir. Güç iletimi ve gerilim dönüşümü, klasik ileri yönlü dönüştürücü ile aynıdır. Kesim anında, Cr kondansatörünü deşarj etmek için aktif bir anahtar kullanılır. MOSFETteki gerilim stresi, tasarıma bağlı olarak giriş geriliminin 1.3 katına kadar düşürülebilir. Bu yapı sadece MOSFETin kesim anındaki gerilimini sınırlamakla kalmaz, aynı zamanda iletime girişte avantaj sağlar. MOSFET akımı iletime giriş anında negatif olacak şekilde tasarım yapılırsa,

akım MOSFETe ters-paralel olan diyottan geçeceği için sıfır gerilimde (diyodun iletim gerilimi olan 0.7V kadar) anahtarlama sağlanmış olur. Ayrıca sıfır-gerilim anahtarlama sayesinde iletimde güç kaybı olmadan bastırma hücresi kullanmaya olanak sağlar. Yardımcı anahtar M2 de sıfır gerilim altında (0.7V) iletime girer ve düşük bir gerilimde kesime girer. Bu yapı, harici bir MOSFET ve sürücüye ihtiyaç duyar. Ayrıca bu yapıda mıknatıslama endüktansının küçük olmasından kaynaklı iletim kayıpları %30 ile %50 arasında artar. Ek olarak bu topolojide kontrol problemleri oluşabilmektedir [29].



Şekil 2.3 İleri Yönlü Dönüştürücülerin Alt Türleri [29]

2.2.7 İleri Yönlü ve Geri Dönüşlü Dönüştürücü

Şekil 2.4 (g) devresinde ilave bir anahtarlamalı bastırma devresi kullanılmıştır. Bu topolojiye ileri yönlü ve geri dönüşlü dönüştürücü adı verilmektedir. Bu topolojide transformatöre hava aralığı eklenerek güç aktarımı esnasında aynı zamanda enerji depolaması da sağlanır. Bu depolanan enerji, ana MOSFET kesime girdiğinde çıkışa aktarılır. Bu çalışma mantığı klasik geri dönüşlü topolojiye benzemektedir. Primere bastırma devresi eklendiğinden, kesim anındaki transformatör primer gerilimi Cr gerilimine bağlı olarak değişir. Gerilim dönüşüm oranı, diğer ileri yönlü dönüştürücülerden farklı olarak $2.n.\lambda$ şekilde hesaplanır. MOSFET gerilim stresi, anahtarlamalı bastırma hücreli ileri yönlü dönüştürücü ile aynı, yani giriş geriliminin 1.3 katı kadardır. Benzer şekilde harici bir MOSFET ve sürme devresi kullanmak gerekir. Bu yapıda sekonderdeki diyodun ters toparlanma süresi de önem arz eder [29].

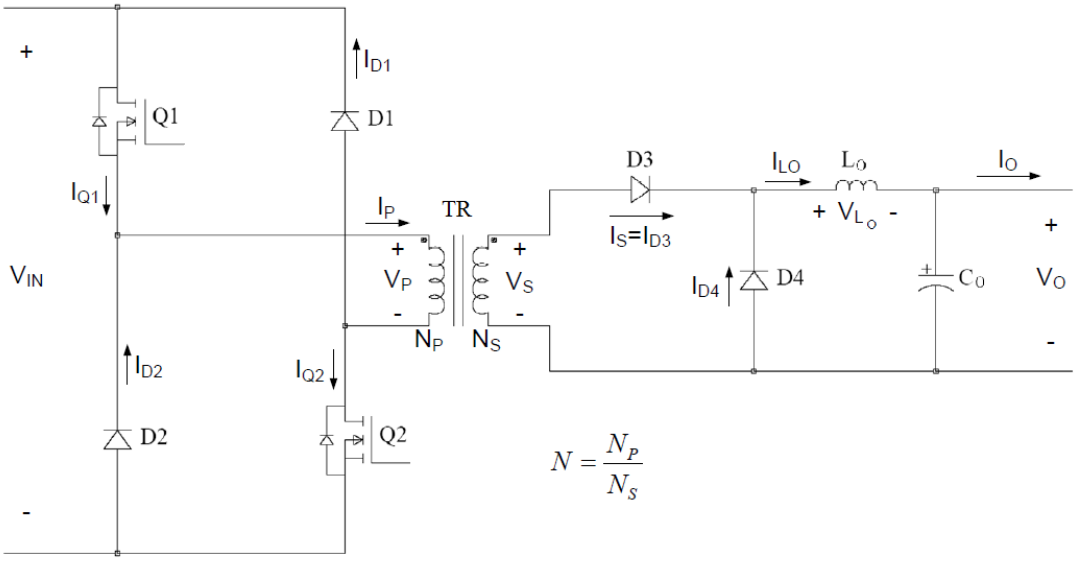
2.2.8 İkili İleri Yönlü Dönüştücü

Şekil 2.4 (h)'de ikili ileri yönlü dönüştürücü gösterilmiştir. Bu yapıda, ileri yönlü ve geri dönüşlü dönüştürücünün zaafları olan kontrol problemleri ve diyodun ters toparlanma süresinden kaynaklanan kayıplar ortadan kaldırır. Diyotların ters toparlanmaları, SR_1 ve SR_2 doyumlu endüktanslar ve D_3 serbest dolaşım diyodu sayesinde kontrol altında tutulur. D3 serbest dolaşım diyodu, aynı zamanda MOSFETin anahtarlama anında transformatörün kısa devre olmasını engeller ve tüm mıknatıslama enerjisinin yumuşak-anahtarlamada kullanılmasını sağlar. Böylece geniş bir yük aralığında yumuşak anahtarlama elde edilir. Gerilim dönüşüm oranı $2.n.\lambda$, MOSFET'deki gerilim stresi ise giriş geriliminin 1.3 katıdır. %2 ile %10 arasında verim iyileştirmesi sağlanabilir. Devrenin dezavantajı ilave bir MOSFET ve sürücü devresi, bir serbest-dolaşım diyodu ve iki doyumlu endüktans ihtiyacının olmasıdır [29].

2.3 İki Anahtarlı İleri Yönlü Dönüştürücünün Analizi

İki anahtarlı ileri yönlü dönüştürücü, adından da anlaşılacağı üzere klasik ileri yönlü dönüştürücüdeki tek anahtar yerine iki anahtar kullanılmasıyla elde edilir. İki anahtarlı ileri yönlü dönüştürücülerin, klasik ileri yönlü dönüştürücülere tercih edilmesinin sebebi, kullanılacak MOSFETlerin seçiminde kolaylık sağlaması ve bu MOSFET'lerin gerilim

streslerinin düşük olmasıdır. İki anahtarlı ileri yönlü dönüştürücünün devre şeması Şekil 2.5'te verilmiştir. Sürekli iletim modunda oluşacak dalga şekilleri Şekil 2.6 ve Şekil 2.7'de verilmiştir. İki anahtarlı ileri yönlü dönüştürücünün çalışması iki aralıkta incelenebilir [28].



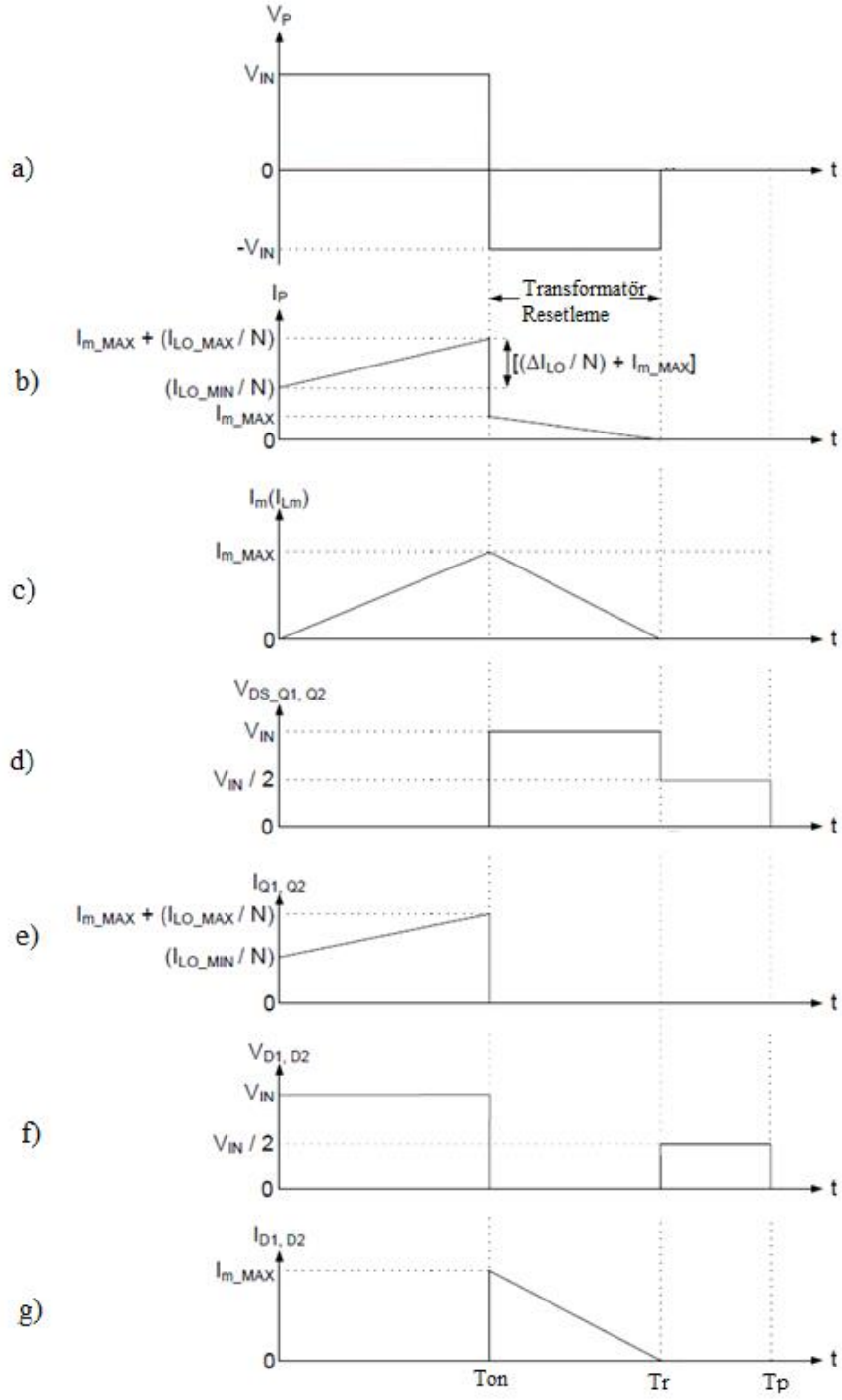
Şekil 2.4 İki anahtarlı ileri yönlü dönüştürücü [28]

Devrede anahtarlama periyodu Tp, anahtarın doluluk oranı λ, iletim süresi $Ton = \lambda.Tp$ olarak tanımlanmaktadır. Birinci aralıkta (0 < t ≤ Ton) Q1, Q2 anahtarları iletimdedir ve TR transformatörü, primer sargısından sekonder sargısına enerji aktarımı yapmaktadır. TR primer sargısında mıknatıslanma endüktansı L_m'den kaynaklanan akım ve çıkış akımının yansıması birlikte akmaktadır. D3 diyodu iletimdeyken, D4 diyodu kesimdedir. L_O'nun gördüğü gerilim, V_{LO}, sıfırdan büyük olduğundan L_O akımı doğrusal olarak artmaktadır.

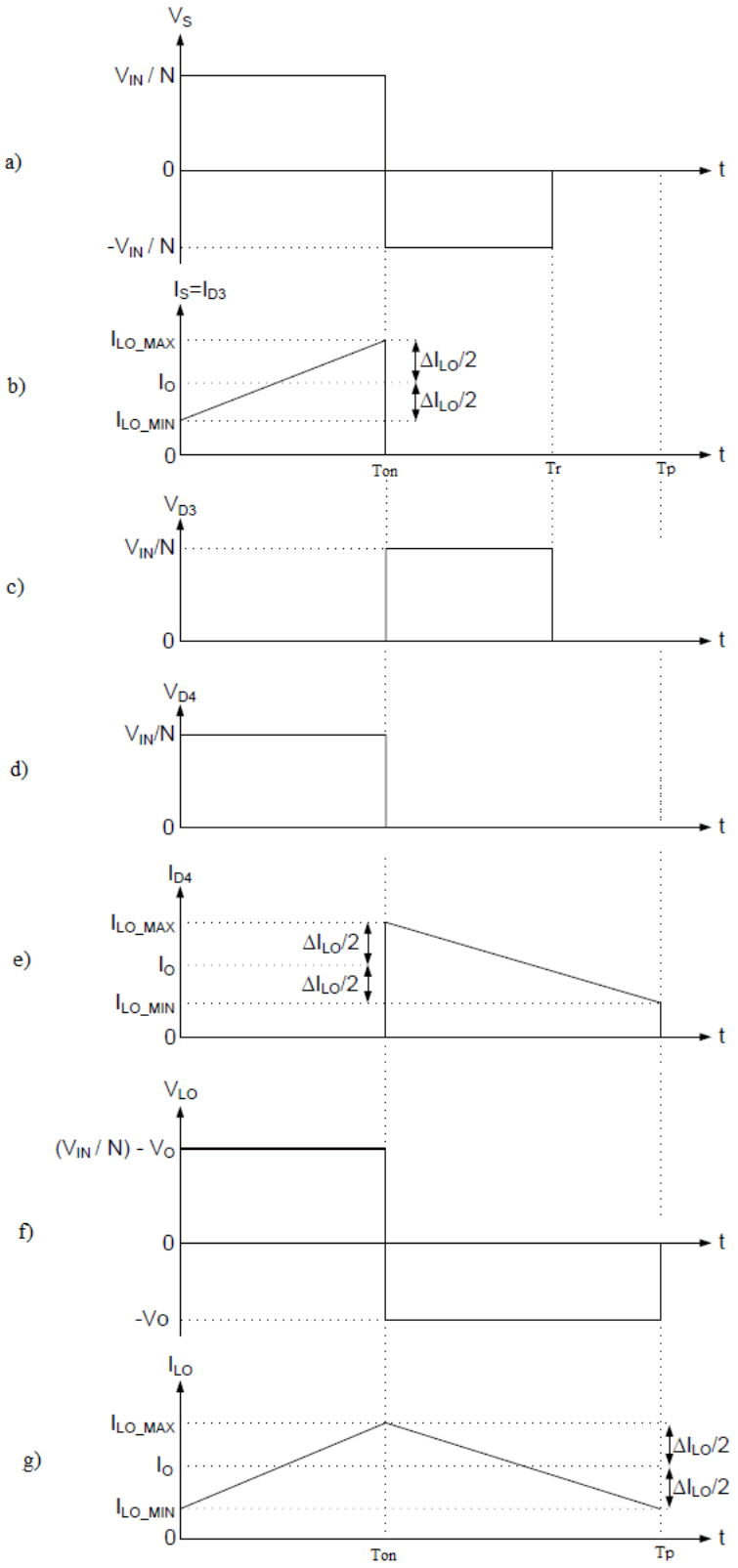
İkinci aralıkta (Ton < t ≤ Tp) Q1, Q2 anahtarları kesimdedir. L_m'den dolayı TR primer ve sekonder sargılarında birinci zaman aralığındakinin tersi yönde gerilim oluşur. Bu gerilim neticesinde D3 diyodu kesimde D4 diyodu iletimdedir. V_{LO} gerilimi negatif olduğundan L_O akımı doğrusal olarak azalmaktadır. Bu süreçte çıkış akımı D4 ve L_O üzerinden akmaktadır ve bu durum serbest dolaşım olarak adlandırılır.

Birinci zaman aralığından ikinci zaman aralığına geçişte, Q1 ve Q2'nin iletimden çıkarılmasıyla Lm üzerinde yükselmiş olan akımın yolu kesilmiş olur. Bu duruma karşı

önlem alınmazsa klasik ileri yönlü dönüştürücüdekine benzer şekilde TR primer sargısında aşırı gerilim oluşacak ve Q1, Q2 anahtarları zarar görecektir [28].



Şekil 2.5 İki anahtarlı ileri yönlü dönüştürücü primer dalga şekilleri [28] , a)Transformatör primer gerilimi, b)Transformatör primer akımı, c)Transformatör mıknatıslama endüktansı akımı d)Q1 ve Q2 MOSFET gerilimleri e)Q1 ve Q2 MOSFET akımları f)D1 ve D2 Diyot gerilimleri g) D1 ve D2 Diyot akımları



Şekil 2.6 İki anahtarlı ileri yönlü dönüştürücü sekonder dalga şekilleri [28], a)Transformatör sekonder gerilimi b)Transformatör sekonder akımı c)D3 diyot gerilimi d)D4 diyot gerilimi e)D4 diyot akımı f)L_O endüktans gerilim g)L_O endüktans akımı

İki anahtarlı ileri yönlü dönüştürücüde Lm endüktansının akımının resetlenmesi için iki adet diyot kullanılır. Q1 ve Q2 anahtarları iletimden çıktığı anda L_m akımı D1 ve D2 diyotları üzerinden V_{IN} giriş kaynağına yönlendirilir. Böylece L_m üzerindeki gerilim D1 ve D2 diyot iletim gerilim düşümleri ihmal edilerek V_{IN} gerilimine eşit olur. D1 ve D2 diyotlarının iletimde olmaları sonucunda Q1 ve Q2 MOSFETlerinin her birinin göreceği gerilim V_{IN} olur. İkinci zaman aralığında Lm üzerindeki akımın resetlenmesi belirli bir zaman alır. Şekil 2.6(a)'da verilmiş olan transformatör mıknatıslanma endüktansı Lm üzerindeki gerilim dengesinden transformatör resetleme süresi ve maksimum doluluk oranı bulunur. İki anahtarlı ileri yönlü dönüştürücüye ait eşitlikler aşağıda verilmiştir.

$$V_{IN}.\lambda.T_P = V_{IN}(\lambda_r - \lambda).T_p \tag{2.2}$$

$$2.\lambda.T_p = \lambda_r.T_p \tag{2.3}$$

$$2.\lambda = \lambda_r \leq 1 \tag{2.4}$$

$$\lambda \leq 0.5 \tag{2.5}$$

Şekil 2.7 (f)'de verilmiş olan çıkış filtresi endüktansı L_O üzerindeki gerilim eşitliğinden çıkış gerilimi ifadesi elde edilir.

$$\left(\frac{V_{IN}}{N} - Vo\right)\lambda.T_p = Vo(1-\lambda)T_p \tag{2.6}$$

$$Vo = \lambda\frac{V_{IN}}{N} \tag{2.7}$$

İki anahtarlı ileri yönlü dönüştürücü, yüksek giriş gerilimlerinde tercih edilen bir topolojidir. Bölüm 2.1'de anlatıldığı üzere tek anahtarlı ileri yönlü dönüştürücüde anahtar üzerine düşecek azami gerilim, giriş geriliminin iki katına eşittir. Bu durumda ileri yönlü dönüştürücü yerine iki anahtarlı ileri yönlü dönüştürücü kullanılarak MOSFET dayanım gerilimi yarıya indirilebilir. Düşük gerilimli MOSFETlerin seçilebilecek olmasının faydaları şu şekilde sıralanabilir:

- Daha küçük boyutlarda ve düşük maliyetli MOSFET seçimini mümkün kılar.
- Daha düşük $R_{DS(ON)}$'a (iletim direnci) sahip MOSFET seçimini mümkün kılar.
- Daha düşük C_{ISS}'ye (giriş kapasitansı) ve C_{OSS}'ye (çıkış kapasitansı) sahip MOSFET seçimini mümkün kılar. Bu sayede MOSFETlerin iletime geçiş ve iletimden çıkış

hızlarını arttırmak, dolayısıyla anahtarlama kayıplarını azaltmak mümkün olur [28].

Pratikte AC/DC dönüştürücülerde ve tek faz giriş uygulamalarda bir kW güç seviyesine kadar ana anahtar olarak genellikle MOSFET kullanmak fiyat/performans açısından avatajlı iken, tek faz yüksek güç veya üç faz uygulamalarda MOSFET yerine IGBT kullanmak daha avantajlıdır. Yukarıda MOSFET için bahsedilen avantajlar, iki anahtarlı ileri yönlü dönüştürücülerde , tek faz yüksek güç veya üç faz uygulamalarda IGBT'ler için geçerlidir. IGBT kullanılarak gerçekleştirilen iki anahtarlı ileri yönlü dönüştürücüde anahtarlama frekansının artırılmasında sınırlamalar bulunmaktadır. Bu sınırlamaların ana nedeni IGBT elemanlarında kesime girme sırasında anahtarlama kayıplarının oluşmasıdır. Transformatörün kaçak endüktansı sayesinde IGBT elemanlarında ile time girme sırasında anahtarlama kaybı oluşmadığı kabul edilmektedir. Bu tezde IGBT kullanılarak gerçekleştirilen yüksek güçlü iki anahtarlı ileri yönlü dönüştürücüler için anahtarlama kayıplarını azaltılmasını sağlayan yeni bir devre önerilmiştir.

BÖLÜM 3

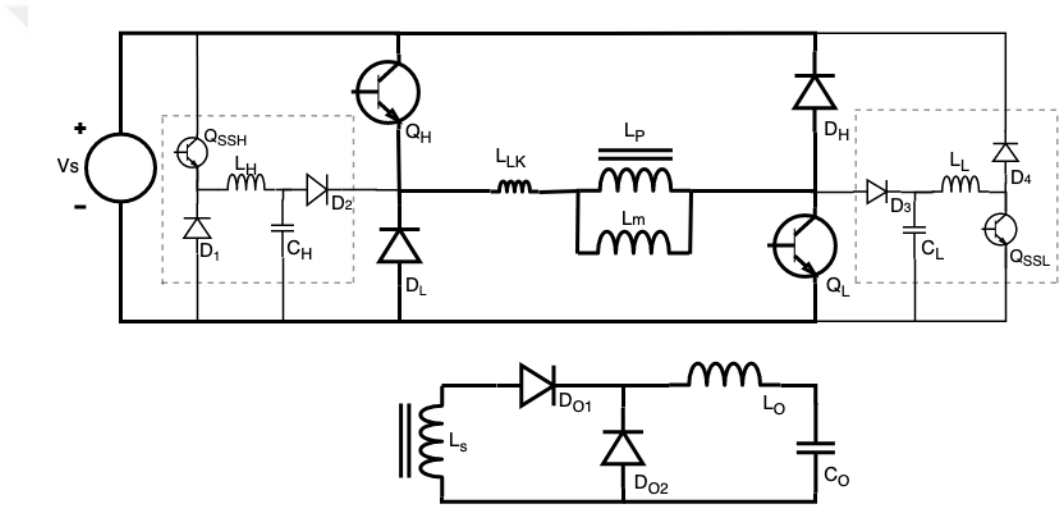
SIFIR AKIM VE SIFIR GERİLİM ANAHTARLAMALI İKİ ANAHTARLI İLERİ YÖNLÜ DÖNÜŞTÜRÜCÜ

Bu bölümde iki anahtarlı ileri yönlü dönüştürücünün ana devresine ek olarak önerilen bastırma hücresi ve bu hücrenin çalışma aralıkları detaylı olarak incelenmiştir.

3.1 Önerilen Bastırma Hücresi

Önerilen bastırma hücresinde, her bir ana anahtar için bir yardımcı anahtar, bir endüktans, bir kondansatör ve iki diyot kullanılmıştır. Önerilen bastırma hücreleri, Şekil 3.1'de kesikli çizgiler ile belirtilmiştir. Yardımcı anahtarlar, ana anahtarlar ile aynı anda iletime girer, daha önce iletimden çıkar. Üst taraftaki ana anahtarın bastırma hücresinde yardımcı anahtar iletime girdiğinde C_H kondansatörü, L_H endüktansı üzerinden şarj edilir. Alt taraftaki ana anahtarın bastırma hücresinde ise yardımcı anahtar iletime girdiğinde C_L kondansatörü, L_L endüktansı üzerinden deşarj edilir. Her iki bastırma hücresindeki kondansatör ve endüktans değerleri aynı seçilerek rezonans frekanslarının ve enerji aktarım sürelerini aynı olması sağlanmış olur. Bastırma hücrelerindeki yardımcı anahtarlar ve diyotların dayanım gerilimleri, ana anahtarın dayanım gerilimi ile aynı seçilir, yani maksimum giriş gerilimine dayanacak şekilde toleranslı olarak seçilmelidir. Bastırma hücresindeki anahtar ve diyotların akım değeri ana anahtarın akım değerinden çok daha düşük bir değerde seçilir. Bu akımı giriş gerilimi ile bastırma hücresindeki L ve C değerleri belirler. Bastırma hücresi rezonanslı yapıda olduğu için enerji ana devreye aktarılarak enerji geri kazanılmış olur. Sadece iletim kayıpları ve yardımcı anahtarın anahtarlama kayıpları mevcuttur. Önerilen devrenin avantajlı olduğu alan, özellikle üç

faz doğrultuculu yüksek giriş gerilimi olan ve yüksek güçlü (bir kaç kW ve üzeri) uygulamalardır. Bu tip uygulamalarda gerilim ve akım seviyelerinden dolayı IGBT anahtarları fiyat ve performans ve bulunabilirlik kriterlerinden dolayı en çok tercih edilen elemanlardır. IGBT'lerin yüksek gerilim dayanımları ve yüksek akım kapasiteleri avantaj iken, kuyruk akımından kaynaklanan yüksek kesime gidiş anahtarlama kaybı, anahtarlama frekansını sınırladığı için dezavantajdır [30]. Önerilen bastırma hücreleri, özellikle kesim anında IGBT'nin gerilim yükselme hızını sınırladığından kesim anahtarlaması yaklaşık sıfır gerilim altında gerçekleşir. Kesim anahtarlama kaybı büyük ölçüde azaltılacağı için IGBT'nin dezavantajı ortadan kaldırılmış ve daha yüksek anahtarlama frekansına çıkmaya olanak sağlanmış olur.



Şekil 3.1 Önerilen bastırma hücresi

3.2 Önerilen Devrenin Çalışma Aralıkları

Önerilen devrenin çalışma aralıkları sekiz adımda detaylı bir şekilde açıklanmıştır. Devrenin dalga şekilleri Şekil 3.2'de, her bir aralıktaki aktif kısım Şekil 3.3'de gösterilmiştir. Şekil 3.3'de transformatörün kaçak ve mıknatıslama endüktansı gösterilmemiştir.

3.2.1 Birinci Aralık

Birinci aralık, t_0-t_1 aralığını temsil eder. Tüm ana ve yardımcı anahtarlar, t_0'da aynı anda iletime girer. Eğer dönüştürücü sürekli modda çalışmıyorsa, t_0 anında transformatörün

akımı sıfır olduğu için tüm anahtarlar sıfır akımda iletime girmiş olur. Bu durumda iletime girme anahtarlama kaybı sıfır olarak kabul edilebilir. Transformatörün primer akımı, Q_H ve Q_L anahtarlarından geçerek devreyi tamamlar. C_H kondansatörü, V_S kaynağı ile Q_{SSH} yardımcı anahtarı sayesinde L_H endüktansı üzerinden şarj olmaya başlar. Bu şarj devresi seri LC rezonans devresidir. T_0 anında C_H kondansatörünün gerilimi ve L_H endüktansının akımı sıfırdır.

$$V_{CH} = V_S - V_S \cos \omega \, (t - t_0) \tag{3.1}$$

$$I_{LH} = \frac{V_S}{Z} \sin \omega (t - t_0) \tag{3.2}$$

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_H C_H}} \tag{3.3}$$

$$Z = \sqrt{\frac{L_H}{C_H}} \tag{3.4}$$

Alt taraftaki ana anahtarın bastırma hücresinde ise Vs giriş gerilimine kadar dolmuş ve beklemekte olan C_L kondansatörü, t_0 anında QSSL anahtarı ve L_L endüktansı üzerinden deşarj olmaya başlar. Bu devre de kendi içinde seri bir LC rezonans devresidir. T_0 anında C_L kondansatörü, Vs giriş geriliminde ve L_L endüktansı sıfır akımdadır.

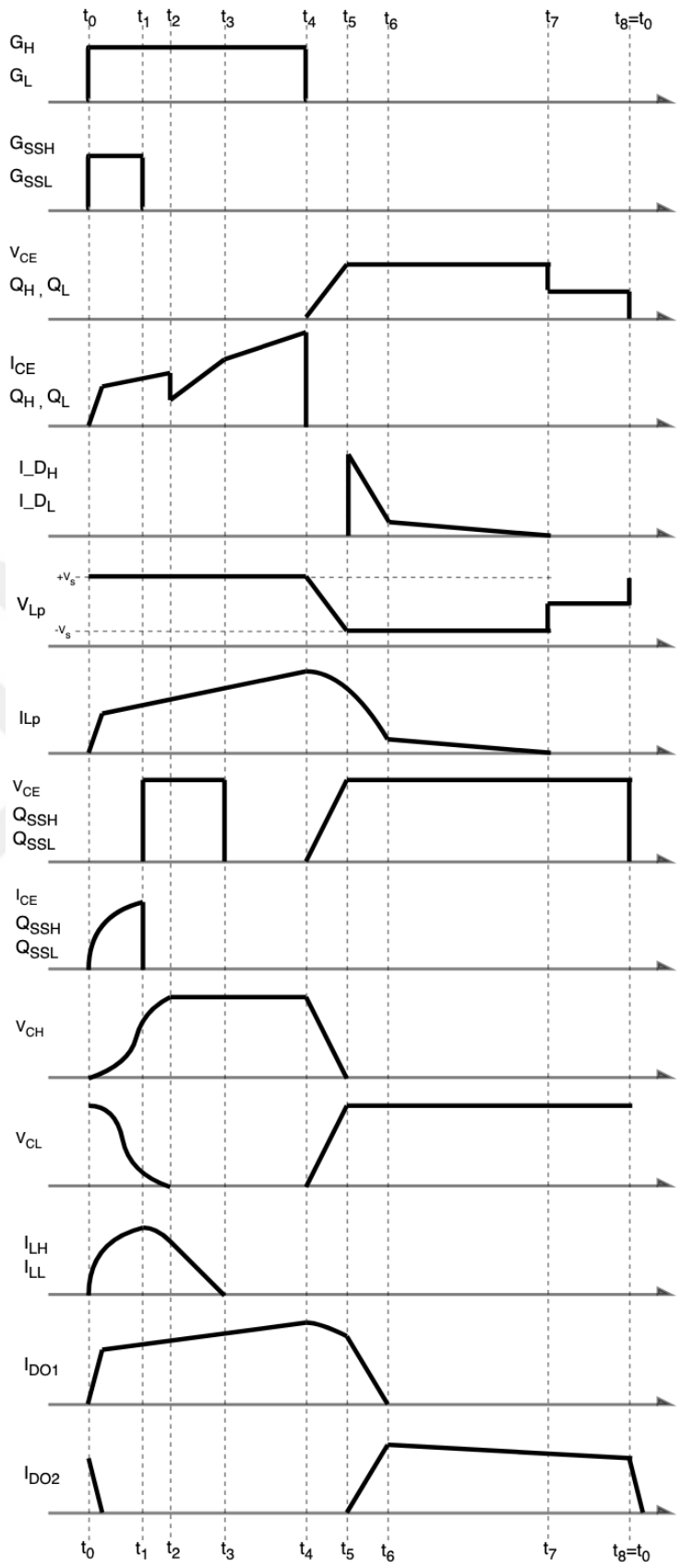
$$V_{CL} = V_S \cos \omega \, (t - t_0) \tag{3.5}$$

$$I_{LL} = \frac{V_S}{Z} \sin \omega (t - t_0) \tag{3.6}$$

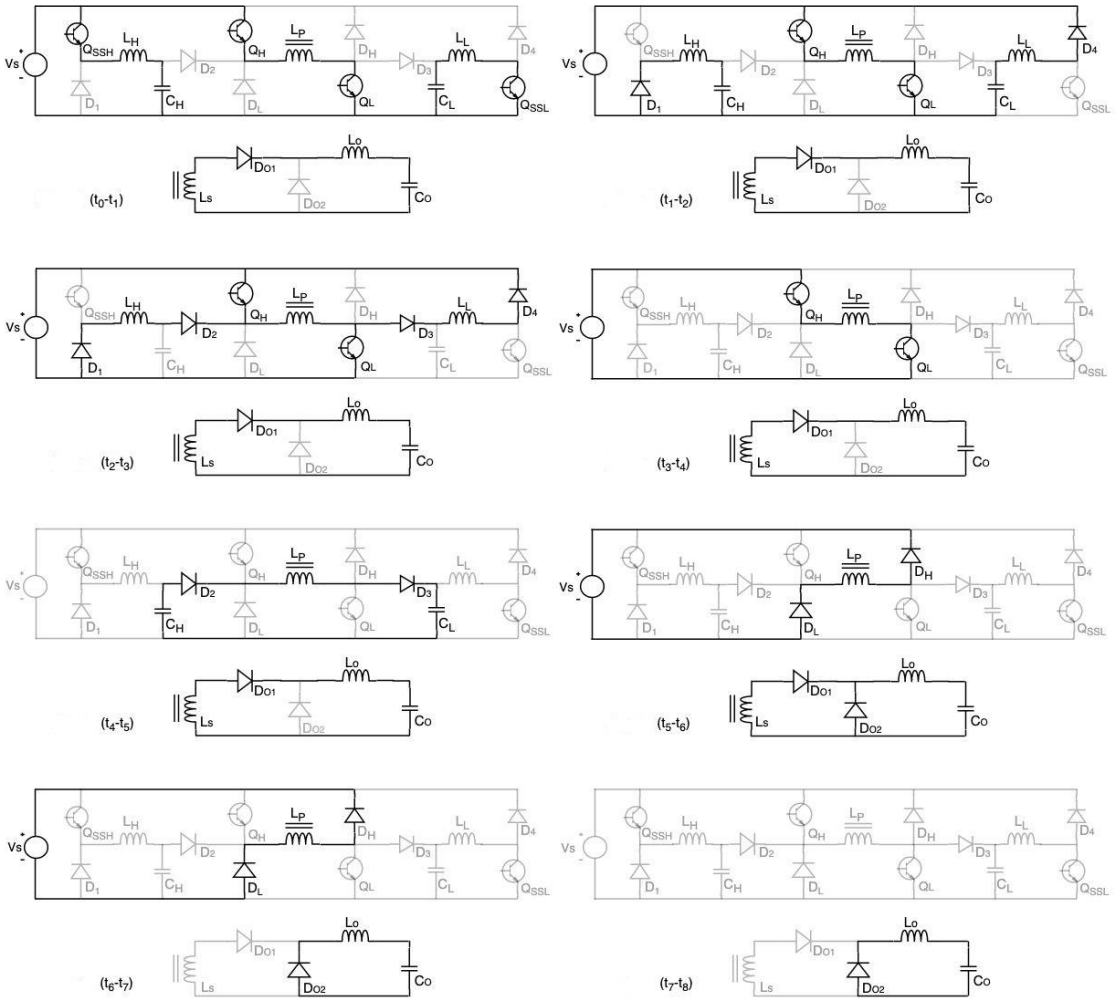
$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_L C_L}} \tag{3.7}$$

$$Z = \sqrt{\frac{L_L}{C_L}} \tag{3.8}$$

Bu aralıkta yük akımı, D_{O1} diyodu ve L_O endüktansı üzerinden akmaktadır. T_1 anında yardımcı anahtarlar kesime gider. Yardımcı anahtarlar sadece t_0-t_1 aralığında iletimde kalır, diğer aralıklarda kesimdedir.



Şekil 3.2 Önerilen dönüştürücünün dalga şekilleri



Şekil 3.3 Önerilen dönüştürücünün çalışma aralıkları

3.2.2 İkinci Aralık

İkinci aralık, t_1-t_2 aralığını temsil eder. T_1 anında ana anahtarlar iletimde, yardımcı anahtarlar kesimdedir. Üst taraftaki bastırma hücresinde C_H kondansatörü, C_H-L_H rezonans akımı ile maksimum V_S gerilimine kadar D_1 diyodu üzerinden şarj olur. T_2 anında C_H kondansatörünün gerilimi Vs'e eşittir. Bu aralıkta alt taraftaki bastırma hücresinde C_L kondansatörü, C_L-L_L rezonans akımı ile L_L endüktansı ve D_4 diyodu üzerinden deşarj olmaya devam eder. T_2 anında C_L gerilimi sıfıra ulaşmış olur. C_H'nin Vs gerilim seviyesi ve C_L'nin sıfır gerilim seviyesi, ana anahtarların kesime gittiği ana kadar bu seviyelerini korur. Artık ana anahtarlar sıfır gerilimde kesime hazırdır. T_2 anı, hem C_L-L_L, hem de C_H-L_H rezonansı için $\pi/2$ anı olduğu için birinci aralıktaki formüllerde $\omega t = \pi/2$ değeri konulduğu zaman aşağıdaki değerler bulunur.

$$V_{CH} = V_S - V_S \cos \omega \, (t - t_0) \tag{3.9}$$

$$V_{CH} = V_S - V_S \cos(\pi/2) \quad (3.10)$$

$$V_{CH} = V_S \quad (3.11)$$

$$I_{LH} = \frac{V_S}{Z} \sin \omega(t - t_0) \quad (3.12)$$

$$I_{LH} = \frac{V_S}{Z} \sin(\pi/2\ ) \quad (3.13)$$

$$I_{LH} = \frac{V_S}{Z} \quad (3.14)$$

$$V_{LH} = -ZI_L \sin(\pi/2) \quad (3.15)$$

$$V_{LH} = -ZI_L \quad (3.16)$$

$$V_{CL} = V_S \cos \omega\ (t - t_0) \quad (3.17)$$

$$V_{CL} = V_S \cos(\pi/2) \quad (3.18)$$

$$V_{CL} = 0 \quad (3.19)$$

$$I_{LL} = \frac{V_S}{Z} \sin \omega(t - t_0) \quad (3.20)$$

$$I_{LL} = \frac{V_S}{Z} \sin(\pi/2) \quad (3.21)$$

$$I_{LL} = \frac{V_S}{Z} \quad (3.22)$$

$$V_{LL} = 2Vs \cos(\pi/2) - ZI_L \sin(\pi/2) \quad (3.23)$$

$$V_{LL} = -ZI_L \quad (3.24)$$

3.2.3 Üçüncü Aralık

Üçüncü aralık, t_2-t_3 aralığını temsil eder. T_2 anında C_H kondansatörü Vs giriş gerilimine kadar şarj olur fakat bu anda L_H endüktans akımı hala pozitiftir. Q_H iletimde olduğu için D_2 katot gerilimi Vs seviyesindedir. L_H gerilimi, D_2 diyodunu iletime zorlar. Bu sayede C_H gerilimi Vs seviyesini korur. Alt taraftaki bastırma hücresinde de benzer şekilde C_L kondansatörünün gerilimi sıfıra inmiş olsa da L_L endüntansının akımı devam etmektedir ve D_3 diyodunu iletime zorlar. Şekil 3.3'deki üçüncü aralığın aktif olduğu devre şemasında da görülebileceği üzere L_L ve L_H endüktans akımları, yollarını D_1, L_H, D2, L_P, D_3, L_L ve D_4 elemanlarını sırasıyla izleyerek Vs üzerinden kendini tamamlar. Üçüncü aralığın sonunda t_3 anında L_L ve L_H akımları lineer olarak sıfıra iner. Böylece aktif bastırma

hücresindeki enerjinin fazlası, kaynağa geri aktarılmış olur. Bastırma hücresindeki elemanların görevi iletime geçiş aşaması için burada sona erer.

3.2.4 Dördüncü Aralık

Dördüncü aralık, t_3-t_4 aralığını temsil eder. Bu aralık, klasik iki anahtarlı ileri yönlü dönüştürücünün ana anahtarlarının iletimde olduğu aralık ile aynıdır. Sadece Q_H ve Q_L anahtarları iletimdedir ve transformatörün primer akımı bu anahtarlar üzerinden devreyi tamamlar. Transformatörün primer akımı, giriş geriliminin transformatör primer endüktansına oranı ile artmaya devam eder. Bu aralıkta çıkış akımı, D_{O1} diyodu ve L_O endüktansı üzerinden sağlanır. Dördüncü aralığın bitişi t_4 anı, Q_H ve Q_L anahtarlarının kesime gittiği, yani doluluk oranı süresinin sonuna denk gelir.

3.2.5 Beşinci Aralık

Beşinci aralık, t_4-t_5 aralığını temsil eder. Q_H ve Q_L anahtarları kesime gittiğinde C_H, L_P ve C_L elemanları seri rezons devresi oluşur. T_4 anında C_H kondansatör gerilimi, Vs giriş gerilimi seviyesinde, transformatörün primer endüktansı L_P akımı maksimum seviyede ve C_L kondansatör gerilimi sıfırdır. Bu rezonans devresi, D_2 ve D_3 diyotlarını iletime sokarak primer akımının yolunu sırasıyla C_H, D_2, L_P, D_3 ve C_L üzerinden tamamlamasını sağlar. D_2 diyodu iletimde olduğu için Q_H anahtarının emiterinin gerilim seviyesi, C_H'a eşit, yani Vs'dir. Aynı anahtarın collector gerilimi de Vs seviyesinde olduğu kollektör-emiter arasındaki gerilim farkı sıfır olup sıfır gerilimde kesime gitmiş olur. Benzer şekilde D_3 diyodu iletimde olduğu için Q_L anahtarının kollektör gerilim seviyesi, C_L ile aynı olup sıfırdır. Q_L anahtarının kollektör-emiter arasındaki gerilim farkı sıfır olduğu için Q_L anahtarı da sıfır gerilim altında kesime gitmiş olur. Beşinci aralıkta t_4 anından t_5 anına kadar olan süreçte C_H kondansatörü tamamen deşarj olup enerjisini C_L kondansatörüne aktarır ve C_L kondansatörü Vs gerilim seviyesine kadar şarj olur. T_5 anında Q_H ve Q_L anahtarlarının kesime gidişi ve $C_H - L_P - C_L$ arasındaki enerji aktarımı tamamlanmış olur.

$$I_{CH} = I_{CL} = I_P = I_{LP_max} \cos \omega(t - t_4) + \frac{Vs}{Z} \sin \omega(t - t_4) \tag{3.25}$$

$$V_{CL} = \frac{V_S}{1+\frac{C_L}{C_H}} (1 - \cos \omega(t - t_4)) \tag{3.26}$$

$$Z = \sqrt{\frac{L_P(C_H+C_L)}{(C_H C_L)}} \quad (3.27)$$

$$\omega = \sqrt{\frac{1}{L_P}\left(\frac{1}{C_H}+\frac{1}{C_L}\right)} \quad (3.28)$$

3.2.6 Altıncı Aralık

Altıncı aralık, t_5-t_6 aralığını temsil eder. T_5 anında transformatörün primer sargısına uygulanan gerilim, - Vs seviyesindedir. Bu aşamada D_H ve D_L diyotları iletimdedir. Transformatörün kaçak endüktansındaki biriken enerji, bu aralıkta D_H ve D_L diyotları üzerinden deşarj olur. Dönüştürücünün çıkış katında D_{O1} diyodunun akımı azalırken D_{O2} diyodunun akımı artmaya başlar. T_6 anında D_{O1} diyot akımı sıfır ve D_{O2} diyodunun akımı, çıkış akımının maksimum değerindedir.

3.2.7 Yedinci Aralık

Yedinci aralık, t_6-t_7 aralığını temsil eder. T_6 anında, transformatörün kaçak endüktans bileşenindeki enerji sıfırlanmış olur. T_6-t_7 aralığında ise transformatörün mıknatıslama endüktansı bileşenindeki enerji sıfırlanır. Bu aralıkta çıkış katında sadece D_{O2} diyodu iletimdedir. Bu aralığın sonun transformatörün akımı sıfır olur.

3.2.8 Sekizinci Aralık

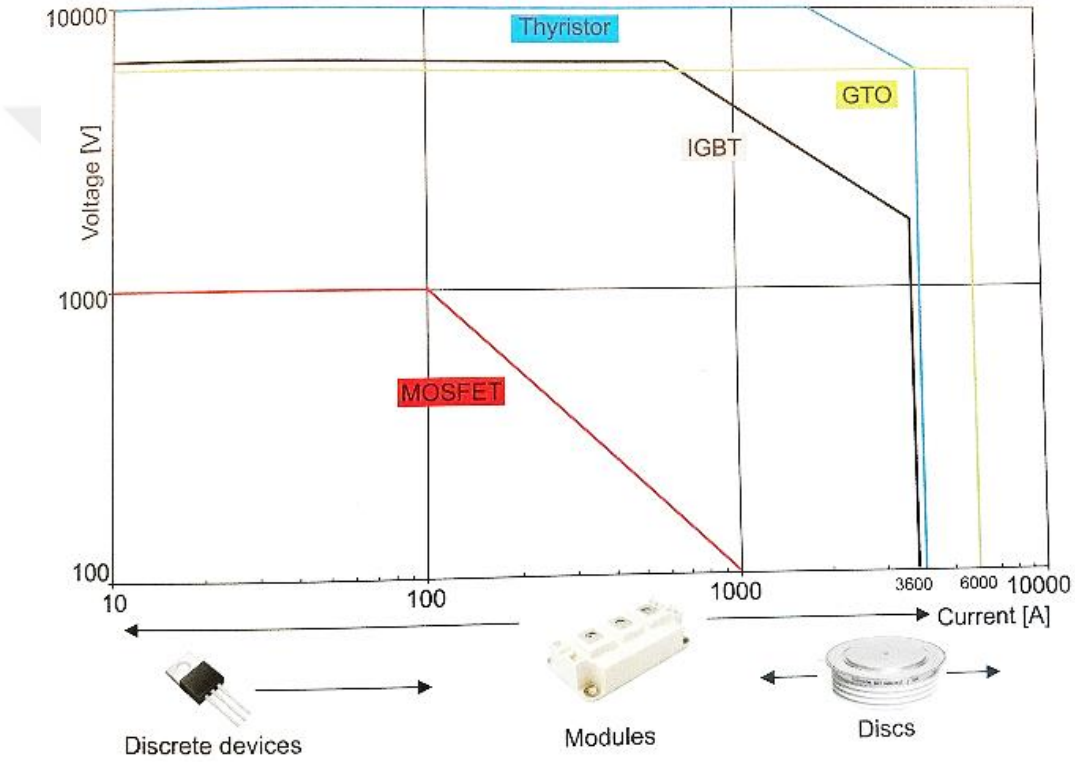
Bu aralık, t_7-t_8 aralığını temsil etmekle birlikte önerilen devrenin periyodundaki son aralıktır. T_8 ile birinci aralığın başlangıcı olan t_0 anları aynı noktadır. Bu aralık boyunca transformatörün primer gerilimi sıfırdır ve sadece çıkıştaki D_{O2} diyodu iletimdedir. Bu aralık tüm periyotların başı olan t_0, yani tüm anahtarların iletime girdiği ana kadar devam eder.

3.3 Tasarım Kriterleri

Önerilen devrenin tasarımı yapılırken birbirini doğrudan veya dolaylı etkileyen birçok parametreye dikkat etmek ve karar vermek gerekir. Bunlar kullanılacak anahtarın iletime giriş – iletimden çıkış hızları, iletim kayıpları, anahtarlama frekansı, pasif-elektromekanik elemanlar, soğutucu boyutları, bastırma hücresindeki elemanların boyutları ve bastırma hücresindeki yardımcı anahtarların üzerinden geçecek akım gibi detaylandırılabilir.

3.3.1 Anahtar Seçimi

Uygulamalarda anahtar seçimi yapılırken maruz kalacağı maksimum gerilim ve akım, hedeflenen anahtarlama frekansı, iletime giriş ve çıkış hızları, iletim kayıpları, fiziksel boyutlar, maliyet ve kullanılacak soğutucu boyutları dikkate alınır. Bu tezdeki hedeflenen uygulama 3-faz girişli ve birkaç KW gücünde bir kaynak makinası olduğu için ayrık bir IGBT seçilmesi uygundur. Bunun sebebi ayrık IGBT'ler özellikle 1000V'un üzerindeki gerilimlerde ve 75A'e kadar olan akımlarda fiyat/performans olarak en iyi performansı gösteren anahtarlama elemanlarıdır.



Şekil 3.4 Gerilim ve akıma göre önerilen anahtar çeşitleri [30]

Yarıiletken endüstrisinde yeni çıkan tüm teknolojiler öncelikle ayrık IGBT'lerde kullanılır, daha sonra modüllerde kullanılır. Bu yüzden genellikle ayrık IGBT'lerin çalışma frekansları, modül IGBT'lere göre yüksek olduğundan izoleli dc-dc uygulamalarda ayrık IGBT kullanmak kayıplar ve maliyet açısından daha avantajlıdırGenel olarak IGBT'lerin anahtarlama kaybı ile iletim kaybı arasında bir ödünleşme vardır[31]. Yani aynı teknolojiye sahip bir IGBT ailesinde anahtarma kaybı düşük olan IGBT'nin iletim kaybı yüksek, iletim kaybı düşük olan IGBT'nin ise anahtarlama kaybı yüksektir. Önerilen aktif bastırma hücresinde IGBT'nin kesimdeki anahtarlama kayıpları azaltılacağı için seçilecek

olan IGBT'nin katalog değerlerinde kesim enerji kaybı yüksek olan, yani yavaş kesime giden IGBT seçilmesi mümkündür. Böylece anahtarlama kaybı aktif bastırma hücresi ile büyük ölçüde azaltılacağı için aynı zamanda iletim kayıplarını da azaltmak mükün olacaktır. Tercih edilen IGBT'nin Eoff enerji kaybı katalog bilgilerinden incelenerek nominal çalışmadaki Eoff değeri tespit edilir. IGBT tercihi iletim kayıplarının azaltılması yönünde olursa çalışma frekansının düşük seçilmesi uygun olacaktır.

3.3.2 Anahtarlama Frekansı

Transformatörün boyutlarının küçültülmesi için anahtarlama frekansının artırılması hedeflenmektedir. Devrenin çalışma frekansının mümkün olduğunca artırılması istenmekle birlikte uygulama kolaylığı açısından frekansın belirli bir değerin altında kalması tercih edilir. IGBT'nin sert anahtarlamada çalışabileceği maksimum frekans referans alınarak bu frekansın bir kaç katına çıkmak güç yoğunluğu açısından ciddi avantaj sağlamaktadır. Örneğin 20 kHz'den 100 kHz değerlerine çıkılması önemli bir başarı kriteridir. Frekans artırıldığında transformatör boyutlarının azalması ile birlikte anahtarlama kayıplarının artacağı göz önünde bulundurulmalıdır. Anahtarlama kayıplarının artması soğutucu boyutlarını artırmaktadır. Dolayısıyla en uygun frekans değerinin bulunması bir optimizasyon çalışması gerektirir.

3.3.3 Bastırma Hücresi Elemanları

Transistörlerin iletim süresi içinde bastırma kondansatörlerinin hazırlanması gereklidir. Bu sürenin minimum iletim süresi içinde olması gerekir. Minimum iletim süresi, periyodun %5 seçilirse 100 kHz anahtarlama durumunda 0.5us içinde bastırma kondansatörlerinin ana IGBT'lerin kesime girme öncesinde hazırlanması gerekir. Bu süreden daha kısa olan sürelerde akımın da düşük değerler alması durumunda yumuşak anahtarlama hücresinin çalışması durdurulabilir. Tasarım kriteri olarak Eoff enerji kaybını 1/5 oranına düşürecek Css değeri seçilir. Eoff değeri, kullanılan IGBT teknolojisine, giriş besleme gerilimine ve sürme devresine bağlı olarak değişebilir. Bu yüzden Css değerinin belirlenmesi deneysel olarak da yapılabilir. Bastırma hücresinde IGBT'ye paralel olan C_H ve C_L kondansatörlerindeki gerilimin yükselme hızı (3.30) eşitliğinde verilmiştir. Anahtarlama anındaki I_C akımı sabit olduğu için gerilim değişim

hızını C kondansatörü belirler. Buna göre IGBT kolektör-emiter uçlarındaki gerilimin yükselme hızı, C_H ve C_L kondansatörünün değeri ile ters orantılıdır.

$$I_c = C.\frac{dV}{dt} \tag{3.29}$$

$$\frac{dV}{dt} = \frac{I_C}{C} \tag{3.30}$$

Bastırma endüktasının seçiminde bu zaman aralığı ve yardımcı anahtarın akım stresi dikkate alınır. Yardımcı anahtarın kesime girme anındaki akım değeri ana akımın 1/10'u civarında seçilir. Bu durumda yardımcı anahtarda ortaya çıkan anahtarlama kaybı ana anahtara göre çok düşüktür. Bastırma hücresindeki diyotların akım değerleri, endüktans akımının maksimum değerine göre, gerilimi ise giriş gerilimine göre güvenlik payı bırakılarak seçilebilir.

BÖLÜM 4

SİMÜLASYON

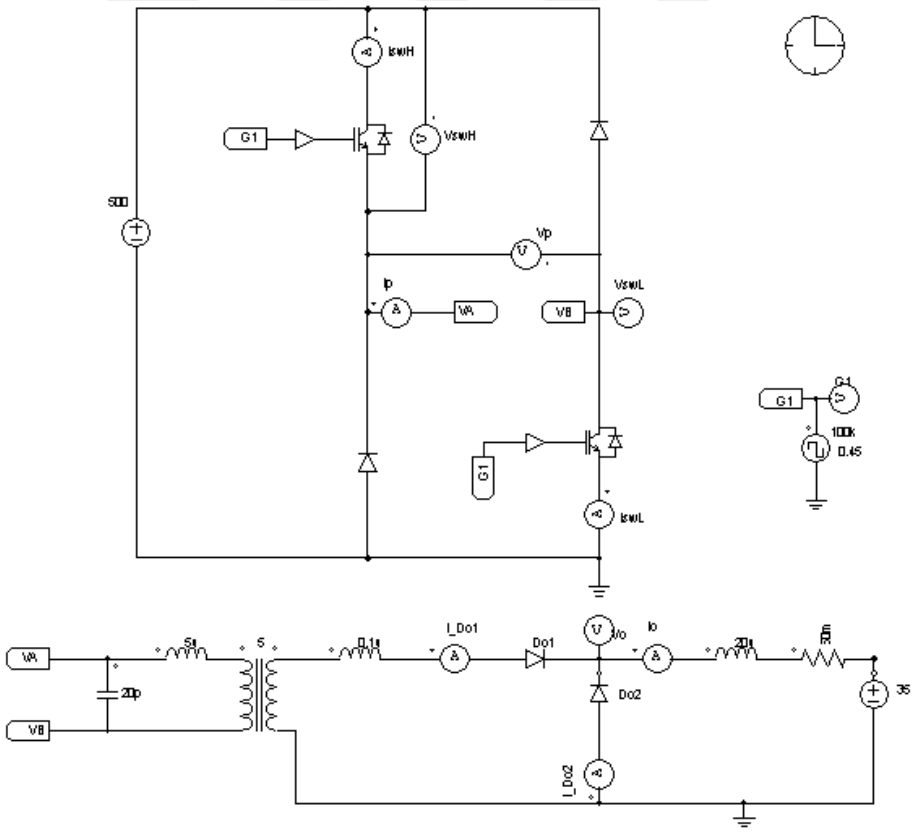
Bu bölümde üç faz girişli bir kaynak makinasının elektriksel değerleri referans alınarak bilgisayar destekli tasarım yapılıp sonuçları incelenmiştir.

4.1 İki Anahtarlı İleri Yönlü Dönüştürücü Simülasyonu

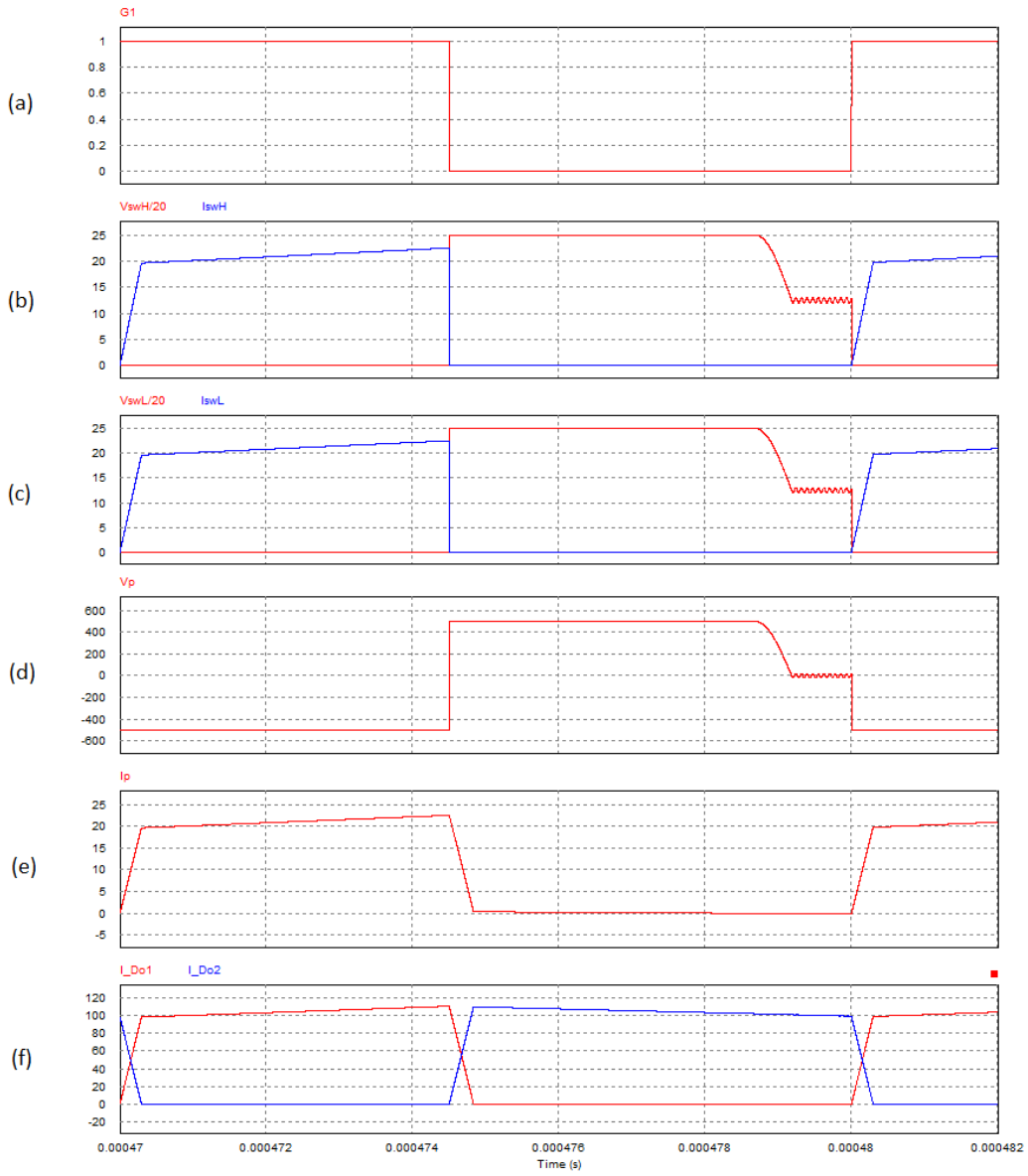
Klasik iki anahtarlı ileri yönlü dönüştürücünün simülasyonu PSIM programında yapılmıştır. Devre parameterleri üç-faz girişli bir kaynak makinasının elektriksel değerlerine yakın seçilerek gerçekte oluşacak akım-gerilim dalga şekillerine en yakın değerlerlerin yakalanması hedeflenmiştir. Aynı zamanda devre parameterleri, Bölüm 4.2'deki aktif bastırma hücreleri eklenmiş ileri yönlü dönüştürücüdeki parametrelerle aynı seçilmiştir. Ortak parametreler aynı seçilerek Bölüm 4.3'de adil bir karşılaştırma yapmak amaçlanmıştır. Çizelge 4.1'deki parametrelerle hazırlanmış olan simülasyonda temel çalışma dalga şekilleri gerçek uygulamaya en yakın olacak şekilde Şekil 4.2'de gözlemlenmiş. Şekil 4.2'deki dalga şekillerinde yukarıdan aşağıya sırasıyla IGBT sürme sinyali, üst IGBT geriliminin 20'de biri ve akımı, alt IGBT geriliminin 20'de biri ve akımı, transformatör primer gerilimi, transformatör primer akımı ve çıkış diyotları D_{O1} ile D_{O2} akımları gösterilmiştir. Şekil 4.2'de gösterilen dalga şekillerinde devrenin kararlı hale oturduktan sonra bir tam periyodu gösterecek şekilde bir aralık seçilmiştir. Bu simülasyon, hem IGBT'lerin sert anahtarlama altındaki dalga şekillerini göstermek, hem de Bölüm 4.2'de bastırma hücrelerinin ekleneceği devre için temel oluşturması için yapılmıştır.

Çizelge 4.1 İki anahtarlı ileri yönlü dönüştücünün simülasyon parametreleri

Giriş gerilimi	500V
Çıkış gerilimi	35V
Çıkış Akımı	130A
Anahtarlama frekansı	100kHz
Doluluk oranı	0.45
Transformatör kaçak endüktansı	5µH
Transformatör mıknatıslama endüktansı	5mH
Transformatör primer-sekonder tur oranı	5



Şekil 4.1 İki anahtarlı ileri yönlü dönüştürücünün PSIM simülasyon şeması



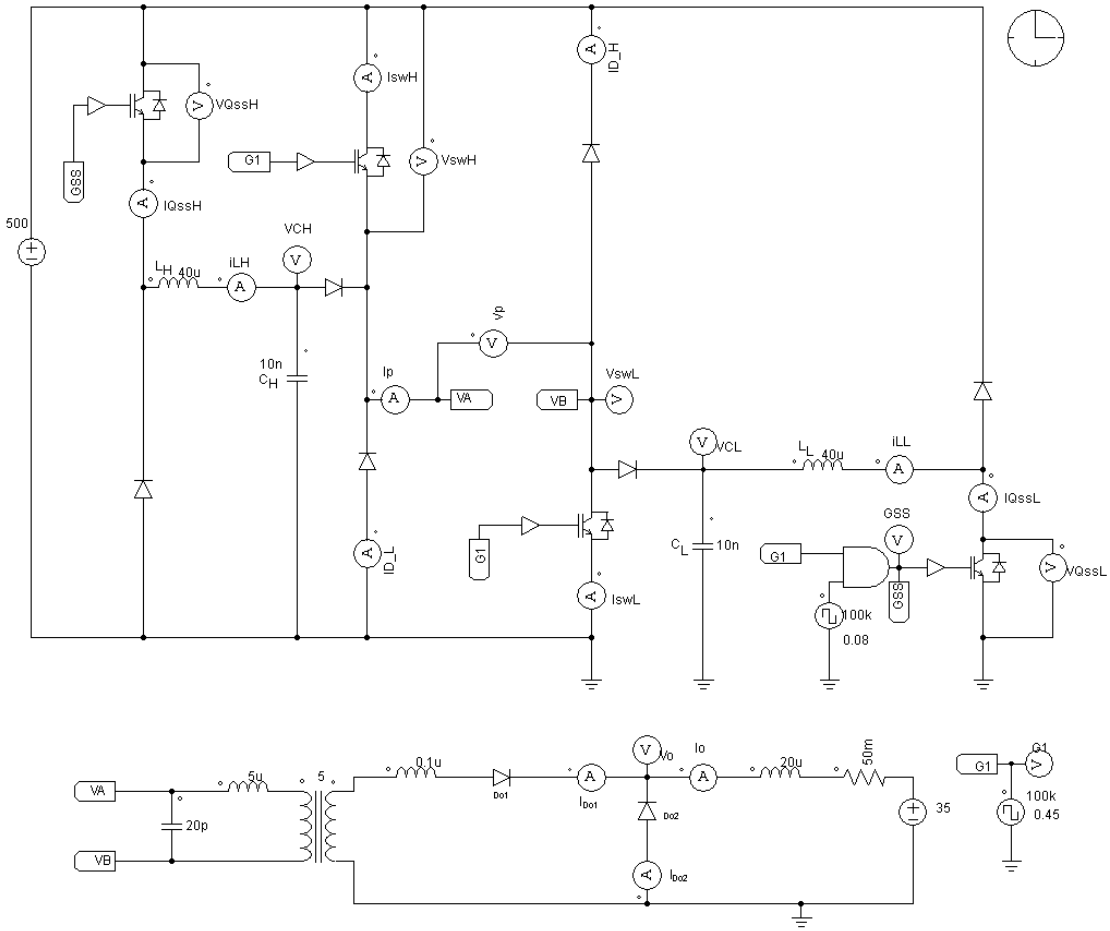
Şekil 4.2 İki anahtarlı ileri yönlü dönüştürücü simülasyonu dalga şekilleri, (a) IGBT sürme sinyali, (b) üst IGBT geriliminin 1/20 ölçeği ve IGBT akımı, (c) alt IGBT geriliminin 1/20 ölçeği ve IGBT akımı, (d) transformatör primer gerilimi, (e) transformatör primer akımı (f) çıkış diyotları D_{O1} ile D_{O2} akımları

4.2 Sıfır Akım ve Sıfır Gerilim Anahtarlamalı İki Anahtarlı İleri Yönlü Dönüştürücünün Simülasyonu

Bölüm 3'de detaylı şekilde anlatılan sıfır akım ve sıfır gerilim anahtarlamalı iki anahtarlı ileri yönlü dönüştürücüdeki aktif bastırma hücreleri, Şekil 4.3'de simülasyon devresine eklenmiştir. Aktif bastırma hücresinde kullanılan elemanların değerleri ve doluluk oranı Çizelge 4.2'de verilmiştir.

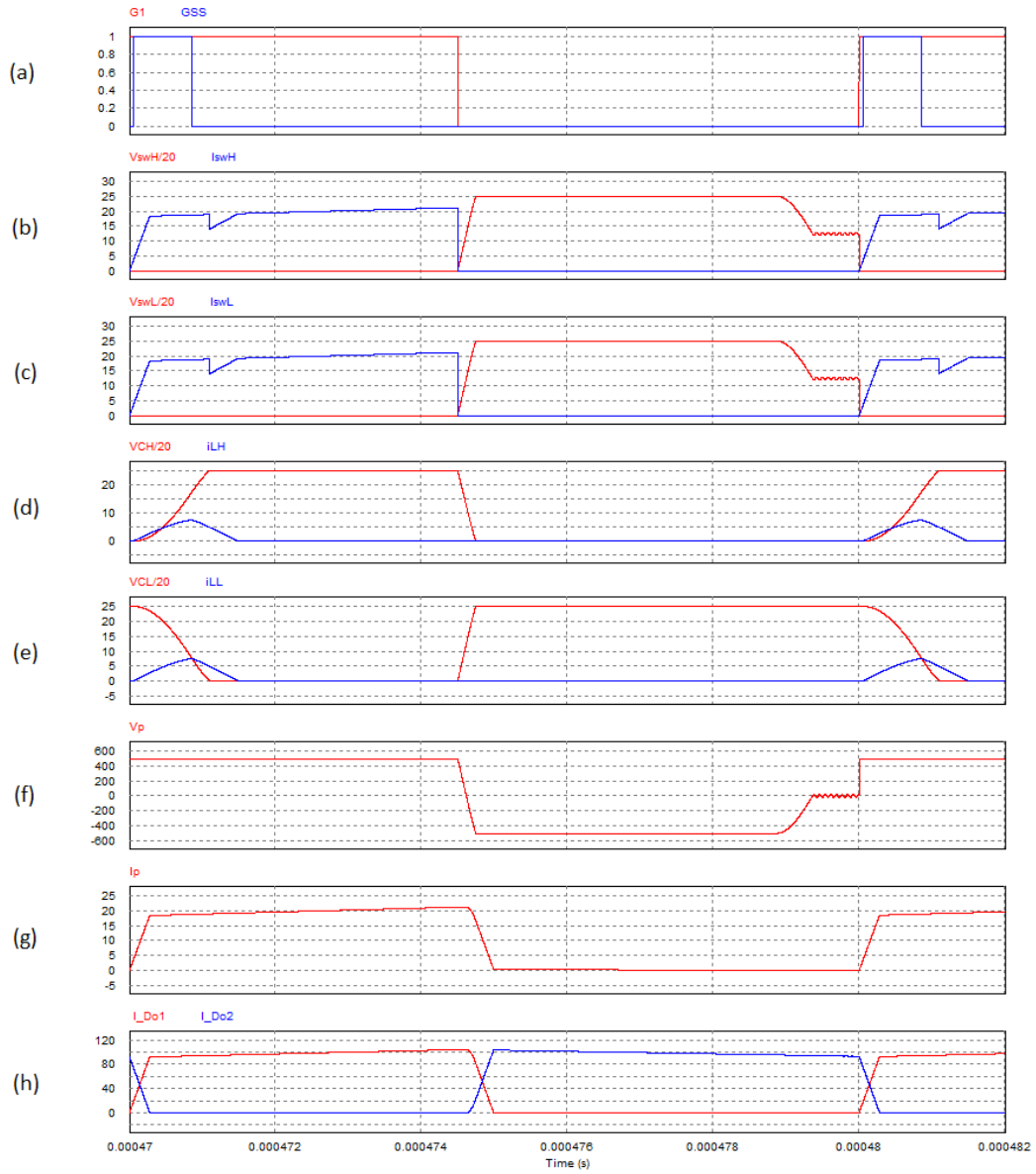
Çizelge 4.2 Bastırma hücresinin simülasyon değerleri

Bastırma hücresi endüktansları (L_H, L_L)	40µH
Bastırma hücresi kondansatörleri (C_H, C_L)	10nF
Bastırma hücresi IGBT doluluk oranı	0.08



Şekil 4.3 Sıfır akım ve sıfır gerilim anahtarlamalı iki anahtarlı ileri yönlü dönüştürücünün PSIM simülasyon şeması

Şekil 4.4 (b) ve (c)'de görülebileceği üzere ana IGBT'ler kesime girdiği anda IGBT'lerin emiter-kollektör gerilimi eğimle artmakta ve IGBT akımı ile çakışmamaktadır. Böylece yumuşak anahtarlama sağlanmış olur. Yumuşak anahtarlama ve sert anahtarlama arasındaki IGBT kesim anındaki karşılaştırma Bölüm 4.4'de incelenmiştir.

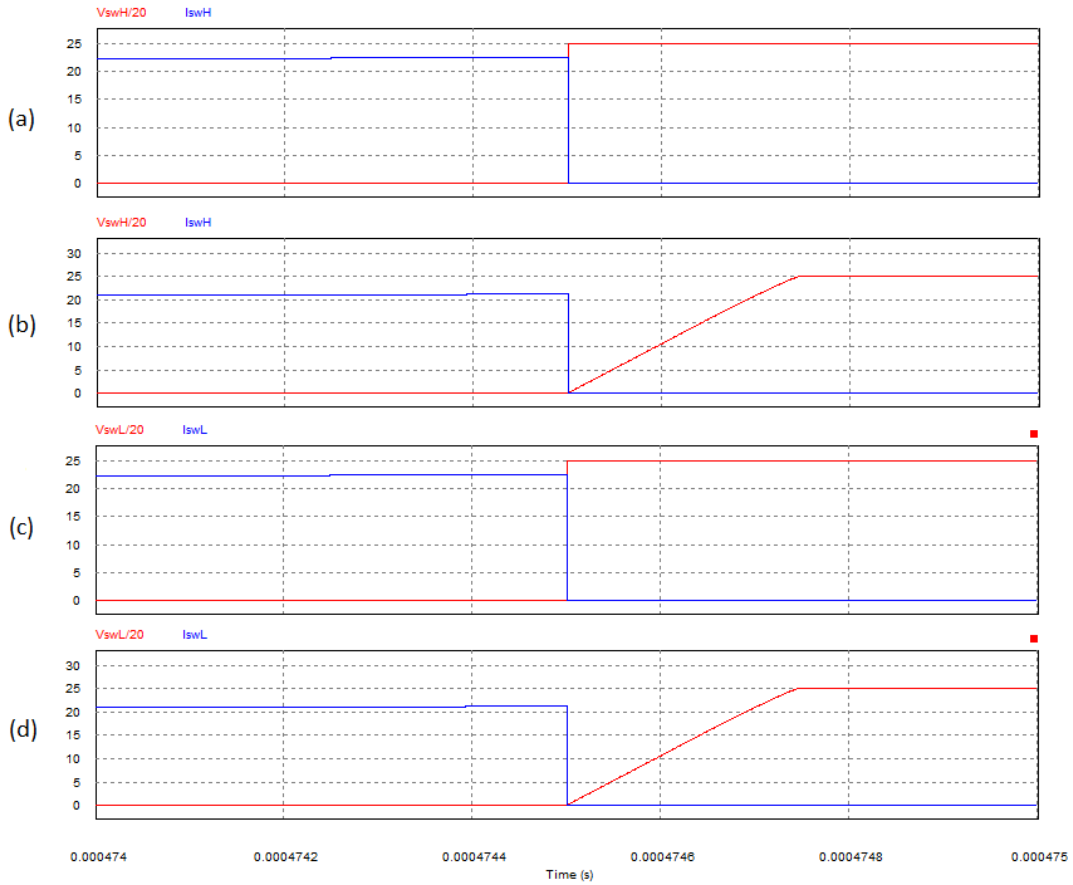


Şekil 4.4 Sıfır akım ve sıfır gerilim anahtarlamalı iki anahtarlı ileri yönlü dönüştürücü simülasyonu dalga şekilleri, (a) Ana IGBT ve aktif bastırma hücresi IGBT'si sürme sinyalleri, (b) üst IGBT geriliminin 20'de biri ve akımı, (c) alt IGBT geriliminin 20' de biri ve akımı, (d) C_H geriliminin 1/20 ölçeği ve L_H endüktans akımı, (e) C_L geriliminin 1/20 ölçeği ve L_L endüktans akımı, (f) transformatör primer gerilimi (g) transformatör primer akımı (h) çıkış diyot akımları

4.3 Karşılaştırma

Bölüm 4.1 ve Bölüm 4.2'de sırasıyla iki anahtarlı ileri yönlü dönüştürücü ile önerilen dönüştürücünün simülasyon sonuçları ayrı ayrı verilmiştir. Bu bölümde, önerilen aktif bastırma hücresinin ana IGBT'lerin kesime girme anındaki gerilim-akım çakışmasını azalttığını göstermek amacıyla iki dönüştürcünün IGBT gerilim-akım dalga şekilleri, aynı

zaman ekseninde gösterilmiştir. Şekil 4.5 (b) ve (d) dalga şekillerinde aktif bastırma hücresindeki kondansatörün etkisi ile gerilim yükselme hızı, Şekil 4.5 (a) ve (c)'ye göre çok daha yavaş olduğu için düşmekte olan akım ile çakışması önlenerek kesim anahtarlama kaybının önüne geçilmiş olur.

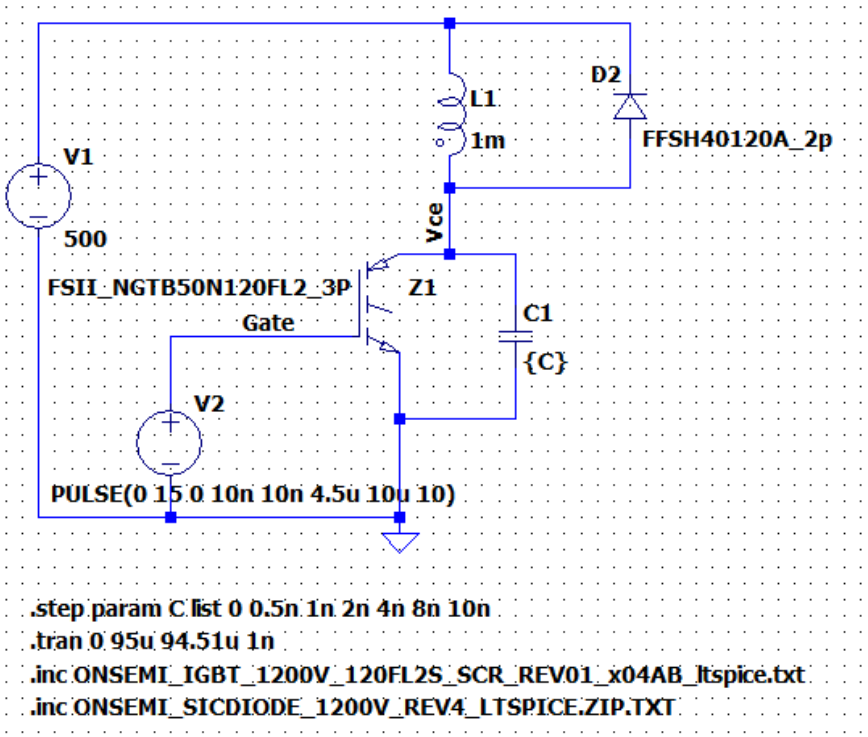


Şekil 4.5 Aktif bastırma hücresinin IGBT kesim anındaki etkisinin karşılaştırması (a) İki anahtarlı ileri yönlü dönüştürücünün üst IGBT geriliminin 1/20 ölçeği ve akımı, (b) Sıfır gerilim anahtarlamalı iki anahtarlı ileri yönlü dönüştürücünün üst IGBT geriliminin 1/20 ölçeği ve akımı, (c) İki anahtarlı ileri yönlü dönüştürücünün alt IGBT geriliminin 1/20 ölçeği ve akımı, (d) Sıfır gerilim anahtarlamalı iki anahtarlı ileri yönlü dönüştürücünün alt IGBT geriliminin 1/20 ölçeği ve akımı.

4.4 Aktif Bastırma Hücresindeki Kondansatörün Etkisi

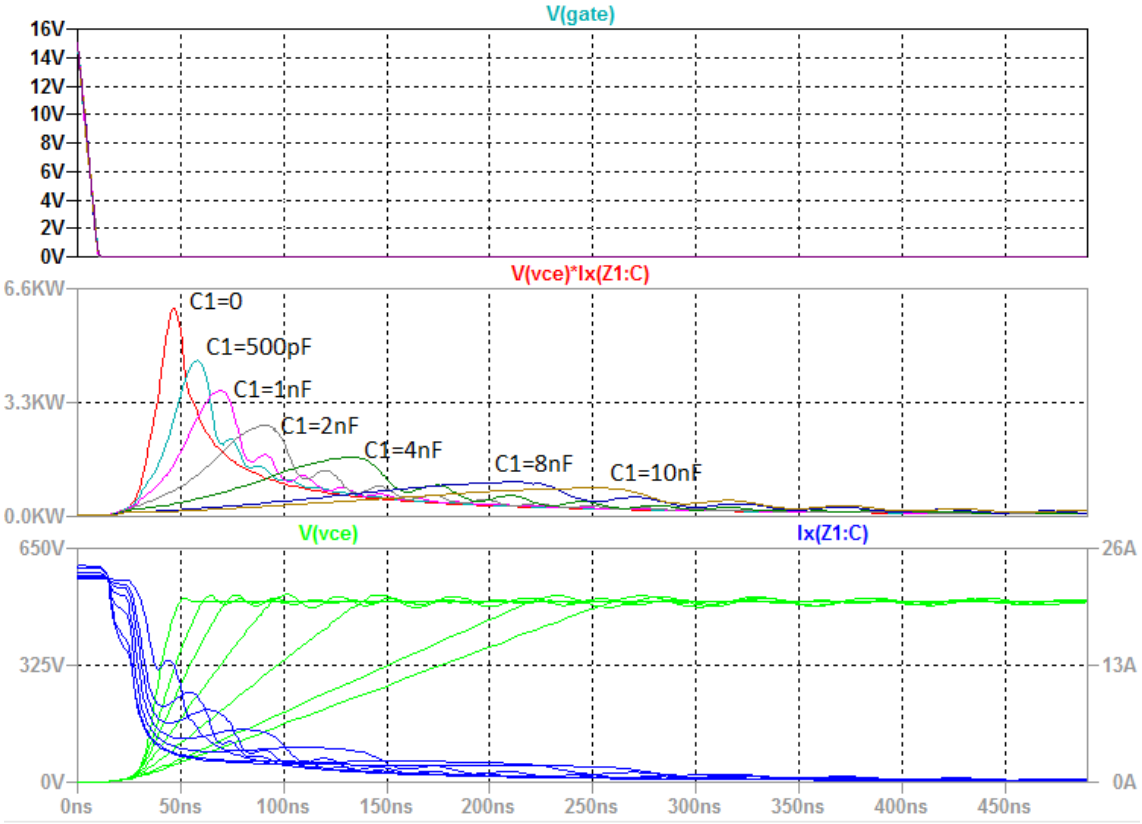
Aktif bastırma hücresindeki sıfır gerilim geçişini sağlayan eleman, kondansatördür. Bu kondansatör değeri arttıkça, teorik olarak kesim anında akım ile gerilimin üst üste geldiği süre azalacağı için anahtarlama kaybının azalması beklenir. Pratik uygulamalarda ise

kullanılacak IGBT'nin kesim karakteristiği, kesim anahtarlama kaybında çok etkilidir. Bu bölümde IGBT'lerin kesim anındaki karakterisği birçok parametreye göre değişeceği için SPICE simülasyonu ile karşılaştırma yapmak tercih edilmiştir. Uygulama kolaylığı ve tanımlı model bulunabilirliği açısından simülasyonlar Analog Devices firmasının LTSpice programında yapılmıştır. Yarıiletken üretici firmalar, ürettikleri IGBT ve diğer güç elemanlarını farklı SPICE simülatörleri için gerçeğe yakın sonuçlar verecek şekilde modellemektedirler. Bu simülasyonda ON Semiconductor firmasının NGTB25N120FL3WG, NGTB40N120FL3WG, FGY75T120SQDN, NGTB50N120FL2WG ve NGTB30N120FL2WG IGBT'lerinin LTSpice programı için geliştirilmiş modelleri kullanılmıştır. Kesim anahtarlama kaybını ve kullanılacak bastırma kondansatörünün etkisini eşdeğer şekilde test etmek için Şekil 4.6 'daki devre şeması kullanılmıştır. Çalışma gerilimi, anahtarlama frekansı ve endüktans değrei sabit tutularak farklı kondansatör değerlerinin ve farklı IGBT'lerin kesimdeki anahtarlama enerji kayıp değerindeki etkileri gözlemlenmiştir.



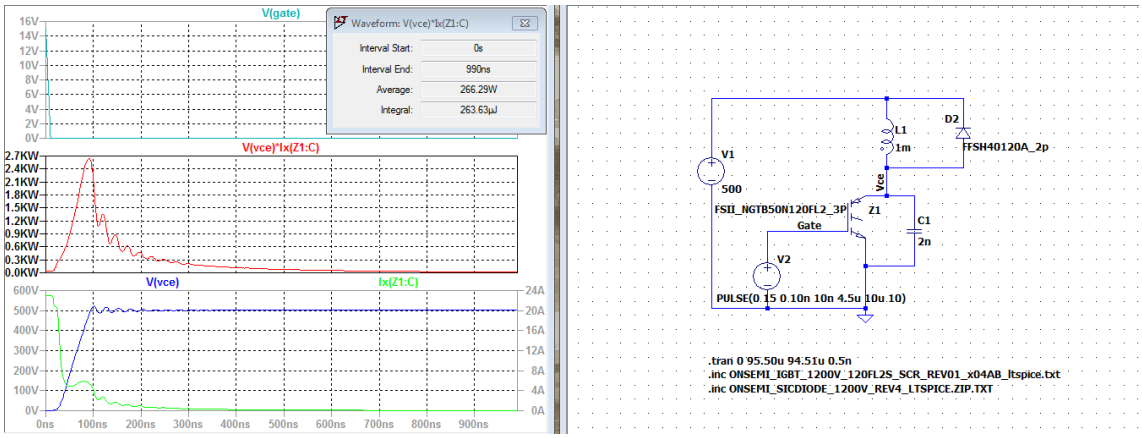
Şekil 4.6 LTSpice kesim anahtarlama kaybı simülasyon şeması

LTSpice programının step fonksiyonu kullanılarak farklı kondansatör değerlerinin, IGBT kesimindeki akım-gerilim dalga şekillerine ve bunların çarpımı olan güç kaybına olan etkisi Şekil 4.7'de gösterilmiştir.



Şekil 4.7 Farklı kondansatör değerleri için anahtarlama dalga şekilleri ve güç kayıpları

Simülasyon programında güç kaybının enerji cinsinden hesaplamak için, dalga şeklinin altında kalan alanın integrali alınır. Bunu yapmak için simülasyon programında her bir kondansatör değeri için ayrı ayrı simülasyon yapılır. NGTB50N120FL2WG IGBT'si için paralelinde 2nF kondansatör varken yapılan enerji kaybı hesabı Şekil 4.8'de gösterilmiştir.



Şekil 4.8 Anahtarlama kesim kaybının enerji cinsinden sonucunun bulunması

Enerji kaybı hesapları giriş gerilimi, anahtarlama frekansı gate sürme gerilimi ve L1 endüktansı sabit kalmak koşulu ile farklı kondansatör değerleri ve farklı IGBT'ler için simüle edilip Çizelge 4.3'de gösterilmiştir.

Çizelge 4.3 Kesim enerji kaybının farklı kondansatör ve IGBT'ler ile değişimi (µJ)

	NGTB25N120FL3	NGTB40N120FL3	FGY75T120SQDN	NGTB30N120FL2	NGTB50N120FL2
0	215.08	316.29	519.50	218.86	273.38
2nF	192.64	277.70	461.40	194.71	244.03
4nF	176.85	252.48	421.96	190.89	225.00
6nF	157.87	232.70	389.95	167.19	210.24
8nF	147.51	217.07	361.53	157.70	210.91
10nF	137.46	201.66	334.58	147.06	189.19
% Düşüş	36.09%	36.24%	35.60%	32.81%	30.80%

Yapılan çalışma neticesinde bastırma hücresinde kullanılan kondansatörün kesim anahtarlama kaybını azaltmaya yönelik etkisi olsa da, kondansatörün değerinin artış oranı ile aynı oranda enerji kaybında azalma bulunmamaktadır. Bunun en büyük sebebi, IGBT'lerde bulunan kuyruk akımının kesim anında enerji kaybında büyük paya sahip olmasıdır. Her IGBT modelinin iletime giriş ve kesime giriş karakteristiği farklıdır. Özellikle kesime gidişteki akımın düşme hızı ile kuyruk akımının süresi, kesim güç kaybının karakteristiğini oluşturmaktadır. Çizelge 4.3'de görüleceği üzere her ne kadar test edilen iki IGBT aynı nesil teknolojinin farklı akım değerli ürünleri de olsa, yarıiletken boyutlarından kaynaklanan parametre değişikliği sebebiyle oldukça farklı anahtarlama güç kaybı sonuçları ortaya çıkarmıştır.

BÖLÜM 5

SONUÇ VE ÖNERİLER

Önerilen aktif bastırma hücresi sayesinde iki anahtarlı ileri yönlü dönüştürücüde IGBT kullanılması durumunda, kesimdeki anahtarlama kayıplarının azaltılması sağlanmıştır. Kesimdeki anahtarlama kayıplarının, aktif bastırma hücresi olmayan yapıya göre %63'üne düşürüldüğü, LTSpice programı ile simüle edilmiştir. Daha hızlı kesime giren ve kuyruk akımının daha az olduğu IGBT'ler kullanılarak anahtarlama kayıpları çok daha fazla azaltılabilir.

Ana IGBT'lerin kesim karakteristiğine göre aktif bastırma hücresindeki kondansatör ve endüktansın değerleri optimum değerde seçilerek yardımcı anahtardan geçecek olan akımı minimum değerde tutulabilir. Böylece yardımcı anahtar üzerindeki iletim kayıpları da azaltılabilir.

Aktif bastırma hücresindeki yardımcı anahtarın akımı minimum seviyeye düşürülmesi durumunda bu pozisyonda IGBT yerine MOSFET kullanılarak yardımcı anahtarın anahtarlama kayıplarının da azaltılması sağlanabilir.

Son olarak daha ileri düzeyde bir çalışma yapılarak iki yardımcı anahtar yerine tek yardımcı anahtar ve iki endüktans yerine kuplajlı tek nüve – iki endüktans yapısı geliştirilerek aktif bastırma hücresinin maliyeti düşürülebilir.

KAYNAKLAR

[1] Wang, K., Lee F.C., Hua,G., Borojevic, D., (1994). "A Comperative Study of Switching Losses of IGBTs Under Hard-Switching, Zero-Voltage-Switching and Zero-Current-Switching", Proceedings of 1994 Power Electronics Specialist Conference - PESC'94, 2:1196-1204.

[2] Hua, G., Leu, C.S., Jiang, Y., Lee, F.C.Y., (1994). "Novel Zero-Voltage-Transition PWM Converters", IEEE Transactions on Power Electronics, No.2, 213-219.

[3] Tseng, C.J., Chen, C.L., (1998). "Novel ZVT-PWM Converters with Active Snubbers", IEEE Transactions on Power Electronics, No.5, 861-869.

[4] Bodur, H., Bakan, A.F., (2002). "A New ZVT-PWM DC-DC Converter", IEEE Transactions on Power Electronics, No.1, 40-47.

[5] Wang, C.M., (2006). "Novel Zero-Voltage-Transition PWM DC-DC Converters", IEEE Transactions on Power Electronics, No.1, 254-262.

[6] Bodur, H., Bakan, A.F., (2004). "A New ZVT-ZCT-PWM DC-DC Converter", IEEE Transactions on Power Electronics, No.3, 676-684.

[7] Stein, C.M.O., Hey, H.L., (2000). "A True ZCZVT Commutation Cell for PWM Converters", IEEE Transactions on Power Electronics, No.1, 185-193.

[8] Schuch, L., Rech, C., Hey, H.L., Gründling, H.A., Pinheiro, H., Pinheiro, J.R., (2006). "Analysis and Design of a New High-Efficiency Bidirectional Integrated ZVT PWM Converter for DC-Bus and Battery-Bank Interface", IEEE Transactions on Industry Applications, No.5, 1231-1332.

[9] Aksoy, I., Bodur, H., Bakan, A.F., (2010). "A New ZVT-ZCT-PWM DC-DC Converter", IEEE Transactions on Power Electronics, No.8, 2093-2105.

[10] Adib, E., Farzanehfard, H., (2009). "Zero-Voltage Transition Current-Fed Full-Bridge PWM Converter", IEEE Transactions on Power Electronics, No.4, 1041-1049.

[11] Cho, J.G., Sabate, J.A., Lee, F.C., (1994). "Novel Full Bridge Zero-Voltage-Transition PWM DC/DC Converter for High Power Applications", Proceedings of 1994 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - ASPEC'94, 143-149.

[12] Dheeraj, A., Rajini, V., (2017). "Comparison on Active Claming Circuits for Isolated Forward Converter", 6th International Conference on Renewable Energy Research and Applications, San Diego, CA, USA, 839-841.

[13] Yang, S.P., Lin, J.L., Chen, S.J., (2006). "A Novel ZCZVT Forward Converter With Synchronous Rectification", IEEE Transactions on Power Electronics, No.4, 912-922.

[14] Chen, S.J., Huang, C.M., Yang, S.P., (2011). "A New Interleaved Series Input Parallel Output Zero-Voltage-Switching Forward Converter", 2011 6th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications, 1791-1796.

[15] Prudik, M., Vorel, P., (2012). "Advantages of Using Two-Switch Forward Converter for High-Voltage Applications", International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, 326-330.

[16] Alatawi, K.S., Almasoudi, F.M., Matin, M.A., (2016). "Performance Enhancement of Two-Switch Forward Converter Using GaN FETs", 2016 North American Power Symposium (NAPS), 1-6.

[17] Chen, P.T., Liang, T.J., Yang, L.S., Cheng, M.Y., Chen, S.M., (2010). "Design and Implementation of a ZCS Two-Switch Forward Converter with Variable Inductor", 2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, 4035-4040.

[18] Treviso, C.H.G., Pereira, A.A., Farias, V.J., Vieira Jr., J.B., Freitas, L.C., (1998). "A 1,5kW Two Transistors Forward Converter Using a Non-Dissipative Snubber", ISCAS '98. Proceedings of the 1998 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (Cat. No.98CH36187), 470-473.

[19] Zhao, J., Dai, F., (2007). "A New Soft-Switching Two-Switch Forward Converter", 2007 IEEE Power Electronics Specialists Conference, 184-188.

[20] Leu, C.S., (1996). "A Novel Forward Configuration for Off-line Applications: Two-Switch Built-in Input Filter Forward Converter (2SBIFFC)", Proceedings of the 1996 IEEE IECON. 22nd International Conference on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation, 1035-1040.

[21] Han,F., Dehong, X., Matsui,M., (2000). "A Nevel ZVT Circuit for Interleaving Two-transistor Forward Converter", APEC 2000. Fifteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (Cat. No.00CH37058), 754-759.

[22] Bodur, H., Zungor, F., Akboy, E., (2018). "An Improved Duty Cycle ZVT Two Switch Forward Converter", 2018 5th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ICEEE), 36-40.

[23] Xu, J., Cao, X., Luo, Q., (1999). "An Improved Two-Transistor Forward Converter", IEEE 1999 International Conference on Power Electronics and Drive Systems, PEDS'99, July 1999, Hong Kong, 225-228.

[24] Lin, B.R., Huang, C.L., Li, M.Y., (2007). "Novel Zero Voltage Switching Dual-Switch Forward Converter with Ripple Current Cancellation", IET Electric Power Applications, Issue.5, 799-807.

[25] Tofoli, F.L., Demian Jr., A.E., Gallo, C.A., Vincenzi, F.R., Coelho, E.A.A., Freitas, L.C., Farias, V.J., Vieira Jr.,J.B., (2004). "Proposal of A Switched-Mode Power Supply Employing A Quadratic Boost Converter and A New Topology of Soft-Switched Two-Switch Forward Converter", Nineteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC '04., 1384-1388.

[26] Bodur, H. (2017). Güç Elektroniği Temel Anliz ve Sayısal Uygulamalar, 4. Baskı, Birsen Yayın Dağıtım LTD. ŞTİ., İstanbul.

[27] Brown, M. (2007). Power Sources and Supplies, Newnes, Burlington.

[28] Çoban, A., (2009). Aktif Kesimli İki Anahtarlı İleri Çevirgeç, Yüksek Lisans Tezi, Hacettepe Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara.

[29] Tan, F.D., (2002). "The Forward Converter: from the Classic to the Contemporary", APEC. Seventeenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (Cat. No.02CH37335), 857-863.

[30] Wintrich, A., Nicolai, U., Tursky, W., Reimann, T. (2011). Application Manual Power Semiconductors, Semikron International GmbH., Nuremberg.

[31] Volke, A., Hornkamp, M. (2012). IGBT Modules Technologies, Driver and Application, Second Edition, Infineon Technologies AG, Munich.

ÖZGEÇMİŞ

KİŞİSEL BİLGİLER

Adı Soyadı : Çağlar YAVUZER

Doğum Tarihi ve Yeri : 16.04.1987, Fethiye/Muğla

Yabancı Dili : İngilizce

E-posta : cyavuzer@gmail.com

ÖĞRENİM DURUMU

Derece	Alan	Okul/Üniversite	Mezuniyet Yılı
Lisans	Elektrik Mühendisliği	Yıldız Teknik Üniversitesi	2009
Lise	Fen - Matematik	Fethiye Mehmet Erdoğan Anadolu Lisesi	2005

İŞ TECRÜBESİ

Yıl	Firma/Kurum	Görevi
2016-	ON Semiconductor	Saha Uygulama Mühendisi
2011-2016	Fairchild Semiconductor	Saha Uygulama Mühendisi
2009-2010	Arçelik-LG Klima	Arge Proje Mühendisi

YAYINLARI

Bildiri

1. Bakan, A.F., Yavuzer,C. (2019). "A New ZVT Two-Switch Forward Converter", 6th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ICEEE 2019), Nisan, İstanbul.