

YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

106242

PWM DC/DC DÖNÜŞTÜRÜCÜLER VE AKTİF
BASTIRMA DEVRELERİNİN İNCELENMESİ

Elk.Müh. Özkan ÇAKIR

106242

F.B.E Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalında Hazırlanan

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Tez Danışmanı : Doç.Dr.Hacı BODUR

J Bodur

Doç.Dr.Hacı BODUR

T.C. YÜKSEK ÖĞRETİM KURULU
DOKÜMANTASYON MERKEZİ

Kavas

Akay

Doç.Dr.M.Hacı SAZUL

İSTANBUL, 2001

Y. Doç. Dr. İktül KAVAS

SİMGE LİSTESİ.....	iv
KISALTMA LİSTESİ.....	v
ŞEKİL LİSTESİ.....	vi
ÇİZELGE LİSTESİ.....	viii
ÖNSÖZ.....	ix
ÖZET.....	x
ABSTRACT.....	xi
1.GİRİŞ	1
2.ANAHTARLAMA MODLU DC/DC DÖNÜŞTÜRÜCÜLER	3
2.1 Giriş	3
2.2 DC/DC Dönüştürücülerin Kontrolü	4
2.3 Düşürücü Tür DC/DC Dönüştürücü.....	6
2.3.1 Sürekli İletim Modu	8
2.3.2 Sürekli ve Kesintili İletim Modları Arasındaki Sınırdaki Çalışma Durumu	11
2.3.3 Kesintili İletim Modu	11
2.3.3.1 Sabit Giriş Gerilimli Kesintili İletim Modu.....	12
2.3.3.2 Sabit Giriş Gerilimli Kesintili İletim Modu.....	14
2.3.4 Çıkış Gerilimindeki Dalgalanma.....	16
2.4 Yükseltici Tür DC/DC Dönüştürücü.....	18
2.4.1 Sürekli İletim Modu	18
2.4.2 Sürekli ve Kesintili İletim Modları Arasındaki Sınırdaki Çalışma Durumu	20
2.4.3 Kesintili İletim Modu	22
2.4.4 Harmonik Elemanların Etkisi.....	24
2.4.5 Çıkış Gerilimindeki Dalgalanma.....	25
2.5 Düşürücü-Yükseltici Tür DC/DC Dönüştürücü.....	26
2.5.1 Sürekli İletim Modu	27
2.5.2 Sürekli ve Kesintili İletim Modları Arasındaki Sınırdaki Çalışma Durumu	28
2.5.3 Kesintili İletim Modu	30
2.5.4 Harmonik Elemanların Etkisi.....	32
2.5.5 Çıkış Gerilimindeki Dalgalanma.....	33

2.6	Cuk Türü DC/DC Dönüştürücü	34
2.7	Tam Köprü Türü DC/DC Dönüştürücü	37
2.7.1	Çift Kutuplu Gerilim Anahtarlama PWM	38
2.7.2	Tek Kutuplu Gerilim Anahtarlama PWM	41
2.8	DC/DC Dönüştürücülerin Karşılaştırılması	44
3.	YUMUŞAK ANAHTARLAMA VE BASTIRMA DEVRELERİ	48
3.1.	Yumuşak Anahtarlama Dönüştürücüler	48
3.1.1.	Yumuşak anahtarlama Dönüştürücü Türleri	48
3.1.2	ZVS-QSC Dönüştürücüler	49
3.1.3	ZVS-PWM Dönüştürücüler	50
3.1.4	ZVT-PWM Dönüştürücüler	52
3.1.5	ZCS-PWM Dönüştürücüler	55
3.1.6	ZCT-PWM Dönüştürücüler	57
3.2	Bastırma Devreleri	59
3.2.1	Bastırma Devrelerinin Sınıflandırılması	59
3.2.2	Bastırma Devrelerinin Temeli	60
3.2.3	Bastırma Devrelerinin Fonksiyonları Ve Türleri	61
4.	AKTİF BASTIRMA DEVRELERİ	63
4.1.	DC/DC Dönüştürücüler İçin Bastırma Devresi Konumlarının Belirlenmesi	63
4.2	Temel DC/DC Dönüştürücüler İçin Genelleştirilmiş Bastırma Devreleri	64
4.3	İzoleli DC/DC Dönüştürücüler İçin Genelleştirilmiş Bastırma Devreleri	65
5.	AKTİF BASTIRMA DEVRESİ UYGULAMALARI	67
5.1	Bir İzolesiz Aktif Bastırma Devreli Düşürücü Tür DC/DC Dönüştürücü	67
5.1.1	Kesintili İletim Modu	68
5.1.2	Sürekli İletim Modu	69
5.1.3	Sayısal Analiz	71
5.1.4	Yapılan Analizin Diğer DC/DC Dönüştürücü Türlerine Uygulanması	76
5.2	Bir İzolesiz Aktif Bastırma Devreli Yükseltici Tür DC/DC Dönüştürücü	78
5.3	Bir İzoleli Aktif Bastırma Devreli Yükseltici Tür DC/DC Dönüştürücü	85
5.4	Bir İzoleli Aktif Bastırma Devreli Geri Dönüştürücü Tür DC/DC Dönüştürücü	93
6.	SONUÇLAR	100
	KAYNAKLAR	101
	ÖZGEÇMİŞ	102

SİMGE LİSTESİ

V_i	Giriş gerilimi
V_o	Çıkış gerilimi
V_{CS}	Bastırma devresi kondansatör gerilimi
V_{LL}	Faz faz gerilimi
V_T	Ana transistör gerilimi
i_i	Giriş akımı
I_o	Çıkış akımı
I_{TT}	Ana diyot ters toparlanma akımı
i_T	Ana transistör akımı
i_{DF}	Ana diyot akımı
i_{LS}	Bastırma devresi endüktans akımı
D_F	Ana diyot
D_1	Yardımcı diyot
D_2	Yardımcı diyot
D_3	Yardımcı diyot
T	Ana transistör
C_S	Bastırma devresi kondansatörü
C_F	Çıkış kondansatörü
L_S	Bastırma devresi endüktansı
L_F	Ana endüktans
R_L	Yük direnci
R_S	Bastırma devresi direnci
Z_1	Paralel rezonans empedansı
Z_2	Seri rezonans empedansı
ω_1	Paralel rezonans açısız frekansı
ω_2	Seri rezonans açısız frekansı

KISALTMA LİSTESİ

AC	Alternatif Akım (Alternating Current)
DC	Doğru Akım (Direct Current)
EMI	Elektromanyetik Girişimi (Electro-magnetic Interference)
FM	Frekans Modülasyonu (Frequency Modulation)
HS	Sert Anahtarlama (Hard Switching)
QRC	Rezonans Geçişli Dönüştürü (Quasi-Resonant Converter)
PWM	Darbe Genişlik Modülasyonu (Pulse Width Modulation)
RFI	Radyofrekans Girişimi (Radio-frequency Interference)
SS	Yumuşak Anahtarlama (Soft Switching)
ZVS	Sıfır Gerilimde Anahtarlama (Zero Voltage Switching)
ZCS	Sıfır Akımda Anahtarlama (Zero Current Switching)
ZVT	Sıfır Gerilim Geçişi (Zero Voltage Transation)
ZCT	Sıfır Akım Geçişi (Zero Voltage Transation)



ŞEKİL LİSTESİ

	Sayfa
Şekil 2.1 Bir dc/dc dönüştürücü sistemi	4
Şekil 2.2 Anahtarlama modlu dc/dc dönüşüm	5
Şekil 2.3 Darbe genişlik modülatörü: (a) blok diyagramı, (b) komparatör sinyalleri	6
Şekil 2.4 Düşürücü tür dc/dc dönüştürücü	8
Şekil 2.5 Düşürücü tür dönüştürücüde sürekli iletim modu	9
Şekil 2.6 Sürekli ve kesintili iletim modları arasındaki sınırda çalışma durumu	11
Şekil 2.7 Düşürücü tür dönüştürücüde kesintili iletim durumu	12
Şekil 2.8 Sabit bir giriş gerilimi için düşürücü tür dönüştürücü karakteristikleri	14
Şekil 2.9 Sabit bir çıkış gerilimi için düşürücü tür dönüştürücü karakteristikleri	16
Şekil 2.10 Düşürücü tür dönüştürücüde çıkış gerilimindeki dalgalanma	17
Şekil 2.11 Yükseltici tür dc/dc dönüştürücü	19
Şekil 2.12 Yükseltici tür dönüştürücüde sürekli iletim modu	20
Şekil 2.13 Sürekli-kesintili iletim sınırında yükseltici tür dc/dc dönüştürücü	21
Şekil 2.14 Yükseltici tür dönüştürücüde, (a) sürekli-kesintili iletim sınırında çalışma durumu (b) kesintili iletim durumu	22
Şekil 2.15 Sabit bir çıkış gerilimi için yükseltici tür dönüştürücü karakteristikleri	23
Şekil 2.16 Yükseltici tür dönüştürücüde harmonik elemanların gerilim dönüştürme oranı üzerindeki etkisi	25
Şekil 2.17 Yükseltici tür dönüştürücüde çıkış gerilimindeki dalgalanma	26
Şekil 2.18 Düşürücü-yükseltici tür dc/dc dönüştürücü	27
Şekil 2.19 Düşürücü-yükseltici tür dönüştürücüde sürekli iletim modu	28
Şekil 2.20 Düşürücü-yükseltici tür dönüştürücüde sürekli-kesintili iletim sınırında çalışma durumu	29
Şekil 2.21 Düşürücü-yükseltici tür dönüştürücüde kesintili iletim durumu	31
Şekil 2.22 Sabit bir çıkış gerilimi için düşürücü-yükseltici tür dönüştürücü karakteristikleri	32
Şekil 2.23 Düşürücü-yükseltici tür dönüştürücüde harmonik elemanların gerilim dönüştürme oranı üzerindeki etkisi	33
Şekil 2.24 Düşürücü-yükseltici tür dönüştürücüde çıkış gerilimindeki dalgalanma	34
Şekil 2.25 Cuk türü dc/dc dönüştürücü	34
Şekil 2.26 Cuk türü dönüştürücüde sürekli iletim modu (a) anahtar kesimde, (b) anahtar iletimde	36
Şekil 2.27 Tam köprü türü dc/dc dönüştürücü	37
Şekil 2.28 Çift kutuplu gerilim anahtarlama PWM kontrolü	40
Şekil 2.29 Tek kutuplu gerilim anahtarlama PWM kontrolü	42
Şekil 2.30 PWM kontrollü tam köprü dönüştürücüdeki $V_{r,rms}$	43
Şekil 2.31 DC/DC dönüştürücülerdeki anahtar yararlılıkları	45
Şekil 2.32 DC/DC dönüştürücülerin eşdeğer devreleri	46
Şekil 2.33 Bir dc/dc dönüştürücüde ters güç akışının sağlanması	47
Şekil 3.1 ZVS-QSC düşürücü tür dönüştürücünün devre diyagramı ve temel dalga şekilleri	50
Şekil 3.2 ZVS-PWM düşürücü tür dönüştürücünün devre diyagramı ve temel dalga şekilleri	51
Şekil 3.3 ZVT-PWM yükseltici tür dönüştürücünün devre diyagramı ve temel dalga şekilleri	53
Şekil 3.4 ZCS-PWM düşürücü tür dönüştürücü ve temel dalga şekilleri	56
Şekil 3.5 ZCT-PWM yükseltici türü dönüştürücü ve onun dalga şekilleri	57
Şekil 4.1 Altı temel dc/dc dönüştürücü için uygun bastırma devreleri	63
Şekil 4.2 Altı temel dc/dc dönüştürücü için bastırma devresi bağlantıları	63
Şekil 4.3 Aktif bastırma devreli temel dc/dc dönüştürücüler	64

Şekil 4.4	Altı temel dc/dc dönüştürücü için genelleştirilmiş bastırma devreleri.....	65
Şekil 4.5	İzoleli dc/dc dönüştürücüler için genelleştirilmiş bastırma devresi	66
Şekil 4.6	İzoleli dc/dc dönüştürücüler için genelleştirilmiş aktif bastırma devreleri	66
Şekil 5.1	Bir izolesiz aktif bastırma devreli bastırma devreli düşürücü tür dc/dc dönüştürücü	67
Şekil 5.2	Sürekli ve kesintili iletim modları arasındaki sınırda çalışma için Şekil 5.1’de verilen yumuşak anahtarlama dc/dc dönüştürücünün temel dalga şekilleri.....	68
Şekil 5.3	Sürekli iletim modu için, yumuşak anahtarlama dc/dc dönüştürücünün temel dalga şekilleri.....	70
Şekil 5.4	Aktif bastırma devreli ZV-ZCS PWM DC/DC yükseltici tür dönüştürücü	79
Şekil 5.5	Şekil 5.4’te verilen dönüştürücüde çalışma aralıklarıyla ilgili temel dalga şekilleri	80
Şekil 5.6	Şekil 5.4’te verilen dönüştürücüde çalışma aralıklarının eşdeğer devreleri	82
Şekil 5.7	Sunulan aktif bastırma devresinin bütün temel PWM DC/DC dönüştürücülere uygulanması.....	85
Şekil 5.8	İzoleli aktif bastırma devreli PWM DC/DC yükseltici tür dönüştürücü	86
Şekil 5.9	Şekil 5.8’de verilen dönüştürücünün basitleştirilmiş devre şeması	86
Şekil 5.10	Şekil 5.9’da verilen dönüştürücüde çalışma aralıklarının eşdeğer devreleri	87
Şekil 5.11	Şekil 5.9’da verilen dönüştürücüde çalışma aralıkları ile ilgili temel dalga şekilleri	89
Şekil 5.12	Aktif bastırma devreli PWM DC/DC geri dönüşlü tür dönüştürücü.....	93
Şekil 5.13	Şekil 5.12’de verilen dönüştürücüde çalışma aralıklarının eşdeğer devreleri	95
Şekil 5.14	Şekil 5.12’de verilen dönüştürücüde çalışma aralıkları ile ilgili temel dalga şekilleri	96

ÇİZELGE LİSTESİ

	Sayfa
Çizelge 3.1 Bastırma devrelerinin sınıflandırılması.....	60
Çizelge 5.1 Kesintili iletim modunda çalışan altı temel dc/dc dönüştürücüye ait çıkış gerilimi ifadeleri.....	77
Çizelge 5.2 Sürekli iletim modunda çalışan altı temel dc/dc dönüştürücüye ait çıkış gerilimi ifadeleri.....	78



ÖNSÖZ

Yüksek lisans öğreniminin tez kısmını teşkil eden bu çalışmada “PWM DC/DC Dönüştürücüler ve Aktif Bastırma Devreleri” konusunu inceledim. Hazırladığım tezin daha sonra bu konuda yapılacak çalışmalar için iyi bir referans olmasını umarım.

Çalışmalarım sırasında büyük bir sabır ve özveriyle her konuda bana yol gösteren tez yöneticisi değerli hocam Sayın Doç.Dr.Hacı Bodur’a teşekkürlerimi sunarım.

Ayrıca bütün yaşamım boyunca maddi ve manevi olarak beni destekleyen aileme şükranlarımı sunarım, çalışmasında yardımlarını esirgemeyen iş arkadaşlarıma teşekkür ederim.



ÖZET

Yüksek güç yoğunluğu, hızlı geçiş cevabı ve kontrol kolaylığı nedeniyle, PWM DC/DC dönüştürücüler, endüstride yaygın olarak kullanılmaktadır. Yüksek güç yoğunluğu ve hızlı geçiş cevabı, anahtarlama frekansı artırılarak elde edilebilmektedir. Fakat, bu frekans arttıkça, anahtarlama kayıpları ve EMI gürültü de artmaktadır. Bu nedenle, bastırma hücreleri denilen devreler yardımıyla yumuşak anahtarlamanın sağlanmasıyla, anahtarlama kayıpları azaltılarak çalışma frekansı yükseltilebilmektedir.

Rezonans devreli DC/DC dönüştürücülerde, sıfır gerilimde ve sıfır akımda anahtarlama mükemmel olarak sağlanmaktadır. Fakat, yarı iletken güç elemanlarının gerilim ve akım stresleri büyük ölçüde artmakta ve kontrol zorlaşmaktadır. Son yıllarda, rezonanslı ve PWM dönüştürücülerin istenen özelliklerinin birleştirilmeleri amacıyla, çok sayıda rezonanslı aktif bastırma hücreleri gerçekleştirilmiştir.

Bu çalışmada, önce temel DC/DC dönüştürücüler ile yumuşak anahtarlama teknikleri ve bastırma hücreleri genel olarak ele alınmıştır. Sonra, aktif bastırma devreleri etrafı olarak incelenmiş ve bastırma devresi örneklerine geniş bir şekilde yer verilmiştir. Bu teorik çalışmada, bu konuda daha sonra yapılacak çalışmalara yardımcı olmak hedeflenmiştir.

Anahtar sözcükler: Yumuşak anahtarlama, , sıfır akım ve sıfır gerilimde anahtarlama, aktif bastırma hücreleri.

ABSTRACT

PWM DC/DC converters have been used widely in industry because of their high power density, fast transient response and ease of control. High power density and fast transient response can be obtained by increasing the switching frequency. However, the frequency rises, the more switching losses and EMI noise occur. Consequently, the frequency can be risen by dropping the switching losses by means of the circuits named snubber cells.

In resonant DC/DC converters, the switching losses are relatively reduced by the soft switching realized with zero voltage switching and zero current switching. But, excessive voltage and current stresses on semiconductor devices take place, and control is hard. In recent years, a lot of resonant active snubber cells have been presented to combine the desirable features of resonant and normal PWM techniques.

In this study, first basic DC/DC converters, soft switching techniques and snubber cells have been studied generally. Then, active snubber circuits have been investigated in detail and some active snubber cell examples have been presented. In this theoretical study, it has been aimed to help who ever wants to study on this subject.

Keywords: Soft Switching, zero-voltage switching, zero-current switching and active snubber cells.

1.GİRİŞ

Günümüzde darbe genişlik modülasyonlu (PWM) DC/DC dönüştürücüler, yüksek güç yoğunluğu ve hızlı geçiş cevabı gibi avantajlara sahip olmasından dolayı endüstride geniş kabul görmektedir. PWM DC/DC dönüştürücülerde yüksek güç yoğunluğu için çalışma frekansının da yükseltilmesi gereklidir. Yüksek güç ve frekanslarda çalışırken, DC/DC dönüştürücülerin içerdiği yarı iletken elemanlar üzerinde aşırı güç kayıpları meydana gelmektedir. Aynı zamanda yüksek değerli elektromanyetik girişim (EMI) ve radyo frekans girişimi (RFI) gürültüleri oluşmaktadır. Bu sorunlar ancak sert anahtarlama (HS) yerine bastırma hücreleriyle elde edilen yumuşak anahtarlama (SS) tekniklerinin kullanılması ile aşılabilmektedir.

Bastırma kavramı, gerilimin bastırılması, gerilim ve akım yükselme hızlarının bastırılması, EMI ve RFI gürültülerinin bastırılması ile anahtarlama enerjisinin transferini kapsar. Literatürde, RC/RCD, kutuplu/kutupsuz, rezonanslı/rezonanssız ve aktif/pasif gibi çok değişik türde sunulmuş bastırma hücresi mevcuttur (Elasser ve Torey, 1996).

Rezonanslı dönüştürücülerde, sıfır gerilimde anahtarlama (ZVS) veya sıfır akımda anahtarlama (ZCS) altında yumuşak anahtarlama gerçekleşir ve böylece anahtarlama kayıpları büyük ölçüde azalır. Fakat aşırı gerilim ve akım stresleri oluşur ve normal PWM dönüştürücülere göre güç yoğunluğu daha düşük ve kontrol daha zordur (Tseng ve Chen, 1998), (Stephan vd., 1996), (Jovanovic ve Jang, 1999), (Watson vd, 1996), (Manoel ve Barbi, 1997).

Sadece anahtarlama geçişleri sırasında yumuşak anahtarlamanın sağlanması, yarı iletken elemanlar üzerindeki akım ve gerilim baskıları ile anahtarlama kayıplarını önemli ölçüde azaltmaktadır. Yumuşak anahtarlama geçişlerinin sağlanması için, normal bir PWM DC/DC dönüştürücü içerisine dönüştürücü devresinin temel bir parçası olmayan bastırma devreleri eklenir (Elasser ve Torey, 1996).

Son zamanlarda geliştirilen aktif bastırma devreleri ile PWM DC/DC ve rezonans devreli dönüştürücülerin iyi özelliklerinin birleştirilmesine çalışılmaktadır. Aktif bastırma devrelerinin kullanılmasının amacı, anahtarlama geçişleri sırasındaki güç kayıplarının azalmasını sağlamak ve dönüştürücünün içerdiği yarı iletken elemanlar üzerindeki akım ve gerilim baskılarını elemanların güvenli çalışma bölgeleri içerisinde tutmaktır. Aktif bastırma

devreleri pasif devre elemanları ile kontrollü yarı iletken güç elemanlarını içermektedir (Elasser ve Torey, 1996).

Yine son yıllarda yumuşak anahtarlama amacıyla geliştirilen sıfır gerilim geçişli (ZVT) ve sıfır akım geçişli (ZCT) PWM DC/DC dönüştürücüler, rezonanslı aktif bastırma hücrelerinin mükemmel uygulama topolojileridir.

Aktif bastırma devreleri, dönüştürücüde sıfır akım veya sıfır gerilim altında anahtarlama veya geçişi sağlamak üzere, anahtarlama esnasında kısa süreli bir rezonans meydana getirmeye yarar. Anahtarlama geçişi tamamlandıktan sonra DC/DC dönüştürücü bilinen normal çalışmasını sürdürmektedir (Guichao ve Lee, 1995) , (Zhu, 1995).

Bu çalışmada, önce temel PWM DC/DC dönüştürücüler ile yumuşak anahtarlama teknikleri ve bastırma devreleri genel olarak ele alınmıştır. Sonra, aktif bastırma devreleri etraflı olarak incelenmiş ve bastırma devresi örneklerine yer verilmiştir

2.ANAHTARLAMA MODLU DC/DC DÖNÜŞTÜRÜCÜLER

2.1 Giriş

DC/DC dönüştürücüler, regüle edilmiş anahtarlama modlu dc güç kaynaklarında ve dc motor sürücü uygulamalarında yaygın bir şekilde kullanılmaktadır. Şekil 2.1’de görüldüğü gibi, bu dönüştürücülerde giriş çoğunlukla hat gerilimi doğrultularak elde edilen regüle edilmemiş bir dc gerilimdir. Bu nedenle, giriş gerilimi hat gerilimi büyüklüğündeki değişikliklerden dolayı dalgalanmaktadır. Anahtarlama modlu dc/dc dönüştürücüler, regüle edilmemiş bir dc girişi istenilen gerilim seviyesinde kontrollü bir dc çıkışa dönüştürmek için kullanılmaktadırlar.

Bu dönüştürücülerin uygulamalarına bakıldığında şu görülür, anahtarlama modlu dc güç kaynaklarında çoğunlukla bir izolasyon transformatörü kullanılır ve dc motor sürücü uygulamalarında genellikle transformatör kullanılmaz. DC/DC dönüştürücülerin genel bir sınıflaması aşağıda verilmiştir.

İzolasyonsuz temel DC/DC dönüştürücüler,

- Düşürücü tür dönüştürücü
- Yükseltici tür dönüştürücü
- Düşürücü-yükseltici tür dönüştürücü
- Cuk türü dönüştürücü
- Sepic türü dönüştürücü
- Zeta türü dönüştürücü

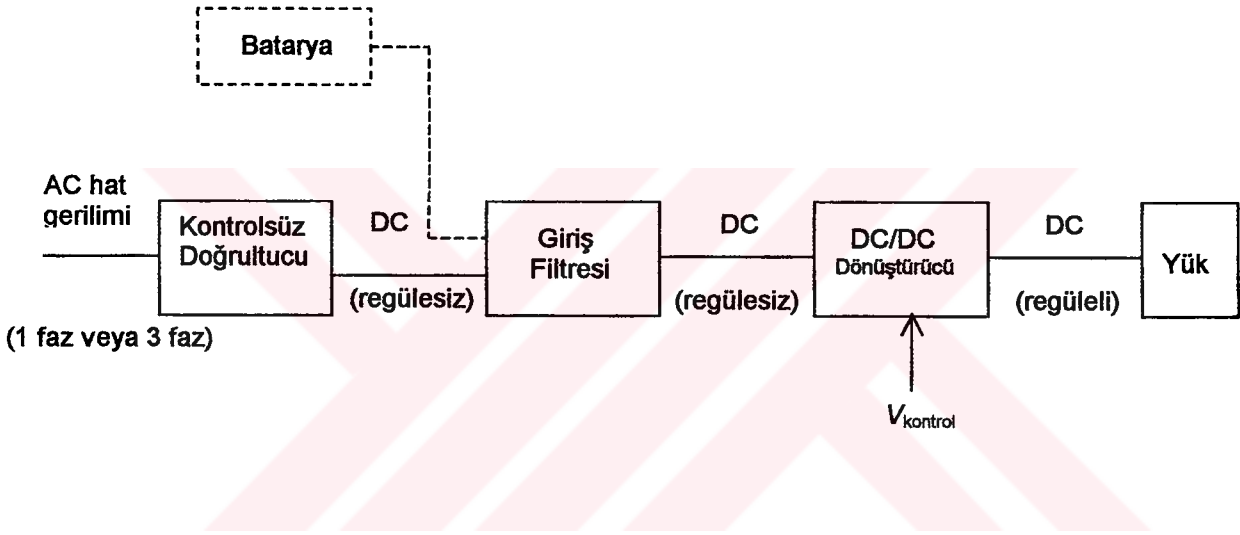
İzolasyonlu dc/dc dönüştürücüler,

- İleri yönlü tür dönüştürücü
- Geri yönlü tür dönüştürücü
- Push-Pull türü dönüştürücü
- Yarım köprü türü dönüştürücü
- Tam köprü türü dönüştürücü

Bu çalışmada izolasyonsuz temel ilk dört dc/dc dönüştürücü ile izolasyonsuz olarak köprü türü dc/dc dönüştürücü incelenmiştir. Aslında bu dönüştürücülerin sadece düşürücü ve yükseltici türleri temel dönüştürücü topolojileridir. Diğer bütün dc/dc dönüştürücütopolojileri, bu temel dönüştürücülere dayalı olarak elde edilmiştir.

Bu bölümde, dönüştürücüler sürekli hal durumunda analiz edilmiştir. Anahtarlama elemanlarının ideal olduğu kabul edilmiş ve elemanlardaki endüktif ile kapasitif kayıplar ihmal edilmiştir. Bu tür kayıplar bu dönüştürücülerin bazılarının işletme kapasitesini sınırlamaktadır. Belirtilen kayıpların etkisi de ayrı olarak ele alınmıştır.

Dönüştürücülerde dc giriş geriliminin sıfır iç empedansa sahip olduğu kabul edilmiştir. Dönüştürücülerde giriş kaynağı bir batarya olabilir. Çoğu durumda, düşük bir iç empedansa sahip bir dc gerilim kaynağı sağlamak için, Şekil 2.1'de görüldüğü gibi, ac hat gerilimi diyotlu bir doğrultucu ile doğrultulur ve yüksek değerli bir kondansatör ile düzeltilir.



Şekil 2.1 Bir dc/dc dönüştürücü sistemi

Dönüştürücülerin çıkış katında, küçük bir filtre dönüştürücünün tamamlayıcı bir parçası olarak kullanılmaktadır. Genellikle anahtarlama modlu dc güç kaynaklarında, çıkışın eşdeğer bir direnç ile temsil edilebilen bir yükü beslediği kabul edilir. Yük olarak dc motor varsa, eşdeğer yük motor sargı direnci ve endüktansı ile seri bağlı bir dc gerilim kaynağı ile temsil edilir.

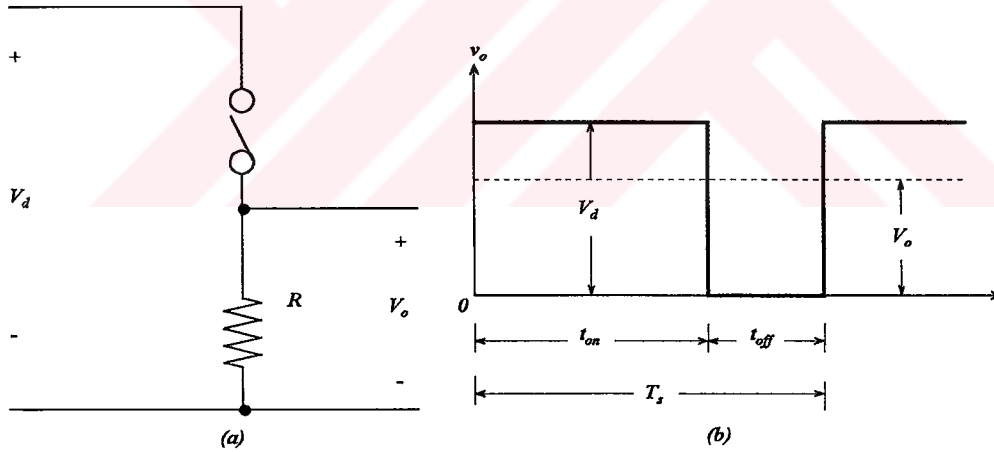
2.2 DC/DC Dönüştürücülerin Kontrolü

DC/DC dönüştürücülerde ortalama çıkış gerilimi, giriş gerilimi ve çıkış yükünün dalgalanabilmesine rağmen çıkışı istenilen bir seviyeye eşitlemek için kontrol edilmelidir. Anahtarlama modlu dc/dc dönüştürülerde dc gerilimi bir seviyeden bir başka seviyeye çevirmek için bir ya da daha fazla anahtarlama elemanı kullanılır. Verilen bir giriş gerilimine sahip bir dc/dc dönüştürücüde, ortalama çıkış gerilimi anahtarın iletim ve kesim süreleri (t_{on}

ve t_{off}) ayarlanarak kontrol edilmektedir. Anahtarlama modlu dönüşüm kavramını açıklamak için, Şekil 2.2(a)'da görülen temel bir dc/dc dönüştürücü göz önüne alınmıştır. Şekil 2.2(b)'de gösterilen v_o çıkış geriliminin ortalama değeri V_o , t_{on} ve t_{off} sürelerine bağlıdır.

Çıkış gerilimini kontrol etme metodlarından birisi, sabit frekansta anahtarlama ($T_s = t_{on} + t_{off}$ olan anahtarlama periyodu sabittir) ve anahtarın iletim süresinin ayarlanmasıdır. Bu methoda, anahtarın darbe/peryot oranı olan D , anahtarın iletim süresinin anahtarlama periyoduna oranı olarak tanımlanır ve değişkendir. Darbe genişlik modülasyonu (PWM) denilen bu metod, endüstride en yaygın olarak kullanılan kontrol yöntemidir.

Dönüştürücü çıkış gerilimini kontrol etmek için kullanılan diğer bir methoda ise, anahtarlama frekansı (T_s anahtarlama periyodu da) ve anahtarın iletim süresi değişkendir. Bu metod sadece zorlamalı komütasyonlu tristörleri içeren dc/dc dönüştürücülerde kullanılır. Frekans modülasyonu (FM) denilen bu yöntemde, anahtarlama frekansındaki değişme dönüştürücünün giriş ve çıkış kısmında yapılan filtrelemeyi zorlaştırmaktadır.

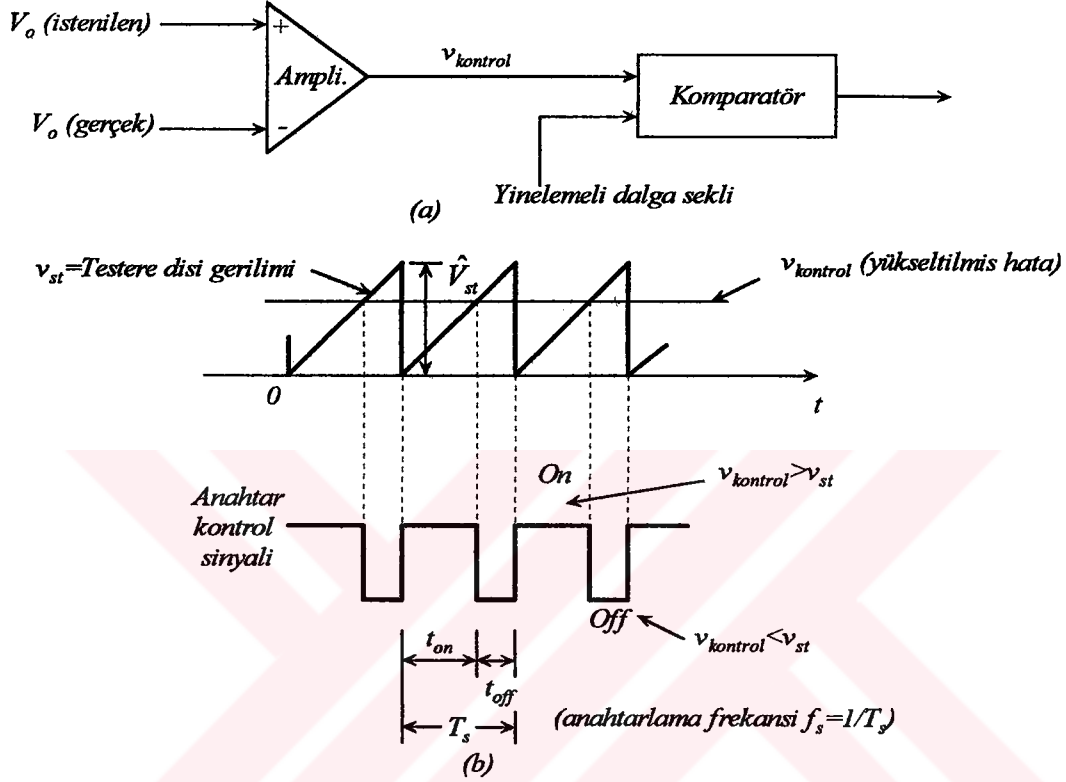


Şekil 2.2 Anahtarlama modlu dc/dc dönüşüm

Sabit frekanslı PWM anahtarlama modunda, anahtarın iletim ve kesim süreleri, Şekil 2.3(a) ve Şekil 2.3(b)'de görüldüğü gibi yinelemeli bir dalga şekli (V_{st}) ile bir kontrol gerilimi ($V_{kontrol}$) karşılaştırılarak üretilmektedir. Kontrol gerilimi sinyali, genellikle hata veya gerçek çıkış gerilimleri arasındaki fark kuvvetlendirilerek elde edilir. Testere dişi olduğu görülen sabit pikli yinelemeli dalga şeklinin frekansı anahtarlama frekansını belirlemektedir. Bu frekans birkaç kHz ile birkaç yüz kHz arasında seçilir. Zaman ile çok yavaş şekilde değişen kuvvetlendirilmiş hata sinyali testere dişli dalga şeklinden daha büyük olduğunda, anahtar

kontrol sinyali anahtarın ilettime geçmesini sağlayan lojik 1 konumuna geçmektedir. Ters durumda, lojik 0 konumu oluşur. Şekil 2.3'teki $V_{kontrol}$ ve \hat{V}_{st} testere dişi dalga şeklinin en yüksek (pik) değerine göre, anahtar darbe peryot oranı aşağıdaki şekilde ifade edilmektedir.

$$D = \frac{t_{on}}{T_s} = \frac{v_{kontrol}}{\hat{V}_{st}} \quad (2.1)$$



Şekil 2.3 Darbe genişlik modülatörü: (a) blok diyagramı, (b) komparatör sinyalleri

DC/DC dönüştürücüler iki farklı çalışma moduna sahiptirler: Sürekli akım iletimi ve kesintili akım iletimi. Pratikte, bir dönüştürücü önemli ölçüde farklı karakteristiklere sahip olan bu iki modda da çalışabilir. Bu yüzden, bir dönüştürücü ve kontrol metodu her iki işletme moduna dayanılarak tasarlanmalıdır.

2.3 Düşürücü Tür DC/DC Dönüştürücü

İsminden de anlaşılacağı gibi, düşürücü bir dönüştürücü dc giriş gerilimi V_d 'den daha düşük bir ortalama çıkış gerilimi üretmektedir. Düşürücü tür dönüştürücünün başlıca uygulama alanları regüle edilmiş dc güç kaynakları ve dc motor hız kontrol sistemleridir.

Kavramsal olarak, Şekil 2.2(a)'daki temel devre tam omik bir yük için düşürücü bir dönüştürücüyü göstermektedir. İdeal bir anahtarlama elemanı, sabit bir giriş gerilimi V_d ve

tam rezistif bir yük için, Şekil 2.2(b)'de anahtar durumunun bir fonksiyonu olarak ani çıkış geriliminin dalga şekli gösterilmiştir. Ortalama çıkış gerilimi anahtarın darbe periyot oranına göre aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

$$V_o = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} V_o(t) dt = \frac{1}{T_s} \left(\int_0^{t_{on}} V_d dt + \int_{t_{on}}^{T_s} 0 dt \right) = \frac{t_{on}}{T_s} V_d = DV_d \quad (2.2)$$

Denklem (2.1)'deki D, denklem (2.2)'de yerine konulursa,

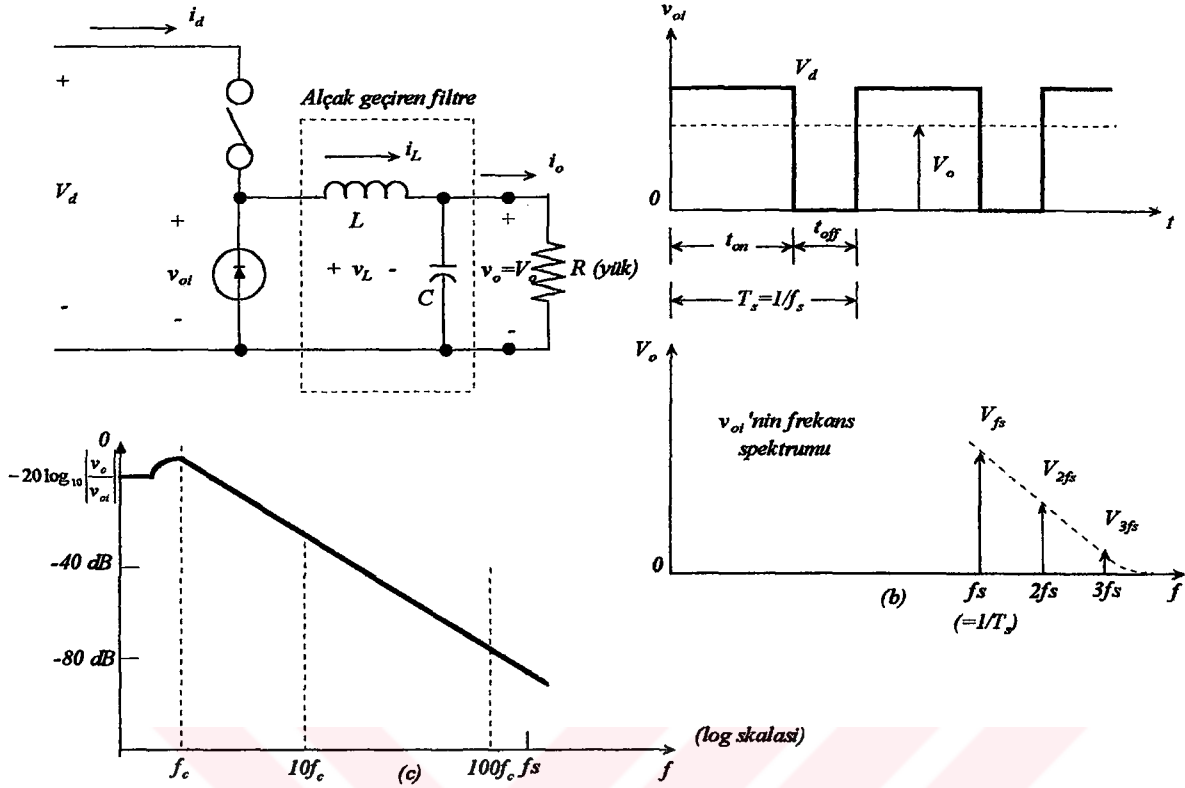
$$V_o = \frac{V_d}{\hat{V}_{st}} v_{kontrol} = kv_{kontrol}$$

elde edilir. Burada,

$$k = \frac{V_d}{\hat{V}_{st}} = \text{sabit}$$

geçerlidir.

Anahtarın t_{on}/T_s oranı değiştirilerek V_o kontrol edilebilmektedir. Bir başka önemli nokta da şudur, lineer yükselticilerdeki gibi V_o ortalama çıkış gerilimi kontrol gerilimi ile lineer olarak değişmektedir. Gerçek uygulamalarda, yukarıda bahsedilen devrenin iki dezavantajı vardır. Birincisi pratikte yük endüktif olacaktır. Omik bir yükte bile, belirli bir birleştirilmiş kaçak endüktans daima olacaktır. Bunun sonucu olarak, anahtar endüktif enerjiiyi üstlenmek zorunda kalacaktır ve bu nedenle zarar görebilecektir. İkincisi çıkış gerilimi sıfır ve V_d arasında dalgalanmaktadır. Bu birçok uygulamada istenmeyen bir durumdur. Şekil 2.4(a)'da görüldüğü gibi, bir diyot kullanılarak depo edilen endüktif enerji probleminin üstesinden gelinir. Çıkış gerilimi dalgalanmaları da bir endüktans ve bir kapasite içeren alçak geçiren bir filtre kullanılarak büyük ölçüde azaltılabilmektedir. Şekil 2.4(b) alçak geçiren filtreye gelen v_{oi} gerilim girişinin dalga şeklini göstermektedir. Bu dalga şekli dc V_o bileşeni ve anahtarlama frekansı f_s ile bunun katlarındaki harmoniklerden oluşmaktadır. Yük direnci R tarafından sağlanan sönüme sahip olan alçak geçiren filtre karakteristiği Şekil 2.4(c)'de görülüyor. Bu alçak geçiren filtrenin f_c köşe frekansı anahtarlama frekansından çok daha düşük olarak seçilerek çıkış gerilimindeki dalgalanma büyük ölçüde azaltılabilir.



Şekil 2.4 Düşürücü tür dc/dc dönüştürücü

Anahtarın iletimde olduğu zaman aralığında, serbest geçiş diyodu ters gerilim ile tutulmaktadır. Giriş kaynağı endüktansa olduğu kadar yüke de enerji sağlamaktadır. Anahtarın kesimde olduğu zaman aralığında, endüktans akımı depo edilen enerjinin bir kısmı yüke transfer edilirken diyot içerisinden akar.

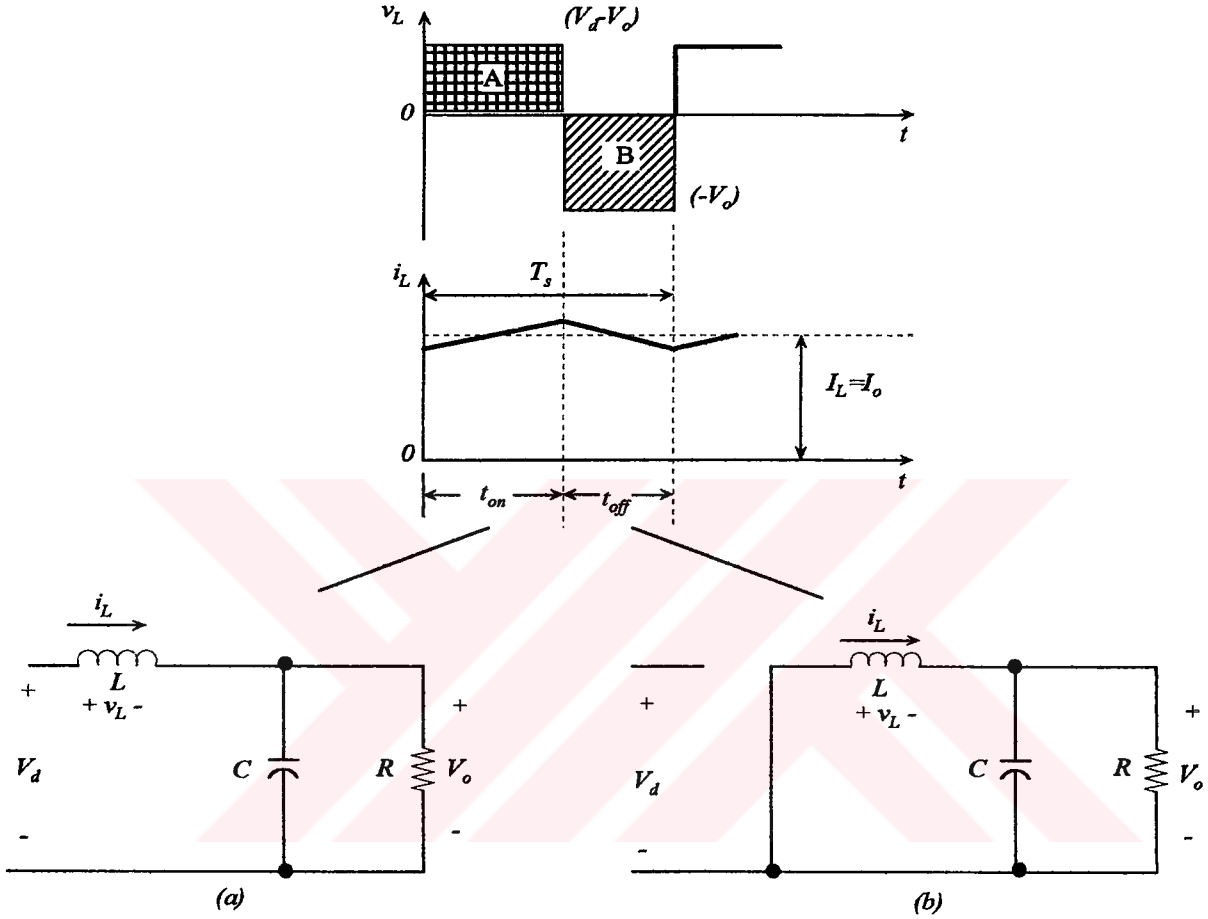
Burada gösterilen sürekli hal analizinde, çıkıştaki filtre kapasitörünün çok büyük olduğu veya $V_o(t) = V_0$ olduğu kabul edilmiştir. Kapasitör veya çıkış gerilimindeki dalgalanma da ayrıca hesaplanmıştır.

Şekil 2.4(a)'dan, sürekli halde kapasitör akımı sıfır olduğu için düşürücü bir dönüştürücüde I_L ortalama endüktans akımının I_0 ortalama çıkış akımına eşit olduğu görülür.

2.3.1 Sürekli İletim Modu

Şekil 2.5, sürekli iletim çalışma modu için dönüştürücüye ait dalga şekillerini göstermektedir. Burada endüktans akımı sürekli olarak akar ($i_L(t) > 0$). t_{on} süresi içinde anahtar iletimde olduğunda, anahtar endüktans akımını iletir ve diyot ters gerilimle tutulur. Bu durum Şekil

2.5(a)'daki endüktans üzerinde $v_L = V_d - V_o$ pozitif gerilimini oluşturur. Bu gerilim i_L endüktans akımında lineer bir artışa neden olur. Anahtarın kesimde olduğu durumda, endüktif enerji birikiminden dolayı \dot{I}_L akmaya devam eder. Bu akım şimdi diyot içerisinden akar ve $v_L = -V_o$ olur (Şekil 2.5(b)).



Şekil 2.5 Düşürücü tür dönüştürücüde sürekli iletim modu, (a) anahtar iletimde, (b) anahtar kesimde

Sürekli halde çalışmada dalga şekli tekrarlanmaktadır ve bu yüzden bir periyot boyunca v_L endüktans geriliminin integrali sıfır olmalıdır. Burada,

$$T_s = t_{on} + t_{off}$$

$$\int_0^{T_s} v_L dt = \int_0^{t_{on}} v_L dt + \int_{t_{on}}^{T_s} v_L dt = 0$$

eşitlikleri geçerlidir.

Yukarıdaki denklem Şekil 2.5'teki A ve B alanlarının eşit olması gerektiğini ifade eder. Burada,

$$(V_d - V_o)t_{on} = V_o(T_s - t_{on})$$

veya

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{t_{on}}{T_s} = D \quad (2.3)$$

bağıntısı yazılabilir.

Bu modda verilen bir giriş gerilimi için çıkış gerilimi anahtarın darbe peryot oranı ile lineer olarak değişmektedir. Dönüştürücü çıkış gerilimi başka hiçbir devre parametresine bağlı değildir. Yukarıda verilen denklem, sadece Şekil 2.4(b)'deki V_{oi} geriliminin ortalamasını alarak da elde edilebilir. Bu durum,

$$\frac{V_d t_{on} + 0 \cdot t_{off}}{T_s} = V_o$$

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{t_{on}}{T_s} = D$$

şeklinde ifade edilebilir.

Tüm devre elemanlarına ait güç kayıpları ihmal edilirse, P_d giriş gücü P_o çıkış gücüne eşittir.

Böylece,

$$P_d = P_o$$

$$V_d I_d = V_o I_o$$

ve

$$\frac{I_o}{I_d} = \frac{V_d}{V_o} = \frac{1}{D} \quad (2.4)$$

eşitlikleri yazılabilir.

Sürekli iletim modunda, bir düşürücü dönüştürücü bir dc transformatör gibidir. Burada, anahtarın darbe peryot oranı veya eşdeğer transformatörün dönüştürme oranı 0-1 aralığında elektronik ve sürekli olarak kontrol edilebilmektedir.

I_d ortalama giriş akımı transformatör ilişkisini takip etse bile, anahtarın her kesime geçişinde giriş akımı dalga şeklinin pik değerinden sifıra sıçradığı görülmektedir. Dönüştürücülerde

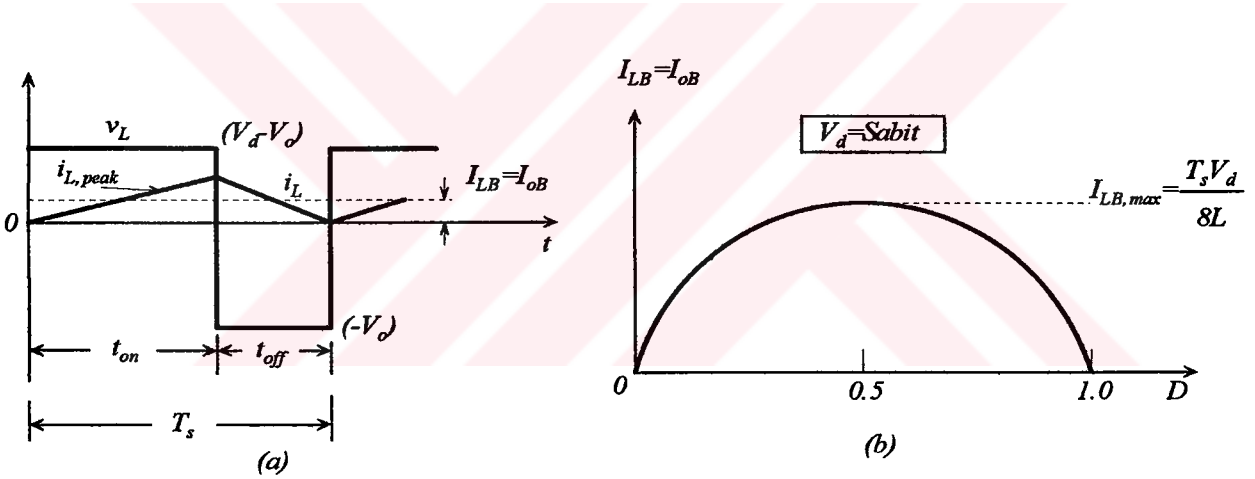
giriş akım harmoniklerinin istenmeyen etkilerini yok etmek için girişe uygun bir filtre konulması gerekebilir.

2.3.2 Sürekli ve Kesintili İletim Modları Arasındaki Sınırdaki Çalışma Durumu

Şekil 2.6, düşürücü dönüştürücünün sürekli ve kesintili iletim modları arasındaki sınırda çalışması durumuna ait dalga şekillerini göstermektedir. Bu durumda, i_L endüktans akımı kesim periyodunun sonunda sıfıra gider.

Sınırdaki çalışmada, ortalama endüktans akımı aşağıdaki biçimde ifade edilir, burada B alt indisi iki çalışma modu arasındaki sınırı ifade etmektedir.

$$I_{LB} = \frac{1}{2} i_{L,peak} = \frac{t_{on}}{2L} (V_d - V_o) = \frac{DT_s}{2L} (V_d - V_o) = I_{oB} \quad (2.5)$$



Şekil 2.6 Sürekli ve kesintili iletim modları arasındaki sınırda çalışma durumu, (a) akım dalga şekli, (b) sabit V_d için D 'ye karşılık gelen I_{LB} değerleri

Bir çalışma durumunda (T_s , V_d , V_o , L ve D için verilen bir grup değer ile) eğer ortalama çıkış akımı (ve dolayısıyla ortalama endüktans akımı) denklem (2.5) ile verilen I_{LB} 'den daha düşük olursa, i_L süresiz hale gelecektir.

2.3.3 Kesintili İletim Modu

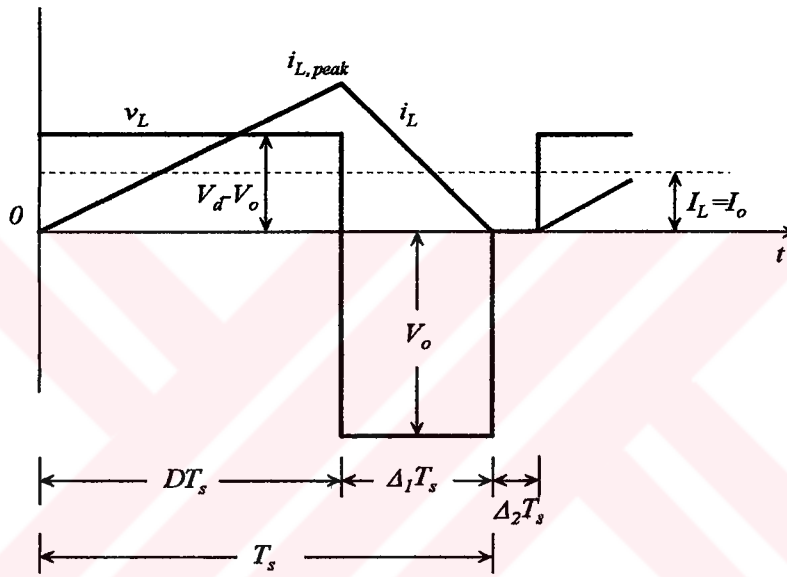
Kesintili iletim modunda, dönüştürücünün uygulama türüne bağlı olarak ya V_d giriş gerilimi ya da V_o çıkış gerilimi sabit kabul edilir. Her iki tip çalışma da aşağıda ele alınmıştır.

2.3.3.1 Sabit Giriş Gerilimli Kesintili İletim Modu

DC motor hız kontrolü gibi uygulamalarda, sabit V_d giriş gerilimi altında dönüştürücünün darbe periyot oranı D değiştirilerek V_o çıkış gerilimi kontrol edilmektedir.

$V_o = DV_d$ olduğundan, denklem (2.5)'ten sürekli iletim modunun sınırında ortalama endüktans akımı aşağıdaki şekli alır.

$$I_{LB} = \frac{T_s V_d}{2L} D(1-D) \quad (2.6)$$



Şekil 2.7 Düşürücü tür dönüştürücüde kesintili iletim durumu

Denklem (2.6) kullanılarak Şekil 2.6(b)'de D oranının bir fonksiyonu olarak I_{LB} 'nin değişimi gösterilmiştir, burada V_d ve diğer tüm parametreler sabit tutulmuştur. Sürekli iletim modu için çıkış akımının $D=0.5$ 'te maksimum olduğu görülmektedir. Böylece,

$$I_{LB,max} = \frac{T_s V_d}{8L} \quad (2.7)$$

ve denklem (2.6) ve (2.7)'den,

$$I_{LB} = 4I_{LB,max} D(1-D) \quad (2.8)$$

elde edilir.

Verilen T , L , V_d ve D değerleri için Şekil 2.6(a)'daki gibi dönüştürücünün sürekli iletimin sınırında çalıştığı kabul edilir. Bu parametreler sabit tutulur ve çıkış gücü azaltılırsa, ortalama

endüktans akımı azalır. Şekil 2.7'den görüldüğü gibi, bu durum öncekinden daha yüksek bir V_o çıkış gerilimi değeri ve kesintili endüktans akımı oluşturur.

Endüktans akımının sıfır olduğu $\Delta_2 T_s$ aralığında, yük direncine aktarılan güç sadece filtre kapasitörü tarafından verilmektedir. v_L endüktans gerilimi bu aralıkta sıfırdır. Bir periyot boyunca endüktans geriliminin integrali sıfıra eşitlenerek, aşağıdaki ifade elde edilir.

$$(V_d - V_o)DT_s + (-V_o)\Delta_2 T_s = 0 \quad (2.9)$$

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{D}{D + \Delta_1} \quad (2.10)$$

Burada $D + \Delta_1 < 1.0$ idir. Şekil 2.7'ile (2.7) ve (2.10) bağıntılarının kullanılmasıyla,

$$i_{L,peak} = \frac{V_o}{L} \Delta_1 T_s \quad (2.11)$$

$$I_o = i_{L,peak} \frac{D + \Delta_1}{2} \quad (2.12)$$

$$I_o = \frac{V_o T_s}{2L} (D + \Delta_1) \Delta_1 \quad (2.13)$$

$$I_c = \frac{V_d T_s}{2L} D \Delta_1 \quad (2.14)$$

$$I_u = 4I_{LB,max} D \Delta_1 \quad (2.15)$$

$$\Delta_1 = \frac{I_o}{4I_{LB,max} D} \quad (2.16)$$

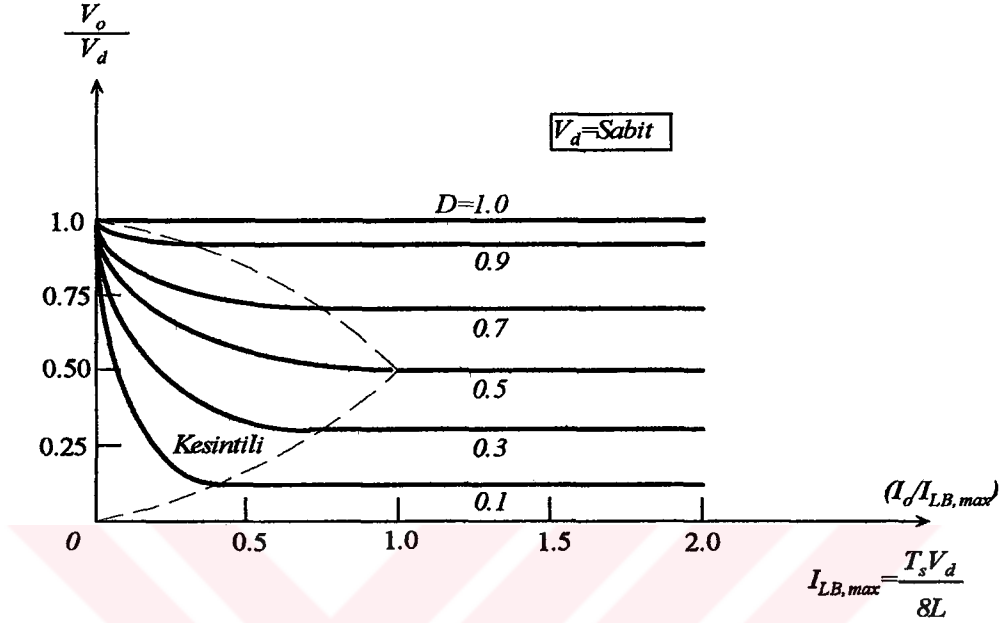
eşitlikleri yazılabilir. (2.10) ve (2.16) bağıntılarından,

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{D^2}{D^2 + \frac{1}{4} \left(I_o / I_{LB,max} \right)} \quad (2.17)$$

sonucu elde edilir.

Şekil 2.8 sabit bir V_d giriş gerilimi için her iki çalışma modundaki düşürücü dönüştürücü karakteristiklerini göstermektedir. Denklem (2.3) ve (2.17) kullanılarak, gerilim oranı (V_o/V_d) karakteristikleri, çeşitli darbe periyot oranı değerleri için $I_o/I_{LB,max}$ 'ın birer fonksiyonu olarak

çizilmiştir. Kesikli çizgi ile gösterilen sürekli ve kesintili mod arasındaki sınır Denklem (2.3) ve (2.8) ile oluşturulmuştur.



Şekil 2.8 Sabit bir giriş gerilimi için düşürücü tür dönüştürücü karakteristikleri

2.3.3.2 Sabit Giriş Gerilimli Kesintili İletim Modu

Regüleli DC güç kaynakları gibi uygulamalarda, giriş gerilimi V_d dalgalanmasına rağmen D oranı ayarlanarak V_o çıkış gerilimi sabit tutulmaktadır.

$V_d = V_o/D$ olduğundan, denklem (2.5)'ten sürekli iletim modunun sınırında ortalama endüktans akımı aşağıdaki şekli alır.

$$I_{LB} = \frac{T_s V_o}{2L} (1-D) \quad (2.18)$$

Denklem (2.18) gösteriyor ki, V_o sabit tutulursa I_{LB} 'nin maksimum değeri $D=0$ 'da meydana gelir. Böylece,

$$I_{LB,max} = \frac{T_s V_o}{2L} \quad (2.19)$$

olur.

$D=0$ 'a tekabül eden bir çalışma ve ölçülür bir V_o 'ın varsayım olduğuna dikkat edilmelidir, çünkü sonsuz bir V_d gerekmektedir.

Denklem (2.18) ve (2.19)'dan,

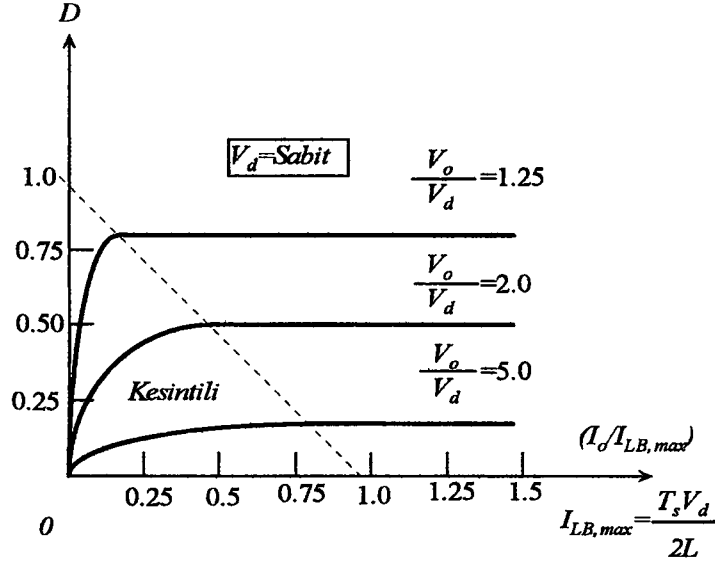
$$I_{LB} = (1-D)I_{LB,max} \quad (2.20)$$

bulunur.

V_o 'ın sabit tutulduğu durum için denklem (2.19)'da denklem (2.10) ve (2.13)'ü kullanarak aşağıdaki sonuç elde edilir.

$$D = \frac{V_o}{V_d} \left(\frac{I_o/I_{LB,max}}{1-V_o/V_d} \right)^{1/2} \quad (2.21)$$

Sabit bir V_o gerilimi durumunda, $I_o/I_{LB,max}$ 'ın bir fonksiyonu olarak D oranının V_d/V_o 'ın çeşitli değerleri için değişimleri Şekil 2.9'da çizilmiştir. Sürekli ve kesintili mod arasındaki sınırda çalışma denklem (2.20) kullanılarak elde edilir.

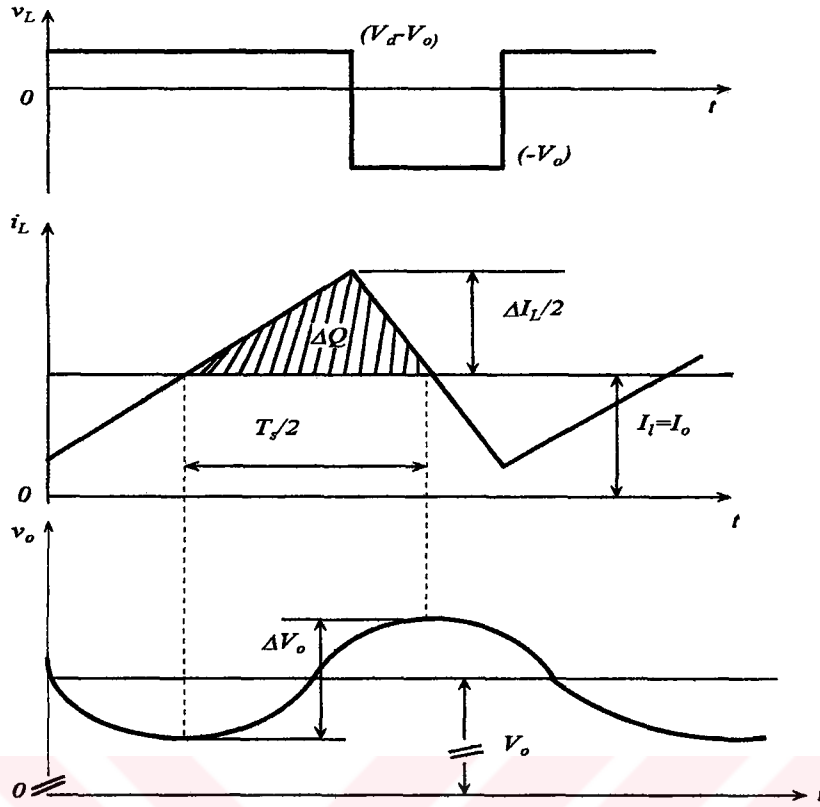


Şekil 2.9 Sabit bir çıkış gerilimi için düşürücü tür dönüştürücü karakteristikleri

2.3.4 Çıkış Gerilimindeki Dalgalanma

Bundan önceki analizde, çıkış kapasitörünün $v_o(t)=V_o$ kabul edilebilecek kadar çok büyük olduğu kabul edilmiştir. Bununla birlikte, pratik bir kapasite değerine sahip çıkış gerilimindeki dalgalanma, sürekli iletim çalışma modu için Şekil 2.10'da görülen dalga şekilleri göz önüne alınarak hesaplanabilir. i_L 'deki dalgalanma bileşeninin tümününün kapasitörden geçtiği kabul edildiğinde, Şekil 2.10'daki taralı alan kapasitörü şarj eden ilave bir ΔQ yükünü ifade etmektedir. Burada tepeden tepeye gerilim dalgalanması,

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{1}{C} \frac{1}{2} \frac{\Delta I_L}{2} \frac{T_s}{2}$$



Şekil 2.10 Düşürücü tür dönüştürücüde çıkış gerilimindeki dalgalanma

Şekil 2.5'ten t_{off} esnasındaki endüktans akımı dalgalanması,

$$\Delta I_L = \frac{V_o}{L} (1-D) T_s \quad (2.22)$$

olarak yazılabilir. Son iki eşitliğin birleştirilmesiyle,

$$\Delta V_o = \frac{T_s V_o}{8C L} (1-D) T_s \quad (2.23)$$

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{1}{8} \frac{T_s^2 (1-D)}{LC} = \frac{\pi^2}{2} (1-D) \left(\frac{f_c}{f_s} \right)^2 \quad (2.24)$$

elde edilir. Burada $f_s = 1 / T_s$ bağıntısı yanında ayrıca,

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.25)$$

eşitliği geçerlidir.

Denklem (2.24), çıkışta alçak geçiren filtrenin f_c köşe frekansı $f_c \ll f_s$ seçilerek gerilim dalgalanmasının minimize edilebileceğini göstermektedir. Aynı zamanda, dönüştürücünün sürekli iletim modunda çalışması durumunda, dalgalanma çıkış gücünden bağımsızdır. Benzer bir analiz kesintili iletim modu için de yapılabilir.

Anahtarlama modlu dc güç kaynaklarında, çıkış gerilimindeki yüzde dalgalanma miktarının genellikle %1'den daha az olması istendiğine dikkat edilmelidir. Bu nedenle, $v_o(t) = V_o$ olduğunu kabul eden bir önceki bölümdeki analiz geçerlidir. Denklem (2.24)'teki çıkış dalgalanmasının Şekil 2.4(c)'deki alçak geçiren filtre karakteristiği yorumuna uyduğu da görülmektedir.

2.4 Yükseltici Tür DC/DC Dönüştürücü

Şekil 2.11 yükseltici bir dönüştürücüyü göstermektedir. Başlıca uygulama alanları, regüleli dc güç kaynakları ve dc motorların dinamik (regeneratif) frenlenmesidir. İsmi de ifade ettiği gibi, çıkış gerilimi giriş geriliminden daha büyüktür. Anahtar iletimde iken, yine diyot ters gerilimle tutulur ve bu yüzden çıkış katını izole eder. Giriş kaynağı sadece endüktansa enerji verir. Anahtar kesimde iken, çıkış katı girişten olduğu gibi endüktanstan da enerji alır. Burada verilen sürekli hal analizinde de, sabit bir çıkış gerilimi $v_o(t) \cong V_o$ sağlamak için çıkış filtre kapasitörünün çok büyük olduğu kabul edilmiştir.

2.4.1 Sürekli İletim Modu

Şekil 2.12, endüktans akımının sürekli olarak aktığı ($i_L(t) > 0$) iletim modu için sürekli hal dalga şekillerini göstermektedir.

Sürekli halde bir periyotluk zaman boyunca endüktans gerilimi integralinin sıfır olması gerektiğinden, aşağıdaki ifade yazılır.

$$V_d t_{on} + (V_d - V_o) t_{off} = 0$$

Her iki taraf T_s ile bölünerek ve terimler yeniden düzenlenerek,

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{T_s}{t_{off}} = \frac{1}{1-D} \quad (2.26)$$

yazılabilir.

Dönüştürücünün kayıpsız bir devre olduğu kabul edilirse,

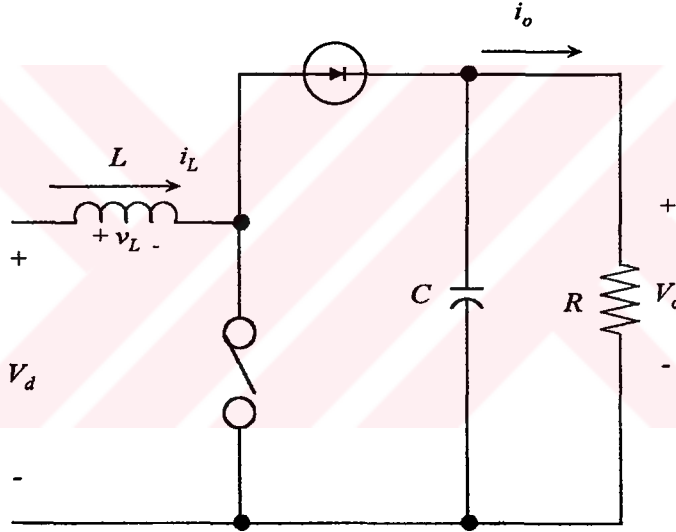
$$P_d = P_o,$$

$$V_d I_d = V_o I_o$$

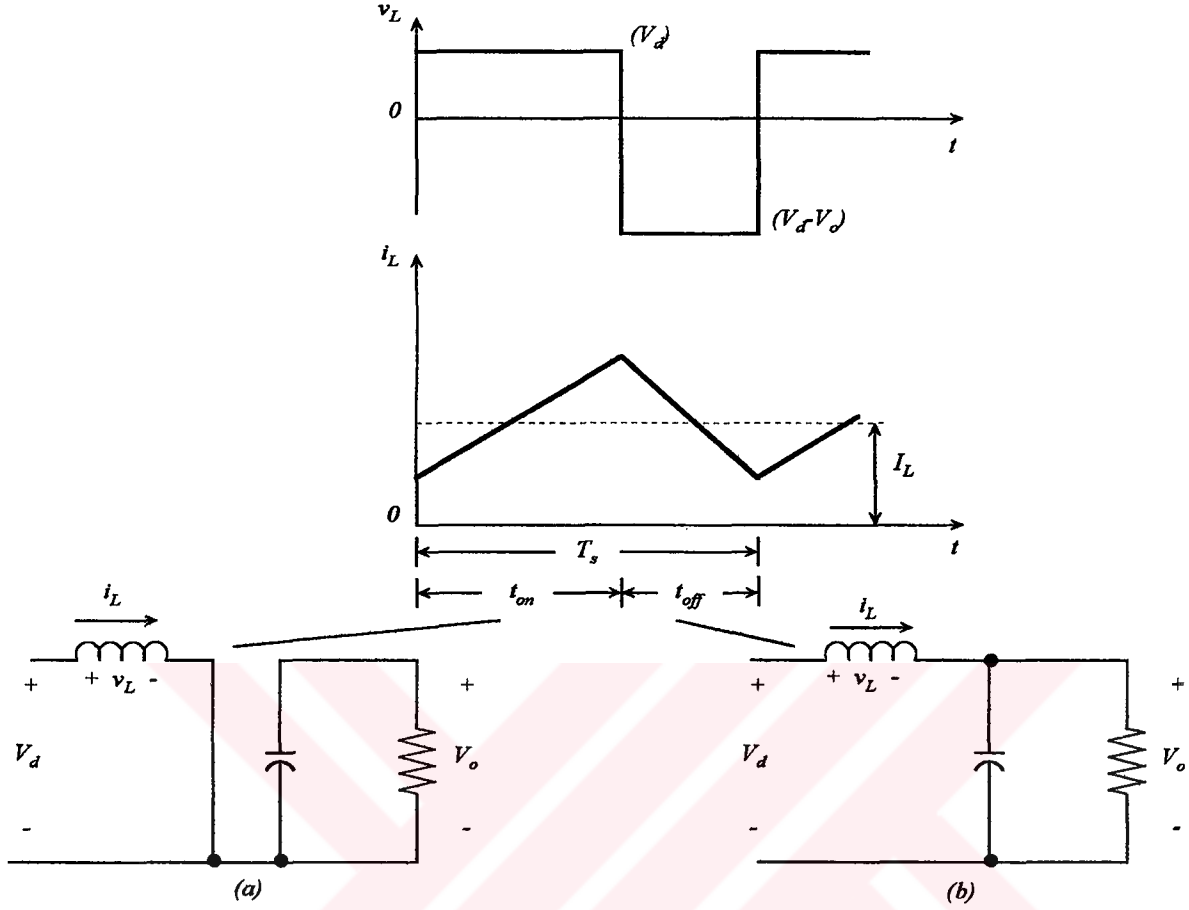
ve

$$\frac{I_o}{I_d} = (1-D) \quad (2.27)$$

elde edilir.



Şekil 2.11 Yükseltici tür dc/dc dönüştürücü



Şekil 2.12 Yükseltici tür dönüştürücüde sürekli iletim modu, (a) anahtar iletimde, (b) anahtar kesimde

2.4.2 Sürekli ve Kesintili İletim Modları Arasındaki Sınırdaki Çalışma Durumu

Şekil 2.13(a) sürekli iletim modu sınırındaki çalışmaya ait dalga şekillerini göstermektedir. Bu modda i_L kesim aralığının sonunda sıfıra gider. Bu sınırdaki endüktans akımının ortalama değeri,

$$I_{LB} = \frac{1}{2} i_{L,peak}$$

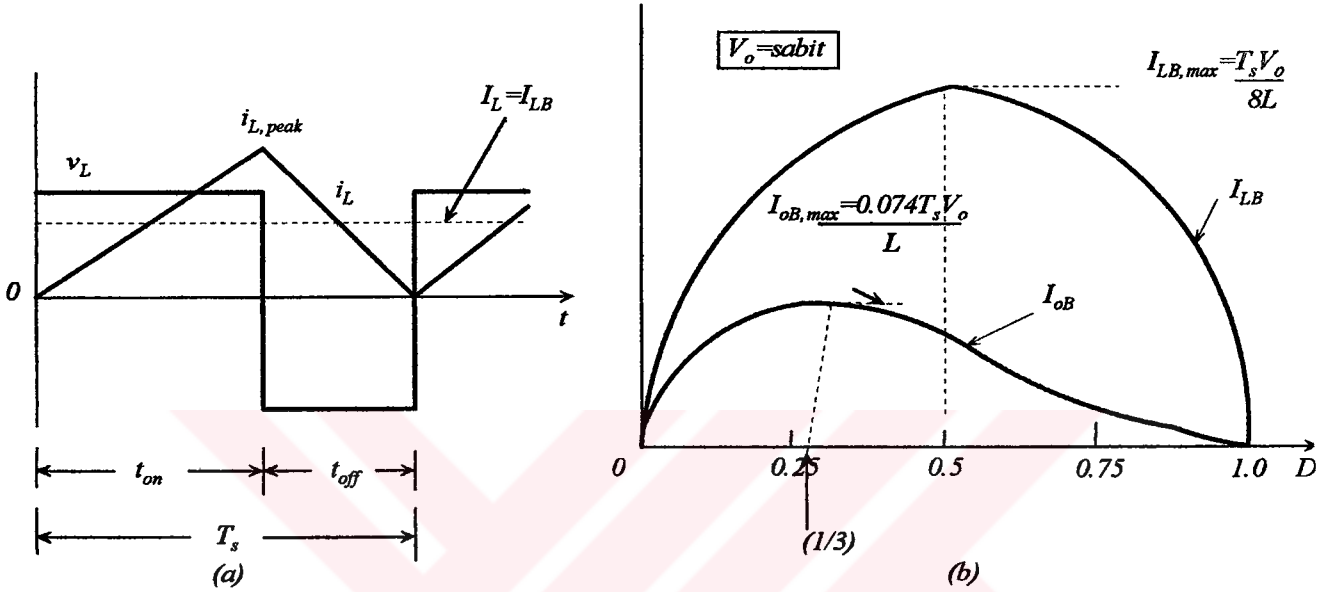
$$I_{LB} = \frac{1}{2} \frac{V_d}{L} t_{on}$$

$$I_{LB} = \frac{T_s V_o}{2L} D(1-D) \quad (2.28)$$

olarak bulunur.

Yükseltici bir dönüştürücüde endüktans akımı ile giriş akımının aynı olduğu ($i_d=i_L$) dikkate alınarak ve denklem (2.27) ile (2.28) kullanılarak, sürekli iletim modunun sınırındaki ortalama çıkış akımı aşağıdaki gibi bulunur.

$$I_{oB} = \frac{T_s V_o}{2L} D(1-D)^2 \quad (2.29)$$



Şekil 2.13 Sürekli-kesintili iletim sınırında yükseltici tür dc/dc dönüştürücü

Yükseltici bir dönüştürücünün kullanıldığı birçok uygulama sabit tutulan bir V_o çıkış gerilimine ihtiyaç duyar. Bu yüzden, sabit bir V_o ile, Şekil 2.13(b)'de D oranının bir fonksiyonu olarak I_{oB} akımının değişimi çizilmiştir. V_o 'ı sabit tutmak ve darbe periyot oranını değiştirmek giriş geriliminin değiştiğini gösterir.

Şekil 2.13(b) I_{LB} 'nin $D=0.5$ 'te ve I_{oB} 'nin $D=1/3$ 'te maksimum değere ulaştığını göstermektedir. Böylece,

$$I_{LB,max} = \frac{T_s V_o}{8L} \quad (2.30)$$

$$I_{oB,max} = \frac{2}{27} \frac{T_s V_o}{L} = 0.074 \frac{T_s V_o}{L} \quad (2.31)$$

elde edilir.

I_{LB} ve I_{oB} maksimum değerlerine göre,

$$I_{LB} = 4D(1-D)I_{LB,max} \quad (2.32)$$

$$I_{oB} = \frac{27}{4}D(1-D)^2 I_{oB,max} \quad (2.33)$$

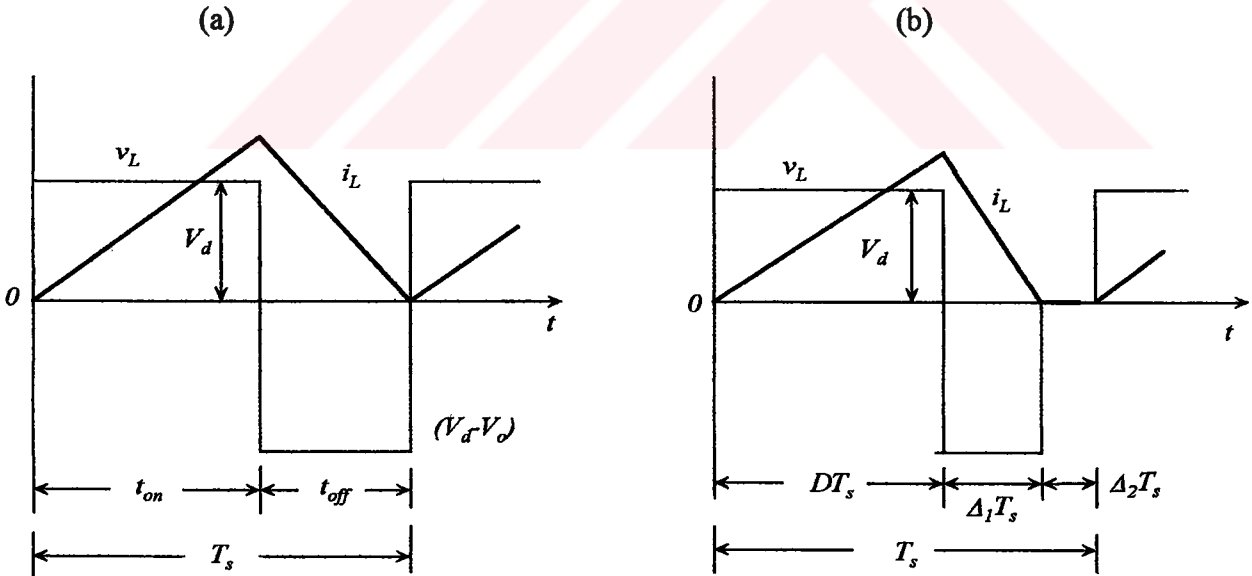
şeklinde ifade edilebilir.

Şekil 2.13 (b), sabit V_o altında, verilen bir D için, ortalama yük akımı I_{oB} 'nin altına (ve dolayısıyla ortalama endüktans akımı I_{LB} 'nin altına) düştüğünde, akım iletiminin kesintili hale geldiğini ifade etmektedir.

2.4.3 Kesintili İletim Modu

Şekil 2.14'te, V_d ve D 'nin sabit olduğu kabul edildiğinde sürekli iletim sınırında ve kesintili iletimdeki çalışmayla ilgili dalga şekilleri görülmektedir.

V_d sabit olduğunda azalan $P_o(=P_d)$ ve $I_L(=I_d)$ yüzünden kesintili akım iletimi meydana gelir. $I_{L,peak}$ her iki modda da aynı olduğundan, daha düşük bir I_L (veya kesintili çalışma) değeri yalnızca V_o artarsa mümkündür.



Şekil 2.14 Yükseltici tür dönüştürücüde, (a) sürekli-kesintili iletim sınırında çalışma durumu (b) kesintili iletim durumu

Bir periyot boyunca endüktans geriliminin integrali sıfıra eşitlenerek,

$$V_d DT_s + (V_d - V_o) \Delta_1 T_s = 0$$

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{\Delta_1 + D}{\Delta_1} \quad (2.34)$$

bulunur. $P_d=P_o$ olduğundan,

$$\frac{I_o}{I_d} = \frac{\Delta_1}{\Delta_1 + D} \quad (2.35)$$

elde edilir. Şekil 2.14 (b)'den ortalama giriş veya endüktans akımı,

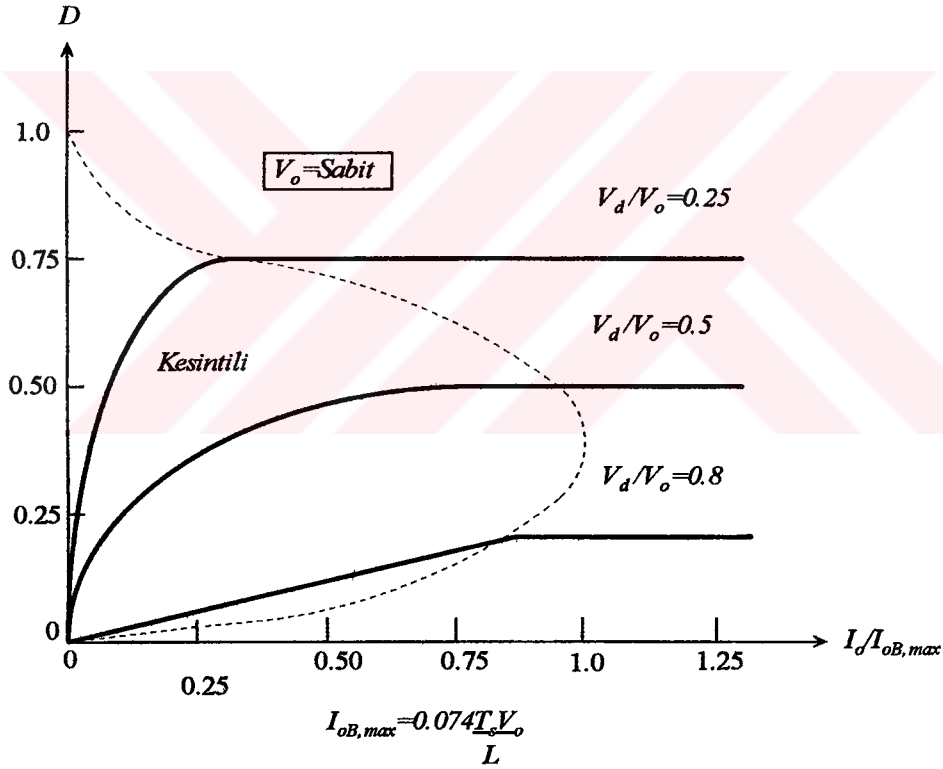
$$I_d = \frac{V_d}{2L} DT_s (D + \Delta_1) \quad (2.36)$$

yazılabilir ve denklem (2.35) kullanılarak ,

$$I_o = \left(\frac{T_s V_d}{2L} \right) D \Delta_1 \quad (2.37)$$

sonucu elde edilir.

Pratikte, sabit V_o altında V_d 'deki değişimler D ile karşılandığından, gerekli D oranını değişik



Şekil 2.15 Sabit bir çıkış gerilimi için yükseltici tür dönüştürücü karakteristikleri

Pratikte, sabit V_o altında V_d 'deki değişimler D ile karşılandığından, gerekli D oranını değişik

V_o/V_d değerleri için yük akımının bir fonksiyonu olarak elde etmek daha yararlıdır. Denklem (2.34), (2.37) ve (2.31) kullanılarak,

$$D = \left[\frac{4 V_o}{27 V_d} \left(\frac{V_o}{V_d} - 1 \right) \frac{I_o}{I_{oB,max}} \right]^{1/2} \quad (2.38)$$

bulunur.

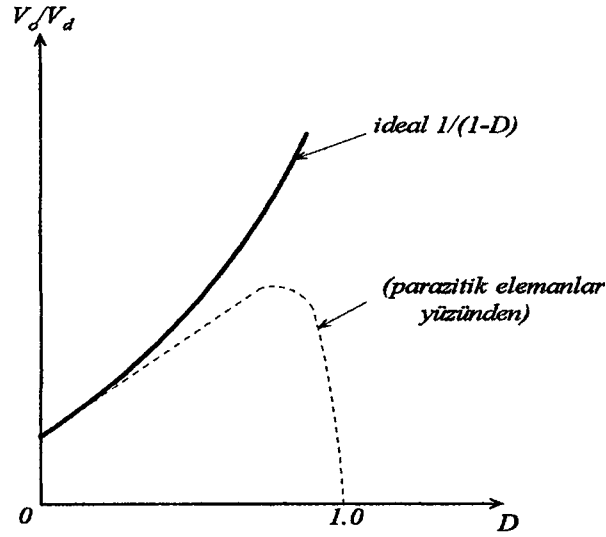
Şekil 2.15'te, çeşitli V_d/V_o değerleri için $I_o/I_{oB,max}$ 'ın bir fonksiyonu olarak D 'nin değişimleri çizilmiştir. Sürekli ve kesintili iletim modları arasındaki sınır kesikli çizgi ile gösterilmiştir. Yükseltici tür dönüştürücüde, en az

$$\frac{L}{2} i_{L,peak}^2 = \frac{(V_d D T_s)^2}{2L} W - s$$

kadar bir enerji girişten çıkış kapasitörüne ve yüke transfer edilir. Eğer yük bu enerjiyi harcamaz ise, V_o kapasitör gerilimi bir enerji dengesi kurulana kadar artar. Yükün çok az olması, tehlikeli bir şekilde yüksek gerilim oluşmasına neden olabilir.

2.4.4 Harmonik Elemanların Etkisi

Yükseltici tür bir dönüştürücüdeki harmonik elemanlar, endüktans, kapasitör, anahtar ve diyotla ilişkili kayıplara bağlıdır. Şekil 2.16 nitelik olarak gerilim transfer oranında bu harmoniklerin etkisini göstermektedir. İdeal karakteristiğinin aksine, pratikte darbe periyot oranı 1'e yaklaşırken V_o/V_d azalmaktadır. Darbe periyot oranının yüksek değerlerinde çok kötü anahtar kullanımından dolayı oluşan karakteristik kesikli çizgi şeklinde görülmektedir. Burada verilen analizde bu harmonik elemanlar önemsenmemiştir. Ancak, bu tür dönüştürücülerin dizaynı için bu harmonik elemanlar bilgisayardaki devre simülasyon programlarına katılmaktadır.



Şekil 2.16 Yükseltici tür dönüştürücüde harmonik elemanların gerilim dönüştürme oranı üzerindeki etkisi

2.4.5 Çıkış Gerilimindeki Dalgalanma

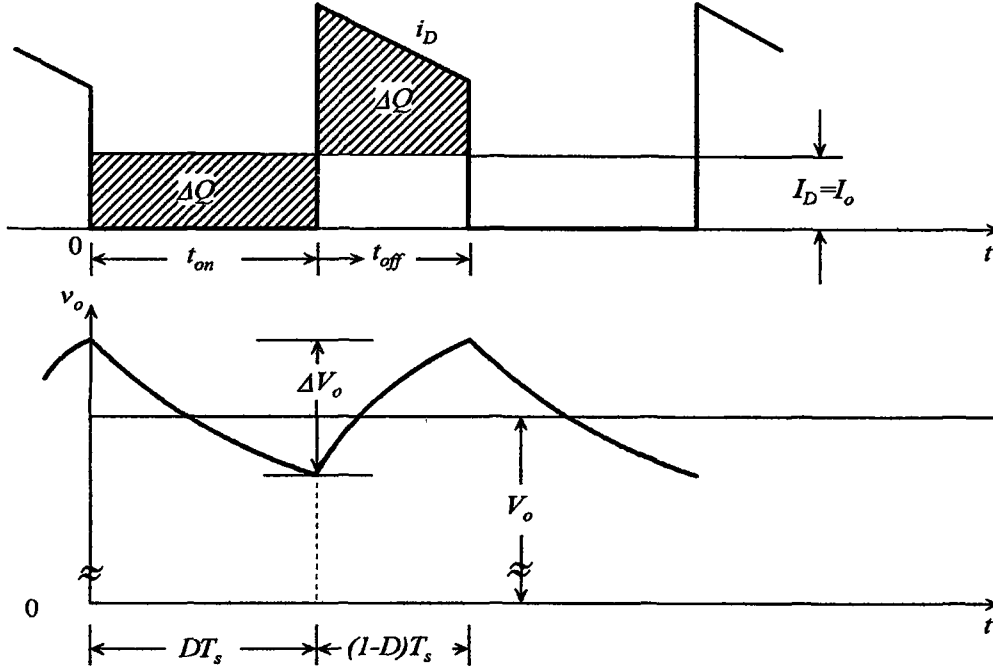
Sürekli çalışma modu için Şekil 2.17’de görülen dalga şekilleri göz önünde tutularak çıkış gerilimindeki tepeden tepeye dalgalanma hesaplanabilmektedir. i_D diyot akımının dalgalanma bileşeninin tamamının kapasitöre aktığı kabul edildiğinde, Şekil 2.17’deki taralı alanlar kapasitörü şarj eden veya deşarj eden ilave bir ΔQ yüküne karşılık gelmektedir. Burada tepeden tepeye gerilim dalgalanması aşağıdaki gibi bulunur.

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{I_o DT_s}{C}$$

$$\Delta V_o = \frac{V_o}{R} \frac{DT_s}{C} \quad (2.39)$$

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{DT_s}{RC} = D \frac{T_s}{\tau} \quad (2.40)$$

Denklem (2.40)’ta $\tau=RC$ zaman sabitini ifade etmektedir. Kesintili iletim modu için de benzer bir analiz yapılabilir.



Şekil 2.17 Yükseltici tür dönüştürücüde çıkış gerilimindeki dalgalanma

2.5 Düşürücü-Yükseltici Tür DC/DC Dönüştürücü

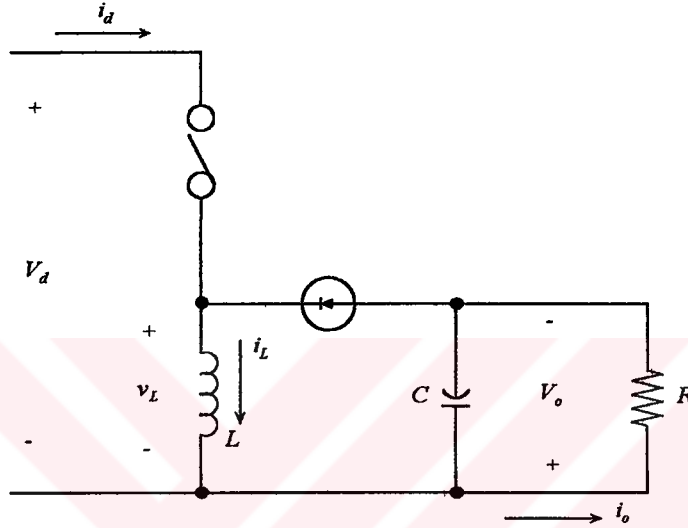
Düşürücü-yükseltici dönüştürücünün başlıca uygulama alanı, giriş geriliminin ortak ucuna göre negatif ve giriş geriliminden daha yüksek veya daha düşük olabilen bir çıkış geriliminin istendiği regüle edilmiş dc güç kaynaklarıdır.

Bir düşürücü-yükseltici dönüştürücü iki temel dönüştürücü olan düşürücü ve yükseltici dönüştürücülerin kaskad bağlanması ile elde edilir. Sürekli halde, gerilim dönüştürme oranı kaskad bağlı iki dönüştürücünün dönüştürme oranlarından elde edilir. Böylece, (2.3) ve (2.26) bağıntılarından,

$$\frac{V_o}{V_d} = D \frac{1}{1-D} \quad (2.41)$$

yazılabilir.

Bu dönüştürücü çıkış geriliminin giriş geriliminden daha yüksek veya daha düşük olmasına imkan vermektedir. Düşürücü ve yükseltici dönüştürücüler kaskad bağlanarak Şekil 2.18’de görüldüğü gibi tek bir düşürücü-yükseltici dönüştürücü elde edilebilir. Anahtar kapalı iken, giriş endüktansa enerji sağlar ve diyot ters gerilimle tutulur. Anahtar açık iken, endüktansta depolanan enerji çıkışa transfer edilir. Bu aralıkta giriş tarafından hiç enerji verilmemektedir. Burada verilen sürekli hal analizinde, yine çıkış kapasitörünün çok büyük olduğu ($v_o(t) \cong V_o$) kabul edilmektedir.



Şekil 2.18 Düşürücü-yükseltici tür dc/dc dönüştürücü

2.5.1 Sürekli İletim Modu

Şekil 2.19’da endüktans akımının sürekli olarak aktığı sürekli iletim modu için dönüştürücüye ait dalga şekilleri görülmektedir. Bir periyot boyunca endüktans gerilimi integralinin sıfıra eşitlenmesi ve giriş ile çıkış güçlerinin eşit kabul edilmesi ile ,

$$V_d D T_s + (-V_o)(1-D)T_s = 0$$

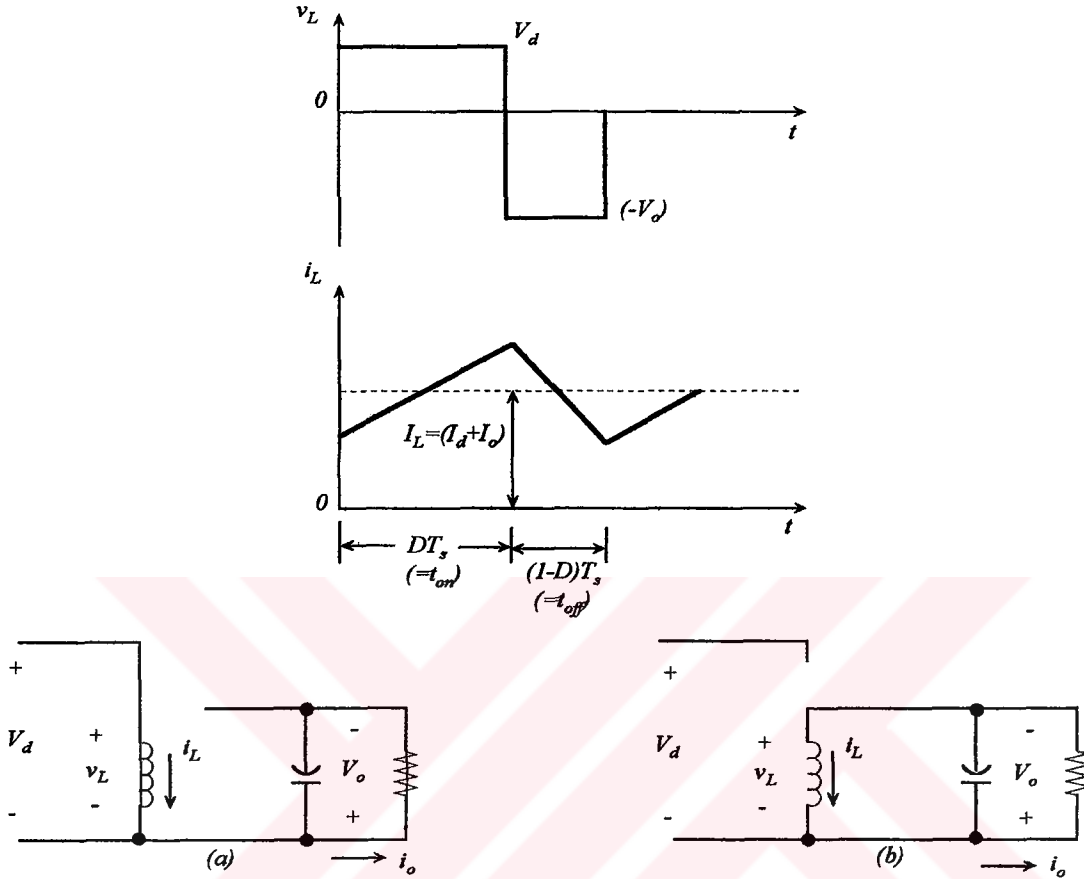
$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{D}{1-D} \quad (2.42)$$

ve

$$\frac{I_o}{I_d} = \frac{1-D}{D} \quad (2.43)$$

sonucu elde edilir.

Denklem (2.42), çıkış geriliminin darbe oranına bağlı olarak girişten yüksek de düşük de olabileceğini göstermektedir.



Şekil 2.19 Düşürücü-yükseltici tür dönüştürücüde sürekli iletim modu (a) anahtar iletimde, (b) anahtar kesimde

2.5.2 Sürekli ve Kesintili İletim Modları Arasındaki Sınırdaki Çalışma Durumu

Şekil 2.20(a) sürekli iletim sınırındaki çalışmayla ilgili dalga şekillerini gösterilmektedir. Bu moda kesim aralığının sonunda i_L sıfıra gitmektedir.

Şekil 2.20(a)'dan,

$$I_{LB} = \frac{1}{2} i_{L,peak} = \frac{T_s V_d}{2L} D \quad (2.44)$$

Şekil 2.18'den,

$$I_o = I_L - I_d \quad (2.45)$$

eşitlikleri yazılabilir.

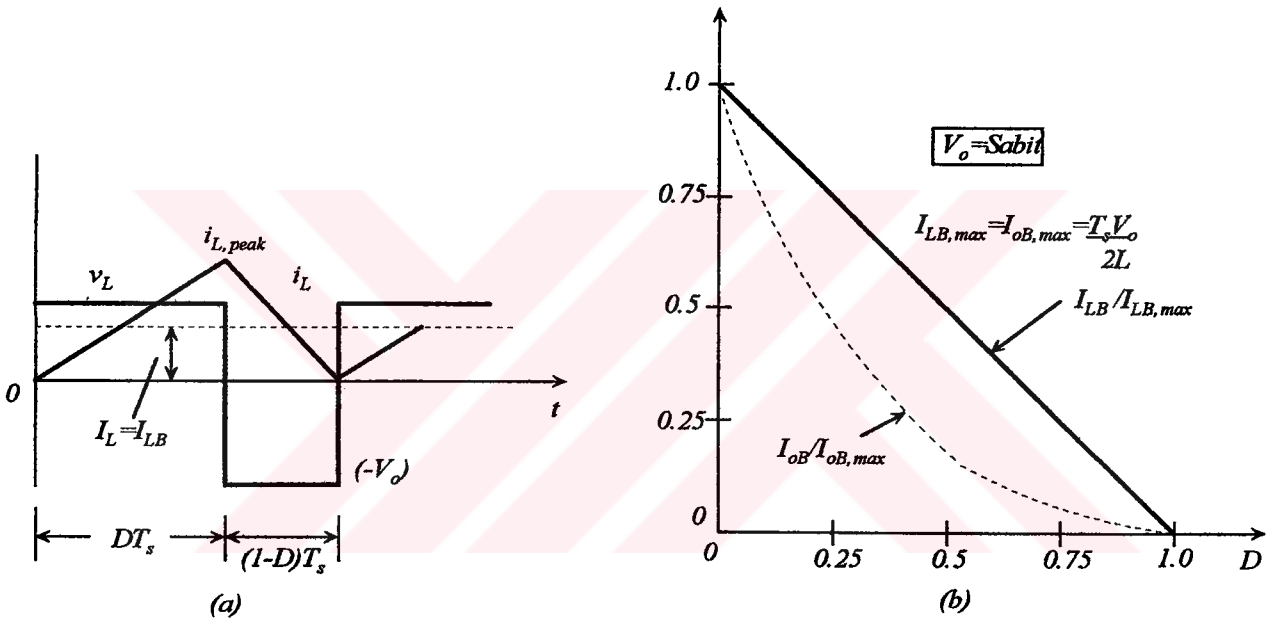
(2.42)-(2.45) deklemleri kullanılarak, sürekli iletim modu sınırı için,

$$I_{LB} = \frac{T_s V_o}{2L} (1-D) \quad (2.46)$$

ve

$$I_{oB} = \frac{T_s V_o}{2L} (1-D)^2 \quad (2.47)$$

bağıntıları çıkarılır.



Şekil 2.20 Düşürücü-yükseltici tür dönüştürücüde sürekli-kesintili iletim sınırında çalışma durumu

Düşürücü-yükseltici tür bir dönüştürücünün kullanılabileceği yerler, V_d 'nin belki değişmesine rağmen sabit tutulan V_o gerektiren uygulamalardır. Denklem (2.46) ve (2.47)'den, I_{LB} ve I_{oB} 'nin her ikisinin de $D=0$ 'da maksimum değerlere ulaştığı görülmektedir. Bu durum,

$$I_{LB,max} = \frac{T_s V_o}{2L} \quad (2.48)$$

ve

$$I_{oB,max} = \frac{T_s V_o}{2L} \quad (2.49)$$

şeklinde ifade edilebilir.

(2.46)'dan (2.49)'a kadar olan denklemler kullanılarak,

$$I_{LB} = I_{LB,\max} (1-D) \quad (2.50)$$

ve

$$I_{oB} = I_{oB,\max} (1-D)^2 \quad (2.51)$$

bağıntıları elde edilebilir.

Şekil 2.20(b), sabit V_o için, D 'nin bir fonksiyonu olarak I_{LB} ve I_{oB} 'nin değişimlerini göstermektedir.

2.5.3 Kesintili İletim Modu

Şekil 2.21, süreksiz bir i_L 'ye sahip olan dalga şekillerini göstermektedir. Bir periyot boyunca endüktans geriliminin integrali sıfıra eşitlendiğinde aşağıdaki ifadeler elde edilmektedir.

$$V_d DT_s + (-V_o) \Delta_1 T_s = 0$$

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{D}{\Delta_1} \quad (2.52)$$

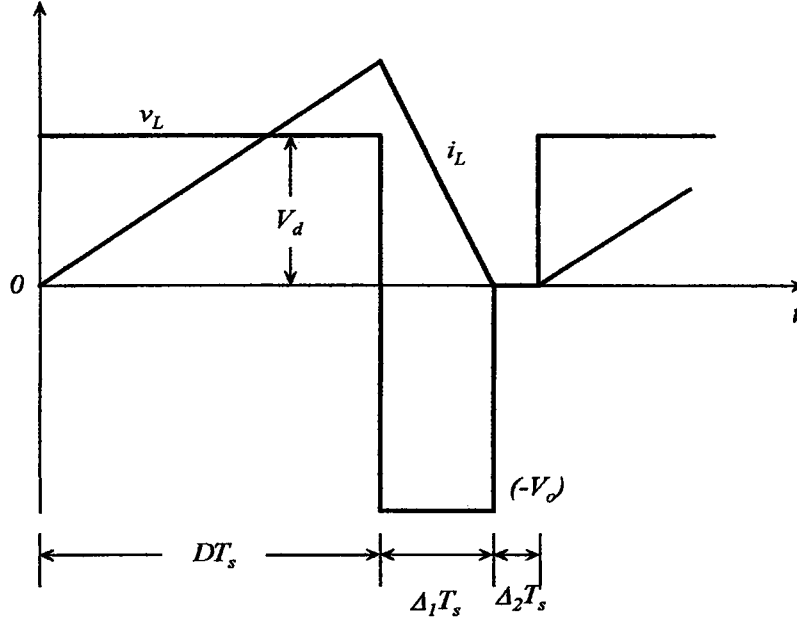
ve

$$\frac{I_o}{I_d} = \frac{\Delta_1}{D} \quad (2.53)$$

Şekil 2.21'den,

$$I_L = \frac{V_d}{2L} DT_s (D + \Delta_1) \quad (2.54)$$

bağıntısı yazılabilir.



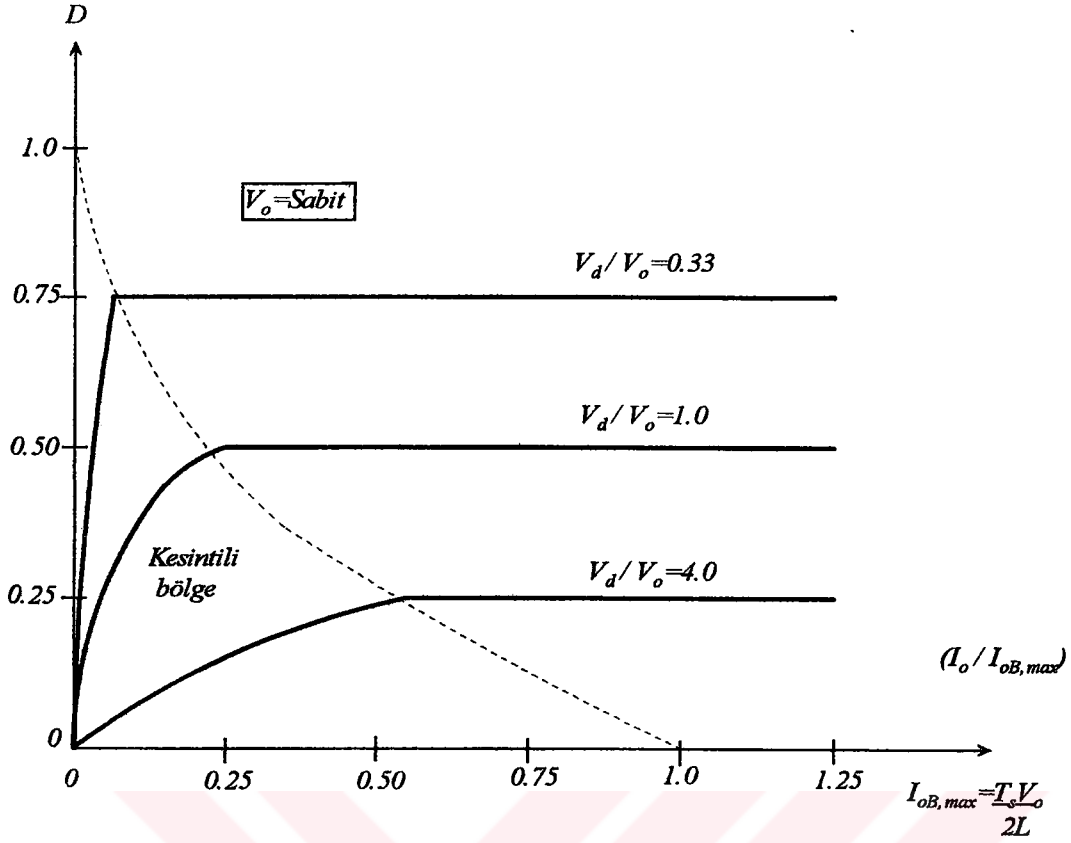
Şekil 2.21 Düşürücü-yükseltici tür dönüştürücüde kesintili iletim durumu

V_o sabit tutulduğundan, V_o/V_d 'nin çeşitli değerleri için I_o çıkış akımının bir fonksiyonu olarak D 'yi elde etmek yararlıdır. Yukarıda verilen denklemlerden,

$$D = \frac{V_o}{V_d} \sqrt{\frac{I_o}{I_{oB,max}}} \quad (2.55)$$

sonucu elde edilir.

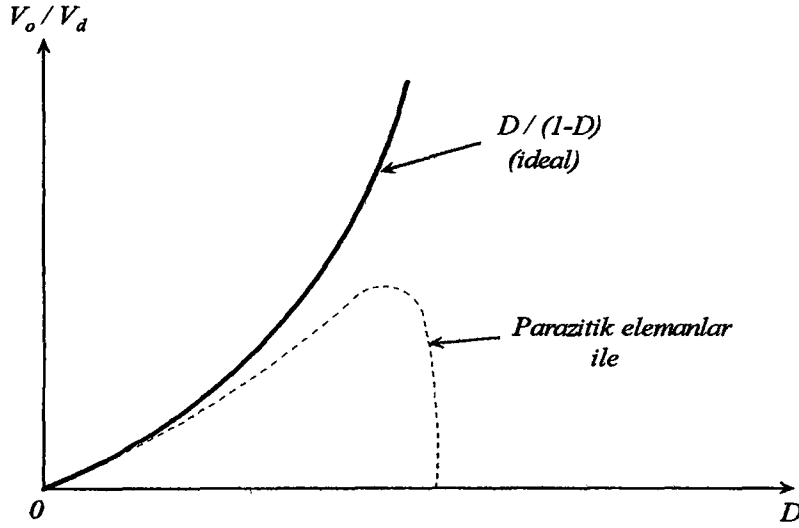
Şekil 2.22'de, V_d/V_o 'ın çeşitli değerleri için $I_o/I_{oB,max}$ 'ın bir fonksiyonu olarak D 'nin değişimleri gösterilmiştir. Sürekli ve kesintili iletim modları arasındaki sınır kesik çizgili eğri ile gösterilmiştir.



Şekil 2.22 Sabit bir çıkış gerilimi için düşürücü-yükseltici tür dönüştürücü karakteristikleri

2.5.4 Harmonik Elemanların Etkisi

Harmonik elemanlar, regüleli yükseltici tür dönüştürücüye benzeyen düşürücü-yükseltici dönüştürücünün gerilim dönüşüm oranı üzerinde de önemli etkiye sahiptir. Şekil 2.23 nitelik olarak bu harmonik elemanların dönüştürücü üzerindeki etkisini göstermektedir. Çok yüksek darbe periyot oranını olanaksız kılan çok kötü anahtar kullanımından dolayı oluşan karakteristik kesik çizgili olarak görülmektedir. Böyle dönüştürücülerin tasarımında bu harmonik elemanların etkisi devre simülasyon programlarında modellenebilir.



Şekil 2.23 Düşürücü-yükseltici tür dönüştürücüde harmonik elemanların gerilim dönüştürme oranı üzerindeki etkisi

2.5.5 Çıkış Gerilimindeki Dalgalanma

Sürekli çalışma modu için Şekil 2.24'te gösterilen dalga şekli göz önüne alınarak çıkış gerilimindeki dalgalanma hesaplanabilir. i_D akımının dalgalanma bileşeninin tamamının kapasitöre ve ortalama değerinin yük direncine aktığı kabul edildiğinde, Şekil 2.24'teki taralı alan çıkış kapasitörüne ait ilave ΔQ yükünü ifade etmektedir. Buradan, tepeden tepeye gerilim dalgalanması,

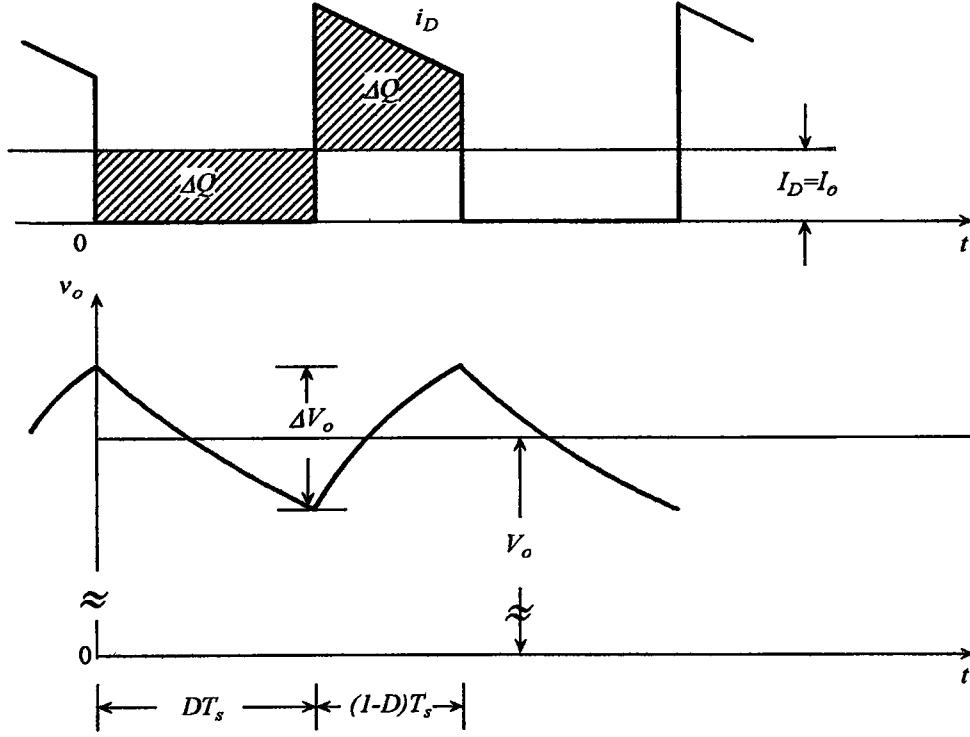
$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{I_o DT_s}{C} \quad (2.56)$$

$$\Delta V_o = \frac{V_o}{R} \frac{DT_s}{C}$$

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{DT_s}{RC} = D \frac{T_s}{\tau} \quad (2.57)$$

olarak bulunur. Burada, τ zaman sabiti olup, $\tau = RC$ 'dir.

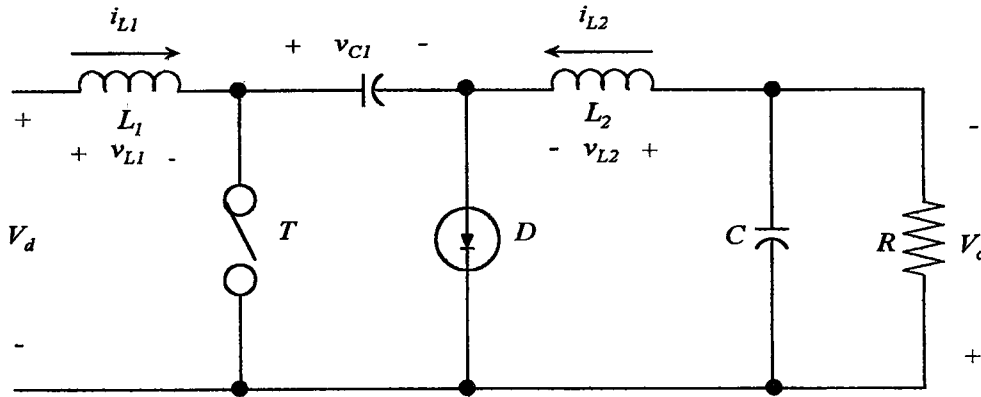
Benzer bir analiz kesintili çalışma modu için de yapılabilir.



Şekil 2.24 Düşürücü-yükseltici tür dönüştürücüde çıkış gerilimindeki dalgalanma

2.6 Cuk Türü DC/DC Dönüştürücü

Mucidinin ismi verilen Cuk türü dönüştürücü Şekil 2.25'te verilmiştir. Bu dönüştürücü önceki başlıkta ele alınan düşürücü-yükseltici türü dönüştürücü devresinden ikilik prensibi kullanılarak elde edilmiştir. Düşürücü-yükseltici tür dönüştürücüye benzer şekilde, Cuk dönüştürücü giriş geriliminin ortak ucuna göre negatif polariteli regüle edilmiş bir çıkış gerilimi sağlamaktadır. Burada C_1 kapasitörü, girişten çıkışa enerji transfer etme ve enerji depolama görevlerini üstlenmektedir.



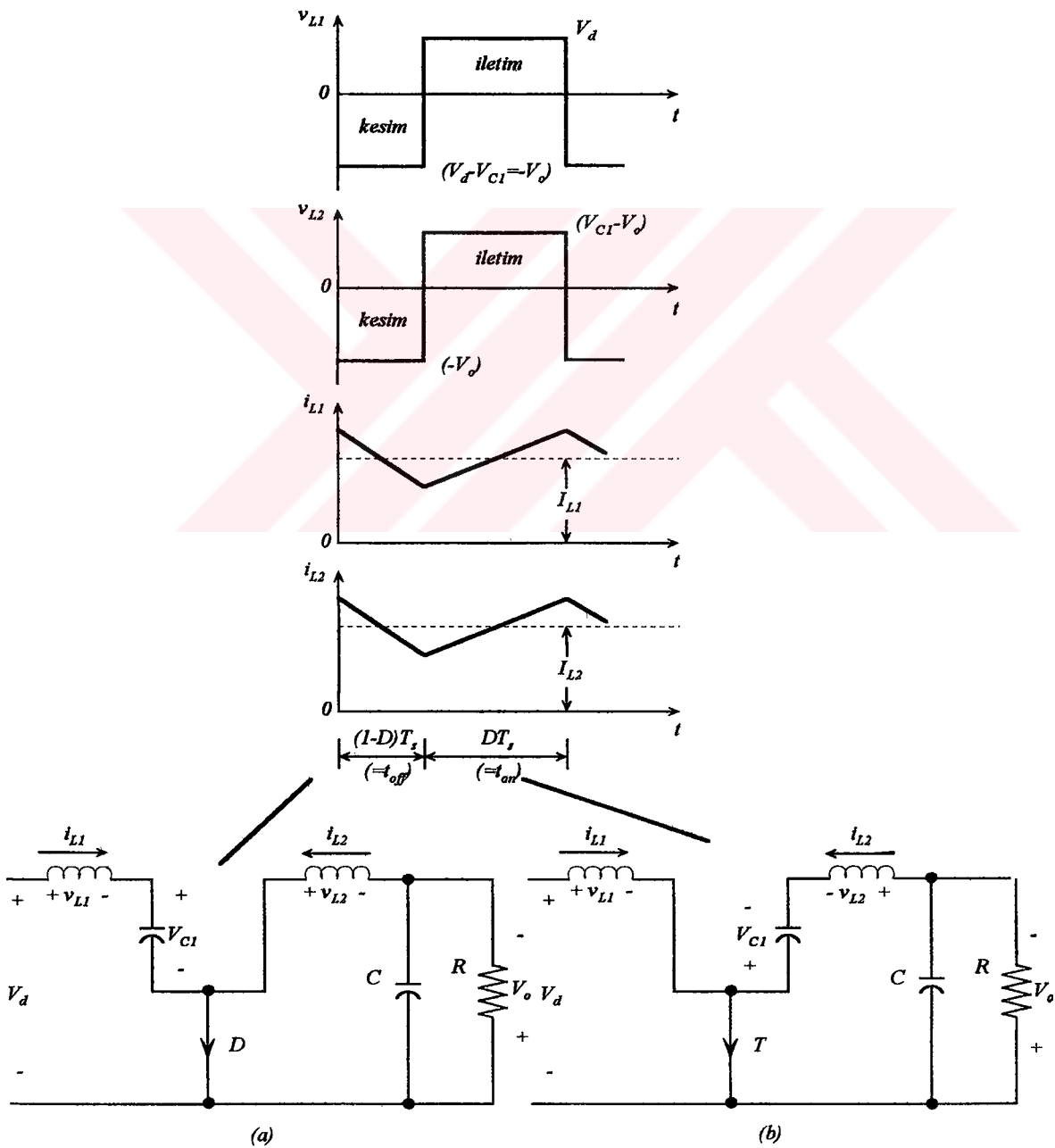
Şekil 2.25 Cuk türü dc/dc dönüştürücü

Sürekli halde, ortalama endüktans gerilimleri V_{L1} ve V_{L2} sıfırdır. Bu yüzden, Şekil 2.25'ten,

$$V_{C1} = V_d + V_o \quad (2.58)$$

yazılabilir. Burada, V_{C1} gerilimi, V_d ve V_o 'ın her ikisinden de büyüktür. C_1 'in önemli ölçüde büyük olduğu düşünülerek V_{C1} 'in sabit kaldığı kabul edilebilir.

Anahtar kesimde iken, i_{L1} ve i_{L2} endüktans akımları diyottan akar. Bu durum Şekil 2.26(a)'da gösterilmiştir. C_1 kapasitörü diyot sayesinde giriş ve L_1 'in her ikisinden de gelen enerji ile şarj olur. i_{L1} akımı azalır, çünkü V_{C1} V_d 'den daha büyüktür. L_2 'de depo edilen enerji çıkışı beslemektedir. Bu yüzden, \dot{I}_{L2} de azalır.



Şekil 2.26 Cuk türü dönüştürücüde sürekli iletim modu (a) anahtar kesimde, (b) anahtar iletimde

Şekil 2.26'ya göre , L_1 ve L_2 endüktansları uçlarındaki ortalama gerilimlerin sıfıra eşitlenmesiyle,

$$V_d DT_s + (V_d - V_{C1})(1-D)T_s = 0$$

$$V_{C1} = \frac{1}{1-D} V_d \quad (2.59)$$

$$(V_{C1} - V_o)DT_s + (-V_o)(1-D)T_s = 0$$

$$V_{C1} = \frac{1}{D} V_o \quad (2.60)$$

bağıntıları bulunur. (2.59) ve (2.60) denklemlerinden,

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{D}{1-D} \quad (2.61)$$

çıkarılır ve $P_d=P_o$ kabul edilerek,

$$\frac{I_o}{I_d} = \frac{1-D}{D} \quad (2.62)$$

sonucu bulunur. Burada, $I_{L1}=I_d$ ve $I_{L2}=I_o$ 'dir.

Diğer bir şekilde, endüktans akımlarının sabit olduğu, C_1 'in aldığı ve verdiği yüklerin eşit olduğu kabul edilerek,

$$I_{L1}(1-D)T_s = I_{L2}DT_s \quad (2.63)$$

$$\frac{I_{L2}}{I_{L1}} = \frac{I_o}{I_d} = \frac{1-D}{D} \quad (2.64)$$

ve

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{D}{1-D} \quad (2.65)$$

aynı sonuç bulunabilir.

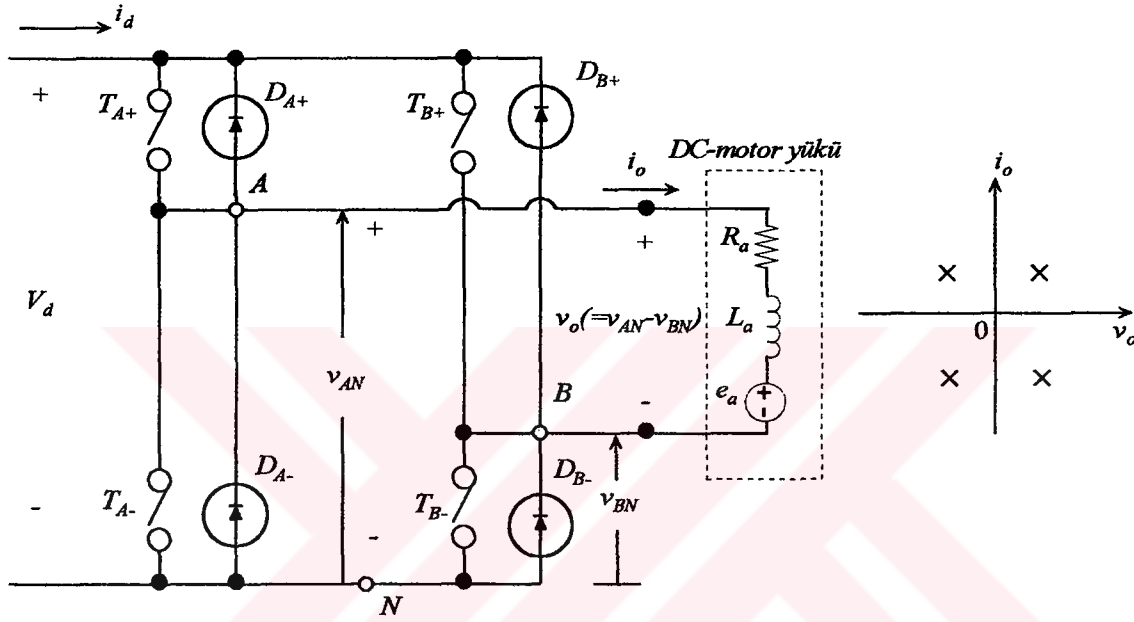
Bu dönüştürücünün en önemli avantajı, hem giriş hem de çıkış akımındaki dalgalanmanın çok az olmasıdır.

i_{L1} ve I_{L2} 'deki dalgalanmaları eş zamanlı olarak yok etmek mümkündür. Bu durum giriş ve çıkış filtre ihtiyacını minimize eder. Önemli bir dezavantajı ise, çok büyük bir akım dalgalanmasına maruz kalan bir C_1 kapasitörüne gerek duyulmasıdır.

2.7 Tam Köprü Türü DC/DC Dönüştürücü

Şekil 2.27’de görülen tam köprü türü anahtarlama modlu dönüştürücülerin aşağıda sıralanan üç farklı temel uygulama alanı mevcuttur.

- dc motor sürücüleri,
- tek fazlı kesintisiz ac güç kaynakları (dc/ac dönüşümü),
- anahtarlama modlu transformatör izoleli dc güç kaynakları (dc/dc dönüşümü).



Şekil 2.27 Tam köprü türü dc/dc dönüştürücü

Tam köprü topolojisi bu üç uygulamanın her birisinde aynı kalsa bile, kontrol türü uygulamaya bağlıdır. Şekil 2.27’de görülen tam köprü dönüştürücüde, V_d sabit giriş gerilimidir. Bu bölümde incelenen dönüştürücüde çıkış gerilimi V_o , yönü ve büyüklüğü kontrol edilebilen bir dc gerilimdir. Benzer şekilde, i_o çıkış akımının da büyüklüğü ve yönü kontrol edilebilmektedir. Bu nedenle, Şekil 2.27’de verilen tam köprü dönüştürücü, i_o ve v_o eksenlerine göre dört bölgede de çalışabilmekte ve her iki yönde de güç akışı sağlayabilmektedir.

Bu dönüştürücüde, Şekil 2.27’de görüldüğü gibi, A ve B olmak üzere iki faz kolu mevcuttur. Her bir faz kolunda üst (T_{A+} ve T_{B+}) ve alt (T_{A-} ve T_{B-}) olmak üzere iki anahtar vardır. Ayrıca her bir anahtar ters paralel bağlı bir diyoda sahiptir.

Bu dönüştürücüde farklı kontrol yöntemleri uygulanabilir. Herbir faz kolundaki anahtarlar farklı zamanlarda ve boşluksuz olarak iletimde tutulurlarsa,

A fazı için,

$$\begin{aligned} V_{AN} &= V_d T_{A+} \text{ iletimde } T_{A-} \text{ kesimde} \\ V_{AN} &= 0 \quad T_{A+} \text{ kesimde } T_{A-} \text{ iletimde} \end{aligned} \quad (2.66)$$

yazılabilir. T_{A+} anahtarının darbe periyot oranı dikkate alınarak V_{AN} gerilimi,

$$V_{AN} = V_d D_A \quad (2.67)$$

şeklinde ifade edilebilir. Benzer şekilde B fazı için de,

$$V_{BN} = V_d D_B$$

yazılabilir. Burada D_A ve D_B , sırasıyla T_A ve T_{B+} anahtarlarının bağıl iletim süreleridir.

Bu şekilde yapılan boşluksuz kontrolde, çıkış geriliminin dalga şekli çıkış akımına bağlı değildir. Bu dönüştürücülerde hem çıkış gerilimi hem de çıkış akımı çift yönlü olabilmektedir. Bu nedenle farklı bir kontrol stratejisine sahiptirler. Burada kullanılan iki temel kontrol stratejisi aşağıda verilmiştir.

1.Çift Kutuplu Gerilim Anahtarlama PWM, burada (T_{A+} ve T_{B-}) ile (T_{A-} ve T_{B+}) anahtar çiftlerindeki anahtarlar eş zamanlı olarak kontrol edilir.

2.Tek Kutuplu Gerilim Anahtarlama PWM, burada her bir faz kolu anahtarları birbirinden bağımsız olarak kontrol edilir.

2.7.1 Çift Kutuplu Gerilim Anahtarlama PWM

Bu tip gerilim anahtarlama yönteminde, (T_{A+} , T_{B-}) ve (T_{A-} , T_{B+}) anahtar çiftlerinden her bir çiftteki iki anahtar eş zamanlı olarak iletime girer ve çıkar. İki anahtar çiftinden biri daima iletimdedir.

Anahtarlama sinyalleri, bir anahtarlama frekanslı üçgen dalga şeklini (v_{tri}) kontrol gerilimi $v_{kontrol}$ ile karşılaştırarak üretilir. $v_{kontrol} > v_{tri}$ olduğunda, T_{A+} ve T_{B-} iletimdedir. Aksi halde, T_{A-} ve T_{B+} iletimdedir. Anahtar darbe periyot oranları, Şekil 2.28(a)'da görüldüğü gibi elde edilebilir. Bu şekilden aşağıdaki bağıntı yazılabilir.

$$v_{tri} = \hat{V}_{tri} \frac{t}{T_s / 4} \quad 0 < t < \frac{1}{4} T_s \quad (2.69)$$

Şekil 2.28(a)'daki $t=t_1$ 'de, $v_{tri}=v_{kontrol}$ 'dir. Bu nedenle, denklem (2.69)'dan,

$$t_1 = \frac{v_{kontrol} T_s}{\hat{V}_{tri} 4} \quad (2.70)$$

elde edilir.

Şekil 2.28 incelenerek, anahtar çifti 1 (T_{A+} , T_{B-})'in t_{on} iletim süresi,

$$t_{on} = 2t_1 + \frac{1}{2} T_s \quad (2.71)$$

olarak bulunur. Bu ifadeden, darbe periyot oranı,

$$D_1 = \frac{t_{on}}{T_s} = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{v_{kontrol}}{\hat{V}_{tri}} \right) \quad (T_{A+}, T_{B-}) \quad (2.72)$$

şeklinde yazılabilir. İkinci anahtar çifti (T_{A-} , T_{B+}) için ise,

$$D_2 = 1 - D_1 \quad (T_{A-}, T_{B+}) \quad (2.73)$$

yazılabilir.

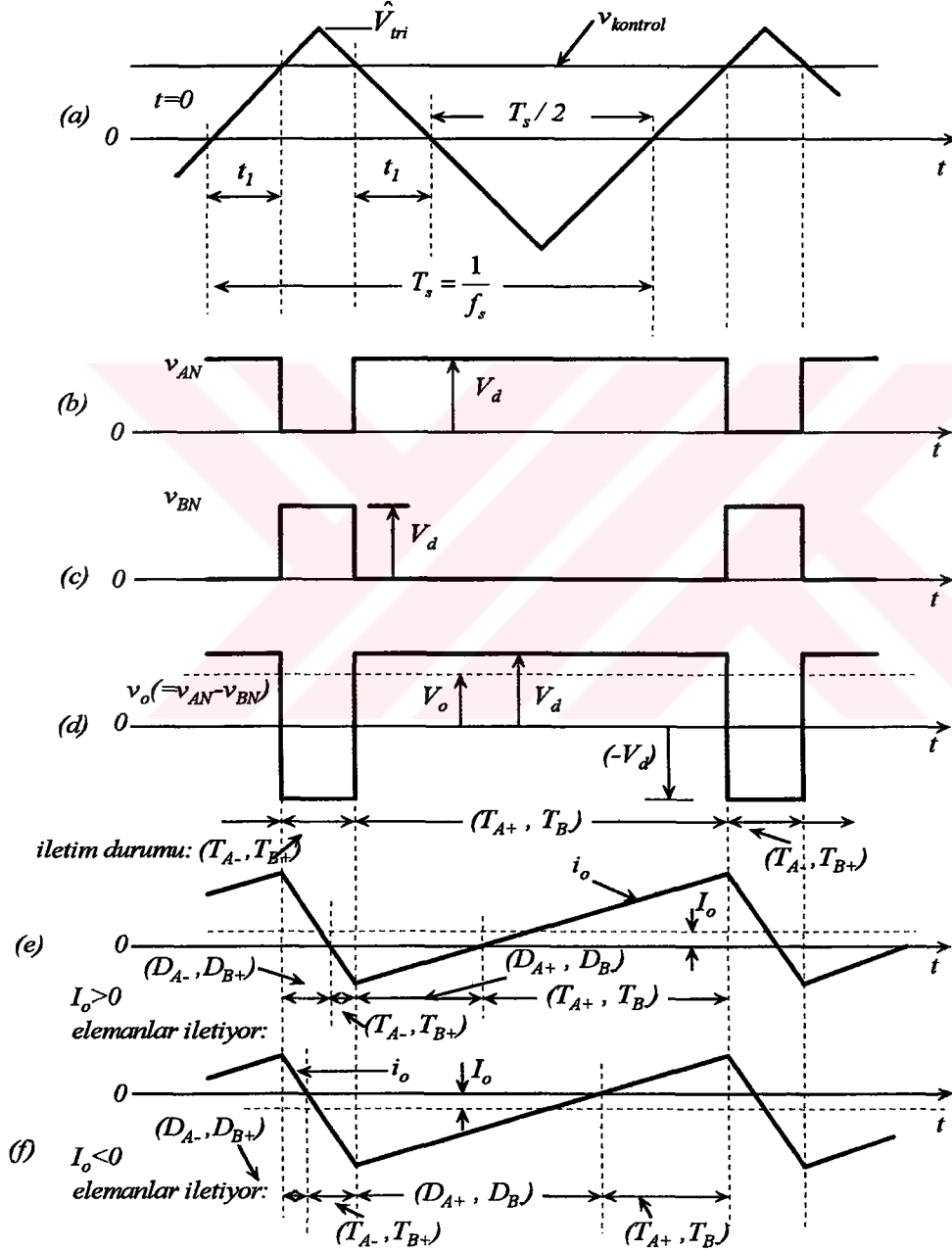
Elde edilen darbe periyot oranları ile denklem (2.67) ve (2.68) kullanılarak,

$$V_o = V_{AN} - V_{BN} = D_1 V_d - D_2 V_d = (2D_1 - 1) V_d \quad (2.74)$$

bağıntıları elde edilir. Burada denklem (2.72) dikkate alınarak,

$$V_o = \frac{V_d}{\hat{V}_{tri}} v_{kontrol} = k v_{kontrol} \quad (2.75)$$

sonucu bulunur. Burada, $k = V_d / \hat{V}_{tri}$ sabittir. Bu denklem gösteriyor ki, daha önce ele alınan tek anahtarlı dönüştürücülerde olduğu gibi, bu dönüştürücüde de, ortalama çıkış gerilimi giriş kontrol sinyali ile lineer olarak değişir.



Şekil 2.28 Çift kutuplu gerilim anahtarlama PWM kontrolü

Şekil 2.28(d)'deki çıkış gerilimi dalga şekline göre, gerilim $+V_d$ ve $-V_d$ arasında değişir. Bu durum, bu anahtarlama stratejisinin çift kutuplu gerilim anahtarlama PWM olarak anılmasının sebebidir.

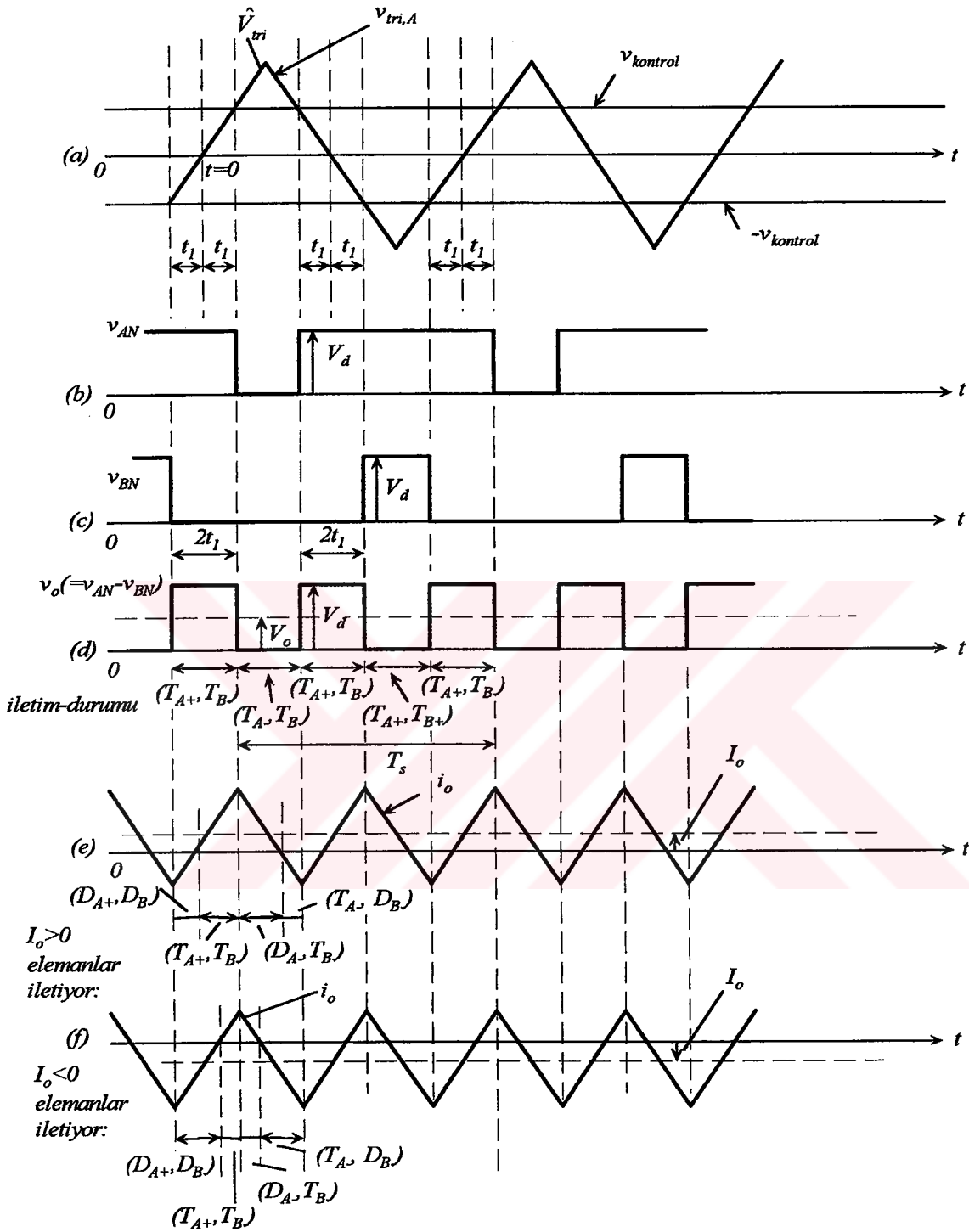
v_{kontrol} 'un büyüklüğü ve polaritesine bağlı olarak (2.72)'deki D_1 oranının 0 ve 1 arasında değişebileceğine de dikkat edilmelidir. Bu yüzden, V_o değeri $-V_d$ 'den V_d 'ye kadar olan aralıkta sürekli bir şekilde değiştirilebilir. Burada, boşluk zamanı ihmal edilmiş olduğundan, dönüştürücünün çıkış gerilimi i_o çıkış akımından bağımsızdır.

I_o ortalama çıkış akımı pozitif ya da negatif olabilir. I_o 'ın küçük değerleri için, bir çevrim arasındaki i_o pozitif ya da negatif olabilir. Bu durum $I_o > 0$ için Şekil 2.28(e)'de gösterilmiştir, burada ortalama güç akışı V_d 'den V_o 'a doğrudur. $I_o < 0$ için bu durum Şekil 2.28(f)'de gösterilmiştir, burada ise ortalama güç akışı V_o 'den V_d 'ye doğrudur.

2.7.2 Tek Kutuplu Gerilim Anahtarlama PWM

Şekil 2.27'den anlaşılacağı gibi, T_{A+} ve T_{B+} 'nin her ikisi de iletimde ise i_o 'ın yönünden bağımsız olarak $V_o = 0$ 'dır. Benzer şekilde, T_{A-} ve T_{B-} 'nin her ikisi de iletimde ise $V_o = 0$ 'dır. Bu özellik çıkış gerilimi dalga şeklini geliştirmek için kullanılabilir.

Şekil 2.29'da, sırasıyla A ve B kollarının anahtarlama sinyallerini belirlemek için, üçgen bir dalga şekli ile v_{kontrol} ve $-v_{\text{kontrol}}$ kontrol gerilimleri karşılaştırılmaktadır. v_{kontrol} 'ün v_{tri} ile karşılaştırılması A kolu anahtarlarını kontrol eder, oysa B kolu anahtarları $-v_{\text{kontrol}}$ 'ün v_{tri} ile karşılaştırılması ile kontrol edilir.



Şekil 2.29 Tek kutuplu gerilim anahtarlama PWM kontrolü

Şekil 2.29'a göre,

$$v_{kontrol} > v_{tri} \quad \text{ise } T_{A+} \text{ iletimde} \quad (2.76)$$

$$-v_{kontrol} > v_{tri} \quad \text{ise } T_{B+} \text{ iletimde} \quad (2.77)$$

yazılabilir.

Her bir kolun çıkış gerilimleri ve v_o Şekil 2.29'da görülmektedir. Bundan önceki kontrol stratejisine benzer şekilde,

$$D_1 = \frac{1}{2} \left(\frac{v_{kontrol}}{\hat{V}_{tri}} + 1 \right) \quad T_{A+} \quad (2.78)$$

ve

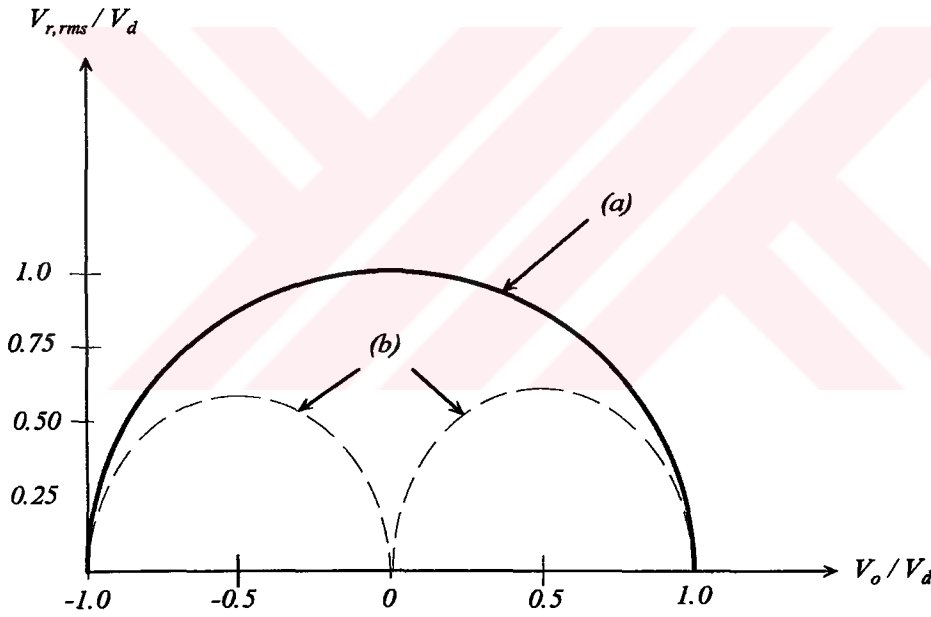
$$D_2 = 1 - D_1 \quad T_{B+} \quad (2.79)$$

bağıntıları yazılabilir. Bu durumda geçerli olan denklem (2.74)'e göre,

$$V_o = (2D_1 - 1)V_d = \frac{V_d}{\hat{V}_{tri}} v_{kontrol} \quad (2.80)$$

sonucuna erişilir.

Böylece, bu anahtarlama stratejisindeki ortalama çıkış gerilimi V_o , çift kutuplu gerilim anahtarlamadakinin aynısıdır ve $v_{kontrol}$ ile lineer olarak değişir.



Şekil 2.30 PWM kontrollü tam köprü dönüştürücüdeki $V_{r,rms}$, (a) çift kutuplu gerilim anahtarlama, (b) tek kutuplu gerilim anahtarlama

Şekil 2.29(e) ve 2.29(f), sırasıyla $I_o > 0$ ve $I_o < 0$ durumları için akım dalga şekillerini ve elemanlarının iletim durumlarını göstermektedir, burada V_o her iki durumda da pozitiftir.

Şekil 2.30, iki PWM kontrol stratejisinde çıkış gerilimindeki dalgalanma miktarını göstermektedir. Bu şekilden, çıkış gerilimi ve frekans cevabı açısından tek kutuplu stratejinin daha avantajlı olduğu anlaşılmaktadır.

2.8 DC/DC Dönüştürücülerin Karşılaştırılması

Düşürücü, yükseltici, düşürücü-yükseltici ve Cuk dönüştürücüler, temel olarak enerjiyi sadece bir yönde transfer etme yeteneğine sahiptir. Tam köprü türü dönüştürücü ise, iki yönlü güç akışı yeteneğine sahiptir, burada V_o ve I_o 'ın her ikisi de bağımsız olarak çift yönlüdür. $V_o - I_o$ düzleminin dört bölgesinde çalışma yeteneği, tam köprü dönüştürücünün bir dc/ac inverter olarak kullanılmasına imkan vermektedir.

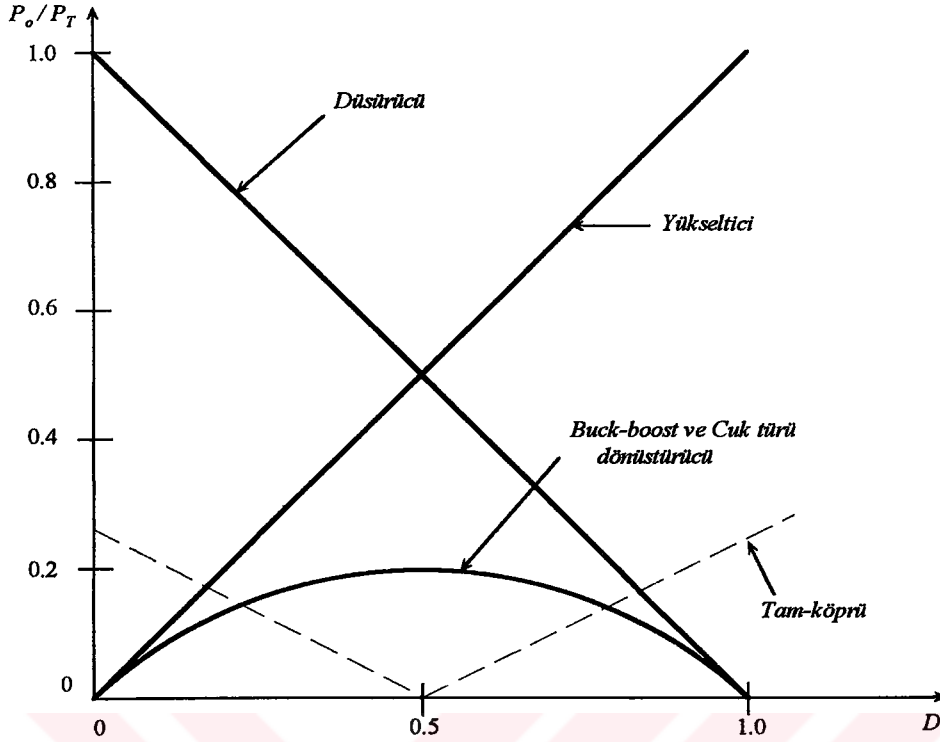
Daha önce ele alınan dönüştürücü devrelerinde anahtarın ne kadar iyi kullanıldığını değerlendirmek için aşağıdaki kabuller yapılmıştır.

- Ortalama çıkış akımı I_o nominal (maksimum olarak dizayn edilen) değerindedir. Endüktans akımındaki dalgalanma ihmal edilebilir, bu nedenle $i_L(t) = I_L$ 'dir. Bu durum, bütün dönüştürücüler için sürekli iletim modunu ifade etmektedir.
- Ortalama çıkış gerilimi V_o , nominal (maksimum olarak tasarlanan) değerindedir. v_o 'daki dalgalanma ihmal edilebilir, bu yüzden $v_o(t) = \hat{V}_o$ 'dır.
- Giriş gerilimi V_d 'nin değişimine müsaade edilir. Bu nedenle, anahtar darbe periyot oranı, V_o 'ı sabit tutmak için kontrol edilmektedir.

Yukarıda sözü edilen sürekli hal çalışma durumları ile, V_T anahtar pik gerilim nominal değeri ve I_T pik akımı nominal değeri hesaplanır. Anahtar gücü nominal değeri $P_T = V_T I_T$ olarak hesaplanır. Anahtar yararlılığı P_o/P_T olarak ifade edilir, burada $P_o = V_o I_o$ nominal çıkış gücüdür.

Şekil 2.31'de, daha önce incelenen dönüştürücüler için anahtar yararlılık faktörleri çizilmiştir. Düşürücü ve yükseltici dönüştürücülerde, anahtar yararlılığı çok iyidir. Düşürücü-yükseltici ve Cuk dönüştürücülerde, anahtarlar yetersiz derecede kullanılır. Bu dönüştürücülerde 0.25 değerindeki maksimum anahtar yararlılığı, $V_o = V_d$ 'ye karşılık gelen $D = 0.5$ 'te gerçekleşmektedir.

İzolasyonsuz tam köprü dönüştürücüde anahtar yararlılık faktörü, anahtarlardan birinin darbe periyot oranının fonksiyonu olarak çizilmiştir. Burada anahtar yararlılığı kötüdür. $V_o = -V_d$ ve $V_o = V_d$ 'de maksimum değerler oluşmaktadır.



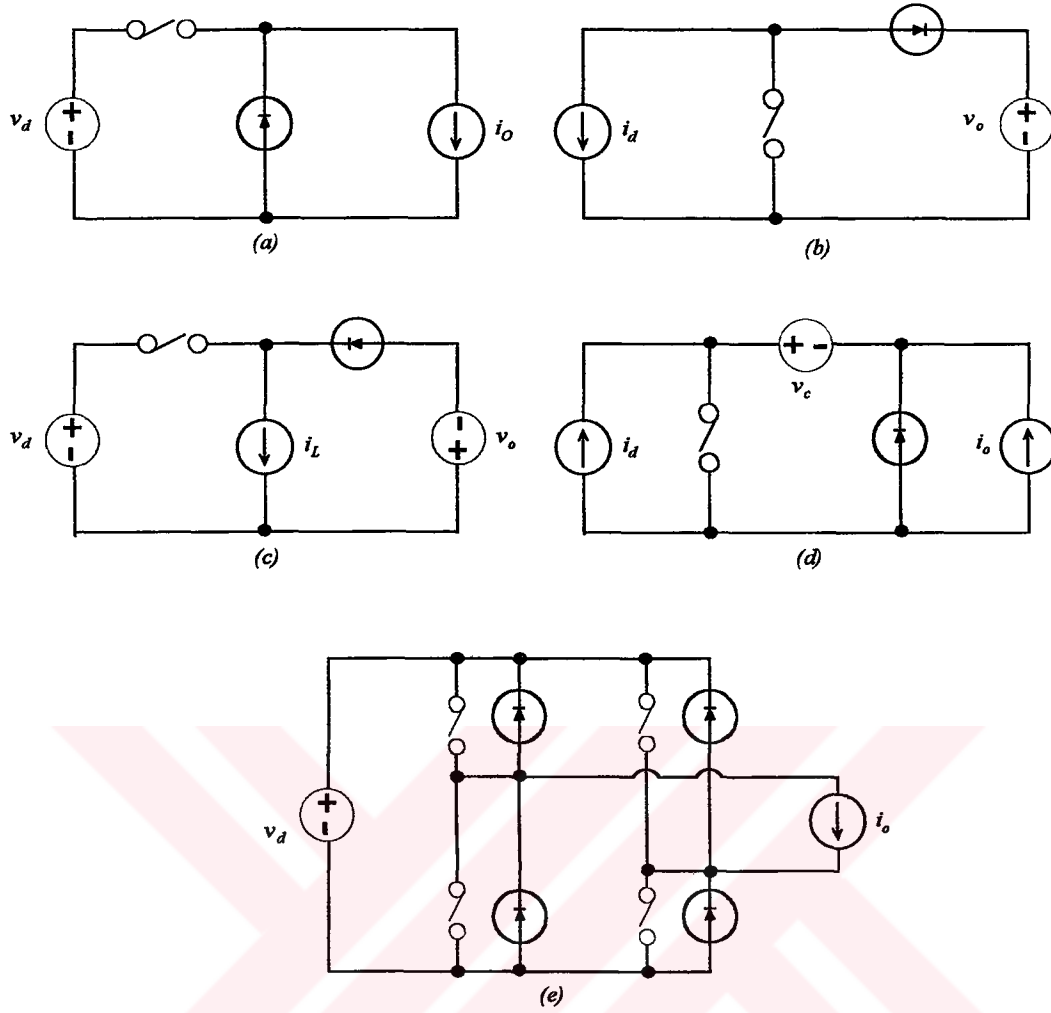
Şekil 2.31 DC/DC dönüştürücülerdeki anahtar yararlılıkları

Sonuç olarak, bu izolasyonsuz dc/dc dönüştürücülerden, mümkünse anahtar yararlılık açısından düşürücü veya yükseltici dönüştürücünün kullanılması tercih edilir. Girişe göre hem daha düşük hem de daha yüksek çıkış gerilimleri gerekli olursa veya negatif bir çıkış gerilimi istenirse, düşürücü-yükseltici veya Cuk türü dönüştürücü kullanılmalıdır. Benzer şekilde, dört bölgeli çalışma gerekiyorsa sadece izolasyonsuz tam köprü türü dönüştürücü kullanılmalıdır.

Bu bölümde çok kullanılan izolasyonsuz DC/DC dönüştürücü topolojileri incelenmiştir. Bunlardan tam köprü türü dönüştürücü dışındaki dönüştürücüler, sadece bir yönde güç akışına müsade etmekte ve çıkış gerilim-akım düzleminin sadece bir çeyreğinde çalışmaktadır.

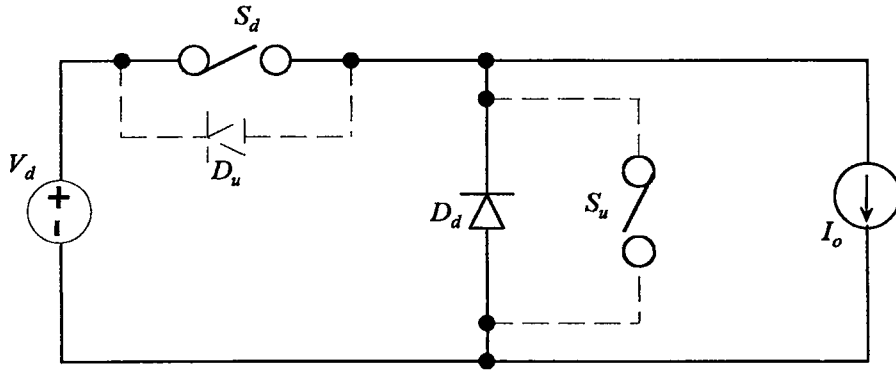
Kararlı çalışma durumunda, herhangi bir dönüştürücü devresinde, büyük değerli bir giriş kapasitörü eşdeğer bir gerilim kaynağı ile temsil edilebilir. Bu durumda, bu bölümde ele alınan dönüştürücülerin eşdeğer devreleri Şekil 2.32'de görüldüğü gibi genelleştirilebilir.

Düşürücü (tam köprü dahil) ve yükseltici dönüştürücülerde, devrelerden anlaşıldığı gibi enerji transferi bir gerilim ve bir akım kaynağı arasındadır. Düşürücü-yükseltici ve Cuk türü dönüştürücülerde, enerji transferi sırasıyla iki gerilim ve iki akım kaynağı arasındadır, fakat bunlar bir başka tip kaynakla ayrılırlar.



Şekil 2.32 DC/DC dönüştürücülerin eşdeğer devreleri, (a) düşürücü, (b) yükseltici, (c) düşürücü-yükseltici, (d) Cuk ve (e) tam köprü türü dönüştürücü

Şekil 2.33'teki gibi ilave bir diyot ve bir anahtar eklenerek (kesikli çizgiler ile gösterilen) ters güç akışı elde edilmesi mümkündür. Pozitif bir I_o değeri ile, S_d ve D_d 'ye sahip olarak çalışan bu dönüştürücü düşürücü bir dönüştürücüyü andırır ve güç akışı gerilim kaynağından eşdeğer akım kaynağına doğrudur. Diğer taraftan, negatif bir I_o değeri ile, S_u ve D_u 'ya sahip olarak çalışan dönüştürücü ise yükseltici bir dönüştürücüyü andırır ve burada güç akışı eşdeğer akım kaynağından gerilim kaynağına doğrudur.



Şekil 2.33 Bir dc/dc dönüştürücüde ters güç akışının sağlanması

3. YUMUŞAK ANAHTARLAMA VE BASTIRMA DEVRELERİ

3.1. Yumuşak Anahtarlama Dönüştürücüler

3.1.1. Yumuşak anahtarlama Dönüştürücü Türleri

Genel olarak yumuşak anahtarlama dönüştürücü türleri şu şekilde sıralanabilir. Sıfır-Gerilim-Anahtarlama (ZVS) yarı kare dalga dönüştürücüler, Sıfır-Gerilim-Anahtarlama PWM dönüştürücüler, Sıfır-Gerilim-Geçişli (ZVT) PWM dönüştürücüler, Sıfır-Akım-Anahtarlama (ZCS) PWM dönüştürücüler ve Sıfır-Akım-Geçişli (ZCT) PWM dönüştürücüler (Guichao ve Lee, 1995; Guichao vd., 1994; Zhu, 1995; Tseng ve Chen, 1998; Guichao vd.,1994).

Dönüştürücü devrelerindeki başlıca hedefler, devre boyutlarının küçültülmesi, yüksek verimlerin elde edilmesi ve maliyetlerin düşürülmesidir.

Devrenin boyutunun küçültülmesi, ağırlığının azaltılması ve daha yüksek verimin elde edilmesi güç kaynaklarındaki temel hedeflerdir. PWM dönüştürücüler ani anahtarlama sayesinde gücü işleyen devrelerdir. Sert anahtarlama işlem, önemli anahtarlama kayıpları, anahtarlama gürültüsü ve anahtarlama baskıları meydana getirmektedir. Özellikle de yüksek frekanslarda bu daha önemli hale gelmektedir. PWM dönüştürücülerin anahtarlama koşullarını iyileştirmek için çeşitli rezonans teknikleri geliştirilmiştir. Geleneksel seri ve paralel rezonanslı dönüştürücüler, E-Sınıfı dönüştürücüler, yarı rezonanslı dönüştürücüler (QRC) ve çok-rezonanslı dönüştürücüler, gücü sinüsoidal veya yarı sinüsoidal formda işlerler. Güç anahtarı sıfır gerilimde anahtarlama (ZVS) veya sıfır akımda anahtarlama (ZCS) ile çalıştırılırsa, anahtarlama kayıpları ve anahtarlama elemanları üzerindeki baskılar, PWM dönüştürücülere oranla önemli ölçüde azalmaktadır. Bununla birlikte, akım ve gerilim dalga şekillerinin rezonans davranışı nedeniyle, rezonanslı dönüştürücülerin iletim kayıplarında önemli miktarda bir artışa neden olan yüksek bir çevrim enerjisi gerekmektedir. Rezonanslı dönüştürücüler, geniş hat ve yük aralığına sahip olduklarından dolayı, geniş bir frekans aralığında çalışmaktadır. Bu durum ise, dönüştürücüde devre tasarımı yapılmasını güçleştirmektedir (Guichao ve Lee, 1995).

Yumuşak anahtarlama teknikleri, PWM ve rezonans teknikleri arasında bir uyum sağlayarak çevrim enerjisini arttırmadan yarı iletken elemanların yumuşak bir şekilde anahtarlama sağlanmasını sağlamak amacıyla geliştirilmiştir. Genel olarak yumuşak anahtarlama PWM dönüştürücülerde, anahtarlama geçişlerini yumuşatmak amacıyla bir rezonans tekniği

formundan yararlanılmaktadır. Yumuşak anahtarlama tekniklerinden biri uygulanan anahtarlama geçişi tamamlandıktan sonra, çevrim enerjisinin minimize edilmesi için dönüştürücü normal PWM çalışma moduna dönmektedir. Bu sayede, çevrim enerjisi ve anahtarlama kayıpları makul seviyelerde tutulmaktadır.

Burada, yumuşak anahtarlama teknikleri ve bunların sağlanmasında kullanılan bastırma devreleri ele alınmıştır. Rezonans ve PWM tekniklerinin ilgi çeken özelliklerinin birleştirilmesiyle elde edilen yumuşak anahtarlama PWM dönüştürücülerin avantaj ve dezavantajları verilmiştir. Bastırma devrelerinin görevleri, yapıları ve türleri ele alınmıştır.

3.1.2 ZVS-QSC Dönüştürücüler

ZVS-QSC dönüştürücülerde, filtre endüktansı güç anahtarlarında ZVS'yi elde etmek için rezonans endüktansı olarak kullanılmaktadır. Düşürücü tür ZVS-QSC dönüştürücünün devre diyagramı ve temel dalga şekilleri Şekil 3.1 gösterilmiştir. Burada C_r transistörün parasitik kapasitansını içeren rezonans kapasitörüdür. S1 anahtarlama elemanı sabit frekans ve iki yönlü güç akışı için kullanılmaktadır.

ZVS-QSC dönüştürücülerin özellikleri aşağıda özetlenmiştir.

Avantajları:

- Her iki transistör için de sıfır gerilimde anahtarlama ve minimum gerilim zorlanması sağlanır.

Her iki anahtarlama elemanı da PWM dönüştürücü eşdeğerindeki ile aynı şekilde minimum gerilim baskısına maruz kalmaktadır. Minimum gerilim baskısı, dirençleri çok güçlü bir şekilde gerilim anma değerlerine bağlı olan güç MOSFET'lerin kullanıldığı yüksek frekanslarda ve ZVS altında çalışan dönüştürücü devreleri için çok arzu edilen bir özelliktir.

- İki yönlü güç akışı elde edilir.

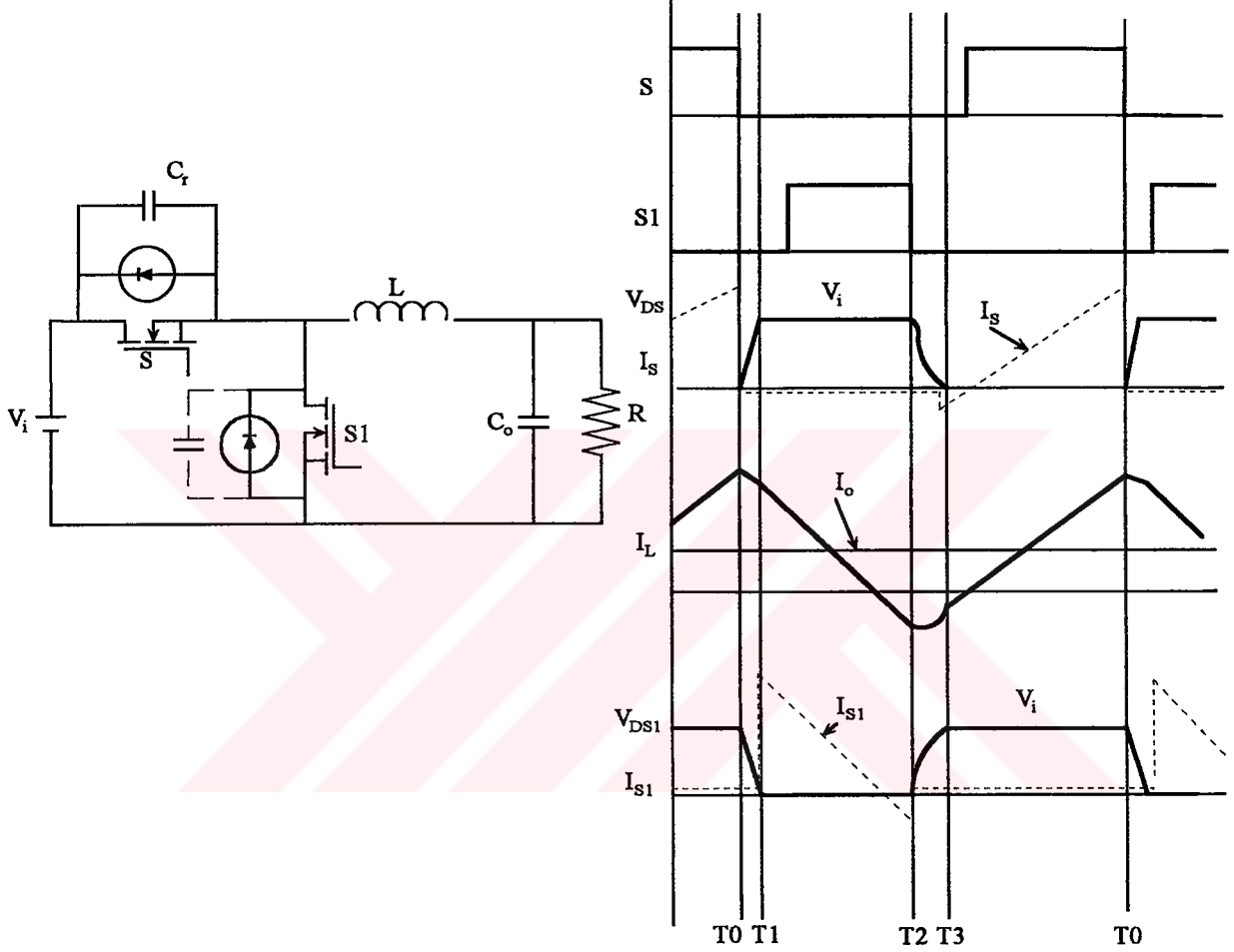
Bir ZVS-QSC dönüştürücüdeki her iki anahtarda iki yönlü olduğundan, dönüştürücü iki yönlü güç dönüşümü için doğal olarak uygundur. Şekil 3.1'deki devre bir bataryada şarj ve deşarj amacıyla kullanılabilir.

Dezavantajları:

- Yüksek transistör tepe akımı oluşur. ZVS dönüştürücüdeki ana anahtarın kesime girmedeki tepe akımı, PWM dönüştürücüdeki akımın iki katından daha fazladır. Sonuç

olarak anahtarın iletim kayıpları PWM karşılığı ile kıyaslandığında yaklaşık %40 artmaktadır. Ayrıca, ana elemanın yüksek akımı kesime girme kaybını da artırmaktadır. Bu teknolojilerin, IGBT ve BJT gibi güç anahtarlarının kullanıldığı durumlarda arzu edildiği düşünülmemektedir.

- Transformatör kaçak endüktansı dönüştürücüde kullanılmamaktadır.
- Yüksek giriş ve çıkış akımı dalgalanmaları oluşmaktadır.

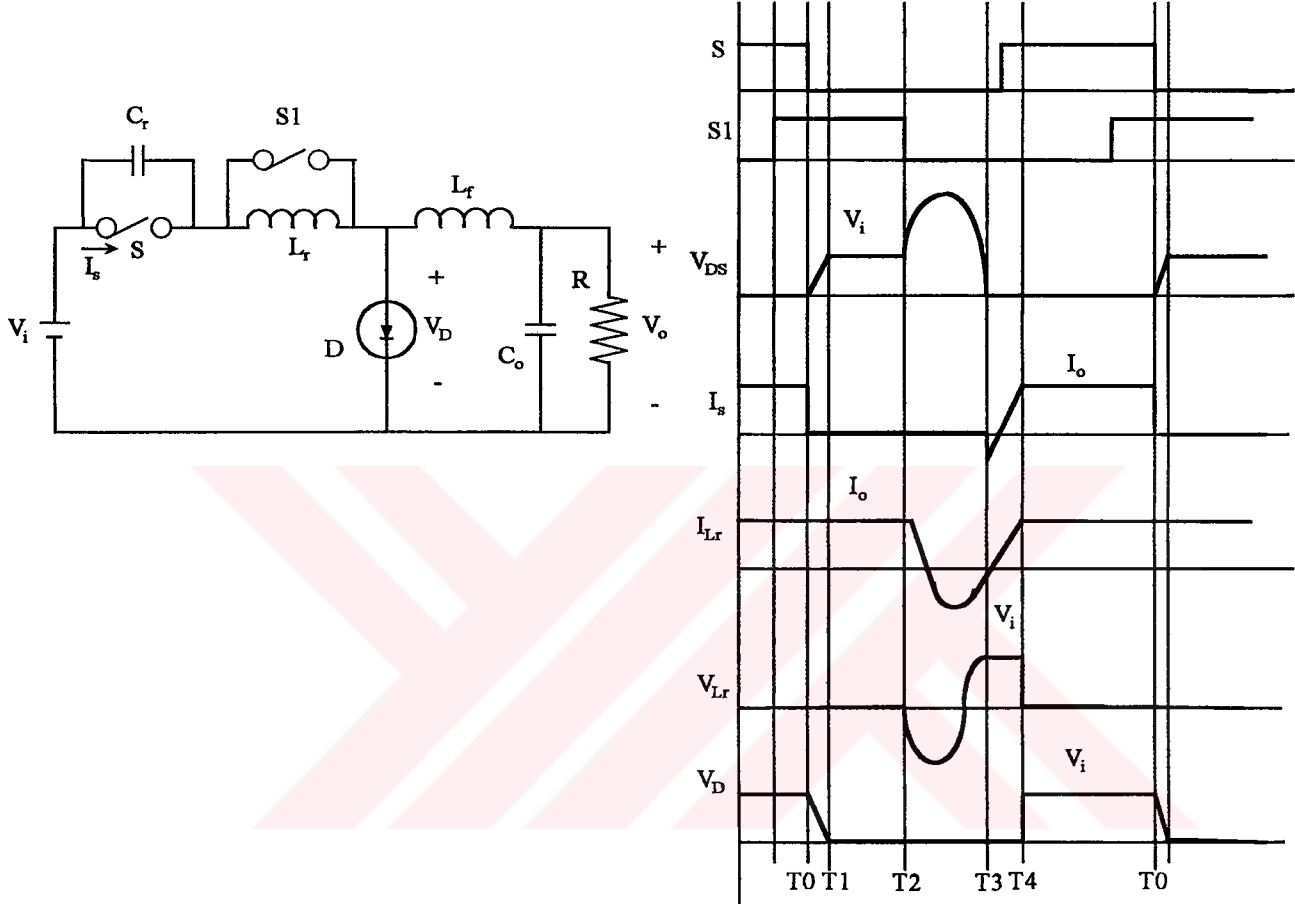


Şekil 3.1 ZVS-QSC düşürücü tür dönüştürücünün devre diyagramı ve temel dalga şekilleri

3.1.3 ZVS-PWM Dönüştürücüler

ZVS-PWM dönüştürücüler ZVS-QRC ve PWM dönüştürücülerin karma devreleri olarak değerlendirilmektedir. Bir ZVS-QRC dönüştürücüdeki rezonans endüktansı üzerine yardımcı bir anahtar ilave edilerek bir ZVS-PWM dönüştürücü elde edilebilmektedir. Şekil.3.2'de ZVS-PWM düşürücü tür dönüştürücünün devre diyagramı ve temel dalga şekilleri gösterilmiştir. Yardımcı anahtarlama elemanı kullanılarak yarı rezonans çalışma içerisinde

serbest dolaşım katı oluşturmaktadır. Bu ilave serbest dolaşım katının avantajları oldukça fazladır. Rezonans, dönüştürücü çalışma periyodunun sadece küçük bir kısmında meydana gelir ve sadece güç anahtarı için bir ZVS oluşturmak için kullanılır. Bu teknikle dönüştürücünün çalışması için gereken çevrim enerjisi önemli ölçüde azaltılabilir. ZVS-PWM tekniğinin avantaj ve dezavantajları aşağıda verilmiştir.



Şekil 3.2 ZVS-PWM düşürücü tür dönüştürücünün devre diyagramı ve temel dalga şekilleri

Avantajlar :

- Güç anahtarı için sıfır gerilimde anahtarlama (ZVS) sağlar.
- Güç anahtarı üzerinde düşük akım zorlanması oluşur.

Dezavantajları :

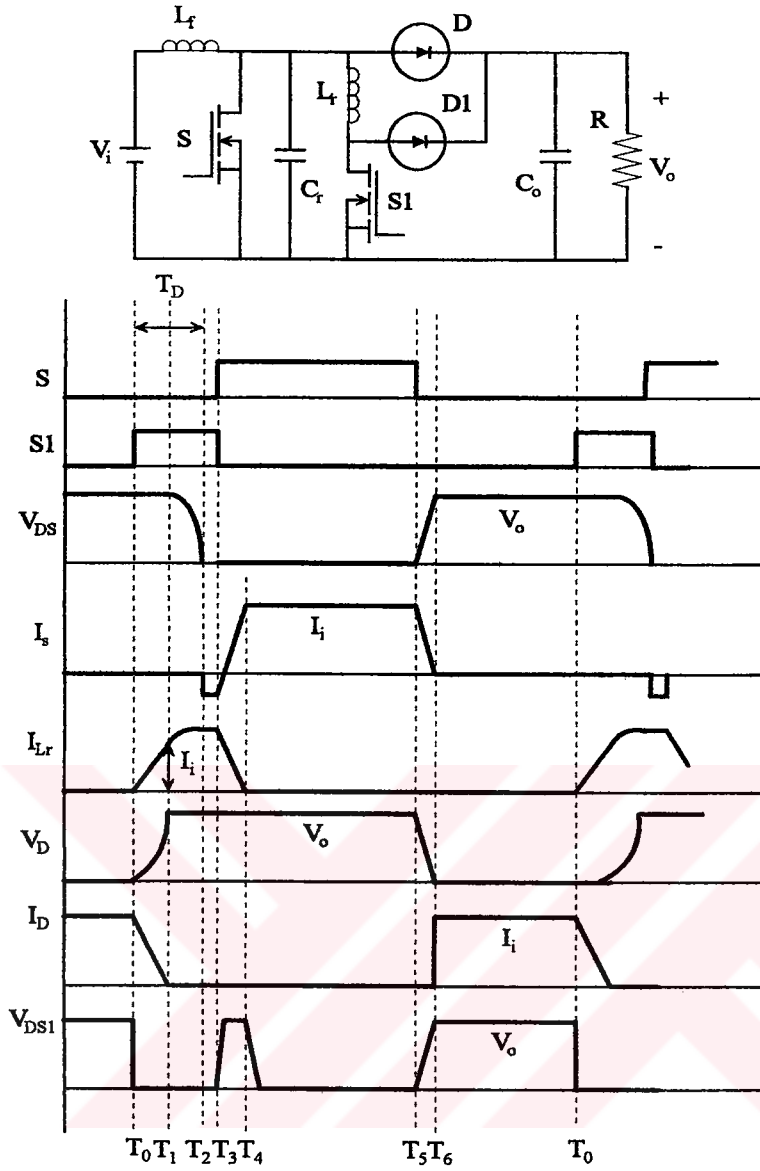
- Güç anahtarının üzerinde yüksek gerilim zorlanması oluşur. Tek uçlu ZVS-PWM dönüştürücülerin zayıf bir yanı budur. Güç anahtarı, ZVS'nin sürdürülmesi için yük aralığıyla orantılı olan yüksek bir gerilim zorlanmasına maruz kalmaktadır.
- Doğrultucu diyodu uygun anahtarlama durumuyla çalıştırılmaması

3.1.4 ZVT-PWM Dönüştürücüler

Rezonanslı topolojilerin (ZVS-PWM ve ZCS-PWM topolojileri gibi) ortak bir karakteristiği, hepsinin güç anahtarları ile seri bir rezonans endüktansı ve dalga şekillerini biçimlendirmek için doğrultucu bir diyot kullanmasıdır. Yumuşak anahtarlama durumu, bir rezonans endüktansı ve genellikle yarı iletken elemanlara paralel bağlanan bir rezonans kapasitörü arasındaki rezonanstan yararlanılarak gerçekleştirilir. Rezonans elemanlarının ana güç yoluna yerleştirilmesi gereğinden dolayı, bu dönüştürücüler sürekli doğal sorunlara maruz kalmaktadır. Bu sorunlar, rezonans endüktansının iki yönlü gerilime maruz kalmasından dolayı yarı iletken elemanlar üzerinde ilave gerilim baskıları oluşması ve bütün gücün rezonans endüktansı içerisinde geçmesi nedeniyle, iletim kayıplarını önemli ölçüde artıran büyük çevrim enerjilerinin oluşmasıdır. Üstelik rezonans endüktansında depo edilen enerji hat gerilimi ve yük akımına oldukça bağlıdır. Bu yüzden, yumuşak anahtarlama durumu da hat gerilimi ve yük akımı değişimlerine duyarlıdır. Bu durum, birçok rezonans dönüştürücünün geniş bir hat ve yük aralığı üzerinde yumuşak anahtarlama sürdürülememesinin başlıca sebebi olarak görülmektedir (Guichao vd., 1994).

Yukarıda bahsedilen dönüştürücünün zayıf yanları ortadan kaldırmak için, rezonans elemanlarını ana güç yolundan kaldırmak gerekmektedir. Dönüştürücüde seri bir rezonans elemanının kullanılmasına alternatif bir yol şönt bir rezonans devresi kullanmaktır. Dönüştürücünün anahtarlama geçişi sırasında, sıfır akımda anahtarlama (ZCS) veya sıfır gerilimde anahtarlama (ZVS) sağlamak üzere kısmi bir rezonans oluşturmak için şönt rezonans devresi aktif hale getirilir. Anahtarlama geçişi sona erdiğinde devre basit bir şekilde bilinen PWM çalışma moduna geri döner. Böylece dönüştürücüler PWM dönüştürücü avantajlarını koruyarak yumuşak anahtarlama gerçekleştirebilir. Aslında, yukarıda önerilen şönt bir rezonans devresi kullanma kavramı, ZVT-PWM ve ZCT-PWM dönüştürücülerin temelini oluşturmaktadır. Sıfır-gerilim-geçişli PWM (ZVT-PWM) dönüştürücü yardımcı bir şönt devre kullanılarak transistör ve doğrultucu diyodun her ikisi için de gerilim ve akım baskılarını minimize ederek yumuşak anahtarlama gerçekleştirir. Şekil 3.3'te örnek bir ZVT-PWM dönüştürücünün devre diyagramı ve temel dalga şekilleri verilmiştir.

Sıfır gerilim geçişli bir dönüştürücüde, doğrultucu diyot ve güç anahtarı için yumuşak anahtarlama gerçekleştirilmektedir. Yumuşak anahtarlama akım ve gerilim baskılarını arttırmadan sağlandığından, iletim kayıplarındaki artış problemi minimum seviyededir.



Şekil 3.3 ZVT-PWM yükseltici tür dönüştürücünün devre diyagramı ve temel dalga şekilleri

Hafif yüklerde sıfır gerilimde anahtarlanmanın gerçekleştirilememesinin nedeni, yük akımının düşük olması sebebiyle rezonans endüktansında depolanan enerjinin aktif anahtarın iletim öncesi rezonans kapasitörünün deşarj olması için yeterli seviyede olmamasıdır. Ayrıca hat gerilimi yüksek değerde olduğunda sıfır gerilimde anahtarlama yine elde edilmemektedir. Bu durumda da rezonans kapasitörünün deşarjı için daha fazla enerjiye ihtiyaç vardır.

ZVT-PWM dönüştürücüde geniş bir yük akımı hat gerilimi aralığında sıfır gerilimde anahtarlanmanın elde edilmesi mümkündür. Böyle bir PWM dönüştürücünün sabit frekansta çalışma özelliğinden dolayı tasarım optimizasyonunu sağlamak daha kolaydır.

Yükseltici tür ZVT-PWM dönüştürücünün özellikleri avantaj ve dezavantajları belirtilerek aşağıda özetlenmiştir.

Avantajları :

- Güç anahtarı ve doğrultucu diyodun her ikisi için de yumuşak anahtarlama sağlanmaktadır. Güç anahtarına ilave olarak, bir ZVT-PWM dönüştürücüdeki doğrultucu diyot da ZVS ile kontrol edilmektedir. Bu özellik, ZVT-PWM tekniğini doğrultucu diyotların şiddetli tıkanma problemlerinden zarar gördüğü yüksek gerilimde dönüşüm uygulamaları için özellikle cazip hale getirir.
- Anahtarın gerilim akım ve gerilim baskıları minimumdur. Bir ZVT-PWM dönüştürücüde anahtarın gerilim ve akım dalga şekilleri, ZVS geçişinin meydana geldiği iletime ve kesime girmedeki anahtarlama aralıkları dışında esasen kare dalgadır. Güç anahtarı ve doğrultucu diyodun her ikisi de minimum gerilim ve akım zorlanmalarına maruz kalmaktadır. ZVT süresi kısa olduğundan, sıfır gerilimde anahtarlamaı gerçekleştirmek için kullanılan çevrim enerjisi azalmaktadır.
- Geniş hat ve yük aralığında yumuşak anahtarlama sağlanır. Bir ZVT dönüştürücü tam yükte ve düşük hat geriliminde yumuşak anahtarlama ile çalışmak için dizayn edildiği sürece yumuşak anahtarlama tam yük ve hat aralığı için temin edilir.

Dezavantajları :

- Transformatör kaçak endüktansı kullanılmaz. İzolasyonlu ZVT-PWM dönüştürücülerin zayıf yanı, güç transformatörünün kaçak endüktansını kullanmamalarıdır. Bu yüzden transformatör minimum bir kaçak ile tasarlanmalıdır.
- Yardımcı anahtarda sert anahtarlama oluşur. ZVT-PWM tekniğinin diğer bir zayıf yanı, yardımcı elemanını yumuşak anahtarlama ile çalışmamasıdır.

ZVT-PWM tekniği devre verimini önemli ölçüde iyileştirir. Yumuşak anahtarlama sayesinde ZVT devresi dönüştürücü devresinin anahtarlama gürültüsünü azaltmaktadır. ZVT-PWM tekniği yarı iletken elemanlarda düşük akım ve gerilim baskıları oluşturduğundan yüksek güç uygulamaları için uygundur.

3.1.5 ZCS-PWM Dönüştürücüler

Anahtarlama karakteristiklerinin iyi olması, düşük iletim kayıpları ve düşük maliyeti nedeniyle IGBT'ler anahtarlama modlu güç dönüştürücülerinde geniş kabul görmektedir. IGBT kesime girme esnasında önemli derecede yüksek olan anahtarlama kayıplarına neden olan bir sönüm akımı ortaya koymaktadır. IGBT'leri daha yüksek anahtarlama frekanslarında çalıştırmak ve anahtarlama kayıplarını azaltmak için ya ZVS ya da ZCS tekniği kullanılabilir. Aslında sıfır gerilimde anahtarlama (ZVS) gerilim yükselmesini yavaşlatmaktadır. Bu sayede, anahtarın gerilim ve akımı arasındaki üstüste binme azaltılarak, kesime girme anahtarlama kaybı ortadan kaldırılır. Bu teknik kısmen küçük sönüm akımına sahip bir IGBT'ye uygulandığında etkili olabilir. Bununla birlikte, ZCS tekniğinin kullanılması, gerilim yükselmelerinden önce anahtar akımını sıfıra zorlayarak gerilim ve akımın üstüste binmesini ortadan kaldırmaktadır (Guichao ve Lee, 1995).

Bir sıfır akım anahtarlama (ZCS) PWM dönüştürücüde, güç anahtarı sıfır akımda anahtarlama (ZCS) ile ve doğrultucu diyot ise sıfır gerilimde anahtarlama (ZVS) ile çalışır. Şekil 3.4'te ZCS-PWM yükseltici tür dönüştürücünün devre diyagramı ve tipik dalga şekilleri verilmiştir.

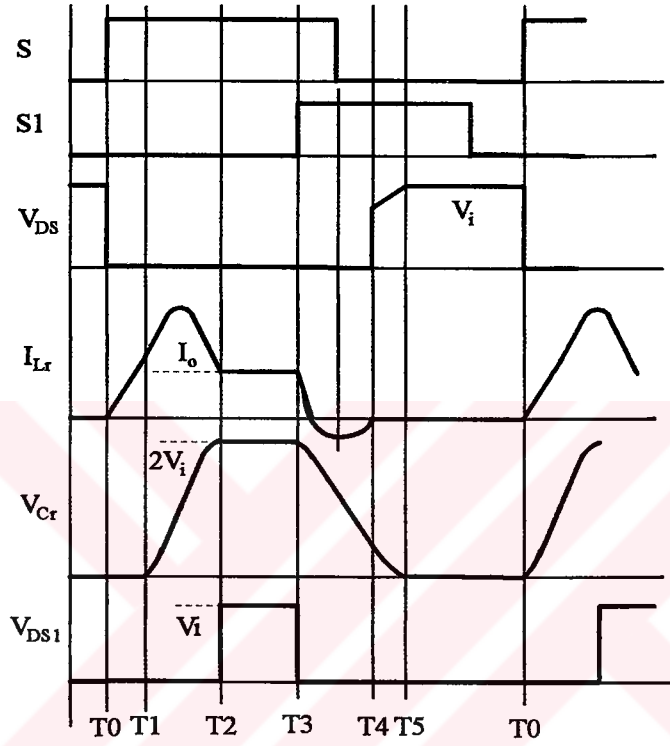
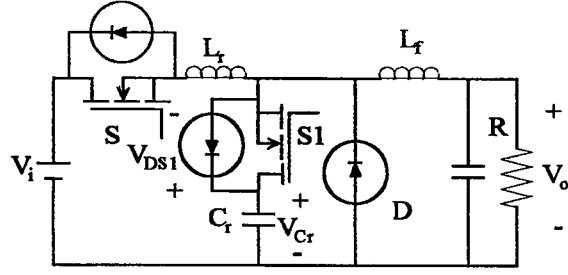
ZCS-PWM dönüştürücünün avantaj ve dezavantajları aşağıda özetlenmiştir.

Avantajları :

- Güç anahtarı için ZCS ve doğrultucu diyot için ZVS sağlanır.

Dezavantajları :

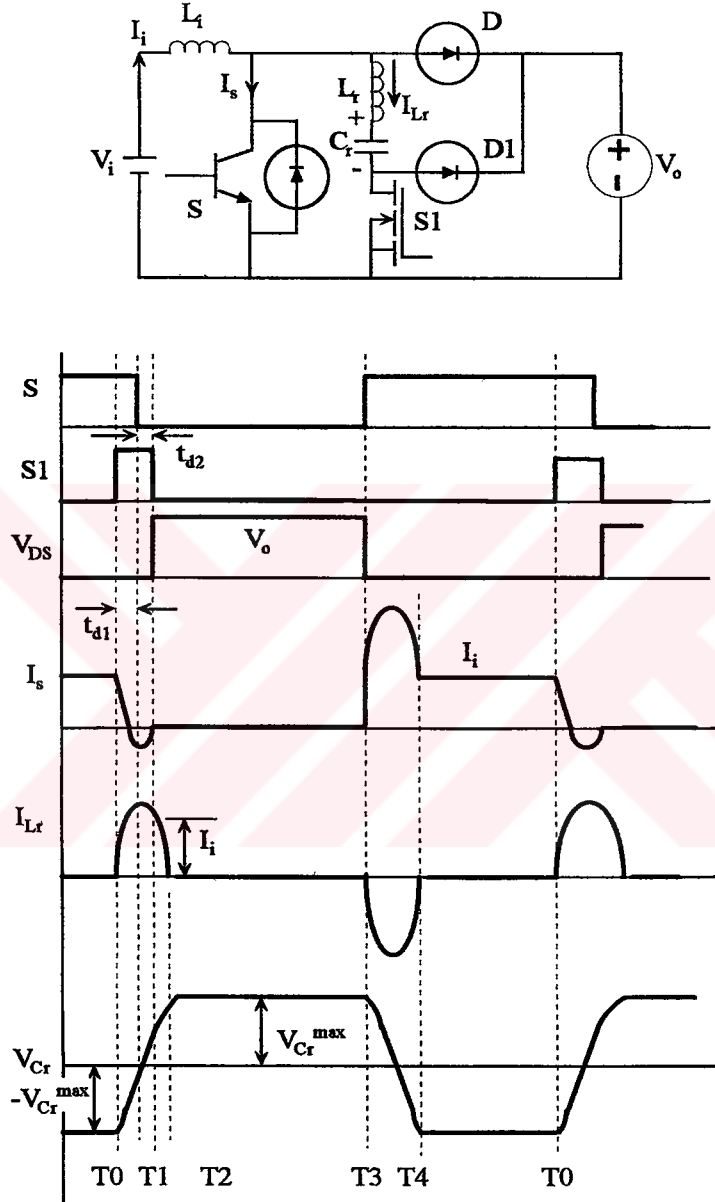
- Doğrultucu diyodun üzerindeki yüksek gerilim baskısı oluşur. Doğrultucu diyot PWM eşdeğerindeki iki misli bir gerilim baskısına maruz kalır.
- Güç anahtarı üzerinde şiddetli parazit çınlaması oluşur. Seri rezonans endüktansı ve anahtarın çıkış kapasitansı nedeniyle ZCS-PWM dönüştürücüdeki güç anahtarında kesime girme sırasında şiddetli bir gerilim çınlaması görülür. Anahtar gerilim baskısını ve anahtarlama gürültüsünü azaltmak için, bu tip parazit çınlamayı bastırmada genellikle yutucu tür bastırma devrelerinin kullanılması gerekmektedir.
- ZCS hat gerilimi ve yük değişimine duyarlıdır.



Şekil 3.4 ZCS-PWM düşürücü tür dönüştürücü ve temel dalga şekilleri

3.1.6 ZCT-PWM Dönüştürücüler

Şönt bir rezonans devresi kullanma kavramı, ZCT'yi gerçekleştirmek için uygulanmıştır. Şekil 3.5'te ZCT-PWM yükseltici tür dönüştürücünün devre diyagramı ve temel dalga şekilleri verilmiştir.



Şekil 3.5 ZCT-PWM yükseltici türü dönüştürücü ve onun dalga şekilleri

Sıfır akım geçişli (ZCT)dönüştürücüde amaç, akım ve gerilim baskıları meydana getirmeden yarı iletken güç elemanlarının sıfır akımda kesime girmesini sağlamaktır. ZCT-PWM dönüştürücüler özellikle yüksek güç ve yüksek gerilim uygulamaları için uygundur (Guichao vd., 1994).

Sıfır akım geçişli PWM dönüştürücünün sahip olduğu rezonans kolu, ana anahtarın sıfır akımda anahtarlanmasını sağlamak için kısa bir anahtarlama geçişi süresince aktiftir.

Sıfır akım geçişli dönüştürücülerin genel özellikleri, avantaj ve dezavantajları verilerek aşağıda özetlenmiştir.

Avantajları :

- Güç anahtarı için sıfır akımda anahtarlama (ZCS) ile kesime girme sağlanır.
- Güç anahtarı ve doğrultucu diyot üzerinde düşük gerilim ve akım baskıları oluşur. ZCT-PWM tekniği, güç anahtarı ve diyot üzerinde ilave gerilim baskıları oluşturmaksızın güç anahtarının ZCS ile kapamasını gerçekleştirir. Ana anahtar akım dalga şeklinde salınım piki görülür. Buna rağmen, güç anahtarındaki (IGBT) ortalama akım, aslında PWM eşdeğeri ile aynı olduğu için iletim kaybını artırmamaktadır.
- Dolaşım enerjisi minimumdur. Hat ve yük değişikliklerinden etkilenmeden, rezonans devresinde biriktirilen enerji daima ZCS oluşturmak için gerekenden sadece biraz fazla oluşur.
- ZCS geniş hat ve yük aralıklarında elde edilir.

Dezavantajları :

- Doğrultucu diyot sert anahtarlama ile çalışır. Yüksek çıkış gerilimi uygulamaları, doğrultucu diyodun gerilim baskılarının artmasına neden olur.

Belirtilen bu özelliklerle ZCT-PWM tekniği, dönüştürücünün verimini oldukça yükseltmektedir.

Yukarıda açıklanan teknikler kısaca şöyle özetlenebilir. Devre parazitlerinden dolayı anahtarlama kayıpları, baskıları ve gürültüsü geleneksel PWM tekniğinde doğaldır. Bu sorunlar, dönüştürücüde boyut ve ağırlığın düşmesi ve performansın gelişimi için daha yüksek frekanslarda çalışmayı sınırlayan başlıca faktörlerdir. Bu problemleri ortadan kaldırmak veya hafifletmek için çok sayıda rezonans tekniği geliştirilmiştir. Bir rezonanslı dönüştürücü, anahtarın gerilim ve akım dalga şekillerini biçimlendirmek için, bir rezonans türü ile PWM topolojisi birleştirilir, böylece güç anahtarları ZVS veya ZCS ile çalışır. Önemli ölçüde azaltılmış anahtarlama kayıpları, baskıları ve gürültüsü, bu dönüştürücülere daha

yüksek frekanslarda çalıştırılma imkanı vermektedir. Maalesef, yüksek çevrim enerjisinden dolayı çoğu rezonanslı dönüştürücüdeki anahtarlar ve yüksek gerilim ve/veya yüksek akım baskılarına maruz kalır.

Burada, PWM tekniğinin meziyetlerini de korumak üzere geliştirilen yumuşak anahtarlama PWM teknikleri ele alınmıştır. PWM ve rezonans dönüştürücüler arasındaki karma devreler olarak yumuşak anahtarlama PWM dönüştürücüler incelenmiştir. Bu dönüştürücüler, anahtarlama işlemini yumuşatmak için kısmi bir rezonans şeklini kullanırlar. Anahtarlama geçişi tamamlandığında dönüştürücü bilinen PWM çalışma moduna geri döner, böylece çevrim enerjisi rezonans dönüştürücülere kıyasla minimize edilebilmektedir.

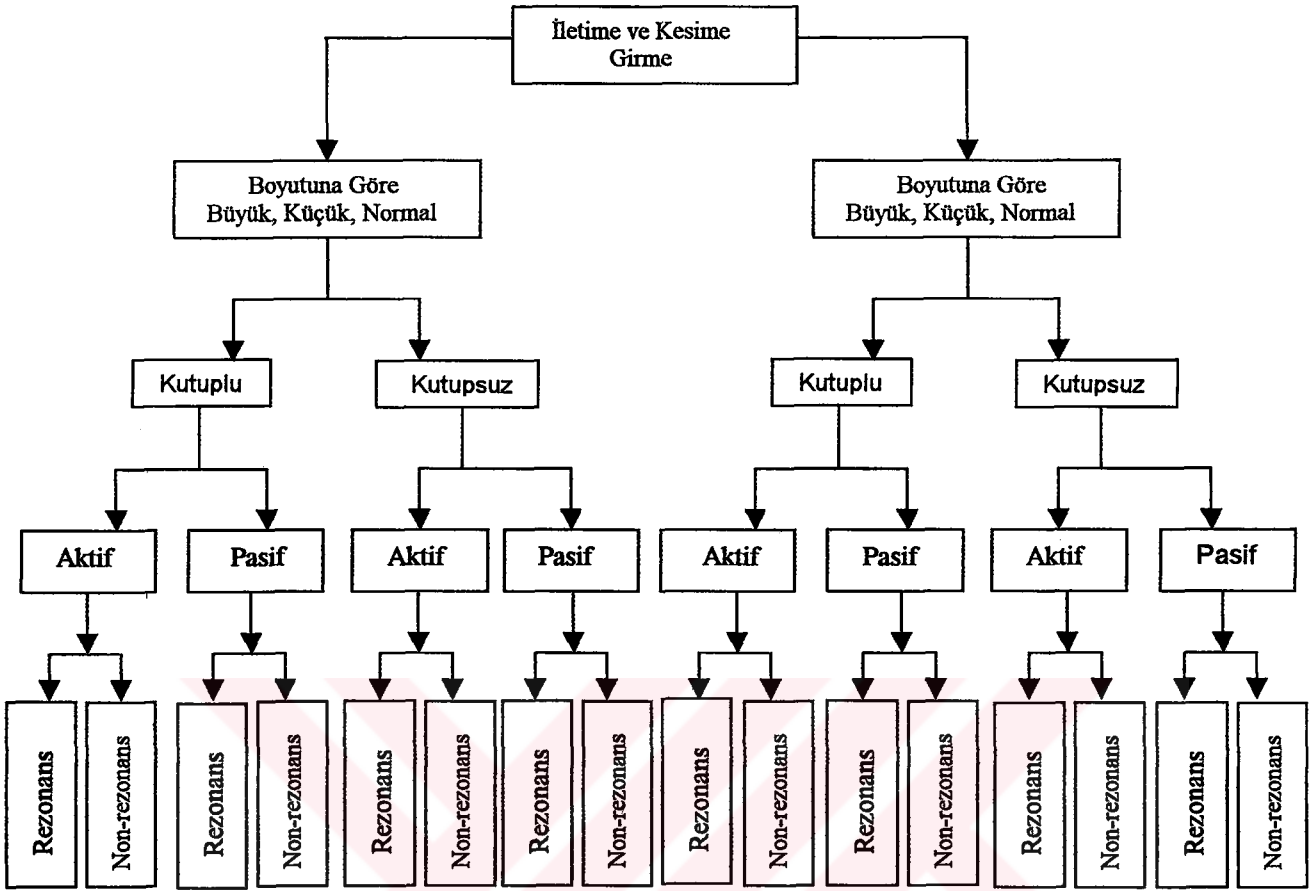
3.2 Bastırma Devreleri

3.2.1 Bastırma Devrelerinin Sınıflandırılması

Yarı iletken güç elemanlarının zarar görmeden ve verimli bir şekilde çalışabilmeleri için gerekli olan bastırma devreleri (hücreleri) aşağıdaki gibi sınıflandırılmıştır (Stephan vd., 1996).

- Anahtarlama türüne göre, iletme ve kesime girmede bastırma devresi,
- Boyutuna göre, büyük, normal ve küçük boyutlu bastırma devreleri,
- Yöne göre, kutuplu ve kutupsuz bastırma devreleri,
- Kullanılan elemanlara göre, aktif ve pasif bastırma devreleri,
- Salınımın varlığına göre, rezonanslı ve rezonanssız bastırma devreleri,

Bastırma devrelerinin bu sınıflandırması Çizelge 3.1'de de görülmektedir.



Çizelge 3.1 Bastırma devrelerinin sınıflandırılması

3.2.2 Bastırma Devrelerinin Temeli

Bir güç elektroniği dönüştürücüsündeki yarı iletken güç elemanları üzerindeki baskılar nominal değerlerin üzerinde ise, problemi çözenin iki temel yolu vardır. Birincisi, baskıların aşmadığı nominal değerlere sahip elemanlar kullanılır. İkincisi, baskıları güvenli seviyelere düşürmek için, temel dönüştürücüye bir bastırma devresi ilave edilir.

Güç elektroniği devrelerini dizayn edenler, bastırma devreleri ile bu problemleri çözmek istiyorlarsa temel bastırma devrelerinin çalışmasını ve dizaynını bilmek zorundadırlar. Burada, yarı iletken güç elemanlarındaki elektriksel baskıları azaltmak için güç elektroniğinde kullanılan bastırma devrelerinin temelleri aşağıda özetlenmiştir.

3.2.3 Bastırma Devrelerinin Fonksiyonları Ve Türleri

Bir bastırma devresinin fonksiyonu, bir güç elektroniği dönüştürücüsünde anahtarlama esnasında eleman üzerinde oluşan elektriksel baskıları elemanların nominal değerleri içinde tutmaktır. Daha açık olarak bir bastırma devresi oluşan elektriksel baskıların elemanların güvenli çalışma sınırları içinde kalması için, aşağıdaki fonksiyonları yapar.

- Kesime girme geçişleri esnasında elemanlara uygulanan gerilimleri sınırlar,
- İletime girme geçişleri esnasında elemanların akımlarını sınırlar,
- İletime yeni giren elemanların akım yükselme hızlarını (di/dt) sınırlar,
- İletimden yeni çıkan elemanların gerilim yükselme hızlarını (dv/dt) sınırlar,
- Kesime ve ilettime girme süreçlerinde elemanların anahtarlama yörüngelerini biçimlendirir.

Devre topolojisi açısından bakılırsa bastırma devrelerinin üç genel sınıfı vardır. Bu üç sınıfın içeriği;

- Gerilimin maksimum değer ve yükselme hızını sınırlayarak, diyotları ve tristörleri korumak için kullanılan kutupsuz seri R-C bastırma devreleri,
- Kutuplu R-C bastırma devreleri. Bu bastırma devreleri, kontrol edilebilen anahtarlama elemanlarının anahtarlama yörüngelerinin kesime girme kısmını biçimlendirmek, elemanlara uygulanan gerilimleri güvenli seviyelerde tutmak ve/veya elemanların gerilim yükselme hızlarını sınırlamak için kullanılmaktadır.
- Kutuplu L-R bastırma devreleri. Bu bastırma devreleri, kontrol edilebilen anahtarlama elemanlarının anahtarlama yörüngelerinin ilettime girme kısmını biçimlendirmek ve/veya elemanların akım yükselme hızlarını sınırlamak için kullanılmaktadır.
- Rezonanslı veya geçici rezonanslı aktif veya pasif bastırma devreleri. Bu bastırma devreleri, kayıpsız ve modern olarak, hem ilettime hem de kesime girmede, bütün elektriksel baskıları yok etmek veya azaltmak amacıyla kullanılmaktadır.

Bastırma devrelerinin bir güç elektroniği dönüştürücü devresinin temel bir parçası olmadığı bilinmelidir. Bastırma devresi temel dönüştürücüye yapılan bir ilavedir ve genellikle elektriksel baskıları azaltmak için yapılır. Bastırma devreleri tek başına veya gereksinimlere bağlı olarak bir kombinasyon olarak kullanılabilir. Bu bölümün başında söz edildiği gibi, bastırma devresinin varlığından dolayı oluşan karmaşıklık ve maliyet elektrik baskıları sınırlamanın sağladığı faydaların birbirini dengelemesine dikkat edilmelidir.

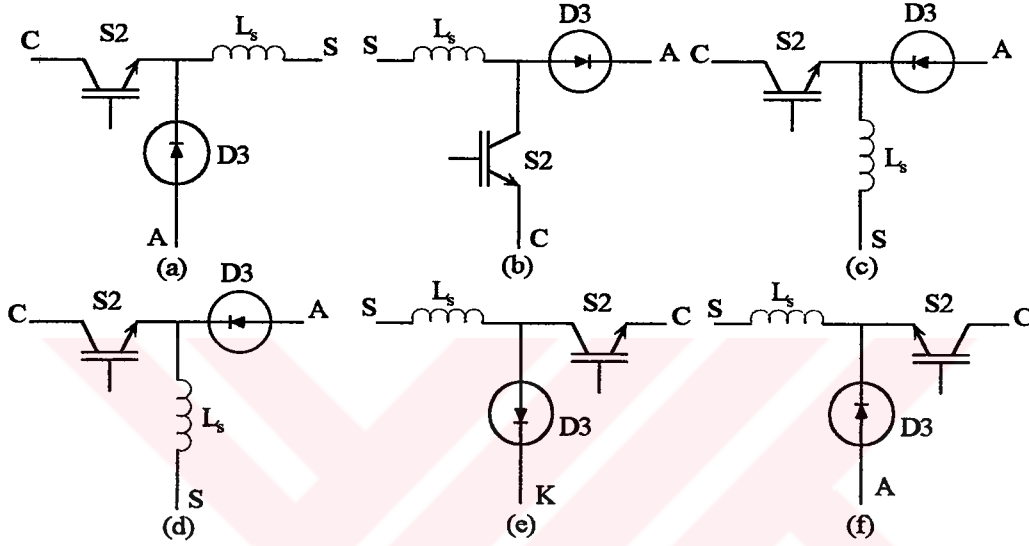
Nominal değerleri aşan elektriksel baskılardan yarı iletken güç elemanlarını korumak için kullanılan bastırma devrelerinin genel özellikleri ve görevleri aşağıda özetlenmiştir.

- Bastırma devreleri, ilettime ve kesime girme esnasında elemanın anahtarlama yörüngesini düzenler, gerilim ve akım genlikleri ile onların yükselme hızlarını sınırlar, ilettime ve kesime girme geçişleri esnasında yarı iletken elemanları korurlar.
- Genel olarak üç bastırma devresi topolojisi vardır. Kutupsuz RC bastırma devreleri ve kutuplu RC bastırma devreleri, ve kutuplu RL bastırma devreleri.
- Kutupsuz RC bastırma devreleri, kaçak seri endüktanslar nedeniyle ters toparlanma akımının sıfıra gelmesi ile oluşan aşırı gerilimlerden diyotları ve tristörleri korurlar. Aşırı gerilimleri minimize etmek için, bastırma devresi direnci ve kapasitansının optimum değerleri vardır.
- Kutuplu RC devresi, akım kesilirken anahtar uçları arasında düşük bir gerilim sağlayarak kontrol edilebilir anahtar türlerinin hepsini (BJT, MOSFET, GTO, IGBT, MSCT, vb.) korumak için kesime girmede bastırma devresi olarak görev yapar.
- Bir kesime girme bastırma devresinden farklı topoloji ile kutuplu bir RC devresi seri endüktanslar olduğunda kesime girdiği zaman kontrollü bir anahtar ile maruz kalınan aşırı gerilimi sınırlamak için bir aşırı gerilim bastırma devresi olarak kullanılabilir.
- Kutuplu RL bastırma devresi, ilettime girme geçişi esnasında akımı üzerine alarak ve bir elemanın uçları arasındaki gerilimi azaltarak kontrollü anahtarları korurlar. Bu ilettime girme bastırma devreleri, diyodun tıkanması esnasında oluşan ilettime girme geçişleri esnasında elemandaki aşırı akımları sınırlamak için de dizayn edilebilir.
- Köprü devreleri için bastırma devresi düzenleri, tek elemanların korunmasında kullanılan bastırma devresi düzenlerindeki detaylardan farklıdır.
- Genel olarak yüksek gerilimler ve akımlar bulunduğunda GTO'yu korumak için yapılan bastırma devrelerinin dizaynında ekstra hususları göz önüne almak gereklidir.

4. AKTİF BASTIRMA DEVRELERİ

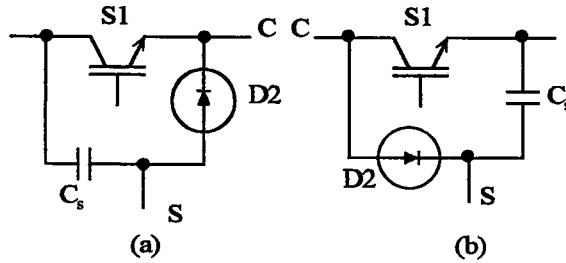
4.1. DC/DC Dönüştürücüler İçin Bastırma Devresi Konumlarının Belirlenmesi

Çalışma prensibi bilinen bir aktif bastırma devresi, bütün dc/dc dönüştürücü türleri için genelleştirilebilmektedir. Her bir dc/dc dönüştürücü için uygun bir bastırma devresi tanımlanabilmektedir. Aşağıdaki şekilde altı temel dc/dc dönüştürücü için uygun birer aktif bastırma devresi gösterilmiştir.



Şekil 4.1 Altı temel dc/dc dönüştürücü için uygun bastırma devreleri, (a) düşürücü, (b) yükseltici, (c) düşürücü-yükseltici, (d) Cuk, (e) Sepic ve (f) Zeta türü için

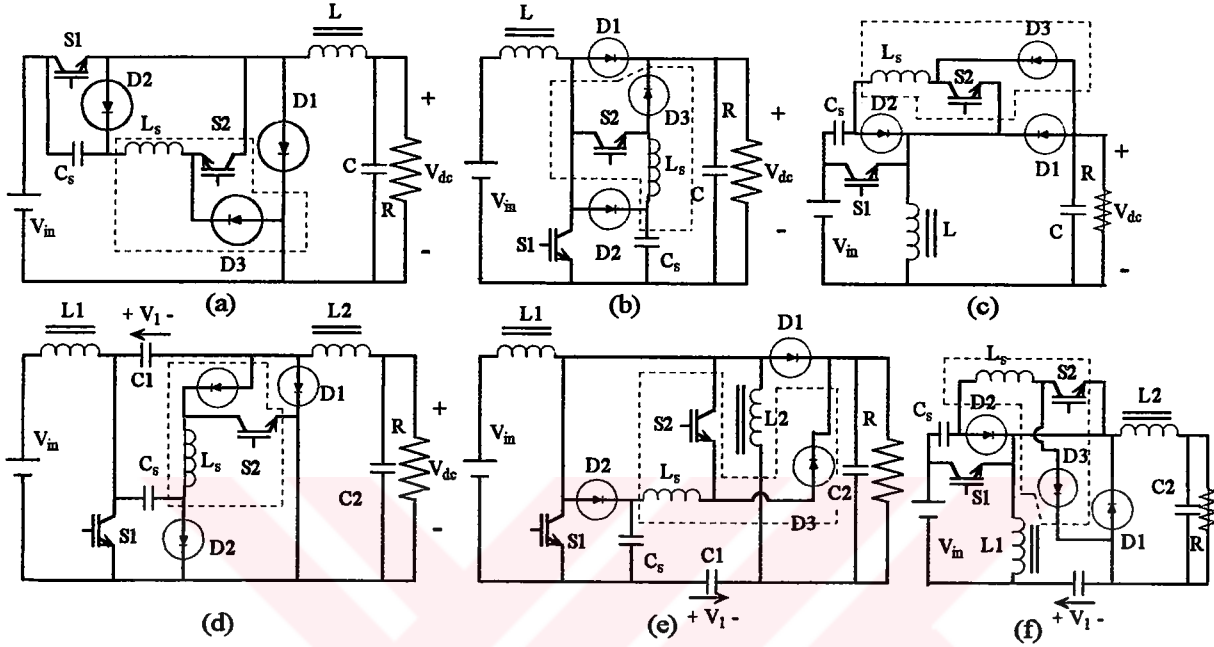
Bastırma devresi, S ucu ile bastırma devresi kapasitörü vasıtasıyla ana dc/dc dönüştürücüye ve A veya K uçları vasıtasıyla serbest geçiş diyoduna bağlanmaktadır.



Şekil 4.2 Altı temel dc/dc dönüştürücü için bastırma devresi bağlantıları, (a) düşürücü, düşürücü-yükseltici, Cuk ve Zeta türleri için, (b) yükseltici ve Sepic türleri için

Son uç C, S1 anahtarının ve D1 serbest geçiş diyodunun ortak uçlarına bağlanır. Bastırma kapasitörü ve D2 bastırma devresi diyodu S1 anahtarı ile seri C bağlanır. Düşürücü,

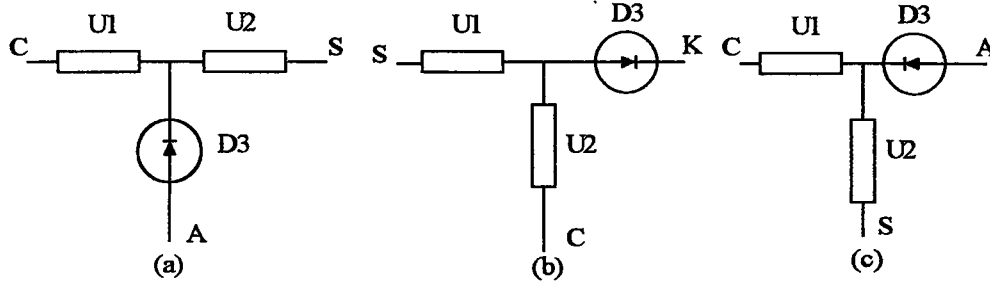
düşürücü-yükseltici, Cuk ve Zeta dönüştürücüler için bağlantı şekli Şekil 4.2(a)'da gösterilmiştir. Yükseltici ve Sepic tür dc/dc dönüştürücüler için bağlantı ise Şekil 4.2(b)'de verilmiştir (Elasser ve Torey, 1996). Şekil 4.3'te bastırma devresi olarak temel dc/dc dönüştürücüler görülmektedir.



Şekil 4.3 Aktif bastırma devreli temel dc/dc dönüştürücüler, (a) düşürücü, (b) yükseltici, (c) düşürücü-yükseltici, (d) Cuk, (e) Sepic ve (f) Zeta türü dönüştürücü

4.2 Temel DC/DC Dönüştürücüler İçin Genelleştirilmiş Bastırma Devreleri

Bastırma devrelerinde önemli olan devrenin dc/dc dönüştürücüye bağlantısı ve kontrol stratejisidir. Genel bir bastırma devresi, pasif düşük kayıplı bastırma devreleri de dahil olmak üzere dc/dc dönüştürücülerin yumuşak anahtarlanması için kullanılan tüm bastırma devrelerini kapsayacak şekilde yapılabilir. Şekil 4.1'de dönüştürücü türlerine göre verilen bastırma devrelerinin benzerliklerinden yararlanılarak, üç temel grupta genelleştirilen bastırma devreleri Şekil 4.4'te görülmektedir. Burada, U_1 bir bastırma elemanı olarak bir endüktans veya bir transformatör ya da bir direnç, U_2 ise bir endüktans ve kapasitör kombinasyonu olabilir. Dönüştürücü ve bastırma devresi arasındaki bağlantıların türüne karar vermek, genellikle dönüştürücü ve bastırma devresinin dizaynını yapan kişiye bırakılır.



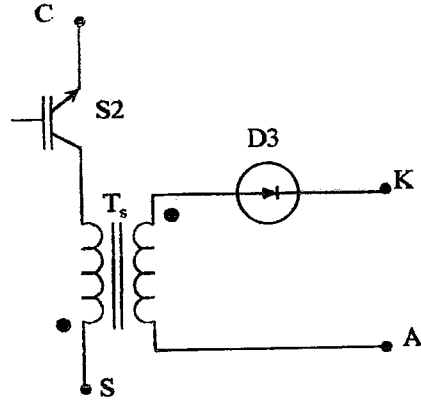
Şekil 4.4 Altı temel dc/dc dönüştürücü için genelleştirilmiş bastırma devreleri, (a) düşürücü ve Zeta (b) yükseltici ve Sepic türü (c) düşürücü-yükseltici ve Cuk türü için

4.3 İzoleli DC/DC Dönüştürücüler İçin Genelleştirilmiş Bastırma Devreleri

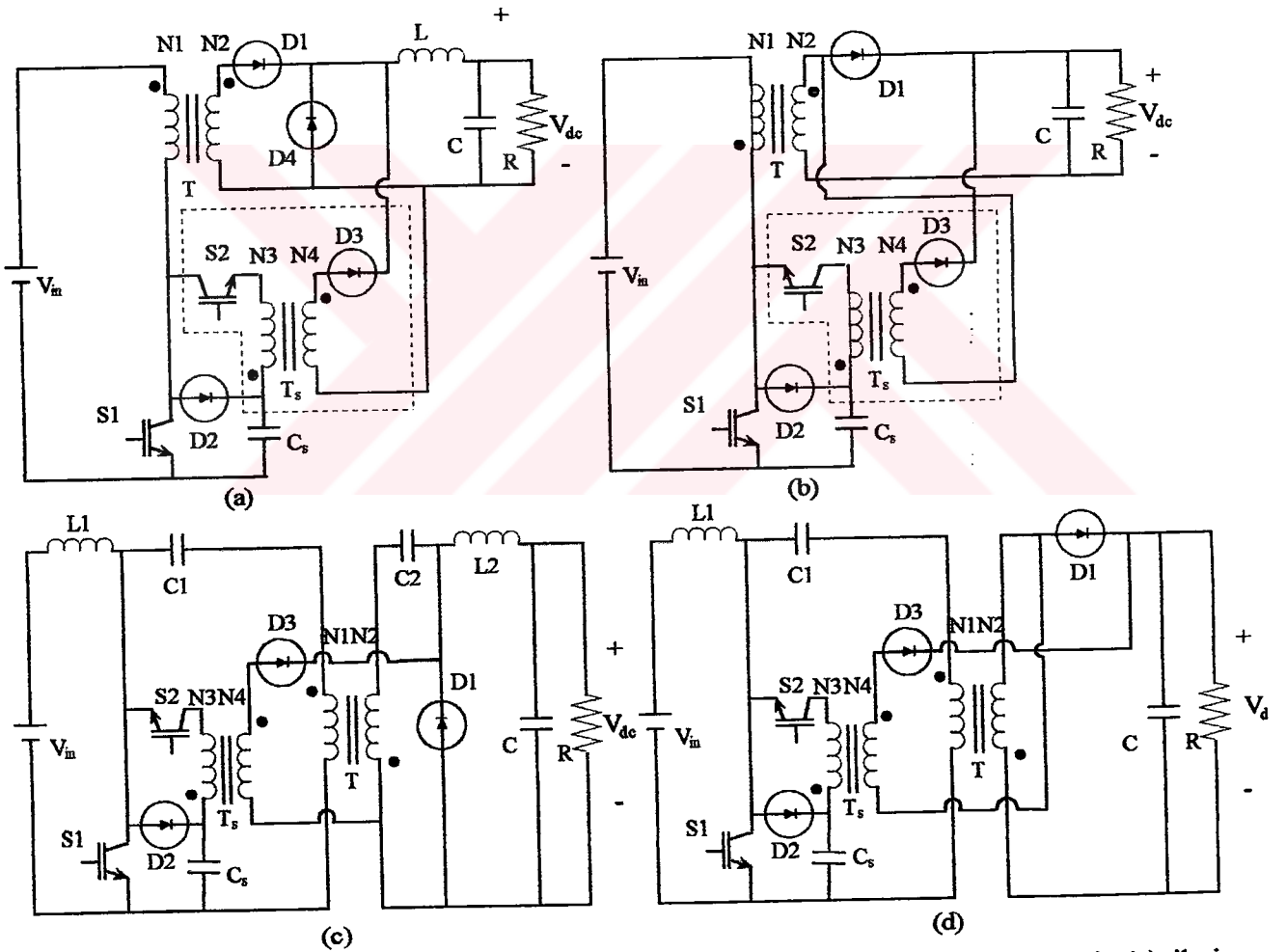
Genelleştirilmiş bastırma devreleri izoleli dc/dc dönüştürücülere de uygulanabilir. Şekil 4.5'te izoleli dc/dc dönüştürücüler için genelleştirilmiş bastırma devresi verilmiştir. Burada L_s endüktansının yerini T_s transformatörü almıştır. Önceden olduğu gibi, A ve K uçları serbest geçiş diyoduna bağlanırken, S ucu bastırma devresi kapasitörü C_s 'e bağlanır. C ortak ucu, Şekil 4.4(b)'de görüldüğü gibi ana anahtarlama elemanının kollektörüne bağlanır. Şekil 4.6'da dört temel izoleli dc/dc dönüştürücü için bastırma devresi bağlantıları verilmiştir. Bu şekilde görülen genel bastırma devrelerinden başka bastırma devreleri de türetilir.

Şekil 4.6'daki topolojilerin elde edilmesinde, yumuşak anahtarlama bastırma devresinin iki önemli özelliği korunmuştur. Birincisi, yardımcı anahtar sıfır gerilimde kapatılır. İkincisi, D3 diyodu S1 ana anahtarlama elemanının kesime girmesi esnasında yük akımını serbest geçiş diyodu ile paylaşır. İzolesiz dönüştürücülerde olduğu gibi, çıkış gerilimi bastırma devresi transformatöründen geri kazanılan enerji ile düzenlenir. Bundan başka, ileri yönlü tür dönüştürücü topolojisindeki bastırma sargılarına gerek yoktur. Ana transformatörün mıknatıslanma enerjisinin geri kazanılması süreci burada bastırma devresi üzerinden sağlanır.

Kesime girme esnasında S2 anahtarı üzerinde aşırı gerilimlerin oluşmaması için, T_s bastırma devresi transformatörünün primer ve sekonder sargıları arasında çok iyi bir kuplaj olmalı ve kaçak endüktans çok küçük değerlerde kalmalıdır. D3 diyodu iyi bir dinamik karakteristiğe sahip olmalıdır, özellikle çok hızlı bir ileri yön toparlanmasına sahip olmalıdır. D3 diyodu sıfır akımda kesime girdiği için, hızlı ters toparlanma özelliğine gerek yoktur.



Şekil 4.5 İzoleli dc/dc dönüştürücüler için geliştirilmiş bastırma devresi



Şekil 4.6 İzoleli dc/dc dönüştürücüler için geliştirilmiş aktif bastırma devreleri, (a) ileri yönlü tür, (b) geri dönüşlü tür, (c) Cuk türü ve (d) Sepic türü için

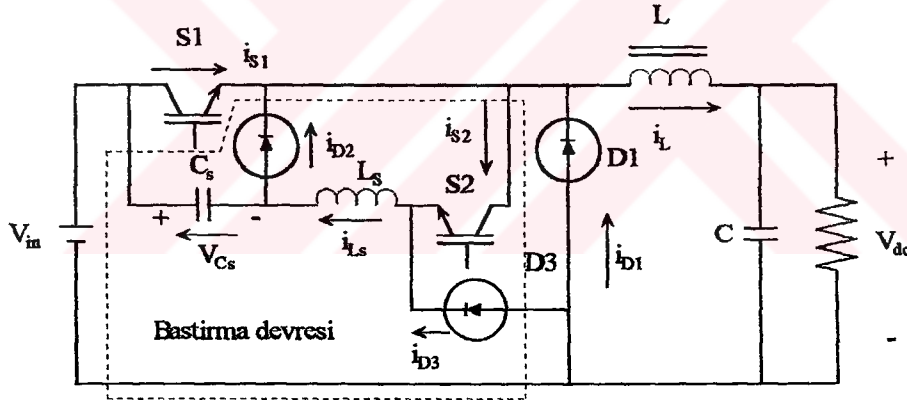
5. AKTİF BASTIRMA DEVRESİ UYGULAMALARI

Bundan önceki bölümde, temel dc/dc dönüştürücü türlerine göre geliştirilen, genelleştirilmiş aktif bastırma devreleri ve bağlantı şekilleri incelenmiştir.

Bu bölümde, farklı dc/dc dönüştürücülere uygulanan, literatürde yer alan farklı aktif bastırma devrelerine yer verilmiştir. Bu aktif bastırma devrelerinin çalışma prensibi ve kararlı durum analizi etraflı bir şekilde incelenmiştir. Ayrıca bu devrelerin uygulama sonuçları irdelenmiştir.

5.1 Bir İzolesiz Aktif Bastırma Devreli Düşürücü Tür DC/DC Dönüştürücü

Burada düşürücü tür dc/dc dönüştürücüye uygulanan bir izolesiz aktif bastırma devresinin çalışma prensibi ve analizi, sürekli ve kesintili iletim olmak üzere iki farklı modda incelenmiştir. Burada gösterilen analiz, izoleli ve izolesiz dc/dc dönüştürücülere uygulanan aktif bastırma devrelerinin incelenmesi için iyi bir başlangıç olarak kabul edilebilir (Elasser ve Torey, 1996).

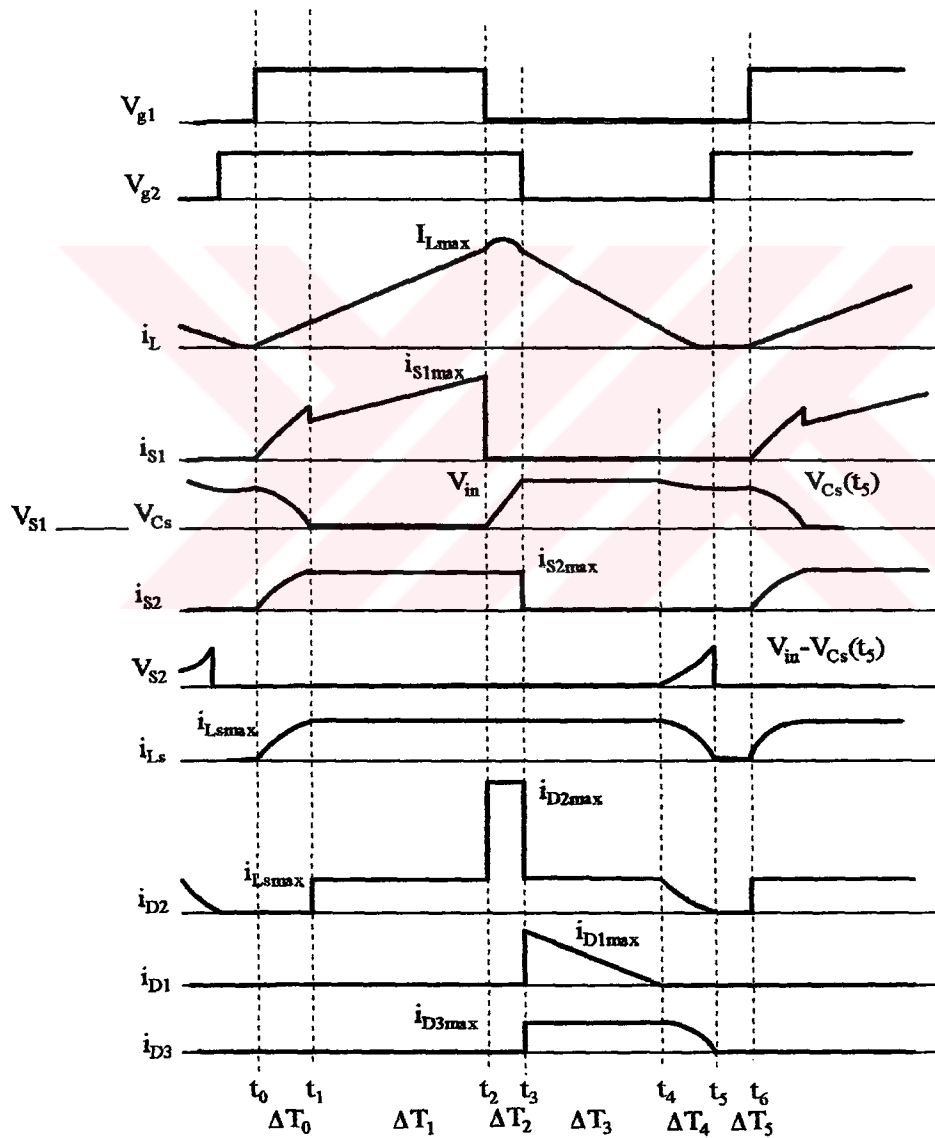


Şekil 5.1 Bir izolesiz aktif bastırma devreli bastırma devreli düşürücü tür dc/dc dönüştürücü

Şekil 5.1'de verilen devrede aktif bastırma hücresi D2 ve D3 diyotları, C_s kapasitörü, L_s endüktansı ve S2 anahtarından oluşmaktadır. Şekil 5.2'de sürekli ve kesintili iletim modları arasındaki sınırdaki çalışma için dönüştürücüye ait temel dalga şekilleri görülmektedir. Burada bir anahtarlama periyodu içerisinde altı çalışma aralığı oluşmaktadır. V_{g1} ile V_{g2} , sırasıyla S1 ve S2 anahtarlarının sürme sinyalleridir.

5.1.1 Kesintili İletim Modu

Aktif bastırma devresinin çalışma prensibini açıklayabilmek için, bastırma kapasitörü uçları arasındaki başlangıç geriliminin giriş geriliminden küçük ve çıkış geriliminden büyük olduğu, bastırma endüktansının maksimum akımının maksimum yük akımından küçük olduğu kabul edilmiştir. Ayrıca devredeki bütün yarı iletken elemanların ideal olduğu kabul edilmiştir. Dönüştürücüde ilk olarak S2 anahtarı ilettime geçmektedir. S1 anahtarı ilettime girdiği zaman bastırma kapasitöründe depolanan enerji S1 ve S2 anahtarları üzerinden bastırma endüktansına aktarılmaktadır.



Şekil 5.2 Sürekli ve kesintili iletim modları arasındaki sınırda çalışma için Şekil 5.1'de verilen yumuşak anahtarlamalı dc/dc dönüştürücünün temel dalga şekilleri

Bastırma kapasitörünün gerilimi sıfıra indiğinde, D2 diyodu ilettime girer ve böylece kapasitörün gerilimi sıfırda kalır. Aynı zamanda, bastırma endüktansının gerilimi D2 ve S2 tarafından sıfırda tutulur. S2 anahtarı üzerindeki akım sabit kalır, ve devresini D2 ile L_s üzerinden tamamlar.

S1 kesime girdiğinde C_s , çıkış akımı ile V_{in} gerilimine kadar dolar, sonra S2 kesime ve D1 ilettime girer. Bastırma devresi endüktansındaki akım hala sabittir. D1 serbest geçiş diyodu, D2 ve D3'ün L_s 'nin akımını taşıması ile sağlanan denge ile yük akımının sadece bir kısmını taşır. Kesintili iletim modunda, D1 diyodu ilk olarak iletimden çıkar, D2 ve D3 diyotları, L_s 'deki enerji çıkışa aktarılanaya kadar iletimde kalır. Üç diyodun hepsi sıfır akımda yumuşak bir şekilde iletimden çıkar.

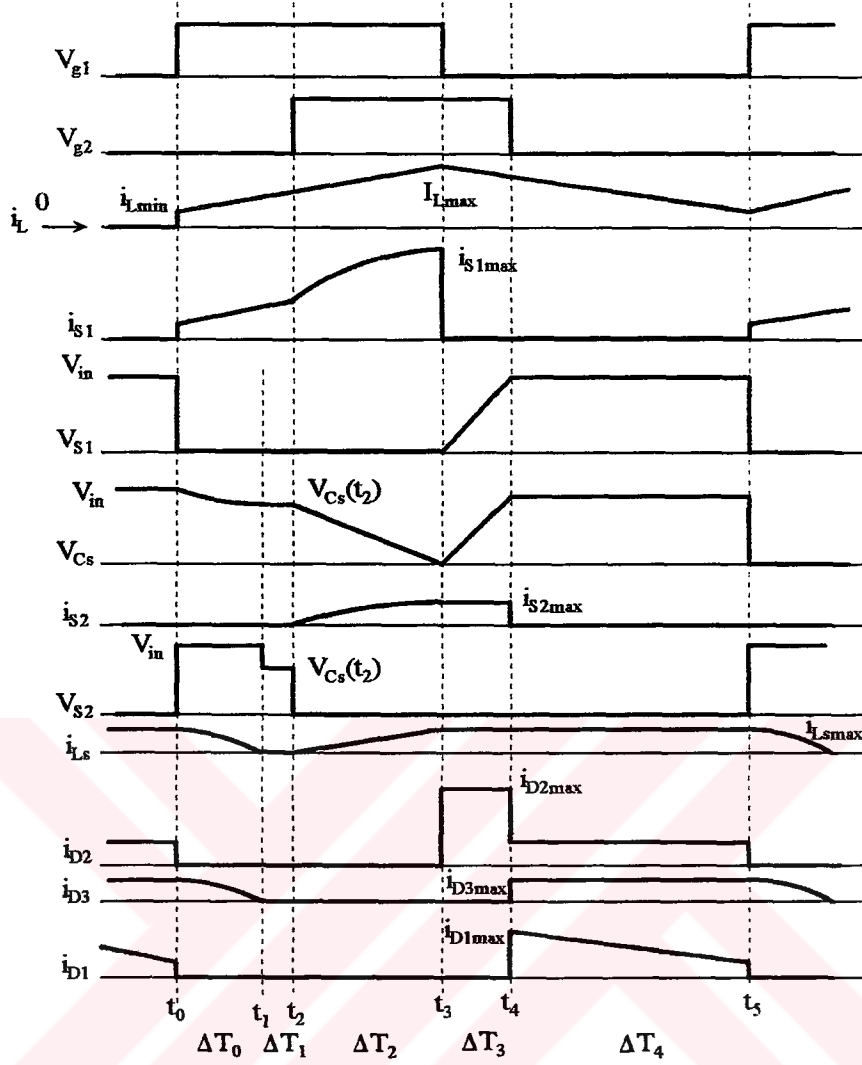
Endüktans akımı sıfır akım aralıklarına sahip ise, S1 anahtarı ile D1, D2 ve D3 diyotlarının yumuşak anahtarlama korunur.

5.1.2 Sürekli İletim Modu

Şekil 5.3'te sürekli iletim modu için Şekil 5.1'deki devreye ait temel dalga şekilleri verilmiştir. Kontrol stratejisi kesintili iletim modundaki ile aynı değildir. Burada bir anahtarlama periyodu beş aşamada oluşmaktadır. Burada da yine tüm yarı iletken elemanların ideal olduğu ve tam yük koşullarında çalışıldığı kabul edilmiştir.

S1 anahtarı ilettime girmeden önce, D3 diyodu iletimdedir ve bastırma kapasitörünün gerilimi sabit ve giriş gerilimine eşittir. D1 ve D2 diyotları da iletimdedir. S1 anahtarı t_0 anında ilettime geçtiğinde, D1 ve D2 diyotları iletimden çıkar. Bastırma kapasitörü, D3 diyodu ve V_{in} giriş gerilimi vasıtasıyla deşarj olur. Yük akımı da şimdi S1 anahtarı vasıtasıyla taşınır.

t_1 anında, D3 diyodu yumuşak bir şekilde iletimden çıkar ve bastırma kapasitörünün gerilimi giriş geriliminin $2/3$ katı gibi bir değere yaklaşacaktır. Bu noktada, bastırma kapasitörü gerilimi bu değerde kalır ve bastırma endüktansı akımı sıfıra eşit olur. t_2 anında S2 anahtarı ilettime girer ve bastırma kapasitörü S1 anahtarı ile L_s endüktansı üzerinden deşarj olur.



Şekil 5.3 Sürekli iletim modu için, yumuşak anahtarlama dc/dc dönüştürücünün temel dalga şekilleri

S2 anahtarının iletime girmesi ile S1 anahtarının iletimden çıkması arasındaki süre L_s-C_s rezonans devresi periyodunun bir çeyreğinden küçük ise, D2 diyodu S1 anahtarının açılması ile aynı zamanda iletime girer. Aksi halde, önce bastırma kapasitörü uçlarındaki gerilim sıfır olur ve sonra D2 diyodu iletime girer. Sabit kalan endüktans akımı D2 ve S2 üzerinden geçmeye devam eder.

S1 anahtarı iletimden çıktığında, yük akımı artık D2 diyodu vasıtasıyla bastırma kapasitörüne aktarılır. Bastırma kapasitörü uçlarındaki gerilim giriş gerilimine eşit olduğunda, D1 ve D3 diyotları aynı anda iletime girer. Böylece S2 anahtarı sıfır gerilimde iletimden çıkar. Bu aralık S1 anahtarının diğer bir periyodun başında yeniden iletime sokulmasına kadar sürer.

Hafif yük koşulları altında, bastırma devresi endüktansı akımı yük akımından daha büyük olabilir. Bu koşullar altında bile, S1 ana anahtarın yumuşak şekilde anahtarlanması sağlanabilir. S2 yardımcı anahtarı sıfır akımda iletme girer, sıfır gerilimde iletimden çıkar. İletimden çıkarmada, S1 ve S2 anahtarlarının kapı sinyalleri arasındaki gecikme süresi ayarlanarak, yardımcı anahtar uçları arasındaki gerilimi bastırmak da mümkündür.

Sürekli iletim modu kontrol stratejisi, kesintili iletim modu için de kullanılabilir. Burada, Şekil 5.2'de kesintili iletim modu ile iletimden çıkmada elde edilen avantajların hepsi, S2 yardımcı anahtarının uçları arasındaki düşük gerilim dışında, muhafaza edilmektedir. Kesintili iletim moduna uygulanan sürekli iletim modu kontrol stratejisinde, S2 anahtarı uçları arasındaki maksimum gerilim giriş gerilimine eşit olacaktır. Diyotlar ve anahtarların hepsi, kesintili iletim modunda akımın doğal kesilmesinden dolayı sıfır akımda iletme girer.

5.1.3 Sayısal Analiz

A) Kesintili İletim Modu

Sürekli ve kesintili iletim modları arasındaki sınırdaki çalışan bu düşürücü tür dönüştürücü devresinin tam analizi aşağıda verilmiştir.

Düşürücü tür dönüştürücü denklemlerinde giriş gerilimi olarak V_{in} ve çıkış gerilimi olarak da V_{dc} kullanılmıştır. Buradaki analizde, bastırma devresi endüktansının S2 anahtarı iletimde iken tam olarak deşarj olduğu ve bastırma endüktansı maksimum akımının ana endüktans akımından daha küçük olduğu kabul edilmiştir.

Aralık 1 ($t_0 < t < t_1$): Yardımcı anahtardaki maksimum akım ve bu aralığın süresi aşağıda verilmiştir.

$$I_{S2max} = V_{Cs}(t_0) \sqrt{\frac{C_s}{L_s}} \quad (5.1)$$

$$\Delta T_0 = \frac{\pi}{2} \sqrt{L_s C_s} \quad (5.2)$$

Aşağıdaki analizde, I_{S2max} , I_{max} olarak alınacaktır ,

Aralık 2 ($t_1 < t < t_2$): Ana anahtardaki maksimum akım ve bu aralığın süresi aşağıdaki gibidir.

$$I_{S1\max} = \frac{V_{in} - V_{dc}}{L} DT \quad (5.3)$$

$$\Delta T_1 = DT - \Delta T_0 \quad (5.4)$$

Aralık 3 ($t_2 < t < t_3$): Bu aralık boyunca, bastırma devresi kapasitörü giriş gerilimi ile şarj olur ve bu periyodun süresi aşağıdaki gibi bulunur.

$$\Delta T_2 = \frac{1}{\omega_2} \arcsin \left[\frac{V_{dc}}{V_{in} - V_{dc}} \left(1 + \frac{D^2 T^2}{LC_s} \right)^{-0.5} \right] + \frac{1}{\omega_2} \arctan \left(\frac{\sqrt{LC_s}}{DT} \right) \quad (5.5)$$

Burada ω_2 aşağıdaki gibi tanımlanmıştır.

$$\omega_2^2 = \frac{1}{LC_s} \quad (5.6)$$

Bu aralığın süresi, S1 ve S2 anahtarlarının kesime girmeleri arasındaki minimum gecikme süresidir. Pratikte, gecikme süresi devrenin uygun fonksiyonlarını sağlamak için bu değerden daha büyük olabilir. Yük akımının bir periyot boyunca sabit olduğu kabul edilirse, (5.5) nolu denklem aşağıdaki biçimde yazılabilir.

$$\Delta T_2 = C_s * \frac{V_{in}}{I_{L\max}} \quad (5.7)$$

Aralık 4 ($t_3 < t < t_4$): C_s kapasitörü uçlarındaki gerilim bu zaman aralığı boyunca V_{in} 'dir ve D1 diyodu iletimdedir. D1 diyodu bu modun sonunda iletimden çıkar ve bu aralığın süresi aşağıda verilmiştir.

$$\Delta T_3 = L \frac{i_L(t_3) - I_{\max}}{V_{dc}} \quad (5.8)$$

Burada $i_L(t_3)$, bastırma kapasitörü C_s 'nin şarj periyodu sonundaki ana endüktans akımıdır. Bu akım S1 anahtarındaki maksimum akıma çok yakın olabilir.

Aralık 5 ($t_4 < t < t_5$): Bu zaman aralığında, bastırma devresi endüktansı depoladığı enerjiyi yüke aktarır. Burada ya D3 diyodu ilk olarak kesime girecek ve yük akımının kalan kısmını D2 taşıyacak ya da D2 ilk olarak kesime girecektir.

MOD I : D3 diyodunun önce kesime girmesi: Bu modda, D2 diyodu yük akımını geçirmeye devam eder. Bu aralığın süresi ΔT_4 aşağıda verilmiştir.

$$\Delta T_4 - \frac{\sin(\omega_3 \Delta T_4)}{\omega_3} = I_{\max} \frac{L + L_s}{V_{dc}} \quad (5.9)$$

Burada ω_3 aşağıda tanımlandığı gibidir.

$$\omega_3^2 = \frac{1}{LC_s} + \frac{1}{L_s C_s} \quad (5.10)$$

D3 diyodu kesime girince, kalan yük akımı artık D2 diyodu ile taşınmaktadır. Bu periyodun sonunda bastırma kapasitörü uçlarındaki gerilim V_{in} giriş gerilimine eşit olursa, S2 anahtarı sıfır akım ve sıfır gerilimde iletme girer. Bu aralığın süresi ΔT_5 aşağıda verilmiştir.

$$\Delta T_5 = \frac{1}{\omega_2} \arctan \frac{i_{D2}(t_5)}{C_s \omega_2 (V_{Cs}(t_5 - V_{in} - V_{dc}))} \quad (5.11)$$

Burada $i_{D2}(t_5)$ D3 diyodunun kesime girdiği andaki yük akımı değeridir.

MOD II : D2 diyodunun önce kesime girmesi: Bu modda, D2 diyodu önce kesime girer, bastırma devresi kapasitörü C_s ve bastırma devresi endüktansı L_s ile D3 diyodu üzerinden gerilim kaynağına doğru akım geçirmeye devam eder. ΔT_4 aşağıdaki gibi olur.

$$\Delta T_4 + \frac{\omega_2^2 \sin(\omega_3 \Delta T_4)}{\omega_1^2 \omega_3} = I_{\max} \frac{L + L_s}{V_{dc}} \quad (5.12)$$

Burada ω_1 aşağıdaki ifade ile verilmiştir.

$$\omega_1^2 = \frac{1}{L_s C_s} \quad (5.13)$$

Bastırma endüktansı L_s enerjisinin, V_{in} giriş gerilim kaynağına aktarıldığı bu moda ΔT_5 aşağıdaki gibi oluşur.

$$\Delta T_5 = \frac{1}{\omega_2} \arctan \frac{i_{D3}(t_5)}{C_s \omega_2 (\omega_{Cs}(t_5) - V_{in} - V_{dc})} \quad (5.14)$$

Burada $i_{D3}(t_5)$, D2 diyodunun kesime girdiği andaki bastırma devresi endüktansının akım değeridir.

Kesintili İletim Modundaki Çıkış Gerilimi Karakteristikleri

Çıkış gerilimi bastırma devresi elemanlarını da bağlıdır. Aynı D darbe periyot oranı için, aktif bastırma devreli düşürücü tür bir dönüştürücünün çıkış gerilimi, bastırma devresi kullanılmayan dönüştürücünün çıkış geriliminden daha büyüktür.

Bu ilişki L ana endüktansı üzerindeki volt-saniye (gerilim-zaman) dengesinden bulunabilir. Bastırma devresi kapasitörünün uçlarındaki gerilimin $t_2 - t_3$ aralığı süresince lineer olarak arttığı kabul edildiğinde, ΔT_5 sifra eşit olur ve artık akım ihmal edilebilir.

İlk olarak D3'ün kesime girmesi durumu: Çıkış gerilimi aşağıdaki biçimde ifade edilir. Burada T anahtarlama periyodudur.

$$V_{dc} = DV_{in} + \frac{1}{2} V_{in} \frac{\Delta T_2}{T} + I_{max} \frac{L_s}{T} \quad (5.15)$$

İlk olarak D2'nin kesime girmesi durumu: Çıkış gerilimi aşağıdaki biçimde ifade edilir.

$$V_{dc} = \frac{DTV_{in}}{T + \Delta T} + \frac{1}{2} V_{in} \frac{\Delta T_2}{T + \Delta T} + I_{max} \frac{L_s}{T + \Delta T} \quad (5.16)$$

Burada ΔT alttaki gibi ifade edilir.

$$\Delta T = \frac{L_s^2}{L + L_s} C_s \omega_3 \sin(\omega_3 \Delta T_4) \quad (5.17)$$

Yardımcı anahtar üzerindeki gerilim $V_{in} - V_{Cs}(t_5)$ 'e eşit olur. Bastırma devresi uçlarındaki maksimum gerilim, beşinci aralık sonunda çıkışa geri kazandırılan enerji dolaşım enerjisine eşit olduğu zaman meydana gelir. Sürekli halde, geri kazanılan enerji için aşağıdaki ifade yazılabilir.

$$W = \frac{1}{2} C_s V_{in}^2 - \frac{1}{2} C_s V_{Cs}^2(t_s) \quad (5.18)$$

Devredeki enerji $\frac{1}{2} C_s V_{Cs}^2(t_s)$ 'dir. t_s anında bastırma devresi kapasitörü üzerindeki maksimum gerilim,

$$V_{Cs \max} = \frac{V_{in}}{\sqrt{2}} \quad (5.19)$$

olarak yazılabilir.

Bu ifade bastırma devresi endüktansının birinci ve beşinci aralıklarda tam olarak deşarj olmadığı zaman da geçerlidir.

Yük akımında sıfır akım aralıkları oluşursa, üstteki analiz yine geçerlidir. Bu durumda anahtarlama periyodu T , $(1-k)T$ olur. Burada,

$$k = 1 - \sum_{i=0}^4 \frac{\Delta T_i}{T} \quad (5.20)$$

eşitliği geçerlidir.

B) Sürekli İletim Modu

Başlangıçta, D3, D2 ve D1 diyotları iletimdedir. S1 anahtarı iletime girdiğinde D1 ve D2 diyotlarının sıfır ters toparlanma akımı ile ani olarak kesime girdikleri kabul edilmiştir.

Aralık 1 ($t_0 < t < t_1$): Maksimum bastırma endüktansı akımı ve bu aralığın süresi,

$$I_{\max} = \frac{V_{in}}{2} \sqrt{\frac{C_s}{L_s}} \quad (5.21)$$

$$\Delta T_0 = \frac{\pi}{2} \sqrt{L_s C_s} \quad (5.22)$$

olarak bulunur.

Bu aralığın sona ermesi ile, bastırma devresi kapasitörü üzerindeki gerilim $V_{in}/2$ 'e eşit olur. Bu aralığın süresi, S1 ve S2 anahtarlarının iletme girmeleri arasındaki minimum gecikme süresi olarak tanımlanır. Kesintili iletim modunda olduğu gibi, I_{max} bastırma endüktansı maksimum akımını ifade etmektedir.

Aralık 2 ($t_1 < t < t_2$): Diyotların hepsi bu aralık süresince kesimdedir ve S2 anahtarı da hala kesimdedir. Yardımcı anahtar üzerindeki gerilim $V_{in}/2$ 'e eşittir.

Aralık 3 ($t_2 < t < t_3$): Bastırma devresi kapasitörü S2 anahtarı iletimde iken tam olarak deşarj olur. Bastırma devresi kapasitöründe depolanan enerji bastırma devresi endüktansına aktarılır. Maksimum bastırma endüktansı akımı ve bu aralığın süresi (5.21) ve (5.22) denklemlerinde verilmiştir.

Aralık 4 ($t_3 < t < t_4$): Bastırma devresi kapasitörü C_s giriş gerilimi V_{in} 'e kadar maksimum yük endüktansı akımı $I_{L,max}$ ile şarj olur. Bu aralığın süresi (5.7) nolu denklemin sağ tarafındaki ifade ile verilmiştir.

Aralık 5 ($t_4 < t < t_5$): D1, D2 ve D3 diyotlarının hepsi iletimdedir. Bu aralığın süresi aşağıda verilmiştir.

$$\Delta T_4 = \frac{i_L(t_4) - I_{L,min} - I_{Ls,max}}{V_{dc}} L \quad (5.23)$$

Sürekli İletim Modundaki Çıkış Gerilimi Karakteristikleri

Kesintili iletim modu durumunda olduğu gibi, V_{dc} çıkış gerilimi L ana endüktansının volt-saniye (gerilim-zaman) dengesi üzerinden bulunmuştur. Çıkış gerilimi aşağıdaki ifade ile verilmiştir.

$$V_{dc} = DV_{in} + \frac{1}{2} V_{in} \frac{\Delta T_3}{T} \quad (5.24)$$

5.1.4 Yapılan Analizin Diğer DC/DC Dönüştürücü Türlerine Uygulanması

Sürekli ve kesintili iletim modları için Şekil 5.2 ve 5.3'te verilen temel dalga şekillerine göre yapılan analiz, diğer dönüştürücüler için de tekrarlanmıştır. Böyle bir analizden alınan sonuçlar Tablo 5.1 ve 5.2'de özetlenmiştir. ΔT faktörü, kesintili iletim modunda çalışma için

dönüştürücünün karakteristik bir değeridir ve her bir dönüştürücü için ayrı ayrı belirlenmiştir. Düşürücü tür dönüştürücü için bu büyüklük (5.17)'de verilmiştir.

TABLO 5.1

Kesintili iletim modunda çalışan altı temel dc/dc dönüştürücüye ait çıkış gerilimi ifadeleri

	Önce D3'ün iletimden çıkması durumu	Önce D2'nin iletimden çıkması durumu
Düşürücü	$V_{dc} = DV_{in} + \frac{1}{2} \frac{V_{in} \Delta T_2}{T} + \frac{I_{max} L_s}{T}$	$V_{dc} = \frac{DTV_{in}}{T + \Delta T} + \frac{1}{2} \frac{V_{in} \Delta T_2}{T + \Delta T} + \frac{I_{max} L_s}{T + \Delta T}$
Yükseltici	$V_{dc} = \frac{V_{in}}{1-D} + \frac{1}{2} \frac{V_{dc} \Delta T_2}{(1-D)T} + \frac{I_{max} L_s}{(1-D)T}$	$V_{dc} = \frac{(T + \Delta T)V_{in}}{(1-D)T + \Delta T} + \frac{1}{2} \frac{V_{dc} \Delta T_2}{(1-D)T + \Delta T} + \frac{I_{max} L_s}{(1-D)T + \Delta T}$
Düşürücü-Yükseltici	$V_{dc} = \frac{DV_{in}}{1-D} + \frac{1}{2} \frac{(V_{in} + V_{dc}) \Delta T_2}{(1-D)T} + \frac{I_{max} L_s}{(1-D)T}$	$V_{dc} = \frac{DTV_{in}}{(1-D)T + \Delta T} + \frac{1}{2} \frac{(V_{in} + V_{dc}) \Delta T_2}{(1-D)T + \Delta T} + \frac{I_{max} L_s}{(1-D)T + \Delta T}$
Cuk	$V_{dc} = DV_1 + \frac{1}{2} \frac{V_1 \Delta T_2}{T} + \frac{I_{max} L_s}{T}$	$V_{dc} = \frac{DTV_1}{T + \Delta T} + \frac{1}{2} \frac{V_1 \Delta T_2}{T + \Delta T} + \frac{I_{max} L_s}{T + \Delta T} + \frac{L_2 \Delta T (V_{in} - V_1)}{L_1 (T + \Delta T)}$
Sepic	$V_{dc} = \frac{DV_1}{1-D} + \frac{1}{2} \frac{(V_1 + V_{dc}) \Delta T_2}{(1-D)T} + \frac{I_{max} L_s}{(1-D)T}$	$V_{dc} = \frac{DTV_1}{(1-D)T + \Delta T} + \frac{1}{2} \frac{(V_1 + V_{dc}) \Delta T_2}{(1-D)T + \Delta T} + \frac{I_{max} L_s}{(1-D)T + \Delta T} + \frac{L_2 \Delta T (V_{in} - V_1)}{L_1 ((1-D)T + \Delta T)}$
Zeta	$V_{dc} = D(V_1 + V_{in}) + \frac{1}{2} \frac{(V_1 + V_{in}) \Delta T_2}{T} + \frac{I_{max} L_s}{T}$	$V_{dc} = \frac{D(V_1 + V_{in})}{T + \Delta T} + \frac{1}{2} \frac{(V_1 + V_{in}) \Delta T_2}{T + \Delta T} + \frac{I_{max} L_s}{T + \Delta T} + \frac{L_2 \Delta T (V_{in} - V_1)}{L_1 (T + \Delta T)}$

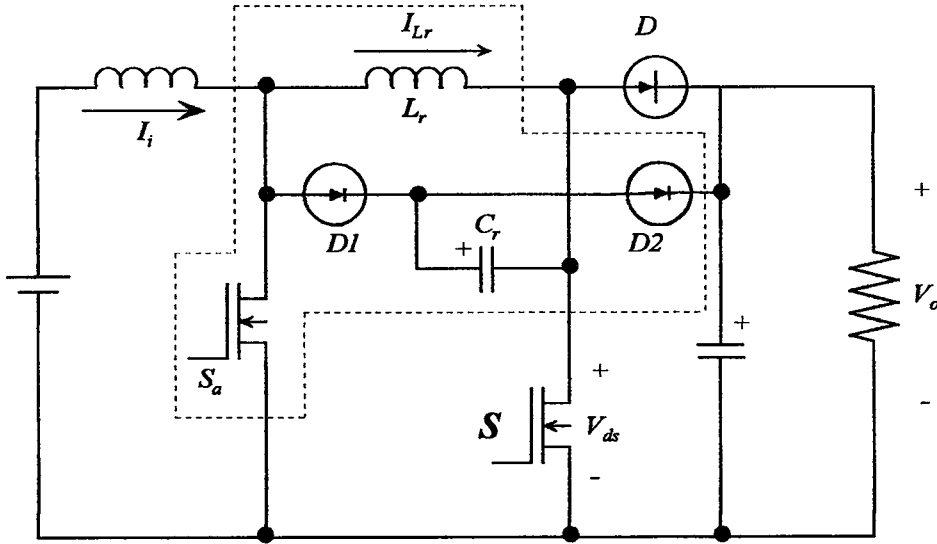
TABLO 5.2

Sürekli iletim modunda çalışan altı temel dc/dc dönüştürücüye ait çıkış gerilimi ifadeleri

	Çıkış Gerilimi
Düşürücü	$V_{dc} = DV_{in} + \frac{1}{2} \frac{V_{in} \Delta T_3}{T}$
Yükseltici	$V_{dc} = \frac{V_{in}}{1-D} + \frac{1}{2} V_{dc} \frac{\Delta T_3}{(1-D)T}$
Düşürücü- Yükseltici	$V_{dc} = \frac{DV_{in}}{1-D} + \frac{1}{2} (V_{in} + V_{dc}) \frac{\Delta T_3}{(1-D)T}$
Cuk	$V_{dc} = DV_1 + \frac{1}{2} V_1 \frac{\Delta T_3}{T}$
Sepic	$V_{dc} = \frac{DV_1}{1-D} + \frac{1}{2} (V_1 + V_{dc}) \frac{\Delta T_3}{(1-D)T}$
Zeta	$V_{dc} = D(V_1 + V_{in}) + \frac{1}{2} (V_1 + V_{in}) \frac{\Delta T_3}{T}$

5.2 Bir İzolesiz Aktif Bastırma Devreli Yükseltici Tür DC/DC Dönüştürücü

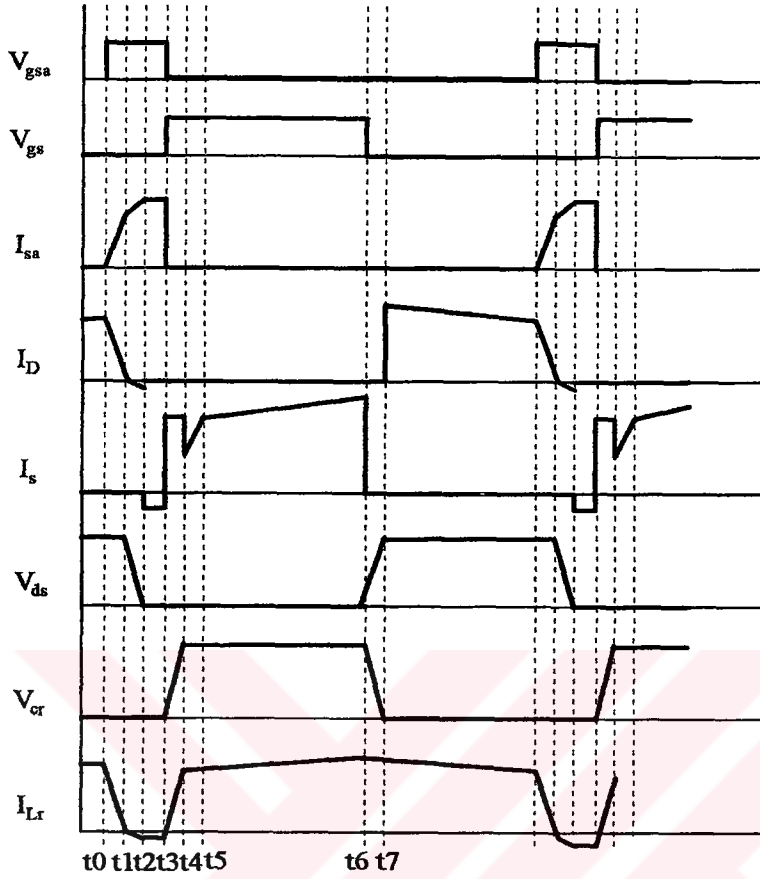
Aşağıda aktif bastırma devreli sıfır akımda ve sıfır gerilimde anahtarlamalı PWM DC/DC yükseltici tür dönüştürücünün devre şeması görülmektedir.



Şekil 5.4 Aktif bastırma devreli ZV-ZCS PWM DC/DC yükseltici tür dönüştürücü

Verilen devre, geliştirilen aktif bastırma hücresi sayesinde, pasif elemanlar için yumuşak anahtarlama sağladığı gibi, aktif anahtarlama elemanları için de akım ve gerilim streslerini arttırmadan sıfır gerilimde kesime girme ve sıfır akımda iletme girmeyi sağlamaktadır (Zhu, 1995).

Devre üzerinde kesikli çizgi ile gösterilen aktif bastırma hücresi, yardımcı anahtar S_a , bastırma endüktansı L_r , bastırma kapasitörü C_r ile $D1$ ve $D2$ diyotlarından oluşmaktadır. Bastırma endüktansı burada doğrultucu diyot ile seri yer almaktadır. Şekil 5.5'te devrenin kararlı durum çalışması için temel dalga şekilleri verilmiştir. Çalışma aralıklarının eşdeğer devreleri ise Şekil 5.6'da görülmektedir. Burada verilen örnekte sıfır akımda ve sıfır gerilimde anahtarlamanın gerilim baskılarını arttırmadan ve yükten etkilenmeden yapıldığına dikkat edilmelidir. Devrenin analizini kolaylaştırmak için, bir anahtarlama periyodu yedi aralığa ayrılmış ve endüktans akımı ile çıkış gerilimi V_o sabit kabul edilmiştir.



Şekil 5.5 Şekil 5.4'te verilen dönüştürücüde çalışma aralıklarıyla ilgili temel dalga şekilleri

Aşama 1 (t_0-t_1): t_0 'dan önce S ve S_a iletimde değildir, D iletimdedir. C_r gerilimi sıfırdır ve $I_{Lr}=I_1$ 'dir. t_0 'da S_a iletime girer. S_a 'nın üzerindeki akım yavaş yavaş artarken, I_{Lr} akımı da lineer olarak azalır. S_a sıfır akım ile iletime girer. L_r akımı sıfıra düştüğünde, D yumuşak komütasyon ile kesime girer. Bu arada, S_a üzerinden akan akım I_1 'ye ulaşır ve bu aralık biter. Bu aralık için aşağıdaki eşitlikler yazılabilir.

$$I_{Lr} = \frac{V_o}{L_r} t \quad (5.25)$$

$$\Delta t_1 = \frac{I_1 L_r}{V_o} \quad (5.26)$$

Aşama 2 (t_1-t_3): Şekil 5.4'te gösterilmeyen S anahtarının jonksiyon kapasitörü (C_j), L_r ve S_a üzerinden deşarj olur. V_{ds} gerilimi t_2 'de sıfıra düşer. Sonra S'nin ters paralel diyodu t_3 'e kadar

L_r üzerinden gelen akımla iletimde kalır. S_a sıfır gerilimle kesime girerken, S sıfır akım ve sıfır gerilim ile iletime girer. Δt_2 rezonans süresiaşağıdaki ifade ile verilmiştir. C_j normal olarak sadece 100pF mertebesinde olduğundan bu zaman aralığı küçüktür.

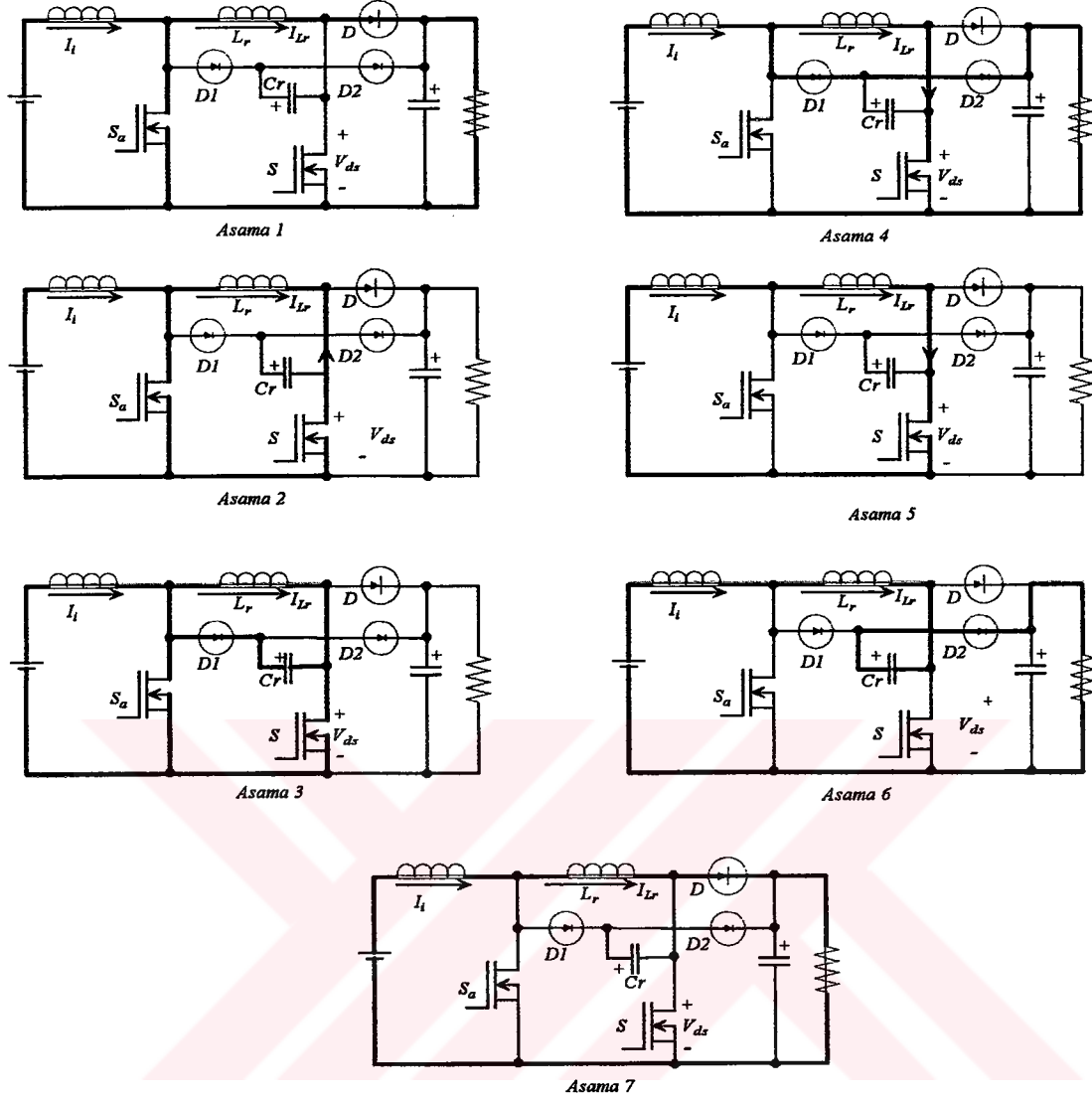
$$\text{Rezonans süresi } \Delta t_2 = \frac{\pi}{2} \sqrt{L_r C_j} \quad (5.27)$$

Aşama 3 (t_3-t_4): S_a kesime girdiğinde, I_1 akımı $D1$ ve S üzerinden C_r bastırma kapasitörünü şarj eder. C_r gerilimi yavaş yavaş yükselir. Bu da S_a 'nın sıfıra yakın gerilim ile kesime girmesini sağlar. t_4 'te V_{Cr} gerilimi V_o 'a erişir ve $D2$ diyodu iletmeye başlar.

Aşama 4 (t_4-t_5): L_r akımı pozitif olarak yükselir. I_i 'nin bir kısmı $D1$ ve $D2$ üzerinden yüke akar ve bu akım lineer olarak azalır. T_5 'te, L_r akımı I_i 'ye eşittir ve $D1$ ile $D2$ 'deki akım sıfıra düşer. $D1$ ve $D2$ yumuşak komütasyon ile kesime girer.

Aşama 5 (t_5-t_6): Bu aralık süresince S anahtarı bilinen yükseltici tür dönüştürücü olarak I_i 'yi iletir.

Aşama 6 (t_6-t_7): t_6 'da, S kesime girer. I_1 akımı $D2$ üzerinden ters yönde C_r 'yi şarj eder ve V_{ds} yavaş yavaş yükselir. S bu sayede sıfır gerilim ile kesime girer. t_7 'de C_r gerilimi sıfır olur ve D iletmeye başlar.



Şekil 5.6 Şekil 5.4'te verilen dönüştürücüde çalışma aralıklarının eşdeğer devreleri

Aşama 7 (t_7-t_0): Bu periyot süresince, I_i akımı D üzerinden çıkışa akar. Çalışma yükseltici tür dönüştürücü ile aynıdır. t_0 'da, S_a yeniden iletme girer ve yeni bir anahtarlama periyodu başlar.

Şekil 5.7'de sunulan aktif bastırma hücresinin bütün temel PWM DC/DC dönüştürücü türlerine uygulanması verilmiştir.

Pratik bir dizaynda, uygulama kolaylığı için iki anahtarın kontrolünde aşağıda verilen sabit zaman gecikme metodu uygulanabilir.

- Ana anahtarın iletme girmesi yardımcı anahtarın iletme girmesinden en az ΔT_{ONmin} 'lik bir süre kadar gecikmelidir. Yardımcı anahtar ana anahtarın iletme girmesi ile aynı anda

kesime girmelidir. Ayrıca, S_a 'nın yumuşak bir biçimde iletme girmesini korumak için, S 'nin iletme girmesinden kısa bir süre sonra S_a 'nın kesime girmesi daha uygun olur.

- S_a 'nın yumuşak bir biçimde kesime girmesi ve enerjinin geri kazanılmasını sağlamak için, yardımcı anahtarın kesime girmesi minimum bir ΔT_{OFFmin} süresi kadar ana anahtarın kesime girmesinden önce olmalıdır.

Bu şartlar altında,

$$T_D \geq T_{ONmin} = \Delta t_1 + \Delta t_2 = \frac{I L_r}{V_o} + \frac{\pi}{2} \sqrt{L_r C_j} \quad (5.28)$$

$$T_P \geq \Delta T_{OFFmin} = \frac{C_r V_o}{i_p} + \frac{L_r}{V_o} i_p \quad (5.29)$$

$$i_p = \sqrt{I_i^2 + \frac{V_o^2}{\rho}} \quad \rho \sqrt{\frac{L_r}{C_j}} \quad (5.30)$$

bağıntıları elde edilir. Buradaki semboller aşağıda açıklanmıştır.

T_D : S 'nin iletme girmesinin S_a 'nın iletme girmesine göre geciktirilme süresi

T_P : S_a 'nın kesime girmesinin S 'nin kesime girmesine göre öne alınma süresi

I_p : L_r endüktansının pik akımı

C_j : S anahtarının ana uçları arasındaki parazitik kapasitörü

Minimum iş periyodu altında yumuşak anahtarlamayı korumak için, (5.30) ifadesi aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$D_{min} T_s \geq \Delta T_{OFFmin} = \frac{C_r V_o}{i_p} + \frac{L_r}{V_o} i_p \quad (5.31)$$

PWM karşılığı ile aynı dönüşüm oranlarını elde etmek için, ΔT_{ONmin} süresi pratik bir dizaynda periyodun normal olarak %10-16'sı kadar olmalıdır. Böylece,

$$T_{ONmin} = \frac{I_{imax} L_r}{V_o} \leq \%10-15 T_s \quad (5.32)$$

elde edilir.

(5.32) nolu denklemden L_r endüktansının değeri bulunabilir. C_r ana anahtarın kesime girmedeki kayıplarını azaltmak için yeterince büyük belirlenebilir. Ayrıca C_r (5.31) eşitliğini de sağlamalıdır. L_r endüktansının yardımı ile ana diyodun ters toparlanma akımı oldukça minimize olur. Bu tür bir devre hafif yükte ve yüksüz çalışmada sınırlamalara sahiptir. Çünkü, ana anahtarın iş periyodu, yüksüz ve hafif yükte iken yardımcı anahtarın iş periyodundan daha kısa olabilir. Yardımcı anahtarın sabit iş periyodu kontrol olmadan çıkış kapasitesini şarj eder.

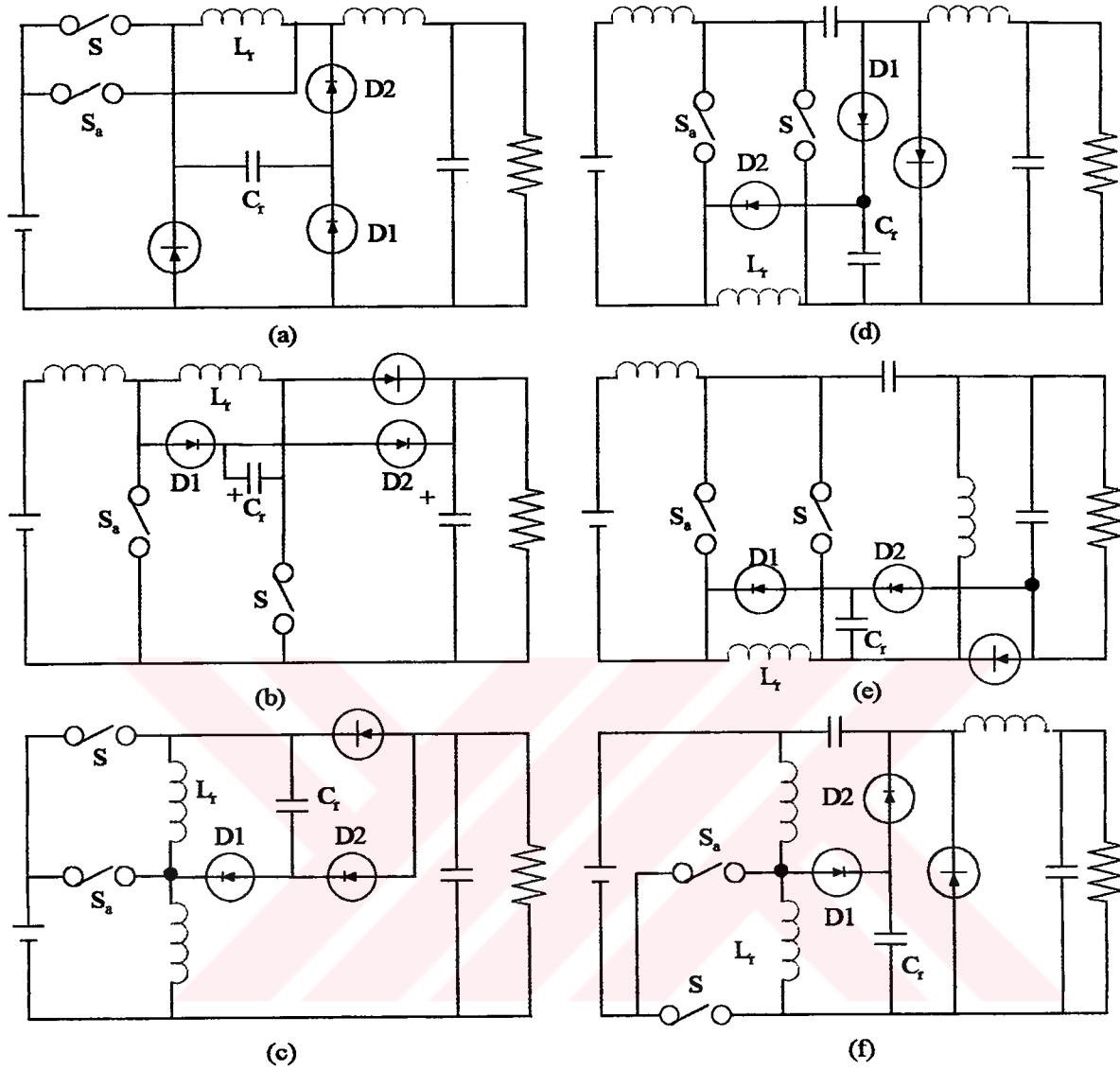
Böyle durumlarda belirli akım ve gerilimdeki sıfır karşılaşmaları taraması yardımcı anahtarın iş peryodunu ayarlamak için gereklidir.

Burada verilen aktif bastırma devresinin kullanılması ile dönüştürücü küçük bir boyutta yapılabilmektedir. Yapılan deneylerde böyle bir aktif bastırma devreli PWM dönüştürücüde ana yükseltici devre için soğutucu 6.6W'lıktır. Yardımcı devre için soğutucu 3W'lıktır. Buna karşılık, aktif bastırmasız devrenin güvenli şekilde çalışabilmesi için 20W'lık bir soğutucu gerekmektedir.

Sıfır gerilim ve sıfır akım anahtarlama aktif bastırma devreli PWM DC/DC dönüştürücünün özellikleri aşağıdaki gibi sıralanabilir.

- Hafif yükten tam yüke kadar dönüştürücüdeki tüm anahtarlama elemanları yumuşak bir biçimde anahtarlanır.
- Daha düşük komütasyon kayıpları ile soğutucunun büyüklüğünde önemli ölçüde azalma sağlanır.
- Yardımcı devrede daha düşük gerilim ve akım stresleri elde edilir.
- Bastırma devresi yapısının eşsiz bir özelliği, L_r ve C_r parametrelerinin dizaynını ayırmasıdır. Böylece L_r ve C_r değerlerinin seçilmesi daha kolay hale gelir.
- Bastırma devresi basittir ve diğer PWM DC/DC dönüştürücülere uygulanabilir.

Bu devrenin dezavantajı, ana güç yolunda bir bastırma endüktansı, bir yardımcı anahtar ve ortak bir sürme devresi gerektirmesidir.



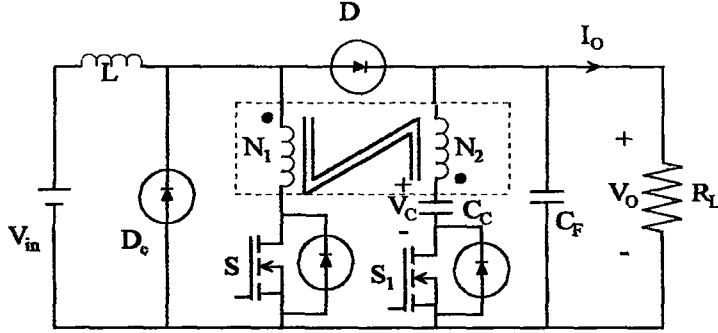
Şekil 5.7 Sunulan aktif bastırma devresinin bütün temel PWM DC/DC dönüştürücülere uygulanması

5.3 Bir İzoleli Aktif Bastırma Devreli Yükseltici Tür DC/DC Dönüştürücü

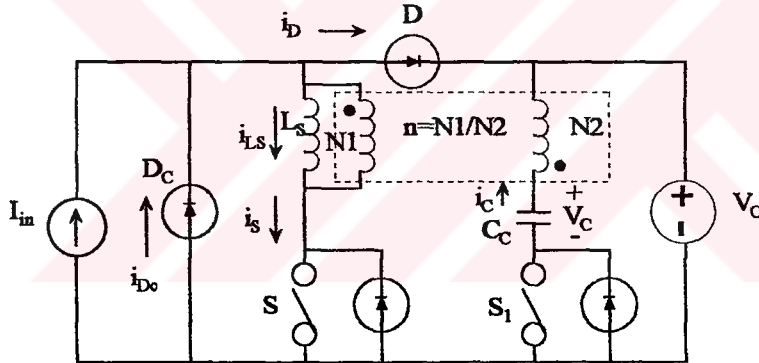
Bu alt bölümde, izoleli bir aktif bastırma devresi kullanılan yükseltici tür bir PWM DC/DC dönüştürücü gösterilmiş ve çalışma prensibi açıklanmıştır (Jovanovic ve Jang, 1999).

Şekil 5.8'de verilen aktif bastırma hücresi bir kuplajlı bastırma endüktansı, bir bastırma kapasitörü ve n-tipi bir MOSFET'ten oluşmaktadır. Geliştirilen bu aktif bastırma devresinin amacı, yükseltici anahtarın iletme girmedeki deşarj kaybı ile yükseltici doğrultucunun ters toparlanma kaybını azaltmaktır. Dönüştürücünün basitleştirilmiş devre şeması Şekil 5.9'da verilmiştir (Jovanovic ve Jang, 1999).

Şekil 5.8'de verilen dönüştürücünün kararlı durum çalışmasında bir periyotta oluşan çalışma aralıklarının eşdeğer devreleri Şekil 5.10'da ve bu aralıklarla ilgili temel dalga şekilleri Şekil 5.11'de verilmiştir.

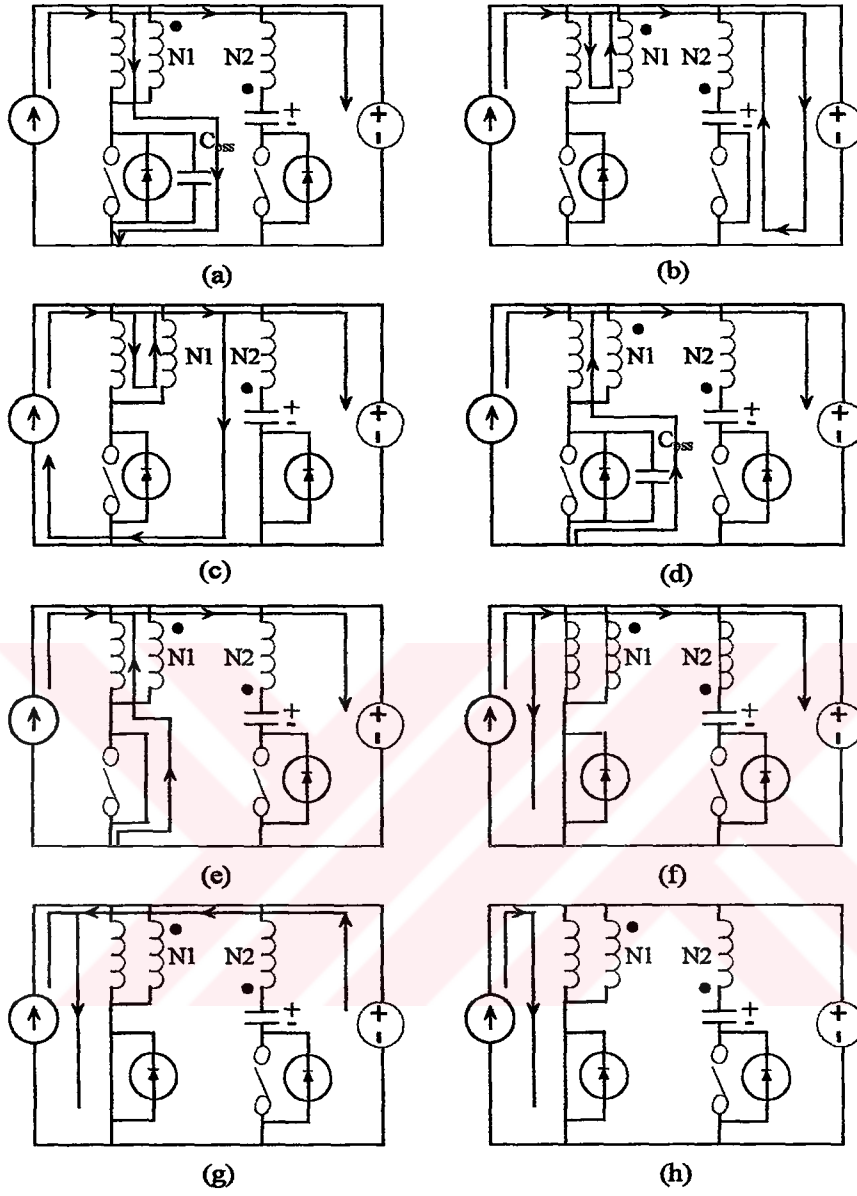


Şekil 5.8 İzoleli aktif bastırma devreli PWM DC/DC yükseltici tür dönüştürücü



Şekil 5.9 Şekil 5.8'de verilen dönüştürücünün basitleştirilmiş devre şeması

Bu devrede kuplajlı bir bastırma endüktansı ile doğrultucu akımının di/dt akım yükselme hızı kontrol edilerek ters toparlanma kayıpları azaltılmaktadır. Bu kuplajlı endüktansın primer sargısı ana anahtar ve doğrultucu ile seri bağlanmıştır. Ayrıca, bu kuplajlı endüktansta depolanan enerji, ana anahtar iletme girmeden önce onun kapasitansını deşarj etmek için kullanılmıştır. Bunun sonucunda, iletme girmedeki kapasitif anahtarlama kaybı da azaltılmaktadır. Yardımcı anahtar ve bastırma kapasitörünün seri bağlantısı, ana anahtar kesime girdiğinde bastırma endüktansı enerjisinin sekonder sargıları üzerinden çıkışa deşarjını sağlar. Burada incelenen teknik, izoleli veya izolesiz bütün dc/dc dönüştürücülere uygulanabilir.

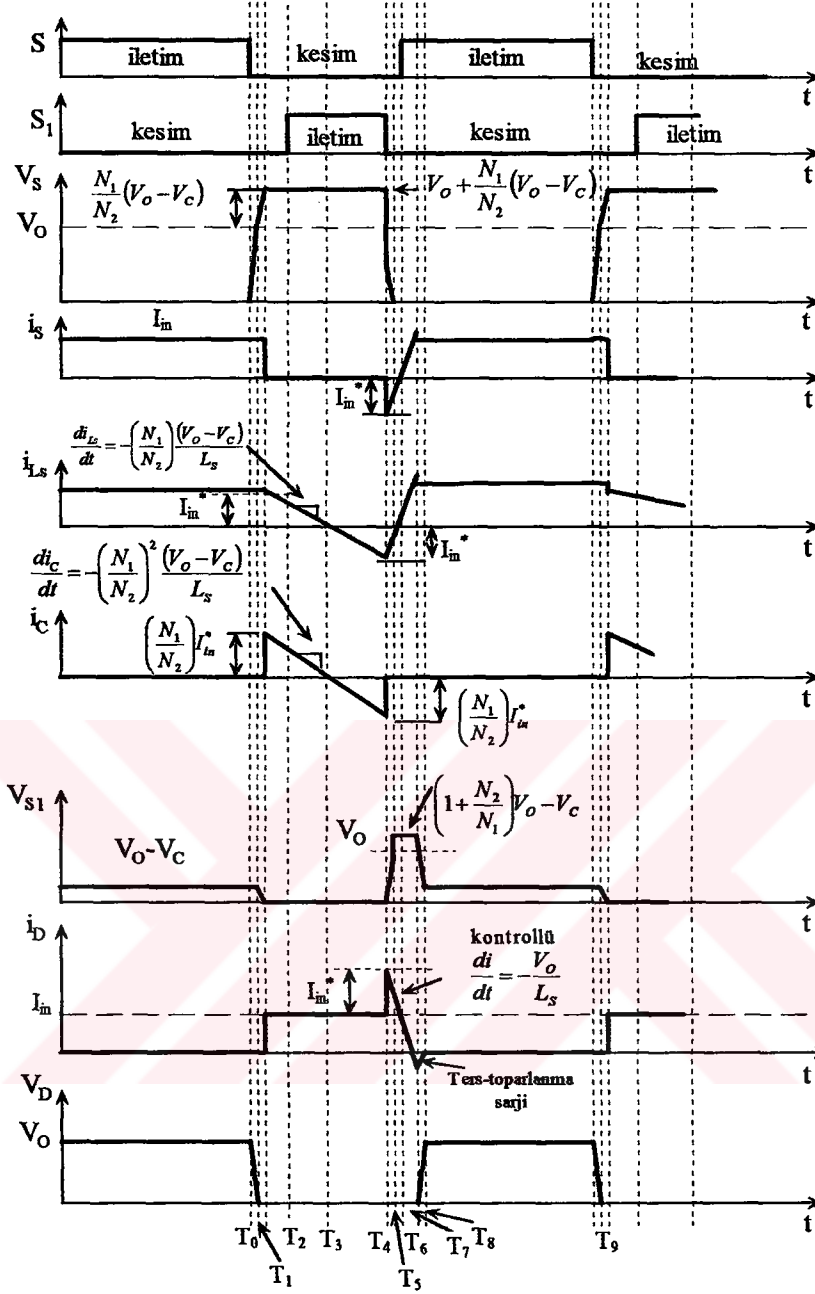


Şekil 5.10 Şekil 5.9’da verilen dönüştürücüde çalışma aralıklarının eşdeğer devreleri

Devrenin Çalışma Prensibi

Şekil 5.9'daki devrede ana anahtar iletime girdiğinde doğrultucunun di/dt oranını kontrol etmek için, primer sargıları (N_1) ana anahtar ve doğrultucu ile seri bağlı olan bir kuplajlı bastırma endüktansı kullanılmıştır. Yardımcı anahtar S_1 , bastırma kapasitörü C_c ve kuplajlı endüktansın sekonder sargıları (N_2)seri bağlanarak, S_1 iletimden çıktıktan sonra endüktansta depolanan enerjinin çıkışa deşarj olması sağlanmıştır. D_c diyodu D 'nin anodunu negatif bara ile birleştirerek, bastırma endüktansı ve D doğrultucusunun C_D parazitik kapasitansı arasındaki çınlamayı elemine etmektedir (Jovanovic ve Jang, 1999).

Devre analizini kolaylaştırmak için, yükseltme endüktansı L 'nin büyük olduğu ve I_{in} giriş akımının sabit olduğu kabul edilmiştir. Ayrıca, V_o çıkış geriliminin sabit olduğu ve bütün yarı iletken elemanların ideal olduğu kabul edilmiştir. MOSFET'lerin çıkış kapasitansı ve doğrultucunun ters toparlanma şarjı da ihmal edilmiştir. Analiz için, kuplajlı endüktans, mıknatıslanma endüktansı L_s ve $n=N_1/N_2$ dönüştürme oranına sahip ideal bir transformatör olarak modellenmiştir.



Şekil 5.11 Şekil 5.9’da verilen dönüştürücüde çalışma aralıkları ile ilgili temel dalga şekilleri

Şekil 5.11’den görülebildiği gibi anahtarlar aynı anda iletimde değildirler. Gerçekte, yükseltici güç katının normal çalışması ve yumuşak anahtarlama imkanı tanıyan ters toparlanma ile ilgili kayıpları azaltan çalışma için, S ve S1 anahtarlarının ilettime girmeleri arasında uygun ölü zamanlar gereklidir. Ana anahtar S’nin $t=T_0$ ’da kesime girmesinden önce, tüm giriş akımı L_s endüktansı ve S anahtarı üzerinden akmaktadır. Aynı anda, D doğrultucusu uçlarında çıkış gerilimi V_o ’a eşit bir ters gerilim mevcuttur. Yardımcı anahtar S1’de kesimdedir ve $V_o - V_c$ gerilimini tutmaktadır. Burada V_c , bastırma kapasitörü C_c uçlarındaki gerilimdir.

S anahtarının $t=T_0$ 'da kesime girmesinden sonra, Şekil 5.10(a)'da görüldüğü gibi S üzerinden akan akım anahtarın C_{oss} parazitik kapasitansına aktarılır. Bunun bir sonucu olarak, S anahtarı uçlarındaki gerilim sabit I_{in} akımıyla şarj nedeniyle lineer olarak artar. Aynı zamanda, yükseltici doğrultucu D uçlarındaki V_D gerilimi sıfıra doğru azalır. V_D 'nin V_o geriliminden sıfıra düşmesi esnasında, L_s endüktansı uçlarındaki gerilim V_o-V_c 'de kalır. S anahtarı uçlarındaki gerilim V_o 'a ulaştığında doğrultucu diyot D ilettime girer. Daha sonra, yardımcı anahtarın gerilimi V_o-V_c 'den sıfıra doğru azalmaya başlar. V_s gerilimi V_o 'a ulaştıktan sonra da i_{L_s} akımı C_{oss} 'i şarj etmeyi sürdürdüğünden, V_s gerilimi V_o 'ın üzerinde artmaya devam eder. Şekil 5.11'de görüldüğü gibi, L_s uçlarında negatif bir gerilimin oluşması bu endüktans akımının azalmaya başlamasına neden olur. Bu kademe, $t=T_1$ 'de, yardımcı anahtar gerilimi V_{S1} sıfıra ulaştığında veya S1 anahtarının antiparalel diyodu ilettime girdiğinde sona erer. Bu anda, geriye kalan endüktans akımı i_{L_s} , manyetik kuplaj üzerinden C_c bastırma kapasitörüne aktarılır. Bastırma kapasitörü akımının genliği $i_c = (N_1/N_2) i_{L_s} = n i_{L_s}$ ile ifade edilir ve bu akım bastırma endüktansı akımı ile orantılıdır. Ayrıca, $t=T_1$ 'de, S anahtarının gerilimi

$$V_s = V_o + \underbrace{\left(\frac{N_1}{N_2} \right) (V_o - V_c)}_{V_{L_s}} \text{ 'lik maksimum değerine ulaşır.}$$

Şekil 5.10(b)'de gösterilen kademe esnasında, i_{L_s} endüktans akımı L_s 'de depolanan enerji bastırma kapasitörüne aktarılırken azalmaya devam eder. C_c 'nin kapasitansı büyükse, kapasitör gerilimi V_c hemen hemen sabittir ve hem i_{L_s} hem de i_c azalır. Diğer bir ifade ile, i_{L_s} ve i_c bir rezonans biçiminde azalır. Bu kademe $t=T_3$ 'de, i_c sıfıra ulaştığında ve S1 anahtarının antiparalel diyodu iletimden çıktığında sona erer. S1 anahtarının sıfır gerilimde anahtarlanması için, S1'in antiparalel diyodu iletimde iken yani $t=T_3$ 'ten önce S1 'in iletim sinyali başlamalıdır. (Jovanovic ve Jang, 1999).

i_{L_s} endüktans akımı, Şekil 5.10(c)'de görüldüğü gibi S1 anahtarının transistörü üzerinden ters yönde $t=T_3$ 'ten sonra da akmaya devam eder. Bu aralık S1 yardımcı anahtarı kesime girdiğinde $t=T_4$ 'te sona erer.

$t=T_4$ 'te, S1 anahtarı kesime girdiği zaman, bastırma kapasitörü akımı i_c akışı biter. Çünkü N_2 sargısı üzerindeki akım da N_1 sargısına yansıyan akım da sıfırdır. Şekil 5.10(d)'de gösterildiği gibi, I_{L_s} akımı ana anahtar S'in çıkış kapasitansı C_{oss} üzerinden akmasını kuvvetlendirir. Ayrıca, $t=T_4$ 'te, S1 yardımcı anahtarın gerilimi ve ana doğrultucunun akımı i_D ani olarak

sırasıyla sıfırdan $V_o - V_c$ 'ye ve I_{in} 'den $I_{in} + I_{in}^*$ 'e artar. Bu kademede i_{L_s} akımı C_{oss} 'i deşarj ettiğinden, ana anahtar gerilimi V_s , $V_o + (N_1/N_2)(V_o - V_c)$ 'den sıfıra düşer. Aynı anda, Şekil 5.11'de gösterildiği gibi, i_{L_s} sıfıra doğru artar ve i_D akımı I_{in} 'e doğru azalır.

V_s 'nin sıfıra azalıp azalmayacağı $t=T_4$ 'te L_s endüktansında depolanan enerjiye bağlıdır. Bu enerji, C_{oss} 'i $V_o + (N_1/N_2)(V_o - V_c)$ 'den sıfıra deşarj etmek için gereken enerjiden büyük ise yani aşağıdaki ifade sağlanırsa,

$$\frac{1}{2}L_s [i_{L_s}(t=T_4)]^2 \geq \frac{1}{2}C_{oss} \left[V_o + \frac{N_1}{N_2}(V_o - V_c) \right]^2 \quad (5.33)$$

V_s gerilimi sıfıra düşer. Aksi halde, V_s sıfıra düşmez ve ana anahtar V_s minimum değerine ulaştığında hemen iletme girmemişse V_o seviyesi civarında salınmaya çalışır.

Endüktans enerjisinin C_{oss} 'i sıfıra deşarj etmek için yeterli olduğu kabul edilirse, V_s gerilimi $t=T_6$ 'da sıfıra ulaşır, buna karşılık endüktans akımı i_{L_s} hala negatiftir. Sonuç olarak, Şekil 5.10(e)'de görüldüğü gibi, S'nin antiparalel diyodu iletme girer. S'nin antiparalel diyodu ve D doğrultucusunun aynı anda iletimde olmasından dolayı, V_o L_s sabit çıkış gerilimi endüktansına uygulanır, bu sayede endüktans akımı i_{L_s} sıfıra doğru lineer olarak artar. S anahtarının sıfır gerilimde anahtarlanması (ZVS) sağlamak için, S'nin antiparalel diodunun iletimde olduğu ($T_6 - T_6$) zaman aralığı esnasında S anahtarı transistörünün de iletme girmesi gereklidir. Bu aralık esnasında S'nin transistörü iletme girerse, Şekil 5.10(f)'de görüldüğü gibi, i_{L_s} akımı $t=T_6$ 'dan sonra lineer olarak artmaya devam eder. Aynı zamanda, doğrultucu diyot akımı i_D lineer olarak azalır. i_D 'nin azalma hızı L_s endüktansının değerine bağlıdır, bu durum,

$$\frac{di_D}{dt} = -\frac{V_o}{L_s} \quad (5.34)$$

şeklinde ifade edilebilir.

Toplam kayıpları ve ters toparlanma şarjını azaltmak için, uygun bir L_s endüktansı değeri seçilmelidir. Genel olarak, daha düşük bir di/dt oranı sağlayan büyük bir endüktans, ters-toparlanma birleşik kayıplarını azaltarak daha fazla bir verim sağlar.

i_{L_s} akımının lineer olarak artması, bu akımın değeri giriş akımı I_{in} 'e ulaştığında ve doğrultucu diyot akımı i_D sifıra düştüğünde, $t=T_7$ 'de durmalıdır. Ayrıca, kalan depolanmış şarjdan dolayı, doğrultucu diyot akımı i_D Şekil 5.10(g)'de gösterildiği gibi ters yönde akar, ve Şekil 5.11'den görülebildiği gibi I_{in} seviyesi üzerinde anahtar akımında bir aşırılık oluşur. L_s olmadığında, bu ters toparlanma akımı daha da artar. Doğrultucu diyot $t=T_8$ 'de tam olarak toparlanır ve $t=T_9$ 'da yeni anahtarlama periyodu başlayana kadar tüm giriş akımı S anahtarı üzerinden akar (Şekil 5.10(h)).

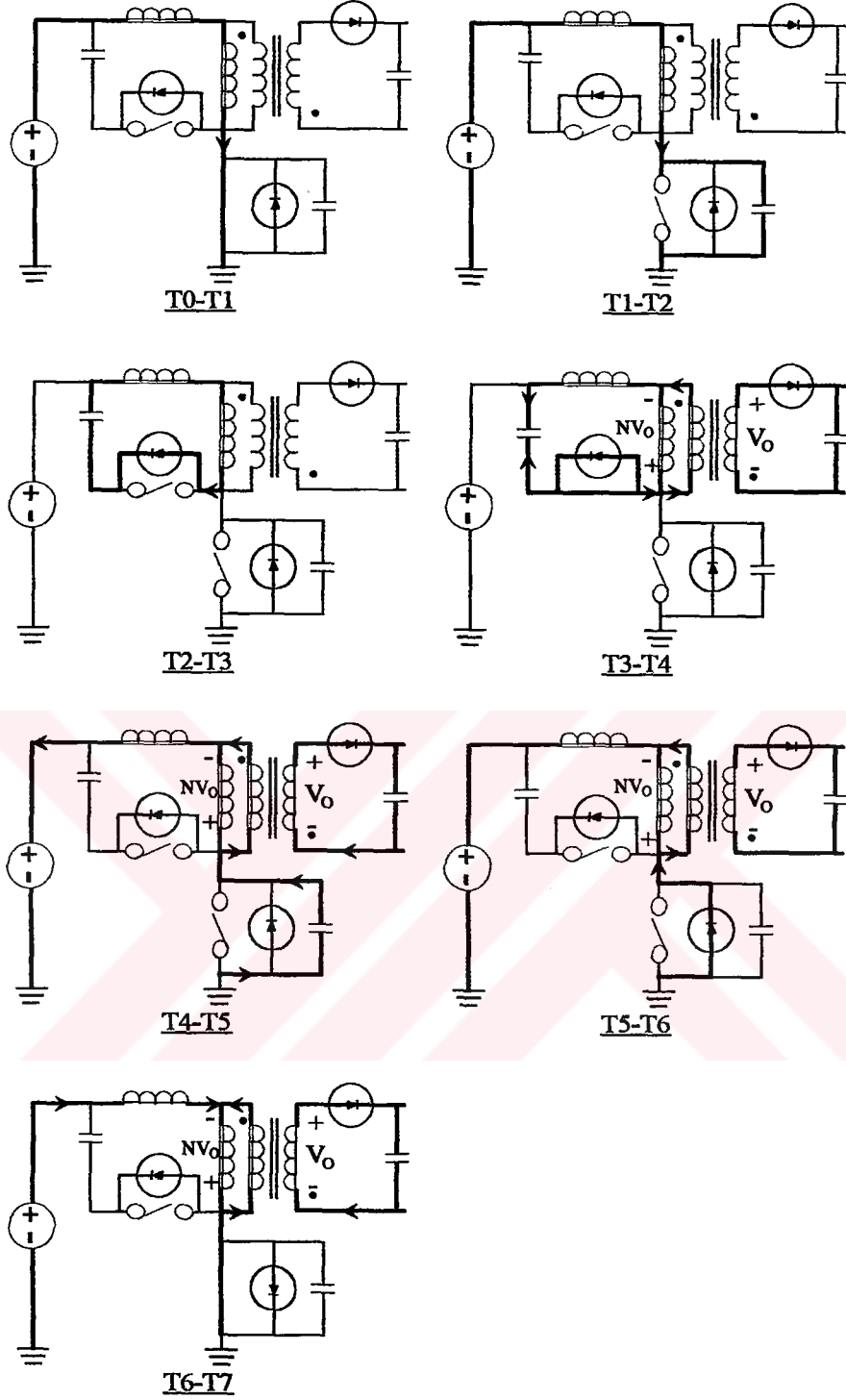
Bunun yanı sıra, depolanan şarjın hızlı toparlanan doğrultucu D diyodunun gerilim tutmasından önce şebekeye geri aktarılması gereklidir. Doğrultucu ayrıca bir jonksiyon kapasitansına sahiptir. Bu kapasitans çalışma prensibi açıklanırken ihmal edilmişti. Bununla birlikte, pratik bir yükseltme devresinde bu kapasitans ile bastırma endüktansı birbirini etkiler ve doğrultucu toparlandıktan sonra doğrultucu geriliminde arzulanmayan bozulmalar oluşur. Şekil 5.8'de gösterilen D_c bastırma diyodu ile bu bozulmalar ve çınılamalar tamamen elimine edilebilir.

Bu izoleli aktif bastırma devreli yükseltici tür dönüştürücünün dizaynında aşağıdaki hususlara dikkat edilmesi gereklidir.

- Dönüştürücüdeki S ana anahtarının ZVS ile çalışmasının sağlanması için, S1 yardımcı anahtarının kesime girdiği anda L_s 'de depolanan enerjinin S anahtarının C_{oss} çıkış kapasitansını $V_o + (N_1/N_2)(V_o - V_c)$ 'den sifıra deşarj etmek için gerekli enerjiye eşit veya daha büyük olması gereklidir. L_s endüktansında depolanan enerji yük akımının karesi ile orantılı olduğundan, hafif yüklere göre ağır yüklerde ZVS durumunun elde edilmesi daha kolaydır.
- S1 yardımcı anahtarı hemen hemen tüm yük aralığında ZVS ile çalışır. Çünkü S1 yardımcı anahtarı L endüktansında depolanan enerjiyi kullanır. Bu enerji, onun çıkış kapasitansını deşarj etmek için gerekli olan enerjiden daha büyüktür.
- Ters toparlanma ile oluşan kayıpları azaltmak için, hızlı diyotların di/dt oranları yaklaşık olarak $100A/\mu s$ 'nin altında tutulmalıdır.
- Bastırma endüktansı L_s pratik olarak $2\mu H$ ile $20\mu H$ aralığında olmalıdır.
- S ana anahtarı ve S1 yardımcı anahtarı üzerindeki gerilim baskısı normal dönüştürücülere oranla daha fazladır. Bu gerilim baskılarına engel olmak için kapasitör C_c 'nin gerilimi V_c seviyesine uygun olarak seçilmelidir.

transferini sağlar. Bu dönüştürücünün dezavantajı ise, anahtarlama bileşenlerinin oldukça yüksek akım ve gerilim baskılarına maruz kalmasıdır. Kesintili iletim modunda çalışıldığında, bu dönüştürücülerde yüksek pik ve RMS akımların oluşması bilinen bir problemdir. Bir ilave olarak, primer anahtarında görülen yüksek kesime girme gerilimi ve gerilim dalgalanmasını sınırlamak için bir RCD bastırma devresinin kullanılmasını gerektirir. RCD bastırma devresinin kötü yanı, transformatörün kaçak endüktansında biriken enerjinin RCD bastırma direncinde harcanmasıdır. Bu dezavantaj RCD bastırma devresi yerine bir aktif bastırma devresi kullanılarak aşılabilir. Aktif bastırma devresi, güç anahtarı uçlarında minimum kesime girme geriliminin oluşması yanında transformatör kaçak enerjisinin tekrar geri kazanılmasını da sağlar. Bunların yanında aktif bastırma devresi, güç anahtarının sıfır gerilimde anahtarlama ve çıkış doğrultucusunun di/dt akım yükselme hızının azaltılmasını da sağlar. Sonuç olarak, anahtarlama kayıpları ve çıkış anahtarlama gürültüsü azalır. Kullanışlı bir çalışma bölgesi üzerinde yumuşak anahtarlama karakteristiklerini elde etmek için, aktif bastırma döngüsüne genel olarak küçük bir rezonans endüktansının eklenmesi gereklidir.

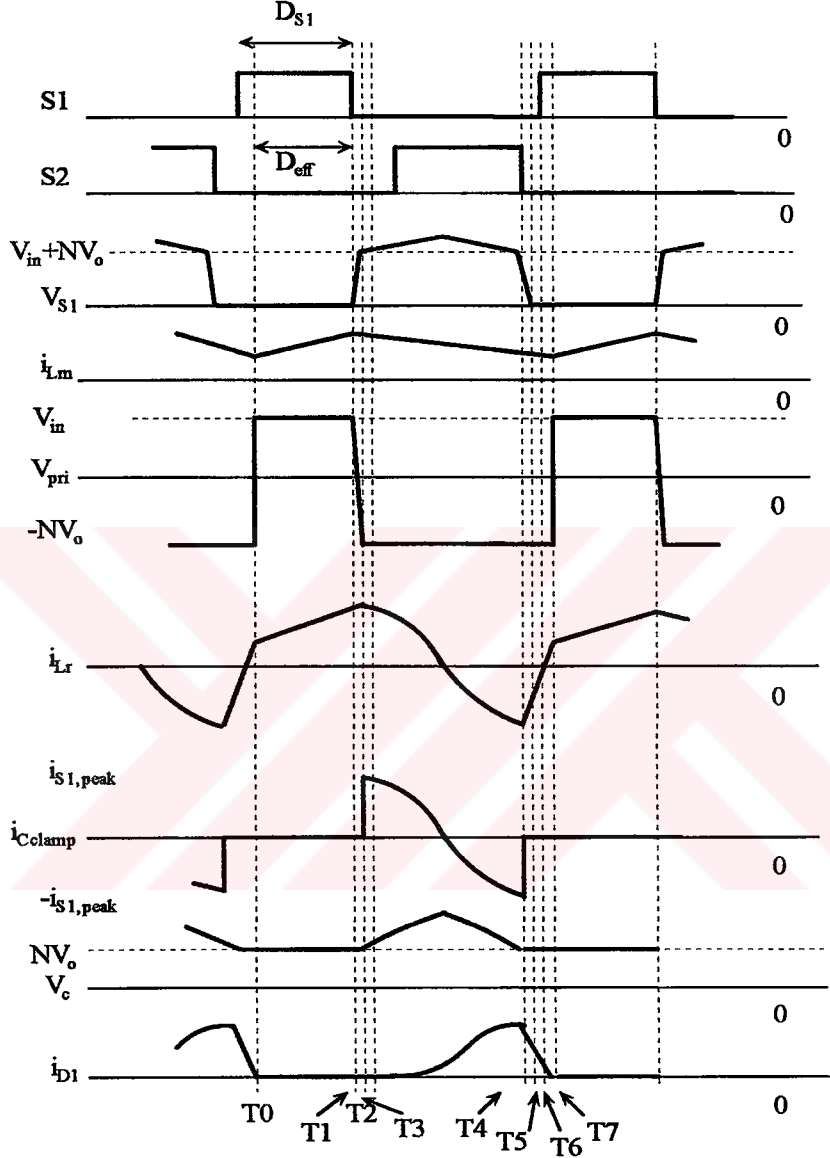
Şekil 5.12’de verilen dönüştürücünün kararlı durum çalışmasında bir periyotta oluşan çalışma aralıklarının eşdeğer devreleri Şekil 5.13 ve bu aralıklarla ilgili temel dalga şekilleri Şekil 5.14’te verilmiştir.



Şekil 5.13 Şekil 5.12’de verilen dönüştürücüde çalışma aralıklarının eşdeğer devreleri

Çift yönlü mıknatıslanma akımı ile çalışan geri dönüşlü tür dönüştürücülerde, çift yönlü mıknatıslanma akımı, her bir anahtarlama periyodunun bir kısmında geri dönüş transformatörü akımının negatif olması anlamına gelir. Negatif mıknatıslanma akımı, primer anahtar kapasitansını deşarj etmek ve ZVS elde etmek için kullanılabilir. Bu dönüştürücüde rezonans

endüktansının varlığı, çıkış doğrultucusunun kesime girmede yumuşak olarak anahtarlanmasına yardım eder. Bu, çıkış gürültüsü ve doğrultucunun anahtarlama kayıplarının azalması ile sonuçlanır.



Şekil 5.14 Şekil 5.12’de verilen dönüştürücüde çalışma aralıkları ile ilgili temel dalga şekilleri

Aktif Bastırma Devreli Geri Dönümlü Dönüştürücünün Çalışma Analizi

Şekil 5.12’de verilen geri dönüşlü dönüştürücüde, transformatör, mıknatıslanma ve kaçak endüktansların yer aldığı eşdeğer devre modeli ile gösterilmiştir. S1 ve S2 anahtarları dahili diyotları ile birlikte gösterilmiştir. S1 anahtarının sıfır gerilimde anahtarlanmasını sağlayan L_r ve C_r arasındaki rezonanstır. Aktif bastırma devresi, anahtarın gerilim baskısını azaltır,

transformatör kaçak enerjisinin geri kazanılmasına olanak tanır ve devredeki anahtarların sıfır gerilimde anahtarlanmasını sağlar. Aktif bastırma devresi bu avantajları yanında ilave güç kayıplarına ve kontrol devresi karmaşıklığının artmasına yol açar.

Devrenin analizini kolaylaştırmak için, aşağıdaki kabuller yapılmıştır.

- Anahtarlama bileşenleri idealdir,
- Mıknatıslanma akımı daima sıfırdan farklıdır ve pozitifdir,
- L_r rezonans endüktansı (transformatörün kaçak endüktansları dahil) L_m transformatör mıknatıslanma endüktansından daha küçüktür (Tipik olarak L_r , L_m 'nin %6 ile %10'u kadardır).
- C_r 'nin tamamen deşarj olması için L_r 'de depolanan enerji yeterlidir.

Yedi çalışma aralığında yapılan analiz aşağıda verilmiştir.

T₀-T₁: T₀'da, S1 anahtarı iletimdedir ve yardımcı anahtar S2 kesimdedir. Çıkış doğrultucusu ve S2'nin dahili diyodu ters bir gerilimle tutulmaktadır. Mıknatıslanma endüktansı (rezonans endüktansı ile birlikte) lineer olarak şarj olur.

T₁-T₂: T₁'de, S1 kesime girer. C_r mıknatıslanma akımıyla şarj olur (bu akım rezonans endüktansı üzerindeki akıma eşittir). C_r esasen bir rezonans davranışı ile şarj olur ve şarj süresi çok kısadır, bu nedenle şarjın lineer olduğu kabul edilebilir.

T₂-T₃: T₂'de, C_r S2'nin ters paralel diyodu iletime girene kadar şarj olur ($V_{DS}=V_m+V_c$). Bastırma kapasitörü, L_r uçlarındaki gerilimi ve transformatör mıknatıslanma endüktansı gerilimini V_c 'de tutar ($\cong NV_o$) C_{clamp} C_r 'den daha büyük olduğundan, neredeyse mıknatıslanma akımının hepsi bastırma kapasitörünü şarj etmek için yön değiştirir. Burada,

$$V_{pri} = -V_c \frac{L_m}{L_r + L_m} \quad (5.34)$$

bağıntısı geçerlidir.

T₃-T₄: T₃'te, V_{pri} 'nin düştüğü bu noktada, transformatörün sekonder gerilimi D1'i ileri yönde kutuplanması için yeterlidir. Transformatör primer gerilimi, çıkış kapasitansı (çok büyüktür) yaklaşık olarak NV_o 'a sabitlenir. L_r ve C_{clamp} kapasitesi arasında rezonans başlar.

S2'de ZVS'yi elde etmek için, $I_{C_{clamp}}$ akımı yön değiştirmeden önce S2'nin sürme sinyali başlatılmalıdır.

T_4 - T_5 : S2 yardımcı anahtarı T_4 'te kesime girmelidir, devreden C_{clamp} etkili şekilde ayrılır. Yeni bir rezonans devresi, rezonans endüktansı ve MOSFET parazit kapasitansları arasında biçimlenir. Transformator primer gerilimi C_r kapasitesi deşarj olurken NV_o 'da tutulur.

T_5 - T_6 : L_r 'de depolanan enerji C_r 'de depolanan enerjiden büyük olduğundan, T_5 'te, C_r tamamen deşarj olarak S1'in dahili diyotu ilettime girer. Rezonans endüktansı uçlarındaki gerilim $V_{in}+NV_o$ 'da bastırılmış olur. Böylece çıkış doğrultucu diyodunun akım azalma hızı küçük bir değerde tutulur. Bu akım azalma hızı,

$$\frac{di_{D1}}{dt} = -N \left(\frac{NV_o}{L_m} + \frac{V_{in} + NV_o}{L_r} \right) \quad (5.35)$$

olarak ifade edilebilir. $L_m \geq L_r$ için bu ifade aşığıdaki şekilde yazılabilir.

$$\frac{di_{D1}}{dt} \cong N \left(\frac{V_{in} + NV_o}{L_r} \right) \quad (5.36)$$

Bu aralık esnasında S1 anahtarı sıfır gerilim koşulları altında ilettime girebilir.

T_6 - T_7 : S1 ilettime girer ve rezonans endüktansı akımı artarken sekonder akımı azalır. T_7 'de, sekonder akımı sıfıra iner. Çünkü, rezonans endüktansı akımı mıknatıslanma akımına eşit olur ve D1 ters kutuplanarak transformator primer geriliminin yön değiştirmesine olanak verir. Mıknatıslanma ve rezonans endüktansları lineer olarak yeniden şarj olmaya başlar ve yeni bir anahtarlama peryoduna geçilir (T_7 - T_0).

Yumuşak Anahtarlama Geri Dönüştürücünün Dizayn Hususları

- S2 anahtarının kesime girmesi ve S1'in ilettime girmesi arasındaki gecikme süresi ZVS için kritiktir. Bu sürenin optimum değeri, L_r ve C_r arasındaki rezonans peryodunun dörtte biri olup, aşığıda verilmiştir.

$$T_{gecikme} = \frac{\pi}{2} \sqrt{L_r C_r} \quad (5.37)$$

- S1/S2 zamanlamasına ek olarak, anahtar kapasitansının tam olarak deşarj olabilmesi için rezonans endüktansında yeterli bir enerjinin var olması gereklidir. Bu gereksinim T_4 anında geçerlidir. Bu durum,

$$E_{Lr} \geq E_{Cr} \Big|_{S2turn-off} \quad (5.38)$$

şeklinde ifade edilebilir.



6.SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Aktif bastırma devrelerinin PWM DC/DC dönüştürücüler üzerine uygulanmasının sağladığı faydalar aşağıdaki gibi özetlenebilir.

- Yarı iletken elemanlar üzerinde düşük akım ve gerilim baskıları elde edilir,
- Anahtarlama geçişleri sıfır akım ve sıfır gerilime yakın seviyelerde yapılabilir,
- Anahtarlama kayıpları önemli ölçüde azalır ,
- Devrede kullanılan soğutucu elemanların boyutları önemli ölçüde azalır.
- Herhangi bir tür dc/dc dönüştürücü üzerinde incelenen aktif bastırma devresi, küçük değişiklikler ile diğer dönüştürücü türlerinede uygulanabilir,
- Aktif bastırma devresi yapısında kontrollü bir yarı iletken eleman olduğu için dönüştürücü devre üzerinde daha detaylı bir kontrol imkanı elde edilir.

Aktif bastırma devresi tasarımı yapılırken, devrenin sağladığı yararlar ile birlikte, devrenin yapısı, maliyeti, kontrol stratejisi, hat ve yük çalışma aralıkları arasında iyi bir uyumun sağlanmasına özen gösterilmelidir.

Bu çalışmada, önce temel PWM DC/DC dönüştürücüler, sonra genel olarak yumuşak anahtarlama teknikleri ve bastırma devreleri ele alınmış, daha sonra aktif bastırma devrelerine yer verilmiş ve önemli bastırma devresi örneklerinin detaylı olarak analizleri yapılmıştır.

Son yıllarda, yüksek frekanslı dc/dc dönüştürücülerde yumuşak anahtarlama ve bastırma devreleri, akademik ve endüstriyel olarak cazibesini gittikçe artırmaktadır. Literatüre dayalı ve teorik olarak gerçekleştirilen bu çalışma ile, bu konuda yapılacak teorik ve pratik çalışmalara yardımcı olmak amaçlanmıştır.

KAYNAKLAR

ELASSER,A., TOREY, D., (1996), "Soft Switching Active Snubbers for DC/DC Converters", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.11, No:5, September.

FERRARO,A., "An Overview Of Low-Loss Snubber Technology for Transistor Converters", Corporate Research and Development General Electric Company Schenectady, N.Y.

GUICHAO,H., CHIN-SHAN,L., JIANG,Y., LEE,F. (1994), "Novel Zero-Voltage-Transition PWM Converters", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.9, No:2, March.

GUICHAO,H., LEE,F. (1995), "Soft-Switching Techniques in PWM Converters", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.42, No:6, December.

GUICHAO,H., LEE,F., YANG, E., JIANG,Y., (1994), "Novel-Zero-Current-Transition PWM Converters", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.09, No:6, November.

JOVANOVIC,M., JANG,Y., (1999), "A New, Soft Switched Boost Converter with Isolated Active Snubber", IEEE Transaction nn Industry Applications, Vol.35, No:2, March/April.

JOVANOVIC,M., (1998), "A Technique for Reducing Rectifier Revers-Recovery Relayed Losses in High Power Boost Converters", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.13, No:5, September.

MANOEL,C., BARBLI., (1997), "A Family of ZvS-PWM Active-Clamping DC-to-DC Converters Synthesis, Analysis, Design and Experimentation", IEEE Transactions on Circuit and System-1, Fundamental Theory And Applications, Vol.44, No:8, August.

STEPHAN,J., BARRY,W., TIM,G., (1996), "RCD Snubber Revisited", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.32, No:1, January/February.

TSENG,C., CHEN,C., (1998), "Novel ZVT-PWM Converters with Active Snubbers", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.13, No:5, September.

WATSON,R., LEE,F., GUICHAO,H., (1996), "Utilization of an Active-Clamp Circuit to Achieve Soft Switching in Flyback Converters", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.11, No:1, January.

ZHU, J., (1995), "Zero-Voltage and Zero-Curent –Switched PWM DC/DC Converters Active Snubber", IEEE Transactions on Industrial Applications , Vol.35, No:6 November.

ÖZGEÇMİŞ

Doğum tarihi	01.03.1977	
Doğum yeri	İstanbul	
Lise	1991-1994	İhsan Mermerci Lisesi
Lisans	1994-1998	Yıldız Üniversitesi Elektrik Elektronik Fak. Elektrik Mühendisliği Bölümü
Yüksek Lisans	1998-	Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı
Çalışma	1999-2000	DAL Elektrik
	2000-	AKTİF Mühendislik Dış.Tic.Ltd.Şti.

