

T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

İZOLELİ DÖNÜŞTÜRÜCÜLER İÇİN YENİ BİR AKTİF BASTIRMA
HÜCRESİNİN TASARIMI VE UYGULAMASI

Hüseyin YEŞİLYURT

DOKTORA TEZİ

Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı
Elektrik Makinaları ve Güç Elektroniği Programı

Danışman
Prof. Dr. Hacı BODUR

Temmuz, 2019

T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**İZOLELİ DÖNÜŞTÜRÜCÜLER İÇİN YENİ BİR AKTİF BASTIRMA
HÜCRESİNİN TASARIMI VE UYGULAMASI**

Hüseyin YEŞİLYURT tarafından hazırlanan tez çalışması 19.07.2019 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı, Elektrik Makinaları ve Güç Elektronik Programı **DOKTORA TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

Prof. Dr. Hacı BODUR
Yıldız Teknik Üniversitesi
Danışman

Jüri Üyeleri

Prof. Dr. Hacı BODUR, Danışman
Yıldız Teknik Üniversitesi

Dr. Öğretim Üyesi A. Hülya OBDAN, Üye
Yıldız Teknik Üniversitesi

Doç. Dr. Ali Bekir YILDIZ, Üye
Kocaeli Üniversitesi

Prof. Dr. A. Faruk BAKAN, Üye
Yıldız Teknik Üniversitesi

Dr. Öğretim Üyesi Erdal ŞEHİRLİ, Üye
Kastamonu Üniversitesi

Danışmanım Prof. Dr. Hacı BODUR sorumluluğunda tarafımca hazırlanan İzoleli Dönüştürücüler İçin Yeni Bir Aktif Bastırma Hücresinin Tasarımı Ve Uygulaması başlıklı çalışmada veri toplama ve veri kullanımında gerekli yasal izinleri aldığımı, diğer kaynaklardan aldığım bilgileri ana metin ve referanslarda eksiksiz gösterdiğimi, araştırma verilerine ve sonuçlarına ilişkin çarpıtma ve/veya sahtecilik yapmadığımı, çalışmam süresince bilimsel araştırma ve etik ilkelerine uygun davrandığımı beyan ederim. Beyanımın aksinin ispatı halinde her türlü yasal sonucu kabul ederim.

Hüseyin YEŞİLYURT

İmza

Sevgili eşim Seda'ya . . .

TEŞEKKÜR

Tez çalışmalarım boyunca beni yönlendiren, destekleyen ve her zaman çalışmaya teşvik eden danışman hocam Sayın Prof. Dr. Hacı BODUR'a bütün içtenliğimle teşekkürlerimi sunarım.

Lisansüstü eğitimim boyunca her türlü desteğini esirgemeyen Sayın Dr. Erdem AKBOY'a teşekkür ederim.

Eğitim hayatım boyunca maddi ve manevi her türlü desteklerini esirgemeyen aileme ve ağabeyim Alper YEŞİLYURT'a teşekkür ederim.

Tez çalışmalarım boyunca her türlü desteğini esirgemeyen ve beni teşvik eden sevgili eşim Seda YAKIT YEŞİLYURT'a teşekkür ederim.

Hüseyin YEŞİLYURT

SİMGE LİSTESİ	VIII
KISALTMA LİSTESİ	X
ŞEKİL LİSTESİ	XI
TABLO LİSTESİ	XIV
ÖZET	XV
ABSTRACT	XVII
1 Giriş	1
1.1 Literatür Özeti	1
1.2 Tezin Amacı	4
1.3 Hipotez	4
2 Yumuşak Anahtarlama	6
2.1 Giriş.....	6
2.2 Güç Elemanlarının Kayıpları.....	6
2.3 Sert ve Yumuşak Anahtarlama ile Bastırma Hücresi Kavramları.....	7
2.4 Yumuşak Anahtarlama Teknikleri ve Kayıpsız Bastırma Hücreleri.....	8
2.4.1 Sıfır Akımda Anahtarlama.....	8
2.4.2 Sıfır Gerilimde Anahtarlama	9
2.4.3 Sıfır Akımda Geçiş	9
2.4.4 Sıfır Gerilimde Geçiş.....	9
3 Temel İzoleli PWM DC-DC Dönüştürücüler	11
3.1 Giriş.....	11
3.2 İleri Yönlü Dönüştürücü	13
3.3 Geri Dönüştürücü.....	16

3.4 İki Anahtarlı İleri Yönlü Dönüştürücü.....	19
3.5 İzoleli Yarım Köprü DC-DC Dönüştürücü.....	24
3.6 İzoleli Tam Köprü DC-DC Dönüştürücü.....	29
3.7 Push-Pull DC-DC Dönüştürücü.....	34
3.8 Faz Kaydırmalı Tam Köprü DC-DC Dönüştürücü.....	38
4 Yumuşak Anahtarlama İleri Yönlü Dönüştürücü Örneği	40
4.1 Giriş.....	40
4.2 Çalışma Prensipleri ve Analiz.....	40
5 Yumuşak Anahtarlama İzoleli Tam Köprü DC-DC Dönüştürücü Örneği	48
5.1 Giriş.....	48
5.2 Çalışma Prensipleri ve Analiz.....	48
6 Yumuşak Anahtarlama Çift İleri Yönlü Dönüştürücü Örneği	53
6.1 Giriş.....	53
6.2 Çalışma Prensipleri ve Analiz.....	53
7 İzoleli DC-DC Dönüştürücüler İçin Yeni Bir Aktif Bastırma Hücresinin Tasarımı, Analizi ve Simülasyonu	59
7.1 Giriş.....	59
7.2 Tanım ve Kabuller.....	59
7.3 Çalışma Aralıkları.....	61
7.4 Tasarım Kriterleri	72
7.5 Simülasyon Sonuçları	75
8 İzoleli DC-DC Dönüştürücüler İçin Yeni Bir Aktif Bastırma Hücresinin Uygulama Sonuçları	79
8.1 Giriş.....	79
8.2 Uygulama Devresi	79
8.3 Uygulama Sonuçları	81

9 Sonuç ve Öneriler	89
Kaynakça	91
Tezden Üretilmiş Yayınlar	93

SİMGE LİSTESİ

C_S, C_{S1}, C_{S2}	Bastırma kondansatörleri
$D_{S1}, D_{S2}, D_{S3}, D_{S4}$	Bastırma hücresi yardımcı diyotları
D_o, D_{o1}, D_{o2}	Çıkış diyotları
D_1, D_2, D_3, D_4	Ana diyotlar
f, f_p	Anahtarlama frekansı
i_{Do1}, i_{Do2}	Çıkış diyot akımları
i_{Lm}	Mıknatıslanma akımı
I_{Lo}, I_o	Çıkış akımı
i_{Lkg}	Kaçak endüktans akımı
i_{Lr1}, i_{Lr2}	Bastırma endüktans akımları
i_{Ls}	Bastırma endüktans akımı
i_{s1}, i_{s2}	Anahtar akımları
L_s	Bastırma endüktansı
L_m	Mıknatıslanma endüktansı
L_{kp}	Kaçak endüktans
n	Trafo dönüşüm oranı
N_M	Mıknatıslanma sargısı
N_p	Trafo primer tur sayısı
N_s	Trafo sekonder tur sayısı
V_{Cs}	Bastırma kondansatör gerilimi
V_{GES1}, V_{GES2}	Anahtar kapı gerilimleri
V_{GES3}, V_{GES4}	Anahtar kapı gerilimleri
V_{in}	Giriş gerilimi

V_o	Çıkış gerilimi
V_{pr}	Primer gerilimi
V_{S1}, V_{S2}	Anahtar gerilimleri
P_{SW}	Anahtarlama güç kaybı
R_s	Bastırma direnci
$S_{a1}, S_{a2}, S_{a3}, S_{a4}$	Dönüştürücünün yardımcı anahtarları
S_1, S_2, S_3, S_4, S_5	Dönüştürücünün ana anahtarı
t_1, t_2, t_3, t_4	Dönüştürücünün çalışma anı
t_5, t_6, t_7, t_8	Dönüştürücünün çalışma anı
$t_{f(ana)}$	Ana anahtarın kesime gitme süresi
$t_{f(yardımcı)}$	Yardımcı anahtarın kesime gitme süresi
$\omega, \omega_1, \omega_2, \omega_3, \omega_4$	Rezonans devresi açıl frekansları
W_{OFF}	Kesime girme işleminde oluşan enerji kaybı
W_{ON}	İletime girme işleminde oluşan enerji kaybı
W_{SW}	Anahtarlama enerji kaybı
λ	Bağıl doluluk oranı
ϕ_{ab}	İnverterin iki faz kolu gerilimi arasındaki faz farkı
$\Delta_1, \Delta_3, \Delta_5, \Delta_6, \Delta_7$	Aralıkların işgal ettiği süreler

KISALTMA LİSTESİ

AC	Alternatif Akım (Alternating Current)
DC	Doğru Akım (Direct Current)
EMI	Elektromanyetik Girişim (Electromagnetic Interference)
HB	Yarım Köprü (Half Bridge)
FB	Tam Köprü (Full Bridge)
IGBT	İzole Kapılı Bipolar Transistör (Isolated Gate Bipolar Transistor)
PWM	Darbe Genlik Modülasyonu (Pulse Width Modulation)
ZCS	Sıfır Akımda Anahtarlama (Zero Current Switching)
ZVS	Sıfır Gerilimde Anahtarlama (Zero Voltage Switching)
ZCT	Sıfır Akımda Geçiş (Zero Current Transition)
ZVT	Sıfır Gerilimde Geçiş (Zero Voltage Transition)

ŞEKİL LİSTESİ

Şekil 2.1 Bir güç elemanın bir periyot içerisindeki çalışma durumları ve bu durumlara ait akım ve gerilim ile güç değişimleri [21].....	7
Şekil 2.2 Prensipten bir anahtarlama devre şeması ve anahtarlama türlerine ait temel dalga şekilleri [22]	10
Şekil 3.1 PWM kontrol yönteminin prensip dalga şekilleri.....	11
Şekil 3.2 Gerilim ve akım modlu kontrolün prensip devre şemaları.....	12
Şekil 3.3 Gerilim ve akım modlu kontrolün temel dalga şekilleri	12
Şekil 3.4 İleri yönlü dönüştürücünün temel devre şeması	13
Şekil 3.5 İleri yönlü dönüştürücünün temel çalışma aralıkları.....	14
Şekil 3.6 İleri yönlü dönüştürücünün temel dalga şekilleri.....	15
Şekil 3.7 Geri dönüşlü dönüştürücünün temel devre şeması	17
Şekil 3.8 Geri dönüşlü dönüştürücünün temel çalışma aralıkları.....	17
Şekil 3.9 Geri dönüşlü dönüştürücünün temel dalga şekilleri	18
Şekil 3.10 İki anahtarlı ileri yönlü dönüştürücünün temel devre şeması.....	20
Şekil 3.11 İki anahtarlı ileri yönlü dönüştürücünün temel çalışma aralıkları ve dalga şekilleri	21
Şekil 3.12 İki anahtarlı ileri yönlü dönüştürücünün temel dalga şekilleri.....	22
Şekil 3.13 İzoleli yarım köprü DC-DC dönüştürücünün temel devre şeması	24
Şekil 3.14 Yarım köprü DC-DC dönüştürücünün temel çalışma aralıkları.....	26
Şekil 3.15 Yarım köprü DC-DC dönüştürücünün temel dalga şekilleri.....	27
Şekil 3.16 İzoleli tam köprü DC-DC dönüştürücünün temel devre şeması	30
Şekil 3.17 Tam köprü DC-DC dönüştürücünün temel çalışma aralıkları	31
Şekil 3.18 Tam köprü DC-DC dönüştürücünün temel dalga şekilleri	32
Şekil 3.19 Push-pull DC-DC dönüştürücünün temel devre şeması.....	35
Şekil 3.20 Push-pull DC-DC dönüştürücünün temel çalışma aralıkları	36
Şekil 3.21 Push-pull DC-DC dönüştürücünün temel dalga şekilleri	37
Şekil 3.22 Faz kaydırmalı tam köprü DC-DC dönüştürücünün kontrol sinyalleri..	38
Şekil 3.23 Faz kaydırmalı tam köprü DC-DC dönüştürücünün çalışma aralıkları..	39
Şekil 4.1 Yumuşak anahtarlama ileri yönlü dönüştürücü örneğinin devre şeması	41
Şekil 4.2 Örnek yumuşak anahtarlama ileri yönlü dönüştürücünün çalışma aralıkları	42

Şekil 4.3 Örnek yumuşak anahtarlama ileri yönlü dönüştürücünün temel dalga şekilleri [23]	46
Şekil 4.4 Örnek yumuşak anahtarlama ileri yönlü dönüştürücüsünde S_1 anahtarının gerilim ve akım dalga şekli [22]	47
Şekil 4.5 Örnek yumuşak anahtarlama ileri yönlü dönüştürücüsünde S_2 anahtarının gerilim ve akım dalga şekli [22]	47
Şekil 5.1 Örnek yumuşak anahtarlama izoleli tam köprü DC-DC dönüştürücünün devre şeması [6]	48
Şekil 5.2 Örnek yumuşak anahtarlama izoleli tam köprü DC-DC dönüştürücünün çalışma aralıkları [6]	49
Şekil 5.3 Örnek yumuşak anahtarlama izoleli tam köprü DC-DC dönüştürücünün ana ve yardımcı anahtarlarının gerilim ve akım dalga şekilleri [6]	52
Şekil 6.1 Yumuşak anahtarlama ileri yönlü dönüştürücü örneğinin devre şeması	53
Şekil 6.2 Örnek yumuşak anahtarlama çift ileri yönlü dönüştürücünün çalışma aralıkları [23]	56
Şekil 6.3 Örnek yumuşak anahtarlama çift ileri yönlü dönüştürücünün temel dalga şekilleri [23]	57
Şekil 6.4 Örnek yumuşak anahtarlama çift ileri yönlü dönüştürücüsünde a) S_1 anahtarının, b) S_{a1} anahtarının gerilim ve akım dalga şekilleri [23]	58
Şekil 7.1 Tasarlanan aktif bastırma hücresi ile donatılmış izoleli yarım köprü DC DC dönüştürücünün devre şeması [24]	60
Şekil 7.2 Başlangıç durumu [24]	61
Şekil 7.3 Aralık 1 [24]	62
Şekil 7.4 Aralık 2 [24]	64
Şekil 7.5 Aralık 3 [24]	65
Şekil 7.6 Aralık 4 [24]	66
Şekil 7.7 Aralık 5 [24]	67
Şekil 7.8 Sunulan HB PWM DC-DC dönüştürücünün temel dalga şekilleri [24]	68
Şekil 7.9 Aralık 6 [24]	69
Şekil 7.10 Aralık 7 [24]	70
Şekil 7.11 Aralık 8 [24]	71
Şekil 7.12 Aralık 9 [24]	72
Şekil 7.13 L_s, C_s ve C_b değişimine karşılık, V_{Cbmax} , Δ_3 ve $\Delta_5 + \Delta_6 + \Delta_7$ değişimleri [24]	75

Şekil 7.14 Tasarlanan bastırma hücresi ile donatılmış yarım köprü DC-DC dönüştürücünün simülasyon devre şeması.....	76
Şekil 7.15 Ana anahtarın simülasyon ile elde edilen gerilim ve akım dalga şekilleri	77
Şekil 7.16 Yardımcı anahtarın simülasyon ile elde edilen gerilim ve akım dalga şekilleri	77
Şekil 7. 17 L_{s1} 'in simülasyon ile elde edilen gerilim ve akım dalga şekilleri.....	78
Şekil 7. 18 Çıkış akımı i_{Lo} 'nun simülasyon ile elde edilen dalga şekli.....	78
Şekil 8.1 Uygulama devresinin temel blok şeması.....	80
Şekil 8.2 Uygulama devresinin fotoğrafı.....	80
Şekil 8.3 Ana anahtar S_1 'in periyodik gerilim ve akım dalga şekilleri [24]	82
Şekil 8.4 Ana anahtar S_1 'in 500 ns/kare ölçeğinde gerilim ve akım dalga şekli [24]	82
Şekil 8.5 S_{a1} 'in periyodik gerilim ve akım dalga şekilleri [24].....	83
Şekil 8.6 S_{a1} 'in 200 ns/kare ölçeğinde gerilim ve akım dalga şekilleri [24].....	84
Şekil 8.7 Bastırma endüktansı L_s 'nin gerilim ve akım dalga şekilleri [24]	85
Şekil 8.8 Boşta çalışma durumunda ana anahtarın gerilim ve akım dalga şekli [24]	85
Şekil 8.9 Ana ve yardımcı anahtarlara ait kapı gerilimleri [24].....	86
Şekil 8.10 Çıkış akımı i_{Lo} 'nun dalga şekli [24]	86
Şekil 8.11 Yumuşak ve sert anahtarlama dönüştürücülerin verim eğrileri [24]	87
Şekil 8. 12 Tasarlanan aktif bastırma hücresinin tam köprü dönüştürücüye uygulanması [24].....	87
Şekil 8. 13 Tasarlanan aktif bastırma hücresinin iki anahtarlı ileri yönlü dönüştürücüye uygulanması [24]	88

TABLO LİSTESİ

Tablo 7. 1 Bastırma Hücresi İçin Seçilen Değerler.....	74
Tablo 8. 2 Uygulama Devresine Ait Parametre Ve Malzeme Listesi	79

İzoleli Dönüştürücüler İçin Yeni Bir Aktif Bastırma Hücresinin Tasarımı Ve Uygulaması

Hüseyin YEŞİLYURT

Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı

Doktora Tezi

Danışman: Prof. Dr. Hacı BODUR

İzolasyon, kontrol kolaylığı ve hızlı dinamik cevap sağladıkları için izoleli yarım köprü, tam köprü ve iki anahtarlı ileri yönlü Darbe Genlik Modülasyonlu (PWM) DC-DC dönüştürücüler endüstride yoğun olarak kullanılmaktadır. Güç yoğunluğunu ve verimi arttırmak aynı zamanda Elektromanyetik Girişimi (EMI) düşürmek amacı ile bastırma hücreleri kullanılarak bu dönüştürücülerin Yumuşak Anahtarlama (SS) altında çalışması sağlanır.

Bastırma hücrelerinde genel olarak tüm yarı iletken güç elemanlarının yumuşak anahtarlanması, yarı iletkenler üzerinde ilave gerilim ve akım stresi olmaması, iletim kayıplarının artmaması, ana anahtarların parazitik kondansatör enerjilerinin geri kazanılması, sirkülasyon kayıplarının düşük olması ve yumuşak anahtarlamanın geniş bir yük aralığında sağlanabilmesi özellikleri aranmaktadır. Ancak, izoleli PWM DC-DC dönüştürücüler için literatürdeki bastırma hücreleri bu özellikleri yeterince sağlamamaktadır. Özellikle yarı iletkenler üzerinde ilave gerilim ve akım stresi olması uygulanabilirliği düşürmektedir. Bu tezde izoleli PWM DC-DC dönüştürücüler bu özellikleri sağlayan yeni bir aktif bastırma hücresi tasarımı yapılmıştır.

Tasarımı yapılan bastırma hücresinde ana anahtarlar ZVT ile ilettime, ZVS ile kesime girmektedir. Yardımcı anahtarlar ZCS ile ilettime, ZVS ile kesime girmektedir. Yardımcı anahtar ve bastırma endüktans akımlarının tepe değerlerinin nominal primer akımından düşük olması sağlanmıştır. Teorik analizler, 300 V giriş gerilimi, 20 V çıkış gerilimi, 50 A çıkış akımı ve 80 kHz anahtarlama frekansına sahip uygulama devresi ile doğrulanmıştır. Sert anahtarlama durumunda dönüştürücünün tam yükte % 83 olan verimi tasarlanan bastırma hücresi sayesinde % 90'a yükselmiştir.

Anahtar Kelimeler: Yumuşak anahtarlama, darbe genlik modülasyonu, izoleli dönüştürücüler, sıfır gerilimde anahtarlama, sıfır gerilimde geçiş

Design and Implementation of New Active Snubber Cell for Isolated Converters

Hüseyin YEŞİLYURT

Department of Electrical Engineering

Doctor of Philosophy Thesis

Advisor: Prof. Dr. Hacı BODUR

Isolated Half Bridge (HB), Full Bridge (FB) and two switch forward converter Pulse-Width-Modulated (PWM) DC-DC converters are widely used in industry. In these converters, in order to increase the power density and efficiency and also to reduce the Electromagnetic Interference (EMI), Soft Switching (SS) techniques are provided using snubber cells.

In general, the following properties are expected in snubber cell designs. All the power semiconductor devices should operate with soft switching. There should be no additional voltage or current stress on the semiconductor power devices. Conduction losses should not increase. Parasitic capacitor energy of the main switches should be recovered. There should not be too much circulation losses. Soft switching should be provided under a very wide load range. However, the snubber cells in the literature do not provide these properties sufficiently. Above all, the additional voltage and current stresses on the semiconductor devices limiting the applicability. In this thesis, a new active snubber cell design which provides the features listed above for isolated PWM DC-DC converters have been designed.

In the proposed snubber cell, the main switches operate with ZVT turn-on and ZVS turn-off. The auxiliary switches operate with ZCS turn-on and ZVS turn-off. The peak value of the auxiliary switches current and snubber inductance current are lower than nominal primary current. The theoretical analysis is verified with implementation having 300 V input voltage, 20 V output voltage, 50 A output current and 80 kHz switching frequency. The overall efficiency of the converter is increased from 83 % in the hard switching condition to 90 % thanks to the proposed active snubber cell.

Keywords: Soft switching, pulse width modulation, isolated converters, zero voltage switching, zero voltage transition

1.1 Literatür Özeti

Yarım köprü, tam köprü ve iki anahtarlı ileri yönlü izoleli DC-DC dönüştürücüler endüstride batarya şarj sistemleri, yenilenebilir enerji sistemleri, kaynak makineleri gibi izolasyon gerektiren uygulamalarda yoğun olarak kullanılmaktadır [1]. Bu dönüştürücüler içinde orta ve üstü güçteki uygulamalarda genellikle yarım köprü, tam köprü ve iki anahtarlı ileri yönlü DC-DC dönüştürücüler tercih edilmektedir. Bu dönüştürücülerde verimin ve güç yoğunluğunun arttırılması ve elektromanyetik girişimin (EMI) düşürülmesi, üzerinde bir çok çalışmanın yapıldığı önemli bir konudur. Güç yoğunluğunun artmasında trafo ve filtre eleman boyutları ile anahtarlama kayıplarının düşürülmesi büyük ölçüde etkilidir. Filtre ve trafo boyutlarının düşürülmesi için anahtarlama frekansının arttırılması gerekmektedir. Ancak, sert anahtarlama uygulamalarda anahtarlama kayıplarından dolayı anahtarlama frekansı yeterince arttırılamamaktadır. Anahtarlama kayıplarının düşürülmesi için yüksek anahtarlama hızına sahip yarı iletken güç elemanları geliştirilmektedir. Ancak, yüksek anahtarlama hızı EMI'nın artmasına neden olmaktadır [2]. Anahtarlama kayıpları ve EMI'nın birlikte düşürülebilmesi için Yumuşak Anahtarlama (SS) tekniklerinin uygulanması gerekmektedir [1,3-7]. Bu dönüştürücülerde yumuşak anahtarlama genellikle hızlı dinamik cevap sağladıkları için PWM kontrol ile birlikte bastırma hücreleri kullanılarak ya da faz kaydırma yöntemi uygulanarak sağlanmaktadır. Faz kaydırma yönteminde yüksek sirkülasyon akımları iletim ve bakır kayıplarını arttırmaktadır [4]. Sirkülasyon akımlarını düşürmek için literatürde farklı faz kaydırmalı dönüştürücü tasarımları sunulmuştur [4,5]. Ancak, bu dönüştürücülerin yapısı ve kontrolü PWM kontrollü dönüştürücülere göre karmaşıktır. Ayrıca, faz kaydırmalı dönüştürücülerde yumuşak anahtarlama yük akımına bağlıdır ve düşük yüklerde aksamaktadır. Bu yüzden bastırma kondansatör sızgıları yeterince arttırılamamakta ve kesime gitme

kayıpları yeterince düşürülememektedir. PWM kontrollü DC-DC dönüştürücülerin kontrolü kolay ve yapıları faz kaydırmalı dönüştürücülere göre daha basittir. Bu özelliklerinden dolayı endüstride yoğun olarak kullanılmaktadırlar. PWM kontrollü DC-DC dönüştürücülerde yumuşak anahtarlama, bastırma hücreleri kullanılarak sağlanmaktadır. Bastırma hücreleri aktif ve pasif olmak üzere ikiye ayrılmaktadır. Aktif bastırma hücreleri yardımcı bir anahtarlama elemanı gerektiren daha ileri bastırma hücreleridir. Bu bastırma hücrelerinde ana anahtarın gerilimi sıfıra düşürüldükten sonra sürme sinyali uygulanır. Bu sayede iletme girme kayıpları tamamen yok edilir. Ayrıca anahtar geriliminin düşen kenarı yavaşlatılarak EMI'nin düşürülmesine katkı sağlanır. Bu işleme Sıfır Gerilimde Geçiş (ZVT) adı verilir. Kesime gitme işleminde, bir bastırma kondansatörü ile yarı iletken geriliminin yavaşlatılarak kayıplarının düşürülmesine Sıfır Gerilimde Anahtarlama (ZVS) ile kesime gitme denir. Sıfır Akımda Anahtarlama (ZCS) ise iletme girme işleminde yarı iletken akımının yavaşlatılarak anahtarlama kayıplarının düşürülmesi işlemidir.

Bastırma hücrelerinde genel olarak tüm yarı iletken güç elemanlarının yumuşak anahtarlama, yarı iletkenler üzerinde ilave gerilim ve akım stresi olmaması, iletim kayıplarının artmaması, ana anahtarların parazitik kondansatör enerjilerinin geri kazanılması, sirkülasyon kayıplarının düşük olması ve yumuşak anahtarlamanın geniş bir yük aralığında sağlanabilmesi özellikleri aranmaktadır. Ancak, izoleli PWM DC-DC dönüştürücüler için sunulan literatürdeki bastırma hücreleri bu özellikleri yeterince sağlamamaktadır. Özellikle, yarı iletken elemanlar üzerinde ilave gerilim ve akım stresi olması uygulamayı zorlaştırmaktadır.

Örneğin, [6] nolu yayında izoleli PWM DC-DC dönüştürücüler için bir aktif bastırma yöntemi sunulmuş ve kaynak makinesine uygulanmıştır. Anahtarlama kayıpları bastırılmıştır. Ancak, primer akımı PWM çalışmanın normal iletim aralığı boyunca yardımcı anahtar üzerinden geçmekte ve iletim kayıplarını arttırmaktadır. Anahtar elemanlarının parazitik kondansatör enerjileri geri kazanılamamaktadır. Ayrıca, dönüştürücünün çalışması düşük yüklerde aksamaktadır.

[8-13] yayınlarında yumuşak anahtarlama sağlamak amacı ile doğrultucu katı kontrollü dönüştürücüler sunulmuştur. Bu dönüştürücülerde sekonder akımı PWM çalışmanın normal iletim aralığında yardımcı elemanlar üzerinden geçmektedir. Bu

yüzden, genellikle izoleli DC-DC dönüştürücülerde olduğu gibi özellikle çıkış gerilimi düşük ve çıkış akımı yüksek uygulamalarda iletim kayıplarını ciddi oranda arttırmaktadır.

[14] nolu yayında yumuşak anahtarlamaalı yarım köprü dönüştürücü tasarımı sunulmuştur. Tasarımı yapılan dönüştürücüde yardımcı ve ana anahtarlar üzerinde ilave gerilim stresi vardır.

[15] nolu yayında yumuşak anahtarlamaalı tek fazlı inverter tasarımı sunulmuştur. Tasarımı yapılan dönüştürücüde ana anahtarlarda ilave gerilim stresi, yardımcı anahtarlar üzerinde ilave gerilim ve akım stresi vardır.

[16] nolu yayında PWM inverterler için pasif bastırma hücresi tasarımı sunulmuştur. Sunulan çalışmada anahtar elemanlar üzerinde ilave gerilim ve akım stresi vardır.

[17] nolu yayında aktif bastırma hücreleri izoleli DC-DC dönüştürücü tasarımı sunulmuştur. Sunulan çalışmada iki adet trafo, iki adet doğrultucu ve iki adet depolama kondansatörü mevcuttur. Dönüştürücünün yapısı karmaşıktır ve anahtar elemanlar üzerinde ilave gerilim stresi vardır.

[18] nolu yayında sunulan dönüştürücüde yardımcı anahtar üzerinde ilave akım stresi mevcuttur. Yumuşak anahtarlama amacı ile kullanılan orta uçlu trafonun mıknatıslanma endüktansının resetlenme sorunu ve ana anahtar üzerinde ilave gerilim stresi vardır. Bastırma endüktans akımı, nominal akım değerinin üzerindedir.

[19] nolu yayında sunulan aktif bastırma hücresinde ana anahtarların parazitik kondansatör enerjileri geri kazanılamamakta ve anahtar gerilimlerinin düşen kenarları yavaşlatılamamaktadır.

[20] nolu yayında sunulan dönüştürücüde ZVT'nin sağlanması için yardımcı anahtar akımının yük akımına erişmesi gerekmektedir. Dolayısı ile yardımcı anahtar akımı düşürülemez. Ayrıca, iletme girmede ana anahtar geriliminin düşen kenarı yavaşlatılamamaktadır.

Bu çalışmada izoleli PWM DC-DC dönüştürücüler için tüm yarı iletken güç elemanlarının yumuşak anahtarlama altında çalıştığı, yarı iletkenler üzerinde ilave

gerilim ve akım stresi oluşturmeyen, iletim kayıplarını arttırmayan, ana anahtarların parazitik kondansatör enerjilerinin geri kazanılmasını ve anahtar gerilimlerinin düşen kenarlarının yavaşlatılmasını sağlayan, yumuşak anahtarlamanın yüksüz durumdan tam yüke kadar tüm yük değerlerinde sağlandığı yeni bir aktif bastırma hücresi tasarımı yapılmıştır. Tasarımı yapılan bastırma hücresinde ana anahtarlar ZVT ile ilettime, ZVS ile kesime girmektedir. Yardımcı anahtarlar ZCS ile ilettime, ZVS ile kesime girmektedir. Teorik analizler, 300 V giriş gerilimi, 20 V çıkış gerilimi, 50 A çıkış akımı ve 80 kHz anahtarlama frekansına sahip uygulama devresi ile doğrulanmıştır. Sert anahtarlama durumunda dönüştürücünün tam yükte % 83 olan verimi tasarlanan bastırma hücresi sayesinde %90'a yükselmiştir.

1.2 Tezin Amacı

Bu tezde izoleli PWM DC-DC dönüştürücüler için literatürdeki bastırma hücrelerinin problemlerini çözen yeni bir bastırma hücresinin tasarımı ve uygulaması hedeflenmiştir. Tasarlanacak bastırma hücresinde yarı iletken güç elemanları üzerinde ilave gerilim ve akım stresi oluşmaması, tüm yük değerlerinde yumuşak anahtarlamanın sürdürülmesi, iletim kayıplarının artmaması, ana anahtarların parazitik kondansatör enerjilerinin geri kazanılması, ana anahtar gerilimlerinin düşen ve yükselen kenarlarının yavaşlatılması, yardımcı anahtar ve bastırma endüktans akımlarının düşürülmesi, sirkülasyon kayıplarının düşük olması hedeflenmiştir.

1.3 Hipotez

Bastırma hücrelerinde genel olarak aranan özellikler aşağıda sıralanmıştır.

- Tüm yarı iletken güç elemanlarının yumuşak anahtarlama altında çalışması
- Yarı iletkenler üzerinde ilave gerilim ve akım stresi oluşturmaması
- İletim kayıplarının artmaması
- Ana anahtarların parazitik kondansatör enerjilerinin geri kazanılması
- Anahtar gerilimlerinin düşen ve yükselen kenarlarının yavaşlatılması
- Yumuşak anahtarlamanın geniş bir yük aralığında sağlanması
- Sirkülasyon kayıplarının düşük olması

İzoleli PWM DC-DC dönüştürücüler için literatürdeki bastırma hücreleri yukarıda sıralanan özellikleri yeterince sağlamamaktadır. Bu özelliklerin aksaması uygulamayı zorlaştırmaktadır. Tasarımı yapılacak yeni aktif bastırma hücresinin bu özellikleri sağlaması hedeflenmektedir. Ayrıca yardımcı anahtar ve bastırma endüktans akım değerinin düşürülmesi ve tepe değerinin, nominal primer akımından daha düşük olması hedeflenmektedir. Yardımcı anahtar akımının düşürülmesi anahtar maliyetinin ve soğutma ihtiyacının düşürülmesini sağlayacaktır. Bastırma endüktans akımının düşmesi bu komponentin boyut ve maliyetinin düşmesini sağlayacaktır. Bu sayede uygulanabilirlik artacaktır.

2.1 Giriş

Bu bölümde güç elemanlarında oluşan kayıplar, sert ve yumuşak anahtarlama kavramları, bastırma hücresi kavramı, yumuşak anahtarlama teknikleri ve kayıpsız bastırma hücrelerinin sınıflandırılması verilmiştir.

2.2 Güç Elemanlarının Kayıpları

Bir güç elemanı bir anahtarlama periyodu içinde iletim, kesim ve anahtarlama olmak üzere üç durumda çalışabilir. Güç elemanının toplam güç kaybı, iletim ve anahtarlama kayıplarının toplamı olarak kabul edilir [22]. İletim kayıpları elemandan geçen akım ile eleman kataloğunda verilen iletim gerilim düşümüne bağlıdır ve anahtarlama frekansından bağımsızdır. Anahtarlama kayıpları iletme ve kesime girme anlarında yarı iletken elemanın gerilim ve akımının çakışmasından kaynaklanan kayıplardır. Omik yük durumu için bir anahtarlama periyodu içinde güç elemanına ait çalışma durumları Şekil 2.1'deki gibi gösterilebilir. Şekil 2.1'e göre iletim ve kesime girme işlemlerindeki anahtarlama enerji kayıpları aşağıdaki gibidir.

$$W_{ON} = \int_0^{t_{ON}} V_{ON} I_{ON} dt \quad (2.1)$$

$$W_{OFF} = \int_0^{t_{OFF}} V_{OFF} I_{OFF} dt \quad (2.2)$$

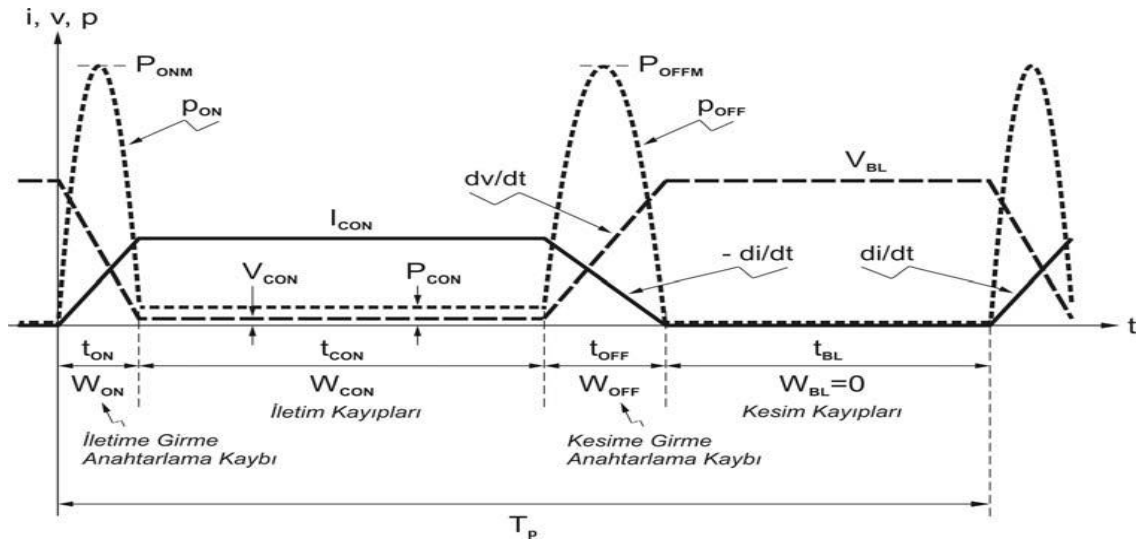
$$W_{SW} = W_{ON} + W_{OFF} \quad (2.3)$$

Yukarıdaki W_{ON} , W_{OFF} ve W_{SW} sırasıyla iletme girme, kesime girme ve toplam anahtarlama enerji kayıplarını, V_{ON} ve I_{ON} sırasıyla iletme girme anında anahtar gerilimi ve akımını, V_{OFF} ve I_{OFF} sırasıyla kesime girme anında anahtar gerilimi ve akımını ifade etmektedir.

Toplam anahtarlama güç kaybı frekansa bağlı olarak aşağıdaki gibi verilebilir.

$$P_{SW} = f_p W_{SW} \quad (2.4)$$

(2.4) nolu denklemde f_p , anahtarlama frekansını ifade etmektedir.



Şekil 2.1 Bir güç elemanının bir periyot içerisindeki çalışma durumları ve bu durumlara ait akım ve gerilim ile güç değişimleri [21]

2.3 Sert ve Yumuşak Anahtarlama ile Bastırma Hücresi

Kavramları

Sert anahtarlama, yarı iletken güç elemanının gerilim ve akımının çakışmasına her hangi bir önlem alınmadan anahtarlanmasıdır. Yumuşak anahtarlama ise temel olarak anahtarlama kayıpları ve EMI gürültünün özel düzenlerle yok edilmesi veya en aza indirilmesi şeklinde tanımlanır. Yumuşak anahtarlama amacıyla geliştirilen ve dönüştürücülerin temel bir parçası olmayan ilave düzen ve devrelere ise bastırma hücresi denilmektedir [22]. Bastırma hücrelerinden beklenen özellikler aşağıdaki gibidir:

- Tüm yarı iletken güç elemanlarının yumuşak anahtarlama altında çalışması.
- Akım ve gerilimin yükselen-düşen kenarlarını yavaşlatarak EMI ve RFI gürültülerinin bastırılması.
- İletim kayıplarının artmaması.
- Anahtarlama periyodunun küçük bir bölümünde devrede olması, bu sayede PWM çalışmayı bozmaması.

- Yumuşak anahtarlamanın geniş bir yük aralığında sürdürülmesi
- Yarı iletkenler üzerinde ilave gerilim ve akım stresi oluşturmaması
- Ana anahtarların parazitik kondansatör enerjilerinin geri kazanılması
- Sirkülasyon kayıplarının yüksek olmaması
- Dönüştürücünün tüm yük değerlerinde normal çalışmasının bozulmaması

2.4 Yumuşak Anahtarlama Teknikleri ve Kayıpsız Bastırma

Hücreleri

İlave bir anahtar eleman kullanılan bastırma hücrelerine aktif bastırma hücresi, ilave bir anahtar eleman kullanılmayan bastırma hücrelerine ise pasif bastırma hücresi denir. Bastırma hücreleri kullanılarak sağlanan yumuşak anahtarlama teknikleri genel olarak aşağıdaki gibi 4 gruba ayrılır.

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

ZCS ve ZVS teknikleri ile anahtarlama kayıpları düşürülmekte ancak tamamen yok edilememektedir. Bu nedenle bu tekniklere yaklaşık ZCS ve yaklaşık ZVS teknikleri de denilmektedir. ZCS ve ZVS teknikleri aktif ve pasif bastırma hücreleri ile sağlanabilir.

ZCT ve ZVT tekniklerinde anahtarlama kayıpları tamamen yok edilebilmektedir. Bu yumuşak anahtarlama teknikleri sadece aktif bastırma hücreleri ile gerçekleştirebilmektedir.

Pasif bastırma hücrelerinde bastırma elemanları ana akım yolları üzerinde bulunduğu için ana yarı iletken güç elemanları üzerinde ilave gerilim stresi oluşmaktadır. İlave gerilim stresi oluşması aktif bastırma hücreleri ile önlenmektedir.

2.4.1 Sıfır Akımda Anahtarlama

Sıfır Akımda Anahtarlama (ZCS) iletme girme işleminde uygulanan bir yumuşak anahtarlama tekniğidir. İletme girme anında bir bastırma endüktansı sayesinde iletme girme işleminde elemandan geçen akımın yükselme hızı sınırlandırılarak gerilimi ile çakışması ve anahtarlama kaybı azaltılır. Bastırma endüktansında depolanan enerji klasik hücrelerde bir dirençte harcanırken modern hücrelerde yüke veya kaynağa aktarılarak geri kazanılır.

2.4.2 Sıfır Gerilimde Anahtarlama

Sıfır Gerilimde Anahtarlama (ZVS), kesime girme işleminde gerçekleştirilen bir yumuşak anahtarlama tekniğidir. Kesime girme anında bir bastırma kondansatörü sayesinde eleman geriliminin yükselen kenarı yavaşlatılarak akımı ile çakışması ve anahtarlama kaybı azaltılır. Bastırma kondansatöründe depolanan enerji klasik hücrelerde bir dirençte harcanırken modern hücrelerde yüke veya kaynağa aktarılarak geri kazanılır.

2.4.3 Sıfır Akımda Geçiş

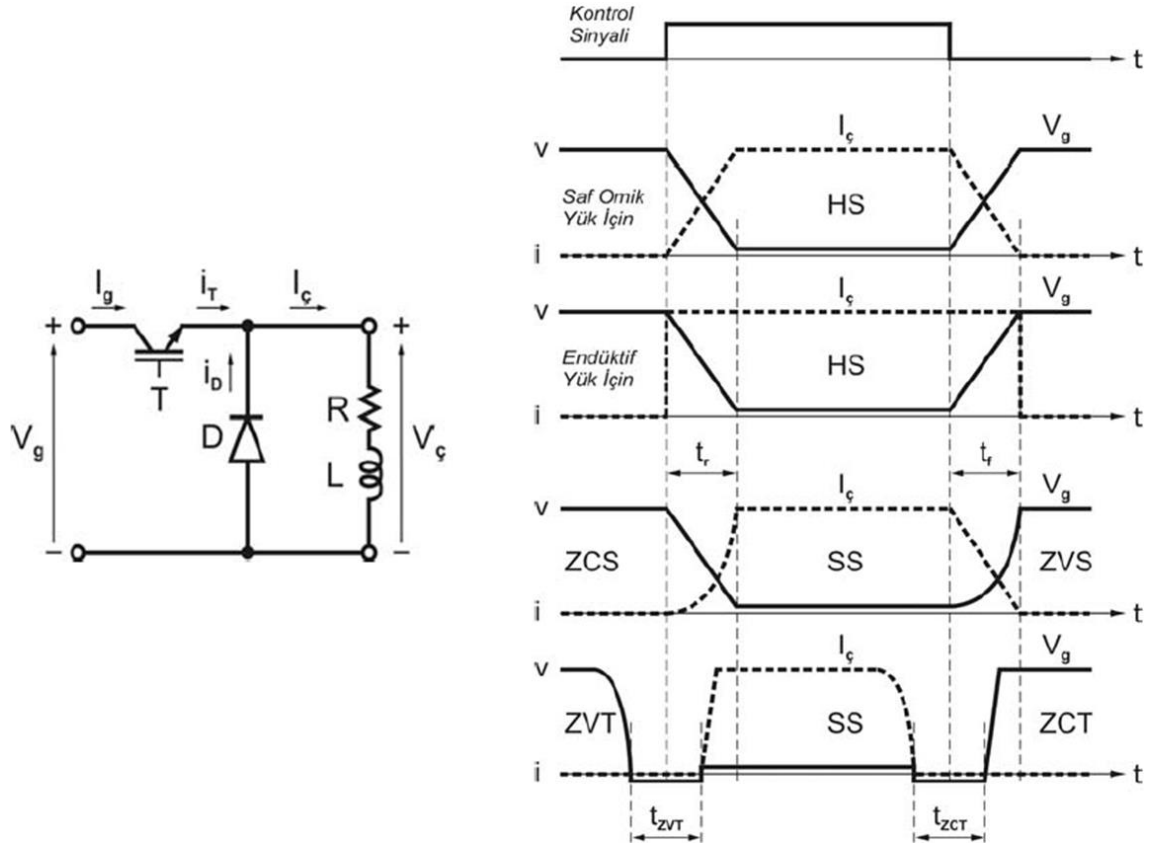
Sıfır Akımda Geçiş (ZCT), kesime girme işleminde gerçekleştirilen bir yumuşak anahtarlama tekniğidir. Bu teknikte güç elemanının kısa süreli bir kısmi rezonansla akımı sıfıra düşürüldükten sonra kontrol sinyali kesilir. Böylece akım ile gerilimin üst üste binmesi ve anahtarlama kaybı tamamen yok edilir. Bu teknik sadece aktif bastırma hücreleri ile sağlanabilir ve ilave bir yarı iletken anahtar eleman gerektirir.

2.4.4 Sıfır Gerilimde Geçiş

Sıfır Gerilimde Geçiş (ZVT), iletme girme işleminde uygulanan ileri bir yumuşak anahtarlama tekniğidir. Bu teknikte, güç anahtarı uçlarındaki gerilim kısa süreli bir kısmi rezonansla sıfıra düşürülür ve bu gerilim sıfırda tutulurken kontrol sinyali uygulanır. Böylece, anahtarlama enerji kaybı tamamen yok edilir. Bu teknik de sadece aktif bastırma hücreleri ile sağlanabilir ve ilave bir yarı iletken anahtar eleman gerektirir.

Şekil 2.2'de bir prensip anahtarlama devre şeması ve yumuşak anahtarlama tekniklerine ait temel dalga şekilleri verilmiştir. HS sert anahtarlama, SS yumuşak anahtarlama ifade etmektedir. Şekil 2.2'de v , i sırası ile anahtarın gerilimini ve

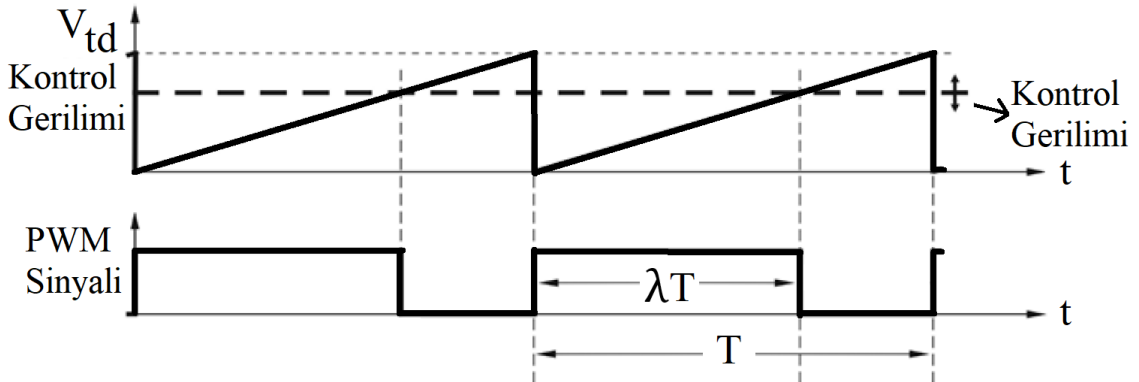
akımını ifade etmektedir. Şekil 2.2'den görüleceği gibi en yüksek anahtarlama kaybı endüktif yük için sert anahtarlama koşulunda meydana gelmektedir. ZCS ve ZVS tekniği ile anahtarlama kayıpları düşürülmekte, ZCT ve ZVT tekniği ile tamamen yok edilmektedir.



Şekil 2.2 Prensip bir anahtarlama devre şeması ve anahtarlama türlerine ait temel dalga şekilleri [22]

3.1 Giriş

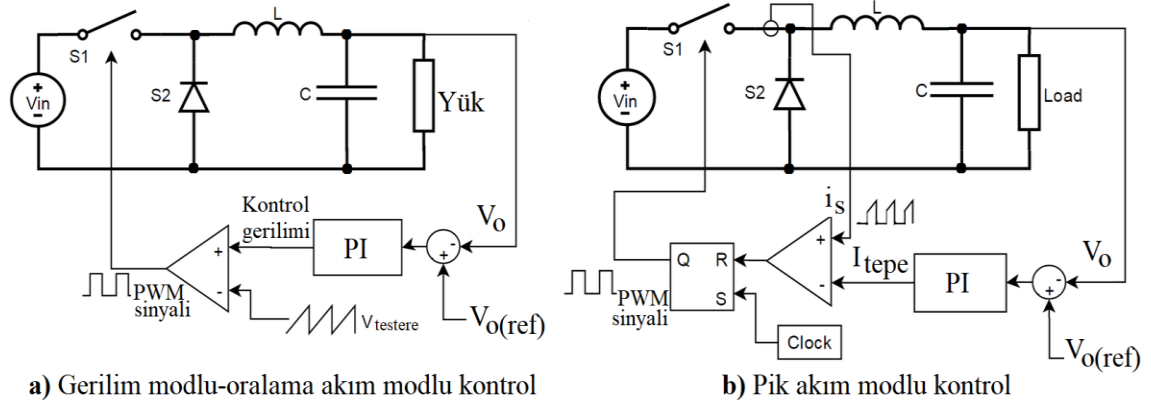
Bu bölümde temel Darbe Genlik Modülasyonu (DGM, PWM) kontrol prensibi ve temel izoleli PWM DC-DC dönüştürücülerin çalışma prensipleri verilecektir. PWM kontrol yönteminin prensip dalga şekilleri Şekil 3.1’de verilmiştir. v_{td} testere dişi sinyali ifade etmektedir. Kontrol gerilimi ile testere dişi karşılaştırılarak PWM sinyali elde edilir. Kontrol geriliminin testere dişinden büyük olma oranı doluluk oranı ya da bağıl iletim süresi olarak ifade edilir ve λ ya da D ile gösterilir. T , anahtarlama periyodunu ifade etmektedir. PWM kontrolde anahtarlama periyodu sabittir ve testere dişi tarafından belirlenir. Doluluk oranının değiştirilmesi ile güç kontrolü yapılır.



Şekil 3.1 PWM kontrol yönteminin prensip dalga şekilleri

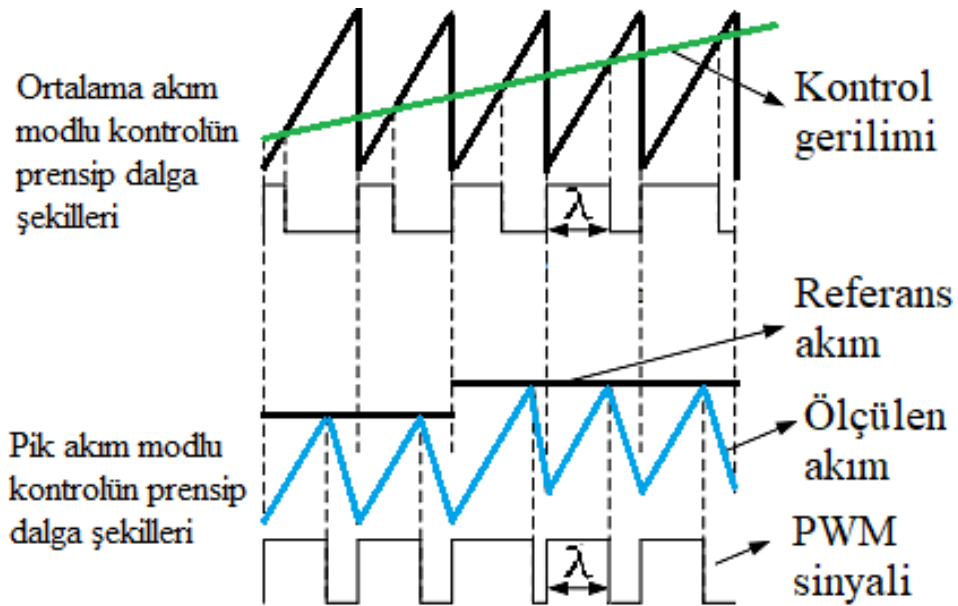
Temel PWM yöntemi gerilim modlu kontrol ya da ortalama akım modlu kontrol olarak da bilinmektedir. Şekil 3.2 (a)’da gösterildiği gibi referans gerilim ile ölçülen gerilim arasındaki farkın PI denetleyeci ile yükseltilerek elde edilen kontrol geriliminin testere dişi ile karşılaştırılması ile PWM sinyali elde edilmektedir. Bazı uygulamalarda ise bu kontrol yöntemi düzenlenerek Şekil 3.2 (b)’deki gibi pik akım modlu kontrol de uygulanabilmektedir. Pik akım modlu kontrolde PI denetleyecisinin çıkışı anahtar akımının referans tepe değerini belirlemektedir.

Sabit frekanstaki saat (clock) sinyali ile PWM kontrolün iletim aralığı başlatılmakta, anahtar akımı referans tepe değerine ulaştığında kesim aralığı oluşturularak sabit frekanslı PWM sinyali elde edilmektedir.



Şekil 3.2 Gerilim ve akım modlu kontrolün prensip devre şemaları

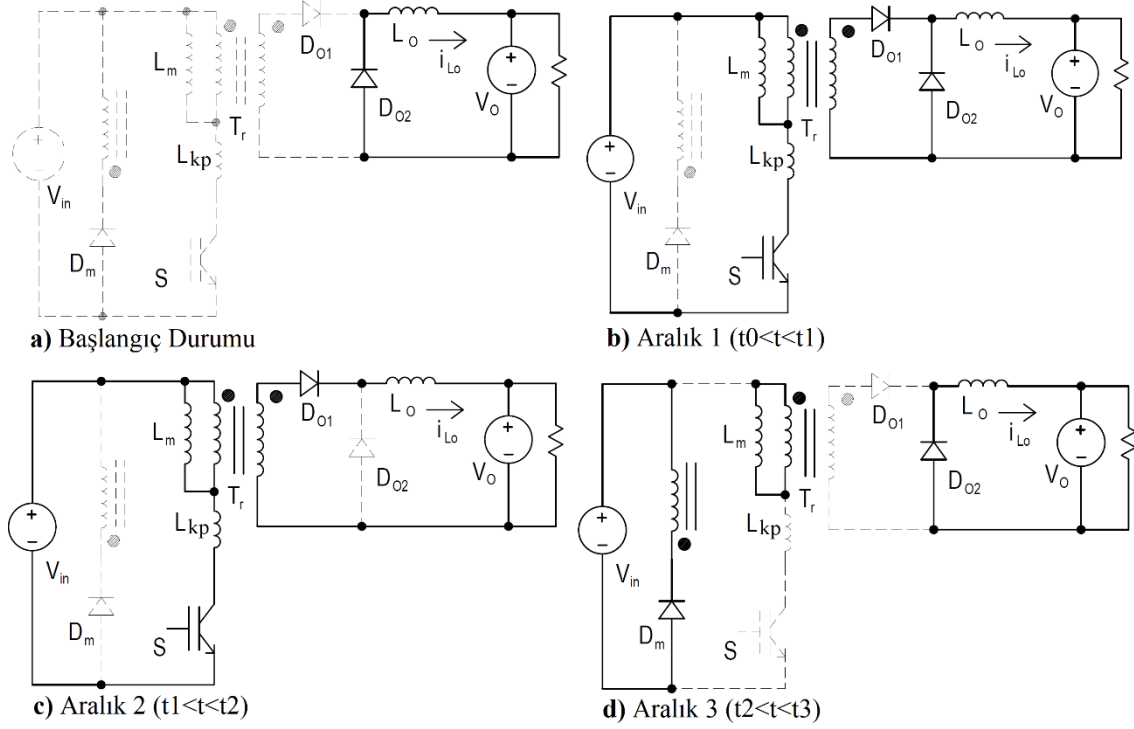
Gerilim ve akım modlu kontrollere ait temel dalga şekilleri Şekil 3.3’de verilmiştir.



Şekil 3.3 Gerilim ve akım modlu kontrolün temel dalga şekilleri

Her iki kontrol yönteminin de kendisine göre avantajları bulunmaktadır. Gerilim modlu kontrolün uygulanması genellikle daha basittir. Bazı uygulamalarda kontrol edilen parametrenin daha net regüle edilmesini sağlamaktadır. Akım modlu kontrolde ise anahtar akımı anlık olarak ölçüldüğü için koruma sağlanmaktadır. Bazı uygulamalarda akım modlu kontrolde çıkışın daha net regüle edilmesi için doğru bir eğim kompanzasyonu (slope compensation) uygulanması gerekmektedir. Regüle

Aralık 1 (Şekil 3.5 (b)): S anahtarının sinyali uygulanır ve bu aralık başlar. D_{o1} ile D_{o2} arasında komütasyon başlar. Sekonder kısa devre olduğu için mıknatıslanma endüktans akımı artmaz ve giriş gerilimi kaçak endüktans L_s üzerine uygulanır. i_s lineer olarak artar. Eş zamanlı olarak $i_{D_{o1}}$ artmakta ve $i_{D_{o2}}$ azalmaktadır. n , trafonun dönüşüm oranı olmak üzere bu aralık için aşağıdaki eşitlikler geçerlidir.



Şekil 3.5 İleri yönlü dönüştürücünün temel çalışma aralıkları

$$i_s = \frac{V_{in}}{L_s} (t - t_0) \quad (3.2)$$

$$i_{D_{o1}} = n \frac{V_{in}}{L_s} (t - t_0) \quad (3.3)$$

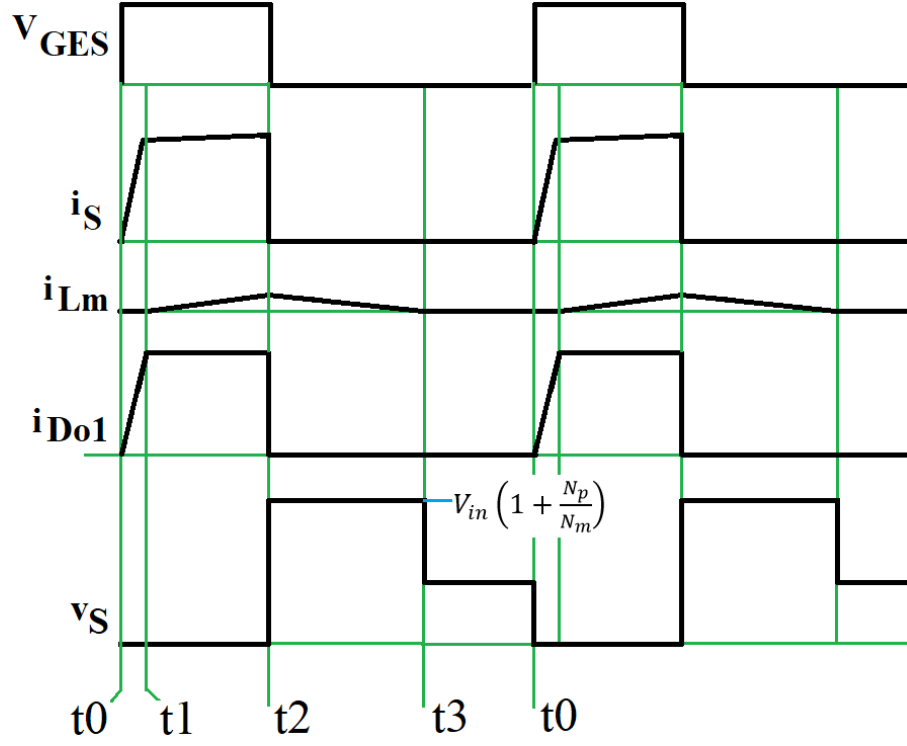
$$i_{D_{o2}} = I_{Lo} - n \frac{V_{in}}{L_s} (t - t_0) \quad (3.4)$$

Aralıkların analizi yapılırken L_o 'nun, çıkış akımı i_{Lo} 'nun bir anahtarlama periyodu içinde değişmeyecek kadar büyük olduğu kabul edilmiştir. D_{o2} kesime gider ve bu aralık sona erer.

Aralık 2 (Şekil 3.5 (c)): D_{o2} kesime gider ve bu aralık başlar. Komütasyon bittiğinde L_m , L_s 'ye göre çok büyük ve çıkış akım kaynağı olduğu için giriş gerilimi L_m üzerine düşer ve mıknatıslanma endüktans akımı lineer olarak artmaya başlar. Anahtarın sinyali kesilir ve bu aralık sona erer. Bu aralık için aşağıdaki eşitlikler geçerlidir.

$$i_{Lm} = \frac{V_{in}}{L_m} (t - t_1) \quad (3.5)$$

$$i_s = \frac{I_{Lo}}{n} + \frac{V_{in}}{L_m} (t - t_1) \quad (3.6)$$



Şekil 3.6 İleri yönlü dönüştürücünün temel dalga şekilleri

Aralık 3 (Şekil 3.5 (d)): Anahtarın sinyali kesilir ve bu aralık başlar. L_s 'nin resetlenmesi için önlem alınmalıdır. L_s resetlenir ve yük akımını D_{o2} üstlenir. D_m iletme girer ve mıknatıslanma endüktansı resetlenmeye başlar. Bu aralık boyunca anahtar giriş geriliminden daha yüksek bir gerilime maruz kalmaktadır. Bu aralık için aşağıdaki eşitlik geçerlidir.

$$i_{Lm} = I_{Lm(t2)} - \frac{N_p}{N_m} \frac{V_{in}}{L_m} (t - t_2) \quad (3.7)$$

Mıknatıslanma endüktansının resetlenmesi için doluluk oranı λ için aşağıdaki eşitsizliğin sağlanması gereklidir.

$$\lambda < \frac{N_p}{N_m + N_p} \quad (3.8)$$

Anahtara gelen gerilimin tepe değeri için aşağıdaki eşitlik geçerlidir.

$$V_{s(tepe)} = V_{in} \left(1 + \frac{N_p}{N_m} \right) \quad (3.9)$$

Mıknatıslanma endüktansı resetlenir, D_m kesime gider ve bu aralık sona erer, başlangıç durumuna dönlür.

3.3 Geri Dönüslü Dönüştürücü

Geri dönüslü dönüştürücünün temel devre şeması Şekil 3.7’de, çalışma aralıkları Şekil 3.8’de ve temel dalga şekilleri Şekil 3.9’da verilmiştir. Geri dönüslü dönüştürücüde diğer dönüştürücülerden farklı olarak primer ve sekonder akımı aynı zamanda mıknatıslanma akımıdır. Bu yüzden nüve hacmini ve maliyetini düşürmek için trafo hava aralıklı yapılır ve kaçak endüktans yüksektir. Anahtar iletimde iken çıkışa enerji aktarılmamaktadır. Anahtar kesime gittiğinde primerde depolanan enerji çıkışa aktarılır. Ancak, kaçak endüktansların enerjisi çıkışa aktarılamaz. Bu yüzden kaçak endüktansa karşı koruma yapılması gerekmektedir. Geri dönüslü dönüştürücü, izoleli en ucuz ve pratik dönüştürücü olarak bilinir. Ancak, trafodaki sınırlamalardan dolayı genellikle 100 W’ın altındaki güçlerde uygulanmaktadır. Şekil 3.7’de R_s , C_s ve D_s geri dönüslü dönüştürücünün bastırma elemanlarını ifade etmektedir.

Başlangıç durumu (Şekil 3.8 (a)): Anahtarların sinyali uygulanmadan önce yükü çıkış gerilimi beslemektedir.

Aralık 1 (Şekil 3.8 (b)): Anahtarın sinyali uygulanır ve bu aralık başlar. D_o kesimdedir. Giriş gerilimi primere uygulanmaktadır. Mıknatıslanma ve kaçak endüktans akımları lineer olarak artmaktadır. Bu aralık boyunca primer endüktansında enerji depolanmaktadır. Bu aralık boyunca aşağıdaki eşitlik geçerlidir.

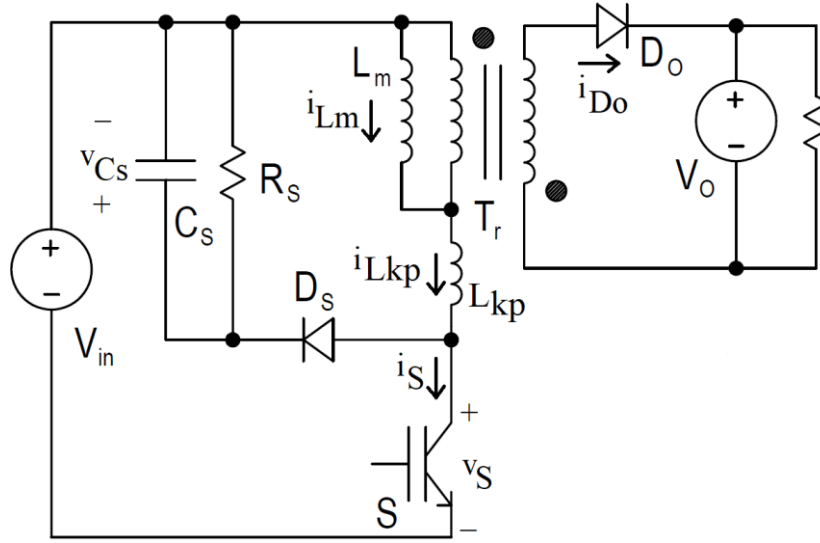
$$i_{Lm} = i_{Lkp} = i_s = \frac{V_{in}}{L_m + L_s}(t - t_1) \quad (3.10)$$

n , trafonun dönüşüm oranı *primer/sekonder* olmak üzere çıkış diyodu D_o üzerine gelen gerilim için aşağıdaki eşitlik geçerlidir.

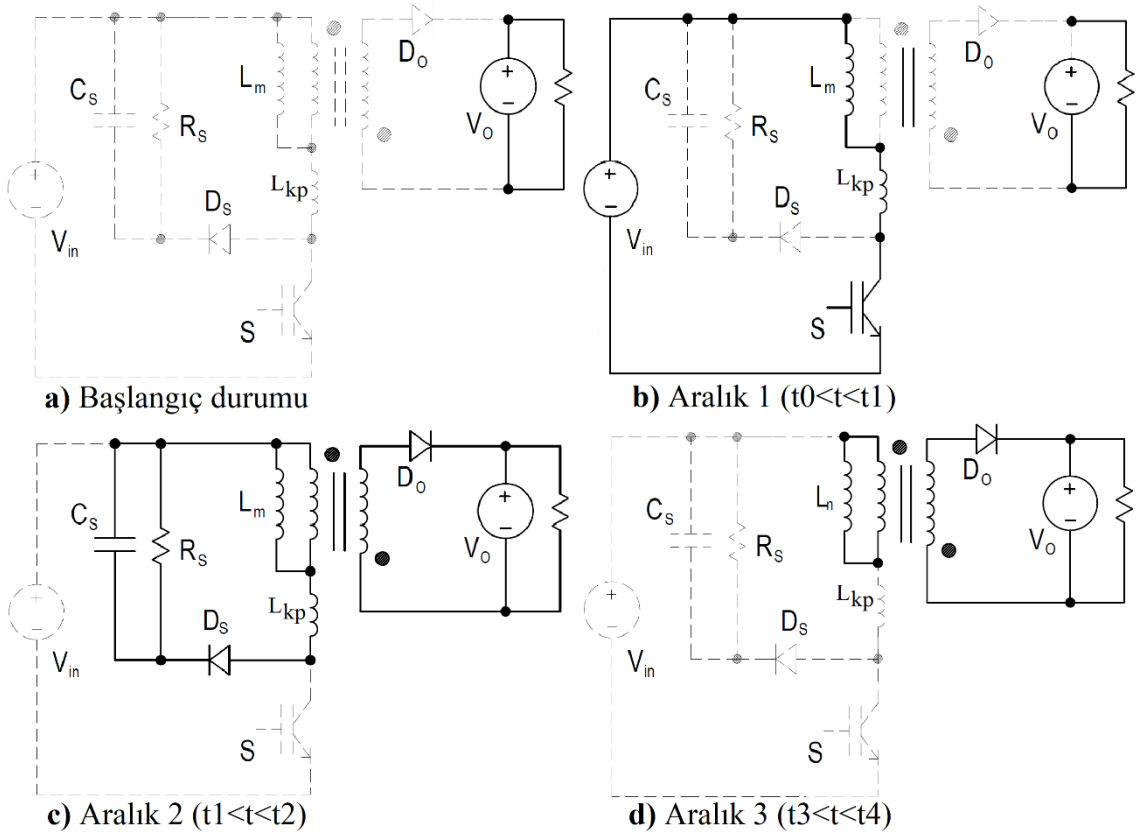
$$V_{Do} = V_o + \frac{V_{in}}{n} \left(\frac{L_m}{L_m + L_{kp}} \right) \quad (3.11)$$

Kaçak endüktans L_s , mıknatıslanma endüktansı L_m ’ye göre çok küçük olduğu için (3.10) nolu denklem aşağıdaki şekilde sadeleştirilebilir.

$$V_{Do} = V_o + \frac{1}{n} V_i \quad (3.12)$$



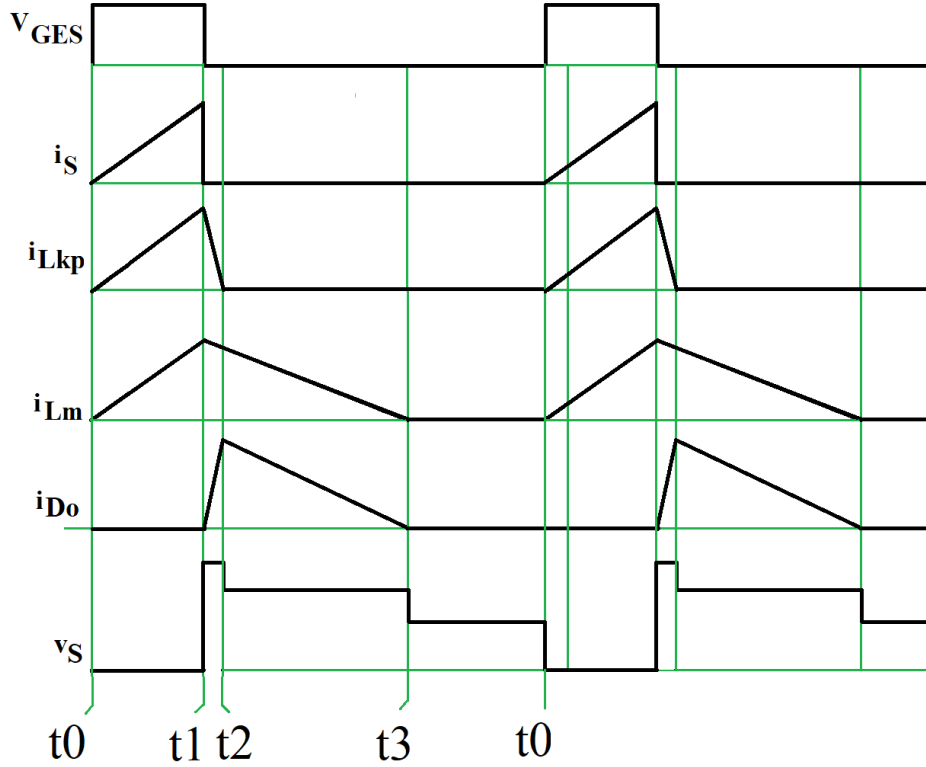
Şekil 3.7 Geri dönüşlü dönüştürücünün temel devre şeması



Şekil 3.8 Geri dönüşlü dönüştürücünün temel çalışma aralıkları

Aralık 2 (Şekil 3.8 (c)): Anahtarın sinyali kesilir ve bu aralık başlar. Bu aralıkta mıknatıslanma ve kaçak endüktans akımlarının eşitliği bozulur ve D_o iletime girer.

Kaçak endüktans L_{kp} , $V_{Cs} - V_o n$ gerilimi ile resetlenmektedir. Sekonder akımı i_{Do} , $n(i_{Lm} - i_{Lkp})$ değerine eşittir. L_{kp} resetlendikçe sekonder akımı artmaktadır. Bu aralık için aşağıdaki eşitlikler geçerlidir.



Şekil 3.9 Geri dönüşlü dönüştürücünün temel dalga şekilleri

$$i_{Lkp} = I_{Lkp}(t_1) - \frac{(V_{Cs} - V_o n)}{L_{kp}} (t - t_1) \quad (3.13)$$

$$i_{Lm} = I_{Lm}(t_1) - \frac{V_o n}{L_m} (t - t_1) \quad (3.14)$$

$$i_{Do} = n \left[\frac{(V_{Cs} - V_o n)}{L_{kp}} - \frac{V_o n}{L_m} \right] (t - t_1) \quad (3.15)$$

Kaçak endüktans resetlenir, D_S kesime gider ve bu aralık sona erer.

Aralık 3 (Şekil 3.8 (d)): D_S kesime gider ve bu aralık başlar. Bu aralıkta mıknatıslanma akımının tamamını sekonder üstlenmiştir. Mıknatıslanma akımı $-V_o n$ gerilimi ile resetlenmektedir. $I_{Lm}(t_2)$ mıknatıslanma endüktans akımının bu aralığın başındaki değeri olmak üzere aşağıdaki eşitlikler geçerlidir.

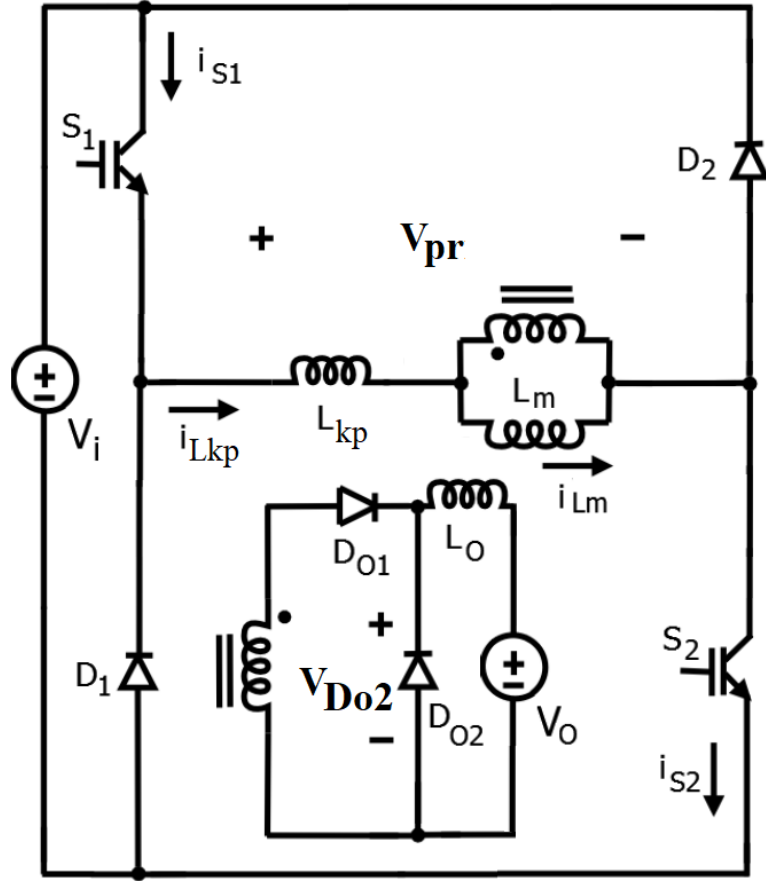
$$i_{Lm} = I_{Lm}(t_2) - \frac{V_o n}{L_m} (t - t_2) \quad (3.16)$$

$$i_{Do} = n \left[I_{Lm}(t_2) - \frac{V_o n}{L_m} (t - t_2) \right] \quad (3.17)$$

Mıknasılanma endüktansı resetlenir, D_o kesime gider ve bu aralık sona erer, başlangıç aralığına dönülür.

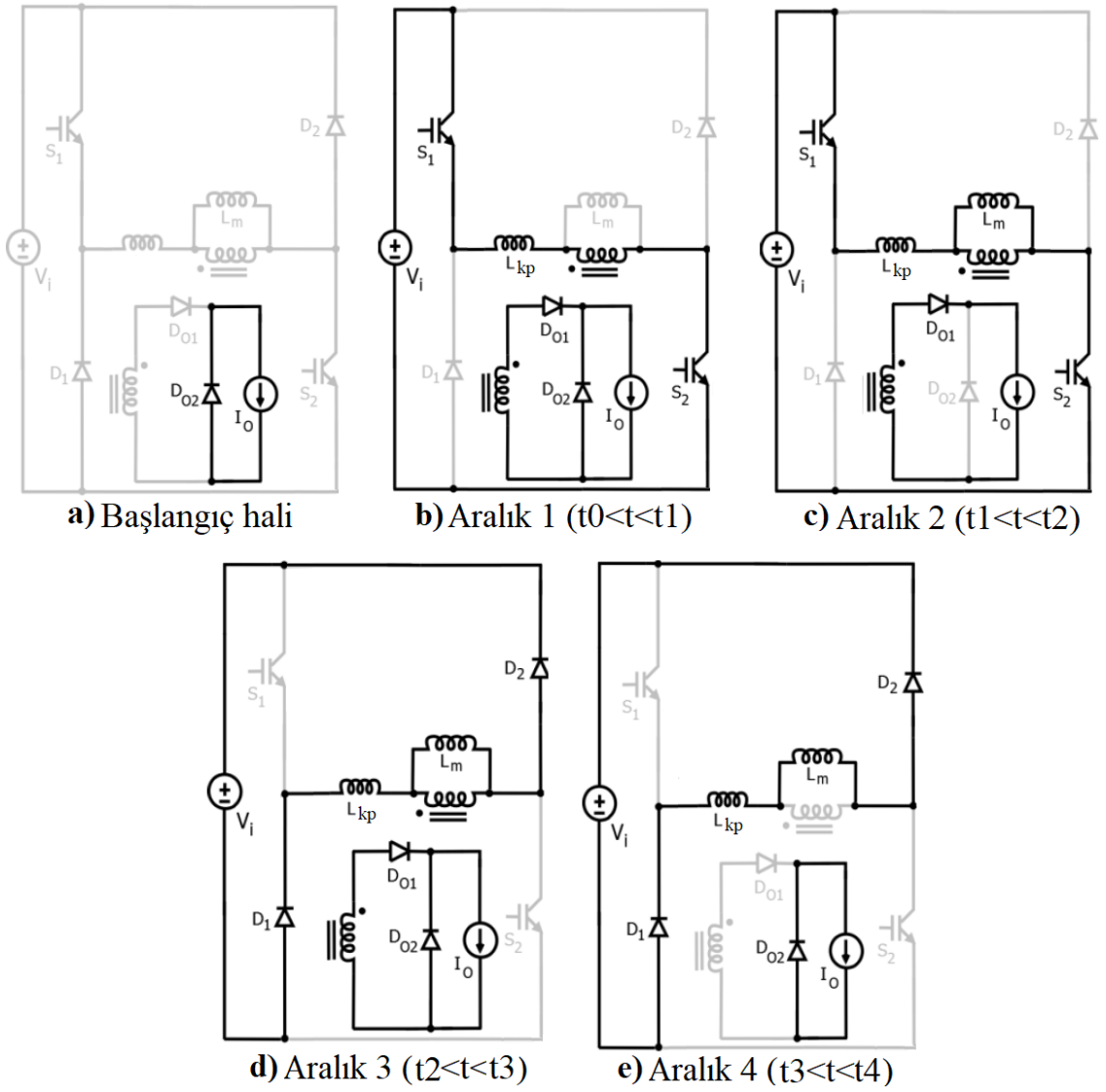
3.4 İki Anahtarlı İleri Yönlü Dönüştürücü

İki anahtarlı ileri yönlü DC-DC dönüştürücünün temel devre şeması Şekil 3.10'da verilmiştir. Bu dönüştürücüde anahtar sinyalleri eş zamanlı uygulanır ve kesilir. Bu yüzden kontrol oldukça kolaydır. Anahtar sinyalleri kesildiğinde kaçak endüktans L_{kp} ve mıknatıslanma endüktansı L_m 'nin enerjisi giriş gerilimine aktarılarak resetlenmeleri sağlanır. Mıknatıslanma endüktansının resetlenebilmesi için doluluk oranı λ 'nın 0.5'in altında seçilmesi gereklidir. Trafo sayesinde yüksek dönüşüm oranı ve çıkış izolasyonu sağlanır. Bu dönüştürücüde trafo nüvesi tek yönlü çalışmaktadır. Bu yüzden aynı güçteki yarım köprü ve tam köprü DC-DC dönüştürücü eş değerlerine göre trafo boyutları büyümektedir.



Şekil 3.10 İki anahtarlı ileri yönlü dönüştürücünün temel devre şeması

Çıkış frekansı anahtarlama frekansına eşittir. Bu yüzden çıkış filtre boyutları yarım köprü-tam köprü dönüştürücü eş değerlerine göre artmaktadır. Efektif doluluk oranı 0.5'in altında olduğu için trafo dönüşüm oranı düşmekte, primer ve yarı iletken akımları artmaktadır. Bu kısıtlamalarından dolayı bu dönüştürücüler genellikle yarım köprü ve tam köprü dönüştürücülere göre daha düşük güçlerde uygulanmaktadır. Bu dönüştürücülerin kaynak makinesi sektöründe 7.5 kW'a kadar uygulandığı görülmüştür. Trafo mıknatıslanma endüktansının resetlenmesi için ayrıca bir efor sarf edilmez. Kontrolü kolaydır. Bu dönüştürücüler dayanıklı olma özelliği ile bilinirler. Dönüştürücünün temel çalışma aralıkları Şekil 3.11'de ve dalga şekilleri Şekil 3.12'de verilmiştir.

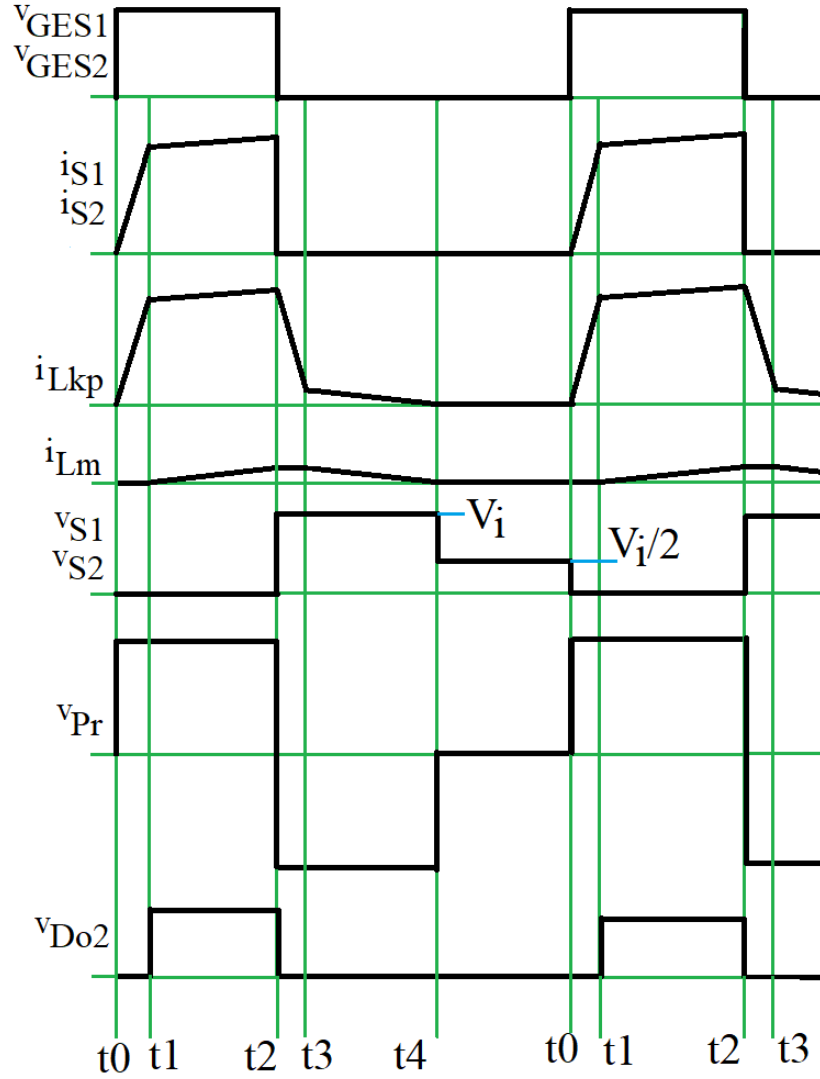


Şekil 3.11 İki anahtarlı ileri yönlü dönüştürücünün temel çalışma aralıkları ve dalga şekilleri

Başlangıç durumu (Şekil 3.11 (a)): Anahtarların sinyali uygulanmadan önce dönüştürücü serbest geçiş aralığındadır. Anahtarların sinyali uygulanır ve bu aralık sona erer.

Aralık 1 (Şekil 3.11 (b)): Anahtarların sinyali uygulanır ve bu aralık başlar. D_{o1} ile D_{o2} arasında komütasyon başlar ve sekonder kısa devre olur. Sekonder kısa devre olduğu için mıknatıslanma endüktans akımı sıfırda kalmaya devam eder ve giriş gerilimi kaçak endüktans L_{kg} üzerine uygulanır. n , trafonun dönüşüm oranı *primer/sekonder* olmak üzere bu aralıkta aşağıdaki eşitlik geçerlidir.

$$i_{Lkg} = i_{s1} = \frac{V_i}{L_{kg}}(t - t_0) \quad (3.18)$$



Şekil 3.12 İki anahtarlı ileri yönlü dönüştürücünün temel dalga şekilleri

Şekil 3.12’de çıkış endüktansının, bir anahtarlama periyodu içinde akımı sabit kalacak kadar büyük olduğu kabul edilmiştir.

$$i_{Do1} = n \frac{V_i}{L_{kg}}(t - t_0) \quad (3.19)$$

$$i_{Do2} = I_o - n \frac{V_i}{L_{kg}}(t - t_0) \quad (3.20)$$

Komütasyon biter. $i_{Lkp} = \frac{I_o}{n}$, $i_{Do1} = I_o$ olur, D_{o2} kesime gider ve bu aralık sona erer.

Aralık 2 (Şekil 3.11 (c)): D_{o2} kesime gider ve bu aralık başlar. Komütasyon bittiğinde L_m , L_{kp} ’ye göre çok büyük ve çıkış akım kaynağı olduğu için giriş gerilimi

L_m üzerine düşer ve mıknatıslanma endüktans akımı lineer olarak artmaya başlar. Bu aralık için aşağıdaki eşitlikler geçerlidir.

$$i_{Lm} = \frac{V_i}{L_m}(t - t_1) \quad (3.21)$$

$$i_{Lkg} = \frac{I_o}{n} + \frac{V_i}{L_m}(t - t_1) \quad (3.22)$$

Anahtarların sinyali kesilir ve bu aralık sona erer.

Aralık 3 (Şekil 3.11 (d)): Anahtarların sinyali kesilir ve bu aralık başlar. D_{o1} ve D_{o2} arasında tekrar komütasyon başlar. Sekonder kısa devre olduğu için mıknatıslanma endüktans akımı sabit kalır ve giriş gerilimi ters yönde kaçak endüktans üzerine uygulanır. Kaçak endüktans resetlenmeye başlar. Bu aralıkta aşağıdaki eşitlikler geçerlidir.

$$i_{Lkg} = I_{Lkp}(t_2) - \frac{V_i}{L_{kp}}(t - t_2) \quad (3.23)$$

$$i_{D_{o1}} = n \left[\frac{I_o}{n} - \frac{V_i}{L_{kp}}(t - t_2) \right] \quad (3.24)$$

$$i_{D_{o2}} = n \frac{V_i}{L_{kp}}(t - t_2) \quad (3.25)$$

Kaçak endüktans akımı i_{Lkp} mıknatıslanma endüktans akımına düşünce komütasyon son bulur, $i_{D_{o2}} = I_o$ olur, D_{o1} kesime gider ve bu aralık sona erer.

Aralık 4 (Şekil 3.11 (e)): D_{o1} kesime gider ve bu aralık başlar. Kaçak endüktans ile mıknatıslanma endüktansı seri bağlıdır ve enerjilerini giriş gerilimine aktararak resetlenmektedirler. Bu aralık için aşağıdaki eşitlikler geçerlidir.

$$i_{Lkp} = i_{Lm} = I_{Lm}(t_3) - \frac{V_{in}}{L_m + L_{kp}}(t - t_3) \quad (3.26)$$

Mıknatıslanma endüktansı L_m , kaçak endüktans L_{kp} 'ye göre çok büyük olduğu için bu eşitlik aşağıdaki şekilde yazılabilir.

$$i_{Lkp} = i_{Lm} = I_{Lm}(t_3) - \frac{V_{in}}{L_m}(t - t_3) \quad (3.27)$$

L_{kp} ve L_m resetlenir, D_1 ve D_2 kesime gider, bu aralık sona erer ve Aralık 1'e dönülür.

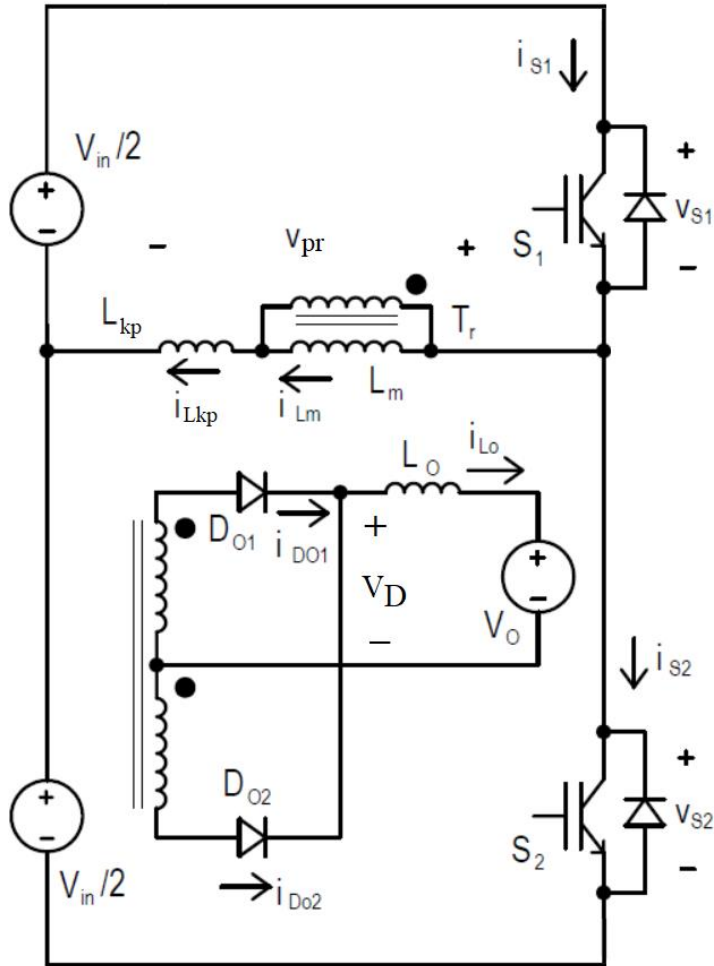
Şekil 3.12'de görüleceği gibi komütasyon süreleri boyunca $v_{D_{o2}}$ sıfır değerini almaktadır. Dolayısı ile komütasyon aralıklarında çıkışa enerji aktarılamamaktadır.

DC-DC dönüştürücülerde trafonun normal çalışmasında, kaçaklar bu sebeple güç aktarımına olumsuz etki etmektedir. Frekans arttıkça komütasyon süreleri anahtarlama periyodu içinde daha büyük oranda yer işgal edeceği için kaçak endüktansın daha çok düşürülmesi gereklidir. Komütasyon aralıkları ihmal edilirse çıkış gerilimi aşağıdaki şekilde yazılabilir.

$$V_o = \frac{V_i}{n} \lambda \quad (3.28)$$

3.5 İzoleli Yarım Köprü DC-DC Dönüştürücü

İzoleli yarım köprü DC-DC dönüştürücü temel devre şeması Şekil 3.13’de verilmiştir. n , trafonun primer/sekonder dönüşüm oranını, $\frac{V_i}{2}$ giriş gerilimini ifade etmektedir.



Şekil 3.13 İzoleli yarım köprü DC-DC dönüştürücünün temel devre şeması

Dönüştürücünün temel çalışma aralıkları Şekil 3.14’de ve temel dalga şekilleri Şekil 3.15’de verilmiştir. Bu dönüştürücüde her bir anahtarın doluluk oranı λ , 0.5’in

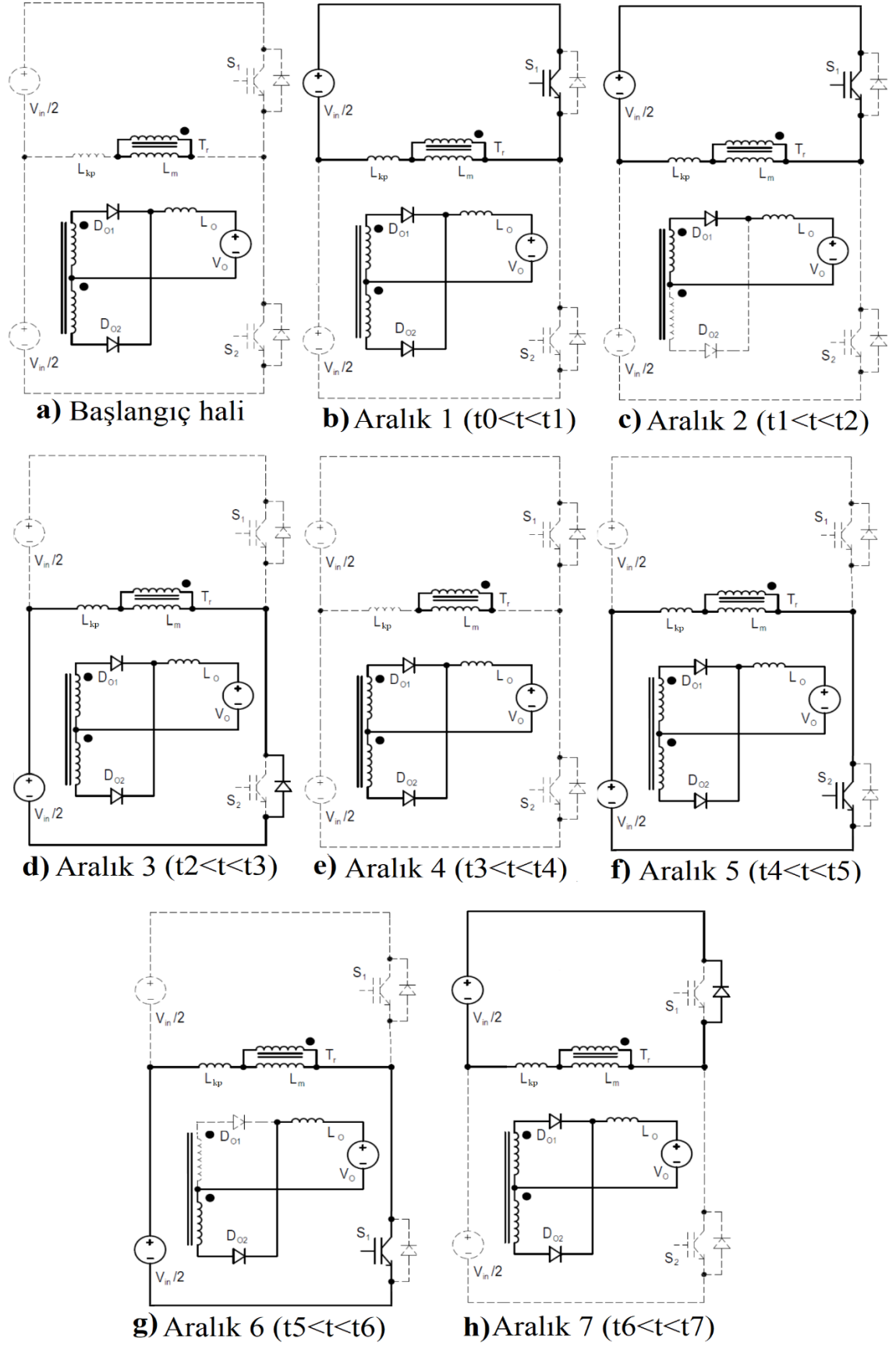
altında seçilir ancak çıkış gerilimi doğrultularak elde edildiği için efektif doluluk oranı 1'e kadar çıkabilir.

Trafo sayesinde yüksek dönüşüm oranı ve çıkış izolasyonu sağlanır. Trafo nüvesi çift yönlü çalışmaktadır. Bu sayede trafo boyutları küçülmektedir. Çıkış frekansı anahtarlama frekansının iki katıdır. Bu yüzden çıkış filtre boyutları küçülmektedir. Bu avantajlarından dolayı iki anahtarlı ileri yönlü dönüştürücüye göre daha yüksek güçlerde kullanılmaktadır.

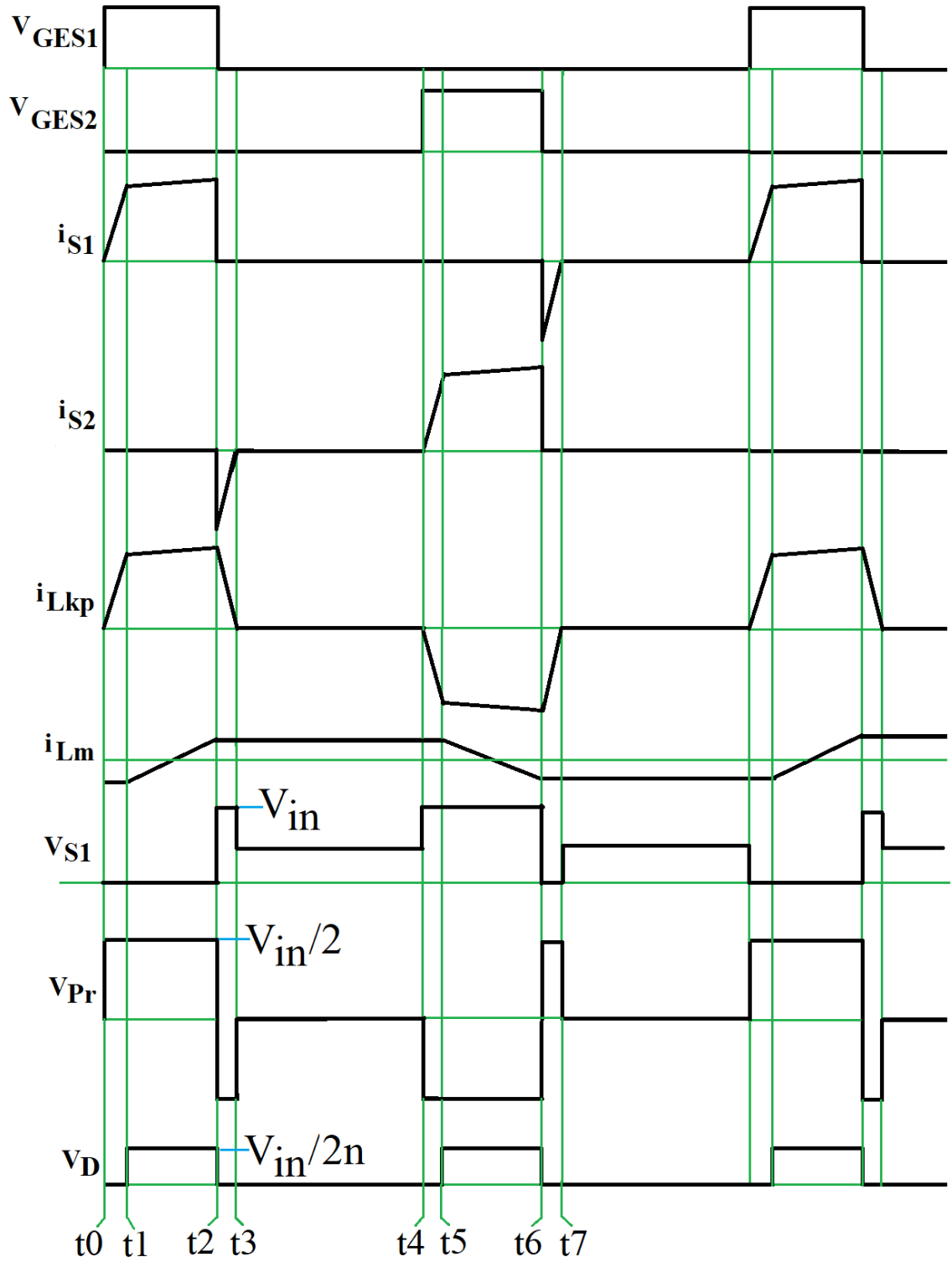
İki anahtar olduğu için sürme, tam köprü dönüştürücüye göre daha kolaydır. Anahtarların doluluk oranı birbirine eşittir ve aralarında 180 derece faz farkı vardır. Sürme sinyalleri arasında giriş geriliminin kısa devre olmaması için min. ölü zaman kadar boşluk bırakılması gereklidir.

Giriş gerilimi ikiye bölündüğü için trafo dönüşüm oranı iki anahtarlı ileri yönlü dönüştürücüde olduğu gibi düşmekte, anahtar ve primer akımları artmaktadır. Bu sebeplerle daha yüksek güçlerde tam köprü dönüştürücü tercih edilmektedir.

Şekil 3.15'de çıkış endüktansının, bir anahtarlama periyodu içinde akımı sabit kalacak kadar büyük olduğu kabul edilmiştir.



Şekil 3.14 Yarım köprü DC-DC dönüştürücünün temel çalışma aralıkları



Şekil 3.15 Yarı köprü DC-DC dönüştürücünün temel dalga şekilleri

Başlangıç durumu (Şekil 3.14 (a)): Anahtarların sinyali uygulanmadan önce dönüştürücü serbest geçiş aralığındadır. Mıknatıslanma akımını sekonder sağlamaktadır. Çıkış diyot akımları i_{D01} ve i_{D02} için aşağıdaki eşitlikler geçerlidir.

$$i_{Do1} + i_{Do2} = I_{Lo} \quad (3.29)$$

$$i_{Do1} - i_{Do2} = nI_{Lm(t0)} \quad (3.30)$$

(3.29) ve (3.30) eşitlikleri taraf tarafa toplanıp 2'ye bölünürse i_{Do1} ve i_{Do2} için aşağıdaki eşitlikler elde edilir.

$$i_{Do1} = \frac{I_{Lo}}{2} + n \frac{I_{Lm(t0)}}{2} \quad (3.31)$$

$$i_{Do2} = \frac{I_{Lo}}{2} - n \frac{I_{Lm(t0)}}{2} \quad (3.32)$$

S_1 anahtarının sinyali uygulanır ve bu aralık sona erer. (3.29) - (3.32) denklemleri mıknatıslanma akımını sekonderin sağladığını göstermek amacı ile verilmiştir. Mıknatıslanma akımı nominal akıma göre çok düşük olduğu için diğer aralıklarda denklemlerin sadeleşmesi için mıknatıslanma akımı dahil edilmeyecektir.

Aralık 1 (Şekil 3.14 (b)): S_1 anahtarının sinyali uygulanır ve bu aralık başlar. D_{o1} ile D_{o2} arasında komütasyon başlar. Komütasyon esnasında sekonder kısa devre olduğu için mıknatıslanma endüktans akımı sabit kalır ve giriş gerilimi kaçak endüktans L_{kp} üzerine uygulanır. i_{Lkp} lineer olarak artar. Eş zamanlı olarak i_{Do1} artmakta ve i_{Do2} azalmaktadır. Bu aralıkta aşağıdaki eşitlikler geçerlidir.

$$i_{Lkp} = \frac{V_{in}}{2} \frac{1}{L_{kp}} (t - t_0) \quad (3.33)$$

$$i_{Do1} = \frac{I_{Lo}}{2} + \frac{1}{2} \frac{V_{in}}{2} \frac{1}{L_{kp}} n(t - t_0) \quad (3.34)$$

$$i_{Do2} = \frac{I_{Lo}}{2} - \frac{1}{2} \frac{V_{in}}{2} \frac{1}{L_{kp}} n(t - t_0) \quad (3.35)$$

D_{o2} kesime gider ve bu aralık sona erer.

Aralık 2 (Şekil 3.14(c)): D_{o2} kesime gider ve bu aralık başlar. Komütasyon bittiğinde L_m , L_{kp} 'ye göre çok büyük ve çıkış akım kaynağı olduğu için giriş gerilimi L_m üzerine düşer ve mıknatıslanma endüktans akımı lineer olarak artmaya başlar. Bu aralıkta T_r trafosu üzerinden çıkışa enerji aktarılmaktadır. Anahtarın sinyali kesilir ve bu aralık sona erer.

Aralık 3 (Şekil 3.14 (d)): S_1 anahtarının sinyali kesilir ve bu aralık başlar. D_{o1} ve D_{o2} arasında tekrar komütasyon başlar. Sekonder kısa devre olduğu için mıknatıslanma endüktans akımı sabit kalır ve giriş gerilimi ters yönde kaçak endüktans üzerine uygulanır. Kaçak endüktans, enerjisini giriş gerilim kaynağına aktararak resetlenmeye başlar. Eş zamanlı olarak i_{Do1} azalmakta ve i_{Do2} artmaktadır. Kaçak endüktans akımı resetlenir ve bu aralık sona erer. Bu aralık için aşağıdaki eşitlikler geçerlidir.

$$i_{Lkp} = \frac{I_{Lo}}{n} - \frac{V_{in}}{2} \frac{1}{L_{kp}} (t - t_2) \quad (3.36)$$

$$i_{Do1} = I_{Lo} - \frac{1}{2} \frac{V_{in}}{2} \frac{1}{L_{kp}} n (t - t_2) \quad (3.37)$$

$$i_{Do2} = 0 + \frac{1}{2} \frac{V_{in}}{2} \frac{1}{L_{kp}} n (t - t_2) \quad (3.38)$$

Aralık 4 (Şekil 3.14 (e)): Kaçak endüktans resetlenir ve bu aralık başlar. Dönüştürücü tekrar başlangıç durumuna döner. Mıknatıslanma akımını sekonder sargılar sürdürmektedir. S_2 anahtarının sinyali uygulanır ve S_1 anahtarına sinyal uygulandığı zaman oluşan aralıkların eş değerleri S_2 anahtarı için tekrar oluşur. Bu aralık için aşağıdaki eşitlikler geçerlidir.

$$i_{Do1} = \frac{I_{Lo}}{2} - n \frac{I_{Lm}(t_3)}{2} \quad (3.39)$$

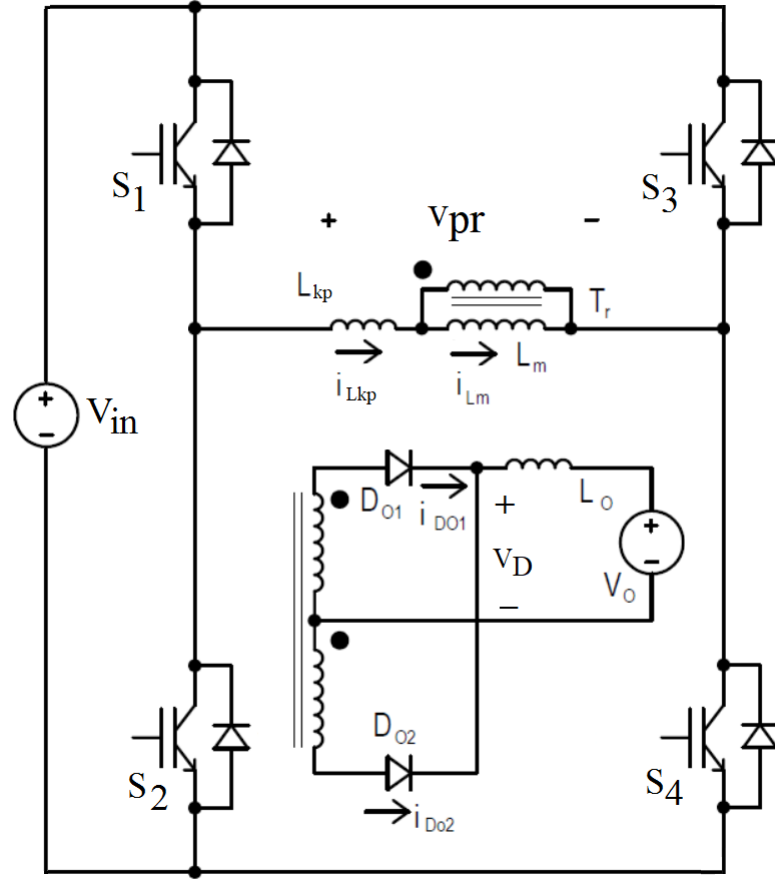
$$i_{Do2} = \frac{I_{Lo}}{2} + n \frac{I_{Lm}(t_3)}{2} \quad (3.40)$$

Şekil 3.15’de görüleceği gibi komütasyon süreleri boyunca v_D sıfır değerini almaktadır. v_D , Şekil 3.13’de gösterilmiştir. Çıkış gerilimi v_D ’nin ortalamasına eşittir. Dolayısı ile komütasyon aralıklarında çıkışa enerji aktarılamamaktadır. Bu yüzden trafonun kaçak endüktansı sebeple güç aktarımına olumsuz etki etmektedir. Frekans arttıkça kaçak endüktansın daha çok düşürülmesi gereklidir. Komütasyon aralıkları ihmal edilirse çıkış gerilimi aşağıdaki şekilde yazılabilir.

$$V_o = \frac{V_i}{n} \lambda \quad (3.41)$$

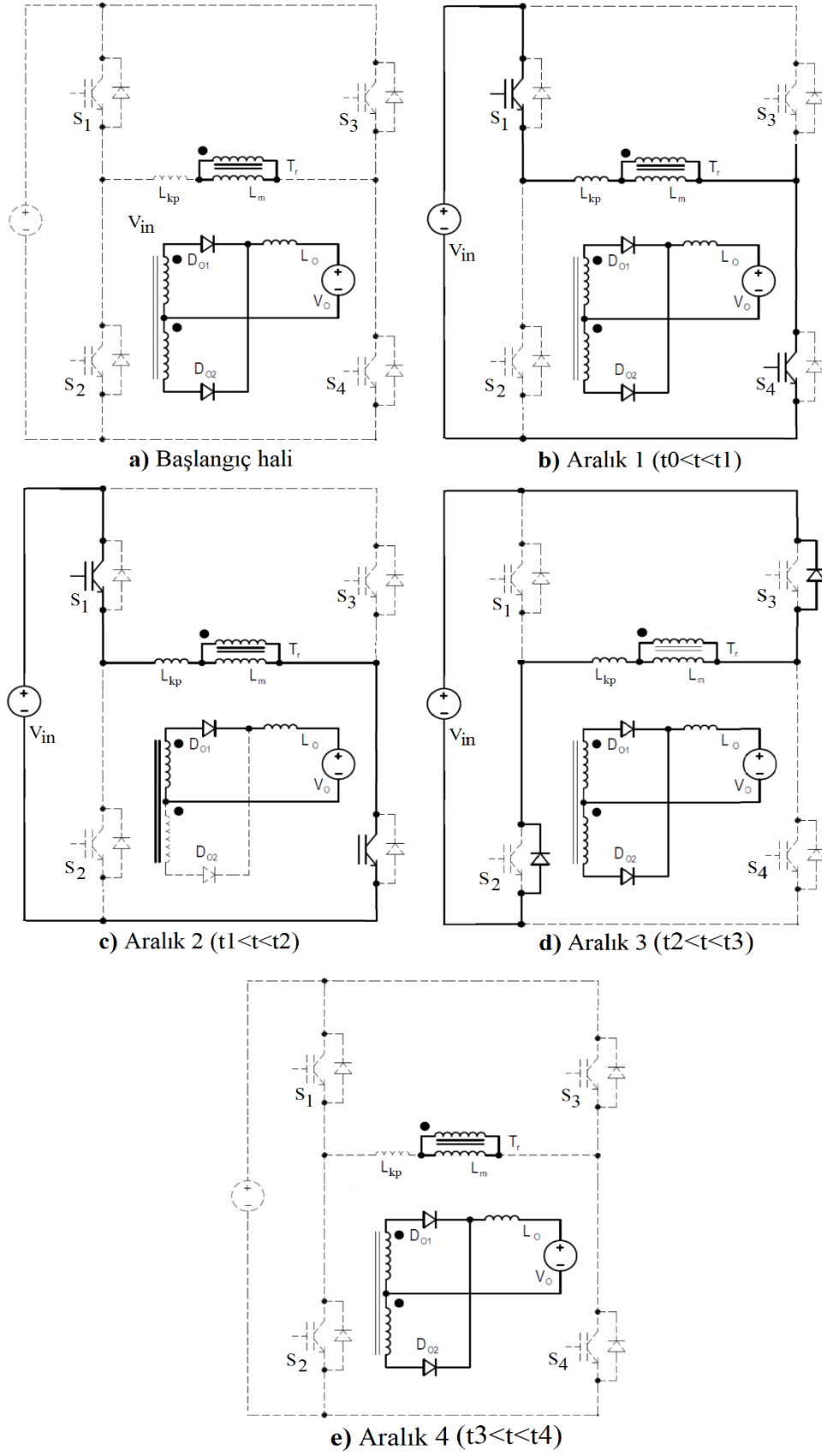
3.6 İzoleli Tam Köprü DC-DC Dönüştürücü

İzoleli tam köprü DC-DC dönüştürücü temel devre şeması Şekil 3.16’da verilmiştir.

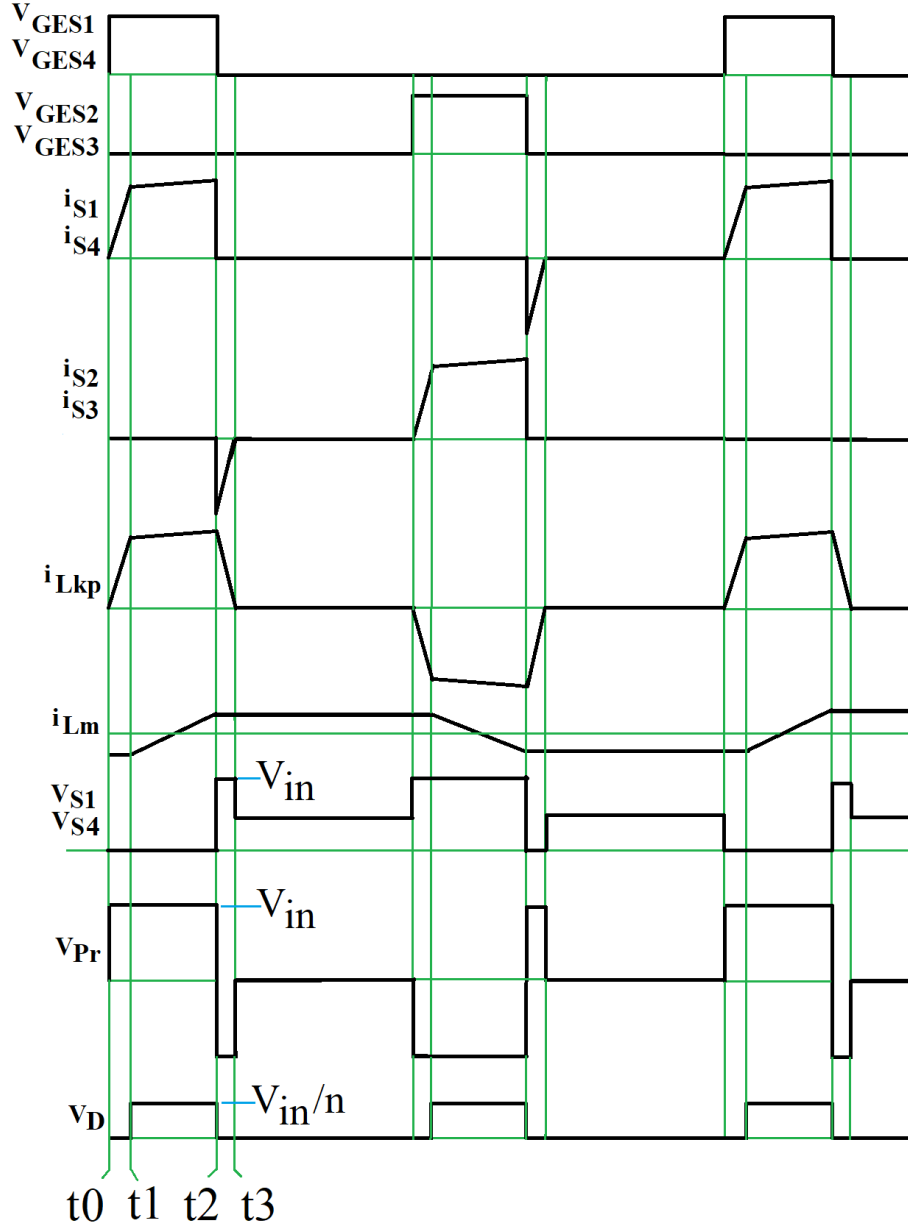


Şekil 3.16 İzoleli tam köprü DC-DC dönüştürücünün temel devre şeması

Dönüştürücünün temel çalışma aralıkları Şekil 3.17’de verilmiştir. Şekil 3.17’de, çalışma simetrik olduğu için yalnızca pozitif alternans için çalışma aralıkları verilmiştir. Dönüştürücünün PWM kontrol ile çalışması yarım köprü doğrultucuya benzemektedir. n , trafonun primer/sekonder dönüşüm oranını, V_{in} giriş gerilimini ifade etmektedir. S_1 ile S_4 , S_3 ile S_2 anahtarları eş zamanlı sürülmektedir. S_1 ile S_2 ve S_3 ile S_4 anahtarlarının sürme sinyalleri arasında min. ölü zaman kadar boşluk bırakılması gereklidir. Primer gerilimi yarım köprü doğrultucuya göre 2 katına çıkmaktadır. Trafo dönüşüm oranı, eş değer yarım köprü ve iki anahtarlı ileri yönlü doğrultucuların iki katıdır. Bundan dolayı anahtar ve primer akımı bu dönüştürücü eş değerlerine göre yarı değerdedir. Bu sebeplerle diğer dönüştürücülere göre daha yüksek güçlerde uygulanmaktadır. Dört anahtar olduğu için sürme, diğer dönüştürücülere göre daha maliyetlidir.



Şekil 3.17 Tam köprü DC-DC dönüştürücünün temel çalışma aralıkları



Şekil 3.18 Tam köprü DC-DC dönüştürücünün temel dalga şekilleri

Başlangıç durumu (Şekil 3.17 (a)): Anahtarların sinyali uygulanmadan önce dönüştürücü serbest geçiş aralığındadır. Mıknatıslanma akımını sekonder sağlamaktadır. n , trafonun dönüşüm oranı olmak üzere (3.29) -(3.32) denklemleri bu aralık için de geçerlidir. S_1 ve S_4 anahtarlarının sinyali uygulanır ve bu aralık sona erer.

Aralık 1 (Şekil 3.17 (b)): S_1 ve S_4 anahtarlarının sinyali uygulanır ve bu aralık başlar. D_{o1} ile D_{o2} arasında komütasyon başlar. Sekonder kısa devre olduğu için mıknatıslanma endüktans akımı sabit kalır ve giriş gerilimi kaçak endüktans L_{kp}

üzerine uygulanır. i_{Lkp} artar. Eş zamanlı olarak i_{Do1} artmakta ve i_{Do2} azalmaktadır. D_{o2} kesime gider ve bu aralık sona erer. Bu aralık için aşağıdaki eşitlikler geçerlidir.

$$i_{Lkg} = \frac{V_{in}}{L_{kp}}(t - t_0) \quad (3.42)$$

$$i_{Do1} = \frac{I_{Lo}}{2} + \frac{1}{2} \frac{V_{in}}{L_{kp}} n(t - t_0) \quad (3.43)$$

$$i_{Do2} = \frac{I_{Lo}}{2} - \frac{1}{2} \frac{V_{in}}{L_{kp}} n(t - t_0) \quad (3.44)$$

Aralık 2 (Şekil 3.17 (c)): D_{o2} kesime gider ve bu aralık başlar. Komütasyon bittiğinde L_m , L_{kp} 'ye göre çok büyük ve çıkış akım kaynağı olduğu için giriş gerilimi L_m üzerine düşer ve mıknatıslanma endüktans akımı lineer olarak artmaya başlar. Anahtarın sinyali kesilir ve bu aralık sona erer.

Aralık 3 (Şekil 3.17 (d)): S_1 ve S_4 anahtarlarının sinyali kesilir ve bu aralık başlar. D_{o1} ve D_{o2} arasında tekrar komütasyon başlar. Sekonder kısa devre olduğu için mıknatıslanma endüktans akımı sabit kalır ve giriş gerilimi ters yönde kaçak endüktans üzerine uygulanır. Kaçak endüktans, enerjisini giriş gerilim kaynağına aktararak resetlenmeye başlar. Eş zamanlı olarak i_{Do1} azalmakta ve i_{Do2} artmaktadır. Bu aralık için aşağıdaki eşitlikler geçerlidir.

$$i_{Lkp} = \frac{I_{Lo}}{n} - V_{in} \frac{1}{L_{kp}}(t - t_2) \quad (3.45)$$

$$i_{Do1} = I_{Lo} - \frac{1}{2} V_{in} \frac{1}{L_{kp}} n(t - t_2) \quad (3.46)$$

$$i_{Do2} = 0 + \frac{1}{2} V_{in} \frac{1}{L_{kp}} n(t - t_2) \quad (3.47)$$

Kaçak endüktans akımı resetlenir ve bu aralık sona erer.

Aralık 4 (Şekil 3.17 (e)): Kaçak endüktans resetlenir ve bu aralık başlar. Dönüştürücü tekrar başlangıç durumuna döner. Mıknatıslanma akımını sekonder sargılar sürdürmektedir. S_2 ve S_3 anahtarlarının sinyali uygulanır ve S_1 ve S_4 anahtarlarına sinyal uygulandığı zaman oluşan aralıkların eş değerleri S_2 ve S_3 anahtarları için tekrar oluşur. (3.39) ve (3.40) eşitlikleri bu aralık için de geçerlidir. Komütasyon aralıkları ihmal edilirse çıkış gerilimi aşağıdaki şekilde yazılabilir.

$$V_o = 2 \frac{V_i}{n} \lambda \quad (3.48)$$

3.7 Push-Pull DC-DC Dönüştürücü

Push-pull dönüştürücü temel devre şeması Şekil 3.19'da, çalışma aralıkları Şekil 3.20'de ve temel dalga şekilleri Şekil 3.21'de verilmiştir.

Bu dönüştürücüde de her bir anahtarın doluluk oranı λ , 0.5'in altında seçilir ancak çıkış gerilimi doğrultularak elde edildiği için efektif doluluk oranı 1'e kadar çıkabilir.

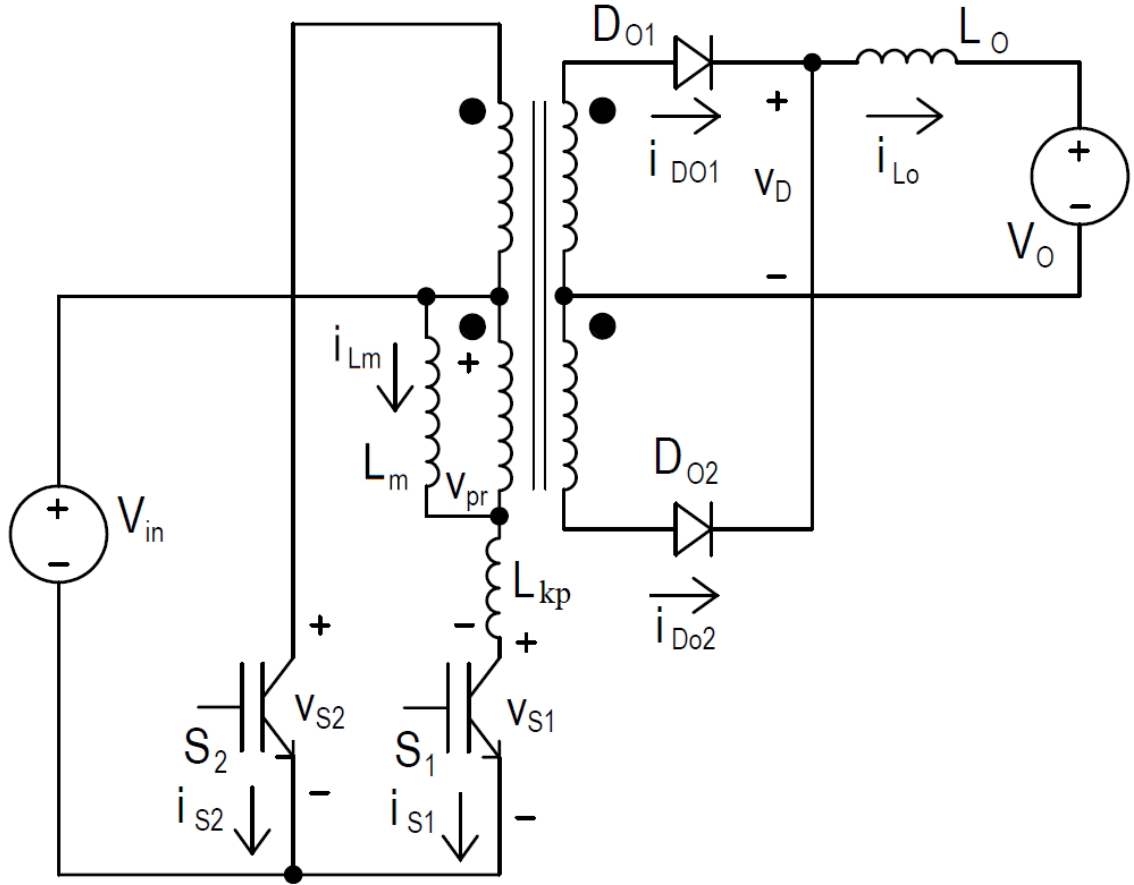
Trafo sayesinde yüksek dönüşüm oranı ve çıkış izolasyonu sağlanır. Trafo nüvesi çift yönlü çalışmaktadır.

Çıkış frekansı anahtarlama frekansının iki katıdır. Anahtarların emiter/source uçları ortak olduğu için sürme diğer çok anahtarlı dönüştürücülere göre basittir. Ancak, primeri ortak uçlu trafo gerektirmekte ve anahtarlar giriş geriliminin 2 katına maruz kalmaktadır. Trafonun kaçak endüktas enerjileri geri kazanılamamaktadır. Kaçak endüktanslara karşı önlem alınmalıdır.

Anahtarların doluluk oranı birbirine eşittir ve aralarında 180 derece faz farkı vardır. Sürme sinyalleri arasında min. ölü zaman kadar boşluk bırakılması gereklidir.

Anahtar akımları tam köprü dönüştürücüde olduğu gibi yarım köprü dönüştürücüye göre düşüktür. Anahtar elemanlar üzerinde ilave gerilim stresi olduğu için daha çok düşük giriş gerilimine sahip uygulamalarda tercih edilmektedir.

Sürme yapısı basit olduğu için düşük giriş gerilimine sahip uygulamalar için diğer dönüştürücülere göre daha caziptir. n, trafonun primer/sekonder dönüşüm oranı olmak üzere komütasyon aralıkları ihmal edilirse çıkış gerilimi için (3.48) eşitliği geçerlidir.

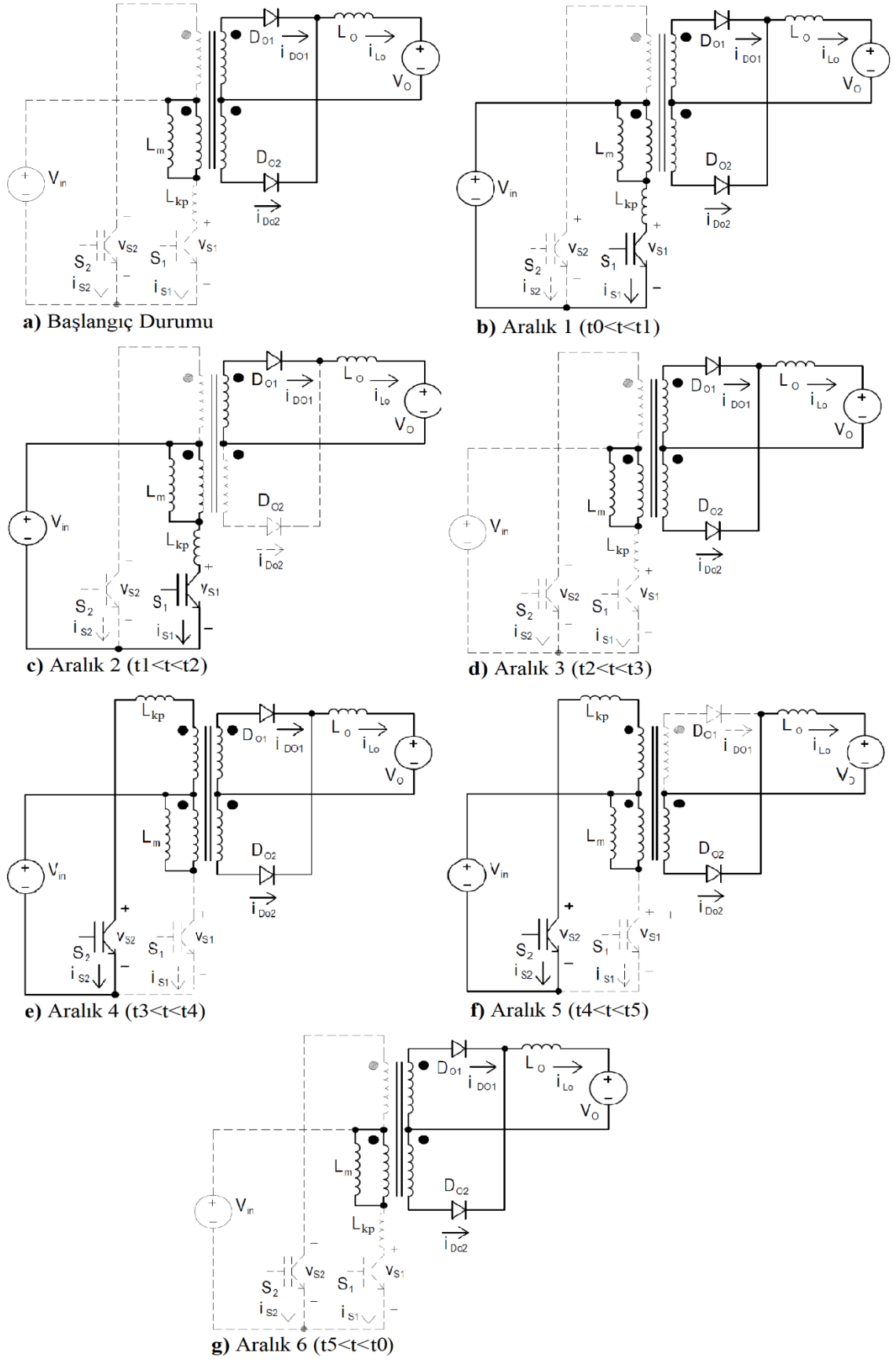


Şekil 3.19 Push-pull DC-DC dönüştürücünün temel devre şeması

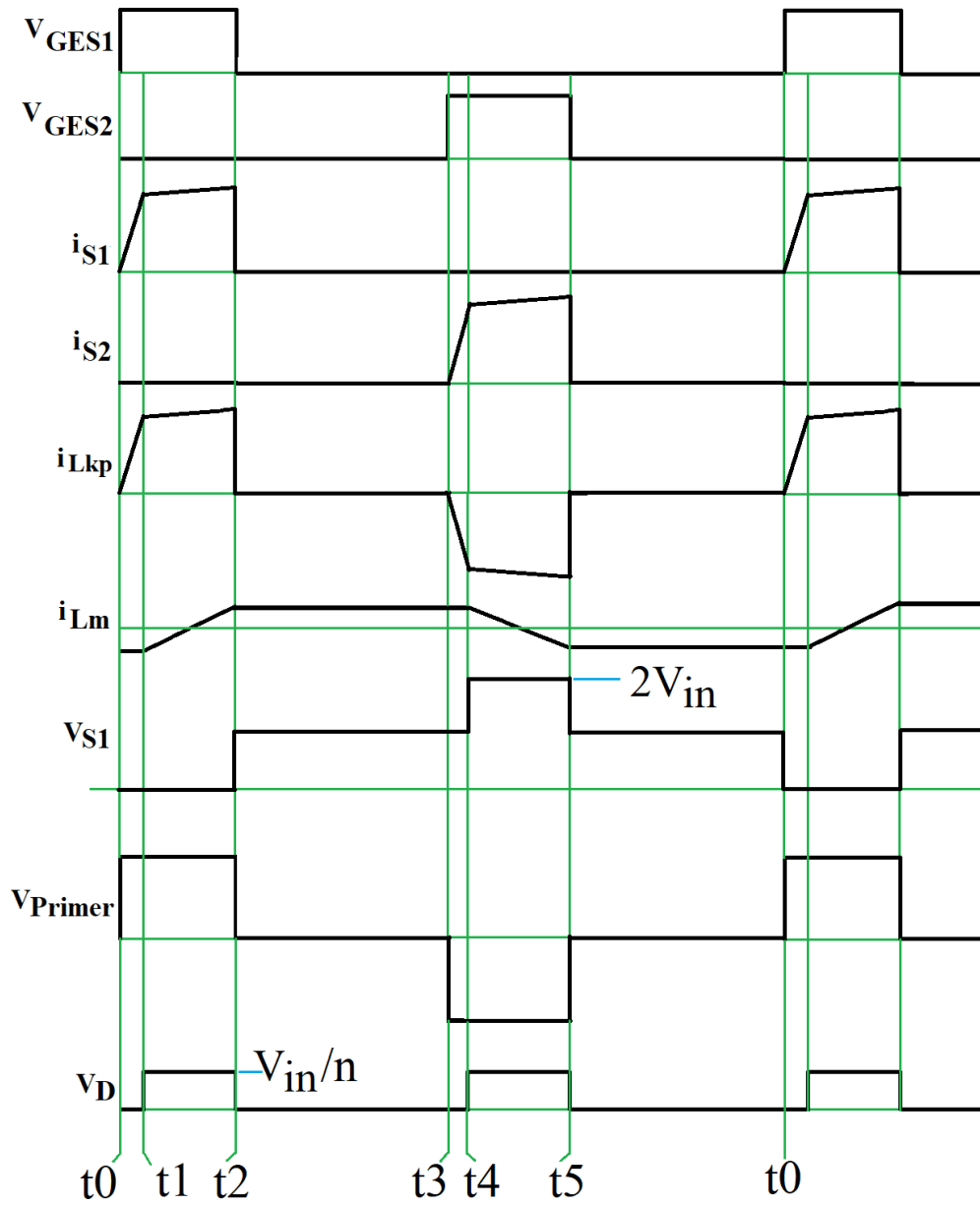
Başlangıç durumu (Şekil 3.20 (a)): Anahtarların sinyali uygulanmadan önce dönüştürücü serbest geçiş aralığındadır. Mıknatıslanma akımını sekonder sağlamaktadır. n , trafonun dönüşüm oranı olmak üzere (3.29) -(3.32) denklemleri bu aralık için de geçerlidir. S_1 anahtarının sinyali uygulanır ve bu aralık sona erer.

Aralık 1 (Şekil 3.20 (b)): S_1 anahtarının sinyali uygulanır ve bu aralık başlar. D_{o1} ile D_{o2} arasında komütasyon başlar. Sekonder kısa devre olduğu için mıknatıslanma endüktans akımı sabit kalır ve giriş gerilimi kaçak endüktans L_{kp} üzerine uygulanır. i_{Lkg} artar. Eş zamanlı olarak i_{Do1} artmakta ve i_{Do2} azalmaktadır. D_{o2} kesime gider ve bu aralık sona erer. (3.42) -(3.44) eşitlikleri bu aralık için de geçerlidir.

Aralık 2 (Şekil 3.20 (c)): D_{o2} kesime gider ve bu aralık başlar. Komütasyon bittiğinde L_m , L_{kp} 'ye göre çok büyük ve çıkış akım kaynağı olduğu için giriş gerilimi L_m üzerine düşer ve mıknatıslanma endüktans akımı lineer olarak artmaya başlar. Anahtarın sinyali kesilir ve bu aralık sona erer.



Şekil 3.20 Push-pull DC-DC dönüştürücünün temel çalışma aralıkları

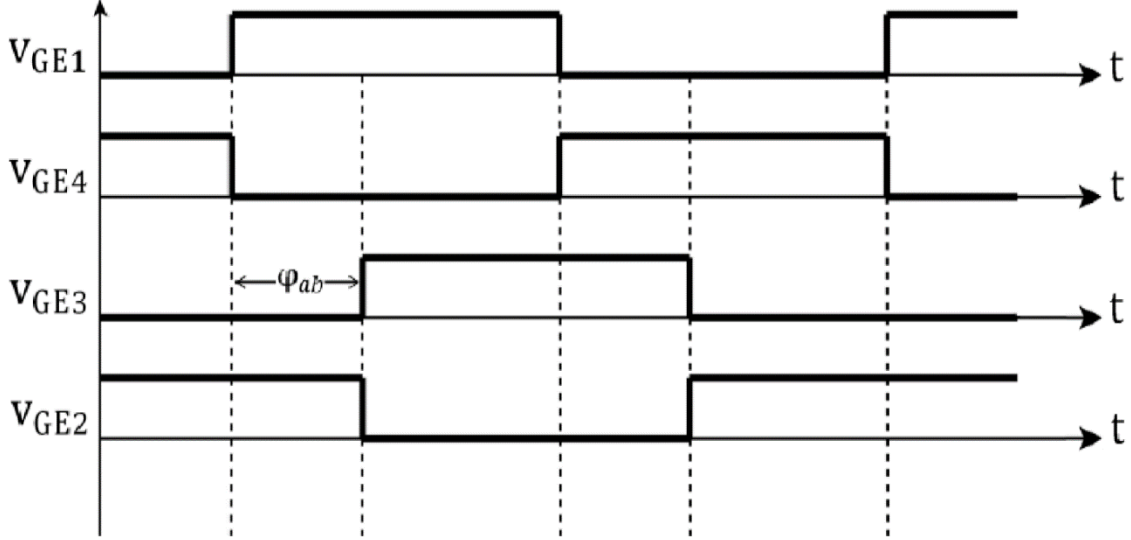


Şekil 3.21 Push-pull DC-DC dönüştürücünün temel dalga şekilleri

Aralık 3 (Şekil 3.20 (d)): S_1 anahtarının sinyali kesilir ve bu aralık başlar. L_{kp} 'nin resetlenmesi için önlem alınmalıdır. L_{kp} resetlenir. D_{o1} ve D_{o2} mıknatıslanma akımını devam ettirecek ve toplamı çıkış akımı I_{Lo} 'ya eşit olacak şekilde çıkış akımını paylaşırlar. (3.39) ve (3.40) denklemleri bu aralık için de geçerlidir. Sekonder kısa devre olduğu için mıknatıslanma endüktans akımı sabit kalır. Mıknatıslanma akımını sekonder sürdürmektedir. S_2 anahtarının sinyali uygulanır ve bu aralık sona erer. S_1 anahtarına sinyal uygulandığı zaman oluşan aralıkların eş değerleri S_2 anahtarı için tekrar oluşur.

3.8 Faz Kaydırmalı Tam Köprü DC-DC Dönüştürücü

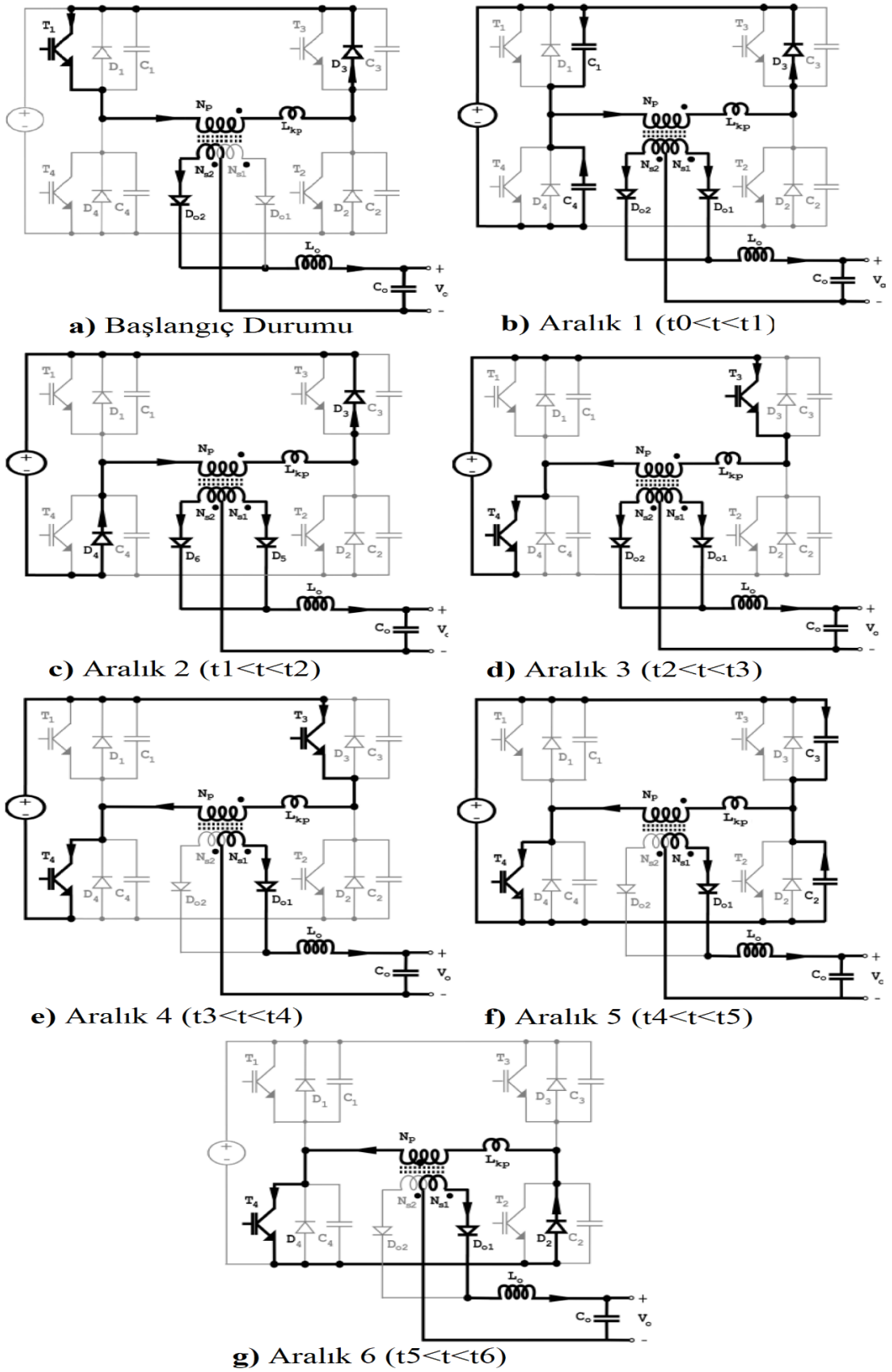
Faz kaydırmalı tam köprü DC-DC dönüştürücünün kontrol sinyalleri Şekil 3.22’de, çalışma aralıkları Şekil 3.23’de verilmiştir.



Şekil 3.22 Faz kaydırmalı tam köprü DC-DC dönüştürücünün kontrol sinyalleri

Faz kaydırmalı tam köprü dönüştürücü yumuşak anahtarlama ile çalışmaktadır. Bu kontrol yönetminde de trafo iki yönlü çalışmaktadır. Çıkış frekansı anahtarlama frekansının iki katıdır. Ancak enerji aktarımının olmadığı aralıklarda (Şekil 3.23 (a), (g)) primer kısa devre edilmekte bu yüzden bakır ve yarı iletken iletim kayıpları artmaktadır. Düşük yüklerde yumuşak anahtarlama aksadığı için bastırma kondansatörleri yeteri kadar büyük seçilememekte ve kesime gitme kayıpları artmaktadır. Ayrıca kontrol karmaşıktır. Yine de ilave bir bastırma elemanı gerektirmediği için yumuşak anahtarlamaı sağlamak amacı ile endüstride sıkça kullanılmaktadır. Tüm anahtar kontrol sinyallerinin doluluk oranı 0.5’tir. T_1 ve T_3 anahtarlarının kontrol sinyalleri arasında çıkış gerilimini kontrol amacı ile faz farkı φ_{ab} bırakılır. T_2 ve T_4 anahtarlarının kontrol sinyalleri sırası ile T_1 ve T_3 anahtarlarının eşleniğidir. Aynı faz kolundaki anahtar kontrol sinyalleri arasında ölü zaman bırakılır. n, trafonun primer/sekonder dönüşüm oranı; φ_{ab} , $T_1 - T_3$ anahtar sinyalleri arasındaki faz farkı olmak üzere çıkış gerilimi için aşağıdaki eşitlik geçerlidir.

$$V_o = 2 \frac{V_i \varphi_{ab}}{n \cdot 2\pi} \quad (3.49)$$



Şekil 3.23 Faz kaydırmalı tam köprü DC-DC dönüştürücünün çalışma aralıkları

Yumuşak Anahtarlama İleri Yönlü Dönüştürücü Örneği

4.1 Giriş

Bu bölümde ZVS ileri yönlü dönüştürücü tasarımı sunulmuştur [23]. Yapılan çalışmada dönüşüm oranını arttırmak, yumuşak anahtarlama sağlamak ve çıkış akım dalgalılığını azaltmak hedeflenmiştir. İki ileri yönlü dönüştürücü paralel bağlanmış ve sırayla çalışması sağlanmıştır. Bu sayede çıkış akım dalgalılığı azaltılmış ve filtre endüktans ve kondansatör ihtiyacı düşürülmüştür. Trafo nüvelerinin iki yönlü çalışması sağlanmıştır. İletime girmede ZVT işlemi sağlanabilmekte ve trafo kaçak endüktans enerjileri geri kazanılmaktadır. 24 V-20 A çıkış değerlerine sahip uygulama devresi ile dönüştürücünün çalışması incelenmiştir. [22]

4.2 Çalışma Prensipleri ve Analiz

Sunulan dönüştürücünün devre şeması Şekil 4.1’de verilmiştir. Tr_1 ve Tr_2 dönüştürücünün trafolarını, L_{kp1} ve L_{kp2} trafoların kaçak endüktanslarını, L_{m1} ve L_{m2} mıknatıslanma endüktanslarını, C_{S1} ve C_{S2} dönüştürücünün bastırma kondansatörlerini ifade etmektedir. C_1 ve C_c kondansatörlerinin sızgıları bir anahtarlama periyodu içinde gerilim kaynağı Kabul edilebilecek kadar büyüktür.

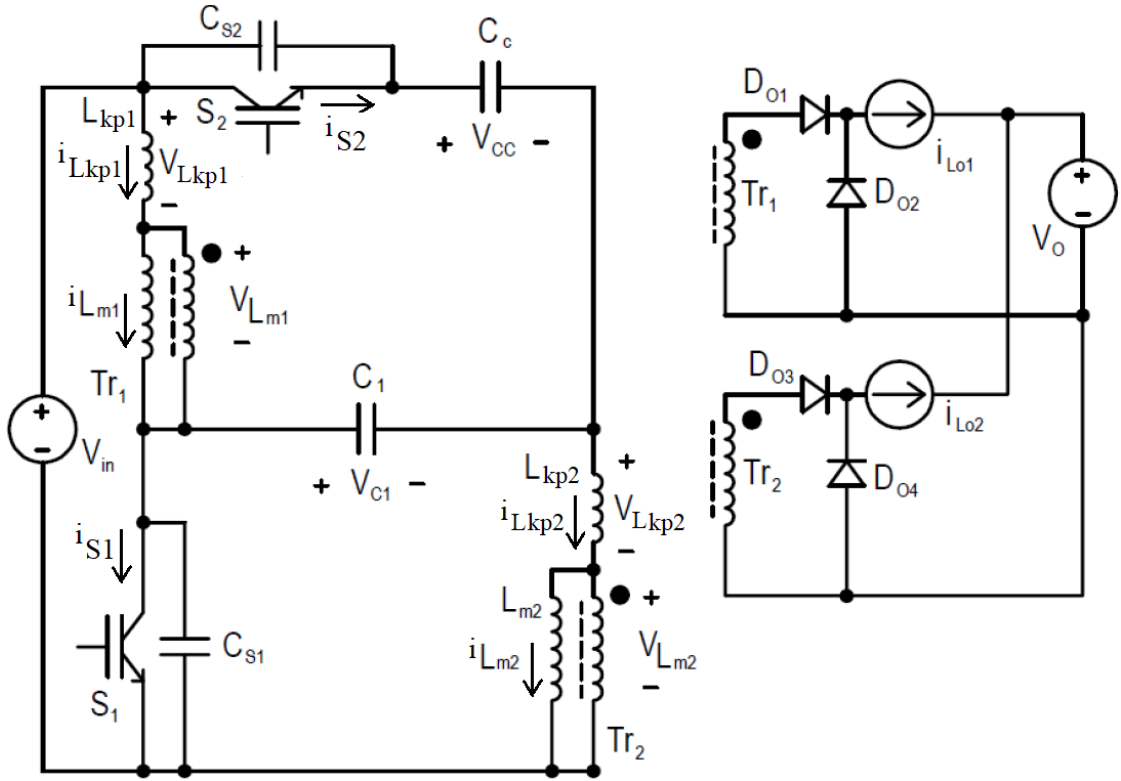
λ , S_1 anahtarının doluluk oranı olmak üzere V_{CC} ve V_{C1} gerilimleri için aşağıdaki eşitlikler geçerlidir.

$$V_{CC} = \frac{V_{in}(2\lambda-1)}{\lambda-1} \quad (4.1)$$

$$V_{C1} = V_{in} \quad (4.2)$$

S_1 ve S_2 üzerine gelen gerilimin tepe değeri aşağıda verilmiştir.

$$V_{S1} = 2V_{in} - \frac{V_{in}(2\lambda-1)}{\lambda-1} \quad (4.3)$$



Şekil 4.1 Yumuşak anahtarlama ileri yönlü dönüştürücü örneğinin devre şeması

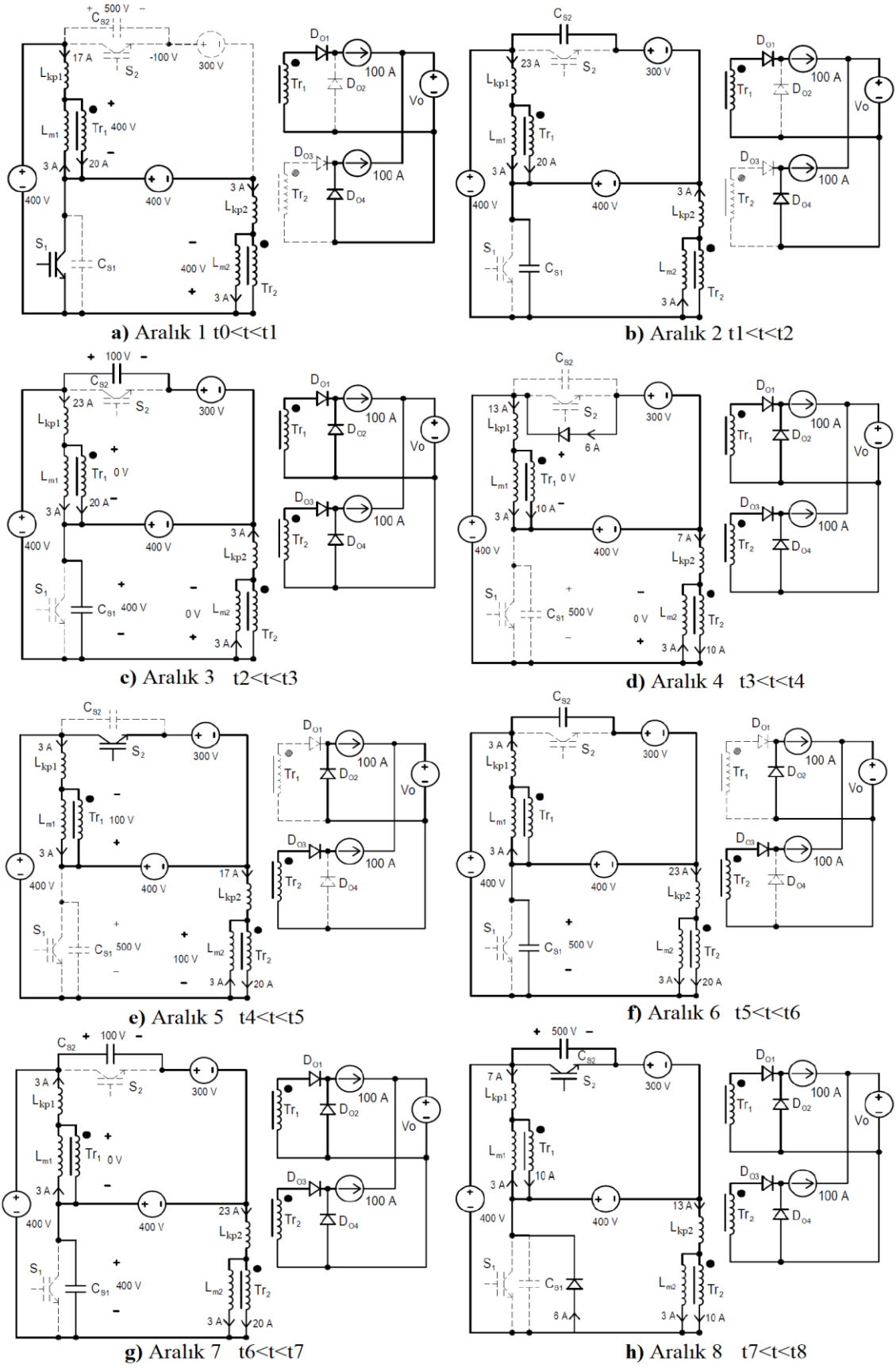
$V_{in} = 400 \text{ V}$, $\lambda = 0.2$, $L_{kp1} = L_{kp2}$, $C_{s1} = C_{s2}$, trafo dönüşüm oranları primer/sekonder=5, için örnek bir çalışma periyodu Şekil 4.2’de verilmiştir.

Aralık 1 (Şekil 4.2 (a)): S_1 anahtarının sinyali uygulanır, sekonder tarafta akım aktarımı sonlanır D_{O2} ve D_{O3} kesime gider ve Aralık 1 başlar. Bu aralığın başında gerilim ve akımların değer ve yönleri Şekil 4.2 (a)’da gösterildiği gibidir. Tr_1 trafosu ile çıkışa enerji aktarılmaktadır. Mıknatıslanma endüktans akımları yön değiştirmektedir. L_{m1} üzerine pozitif yönde giriş gerilimi (400V), L_{m2} üzerine ters yönde V_{C1} gerilimi (-400V) uygulanmaktadır. Kaçak endüktanslar mıknatıslanma endüktanslarına göre çok küçük ve çıkış akım kaynağı olduğu için bu aralıkta kaçak endüktas gerilimleri sıfır kabul edilebilir. Bu aralıkta aşağıdaki eşitlikler geçerlidir.

$$i_{Lm1} = -3 + \frac{400}{L_{m1}}(t - t_0) \quad (4.4)$$

$$i_{Lm2} = 3 - \frac{400}{L_{m2}}(t - t_0) \quad (4.5)$$

S_1 anahtarının sinyali kesilir ve bu aralık sona erer.



Şekil 4.2 Örnek yumuşak anahtarlama ileri yönlü dönüştürücünün çalışma aralıkları

Aralık 2 (Şekil 4.2 (b)): S_1 anahtarının sinyali kesilir ve Aralık 2 başlar. S_1 anahtarı C_{s1} ve C_{s2} kondansatörleri sayesinde ZVS altında kesime gider. Aralığın başında gerilim ve akımların değer ve yönleri Şekil 4.2 (b)'de gösterildiği gibidir. Mıknatıslanma akımları önceki aralığa göre yön değiştirmiştir. Bu aralıkta sabit akımla C_{s1} şarj, C_{s2} deşarj olmaktadır. $23 + 3 = 26$ A akımı, C_{s1} ve C_{s2} kondansatörleri sığaları ile orantılı olarak paylaşırlar. Aralık kısa ve L_{m1} ile L_{m2} değerleri büyük olduğu mıknatıslanma endüktanslarının akımları sabit kabul edilebilir. Bu aralık için aşağıdaki eşitlikler geçerlidir.

$$v_{Cs1} = \frac{23}{C_{s1}+C_{s2}} (t - t_1) \quad (4.6)$$

$$v_{Cs2} = 500 - \frac{23}{C_{s1}+C_{s2}} (t - t_1) \quad (4.7)$$

v_{Cs1} 400 V'a ulaşır, D_{O2} ve D_{O3} ilettime girer ve bu aralık sona erer.

Aralık 3 (Şekil 4.2 (c)): D_{O2} ve D_{O3} ilettime girer ve bu aralık başlar. Aralığın başında gerilim ve akım değerleri ve yönleri Şekil 4.2 (c)'de gösterildiği gibidir. Trafoların sekonderleri kısa devredir. V_{in} , L_{kp1} , L_{kp2} , C_{s1} ve C_{s2} arasında rezonans mevcuttur. v_{Cs1} artmakta, v_{Cs2} azalmaktadır. Bu gerilimlerin değişim miktarları eşittir. i_{Lkp1} azalmakta, i_{Lkp2} artmaktadır. i_{Lkp1} azaldıkça D_{O1} çıkış diyodunun akımı azalmaktadır. i_{Lkp2} arttıkça D_{O4} çıkış diyodunun akımı azalmaktadır. i_{Lkp1} ve i_{Lkp2} akımlarının değişim miktarı eşittir. Eş zamanlı olarak $v_{Cs1} = 500V$, $v_{Cs2} = 0V$ olur, S_2 'nin ters diyodu ilettime girer ve bu aralık sona erer.

Aralık 4 (Şekil 4.2 (d)): S_2 'nin ters diyodu ilettime girer ve bu aralık başlar. Aralığın başında gerilim ve akım değer ve yönleri Şekil 4.2 (d)'de gösterildiği gibidir. Bu aralık boyunca L_{kp1} 100 V gerilim ile resetlenmekte ve L_{kp2} 100 V gerilim ile enerjilenmektedir. D_{O1} ve D_{O4} diyotlarının akımları azalmaya devam etmektedir. Bu aralık için aşağıdaki eşitlikler geçerlidir.

$$i_{Lkp1} = 13 - \frac{100}{L_{kp1}} (t - t_3) \quad (4.8)$$

$$i_{Lkp2} = 7 + \frac{100}{L_{kp2}} (t - t_3) \quad (4.9)$$

$i_{Lkp1} = 3$ A değerine düşüp, $i_{Lkp2} = 17$ A değerine çıkınca D_{O1} ve D_{O4} kesime gider ve bu aralık sona erer. Bu aralıkta S_2 'nin sinyali uygulanır ve S_2 ZVT ile ilettime girer.

Aralık 5 (Şekil 4.2 (e)): D_{O1} ve D_{O4} kesime gider ve bu aralık başlar. Aralığın başında gerilim ve akım değer ve yönleri Şekil 4.2 (e)'de gösterildiği gibidir. T_{r2} trafosu ile çıkışa enerji aktarılmaktadır. Mıknatıslanma ve kaçak endüktans akımları yön değiştirmektedir. L_{m1} üzerine $-100V$, L_{m2} üzerine $100 V$ uygulanmaktadır. Kaçak endüktanslar mıknatıslanma endüktanslarına göre çok küçük ve çıkış akım kaynağı olduğu için bu aralıkta kaçak endüktas gerilimleri sıfır kabul edilebilir. Bu aralıkta aşağıdaki eşitlikler geçerlidir.

$$i_{Lm1} = 3 - \frac{100}{L_{m1}}(t - t_4) \quad (4.10)$$

$$i_{Lm2} = -3 + \frac{100}{L_{m2}}(t - t_4) \quad (4.11)$$

S_2 'nin sinyali kesilir ve bu aralık sona erer.

Aralık 6 (Şekil 4.2 (f)): S_2 'nin sinyali kesilir ve bu aralık başlar. Aralığın başında gerilim ve akım değer ve yönleri Şekil 4.2 (f)'de gösterildiği gibidir. Bu aralıkta sabit akımla C_{s1} deşarj, C_{s2} şarj olmaktadır. $23 + 3 = 26 A$ akımı C_{s1} ve C_{s2} kondansatörleri sızgıları ile orantılı olarak paylaşırlar. C_{s1} ve C_{s2} sayesinde S_2 anahtarı ZVS altında kesime gider. Bu aralık için aşağıdaki eşitlikler geçerlidir.

$$v_{Cs1} = 500 - \frac{23}{C_{s1}+C_{s2}}(t - t_5) \quad (4.12)$$

$$v_{Cs2} = \frac{23}{C_{s1}+C_{s2}}(t - t_5) \quad (4.13)$$

v_{Cs1} $400 V$ 'a düşer, v_{Cs2} $100 V$ 'a çıkar, D_{O1} ve D_{O4} iletme girer ve bu aralık sona erer.

Aralık 7 (Şekil 4.2 (g)): D_{O1} ve D_{O4} iletme girer ve bu aralık başlar. Aralığın başında gerilim ve akım değer ve yönleri Şekil 4.2 (g)'de gösterildiği gibidir. L_{kp1} , L_{kg2} , C_{s1} ve C_{s2} arasında rezonans mevcuttur. v_{Cs1} azalmakta, v_{Cs2} artmaktadır. i_{Lkp1} artmakta, i_{Lkp2} azalmaktadır. v_{Cs1} ve v_{Cs2} gerilimlerinin değişim miktarları eşittir. v_{Cs1} sıfıra düşer, v_{Cs2} $500 V$ 'a çıkar, S_1 'in ters diyodu iletme girer ve bu aralık sona erer.

Aralık 8 (Şekil 4.2 (h)): S_1 'in ters diyodu iletme girer ve bu aralık başlar. Aralığın başında gerilim ve akım değer ve yönleri Şekil 4.2 (h)'de gösterildiği gibidir. Bu aralık boyunca giriş gerilimi ile L_{kp1} enerjilenmekte ve L_{kp2} resetlenmektedir. i_{Lkp1}

arttıkça D_{O2} çıkış diyodunun akımı azalmaktadır. i_{Lkp2} düştükçe D_{O3} çıkış diyodunun akımı azalmaktadır. Bu aralık için aşağıdaki eşitlikler geçerlidir.

$$i_{Lkg1} = 7 + \frac{400}{L_{kp1}}(t - t_7) \quad (4.14)$$

$$i_{Lkg2} = 13 - \frac{400}{L_{kp2}}(t - t_7) \quad (4.15)$$

Eş zamanlı olarak $i_{Lkp1} = 17 A$ değerine çıkar, $i_{Lkp2} = 3 A$ değerine düşer. D_{O2} ve D_{O3} kesime gider ve bu aralık sona erer. Aralık 1'e dönülür. Bu aralıkta S_1 'in sinyali uygulanmaktadır ve S_1 ZVT ile iletme girmektedir.

Örnek yumuşak anahtarlama ileri yönlü dönüştürücüye ait temel dalga şekilleri Şekil 4.3'de verilmiştir.

Anahtarların gerilim ve akım dalga şekilleri Şekil 4.4 ve Şekil 4.5'de verilmiştir.

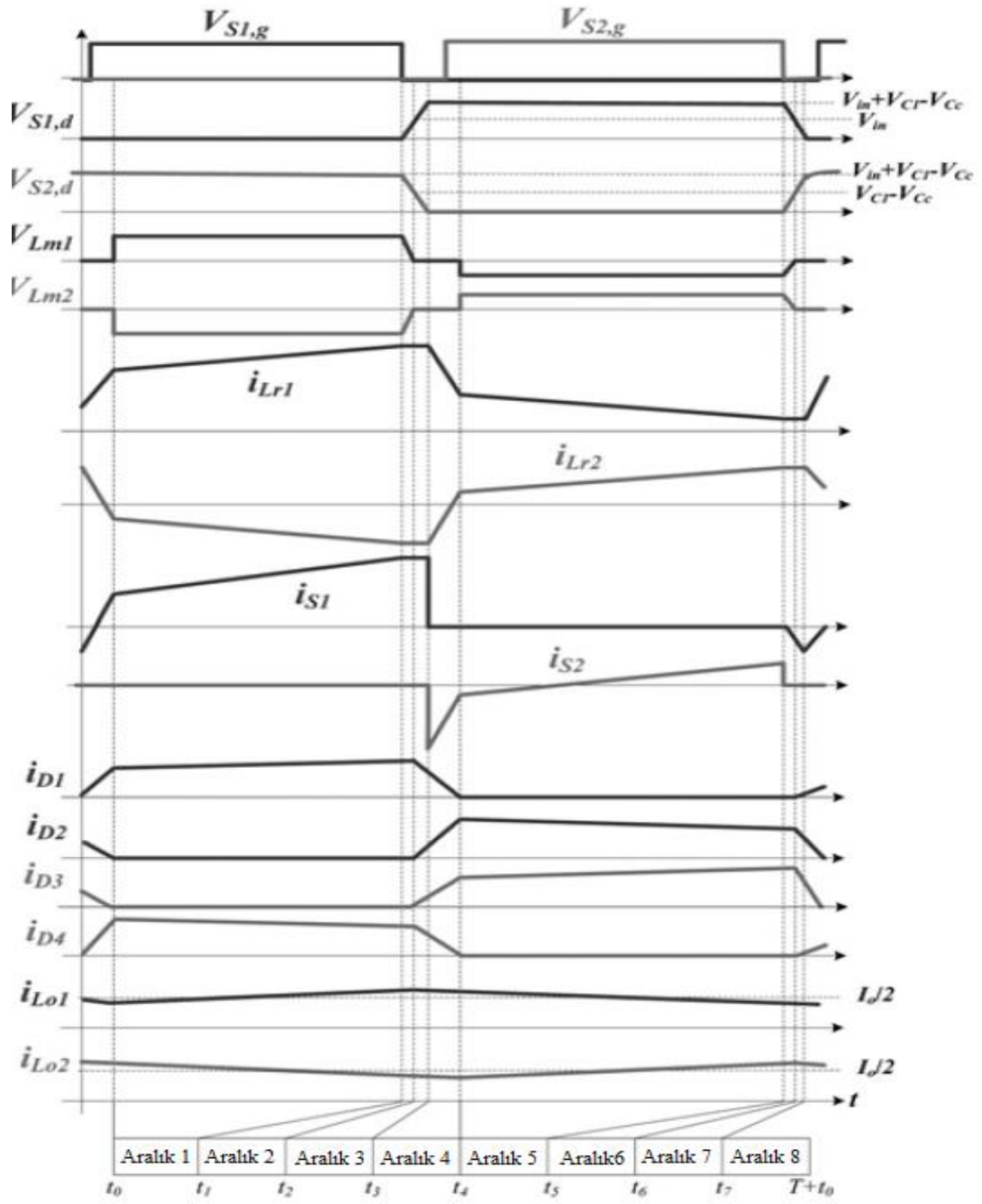
Dönüştürücünün avantaj ve dezavantajları aşağıda verilmiştir.

Dönüştürücünün Avantajları

- Trafo nüveleri iki yönlü çalışmaktadır.
- Anahtar elemanlar ZVT ile iletme, ZVS ile kesime girmektedir.
- Çıkış frekansı anahtarlama frekansının iki katıdır.

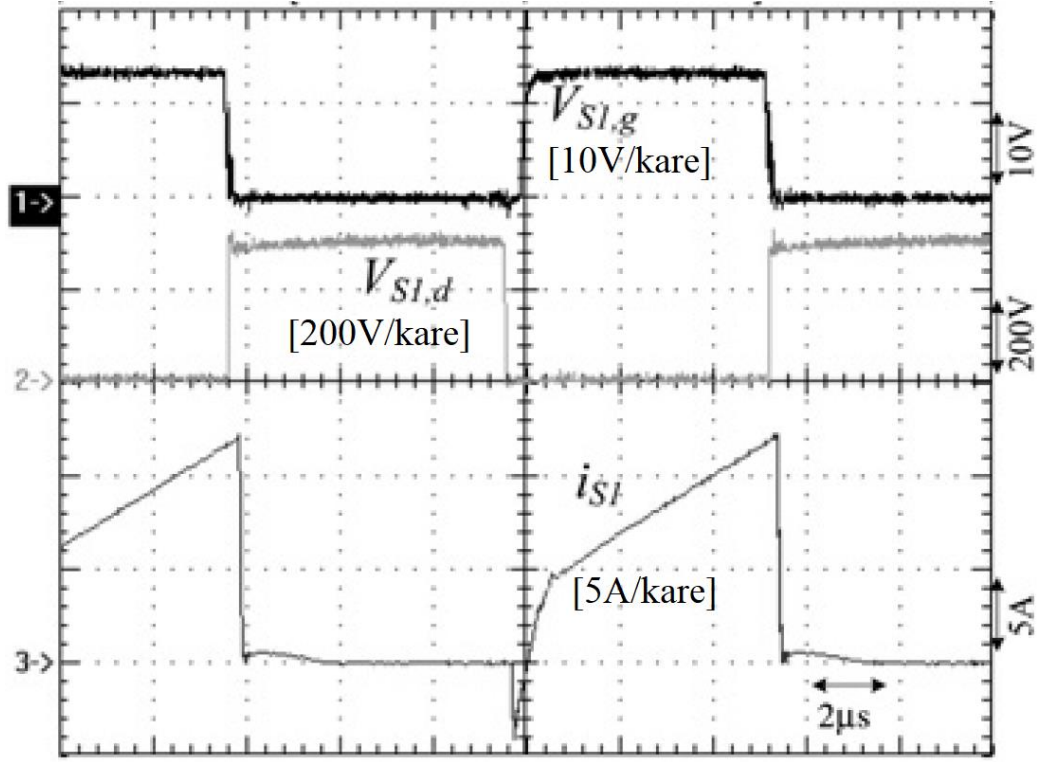
Dönüştürücünün Dezavantajları

- Her iki anahtar eleman üzerinde de ilave gerilim stresi mevcuttur.
- Bastırma kondansatörleri C_{S1} ve C_{S2} 'nin resetlenmesi çıkış akımına bağlıdır.
- İki ayrı trafo kullanılması uygulamayı zorlaştırmaktadır.
- Hafif yüklerde yumuşak anahtarlama aksamaktadır.

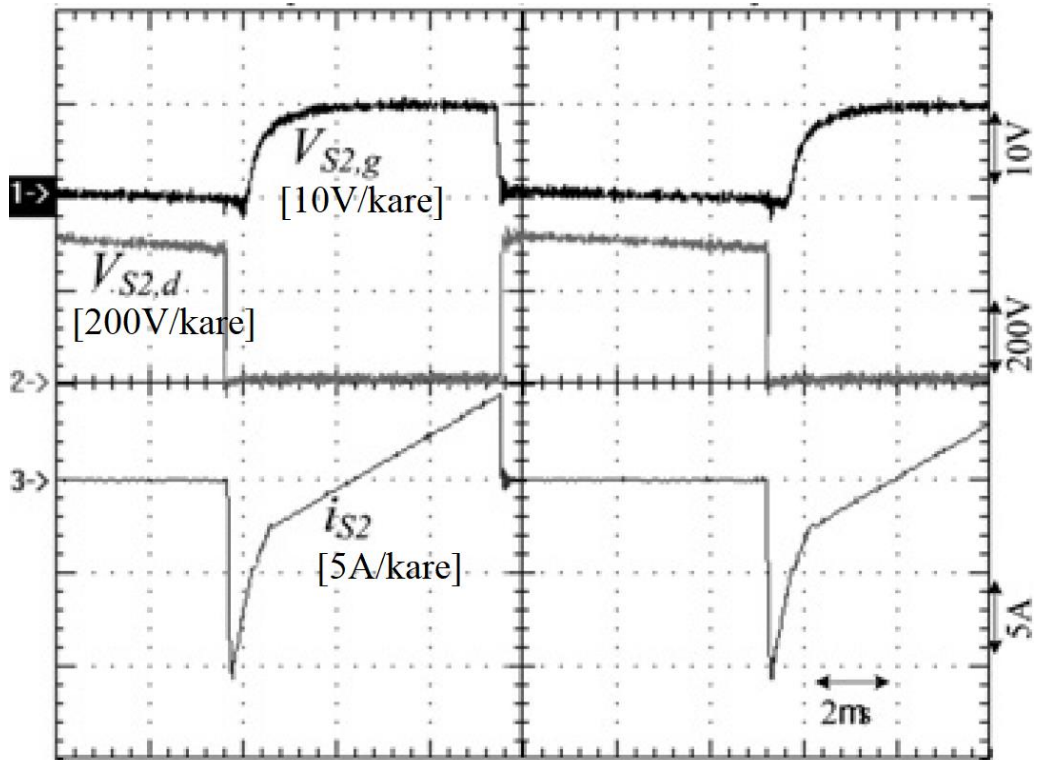


Şekil 4.3 Örnek yumuşak anahtarlama ileri yönlü dönüştürücünün temel dalga şekilleri [23]

Dönüştürücü 160 V giriş gerilimi ile uygulanmıştır. Ancak, Şekil 4.4 ve Şekil 4.5’de görüldüğü gibi anahtarlar üzerinde ilave gerilim stresi mevcuttur ve anahtarlara gelen gerilmin tepe değeri 300 V’dur.



Şekil 4.4 Örnekyumuşak anahtarlamaalı dönüştürücüde S_1 anahtarının gerilim ve akım dalga şekli [22]



Şekil 4.5 Örnekyumuşak anahtarlamaalı dönüştürücüde S_2 anahtarının gerilim ve akım dalga şekli [22]

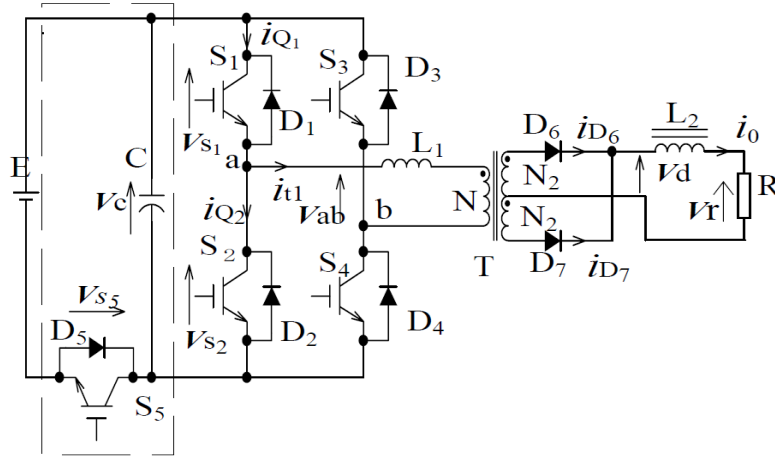
Yumuşak Anahtarlama İzoleli Tam Köprü DC-DC Dönüştürücü Örneği

5.1 Giriş

Bu bölümde DC giriş gerilimi dönüş yoluna seri anahtar bağlı, yumuşak anahtarlama için tam köprü dönüştürücüye paralel kapasitör kullanan, yumuşak anahtarlama izoleli PWM tam köprü DC-DC dönüştürücü tasarımı sunulmuştur. Dönüştürücüdeki anahtarlar ZCS ile iletme ZVS ile kesime gitmektedir. Tüm yarı iletkenler yumuşak anahtarlama ile çalışmaktadır. Hiç bir yarı iletken üzerinde ilave gerilim ve akım stresi mevcut değildir. Sunulan dönüştürücü kullanılarak 32 V – 300 A çıkış değerlerine ve 60 kHz anahtarlama frekansına sahip inverter kaynak makinesi üretilmiştir [6].

5.2 Çalışma Prensipleri ve Analiz

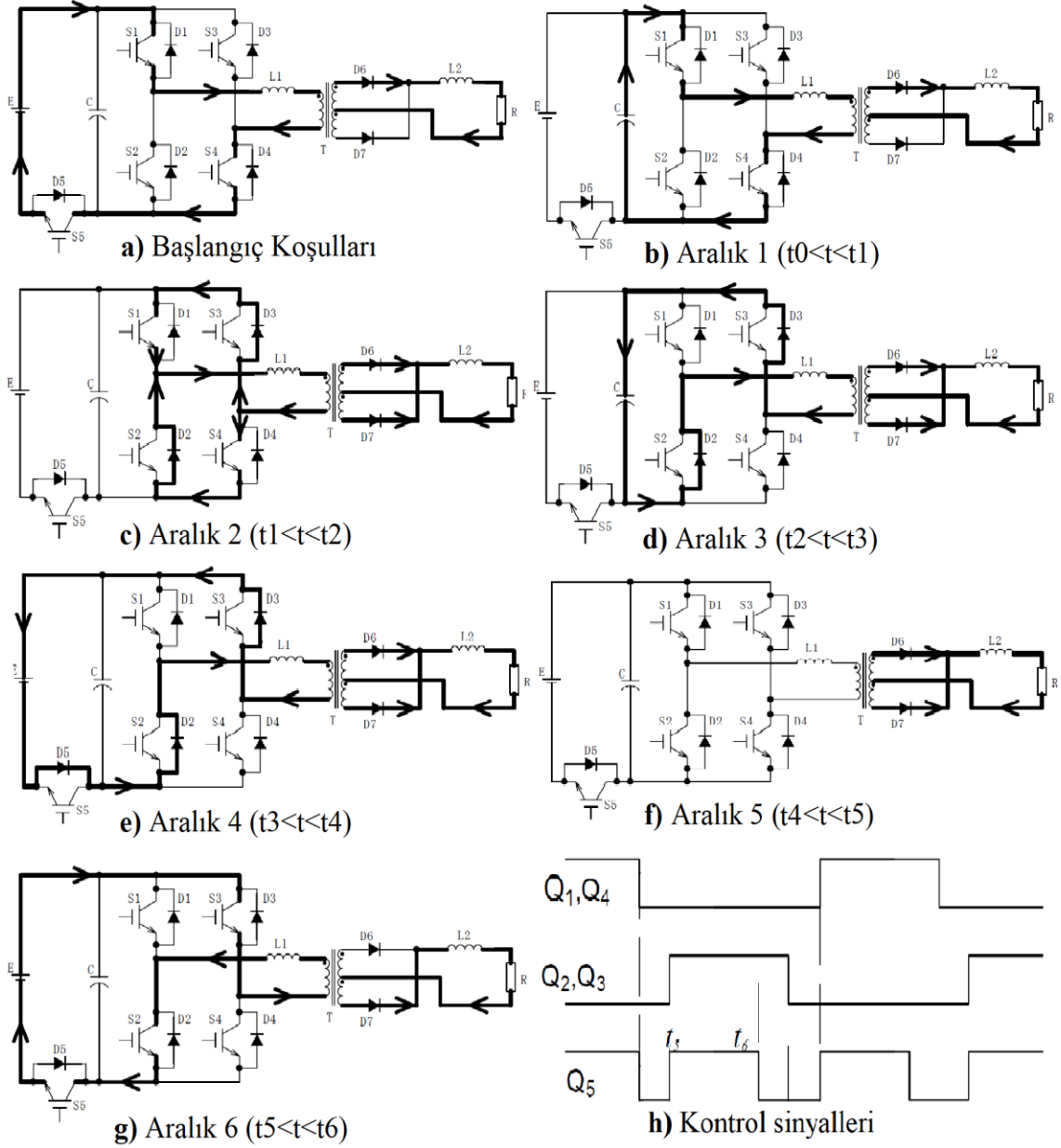
Örnek yumuşak anahtarlama izoleli tam köprü DC-DC dönüştürücünün devre şeması Şekil 5.1’de verilmiştir.



Şekil 5.1 Örnek yumuşak anahtarlama izoleli tam köprü DC-DC dönüştürücünün devre şeması [6]

T dönüştürücünün trafosunu, L_1 trafonun kaçak endüktansını, C bastırma kondansatörünü ifade etmektedir. S_1, S_2, S_3, S_4 tam köprü dönüştürücünün ana

anahtarları, S_5 dönüştürücünün yardımcı anahtarıdır. Çıkış endüktansı bir anahtarlama periyodu içinde akımı sabit kabul edilebilecek kadar büyüktür. Kontrol sinyalleri ve bir anahtarlama periyodu içinde oluşan çalışma aralıkları Şekil 5.2’de verilmiştir.



Şekil 5.2 Örnek yumuşak anahtarlama izoleli tam köprü DC-DC dönüştürücünün çalışma aralıkları [6]

Başlangıç koşulları (Şekil 5.2 (a)): Dönüştürücü başlangıç aşamasında iletim aralığındadır. Girişten çekilen enerji trafo üzerinden çıkışa aktarılmaktadır. S_5 yardımcı anahtarı iletimdedir. S_5 anahtarının sinyali kesilir ve bu aralık sona erer.

Aralık 1 (Şekil 5.2 (b)): S_5 anahtarının sinyali kesilir ve Aralık 1 başlar. Bastırma kondansatörü sayesinde S_5 ZVS ile kesime gider. Bastırma kondansatörü primer akımı ile lineer olarak deşarj olur. Bastırma kondansatör gerilimi sıfıra düşer, S_2 ve S_3 anahtarlarının ters diyotları ve D_7 iletme girer ve bu aralık sona erer. n , trafonun primer/sekonder dönüşüm oranı olmak üzere bu aralıkta bastırma kondansatör gerilimi için aşağıdaki eşitlik geçerlidir.

$$v_c = V_o - \frac{1}{c} \frac{I_o}{n} (t - t_0) \quad (5.1)$$

Aralık 2 (Şekil 5.2 (c)): S_2 ve S_3 anahtarlarının ters diyotları ve D_7 iletme girer ve bu aralık başlar. Bu aralıkta primere S_1 ve D_3 yarı iletkenlerinin toplam iletim gerilim düşümü kadar negatif gerilim geldiği için D_7 iletme girer ve sekonder kısa devre olur. Kaçak endüktans üzerine düşen gerilim çok düşük olduğu için bu aralıkta kaçak endüktans akımı i_{t1} 'in sabit kaldığı kabul edilebilir. S_1 ve S_4 kesime götürülür ve bu aralık sona erer.

Aralık 3 (Şekil 5.2 (d)): S_1 ve S_4 kesime götürülür ve bu aralık başlar. Kaçak endüktans ile C arasında rezonans oluşur. Bu rezonansta kaçak endüktans enerjisini bastırma kondansatörü C'ye aktarmaktadır. Dönüştürücünün sağlıklı çalışmayı sürdürmesi için bu aralıkta bastırma kondansatörünün gerilimi giriş gerilimine ulaşabilmelidir. Bastırma kondansatör gerilimi giriş gerilimine ulaşır, S_5 'in ters paralel diyonu iletme girer ve bu aralık sona erer. Bu aralık için aşağıdaki eşitlikler geçerlidir.

$$i_{L1} = \frac{I_o}{n} \cos(\omega(t - t_2)) \quad (5.2)$$

$$v_c = \frac{I_o}{n} \sqrt{\frac{L_1}{c}} \sin(\omega(t - t_2)) \quad (5.3)$$

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_1 c}} \quad (5.4)$$

(5.3) eşitliği giriş gerilimi E 'ye eşitlenerek dönüştürücünün sağlıklı çalışabileceği min. akım değeri aşağıdaki şekilde elde edilir.

$$I_{omin} = n \sqrt{\frac{c}{L_1}} E \quad (5.5)$$

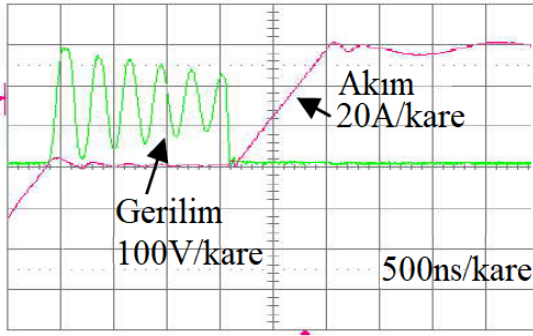
Aralık 4 (Şekil 5.2 (e)): S_5 'in ters paralel diyodu iletme girer ve bu aralık başlar. Bu aralıkta kaçak endüktans enerjisini giriş gerilimine aktarmaktadır. Kaçak endüktans resetlenir, D_5 kesime gider ve bu aralık sona erer. Bu aralık için aşağıdaki eşitlik geçerlidir.

$$i_{L1} = I_{L1}(t_3) - \frac{E}{L_1}(t - t_3) \quad (5.6)$$

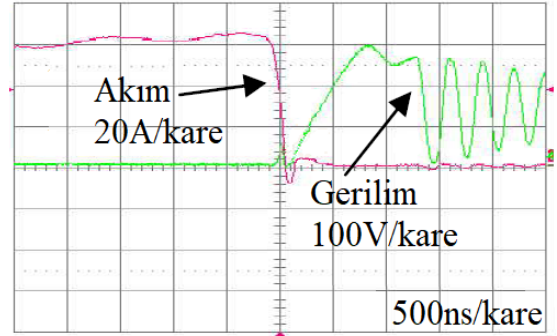
Aralık 5 (Şekil 5.2 (f)): Kaçak endüktans resetlenir, D_5 kesime gider ve bu aralık başlar. Bu aralık geleneksel tam köprü dönüştürücünün serbest geçiş aralığıdır. S_2 , S_3 ve S_5 'in sinyalleri aynı anda uygulanır ve bu aralık sona erer. Bu anahtarların sinyalleri uygulandığında D_6 ve D_7 arasında komütasyon başlar. D_6 kesime gider ve bir yarım periyot sona erer. İkinci yarım periyot da ilk yarım periyodu ile eş değerdir. İkinci yarım periyot için başlangıç aşamasına dönmüştür.

Aralık 6 (Şekil 5.2 (g)): S_3 ve S_5 'in sinyalleri uygulanır ve bu aralık başlar. Çıkış diyotları D_6 ve D_7 arasında komütasyon son bulur ve dönüştürücü geleneksel tam köprü DC-DC dönüştürücünün iletim aralığına gelir.

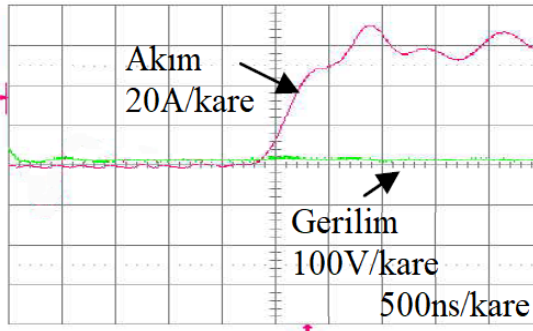
Uygulama sonuçları Şekil 5.3'de verilmiştir. Şekil 5.3'de ana ve yardımcı anahtarların ZCS ile iletme, ZVS ile kesime gittiği görülmektedir.



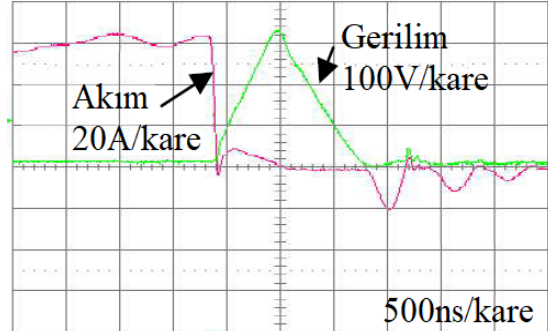
a) S₁ anahtarı ilettime girme işlemi



b) S₁ anahtarı kesime gitme işlemi



c) S₅ anahtarı ilettime girme işlemi



d) S₅ anahtarı kesime gitme işlemi

Şekil 5.3. Örnek yumuşak anahtarlama izoleli tam köprü DC-DC dönüştürücünün ana ve yardımcı anahtarlarının gerilim ve akım dalga şekilleri [6]

Dönüştürücünün avantaj ve dezavantajları aşağıda verilmiştir.

Dönüştürücünün Avantajları

- Anahtar elemanlar ZCS ile ilettime, ZVS ile kesime girmektedir.
- Devre yapısı oldukça basittir.
- Anahtarlar üzerinde ilave gerilim ve akım stresi yoktur.
- Trafo nüvesi iki yönlü çalışmaktadır.
- Çıkış frekansı anahtarlama frekansının iki katıdır.

Dönüştürücünün Dezavantajları

- Düşük yüklerde yumuşak anahtarlama aksamaktadır.
- Anahtar elemanların parazitik kondansatör enerjileri kazanılamamaktadır. İletime girmede anahtar gerilimlerinin düşen kenarları yavaşlatılamamaktadır.
- Normal PWM iletim aralığında primer akımı yardımcı anahtar üzerinden geçtiği için iletim kayıpları artmaktadır.

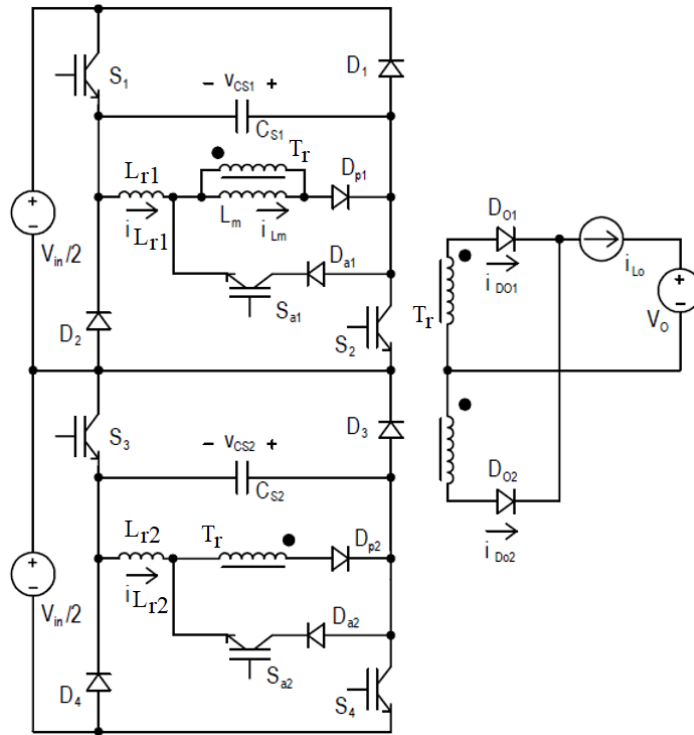
Yumuşak Anahtarlama Çift İleri Yönlü Dönüştürücü Örneği

6.1 Giriş

Bu bölümde iki adet ileri yönlü dönüştürücünün tek bir trafo nüvesi üzerinden çalıştırılması ile elde edilen yeni bir yumuşak anahtarlama DC-DC dönüştürücü tasarımı sunulmuştur. Ana anahtarlar ZVT ile ilettime, ZVS ile kesime gitmektedir. Yardımcı anahtarlar ZCS ile ilettime, ZVS ile kesime gitmektedir. Ana anahtarlara gelen gerilimlerin giriş geriliminin yarısına eşit olması sağlanmıştır. Teorik analizler 400 V giriş gerilimi, 50 V çıkış gerilimi, 40 A çıkış akımı ve 100 kHz anahtarlama frekansına sahip uygulama devresi ile doğrulanmıştır.[23].

6.2 Çalışma Prensipleri ve Analiz

Sunulan dönüştürücünün devre şeması Şekil 6.1’de verilmiştir.



Şekil 6.1 Yumuşak anahtarlama ileri yönlü dönüştürücü örneğinin devre şeması

T_r dönüştürünün trafosunu, L_m mıknatıslanma endüktansını, S_1, S_2, S_3, S_4 ana anahtarları, D_1, D_2, D_3, D_4 ana diyotları, S_{a1}, S_{a2} yardımcı anahtarları, $D_{p1}, D_{p2}, D_{a1}, D_{a2}$ yardımcı diyotları, C_{S1} ve C_{S2} bastırma kondansatörlerini, L_{r1} ve L_{r2} bastırma endüktanslarını, D_{O1} ve D_{O2} çıkış diyotlarını ifade etmektedir. Bir anahtarlama periyodu içinde oluşan çalışma aralıkları Şekil 6.2’de, anahtar teorik dalga şekilleri Şekil 6.3’de verilmiştir. Çalışma aralıklarının analizi yapılırken çıkış akımı i_{Lo} ’nun bir anahtarlama periyodu içinde sabit olduğu ve mıknatıslanma endüktansı çok büyük olduğu için i_{Lm} ’nin yaklaşık 0 A olduğu kabul edilmiştir.

Aralık 1 (Şekil 6.2 (a)): Başlangıç durumunda dönüştürücü serbest geçiş aralığındadır ve $v_{CS1} = V_{in}/2$ eşitliği geçerlidir. S_{a1} yardımcı anahtarının sinyali uygulanır, S_{a1} ve D_{a1} ZCS ile ilettime girer ve Aralık 1 başlar. Bu aralıkta C_{S1} ile L_{r1} arasında rezonans mevcuttur. C_{S1} kondansatör gerilimi yön değiştirmektedir. Rezonans son bulunca $v_{CS1} = -V_{in}/2$, $i_{Lr1} = 0$ olur, S_{a1} ve D_{a1} ZCS ile kesime gider ve bu aralık sona erer. $v_{CS1} = -V_{in}/2$ olduğunda, S_1 ve S_2 anahtar gerilimleri sıfıra düşer. Yumuşak anahtarlamanın sağlanması için bu andan sonra S_1 ve S_2 ’nin sürme sinyalleri uygulanabilir. Bu aralık için aşağıdaki eşitlikler geçerlidir.

$$v_{CS1} = \frac{V_{in}}{2} \cos(\omega(t - t_0)) \quad (6.1)$$

$$i_{Lr1} = -\frac{V_{in}}{2} \sqrt{\frac{C_{S1}}{L_{r1}}} \sin(\omega(t - t_0)) \quad (6.2)$$

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_{r1}C_{S1}}} \quad (6.3)$$

Aralık 2 (Şekil 6.2 (b)): S_1 ve S_2 ’nin sinyalleri uygulanır ve bu aralık başlar. S_1 ve S_2 ZVT ve ZCS ile ilettime girer. Bu aralıkta D_{O1} ve D_{O2} arasında akım aktarımı olduğu için sekonder kısa devredir ve i_{Lr1} lineer olarak artmaktadır. i_{DO1} akımı lineer olarak artmakta, i_{DO2} akımı lineer olarak azalmaktadır. n , trafonun primer/sekonder dönüşüm oranı olmak üzere bu aralıkta aşağıdaki eşitlikler geçerlidir.

$$i_{Lr1} = \frac{V_{in}}{2} \frac{1}{L_{kg1}} (t - t_1) \quad (6.4)$$

$$i_{DO1} = \frac{I_{Lo}}{2} + \frac{1}{2} \frac{V_{in}}{2} \frac{1}{L_{kg}} n(t - t_1) \quad (6.5)$$

$$i_{DO2} = \frac{I_{Lo}}{2} - \frac{1}{2} V_{in} \frac{1}{L_{kg}} n(t - t_1) \quad (6.6)$$

$i_{Lr1} = \frac{I_{Lo}}{n}$ olduğunda $i_{DO1} = I_{Lo}$ olur, D_{O2} kesime gider ve bu aralık sona erer. Bu aralığın içinde S_{a1} yardımcı anahtarının sinyali kesilebilir.

Aralık 3 (Şekil 6.2 (c)): D_{O2} kesime gider ve bu aralık başlar. Bu aralık geleneksel PWM dönüştürücünün iletim aralığıdır. S_1 ve S_2 anahtarlarının akımları $\frac{I_{Lo}}{n}$ e eşittir. Anahtarların sinyalleri kesilir ve bu aralık sona erer.

Aralık 4 (Şekil 6.2 (d)): S_1 ve S_2 anahtarlarının sinyali kesilir ve bu aralık başlar. C_{S1} sayesinde S_1 ve S_2 ZVS ile kesime gider. Bu aralıkta $-V_i/2$ gerilimi ile dolu olan C_{S1} kondansatörü sabit $\frac{I_{Lo}}{n}$ akımı ile şarj olmaktadır. $v_{CS1} > 0V$ olmadan D_{O2} iletime giremez. Aralığın işgal ettiği süre kısa ve L_m büyük olduğu için bu aralık boyunca i_{Lm} sabit kabul edilebilir. Bu aralık boyunca aşağıdaki eşitlik geçerlidir.

$$V_{CS1} = -\frac{V_i}{2} + \frac{1}{C_{S1}} \frac{I_{Lo}}{n} (t - t_3) \quad (6.6)$$

$v_{CS1} = 0V$ olur, D_{O2} iletime girer ve bu aralık sona erer.

Aralık 5 (Şekil 6.2 (e)): D_{O2} iletime girer ve bu aralık başlar. C_{S1} ile L_{kg1} arasında rezonans oluşur. Bu aralıkta sekonder kısa devredir. Rezonans ile L_{kg1} resetlenmekte ve C_{S1} şarj olmaktadır. Eş zamanlı olarak i_{DO1} azalmakta ve i_{DO2} artmaktadır. Bu aralık için aşağıdaki eşitlikler geçerlidir.

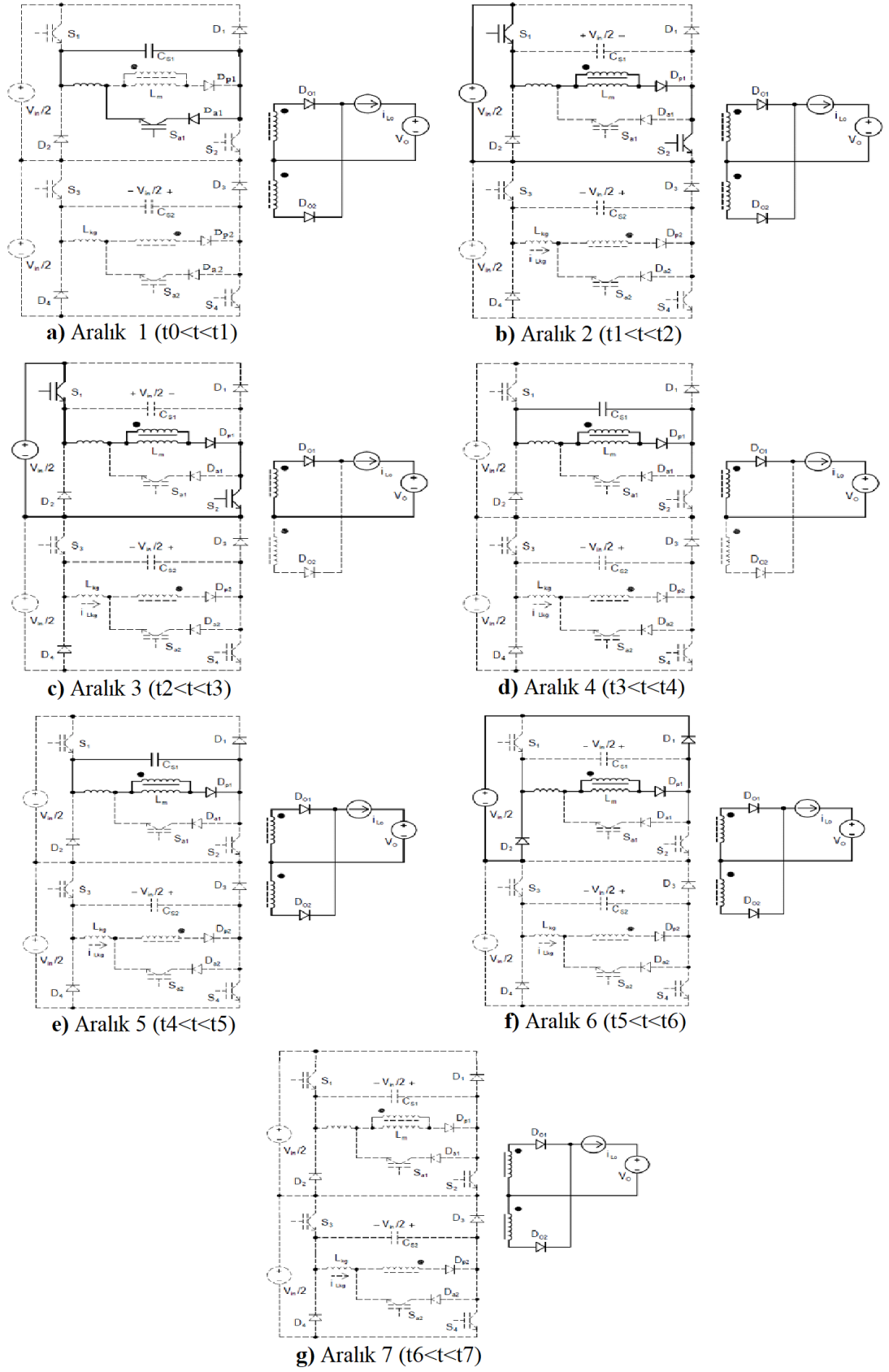
$$i_{Lr1} = \frac{I_{Lo}}{n} \cos(\omega(t - t_4)) \quad (6.7)$$

$$v_{CS1} = \frac{I_o}{n} \sqrt{\frac{L_{r1}}{C_{S1}}} \sin(\omega(t - t_4)) \quad (6.8)$$

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_{r1} C_{S1}}} \quad (6.9)$$

$V_{CS1} = V_i/2$ olur, D_1 ve D_2 iletime girer ve bu aralık sona erer. Yumuşak anahtarlamanın sürdürülebilmesi için C_{S1} bastırma kondansatörünün $V_i/2$ gerilimine kadar şarj olması gerekmektedir. (6.8) nolu eşitlik $V_i/2$ 'ye eşitlenerek yumuşak anahtarlamanın sürdürülebildiği minimum çıkış akımı I_{omin} aşağıdaki şekilde elde edilir.

$$I_{omin} \geq n \frac{V_i}{2} \sqrt{\frac{C_{S1}}{L_{r1}}} \quad (6.10)$$



Şekil 6.2 Örnek yumuşak anahtarlmalı çift ileri yönlü dönüştürücünün çalışma aralıkları [23]

Aralık 6 (Şekil 6.2 (f)): D_1 ve D_2 iletme girer ve bu aralık başlar. Bu aralıkta sekonder kısa devredir ve L_{kg1} , $V_i/2$ ters gerilimi ile lineer olarak resetlenmektedir. i_{Do1} akımı azalmakta i_{Do2} akımı artmaktadır. Bu aralık için aşağıdaki eşitlikler geçerlidir.

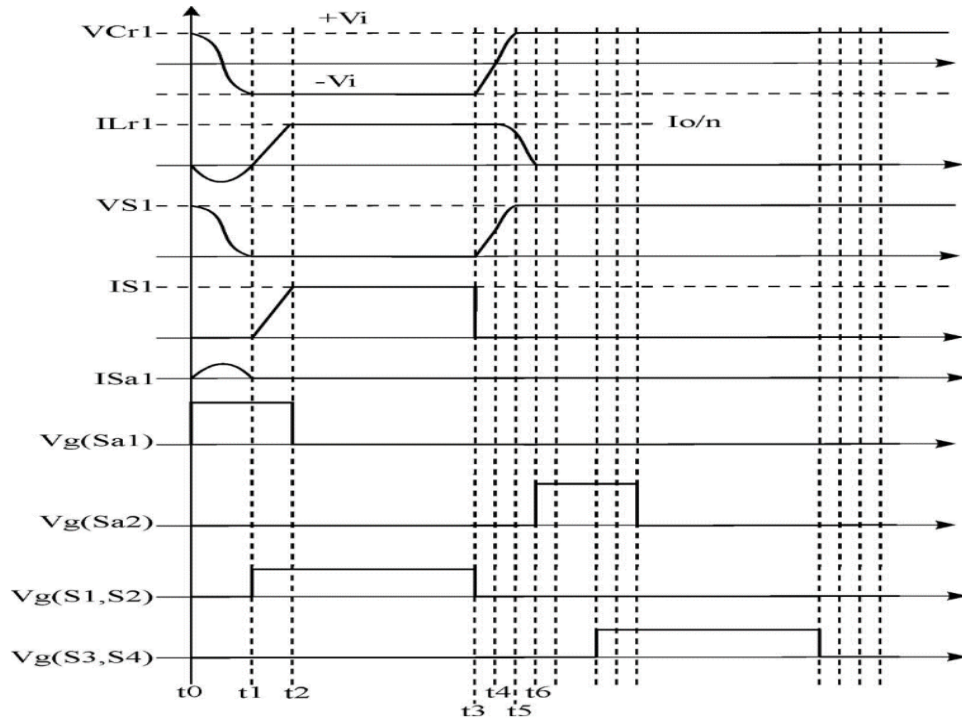
$$i_{Lr1} = I_{Lr}(t_5) - \frac{V_{in}}{2} \frac{1}{L_{r1}} (t - t_5) \quad (6.11)$$

$$i_{Do1} = \frac{I_{Lo}}{2} + \frac{1}{2} n \left(I_{Lr}(t_5) - \frac{V_{in}}{2} \frac{1}{L_{r1}} (t - t_5) \right) \quad (6.12)$$

$$i_{Do2} = \frac{I_{Lo}}{2} - \frac{1}{2} n \left(I_{Lr}(t_5) - \frac{V_{in}}{2} \frac{1}{L_{r1}} (t - t_5) \right) \quad (6.13)$$

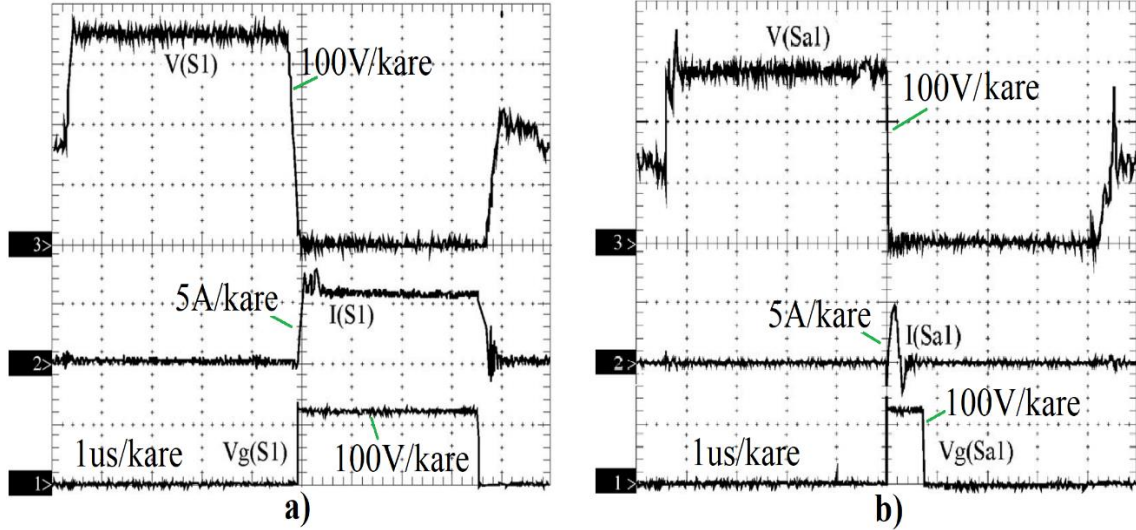
$i_{Lr1} = 0$ olur. D_1 ve D_2 kesime gider. Mıknatıslanma akımı çıkış akımına göre çok düşük olduğu için ihmal edilirse $i_{Do1} = i_{Do2} = \frac{I_{Lo}}{2}$ olur ve bu aralık sona erer.

Aralık 7 (Şekil 6.2 (g)): $i_{Lr1} = 0$ olur, D_1 ve D_2 kesime gider ve bu aralık başlar. Bu aralık geleneksel PWM dönüştürücünün kesim aralığıdır. S_3 ve S_4 sinyalleri uygulanır, bu aralık sona erer ve alt kol için eş değer çalışma aralıkları başlar. Dönüştürücüye ait temel şekilleri Şekil 6.3'de verilmiştir.



Şekil 6.3 Örnek yumuşak anahtarlama çift ileri yönlü dönüştürücünün temel dalga şekilleri [23]

Şekil 6.4'de ana ve yardımcı anahtarların sürme sinyalleri ile gerilim ve akım dalga şekilleri verilmiştir. Ana nahtarın ZVT ile ilettime, ZVS ile kesime gittiği, yardımcı anahtarın ZCS ile ilettime ZVS ve ZCS ile kesime gittiği görülmektedir.



Şekil 6.4 Örnek yumuşak anahtarlama çift ileri yönlü dönüştürücüde a) S_1 anahtarının, b) S_{a1} anahtarının gerilim ve akım dalga şekilleri [23]

Dönüştürücünün avantaj ve dezavantajları aşağıda sıralanmıştır.

Dönüştürücünün Avantajları

1. Trafo nüvesi iki yönlü çalışmaktadır.
2. Ana anahtar ve ana diyotlara $V_i/2$ gerilimi gelmektedir.
3. Çıkış frekansı anahtarlama frekansının iki katıdır.
4. Efektif dönüşüm oranı 0.5'in üzerine çıkabilmektedir.

Dönüştürücünün Dezavantajları

1. Ana akım yolunda diyot mevcuttur. Bu yüzden iletim kayıpları artmaktadır.
2. Deri etkisi ve yardımcı diyotların ters toparlanma akımları yüzünden bastırma kondansatör gerilimi Aralık 1'de tam yön değiştiremeyebilir. Bu yüzden anahtarların ZVS kesime gitmesi aksar ve ilettime girme kayıpları artar.
3. Düşük çıkış akımlarında yumuşak anahtarlama aksamaktadır.

İzoleli DC-DC Dönüştürücüler İçin Yeni Bir Aktif Bastırma Hücresinin Tasarımı, Analizi ve Simülasyonu

7.1 Giriş

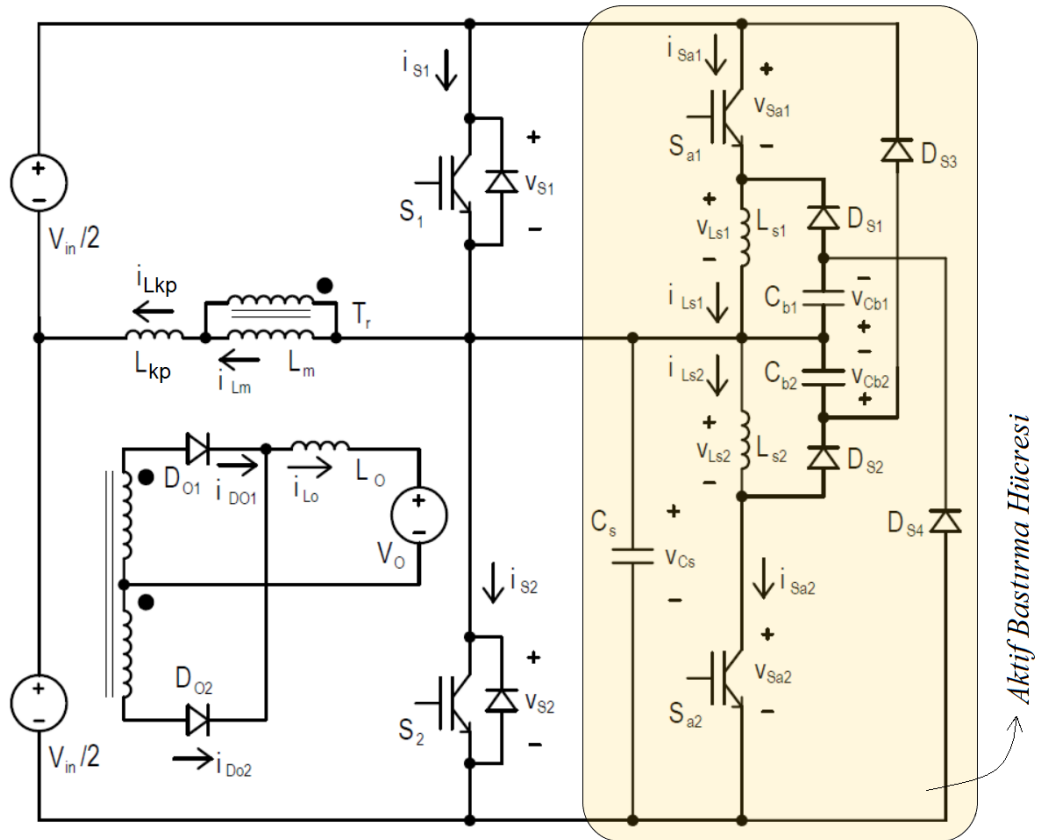
Bu bölümde izoleli DC-DC dönüştürücüler için yeni bir aktif bastırma hücresi tasarımı sunulmuştur. Sunulan dönüştürücülerde tüm yarı iletken güç elemanları yumuşak anahtarlama ile çalışmaktadır. Hiç bir yarı iletken eleman üzerinde ilave gerilim ve akım stresi bulunmamaktadır. Yardımcı anahtar ve bastırma endüktans akımlarının tepe değerlerinin nominal primer akımından düşük olması sağlanmıştır. Ana anahtarlar sıfır gerilimde geçiş (ZVT) ile ilettime, sıfır gerilimde anahtarlama (ZVS) ile kesime gitmektedir. Yardımcı anahtarlar sıfır akımda anahtarlama (ZCS) ile ilettime ZVS ile kesime gitmektedir. Sunulan bastırma hücresine sahip yarım köprü DC-DC dönüştürücünün detaylı analizi yapılmış ve 300 V giriş gerilimi, 20 V çıkış gerilimi, 50 A çıkış akımı ve 80 kHz anahtarlama frekansına sahip uygulama devresi ile doğrulanmıştır. Geleneksel izoleli yarım köprü PWM DC-DC dönüştürücünün tam yükte verimi % 83 iken, sunulan aktif bastırma hücresi sayesinde % 90'a yükselmiştir.

7.2 Tanım ve Kabuller

Tasarlanan yeni aktif bastırma hücresi ile donatılmış izoleli yarım köprü DC-DC dönüştürücünün devre şeması Şekil 7.1'de verilmiştir. Bastırma hücresi dönüştürücüdeki tüm yarı iletken güç elemanlarının yumuşak anahtarlama ile çalışmasını sağlamaktadır. Bastırma hücresi elemanlarının akım değerleri ana güç elemanlarına göre oldukça düşüktür. Yardımcı anahtar ve bastırma endüktans akımının tepe değerleri nominal primer akımından düşüktür. S_1 ve S_2 dönüştürücünün ana anahtarları, S_{a1} ve S_{a2} yardımcı anahtarları, D_{s1} , D_{s2} , D_{s3} , D_{s4} yardımcı diyotları, D_{o1} ve D_{o2} çıkış diyotları, C_{s1} ve C_{s2} bastırma kondansatörleri,

L_{S1} ve L_{S2} bastırma endüktansları, T_r güç trafosu, L_{kp} trafonun kaçak endüktansı ve n primer/sekonder dönüşüm oranıdır. Detaylı teorik analiz yapılırken aşağıdaki kabuller yapılmıştır.

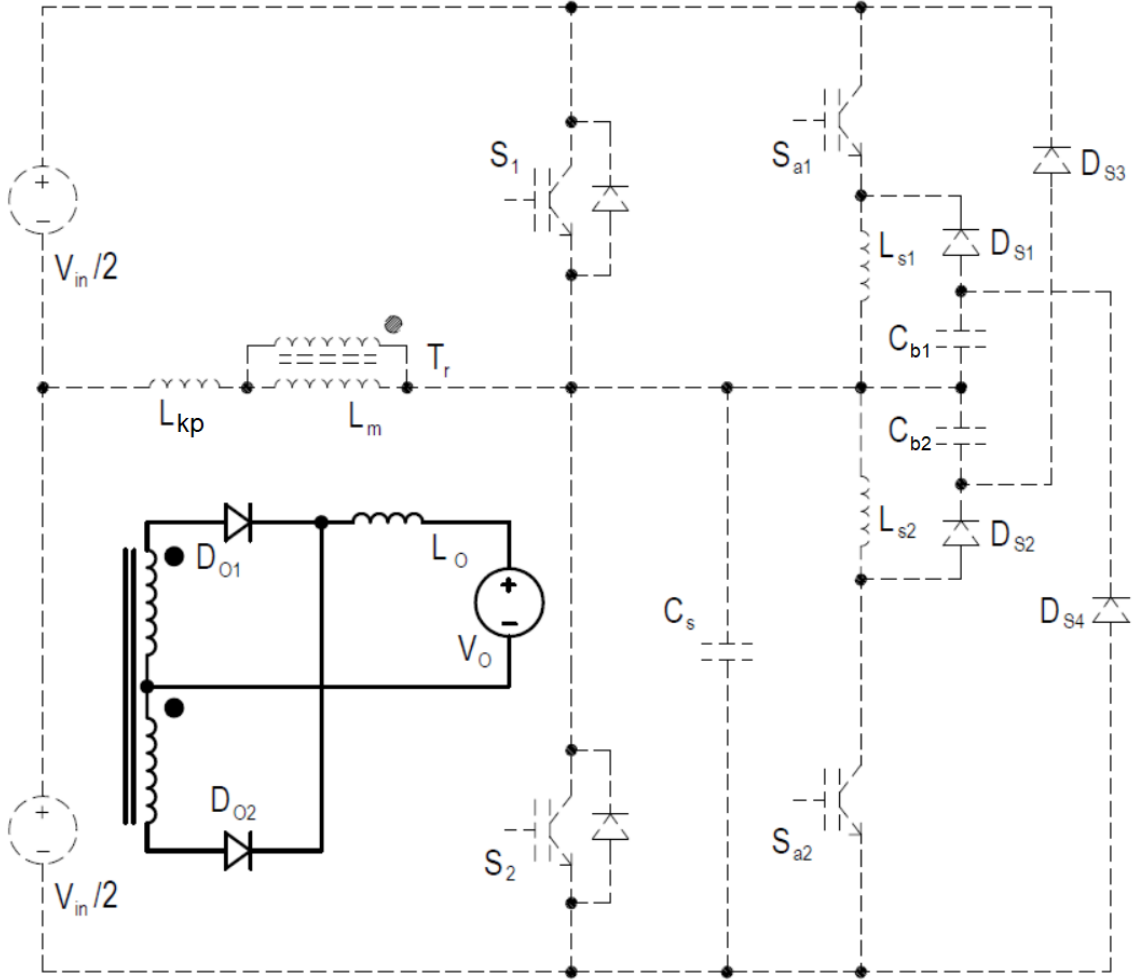
- $L_{S1} = L_{S2} = L_S$ eşitliği geçerlidir.
- $C_{S1} = C_{S2} = C_S$ eşitliği geçerlidir.
- Bir anahtarlama periyodu boyunca giriş gerilimi sabittir.
- Bir anahtarlama periyodu boyunca çıkış akımı sabit kalacak kadar çıkış endüktansı L_o büyüktür.
- Yarı iletken güç elemanları idealdir.
- Rezonans devreleri idealdir.
- Mıknatıslanma endüktansı L_m çok büyüktür ve mıknatıslanma akımı i_{Lm} sıfırdır.
- Diyotların ters toparlanma akımları ihmal edilmiştir.



Şekil 7.1 Tasarlanan aktif bastırma hücresi ile donatılmış izoleli yarım köprü DC-DC dönüştürücünün devre şeması [24]

7.3 Çalışma Aralıkları

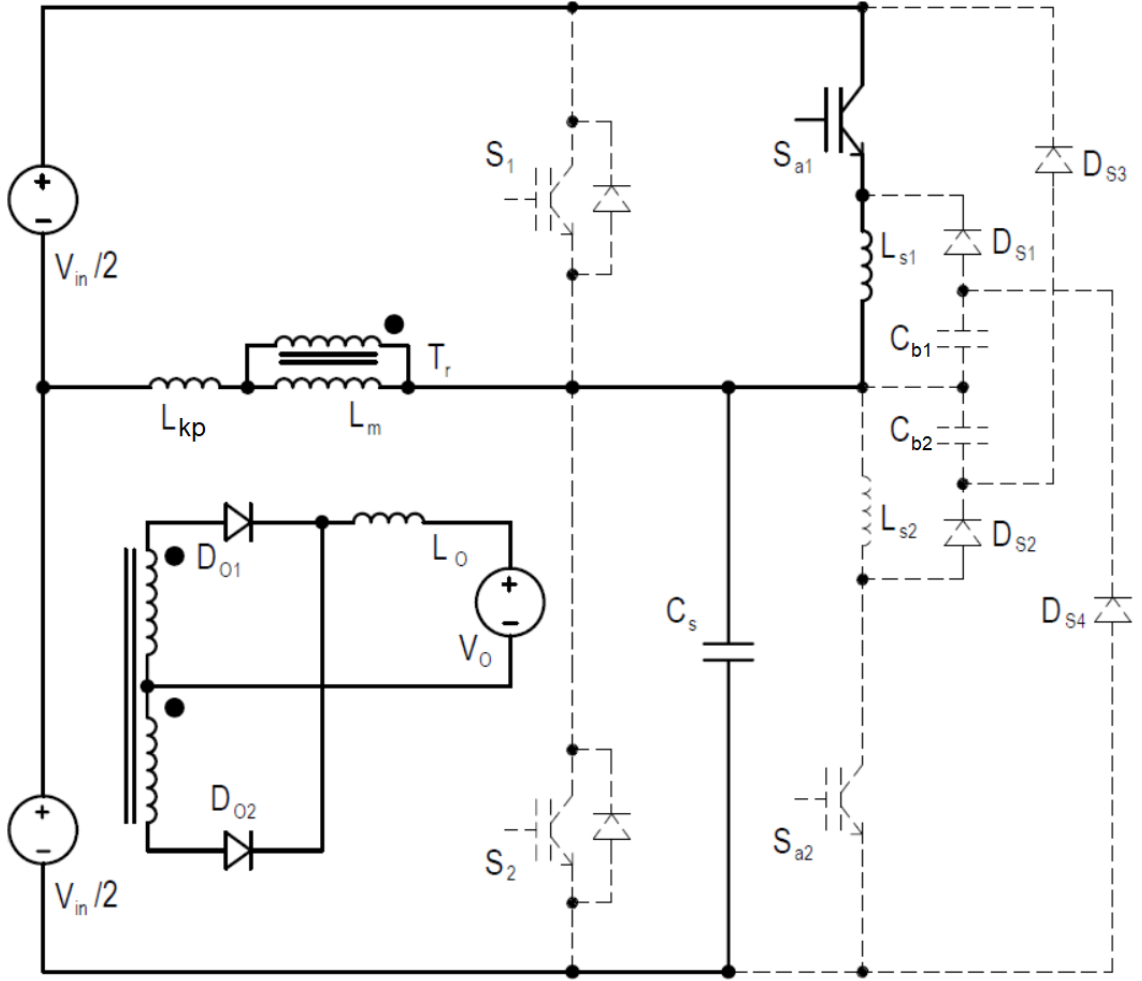
Sunulan dönüştürücünün kararlı durumda bir anahtarlama periyodu içinde dokuz aralık oluşmaktadır. Dönüştürücü başlangıç durumunda Şekil 7.2’de verildiği gibi serbest geçiş aralığındadır.



Şekil 7.2 Başlangıç durumu [24]

Bu aralıkta D_{o1} ve D_{o2} iletimde ve diğer tüm yarı iletkenler kesimdedir. $i_{Ls1} = i_{Ls2} = i_{Lkp} = 0$, $v_{S1} = v_{S2} = v_{Sa1} = v_{Sa2} = \frac{V_{in}}{2}$, $v_{Cb1} = v_{Cb2} = 0$ eşitlikleri geçerlidir.

Aralık 1 [$t_0 < t < t_1$]: $t = t_0$ anında yardımcı anahtar S_{a1} ’nin sinyali uygulanır ve bu aralık başlar. S_{a1} sıfır akımda (ZCS) iletime girer. C_s , L_{s1} , L_{kp} arasında Şekil 7.3’de gösterilen yol ile rezonans oluşur. i_{Ls1} , i_{Lkp} ve v_{Cs} bu rezonans ile artmaktadır. v_{Cs} arttıkça v_{S1} azalmaktadır. Dolayısı ile C_s sayesinde v_{S1} ’nin düşme hızı yavaşlatılmaktadır. Bu aralık için aşağıdaki eşitlikler geçerlidir.



Şekil 7.3 Aralık 1 [24]

$$i_{Ls1} = i_{Sa1} = \frac{V_{in}}{2} \frac{1}{(L_{kp} + L_s)} \cdot \left(t + \sqrt{\frac{C_s L_{kp}^3}{L_s (L_s + L_{kp})}} \sin(\omega_1 t) \right) \quad (7.1)$$

$$v_{S1} = V_{in} - \left[\frac{V_{in}}{2} \frac{1}{(L_{kp} + L_s)} \left[L_s + L_{kp} (2 - \cos(\omega_1 t)) \right] \right] \quad (7.2)$$

$$\omega_1 = \sqrt{\frac{L_s + L_{kp}}{C_s L_{kp} L_s}} \quad (7.3)$$

Eşitlik (7.2) ve (7.3) kullanılarak v_{S1} 'in sıfıra düşme süresi istenilen bir değerde seçilebilir. v_{Cs} , V_{in} değerine çıktığında anahtar gerilimi v_{S1} sıfıra düşer ve anahtarın sürme sinyali uygulanabilir. (7.2) nolu eşitliğin sağ tarafı sıfıra eşitlenerek ZVT'nin

sağlanma şartı aşağıdaki gibi elde edilir.

$$L_s \leq L_{kp} \quad (7.4)$$

$t = t_1$ anında $v_{cs} = V_{in}$ değerine, i_{Ls1} maksimum değeri I_{Lsmax} değerine ulaşır, S_1 'in ters paralel diyodu iletime girer ve bu aralık sona erer. (7.2) nolu eşitliğin sağ tarafı sıfıra eşitlenerek bu aralığın işgal ettiği süre Δ_1 aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\Delta_1 = \arccos\left(-\frac{L_s}{L_{kp}}\right) \sqrt{\frac{C_s L_{kp} L_s}{L_s + L_{kp}}} \quad (7.5)$$

(7.5) nolu eşitlik (7.1) nolu eşitlikteki $(\omega_1 t)$ yerine koyularak bastırma endüktansı ve yardımcı anahtar akımının max. değerleri I_{Ls1max} ve I_{Sa1max} aşağıdaki şekilde elde edilmiştir.

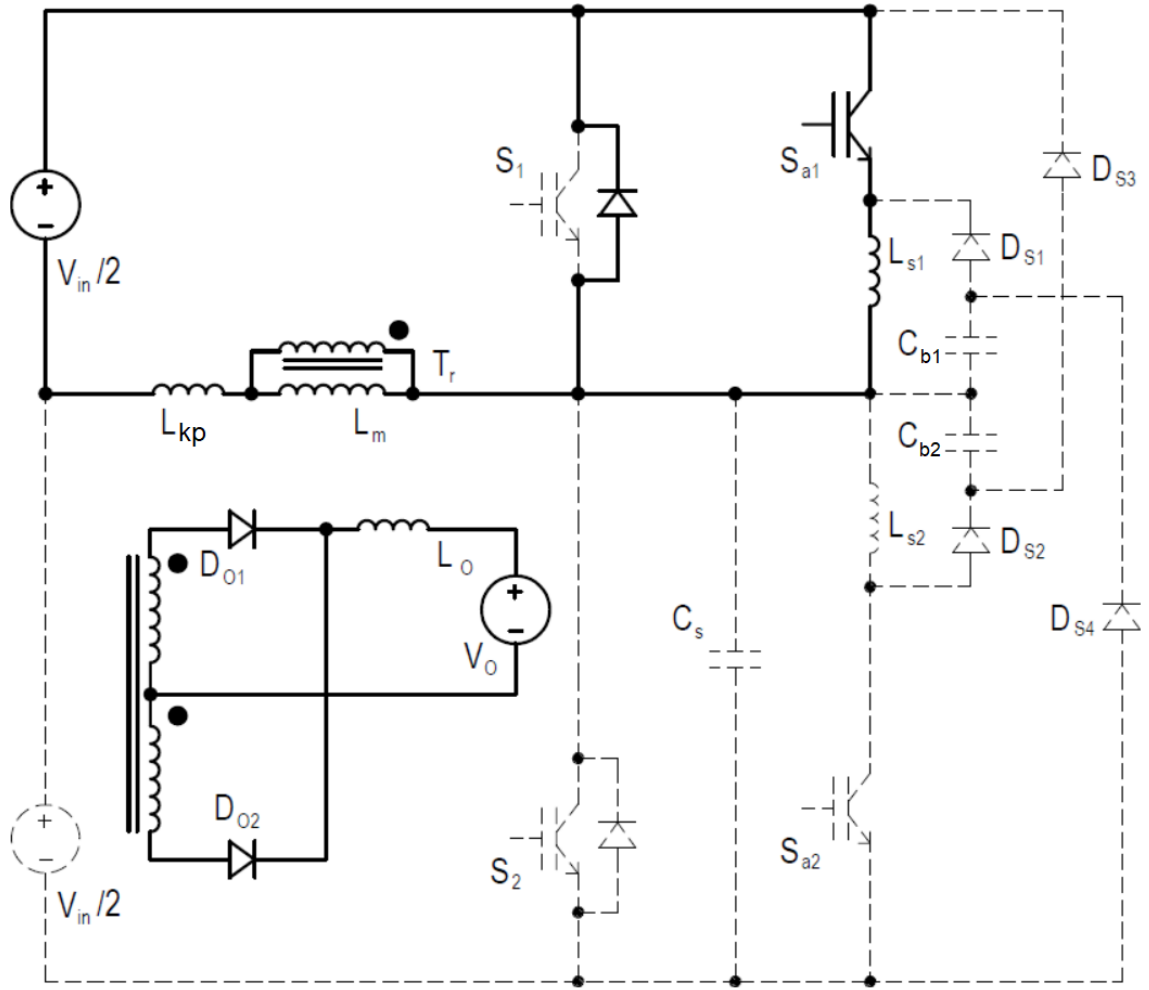
$$I_{Ls1max} = I_{Sa1max} = \left[\frac{V_{in}}{2} \frac{1}{(L_{kp} + L_s)} \right] \cdot \left[a \cos\left(-\frac{L_s}{L_{kp}}\right) \sqrt{\frac{C_s L_{kp} L_s}{L_s + L_{kp}}} + \sqrt{\frac{C_s L_{kp}^3}{L_s (L_s + L_{kp})}} \sin\left(a \cos\left(-\frac{L_s}{L_{kp}}\right)\right) \right] \quad (7.6)$$

Bastırma endüktansı L_s tasarımı (7.6) nolu eşitlikte verilen akıma göre yapılabilir.

Aralık 2 [$t_1 < t < t_2$]: $t = t_1$ anında S_1 'in ters paralel diyodu iletime girer ve bu aralık başlar. Bu aralıkta giriş gerilimi $\frac{V_{in}}{2}$ kaçak endüktans L_{kp} üzerine gelmektedir ve i_{Lkp} lineer olarak artmaktadır. Bu aralığa ait eş değer devre şeması Şekil 7.4'de verilmiştir. Bu aralık için aşağıdaki eşitlikler geçerlidir.

$$i_{Lkp} = I_{Lkp}(t_1) + \frac{V_{in}}{2} \frac{1}{L_{kp}} (t - t_1) \quad (7.7)$$

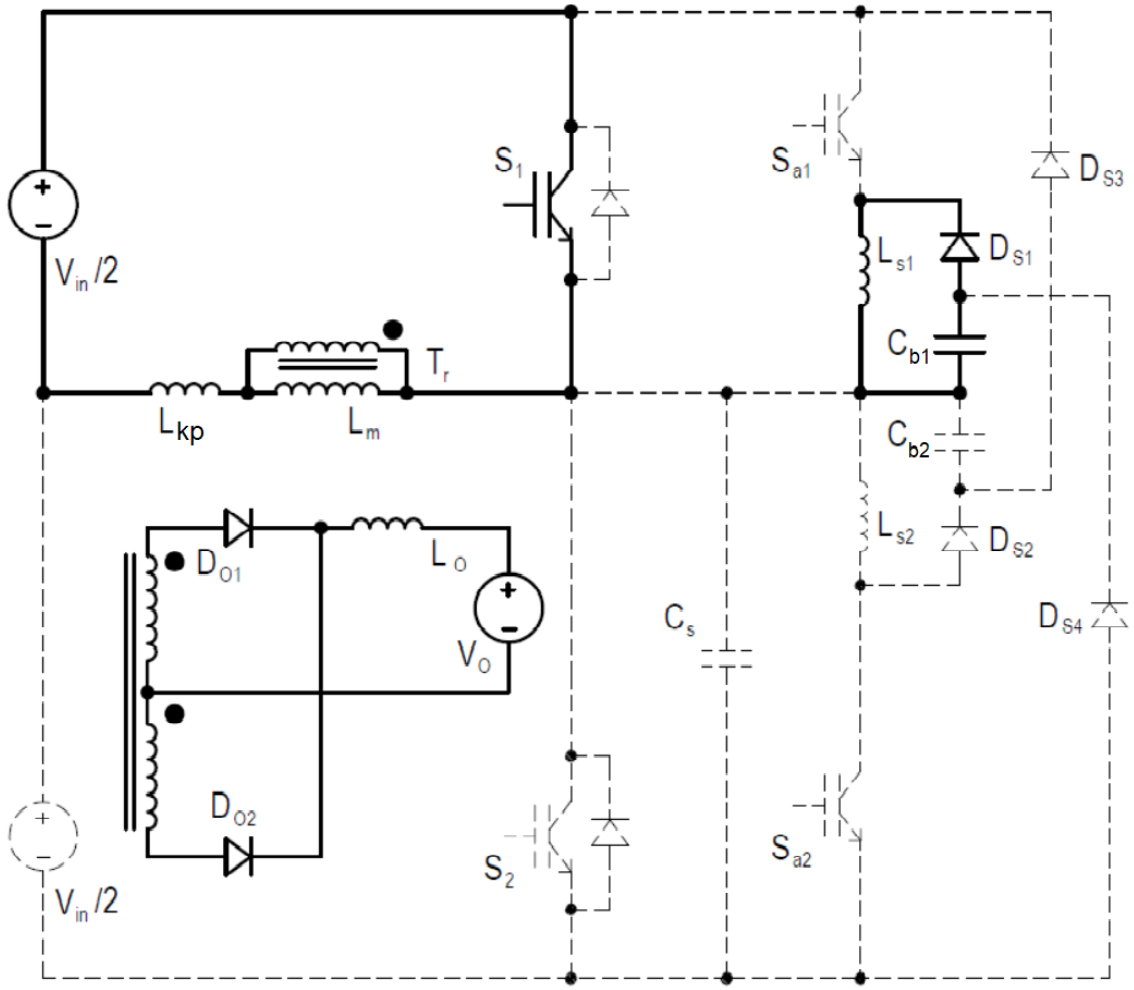
$$i_{S1} = - \left(I_{Ls1max} - I_{Lkp}(t_1) - \frac{V_{in}}{2} \frac{1}{L_{kp}} (t - t_1) \right) \quad (7.8)$$



Şekil 7.4 Aralık 2 [24]

S_1 'in ters paralel diyot akımı (7.8) nolu eşitliğe göre azalmaktadır. ZVT'nin sağlanması için ters paralel diyot kesime gitmeden önce S_1 'in sürme sinyali uygulanmalıdır. S_{a1} 'in sinyali kesilir, C_{b1} sayesinde, S_{a1} ZVS ile kesime gider ve bu aralık sona erer.

Aralık 3 [$t_2 < t < t_3$]: $t = t_2$ anında S_{a1} kesime gider bu aralık başlar. Bu aralıkta L_{s1} ve C_{b1} arasında rezonans mevcuttur. i_{Ls1} azalmakta, v_{Cb1} artmaktadır. $v_{Sa1} = v_{Cb1}$ eşitliği geçerlidir. Dolayısı ile S_{a1} C_{b1} sayesinde ZVS ile kesime gitmektedir. i_{Ls1} sifıra düşer, v_{Cb1} max. değeri V_{Cb1max} 'a ulaşır ve L_{s1} ile C_{b1} arasındaki rezonans sona erer ve D_{s1} kesime gider. i_{Lkp} , I_{Lo}/n değerine ulaşır, D_{o2} kesime gider ve bu aralık sona erer. Bu aralığa ait eş değer devre şeması Şekil 7.5'de verilmiştir.



Şekil 7.5 Aralık 3 [24]

Bu aralık için aşağıdaki eşitlikler geçerlidir.

$$i_{Ls1} = I_{Ls1\max} \cos(\omega_2(t - t_2)) \quad (7.9)$$

$$v_{Sa1} = v_{Cb1} = I_{Ls1\max} \sqrt{\frac{L_{s1}}{C_{b1}}} \sin(\omega_2(t - t_2)) \quad (7.10)$$

$$V_{Cb1\max} = I_{Ls1\max} \sqrt{\frac{L_{s1}}{C_{b1}}} \quad (7.11)$$

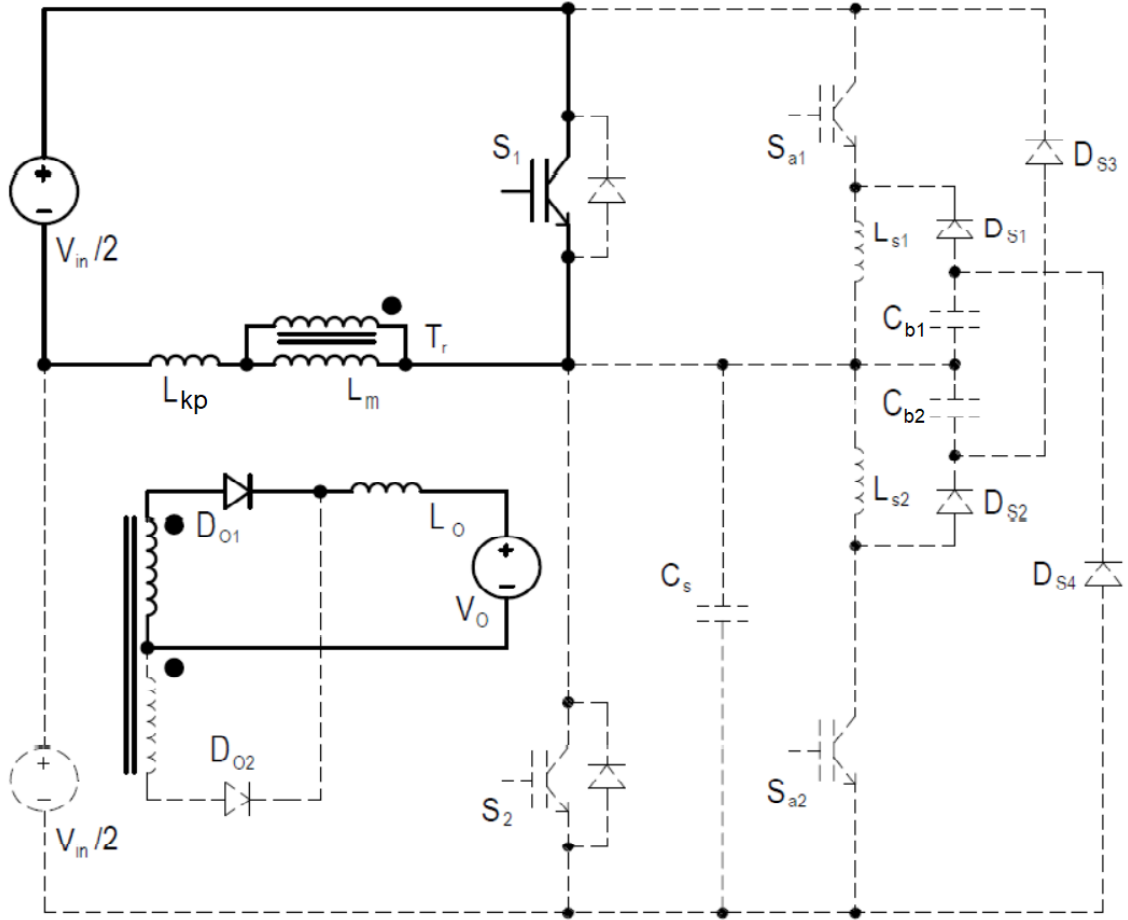
$$\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L_{s1}C_{b1}}} \quad (7.12)$$

Aralığın işgal ettiği süre Δ_3 aşağıda verilmiştir.

$$\Delta_3 = \frac{\pi}{2} \sqrt{L_{s1} C_{b1}} \quad (7.13)$$

Uygulamada C_{b1} kondansatörünün gerilim değeri (7.11) nolu eşitliğe göre seçilebilir.

Aralık 4 [$t_3 < t < t_4$]: D_{o2} kesime gider ve bu aralık başlar. Bu aralık geleneksel yarı köprü DC-DC dönüştürücünün iletim aralığı ile aynıdır. Giriş kaynağından çekilen güç T_r üzerinden çıkışa aktarılmaktadır. Bu aralığa ait eş değer devre şeması Şekil 7.6'da verilmiştir.



Şekil 7.6 Aralık 4 [24]

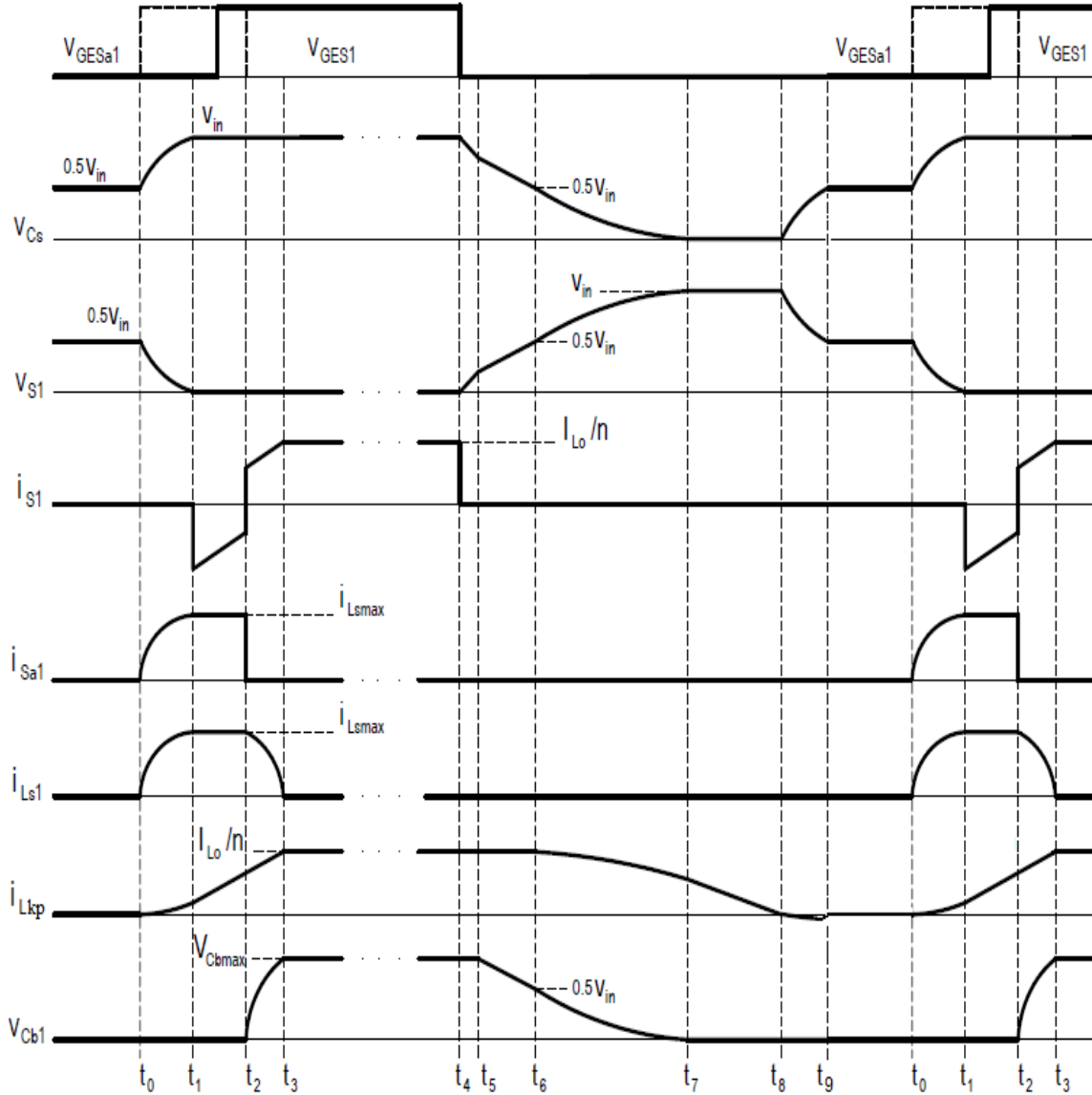
Mıknatıslanma endüktansı L_m çok büyük ve çıkış akım kaynağı kabul edildiği için bu aralık boyunca i_{Lkp} sabit kabul edilebilir ve aşağıdaki eşitlik geçerlidir. Ana anahtar S_1 'in sinyali kesilir ve bu aralık sona erer.

$$i_{Lkp} = \frac{I_o}{n} \quad (7.14)$$

67

$$\Delta_5 = \frac{nC_s}{I_{Lo}} (V_{in} - V_{Cb1max}) \quad (7.17)$$

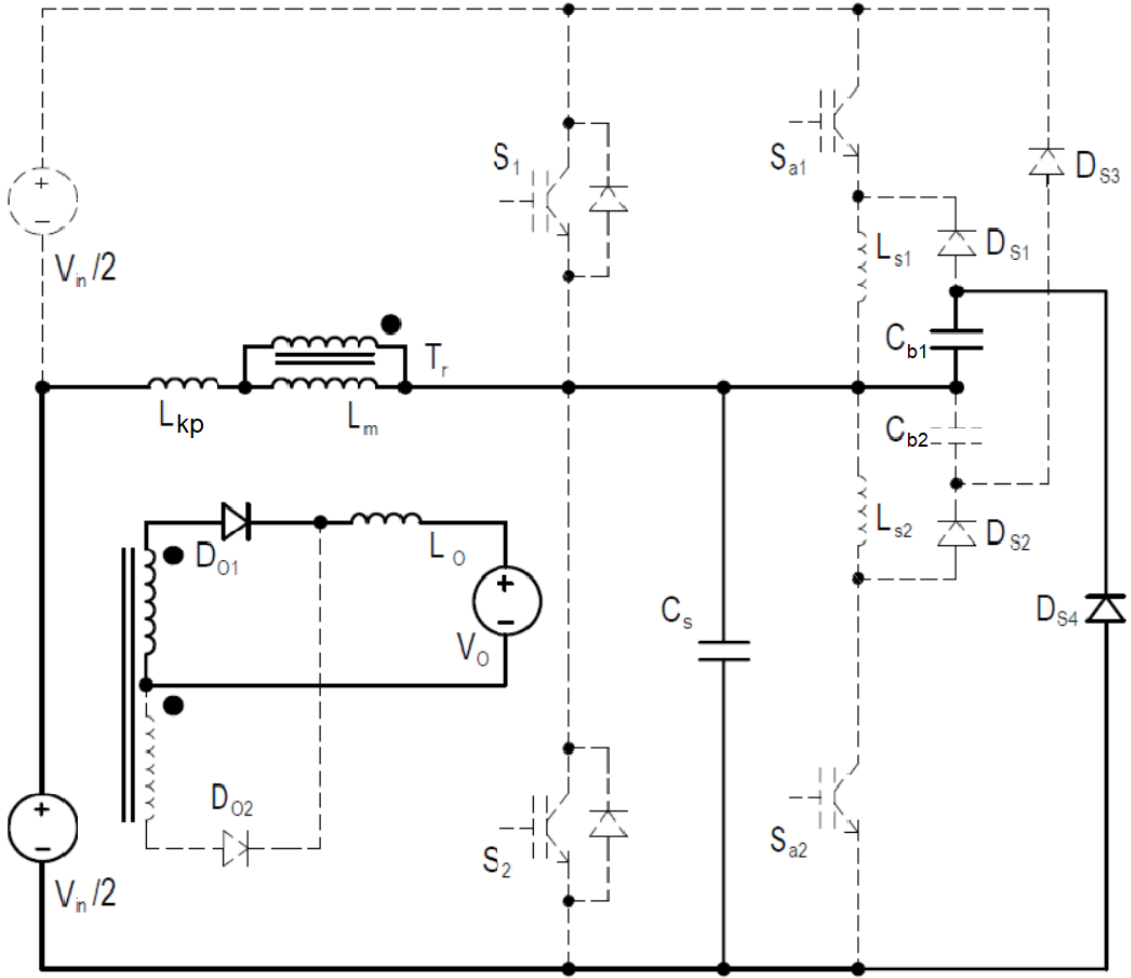
Sunulan aktif bastırma hücresi ile donatılmış izoleli yarım köprü DC-DC dönüştürücüye ait temel dalga şekilleri Şekil 7.8’de verilmiştir.



Şekil 7.8 Sunulan HB PWM DC-DC dönüştürücünün temel dalga şekilleri [24]

Aralık 6 [$t_5 < t < t_6$]: D_{S4} iletme girer ve bu aralık başlar. Bu aralıkta C_s ve C_{b1} paralel bağlıdır ve enerjilerini giriş gerilimine aktarmaktadır. Bu aralığa ait eş değer devre şeması Şekil 7.9’da verilmiştir. Bu aralık için aşağıdaki eşitlik geçerlidir.

$$v_{S1} = (V_{in} - V_{Cb1max}) + \frac{I_{Lo}}{n(C_s + C_{b1})} (t - t_5) \quad (7.18)$$



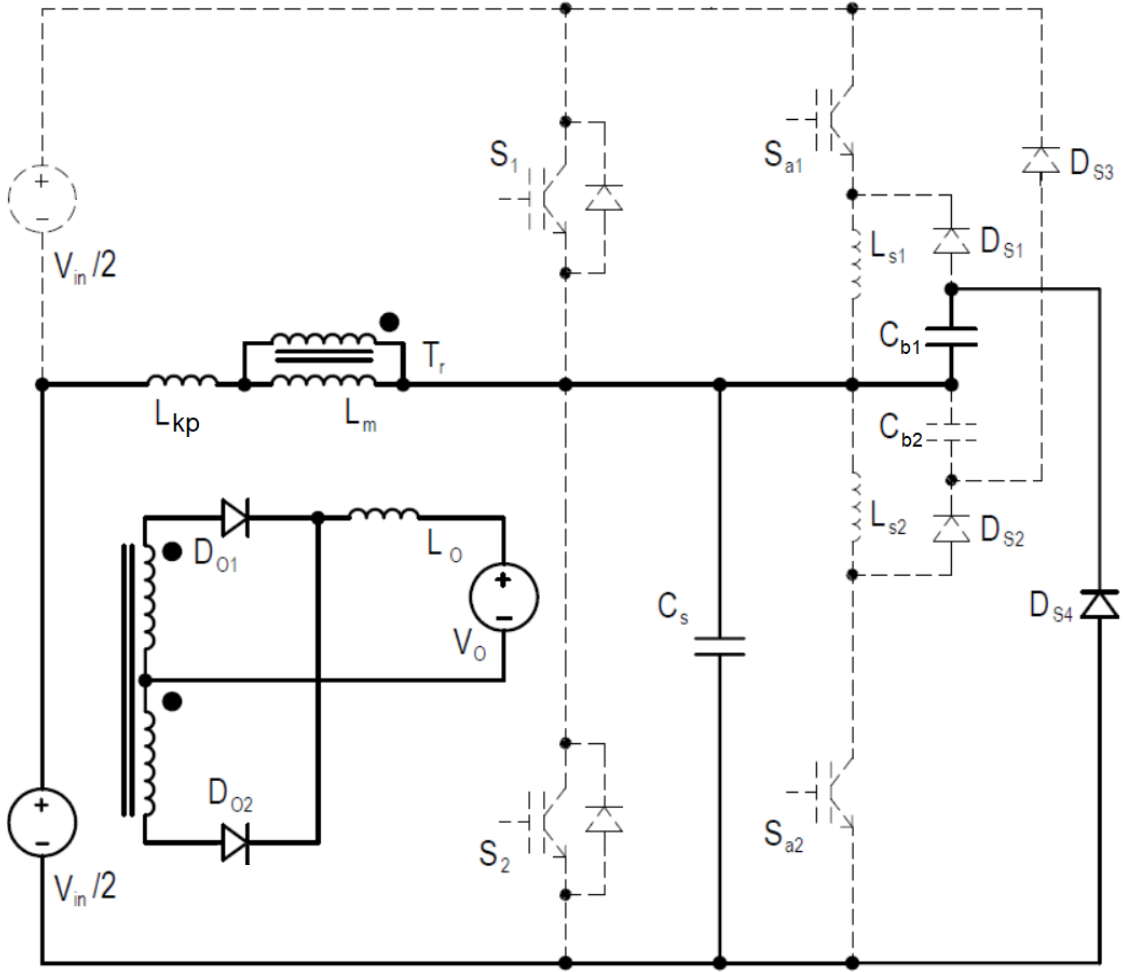
Şekil 7.9 Aralık 6 [24]

(7.18) nolu denkleme göre v_{s1} 'in yükselme hızını C_s ve C_{b1} birlikte yavaşlatmaktadır. Dolayısı ile bu aralıkta ZVS işleminde C_s ve C_{b1} birlikte etkilidir. $v_{Cs}=v_{Cb1}=V_{in}/2$ olur, D_{o2} iletme girer ve bu aralık sona erer. Aralığın işgal ettiği süre Δ_6 aşağıda verilmiştir.

$$\Delta_6 = \frac{n(C_s + C_{b1})}{I_{Lo}} (V_{Cb1max} - V_{in}/2) \quad (7.19)$$

Aralık 7 [$t_6 < t < t_7$]: D_{o2} iletme girer ve bu aralık başlar. Şekil 7.10'da gösterilen yol ile C_s , C_{b1} ve L_{kp} arasında rezonans mevcuttur. Bu aralık boyunca bu elemanlar enerjilerini giriş kaynağına aktarmaktadır. C_s ve C_{b1} bu aralıkta da paralel bağlıdır. Bu aralık için aşağıdaki eşitlikler geçerlidir.

$$v_{S1} = \frac{V_{in}}{2} + \frac{I_{Lo}}{n} \sqrt{\frac{L_{kp}}{(C_s + C_{b1})}} \sin(\omega_3(t - t_6)) \quad (7.20)$$



Şekil 7.10 Aralık 7 [24]

$$i_{Lkg} = \frac{I_{Lo}}{n} \cos(\omega_3(t - t_6)) \quad (7.21)$$

$$\omega_3 = \frac{1}{\sqrt{L_{kp}(C_s + C_{b1})}} \quad (7.22)$$

(7.20) nolu denkleme göre v_{s1} 'in yükselme hızını C_s ve C_{b1} birlikte yavaşlatmaktadır. C_s ve C_{b1} bu aralıkta da ZVS işlemi için birlikte etkilidir. $v_{cs} = v_{cb1} = 0$ olur, S_2 'nin ters paralel diyodu ilettime girer ve bu aralık sona erer. Aralığın işgal ettiği süre Δ_7 aşağıda verilmiştir.

$$\Delta_7 = a \sin \left(\frac{V_{in}}{2} \frac{n}{I_{Lo}} \sqrt{\frac{(C_s + C_{b1})}{L_{kp}}} \right) \left(\sqrt{L_{kp}(C_s + C_{b1})} \right) \quad (7.23)$$

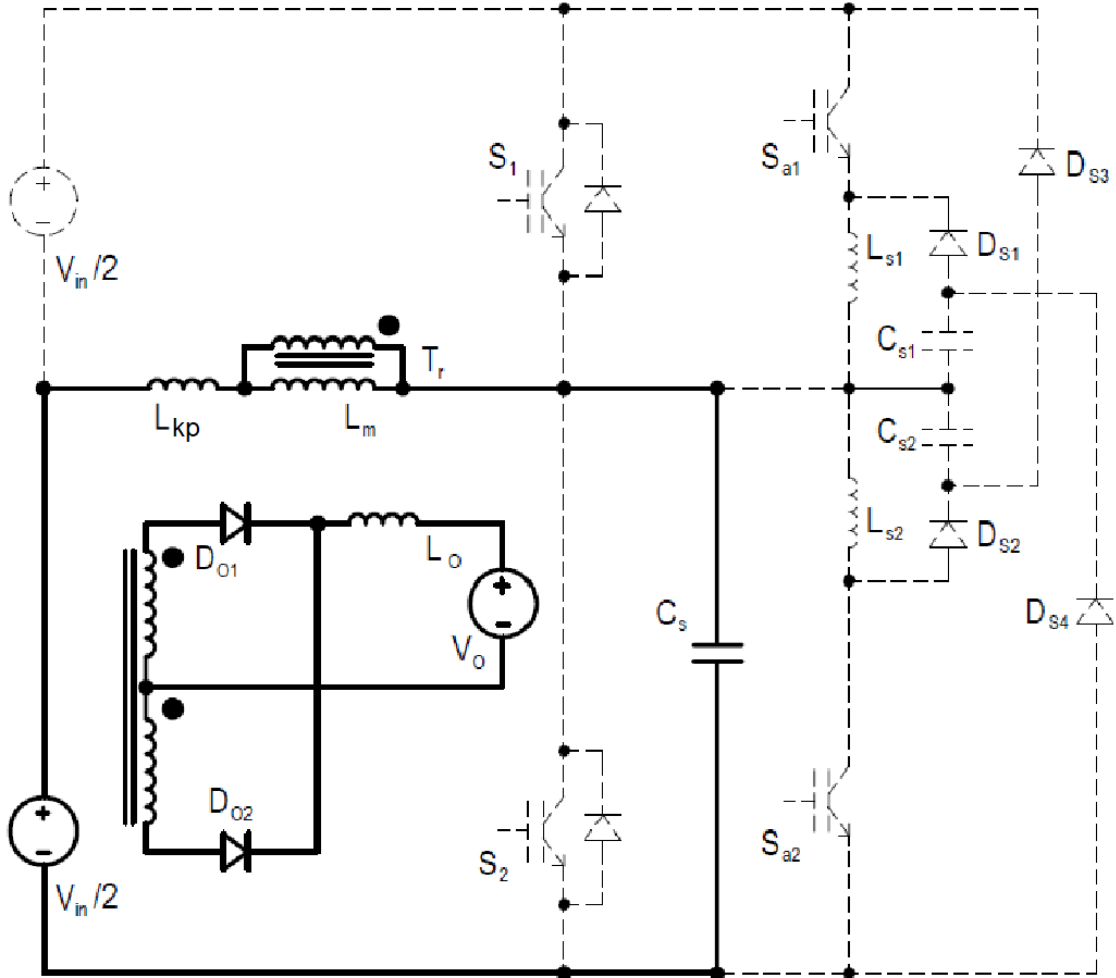
The diagram illustrates a power electronic circuit. On the left, a full-bridge inverter is formed by four MOSFETs (S_1, S_2, S_3, S_4) and their anti-parallel diodes. The inverter's output is connected to a series resonant network consisting of a capacitor C_s and an inductor L_m . This network is coupled to a transformer with primary inductance L_{kp} and secondary inductance L_o . The secondary side of the transformer is connected to a load consisting of a diode bridge (D_{o1}, D_{o2}) and a DC voltage source V_o . The input to the inverter is a split-phase AC source with two $V_{in}/2$ sources. The transformer has a center tap on the primary, which is connected to the junction of S_1 and S_2 . The secondary has two secondary windings, each with a center tap. The first secondary winding's center tap is connected to the junction of S_3 and S_4 . The second secondary winding's center tap is connected to the junction of S_1 and S_2 . The secondary windings are also connected to a series resonant network consisting of a capacitor C_s and an inductor L_{s2} . This network is followed by a diode bridge ($D_{s1}, D_{s2}, D_{s3}, D_{s4}$) and a load consisting of a capacitor C_{b1} and a capacitor C_{b2} . The input to this second resonant network is a split-phase AC source with two $V_{in}/2$ sources. The transformer has a center tap on the primary, which is connected to the junction of S_1 and S_2 . The secondary has two secondary windings, each with a center tap. The first secondary winding's center tap is connected to the junction of S_3 and S_4 . The second secondary winding's center tap is connected to the junction of S_1 and S_2 . The secondary windings are also connected to a series resonant network consisting of a capacitor C_s and an inductor L_{s2} . This network is followed by a diode bridge ($D_{s1}, D_{s2}, D_{s3}, D_{s4}$) and a load consisting of a capacitor C_{b1} and a capacitor C_{b2} .

71

$$i_{L_{kp}} = \frac{-V_i}{2} \sqrt{\frac{C_s}{L_{kp}}} \sin(\omega_4(t - t_8)) \quad (7.25)$$

$$v_{C_s} = \frac{V_i}{2} - \frac{V_i}{2} \cos(\omega_4(t - t_8)) \quad (7.26)$$

$$\omega_4 = \frac{1}{\sqrt{L_{kp} C_s}} \quad (7.27)$$



Şekil 7. 12 Aralık 9 [24]

S_{a2} 'nin sinyali uygulanır bu aralık sona erer, diğer yarım periyot başlar. Benzer 9 eş değer aralık diğer yarım periyot için de oluşur.

7.4 Tasarım Kriterleri

Bu bölümde sunulan aktif bastırma hücresi bastırma elemanlarının seçim kriterleri verilecektir. Bastırma kondansatörü seçimi, anahtar geriliminin düşen ve yükselen

kenarlarını yavaşlatmak ve kesime gitme kayıplarını düşürmek üzere yapılmaktadır. Ana anahtar gerilimleri Aralık 5, Aralık 6 ve Aralık 7’de yükselmektedir. Yardımcı anahtar gerilimi Aralık 3’de yükselmektedir. Dolayısı ile ZVS kesime gitmenin sağlanması için aşağıdaki eşitsizliklerin sağlanması gerekmektedir [1,25].

$$\Delta_5 + \Delta_6 + \Delta_7 \geq t_{f(ana)} \quad (7.27)$$

$$\Delta_3 \geq t_{f(yardımcı)} \quad (7.28)$$

$t_{f(ana)}$ ve $t_{f(yardımcı)}$ sırası ile ana ve yardımcı anahtarların kataloglarında verilen düşme süresini ifade etmektedir. $\Delta_3, \Delta_5, \Delta_6, \Delta_7$ süreleri için sırası ile (7.13), (7.17), (7.19) ve (7.23) nolu denklemler geçerlidir. Bu çalışmada (7.27) ve (7.28) nolu denklemlerin sağlanması, bunun yanında anahtar gerilimlerinin düşme ve yükselme sürelerinin mümkün olduğunca uzun olması ve bu sürelerin toplamının bir anahtarlama periyodunun % 5’ini geçmemesi hedeflenmiştir. Dolayısı ile ana anahtarın düşen kenarını oluşturan Δ_1 ve yükselen kenarını oluşturan $\Delta_5 + \Delta_6 + \Delta_7$ süreleri öncelikle 300 ns. hedeflenebilir. Aralık 5, Aralık 6 ve Aralık 7’de C_s ve C_b kondansatörlerinin birlikte I_o/n akımı ile lineer olarak şarj olduğu kabul edilebilir. Böylece $C_s + C_b$ için aşağıdaki eşitlik yazılabilir.

$$(C_s + C_b) = \frac{I_{o\max}}{nV_{in}} 300 \times 10^{-9} \quad (7.29)$$

(7.29) nolu eşitliğe göre $C_s + C_b$ değeri 15 nF elde edilir. Sonrasında bastırma elemanlarının net değerlerini belirlemek için aşağıdaki maddeler göz önüne alınmıştır.

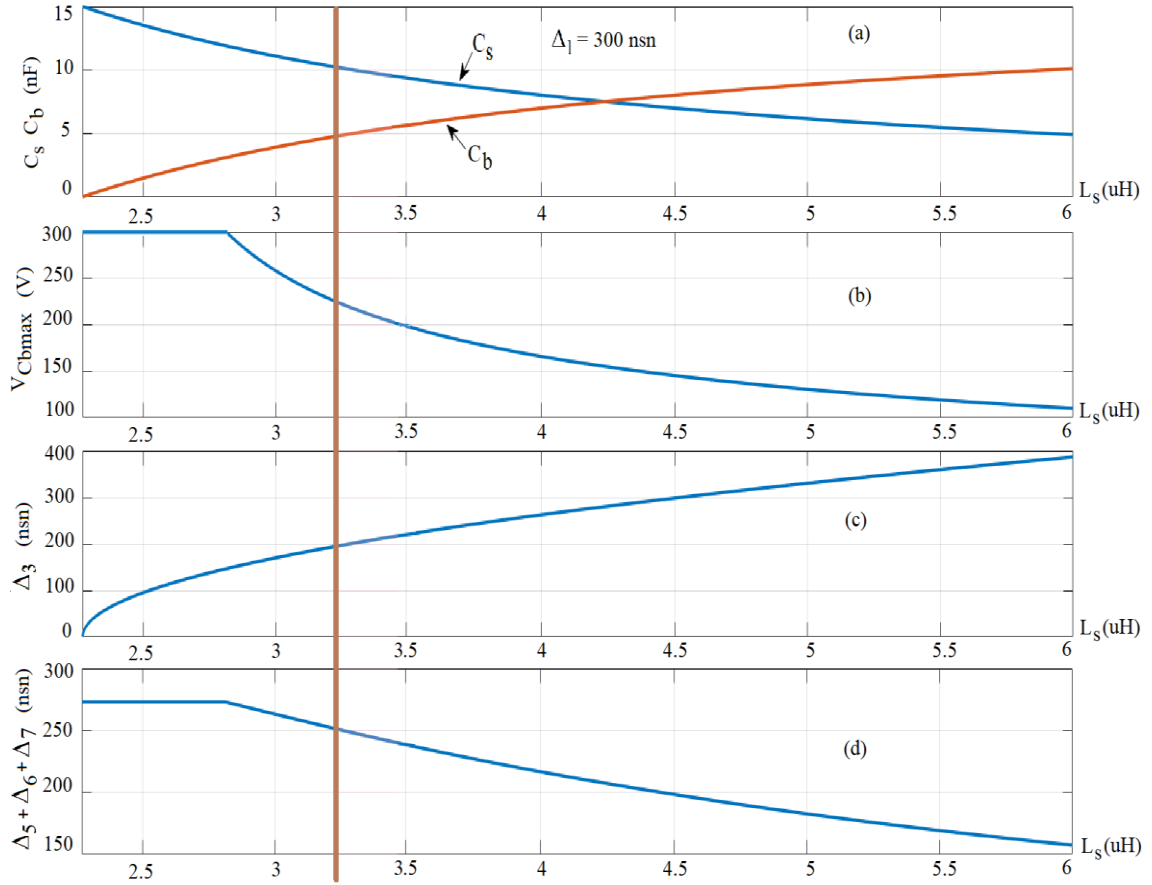
- ZVT’nin sağlanması için $L_s \leq L_{kp}$ olmalıdır.
- $V_{Cb1\max}$ değeri ne kadar yüksek olursa, Aralık 6 o kadar erken oluşur ve (7.18) nolu denkleme göre v_{s1} ’in yükselme hızı yavaşlar. Dolayısı ile $V_{Cb\max}$ değeri mümkün olduğunca büyük olmalıdır.

Ana anahtarın düşen kenarını oluşturan Δ_1 süresi 300 ns. alınarak L_s, C_s ve C_b değişimine karşılık, $V_{Cb\max}, \Delta_3$ ve $\Delta_5 + \Delta_6 + \Delta_7$ değişimleri sırası ile Şekil 7.13. (b), (c) ve (d)’de çizilmiştir. Şekil 7.13’de dikey çizgiye sağdan yaklaşırken, $V_{Cb\max}$ ve $\Delta_5 + \Delta_6 + \Delta_7$ değerlerinin arttığı ancak, Δ_3 süresinin düştüğü görülmektedir. Bu

çalışma için Δ_3 'ün 200 ns.'nin altına düşmeyecek şekilde, seçili dikey çizgi boyunca $V_{Cbmax} = 220$ V, $\Delta_3 = 200$ ns ve $\Delta_5 + \Delta_6 + \Delta_7 = 250$ ns. değerleri uygun görülmüştür. Şekil 7.13'de görüldüğü gibi bu değerlere $C_B = 5$ nF, $C_S = 10$ nF ve $L_S = 3.2$ μ H denk gelmektedir. Ayrıca bu değerler (7.27) ve (7.28) nolu eşitlikleri de sağlamaktadır. Düşen ve yükselen kenarların daha çok yavaşlatılıp yumuşak anahtarlama dalga şekillerinin daha net görülmesi için uygulamada C_S değeri için 10 nF'in üzerindeki standart değer olan 15 nF seçilmiştir. C_B değeri için standart değer olan 4.7 nF seçilmiştir. Bastırma hücrelerine ait seçilen değerler Tablo 7.1'de verilmiştir.

Tablo 7. 1 Bastırma Hücreleri İçin Seçilen Değerler

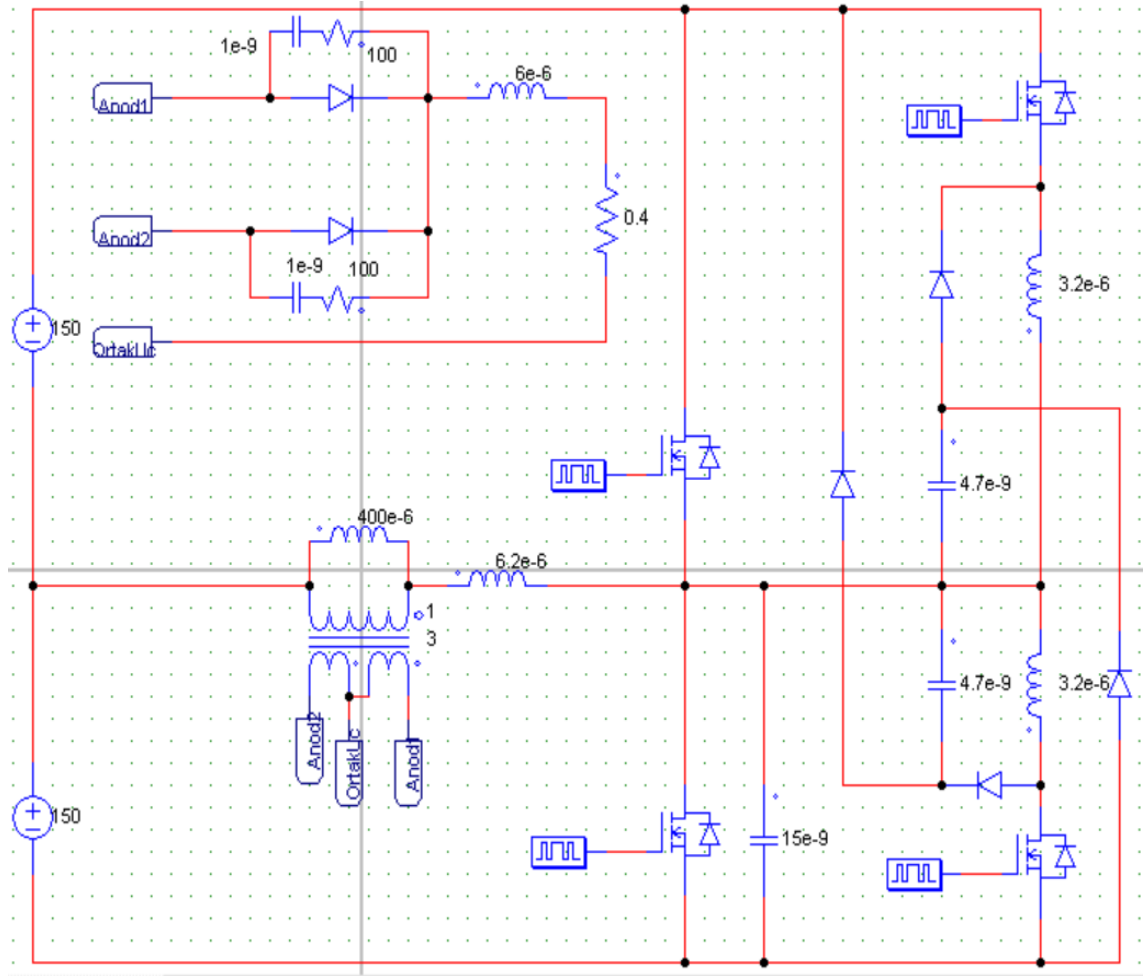
Parametre	Değer
Bastırma kondansatörü C_S	15 nF
Bastırma kondansatörü C_B	4.7 nF
Bastırma endüktansı L_S	3.2 μ H



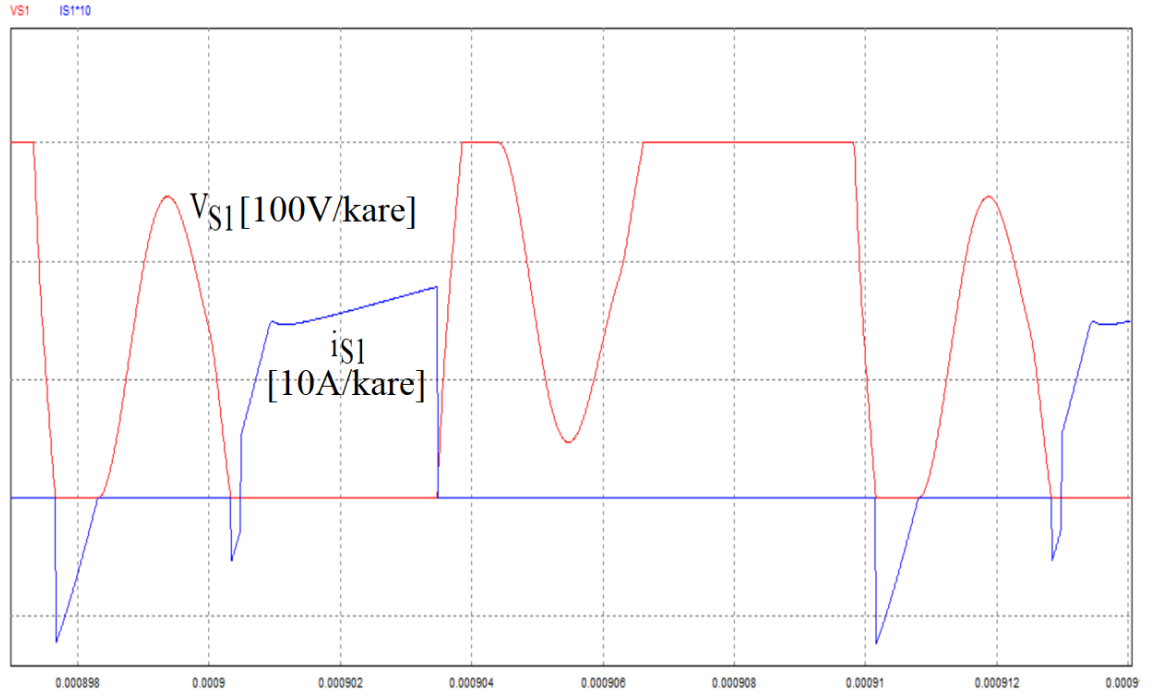
Şekil 7.13 L_s, C_s ve C_b değişimine karşılık, V_{Cbmax} , Δ_3 ve $\Delta_5 + \Delta_6 + \Delta_7$ değişimleri [24]

7.5 Simülasyon Sonuçları

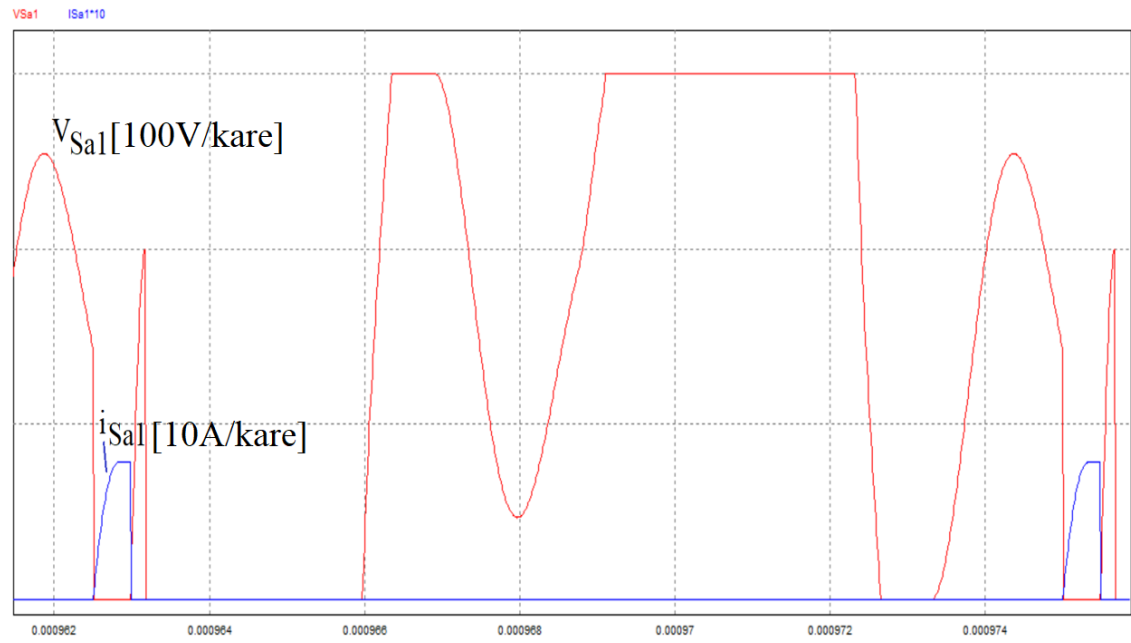
Bu bölümde sunulan aktif bastırma hücresi ile donatılmış yarım köprü DC-DC dönüştürücünün simülasyon sonuçları verilmiştir. Şekil 7.14'de simülasyon devre şeması verilmiştir. Şekil 7.15'de ana anahtarın gerilim ve akım dalga şekilleri verilmiştir. Şekil 7.16'de yardımcı anahtarın gerilim ve akım dalga şekilleri verilmiştir. Şekil 7.15'de ana anahtarın ZVT ile iletme, ZVS ile kesime gittiği görülmektedir. Şekil 7.16'da yardımcı anahtarın ZCS ile iletme, ZVS ile kesime gittiği ve yardımcı anahtar akımının ana anahtar akımından düşük olduğu görülmektedir. Bastırma endüktansı L_{s1} 'in rezonans gerilim ve akım dalga şekilleri Şekil 7.17'de verilmiştir. Çıkış akımı i_{Lo} 'nun dalga şekli Şekil 7.18'de verilmiştir. Simülasyon, PSIM programı ile yapılmıştır.



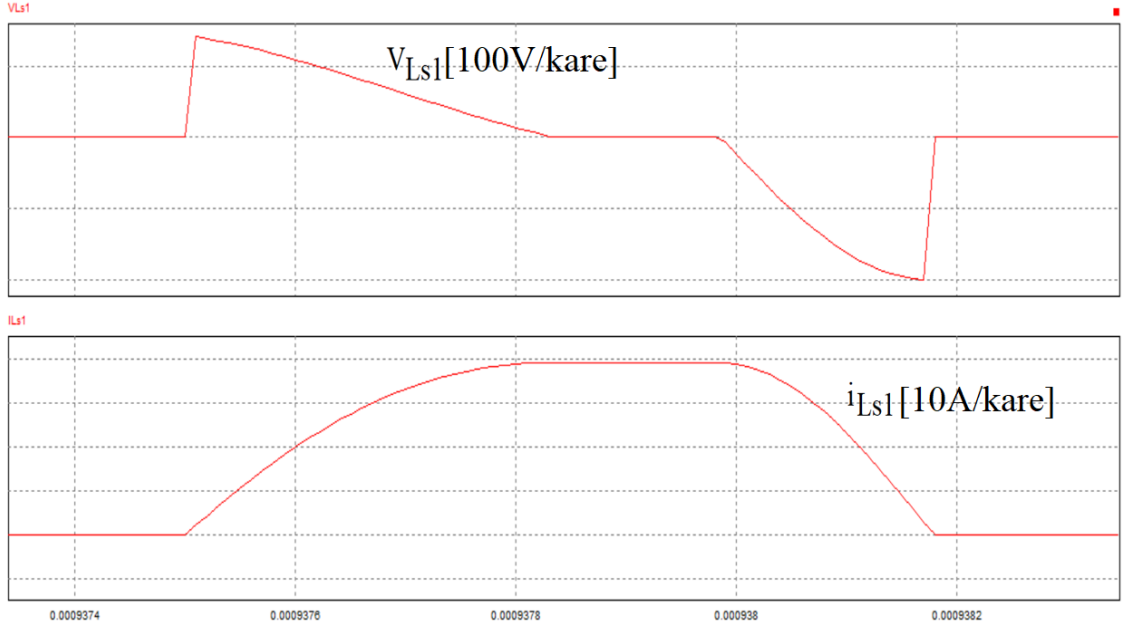
Şekil 7.14 Tasarlanan bastırma hücresi ile donatılmış yarı köprü DC-DC dönüştürücünün simülasyon devre şeması



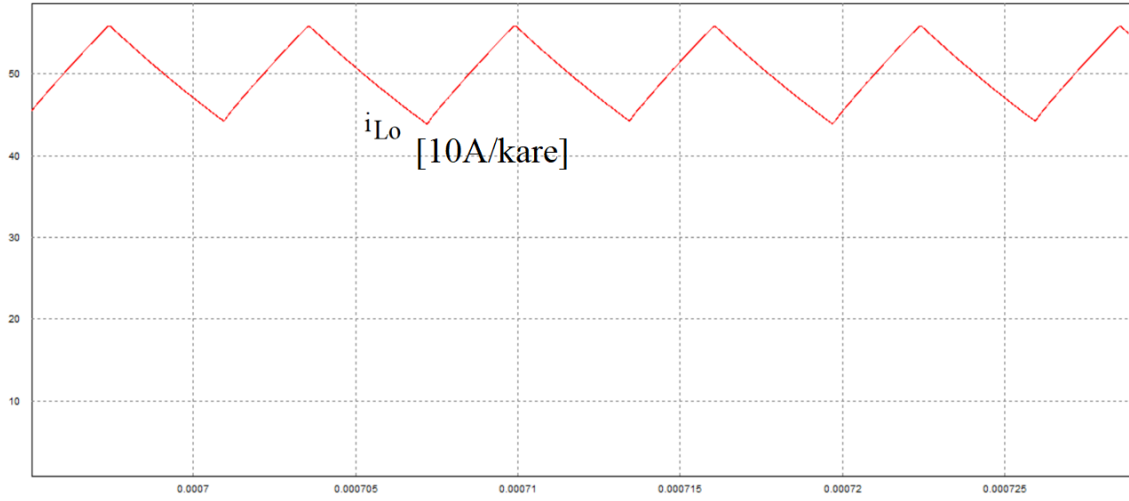
Şekil 7.15 Ana anahtarın simülasyon ile elde edilen gerilim ve akım dalga şekilleri



Şekil 7.16 Yardımcı anahtarın simülasyon ile elde edilen gerilim ve akım dalga şekilleri



Şekil 7. 17 L_{S1} 'in simülasyon ile elde edilen gerilim ve akım dalga şekilleri



Şekil 7. 18 Çıkış akımı i_{Lo} 'nun simülasyon ile elde edilen dalga şekli

İzoleli DC-DC Dönüştürücüler İçin Yeni Bir Aktif Bastırma Hücresinin Uygulama Sonuçları

8.1 Giriş

Bu bölümde tasarımı yapılan aktif bastırma hücresi ile donatılmış izoleli yarım köprü PWM DC-DC dönüştürücünün uygulama sonuçları verilmiştir.

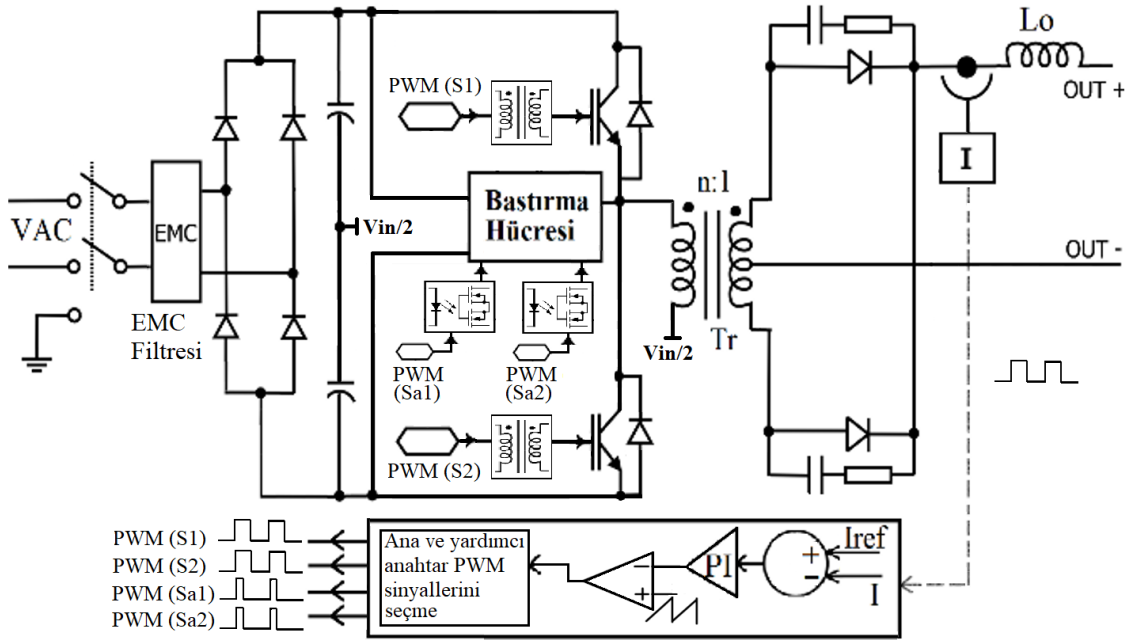
8.2 Uygulama Devresi

Teorik analizin doğrulanması için 300 V giriş gerilimi, 20 V çıkış gerilimi, 50 A çıkış akımı ve 80 kHz anahtarlama frekansına sahip uygulama devresi gerçekleştirilmiştir. Uygulama devresine ait parametre ve malzeme listesi Tablo 8.1'de verilmiştir.

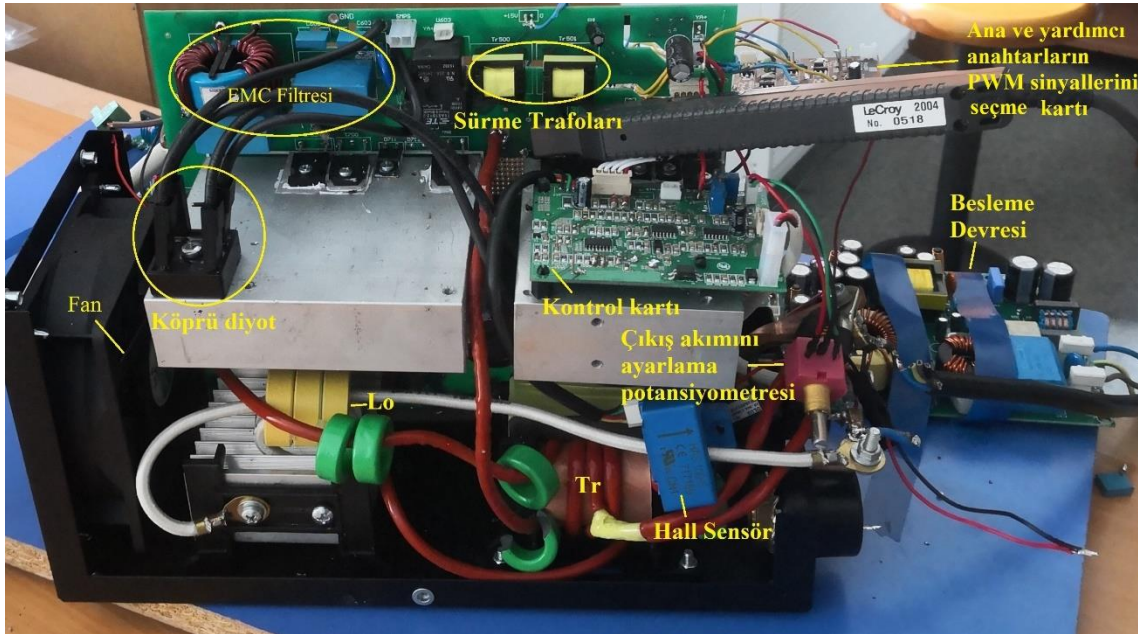
Tablo 8. 2 Uygulama Devresine Ait Parametre Ve Malzeme Listesi

Parametre	Sembol	Değer
Giriş gerilimi	V_{in}	300 V
Çıkış gerilimi	V_o	20 V
Maks. çıkış akımı	I_o	50 A
Anahtarlama frekansı	f	80 kHz
Trafo dönüşüm oranı	n	3:1:1
Bastırma kondansatörleri	C_s	15 nF
Bastırma kondansatörleri	C_B	4.7 nF
Bastırma endüktansları	L_s	3.2 μ H
Trafo kaçak endüktansı	L_{kp}	6.2 μ H
Trafo mıknatıslanma endüktansı	L_m	400 μ H
Trafo nüvesi	-	EE7166S, PL7
Çıkış endüktansı	L_o	6 μ H
Ana ve yardımcı anahtarlar	S_1 - S_2 - S_{a1} - S_{a2}	FGH40N60SMDF
Yardımcı diyotlar	D_{s1} - D_{s2} - D_{s3} - D_{s4}	STTH3006

Uygulama devresinin temel blok şeması Şekil 8.1’de verilmiştir. Uygulama devresinin fotoğrafı Şekil 8.2’de verilmiştir.



Şekil 8.1 Uygulama devresinin temel blok şeması



Şekil 8.2 Uygulama devresinin fotoğrafı

Bastırma hücresi, sert anahtarlama dönüştürücüye dışardan yapılan bağlantılar ile uygulanmıştır.

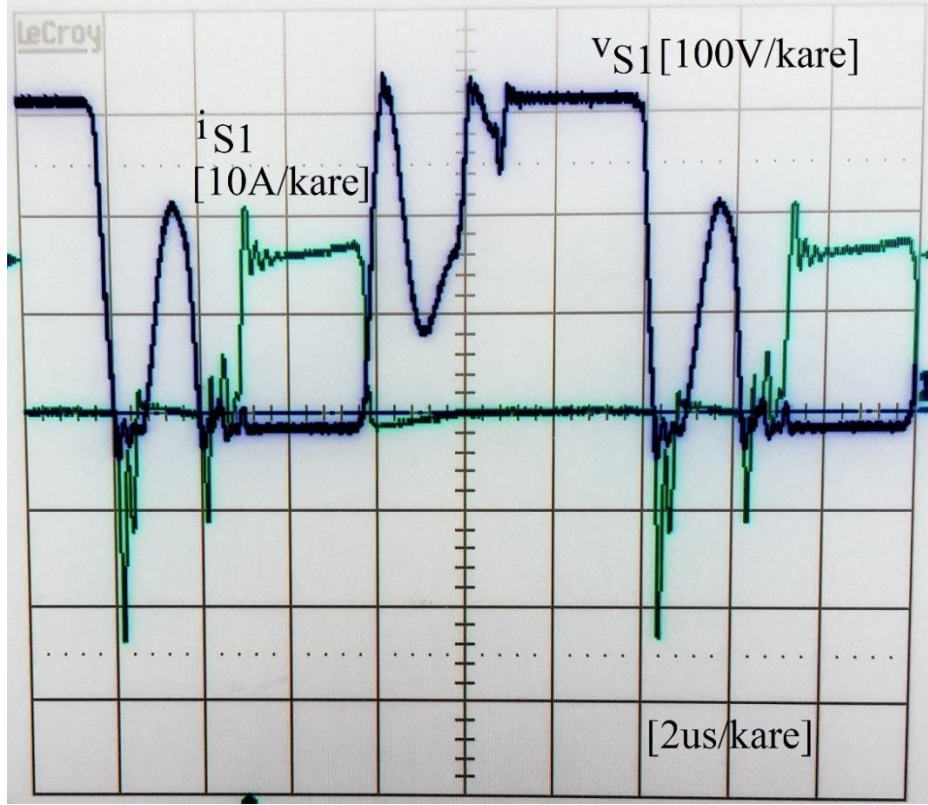
Uygulama devresinin kontrol kartında PWM entegresi olarak SG3525A kullanılmıştır. OPAMP olarak LM324, karşılaştırıcı olarak LM393 kullanılmıştır. Çıkış akımını ölçmek için HAS 100-S akım sensörü kullanılmıştır. Transistör olarak BC847 ve BC857 transistörleri kullanılmıştır. Kontrol kartı beslemesi +15 ve -15V olmak üzere simetrik uygulanmıştır.

Ölçüm sonuçları alınırken Hantek PP-80 1PCE model pasif gerilim probu kullanılmıştır. Anahtar akımları Lecroy marka CP031 model akım probu ile ölçülmüştür. Çıkış akımı Lecroy marka CP500 model akım probu ile ölçülmüştür. Anahtar gerilimleri Lecroy marka LT262 model osiloskop ile ölçülmüştür. Sürme sinyalleri, izole giriş kanalı sağladığı için Tektronix marka TPS 2024B model osiloskop ile ölçülmüştür. Çıkış akımı ölçülürken Lecroy marka Wavesurfer 510 model osiloskop kullanılmıştır.

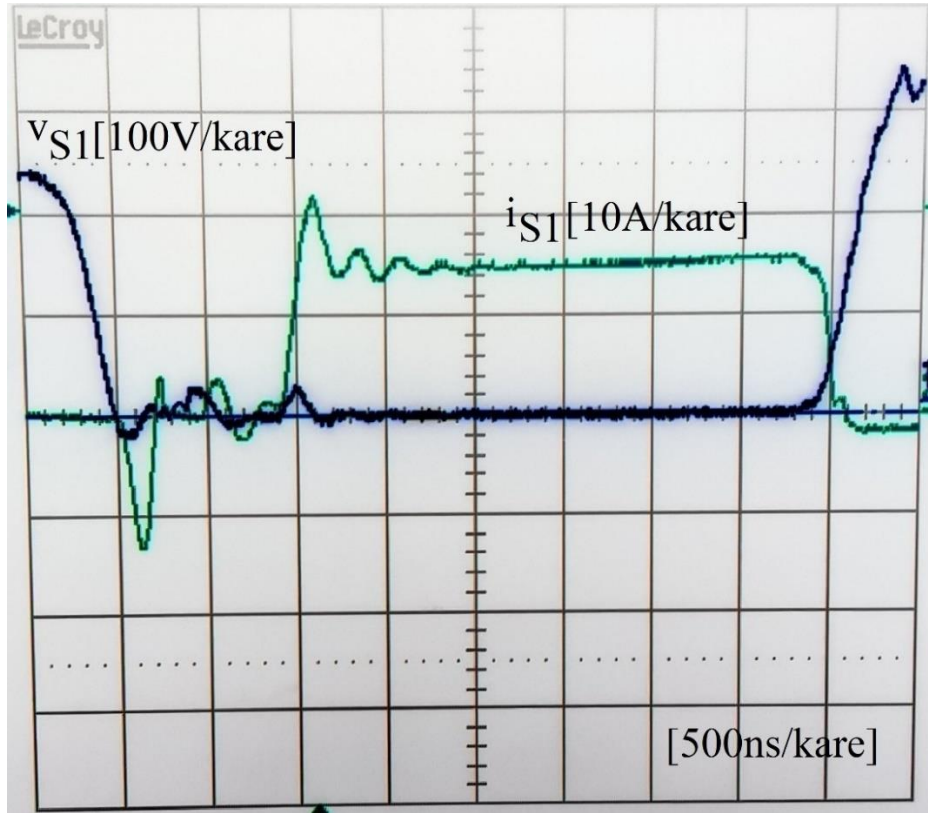
Uygulanan dönüştürücüde şebeke, kontrol kartı ve çıkış katı arasında izolasyon mevcuttur. Çıkış akımı hall sensör ile izoleli olarak algılanmaktadır. Çıkış gerilimi koruma amaçlı olarak PC817 opto izolatör ile algılanmaktadır. Ana anahtarların sürme işlemi sürme trafoları, yardımcı anahtarların sürme işlemi opto izolatörlü sürme entegresi FOD3182 ile yapılmaktadır. Kontrol kartı beslemesi geri dönüşlü dönüştürücü ile izoleli olarak sağlanmaktadır. Çıkış ile şebeke arasındaki izolasyon dönüştürücü trafosu T_r ile sağlanmaktadır.

8.3 Uygulama Sonuçları

Şekil 8.3’de ana anahtarın periyodik gerilim ve akım dalga şekilleri verilmiştir. Şekil 8.4’de ana anahtarın gerilim ve dalga şekilleri 500 ns/kare zaman ölçeğinde verilmiştir.

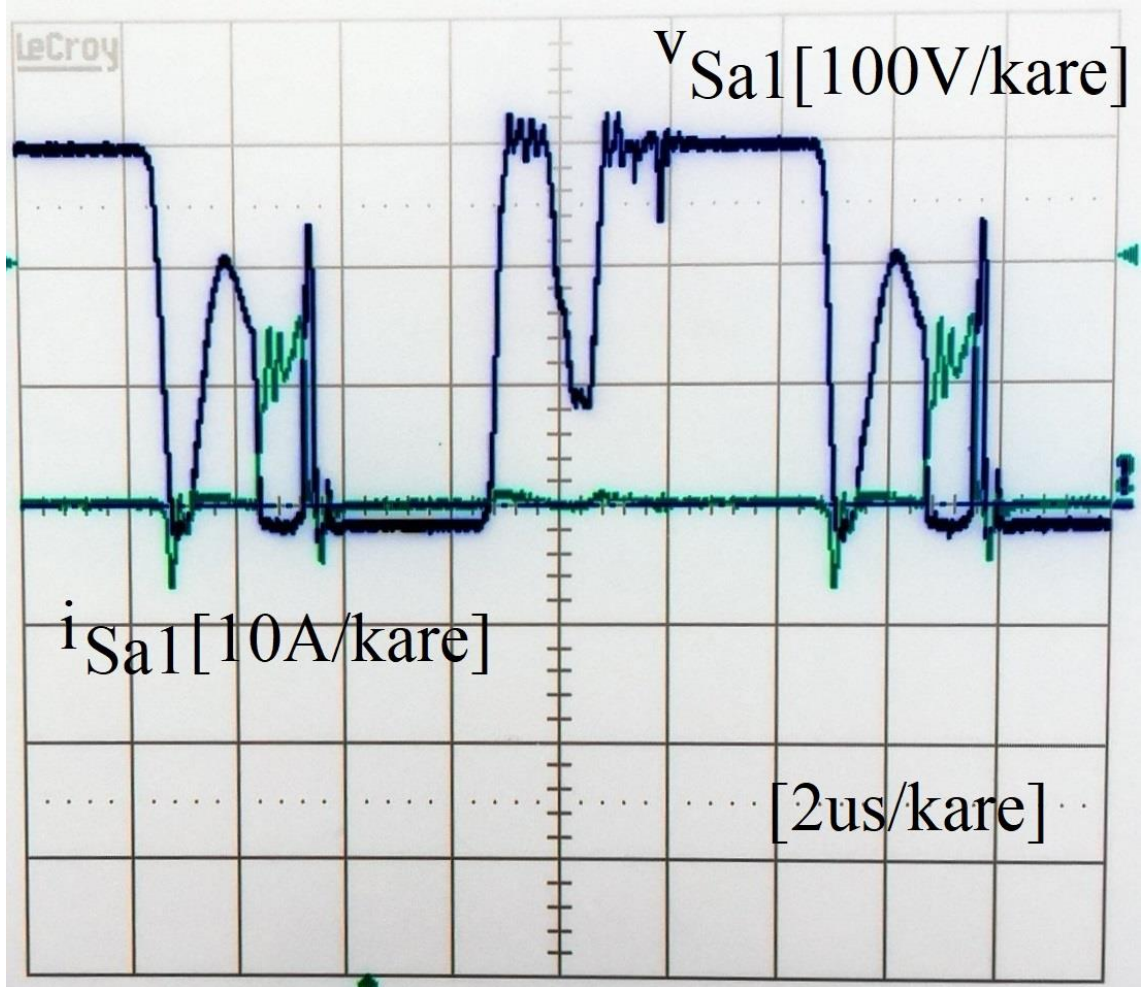


Şekil 8.3 Ana anahtar S_1 'in periyodik gerilim ve akım dalga şekilleri [24]

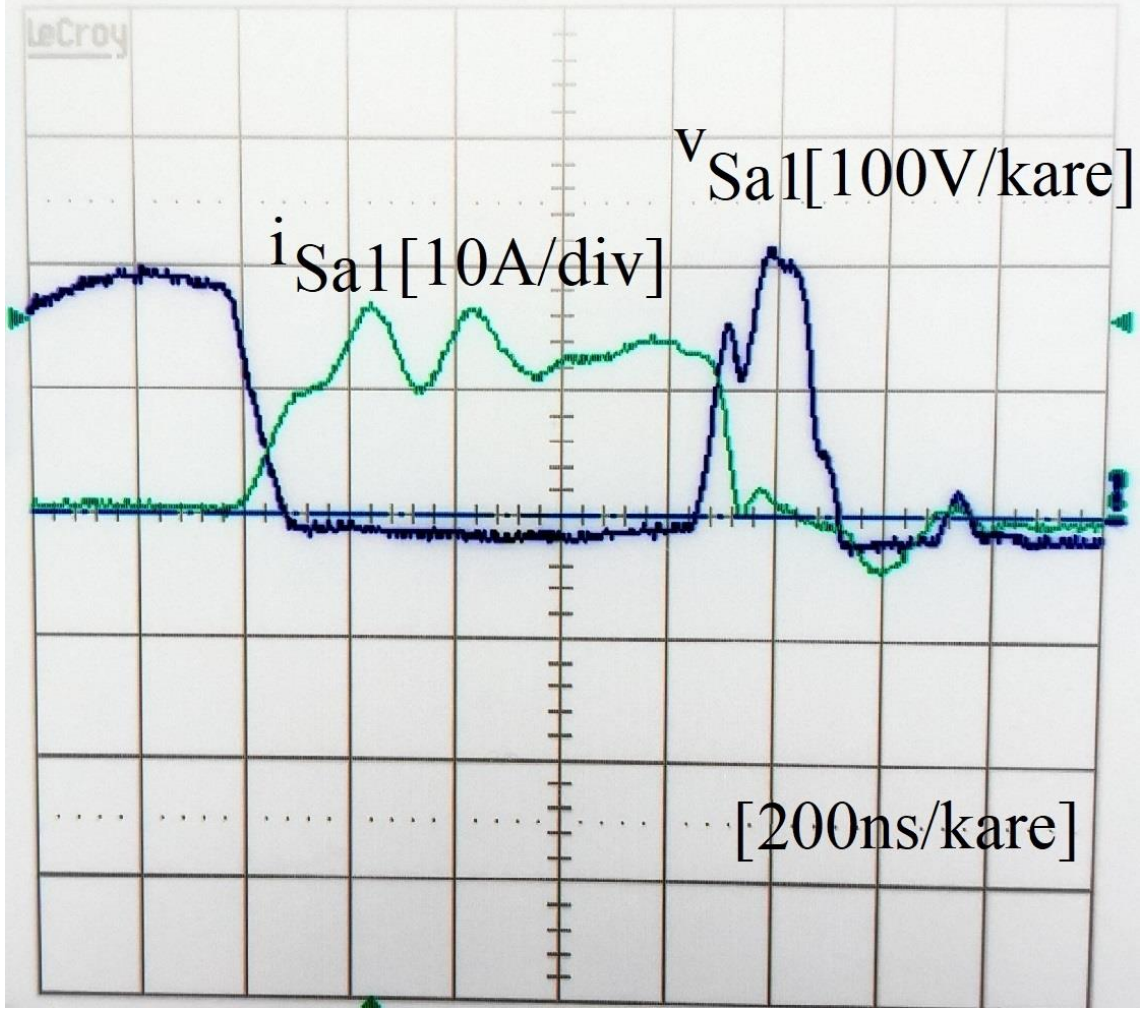


Şekil 8.4 Ana anahtar S_1 'in 500 ns/kare ölçeğinde gerilim ve akım dalga şekli [24]

Şekil 8.5 ve Şekil 8.6'da yardımcı anahtarın periyodik ve 200 ns/kare zaman ölçeğinde gerilim ve akım dalga şekilleri verilmiştir. Şekil 8.6'da uygulama devresindeki kablo bağlantılarının endüktanslarından dolayı yardımcı anahtarın ZVS kesime gitme işleminin bir miktar aksadığı görülmektedir. Ancak, beklenildiği gibi yardımcı anahtar geriliminin kesime gitme işlemi esnasında 200 V'a çıktığı görülmektedir.



Şekil 8.5 S_{a1} 'in periyodik gerilim ve akım dalga şekilleri [24]



Şekil 8.6 S_{a1} 'in 200 ns/kare ölçeğinde gerilim ve akım dalga şekilleri [24]

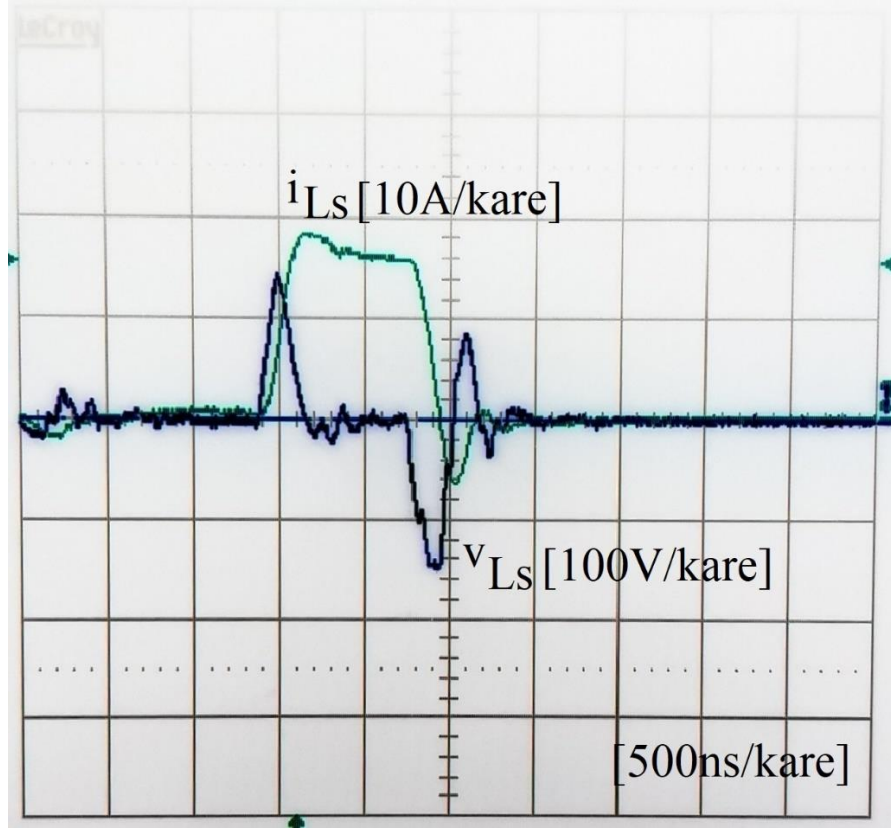
Şekil 8.6'da yardımcı anahtar üzerinde ilave akım stresi olmadığı ve akımının ana anahtar akımından daha düşük olduğu görülmektedir.

Şekil 8.7'de bastırma endüktansının gerilim ve akım dalga şekilleri verilmiştir.

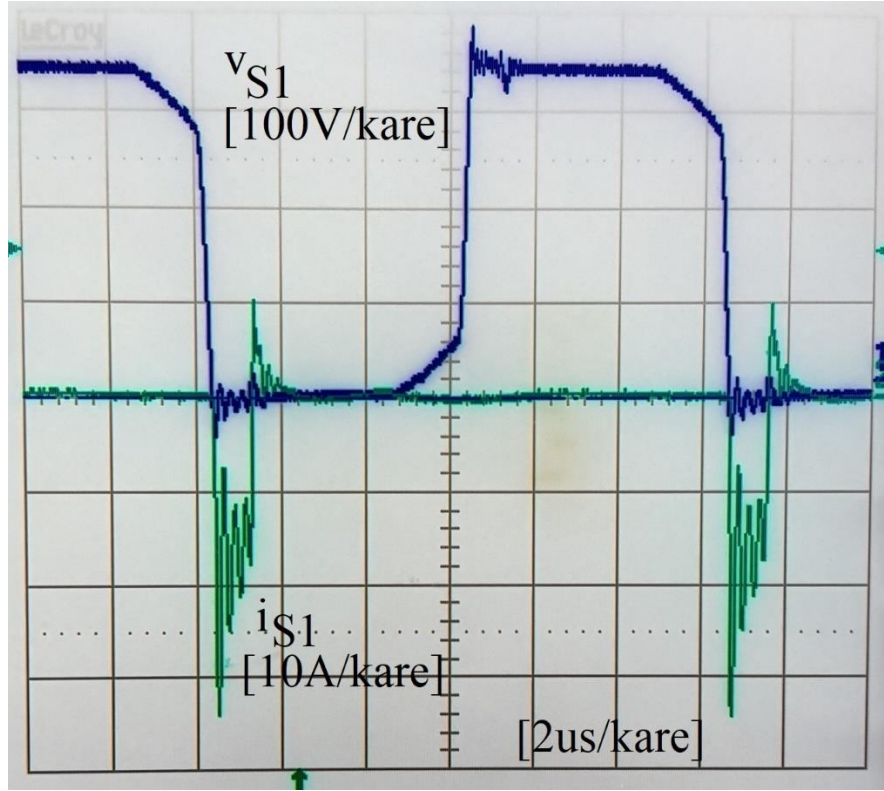
Şekil 8.8'de boşa çalışma durumunda ana anahtar S_1 'in gerilim ve akım dalga şekilleri verilmiştir. Şekil 8.8'de dönüştürünün boşa çalışma durumunda da yumuşak anahtarlama ve sağlıklı çalışmayı sürdürdüğü görülmektedir.

Şekil 8.9'da ana ve yardımcı anahtarların kapı gerilim dalga şekilleri verilmiştir.

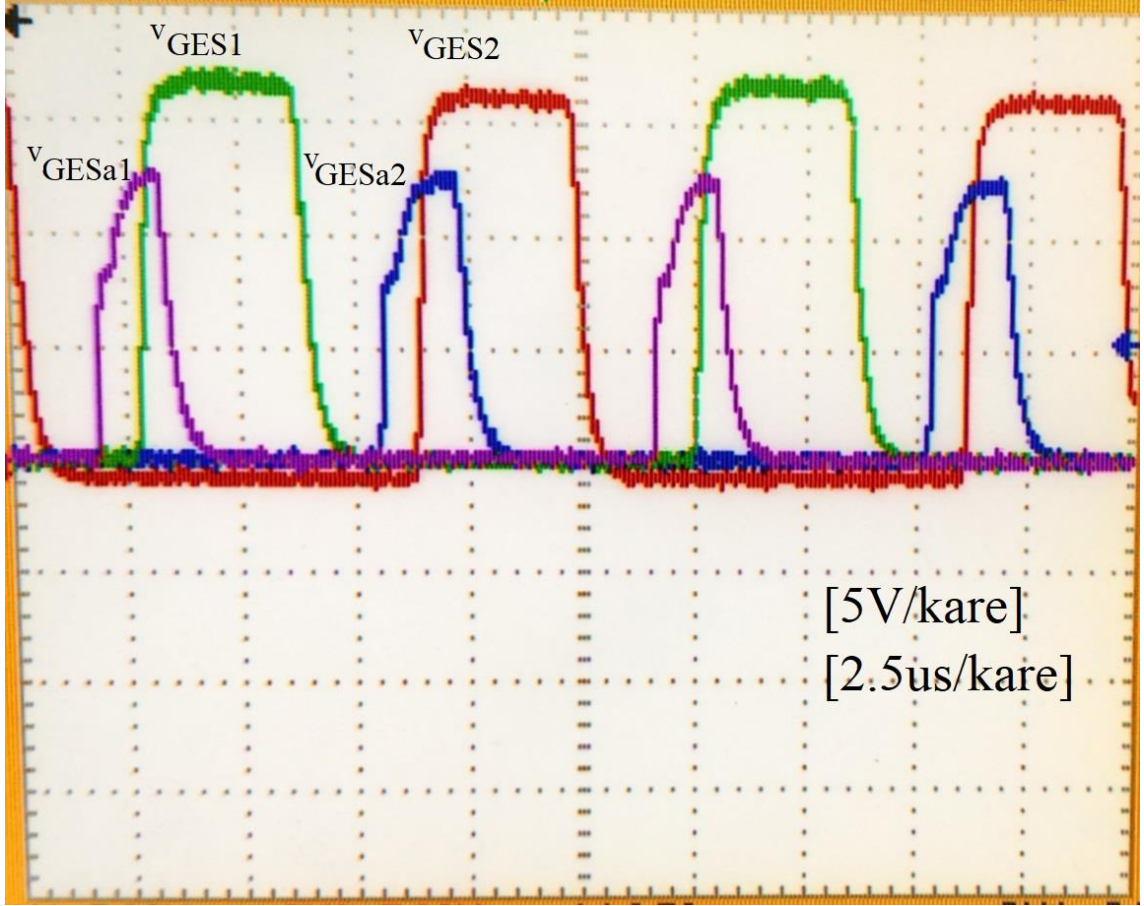
Şekil 8.10'da çıkış akımı i_{Lo} dalga şekli verilmiştir.



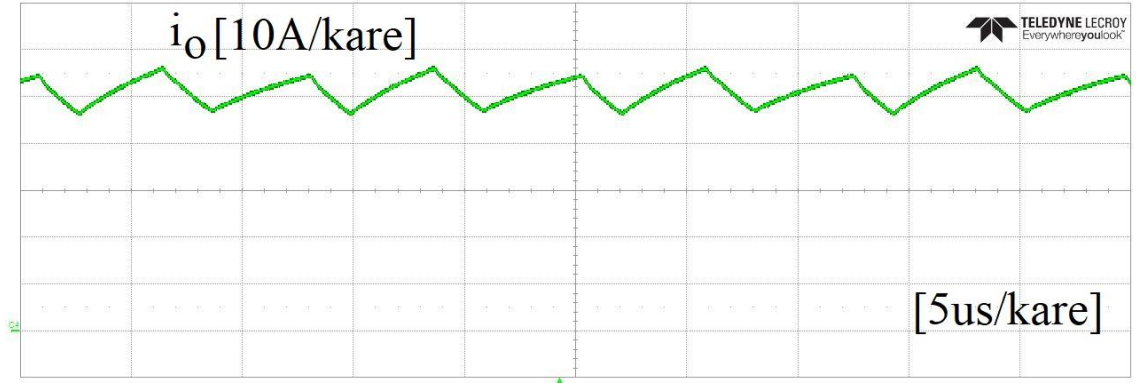
Şekil 8.7 Bastırma endüktansı L_s 'nin gerilim ve akım dalga şekilleri [24]



Şekil 8.8 Boşta çalışma durumunda ana anahtarın gerilim ve akım dalga şekli [24]

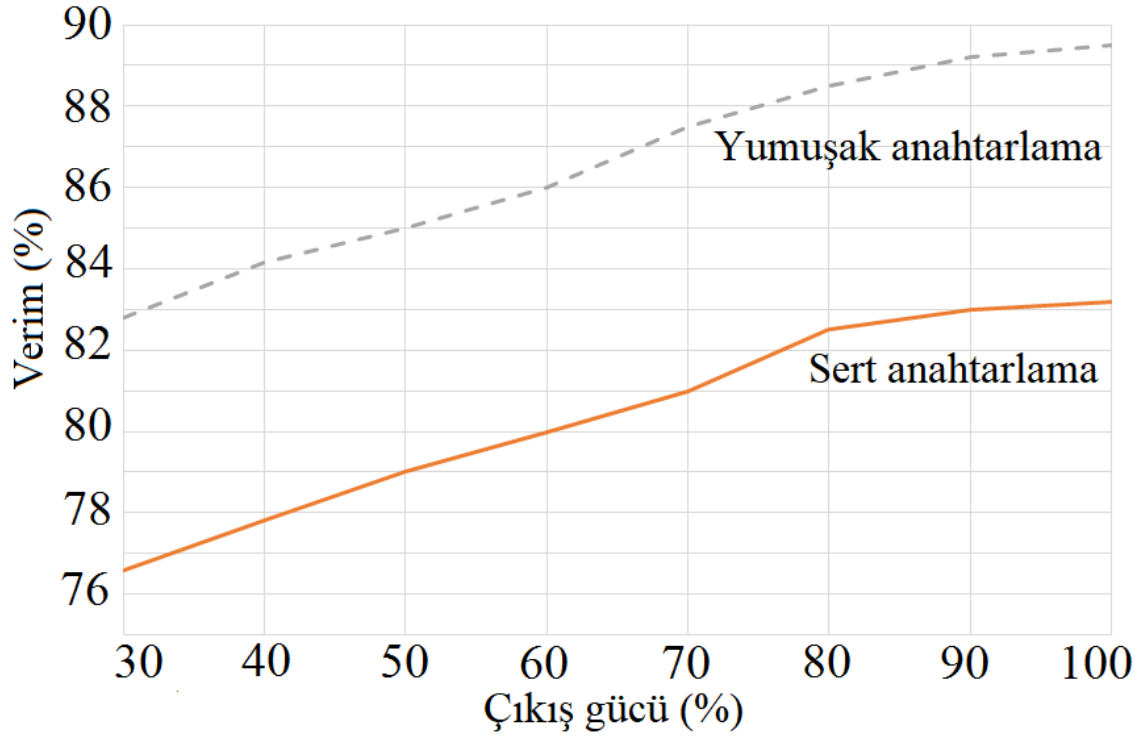


Şekil 8.9 Ana ve yardımcı anahtarlara ait kapı gerilimleri [24]



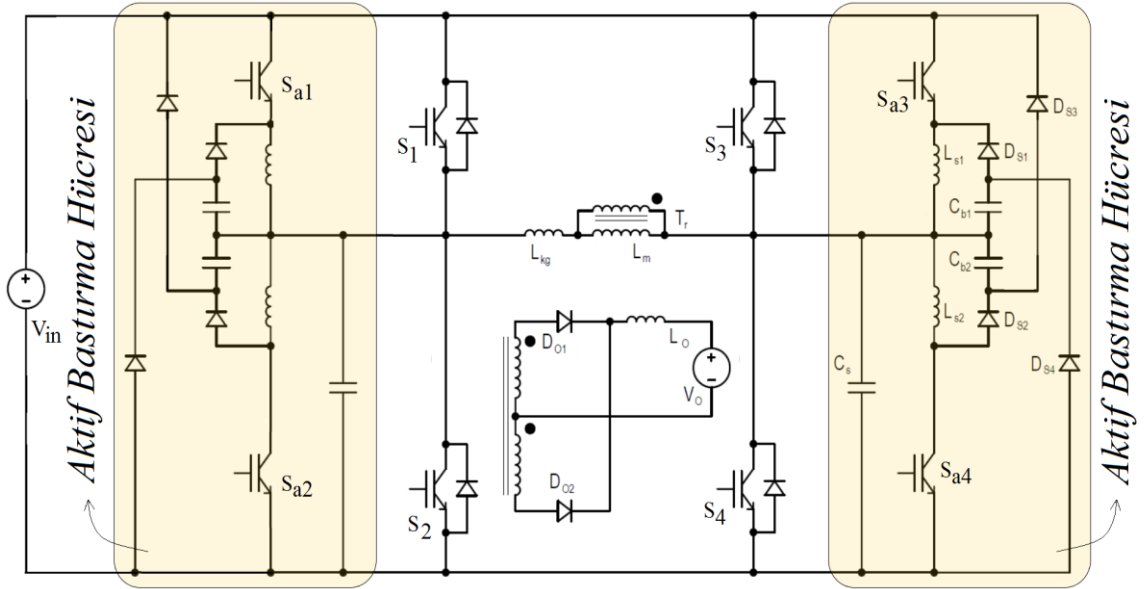
Şekil 8.10 Çıkış akımını i_{Lo} 'nun dalga şekli [24]

Geleneksel izoleli yarım köprü PWM DC-DC dönüştürücünün tam yükte verimi % 83 iken, sunulan aktif bastırma hücresi sayesinde yaklaşık % 90'a yükselmiştir. Geleneksel yarım köprü DC-DC dönüştürücü ve tasarımı yapılan aktif bastırma hücresi ile donatılmış yarım köprü DC-DC dönüştürücünün verim eğrileri Şekil 8.11'de verilmiştir.

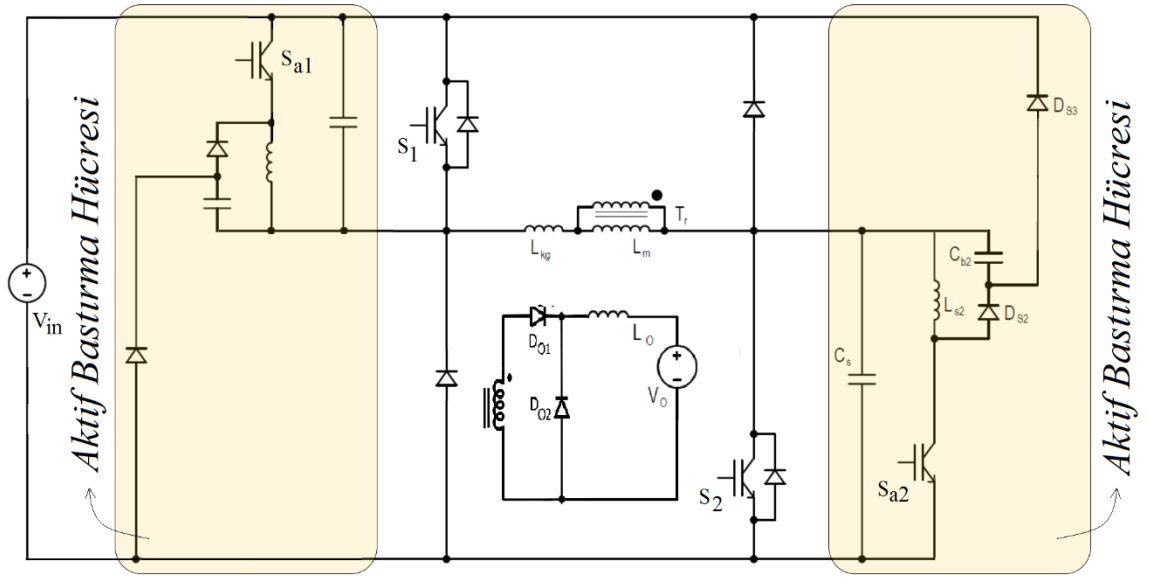


Şekil 8.11 Yumuşak ve sert anahtarlama dönüştürücülerin verim eğrileri [24]

Tasarımı yapılan aktif bastırma hücresinin tam köprü ve iki anahtarlı ileri yönlü dönüştürücülere uygulanması Şekil 8.12 ve Şekil 8.13’de verilmiştir.



Şekil 8. 12 Tasarlanan aktif bastırma hücresinin tam köprü dönüştürücüye uygulanması [24]



Şekil 8. 13 Tasarlanan aktif bastırma hücresinin iki anahtarlı ileri yönlü dönüştürücüye uygulanması [24]

İzolasyon, kontrol kolaylığı ve hızlı dinamik cevap sağladıkları için izoleli yarım köprü, tam köprü ve iki anahtarlı ileri yönlü Darbe Genlik Modülasyonlu (PWM) DC-DC dönüştürücüler endüstride yoğun olarak kullanılmaktadır. Güç yoğunluğu ve verimi arttırmak aynı zamanda Elektromanyetik Girişimi (EMI) düşürmek için bu dönüştürücülerde bastırma hücreleri yardımı ile Yumuşak Anahtarlama (SS) teknikleri uygulanmaktadır. Bastırma hücrelerinde genel olarak tüm yarı iletken güç elemanlarının yumuşak anahtarlanması, yarı iletkenler üzerinde ilave gerilim ve akım stresi olmaması, iletim kayıplarının artmaması, ana anahtarların parazitik kondansatör enerjilerinin geri kazanılması, sirkülasyon kayıplarının düşük olması ve yumuşak anahtarlamanın geniş bir yük aralığında sağlanabilmesi özellikleri aranmaktadır. Ancak, izoleli PWM DC-DC dönüştürücüler için literatürdeki bastırma hücreleri bu özellikleri yeterince sağlamamaktadır. Özellikle yarı iletken elemanlar üzerinde ilave gerilim ve akım stresi olması uygulanabilirliği düşürmektedir. Bu dönüştürücülerde yumuşak anahtarlamanın sağlanmasındaki zorluk, trafo kaçak endüktansı resetlendikten sonra kaçak endüktans ile eş değer parazitik kondansatör arasında oluşan salınımdan kaynaklanmaktadır. Faz kaydırma yönteminde bu aralık oluşmadığı için yumuşak anahtarlama kolay sağlanabilmektedir. Ancak, faz kaydırmalı dönüştürücülerin yapısı ve kontrolü PWM kontrollü dönüştürücülere göre karmaşıktır. Genellikle iletim ve bakır kayıpları artmaktadır. Ayrıca, yumuşak anahtarlama yük akımına bağlıdır ve düşük yüklerde aksamaktadır. Bu yüzden bastırma kondansatör sığaları yeterince arttırılamamakta ve kesime gitme kayıpları yeterince düşürülememektedir.

Bu tezde izoleli PWM DC-DC dönüştürücüler için belirtilen özellikleri sağlayan yeni bir aktif bastırma hücresi tasarımı yapılmıştır. Tasarımı yapılan bastırma hücresinde ana anahtarlar ZVT ile ilettime, ZVS ile kesime girmektedir. Yardımcı

anahtarlar ZCS ile ilettime, ZVS ile kesime girmektedir. Yardımcı anahtar ve bastırma endüktans akımlarının tepe değerleri nominal akımdan düşüktür.

Teorik analizler, 300 V giriş gerilimi, 20 V çıkış gerilimi, 50 A çıkış akımı ve 80 kHz anahtarlama frekansına sahip simülasyon ve uygulama devresi ile doğrulanmıştır.

Tasarımı yapılan bastırma hücresi izoleli PWM DC-DC dönüştürücülerde sorunsuz ve etkili bir şekilde çalışmaktadır. Yarı iletken elemanlar üzerinde ilave gerilim ve akım stresi oluşturmadağı için kolaylıkla ve ucuz bir şekilde uygulanabilmektedir. Böylece endüstride geniş bir kullanım alanı bulması ve bu doktora tezinin enerji verimliliğine, teknolojiye ve literature katkı sağlaması beklenmektedir.

- [1] H. Bodur ve A.F. Bakan, "A new ZVT-PWM DC-DC converter," IEEE Trans. on Power Electron., vol. 17, no. 1, pp. 40-47, 2002.
- [2] D. V. Santos, B. Cougo, N. Roux, B. Sareni, B. Revol ve J. P. Cara, "Trade-off between Losses and EMI Issues in Three-Phase SiC Inverters for Aircraft Applications," in IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility & Signal/Power Integrity (EMCSI), 2017, pp.1-6
- [3] Y. Sahin ve N. S. Ting, "Soft switching passive snubber cell for family of PWM DC-DC converters," Electr Eng, vol. 100, no. 3, pp. 1785-1796, 2018
- [4] Z. Ye, "Dual Half-Bridge DC-DC Converter with Wide-Range ZVS and Zero Circulating Current," IEEE Transaction on Power Electronics, vol. 28, no. 7, 2013, pp. 3276-3286.
- [5] B.R. Lin, "Implementation of a ZVS Three-Level Converter with Series-Connected Transformers," Journal of Power Electronics, vol. 13, no. 2, 2013, pp. 177-185.
- [6] K. Morimoto, K. Fathy, H. Ogiwara, H. Lee, W. ve M. Nakaoka, "DC rail side series switch and parallel capacitor snubber – assisted edge resonant soft – switching PWM DC – DC converter with high – frequency transformer link," Journal of Power Electronics, vol. 7, no. 3, 2007, pp. 181-190.
- [7] Y. Sahin, N. S. Ting ve I. Aksoy, "A highly efficient ZVT-ZCT PWM boost converter with direct power transfer," Electr Eng, vol. 100, no. 2, 2018, pp. 1113-1123.
- [8] J. Dudrik, P. Spanik ve N.D. Trip, "Zero-Voltage and Zero-Current switching full-bridge DC-DC converter with auxiliary transformer," IEEE Trans. on Power Electron., vol. 21, no. 5 2006, pp. 1328-1335.
- [9] T. Mishima ve M. Nakaoka, "Practical evaluations of ZVS-PWM DC-DC converter with secondary-side phase-shifting active rectifier," IEEE Trans. on Power Electron., vol. 26, no. 12, 2011, pp. 3896-3907.
- [10] S. Moiseev, K. Soshin, S. Sato, L. Gamage ve M. Nakaoka, "Novel soft commutation DC-DC power converter with high-frequency transformer secondary side phase-shifted PWM active rectifier," in Proceeding of Electron. Power Appl., vol. 151, no. 3, 2004, pp. 260-267.
- [11] T. Mishima, K. Akamatsu ve M. Nakaoka, "A high frequency-link secondary-side phase-shifted full-range soft-switching PWM DC-DC converter with ZCS active rectifier for EV battery chargers," IEEE Trans. on Power Electron., vol. 28, no. 12, 2013, pp. 5758-5773.
- [12] J. Dudrik, M. Bodor ve M. Pastor, "Soft-switching full-bridge PWM DC-DC converter with controlled output rectifier and secondary energy recovery turn-off snubber," IEEE Trans. on Power Electron., vol. 29, no. 8, 2014, pp. 4116-4125.

- [13] N.A. Ahmed ve J.Y. Madouh, "High frequency full bridge isolated DC-DC converter for fuel cell power generation systems," *Electrical Engineering*, vol. 100, 2018, pp. 239-251.
- [14] M. Mezaroba, D.C. Martins ve I. Barbi, "A ZVS PWM half-bridge voltage source inverter with active clamping", *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 54, no. 5, 2007, pp. 2265-2672.
- [15] C.M. Wang, C.H. Lin, H.Y. Lin ve S.Y. Hsu, "Analysis, design and performance of a soft-switching single-phase inverter," *IET Power Electron.*, vol. 7, no. 9, 2014, pp. 2412-2423.
- [16] H. Zhang, Q. Wang, E. Chu, X. Liu ve L. Hou, "Analysis and implementation of a passive lossless soft –switching snubber for PWM inverters," *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 26, no. 2, 2011, pp. 411-426.
- [17] B. R. Lin ve L.A. Lin, "Analysis and implementation of a DC-DC converter with an active snubber," *Journal of Power Electronics*, vol. 11, no. 6, 2011, pp. 779 786.
- [18] C.W Tao, C.M Wang ve C.W Chang, "A design of a DC-AC inverter using a modified ZVS-PWM auxiliary commutation pole and a DSP-based PID-like fuzzy control," *IEEE Trans Ind Electron.*, vol. 63, 2016, pp.397-405.
- [19] C. Charin, S. Iqbal ve S. Taib, "A new soft switching pwm DC-DC converter with auxiliary circuit and center-tapped transformer rectifier," *Journal of Procedia Engineering*, vol. 53, 2013, pp. 241-247.
- [20] E.A. Rodrigues, E. A. A. Coelho, L. C. de Freitas, J. B. Vieria ve E V. J. Farias, "Two level full bridge inverter with soft switching without stresses," *IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference*, 2001, pp.1131-1134.
- [21] Bodur, H., (2010). Güç Elektroniği, 4. Baskı, Birsen Yayınevi, İstanbul
- [22] B. R. Lin ve H.Y. Shih, "Implementation of a parallel zero-voltage switching forward converter with less power switches," *IET Power Electronics*, vol. 4, no. 2, 2009, pp. 248-256.
- [23] D. de S. Oliveira, C.E.de A. e Silva, R. P. T. Bascope, F. L. Tofoli, C. A. Bissochi, J. B. Vieira, V. J. Farias ve L. C. de Freitas, "Analysis, Design, and Experimentation of a Double Forward Converter with Soft Switching Characteristics for All Switches," *IEEE Trans. on Ind Electron*, vol. 26, no. 8, 2011, pp. 2137-2147
- [24] H. Yeşilyurt, H. Bodur, "New active snubber cell for high power isolated PWM DC-DC converters," *IET Circuits, Devices & Systems*, E-First.
- [25] H. Bodur, S. Yıldırım, "A new ZVT snubber cell for PWM-PFC boost converter," *IEEE Trans. on Ind Electron*, vol. 64, no. 1, 2017, pp. 300-309.

Tezden Üretilmiş Yayınlar

İletişim Bilgisi: f5513006@std.yildiz.edu.tr

Makaleler

1. H. Yesilyurt ve H. Bodur, "A New Active Snubber Cell for High Power Isolated PWM DC-DC Converters," IET Circuits, Devices & Systems., DOI: 10.1049/iet-cds.2018.5531, 2019.