

T.C.
YÜZÜNCÜ YIL ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

**YUMUŞAK ANAHTARLAMALI ÇİFT KATLI YÜKSELTEN DA-DA
DÖNÜŞTÜRÜCÜ TASARIMI, ANALİZİ VE UYGULAMASI**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

HAZIRLAYAN: Yavuz KOÇ
DANIŞMAN: Doç. Dr. Naci GENÇ

VAN-2015

T.C.
YÜZÜNCÜ YIL ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

**YUMUŞAK ANAHTARLAMALI ÇİFT KATLI YÜKSELTEN DA-DA
DÖNÜŞTÜRÜCÜ TASARIMI, ANALİZİ VE UYGULAMASI**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

HAZIRLAYAN: Yavuz KOÇ

VAN-2015

KABUL VE ONAY SAYFASI

Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı'nda Doç. Dr. Naci GENÇ danışmanlığında, Yavuz KOÇ tarafından sunulan “**Yumuşak Anahtarlama Çift Katlı Yükselten DA-DA Dönüştürücü Tasarımı, Analizi ve Uygulaması**” isimli bu çalışma Lisansüstü Eğitim ve Öğretim Yönetmeliği'nin ilgili hükümleri gereğince 15/07/2015 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından oy birliği / oy çokluğu ile başarılı bulunmuş ve Yüksek Lisans tezi olarak kabul edilmiştir.

Başkan : Prof. Dr. Sabir RÜSTEMLİ İmza:

Üye : Doç. Dr. Naci GENÇ İmza:

Üye : Yrd. Doç. Dr. Özkan ATAN İmza:

Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu'nun/...../2015 tarih ve sayılı kararı ile onaylanmıştır.

...../...../2015

Prof. Dr. Suat ŞENSOY

Enstitü Müdür

TEZ BİLDİRİMİ

Tez içindeki bütün bilgilerin etik davranış ve akademik kurallar çerçevesinde elde edilerek sunulduğunu, ayrıca tez yazım kurallarına uygun olarak hazırlanan bu çalışmada bana ait olmayan her türlü ifade ve bilginin kaynağına eksiksiz atıf yapıldığını bildiririm.

Yavuz KOÇ

ÖZET

YUMUŞAK ANAHTARLAMALI ÇİFT KATLI YÜKSELTEN DA-DA DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN TASARIMI, ANALİZİ VE UYGULAMASI

KOÇ, Yavuz

Yüksek Lisans Tezi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Tez Danışmanı: Doç. Dr. Naci GENÇ

Mart 2015, 85 sayfa

Bu çalışmada, özellikle PV ve yakıt hücrelerinin sahip olduğu düşük çıkış gerilim seviyesinden yüksek bir çıkış gerilimi elde etmek ve sert anahtarlama sonucu meydana gelen anahtar kayıplarını elemine etmek amacıyla çift katlı yükselten yumuşak anahtarlamalı DA-DA dönüştürücü devre tasarımı yapılmıştır. Tasarlanan dönüştürücünün kontrolünde PI kontrol yöntemi kullanılmıştır. Klasik yükselten dönüştürücüde yüksek çıkış gerilimi elde etmek için görev çarpanı artırılması çeşitli problemler ortaya çıkartmaktadır. Düşük görev çarpanında yüksek çıkış gerilimi elde etmek için çift katlı yükselten dönüştürücü devre modeli kullanılmıştır. Bu çalışmada, çift katlı yükselten devre modeliyle devrenin maliyeti ve büyüklüğü düşürülmüş ve kontrol kolaylığı sağlanmıştır. Tasarlanan dönüştürücüde ana devrenin güç anahtarı, güç diyotları ve yardımcı devrenin güç anahtarı ZVT, ZVS ve ZCS gibi yumuşak anahtarlama yöntemlerinden en az biri ile yumuşak anahtarlanmaktadır.

Bu tez kapsamında, tasarlanan çift katlı yükselten dönüştürücü devresinin benzetim çalışmaları için Simplorer ve Orcad-PSpice programları kullanılmıştır. Tasarlanan dönüştürücü için yapılan uygulama çalışmasının sonuçları benzetim programıyla elde edilen sonuçlarla uyumlu olduğu görülmüştür.

Anahtar kelimeler: Çift katlı yükselten dönüştürücü, Yumuşak anahtarlama, PI (Proportional Integrated) kontrol

ABSTRACT

DESIGN, ANALYSIS AND APPLICATION OF SOFT SWITCHING DOUBLE BOOST DC-DC CONVERTER

KOÇ, Yavuz

Msc. Thesis, Electrical and Electronics Engineering Department

Supervisor : Assoc. Prof. Dr. Naci GENÇ

January 2015, 85 pages

In this study; soft switching double boost DA-DA converter is accomplished to get a high output voltage from low output voltage obtained from especially PV and fuel cells and to eliminate hard switching losses of designed converter. PI control method has been used in the designed converter. Increasing the duty cycle to obtain high output voltage creates various problems. Double boost converter has been used to get a high output voltage at the low duty cycle. the cost and size of the circuit is reduced and ease of control is provided with the use of single switched-double boost converter circuit model. Power switch, power diodes of main circuit and power switch of auxiliary circuit in the designed converter is soft switched at least one of the soft switching methods as ZVT, ZVS, ZCS

In this thesis, simulation studies of designed converter and double boost converters is done with Simplorer and Orcad-pspice programs. Experimental results of Prototype of designed converter was found to be compatible with results of simulation

Key words: Double boost converter, Soft switch, PI control

ÖN SÖZ

Tez çalışmam boyunca beni yönlendiren, bana ilgi gösteren ve emek veren danışman hocam Sayın Doç. Dr. Naci GENÇ'e, bana kaynak sunan ve ilgisini esirgemeyen Yrd. Doç. Dr. Özkan ATAN'a, yardım ve desteklerini esirgemeyen değerli dostlarım Öğr. Gör. İbrahim Halil DİLBER'e, Öğr. Gör. Taner UÇKAN'a, Öğr. Gör. Erdoğan ÖZEL'e, Arş. Gör. Hasan ÜZMUŞ'e ve tüm hayatım boyunca hep arkamda olan aileme en içten teşekkürlerimi sunuyorum.

2015

Yavuz KOÇ

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
ÖZET	i
ABSTRACT	iii
ÖN SÖZ.....	v
İÇİNDEKİLER.....	vii
ÇİZELGELER LİSTESİ	ix
ŞEKİLLER LİSTESİ.....	xi
SİMGELER VE KISALTMALAR	xv
EKLER DİZİNİ.....	xix
1. GİRİŞ.....	1
1.1. Tezin Amacı.....	3
2. LİTERATÜR BİLDİRİŞLERİ	4
3. MATERYAL YÖNTEM.....	9
3.1. Klasik DA-DA Dönüştürücüler	9
3.1.1. Yükselten (Boost) dönüştürücü	10
3.1.4.1. Yükselten dönüştürücüde kapasitör gerilimindeki dalgacık.....	15
3.1.4.1. İndüktör akımının ve kapasitans geriliminin sürekli durum hali.....	15
3.2. Kuplaj İndüktörlü ve/veya Kaskat Yükselten Dönüştürücü	16
3.2.1. Klasik çift katlı yükselten dönüştürücü	19
3.3. Çift Katlı Yükselten Dönüştürücü	21
3.3.1. Çift katlı yükselten dönüştürücüde kapasitör gerilimindeki dalgacık oranı..	28
3.3.2. İndüktör akımının ve kapasitans geriliminin sürekli durum hali.....	29
3.4. Kontrol Yöntemi	30
3.5. Yumuşak Anahtarlama.....	33
3.5.1. Anahtarlama kayıpları	33
3.5.2. Yumuşak anahtarlama kavramı	38
3.6. Önerilen Devrenin Tasarımı ve Analizi	42
3.6.1. Önerilen devrenin durum analizi	42
3.6.2. Önerilen devrenin tasarım kriterleri	50
3.6.2.1. Ana devrenin indüktör ve kapasitör değerlerinin belirlenmesi	50
3.6.2.2. Ana devrede ana anahtarın ve diyotların belirlenmesi	51

3.6.2.3. Yardımcı devre elemanlarının belirlenmesi	52
4. BULGULAR	54
4.1. Çift Katlı Yükselten Dönüştürücü Devresinin PI Kontrollü Benzetimi	54
4.2. Önerilen Devrenin PI Kontrollü Benzetimi	55
4.3. Çift Katlı Yükselten Dönüştürücü Devresinin Orcad-PSpice Programıyla Benzetimi	58
4.4. Önerilen Devrenin Orcad-PSpice Programıyla Benzetimi	63
4.5. Önerilen Devrenin Deneysel Çalışma Sonuçları	71
5. TARTIŞMA VE SONUÇ.....	77
KAYNAKLAR.....	78
EKLER	81
ÖZ GEÇMİŞ.....	85

ÇİZELGELER LİSTESİ

Çizelge	Sayfa
Çizelge 4.1. Önerilen devrenin PI kontrolünün benzetim çalışması için ana ve yardımcı devre parametreleri.....	57
Çizelge 4.2. Tek anahtarlı çift katlı yükselten dönüştürücünün benzetim çalışması için devre parametreleri.....	58
Çizelge 4.3. Önerilen devrenin benzetim çalışması için ana ve yardımcı devre parametreleri.....	64
Çizelge 4.4. Önerilen devrenin deneysek çalışmasında kullanılan ana ve yardımcı devre parametreleri.....	72
Çizelge 4.5. Tasarlanan dönüştürücüde güç anahtarları ve çıkış diyotu için elde edilen yumuşak yöntemleri ve maruz kaldıkları maksimum akım ve gerilimler.....	74

ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil	Sayfa
Şekil 3.1.Klasik tek anahtarlı yükselten devre modeli.	11
Şekil 3.2. Klasik tek anahtarlı yükselten devrenin a-)anahtar iletimde iken, b-) anahtar kesimde iken eşdeğer devre modelleri.	11
Şekil 3.3. Sürekli iletimmodunda çalışan yükselten devrenin akım ve gerilim dalga şekilleri.....	12
Şekil 3.4. Yardımcı devre kullanılan kuplajindüktörlü DA-DA yükselten dönüştürücü (Zhao ve ark., 2001).....	17
Şekil 3.5. Kuplaj indüktörlü yüksek gerilim kazançlı DA-DA dönüştürücü (Torricco ve ark., 2006).....	18
Şekil 3.6. Klasik çift katlı yükselten devre dönüştürücü modeli.	19
Şekil 3.7. a-) Klasik yükselten dönüştürücünün gerilim kazancı b-) Çift katlı yükselten dönüştürücünün gerilim kazancı.	20
Şekil 3.8. a-) Klasik çift katlı yükselten dönüştürücü, b-) Tek anahtarlı çift katlı yükselten dönüştürücü (Lin ve ark., 2008).....	21
Şekil 3.9. Önerilen tek anahtarlı çift katlı yükselten devrenin; a-) anahtar iletimde iken, b-) anahtar kesimde iken eşdeğer devre modelleri.	22
Şekil 3.10. Sürekli iletim modunda çalışan tek anahtarlı çift katlı yükselten devrenin akım ve gerilim dalga şekilleri.	24
Şekil 3.11. Tek anahtarlı çift katlı yükselten dönüştürücü için dijital kontrol şeması.	31
Şekil 3.12. Dijital PI kontrolün blok diyagramı.	33
Şekil 3.13. Klasik yükselten dönüştürücü.	34
Şekil 3.14. M anahtarının bir anahtarlama periyodundaki gerilim, akım ve güç kayıplarını gösteren grafikler (Genç 2010).....	35
Şekil 3.15. Güç diyotunun gerilim ve akım grafikleri (Gürdal, 2000).	36
Şekil 3.16. a-) Rezonanssız, b-) rezonanslı bastırma devre şekilleri (Huang ve ark., 1998).	39

Şekil 3.17. Bastırma hücrelerinin gelişmişlik açısından sınıflandırılması (Aksoy, 2007).	41
Şekil 3.18. a-) Bir anahtarlama güç elemanının kontrol sinyali b-) sert anahtarlama, c-) ZCS ile ZVS d-) ZCT ile ZVT çalışmaları ile ilgili dalga şekilleri (Aksoy, 2007).	41
Şekil 3.19. Önerilen yumuşak anahtarlama çift katlı yükselten DA-DA dönüştürücü.	42
Şekil 3.20. Önerilen devrenin teorik dalga şekilleri.	44
Şekil 3.21. Önerilen devrenin 7 farklı durumu için eşdeğer devre şekilleri.	45
Şekil 4. 1. Çift katlı yükselten dönüştürücünün PI kontrolünün Simplerer benzetim şeması.	55
Şekil 4. 2. PI kontrollü çift katlı yükselten dönüştürücünün $5*V_G$ giriş gerilimine ve V_O çıkış gerilimine ait grafikler ($V_G = 30V, 50V, V_O = 300V$).	55
Şekil 4. 3. Önerilen devrenin PI kontrolünün Simplerer benzetim şeması.	56
Şekil 4. 4. M anahtarı ve Ma yardımcı anahtarının kontrol sinyalleri.	57
Şekil 4. 5. PI kontrollü önerilen devrenin $5*V_G$ giriş gerilimine ve V_O çıkış gerilimine ait grafikler ($V_G = 30 V - 50 V, V_O = 300 V$).	58
Şekil 4. 6. Çift katlı yükselten dönüştürücünün Orcad-PSpice benzetimi.	59
Şekil 4. 7. Çift katlı yükselten dönüştürücünün giriş gerilimi $V_G = 50 V$ için çıkış gerilimi $V_O = 300 V$	59
Şekil 4. 8. Çift katlı yükselten dönüştürücünün M güç anahtarına ait PWM kontrol sinyali.	60
Şekil 4. 9. Çift katlı yükselten dönüştürücünün L_1 indüktans akım şekline ait Orcad-PSpice benzetimi.	60
Şekil 4. 10. Çift katlı yükselten dönüştürücünün L_2 indüktans akım dalga şekline ait Orcad-PSpice benzetimi.	60
Şekil 4. 11. Çift katlı yükselten dönüştürücünün D_O diyotunun a-) akım dalga şekli b-) ters toparlanma akımının genişletilmiş hali.	61
Şekil 4. 12. Çift katlı yükselten dönüştürücünün M güç anahtarının akım dalga şekline ait Orcad-PSpice benzetimi.	61

Şekil 4. 13. Çift katlı yükselten dönüştürücünün M güç anahtarının akım ve gerilim dalga şekillerine ait Orcad-PSpice benzetimi.	61
Şekil 4. 14. Çift katlı yükselten devreye ait M anahtarının a-) ilettime girerken b-) kesime girerken akım ve gerilim grağinin genişletilmiş hali.....	62
Şekil 4. 15. 300 W'lık çift katlı yükselten dönüştürücünün çıkış gücüne ait Orcad-PSpice benzetimi.	62
Şekil 4. 16. Önerilen devrenin Orcad-PSpice programıyla benzetimi.	63
Şekil 4. 17. Orcad-PSpice benzetiminden önerilen devrenin giriş gerilimi $V_G = 50 V$ için çıkış gerilimi $V_O = 300 V$	65
Şekil 4. 18. Önerilen devrenin M ana anahtarına ve Ma yardımcı anahtarına ait PWM kontrol sinyali.	65
Şekil 4. 19. Orcad-PSpice benzetiminden önerilen devrenin L_1 indüktans akımı.	65
Şekil 4. 20. Orcad-PSpice benzetiminden önerilen devrenin L_2 indüktans akımı.	66
Şekil 4. 21. Orcad-pspice benzetiminden önerilen devrenin D_1 diyot akımı.	66
Şekil 4. 22. Orcad-pspice benzetiminden önerilen devrenin D_2 diyot akımı.	66
Şekil 4. 23. Orcad-pspice benzetiminden önerilen devrenin D_O diyot akımı.....	67
Şekil 4. 24. Orcad-PSpice benzetiminden önerilen devrenin M ana anahtarının akım ve gerilimi.....	67
Şekil 4. 25. Orcad-PSpice benzetiminden önerilen devrenin M ana anahtarının akım ve geriliminin genişletilmiş hali	68
Şekil 4. 26. Orcad-pspice benzetiminden önerilen devrenin Lr yardımcı devre anahtarının akımı.	68
Şekil 4. 27. Orcad-PSpice benzetiminden önerilen devrenin Ma yardımcı devre anahtarının akım ve gerilimi.	69
Şekil 4. 28. Orcad-PSpice benzetiminden önerilen devrenin Ma yardımcı devre anahtarının akım ve geriliminin genişletilmiş hali.	69
Şekil 4. 29. Orcad-pspice benzetiminden önerilen devrenin Cr kapasitör gerilimi.....	70

Şekil 4. 30. 300 W'lık önerilen devrenin çıkış gücüne ait Orcad-PSpice benzetimi.	71
Şekil 4. 31. Önerilen güç devresi deneysel çalışması.	72
Şekil 4. 32. Önerilen devrenin deneysel çalışması.	72
Şekil 4. 33. Önerilen devrenin deneysel çalışmasının başka bir açıdan şekli.	72
Şekil 4. 34. Önerilen devre yüksüz durumdayken ana ve yardımcı güç anahtarlarına ait kontrol sinyalleri.	74
Şekil 4. 35. Önerilen devre yüklü durumdayken ana ve yardımcı güç anahtarlarına ait kontrol sinyalleri.	74
Şekil 4. 36. Önerilen devrenin ana güç anahtarının akım ve gerilim grafikleri.	74
Şekil 4. 37. Önerilen devrenin M ana güç anahtarının akım ve gerilim grafiğinin genişletilmiş şekli.	75
Şekil 4. 38. Önerilen devrenin Ma yardımcı devre anahtarının akım ve gerilimi.	75
Şekil 4. 39. Önerilen devrenin Ma yardımcı devre anahtarının akım ve gerilimi grafiğinin genişletilmiş şekli.	75

SİMGELER VE KISALTMALAR

Bu çalışmada kullanılmış bazı simgeler ve kısaltmalar, açıklamaları ile birlikte aşağıda sunulmuştur.

Simgeler	Açıklama
V	Gerilim
i	Akım
W	Etkin Güç
RC	Direnç ve Kondansatörlü Devre
RCD	Direnç, Kondansatör ve Diyotlu Devre
V_G	Giriş Gerilimi
S	Anahtar
L	İndüktör
C	Kapasitör
R	Direnç
D	Görev Çarpanı
V_O	Çıkış Gerilimi
T	Periyot
n	Sarım Oranı
e_1	Birincil Gerilim
e_2	İkincil Gerilim
i_C	Kondansatör akımı
I_{min}	Minimum Akım
I_{max}	Maksimum Akım
i_L	İndüktör Akımı
t	Zaman
I_G	Giriş Akımı
I_O	Çıkış Akımı
P_G	Giriş Gücü
P_O	Çıkış Gücü

L_s	İndükör Sınır Değeri
C_s	Kapasitör Sınır Değeri
f	Frekans
V_c	Kondansatör Gerilimi
L_k	Sızıntı İndüktörü
D_c	Yardımcı Devre Diyotu
C_c	Yardımcı Devre Kondansatörü
L_s	Sekonder İndüktörü
L_p	Primer İndüktörü
M	Mosfet Anahtarı
LV-25P	Gerilim Örnekleme Elemanı
R_p	Paralel Direnç
R_s	Seri Direnç
R_G	Giriş Dirençi
OP-AMP	İşlemsel Yükselteç
K_p	Oransal Katsayı
K_I	İntegral Katsayı
$e(t)$	Denetim Organı Girişi
$m(t)$	Denetim Organı Çıkışı
$T_ö$	Örnekleme Zamanı
$u[k]$	k. Örnek İçin PI Kontrolcü Çıkışı
$e[k]$	k. Örneğin Hatası
$V_{ADC[k]}$	Gerilimin k. Örneğinin Dijital Değeri
V_{Ref}	Gerilimin Referans Değeri
t_{on}	İletime Geçme süresi
t_{off}	Kesime Girme Süresi
P_{max}	Maksimum Güç
W_{on}	İletime Girme Süresince Harcanan Enerji
W_{off}	Kesime Girme Süresince Harcanan Enerji
W_{iletim}	Anahtarın İletimde Olduğu Sürede Harcanan Enerji
P_{ort}	Ortalama Güç

Q_{rr}	Yük
I_{RM}	Ters Akımın Tepe Değeri
t_{rr}	Tersine Dönüşüm Zamanı
L_r	Rezonans İndüktörü
C_r	Rezonans Kapasitörü
M_a	Yardımcı Anahtar
D_r	Yardımcı Diyot
C_s	Rezonans Kapasitörü
D_{eff}	Etkin Görev Çarpanı
t_d	Gecikme Zamanı
V_{GSM}	M Anahtarının Kapı-Kaynak Gerilimi
V_{GSM_a}	M_a Anahtarının Kapı-Kaynak Gerilimi

Kısaltmalar

Açıklama

PWM	Darbe Genişlik Modülasyonu
EMI	Elektromanyetik Gürültü
HS	Sert Anahtarlama
ZCS	Sıfır Akımda Anahtarlama
ZVS	Sıfır Gerilimde Anahtarlama
ZCT	Sıfır Akımda Geçiş
ZVT	Sıfır Gerilimde Geçiş
DA	Doğru Akım
PI	Oransal İntegral
DSP	Dijital Sinyal Üretici
CCM	Sürekli Akım Modu
DCM	Süreksiz Akım Modu
ADC	Analog Dijital Dönüştürücü

EKLER DİZİNİ

	Sayfa
Ek 1. IXYS DSEI 30-12Ahızlı diyodun kataloğu.....	80
Ek 2. IRFP460 güç MOSFET anahtarının kataloğu.....	81
Ek 3. Texas firmasının ürettiği eZDSP F2812 kartı.....	82
Ek 4. Sürücü devresi.....	82

1. GİRİŞ

DA-DA dönüştürücüler, ayarlanabilir gerilimli bir güç kaynağı uygulaması ya da herhangi bir uygulamada gerekli olan herhangi bir DA gerilim seviyesinin elde edilmesi gibi sebepler için kullanılırlar. Kullanılan dönüştürücülerin çeşitleri ise yükselten-alçaltan ve alçaltan-yükselten dönüştürücüler olarak tanımlanabilir.

Son zamanlarda, yardımcı güç kaynakları, medikal ekipmanlar ve DA dönüştürücü tabanlı yakıt-hücreleri gibi birçok endüstriyel uygulamalar için gerekli olan yüksek çıkış gerilimi ile yüksek performanslı dönüştürücüler geniş ölçüde çalışılmıştır. Bu gerilim dönüştürücüleri ile ilgili uygulamalar oldukça fazladır (Lin ve Chen, 2008). Dönüştürücülerin tasarımı sırasında sistemde kullanılan yarıiletken anahtarlama elemanının çalıştırılma stratejisi, sistemin verimi üzerinde önemli bir rol oynamaktadır.

DA-DA yükselten dönüştürücü üzerinde, çıkış gerilim oranını arttırmak için çeşitli modifikasyon çalışmaları yapılmaktadır. Yükselten dönüştürücülerde düşük giriş geriliminden küçük değerdeki bir görev çarpanı ile istenen büyüklükte bir çıkış gerilimi elde etmek zordur. Geleneksel yükselten dönüştürücülerde düşük bir giriş gerilimi ile yüksek değerde bir çıkış gerilimi elde etmek için görev çarpanının yüksek değerlerde olması gerekmektedir. Bu durum yükselten dönüştürücünün kayıplarını artırarak verimini düşürmektedir.

Yükselten dönüştürücülerde kullanılan güç anahtarlarında iletme ve kesime girme anında meydana gelen kayıplar ve güç diyotlarındaki ters toparlanma kayıpları dönüştürücülerin verimini oldukça düşürmektedir. Güç anahtarlarında açma ve kapama anında akım ve gerilimlerin üst üste gelmesi ile kayıplar meydana gelmektedir. Bu akım ve gerilimlerin üst üste gelmesi sert anahtarlama olarak tabir edilebilir. Güç anahtarlarında ve güç diyotlarında meydana gelen bu kayıpların giderilmesi için, yani akım ve gerilimin üst üste gelmesini engelleme işlemi yumuşak anahtarlama olarak adlandırılmaktadır.

Literatürde yumuşak anahtarlama, stres azaltma, bastırma, gerilim bastırma gibi terimlerle ifade edilebilmektedir. Yumuşak anahtarlama ile anahtarlama elemanının iletme ve kesime girdiği sırada, akım ve gerilim değerleri değiştiği gibi, akım ve gerilimdeki bu değişimler şekillendirilmektedir. Ayrıca, anahtarlama kayıpları ile EMI gürültünün azaltılması sağlanmakta ve anahtarlama esnasında kayba neden olacak

enerjinin harcanması engellenerek enerjinin yüke veya kaynağa aktarılması sağlanmaktadır. Literatürde, RC/RCD, rezonanslı/rezonanssız ve aktif/pasif gibi çok değişik türde ele alınmış bastırma hücresi mevcuttur (Aksoy, 2007).

Darbe genişlik modülasyonlu (PWM) dönüştürücülerde anahtarlama frekansı artırılarak gücün hızlı iletimi yani güç yoğunluğu, geçici durum tepkileri arttırılabilmektedir. PWM dönüştürücülerin yüksek güç yoğunluğuna sahip olması, hızlı geçici durum tepkisi ve kontrol kolaylığı gibi avantajlarından dolayı endüstride yaygın olarak kullanılmaktadır. Fakat anahtarlama frekansının artması, dönüştürücülerde sert anahtarlamanın (HS) bir sonucu olarak anahtarlama kayıplarının artmasına ve elektromanyetik gürültü, EMI'nın artmasına neden olmaktadır. Bu sorunların çözümü bastırma hücreleri ile elde edilen yumuşak anahtarlama tekniklerinin kullanılması ile sağlanabilmektedir (Bodur ve Bakan, 2002; Aksoy, 2007).

Anahtarlama esnasındaki akım ve gerilimlerin üst üste gelmesi, diyotun ters toparlanma durumu ve anahtarlama elemanın parazitik kondansatörlerinin deşarj durumu ile ortaya çıkan enerji kayıpları anahtarlama kayıpları olarak ifade edilmektedir. Genel olarak yumuşak anahtarlama teknikleri, sıfır akımda anahtarlama (ZCS), sıfır gerilimde anahtarlama (ZVS), sıfır akımda geçiş (ZCT) ve sıfır gerilimde geçiş (ZVT) ile anahtarlama şeklinde sıralanabilir (Aksoy, 2007).

1.1. Tezin Amacı

Bu tezde, DA-DA yükselten dönüştürücüler üzerine bir uygulama çalışması yapılmıştır. Klasik yükselten dönüştürücülerde çıkış gerilim oranını arttırmak için görev çarpanının arttırılarak birim değere yaklaştırılması gerekmekte ve bu da dönüştürücüde ciddi kayıplara yol açarak dönüştürücünün verimini düşürmektedir. Bu nedenle, bu tezde, yükselten dönüştürücünün görev çarpan değerini fazla arttırmadan çıkış gerilim oranını arttırmak için çift katlı yükselten dönüştürücü kullanılmaktadır. Böylelikle, bu dönüştürücüler yüksek gerilim kazancı uygulamalarında geleneksel yükselten dönüştürücülerin eksikliklerinin üstesinden gelebilir.

Ayrıca, bu çalışmada, çift katlı yükselten dönüştürücünün anahtarlama ve güç diyotu üzerindeki kayıpları elemine etmek için yardımcı yumuşak anahtarlama devresi kullanılmaktadır. Dönüştürücünün yumuşak anahtarlama devresi için Genç (2010) tarafından yapılan çalışmada sarmaşık yükselten dönüştürücü için kullanılan yumuşak anahtarlama devresinin iki diyotu çıkarılarak elde edilen yumuşak anahtarlama devresi çift katlı yükselten devreye uyarlanmıştır. Böylece, çift katlı yükselten dönüştürücü ile istenilen büyüklükte bir çıkış geriliminin elde edilmesi ve çift katlı yükselten dönüştürücüye uygulanan yumuşak anahtarlama ile dönüştürücünün veriminin arttırılması amaçlanmıştır.

2. LİTERATÜR BİLDİRİŞLERİ

Zhao ve ark. (2001), tarafından yapılan çalışmada otomobillerde kullanılan HID (yüksek yoğunluklu deşarj) lambaları için yüksek frekanslı bir DA-DA yükselten dönüştürücü tasarlanmıştır. Yüksek frekanslı dönüştürücülerde kullanılan malzemelerin boyutunu küçülmekte ve böylece dönüştürücünün boyutu da küçülmektedir. Yükselten dönüştürücü ile 12V'luk bataryada 35W sabit bir çıkış gücü ile 100V çıkış gerilimine yükseltilmektedir.

RCD bastırma devreleri basit yapılara sahiptir ve maliyeti çok düşüktür. Fakat anahtarlama kayıpları dirençler üzerinden harcandığı için çok kötü bir performansa sahiptir ve bundan dolayı devrenin verimi düşmektedir. Aktif bastırma devrelerinde yardımcı anahtar kullanılarak anahtarlama kayıpları düşürülebilir. Fakat yardımcı bir anahtar kullanımı güç ve kontrol devresinin karmaşıklığını arttırmaktadır. Güç iletimi süresince iki anahtarın kontrol sinyalleri arasındaki senkronizasyon problemi kontrol stratejisi açısından karmaşıklık yaratmaktadır. Ayrıca, devrenin maliyeti artmaktadır (Tseng ve ark., 1998).

Tseng ve ark. (1998), tarafından yürütülen çalışmada yükselten dönüştürücüye pasif bastırma devresi uygulanarak yumuşak anahtarlama yapılmıştır. Makalelerinde RCD devrelerinin anahtarlama kayıpları üzerindeki kötü performansı ve aktif bastırma devrelerinin kontrol karmaşıklığını ve maliyetinin fazlalığını ifade etmişlerdir. Pasif bastırıcı devrelerin, aktif bastırıcı devreler kadar verimli iken RCD devreleri kadar basit olduğunu ifade etmişlerdir. Fakat yapılan çalışma anahtar üzerinde yüksek akım stresi ve ana diyot üzerinde yüksek gerilim stresi oluşturmaktadır.

Jovanovic ve ark. (1992), tarafından basit bir pasif bastırma tekniği ve aktif bastırma tekniği arasında bir değerlendirme yapılmıştır. Bu iki yumuşak anahtarlama yaklaşımı arasındaki değerlendirme, verimlilik, yarıiletken elemanlar üzerindeki akım ve gerilim stresleri ve bastırma devrelerinin karmaşıklığı üzerinedir. Yapılan değerlendirme sonucunda; pasif-bastırma devresi uygulanan yükselten dönüştürücünün verimi aktif-bastırma devresi uygulanan yükselten dönüştürücünden, hattın yüklenmesindeki değişikliğe göre, %0,5-%1 arasındaki bir değerle daha az olduğu görülmektedir.

Rezonanslı dönüştürücülerde sıfır gerilimde anahtarlama (ZVS) veya sıfır

akımda anahtarlama (ZCS) ile gerçekleştirilen komütasyonlardan dolayı anahtarlama kayıpları önemli ölçüde azalır. Fakat, bu tip dönüştürücülerde, aşırı gerilim ve akım stresleri oluşur, (Tseng ve ark., 1998; Bodur ve Bakan, 2002).

Son yıllarda, rezonanslı ve normal PWM tekniklerinin istenen özelliklerini birleştirmek için, normal PWM dönüştürücülere rezonanslı aktif bastırma devreleri eklenerek, sıfır gerilim geçişli (ZVT) ve sıfır akım geçişli (ZCT) PWM dönüştürücüler tasarlanmıştır. Bu dönüştürücülerde, iletme ve kesime girme işlemleri, bir rezonans ile elde edilen ZVT veya ZCT süresinin çok kısa süreli bir periyodunda ZVS ve/veya ZCS altında gerçekleşir. Sonuç olarak, rezonanslar çok kısa süreli bir zaman periyodunda gerçekleştiği için, dönüştürücü neredeyse tüm zaman periyodu boyunca normal bir PWM dönüştürücü olarak davranır (Bodur ve Bakan, 2002).

Geleneksel ZVT-PWM dönüştürücülerde, ana anahtara paralel bir rezonans devresi kullanılarak ZVT ile mükemmel bir şekilde iletme girer. Ana diyot ZVS ile iletme ve kesime girer. Yük akımı ve ana diyotun ters toparlanma akımı ve ana anahtarın parazitik kondansatörlerini de içeren rezonans kapasitörünün enerjisi yardımcı anahtar vasıtasıyla rezonans indüktörüne aktarılır. Bununla birlikte, ana anahtar yaklaşık ZVS ile kesime girer ve yardımcı anahtar yaklaşık ZCS ile iletme girmektedir. Diğer taraftan, devrenin çalışması yük şartlarına fazlasıyla bağlıdır (Bodur ve Bakan, 2002).

Normal ZCT-PWM dönüştürücüde, ana anahtar seri bir rezonans devresi vasıtasıyla sıfır akımda iletim (ZCT) altında kesime girer. Yardımcı anahtar yaklaşık sıfır akımda anahtarlama (ZCS) ile iletme girer. Devrenin çalışması yük şartlarına çok hafif bağlıdır. Ana anahtar iletme, ana diyot kesime aynı anda sert anahtarlama ile girer. Bundan dolayı aynı zamanda kısa devre oluşur. Kayıplara ve büyük miktarda EMI gürültüsüne sebep olan bu kısa devrenin önlenmesini sağlamak çok zordur. Ayrıca, yardımcı anahtar sert anahtarlama ile kesime girer ve anahtarların parazitik kapasitörleri anahtarlar içinden boşalır (Bodur ve Bakan, 2002).

Hua ve ark. (1994), tarafından yapılan çalışmada, yeni bir sınıf olan sıfır gerilimde iletimli (ZVT) PWM dönüştürücü tasarlanmıştır. Ana anahtara paralel bir bastırma devresi eklenerek tasarlanan dönüştürücüde anahtarlar yumuşak anahtarlama ile anahtarlanmaktadır. Ana anahtar üzerinde ek bir akım ve gerilim stresi yoktur. Fakat yardımcı anahtar kesime giderken sert anahtarlanmaktadır ve yardımcı anahtar üzerinde ek bir akım stresi oluşmaktadır.

Jain ve ark. (2001), tarafından yapılan çalışmada, yardımcı indüktör üzerine bir diyot ve bir kondansatörü paralel bağlayarak, ana anahtarın sıfır gerilimde anahtarlama (ZVS) ile anahtarlmasına ve ana anahtardan geçen yüksek akımların düşmesine yardımcı olmaktadır. Çünkü kondansatör yardımcı devrenin enerjisini ana anahtardan geçmeden depolamakta ve ana anahtar üzerinde yüksek akımlar ve kayıplar oluşmadan çıkışa aktarmaktadır. Bütün anahtarlar yumuşak anahtarlama altındadır. Fakat bastırma devrede çok fazla eleman kullanılmaktadır. Bundan dolayı dönüştürücünün hacmi büyümektedir.

Gurunathan (2001), tarafından yapılan çalışmada, ana anahtara sıfır gerilimde iletim (ZVT) uygulanırken, yardımcı anahtara sıfır akım ile anahtarlama uygulanmıştır. Yardımcı devrede iki rezonans indüktörü kullanılmıştır. Bu dönüştürücünün hacmini arttırmakta ve güç yoğunluğunu düşürmektedir.

Bodur ve Bakan (2002), tarafından normal ZVT dönüştürücülerde var olan problemlerin üstesinden gelebilen yeni bir aktif yumuşak anahtarlama tasarlanmıştır. Tasarlanan sıfır gerilim geçişli ZVT-PWM dönüştürücü düşük yük durumlarında da çalışabilmektedir. Dönüştürücüdeki bütün yarıiletken elemanlar iletim ve kesim durumlarında, tam olarak ya da yaklaşık olarak sıfır gerilimde anahtarlama (ZVS) ve/veya sıfır akımda anahtarlama (ZCS) altında çalışmaktadır. Ana anahtar ve ana diyot üzerinde herhangi bir akım ve gerilim stresi bulunmamaktadır. Ayrıca yardımcı anahtar üzerindeki akım stresi ihmal edilebilir düzeydedir.

Gurunathan (2002), tarafından yapılan çalışmada, yardımcı anahtarların her ikisine de sıfır gerilim ile anahtarlama (ZVS) uygulanırken, ana anahtara sıfır gerilimde iletim (ZVT) uygulanmıştır. Yardımcı devrede iki anahtar kullanılmıştır ve bu da maliyeti arttırmaktadır.

Bakan ve ark. (2005), tarafından yapılan çalışmada, normal ZCT-PWM dönüştürücünün problemlerini karşılayabilecek bir aktif yumuşak anahtarlama devresi tasarlanmıştır. Yapılan çalışmanın temeli, normal ZCT-PWM dönüştürücünün kontrol tekniğindeki modifikasyonudur. Yani ZCT devresine paralel bir kondansatör bağlanarak ZVT-ZCT PWM elde edilmiştir. Tasarlanan devrede ana anahtar ZVT ile iletme ve ZCT kesime girmektedir. Bütün anahtarlar yumuşak anahtarlama altında çalışmaktadır.

Phattanasak (2006), tarafından yapılan çalışmada, temel anahtar yumuşak anahtarlama ile iletme sokulurken ek bir yardımcı devreyle yardımcı anahtar yumuşak

anahtarlama ile iletme ve kesime girmektedir. Fakat yardımcı anahtar üzerinde aşırı bir akım stresi mevcuttur.

Huang ve Moschopoulos (2006), tarafından yapılan çalışmada, ZVT-PWM dönüştürücülerde kullanılabilen yeni bir aktif yardımcı devre tasarlanmıştır. Yapılan çalışmanın temel özelliği temel ZVT-PWM dönüştürücüye bir yardımcı kapasitör ve indüktör ekleyerek, yardımcı anahtarın yumuşak anahtarlama ile kesime girmesi sağlanmıştır. Ana anahtar üzerinde ek bir akım stresi yoktur.

Bodur ve ark. (2004), tarafından yapılan çalışmada, PWM dönüştürücüler için yeni bir bastırma devresi tasarlanmıştır. Tasarlanan bastırma hücresi dönüştürücünün ana anahtarı için anahtar iletme girerken sıfır gerilimde iletim (ZVT), anahtar kesime girerken sıfır akımda iletim (ZCT) üretmektedir. Tasarlanan ZVT-ZCT-PWM dönüştürücü, önemli bir maliyet artışı ve karmaşıklık olmadan, sıfır gerilimde iletimli (ZVT) ve sıfır akımda iletimli (ZCT) dönüştürücülerin istenen özelliklerini taşımaktadır.

Genç ve ark. (2011), tarafından dönüştürücünün karmaşıklığında ve maliyetinde önemli bir artış olmadan tek bir yardımcı anahtar ve az sayıda pasif elaman kullanılarak bir yardımcı devre tasarlanmıştır. Tasarlanan dönüştürücünün diğer dönüştürücülere göre avantajı sadece ana anahtarda sıfır gerilimde iletim (ZVT) değil aynı zamanda yardımcı anahtarda sıfır gerilimde iletim (ZVT) elde edilmesidir. Dönüştürücüdeki yarıiletken elemanlar üzerinde ek bir akım ve gerilim stresi yoktur.

Düşük değerlerde görev çarpanı ile yüksek gerilim elde etmek için kuplaj indüktörlü ve/veya kaskat yükselten devreler kullanılmaktadır. Bu yükselten dönüştürücü devre modelleriyle düşük görev çarpanında yüksek çıkış gerilimi elde edilmesinin yanında, dönüştürücüde kuplaj indüktörlerinin oluşturduğu sızıntı indüktörünün etkisiyle dönüştürücüde kullanılan anahtarlama elemanları üzerindeki gerilim stresi ve giriş akımının dalgacık oranının artması gibi kayıplara sebep olabilecek çeşitli problemlerin oluşmasına neden olmaktadır.

Düşük görev çarpanı ile yüksek çıkış gerilimi elde etmek için çeşitli kuplaj indüktörlü ve/veya kaskat yükselten devre çalışmaları yapılmıştır. Bununla ilgili olarak yapılan bir kısım literatür çalışmaları aşağıda aktarılmıştır.

Baek ve ark. (2005), yaptıkları çalışmada düşük giriş gerilimi ile yüksek çıkış gerilimi elde etmek için yükselten dönüştürücü üzerinde modifikasyon yaparak yeni bir

yükselten dönüştürücü tasarlamışlardır. Tasarlanan devrede yükselten dönüştürücüye kuplaj indüktörü kullanılmıştır ve dönüştürücü çıkışına kondansatörlerle gerilim çoklayıcı yapılmıştır. Çalışmada istenilen bir değerdeki görev çarpanı ile gerilim çoklayıcılardan yüksek bir gerilim çıkışı elde edilmektedir. Anahtarlama elemanı üzerindeki gerilim stresi çıkış gerilim değerinden daha düşük bir değerdedir.

Wai ve ark. (2007), yaptıkları çalışmada yüksek bir gerilim kazancı ile anahtar üzerindeki stresi azaltarak, stabil sabit bir gerilim elde etmek için yüksek verimlilikte bir DA-DA dönüştürücü tasarımı amaçlanmıştır. Çalışmada üç sargılı kuplaj indüktörü kullanılarak gerilim kazancı artırılmış ve sızıntı indüktansından doğan problemi ve klasik yükselten dönüştürücüdeki ters toparlanma problemi çözümlenmiştir.

Tseng ve ark. (2004), yaptıkları çalışmada kuplaj indüktörlü yükselten dönüştürücü tasarlanmıştır. Anahtarlama elemanı üzerindeki gerilim çıkış geriliminin yarısı kadardır ve dönüştürücü yüksek çıkış gerilim kazancına sahiptir.

Wai ve ark. (2005), yaptıkları çalışmada kuplaj indüktörü ile yüksek verimde yüksek gerilim kazançlı bir dönüştürücü tasarlamıştır. Anahtarlama elemanı üzerine düşen gerilim oranı düşüktür. Dönüştürücüde yardımcı bir devre kullanılmıştır. Yardımcı devre gerilim kazancını desteklemektedir. Dönüştürücüdeki sızıntı indüktans enerji yardımcı devre aktararak anahtarlama elemanı üzerine gerilim stresi problemine ve yükselten dönüştürücüdeki ters toparlanma problemine çözüm getirilmiştir. Fakat anahtarlama elemanı üzerinde akım stresi mevcuttur.

Donuk ve ark. (2014), yaptıkları çalışmada ikili (dual) yükselten devreye yumuşak anahtarlama ekleyerek gerilim kazancı artırılmıştır ve ana anahtar ve yardımcı anahtar yumuşak anahtarlanmaktadır. Böylece anahtarlama kayıpları ve çıkış diyotunun ters toparlanma kayıpları elemine edilmiştir.

Lin ve ark. (2008), yaptıkları çalışmada kaskat yükselten devreye eklenen yumuşak anahtarlama ile hem ana anahtar ve hem de yardımcı anahtar ZVS ile anahtarlanmaktadır.

3. MATERYAL YÖNTEM

Bu bölümün birinci kısmında; klasik DA-DA dönüştürücülerin çalışma prensiplerine değinildi ve yükselten dönüştürücünün ayrıntılı analizi ele alındı. İkinci kısımda; literatürde klasik yükselten dönüştürücünün eksikliklerini giderilmesine yönelik yapılan çalışmalardan kuplaj indüktörlü ve/veya kaskat yükselten dönüştürücü devreleri üzerinde duruldu. Kaskat yükselten dönüştürücülerden olan klasik çift katlı yükselten dönüştürücü devresinin çalışma prensibine değinildi. Üçüncü kısımda; klasik çift katlı yükselten dönüştürücünün genel çalışma prensibinden bahsedildikten sonra tek anahtarlı çift katlı yükselten dönüştürücünün ayrıntılı analizi yapıldı, klasik çift katlı yükselten dönüştürücüye göre avantajlarına değinildi. Dördüncü kısımda; önerilen devrede kullanılan kontrol yöntemine değinildi. Beşinci kısımda; yumuşak anahtarlama ve sert anahtarlama kavramları üzerinde duruldu ve son olarak altıncı kısımda önerilen devrenin ayrıntılı analizi ele alındı.

3.1. Klasik DA-DA Dönüştürücüler

Klasik DA-DA dönüştürücü devreleri devre fonksiyonu ile sınıflandırılırlar. Temel DA-DA dönüştürücü tipleri; alçaltan, yükselten ve alçaltan-yükselten dönüştürücüler olarak tanımlanabilir. Bir diğer dönüştürücü manyetik kuplajlı devrelerden oluşmaktadır. Bu devreler de azaltma ve arttırma işlemlerini yerine getirirler (Gürdal, 2000).

Azaltan dönüştürücü; isminden de anlaşılacağı üzere giriş geriliminde daha düşük bir ortalama çıkış gerilimi, arttıran dönüştürücü; giriş geriliminden daha yüksek bir ortalama çıkış gerilimi sağlar. Azaltan-arttıran dönüştürücüde görev çarpanına bağlı olarak giriş geriliminden daha düşük veya daha yüksek bir çıkış gerilimi elde edilebilmektedir. Azaltan-arttıran dönüştürücüde çıkış geriliminin genliğinin değiştirilmesinin yanında çıkış geriliminin polariteside değişmektedir. Manyetik kuplajlı dönüştürücülerden olan flyback dönüştürücü azaltan-arttıran dönüştürücü ile aynıdır. Farklı olan tarafları, elektriksel izolasyonun manyetik kuplaj ile yapılmış olması ve kullanılan transformatör sarım oranı değiştirilerek çıkış geriliminin değiştirilebilmesidir. Aşağıdaki denklemlerle azaltan, azaltan-arttıran ve flyback dönüştürücülerin transfer fonksiyonları verilmiştir.

Azaltan dönüştürücü için çıkış geriliminin giriş gerilimine oranı olarak tanımlanan DA gerilim transfer fonksiyonu,

$$(V_G - V_O)DT = -V_O(1 - D)T \quad (3.1)$$

$$M_V = \frac{V_O}{V_G} = D \quad (3.2)$$

azaltan-yükseltendönüştürücünün DA gerilim transfer fonksiyonu,

$$V_G \cdot D \cdot T = -V_O \cdot (1 - D) \cdot T \quad (3.3)$$

$$M_V = \frac{V_O}{V_G} = -\frac{D}{1 - D} \quad (3.4)$$

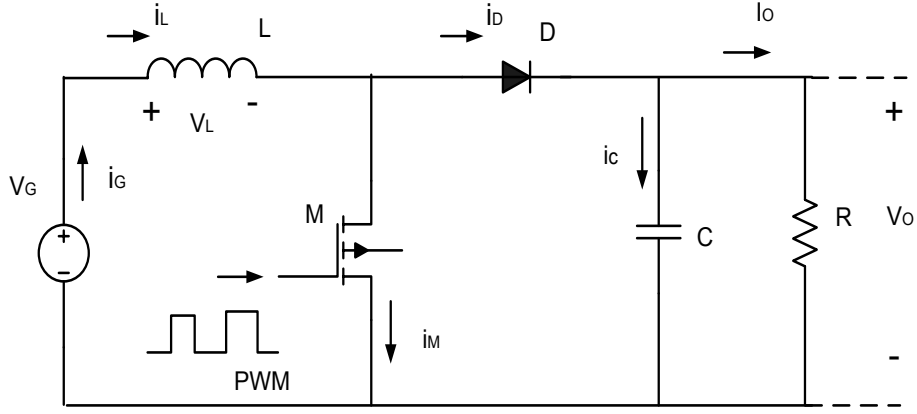
flyback dönüştürücünün DA gerilim transfer fonksiyonu,

$$M_V = \frac{V_O}{V_G} = \frac{D}{n(1 - D)} \quad (3.5)$$

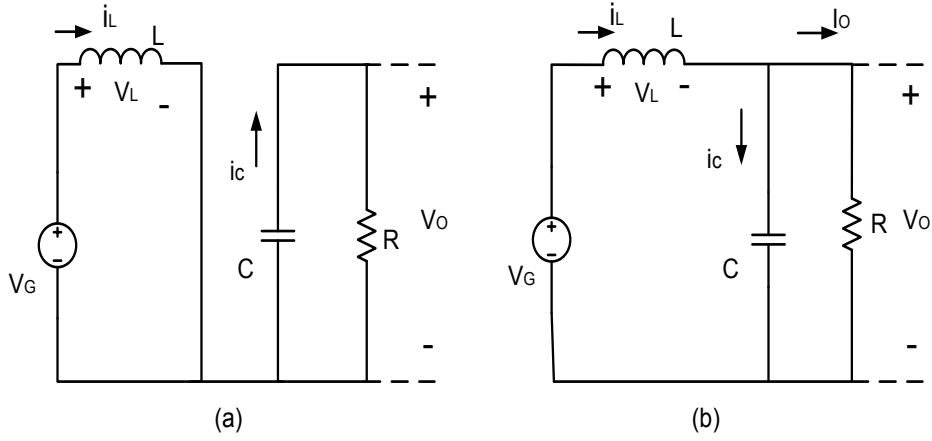
eşitlikleri ile elde edilir. Burada V_G ; giriş gerilimi V_O ; çıkış gerilimi, D ; görev çarpanı, n ; transformator sarım oranıdır.

3.1.1. Yükselten (Boost) dönüştürücü

Giriş geriliminden daha yüksek bir çıkış gerilimi elde edilen yükselten devre, DA giriş gerilimi V_G , L indüktörü, kontrollü anahtar M, D diyotu, C kapasitörü ve yük direnci R_o 'dan oluşmaktadır (Şekil 3.1). Sürekli iletim modunda çalışan dönüştürücünün dalga şekilleri Şekil 3.3'te sunulmuştur. Şekil 3.2'de S anahtarının iletimde ve kesimde olma durumlarına göre devrenin iki modda çalışma durumu için devre modelleri görülmektedir (Rashid, 1993).

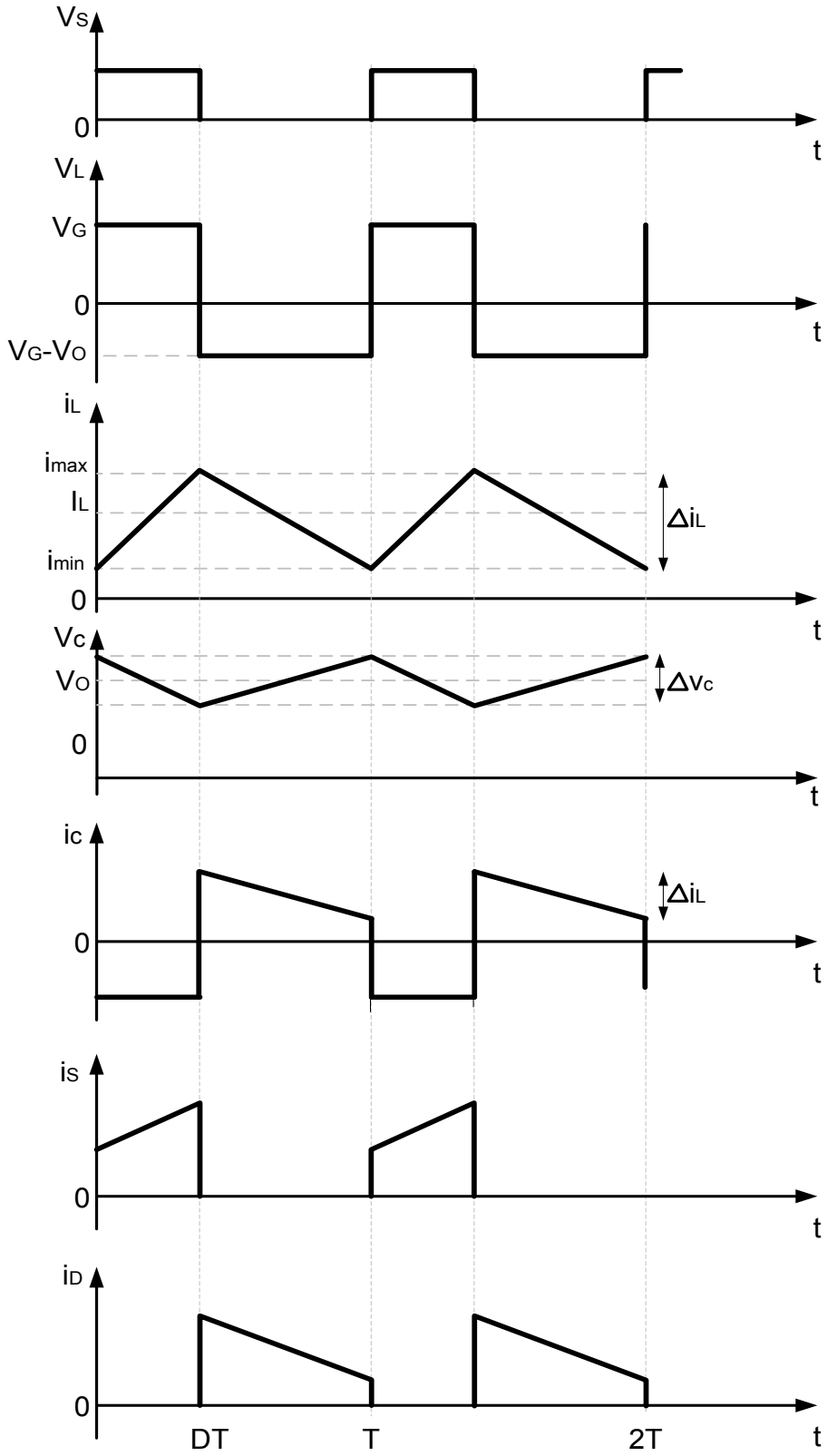


Şekil 3.1. Klasik tek anahtarlı yükselten devre modeli.



Şekil 3.2. Klasik tek anahtarlı yükselten devrenin **a-**) anahtar iletimde iken, **b-**) anahtar kesimde iken eşdeğer devre modelleri.

M anahtarını iletimde olduğu zaman (Şekil 3.2a), indüktör akımı artar ve bu zaman aralığında D diyodu ters kutuplanmıştır. Kapasitör yükü akım sağlar ve i_C negatiftir. Anahtar kesimde olduğu zaman (Şekil 3.2b), indüktörde depolanan enerji diyottan RC devresine doğru akar. Bu zaman aralığında indüktör akımı azalır. İndüktör akımının azalması, V_O çıkış geriliminin, V_G giriş geriliminden yüksek olmasını gerektirir (Gürdal, 2000).



Şekil 3.3. Sürekli iletim modunda çalışan yükselten devrenin akım ve gerilim dalga şekilleri.

Şekil 3.2'de gösterilen sürekli iletim modunda (CCM) çalışan devredeki elemanların ideal olduğu düşünülecek olursa, M anahtarının açık ve kapalı olma durumuna göre aşağıdaki eşitlikler elde edilir.

İndüktör akımının DT zamanda I_{min} 'den I_{max} 'a lineer olarak yükseldiği düşünülürse,

$$\frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{V_G}{L} = \frac{I_{max} - I_{min}}{DT}, \quad (3.6)$$

$$I_{max} - I_{min} = \Delta i_L = \frac{V_G \cdot D \cdot T}{L}, \quad (3.7)$$

İndüktör akımı $(1 - D) \cdot T$ zamanda I_{max} 'dan I_{min} 'e lineer olarak düştüğü düşünülürse,

$$\frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{V_G - V_o}{L} = \frac{I_{min} - I_{max}}{(1 - D) \cdot T}, \quad (3.8)$$

$$I_{max} - I_{min} = \Delta i_L = \frac{(V_o - V_G) \cdot (1 - D) \cdot T}{L} \quad (3.9)$$

denklemleri elde edilir. Burada; I_{min} , indüktör akımının minimum akım değerini; I_{max} , indüktör akımının maksimum akım değerini; DT , M anahtarının iletimde olduğu zamanı; $(1 - D) \cdot T$, M anahtarının kesimde olduğu zamanı; D, görev çarpanını; T, anahtarlama periyodunu; ΔI ise L indüktörünün tepeden tepeye dalgalanma akımını ifade eder.

Ortalama çıkış gerilimi ile giriş geriliminin arasındaki eşitlik, Eş. (3.6) ve (3.8)'den,

$$\Delta i_L = \frac{V_G \cdot D \cdot T}{L} = \frac{(V_o - V_G) \cdot (1 - D) \cdot T}{L}, \quad (3.10)$$

$$V_o = \frac{V_G}{1 - D}, \quad (3.11)$$

$$\frac{V_G}{V_o} = 1 - D \quad (3.12)$$

elde edilmiştir. Kayıpsız bir devre olduğu varsayılırsa, $I_G = I_L$, $V_G I_s = V_o I_o = V_G I_o / (1 - D)$ ve ortalama giriş akımı, I_G ile ortalama çıkış akımı, I_o arasındaki ilişki;

$$I_G = I_L = \frac{I_o}{(1 - D)} \quad (3.13)$$

eşitliği ile elde edilir. Diğer akımların bulunabilmesi için I_{max} ve I_{min} değerlerinin bulunması gereklidir. Dönüştürücünün kayıpsız olduğu düşünülürse giriş gücünün çıkış gücüne eşit olması gerekir.

$$P_G = 0.5(I_{max} + I_{min}) \cdot V_G, \quad (3.14)$$

$$P_o = \frac{V_o^2}{R} \quad (3.15)$$

Eş. 3.11'deki giriş çıkış gerilimi ilişkileri de kullanılarak, bu güç değerlerinin çözümü ile;

$$(I_{max} + I_{min}) = \frac{2 \cdot V_G}{R(1 - D)^2} \quad (3.16)$$

3.7 ve 3.16 eşitliklerinin birleştirilmesi ile;

$$I_{min} = \frac{V_G}{R(1 - D)^2} - \frac{V_G}{2 \cdot L} (DT), \quad (3.17)$$

$$I_{max} = \frac{V_G}{R(1 - D)^2} + \frac{V_G}{2 \cdot L} (DT) \quad (3.18)$$

denklemleri elde edilir. T anahtarlama periyodu,

$$T = \frac{1}{f} = t_1 + t_2 = \frac{\Delta IL}{V_s} + \frac{\Delta IL}{V_o - V_s} = \frac{\Delta IL V_o}{V_s (V_o - V_s)} \quad (3.19)$$

eşitliği ile ifade edilir.

3.1.4.1. Yükselten dönüştürücüde kapasitör gerilimindeki dalgacık

M anahtarının iletimde olduğu zaman, DT süresinde yeterince yüksek değerlikli C kapasitörü yüke sabit bir akım sağlar. DT boyunca ortalama kapasitör akımı $I_c = I_o$ dir. ve kapasitörün tepeden tepeye gerilim dalgalanması,

$$\Delta V_c = \frac{1}{C} \int_0^{D.T} I_c dt = \frac{1}{C} \int_0^{D.T} I_o dt = \frac{I_o \cdot D \cdot T}{C}, \quad (3.20)$$

$$\Delta V_c = \frac{I_o \cdot D}{fC} \quad (3.21)$$

denklemleri ile ifade edilir.

3.1.4.1. İndüktör akımının ve kapasitans geriliminin sürekli durum hali

Sürekli akım durumu için L_s indüktans değerinin sınırı, I_{\min} değerinin sıfıra eşitlenmesi ile elde edilebilir. Bu da indüktör akımındaki dalgalanmanın ortalama indüktör akımının iki katına eşit olması demektir. I_L ortalama indüktör akımı olmak üzere, indüktör dalgalanma akımı $\Delta I = 2I_L$ dir.

Eş. 3.10 ve 3.13 kullanılarak;

$$\Delta I = 2I_L = 2 \frac{I_o}{(1-D)} = \frac{V_G \cdot D \cdot T}{L_s} \quad (3.22)$$

denklemleri elde edilir. Eş. 3.12'deki çıkış gerilimi ile giriş gerilimi arasındaki eşitlik kullanılarak sınır endüktans değeri;

$$\frac{2 \cdot I_o}{(1-D)} = \frac{V_o \cdot (1-D) \cdot D}{f \cdot L_s} \quad (3.23)$$

$$L_s = \frac{D \cdot (1-D)^2 \cdot R_o}{2f} \quad (3.24)$$

eşitliği ile elde edilir.

C_s sınır kapasitör değerini benzer şekilde, V_o ortalama kapasitör gerilimi ise, kapasitör gerilim dalgalanması $\Delta V_c = 2V_o$ olur. Eş. 3.21 kullanılarak, aşağıdaki eşitliği

elde edilir.

$$\Delta V_c = 2V_o = \frac{I_o D}{Cf} \quad (3.25)$$

Bu eşitlik bize kritik kapasitör değerini verir,

$$C_s = C = \frac{D}{2fR} \quad (3.26)$$

3.2. Kuplaj İndüktörlü ve/veya Kaskat Yükselten Dönüştürücü

Geleneksel yükselten dönüştürücüler aşırı yüksek görev çarpanı büyüklüğünde dahi öyle yüksek bir DA çıkış gerilimi elde edilemez (Wai ve ark., 2005). D, görev çarpanının değeri ve gerilim artışının miktarı her hangi bir probleme yol açmamak için sınırlandırılmalıdır. D, görev çarpanının değerindeki artış yani güç anahtarının iletimde olduğu sürenin artışından dolayı indüktör akımının tepe değerinin yüksek olması ile diyot ve kapasitör elemanlarının akımları belirlenen ortalama akım değerlerine kıyasla yüksek tepe değerlere sahip olabilir (Gürdal, 2000). Böyle yüksek bir tepe akımı değeri, gerekli diyot, kapasitans ve güç anahtarının değerinin taşıyabileceği çok daha yüksek bir değerde olabilir. Ayrıca teorik olarak, geleneksel yükselten dönüştürücülerde yüksek bir görev çarpanı D ile yüksek bir gerilim kazancı elde edilebilir. Pratikte, yükselten dönüştürücünün gerilim kazancı indüktör, kapasitör, güç anahtarı ve güç diyodundaki kayıplardan dolayı sınırlıdır (Tseng ve ark., 2004).

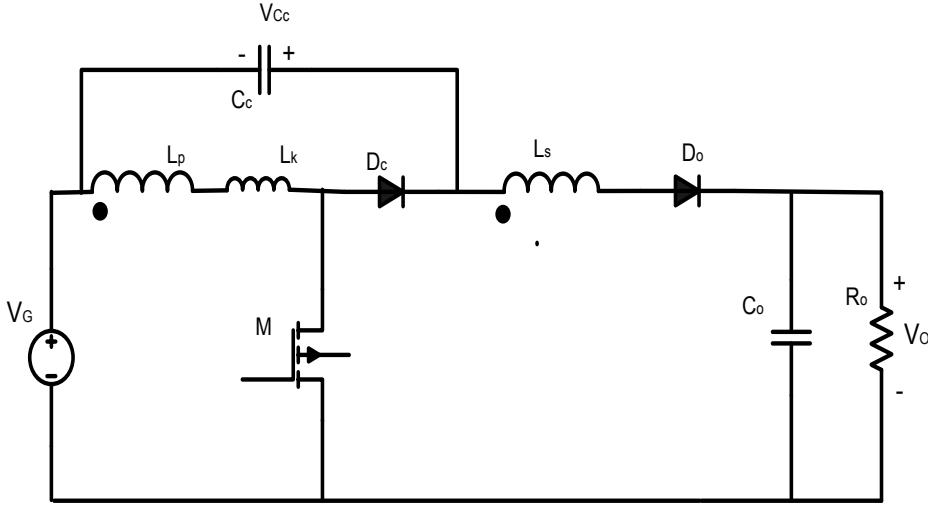
Geleneksel yükselten dönüştürücülerde yüksek görev çarpanı ile indüktör akımının tepe değeri artar ve çıkış diyodu her bir anahtarlama periyodu boyunca çok kısa süreliğine akım iletir. Sonuç olarak, D görev çarpanındaki büyük artış, güç diyotunda ciddi miktarda ters toparlanma akımları oluşturur. Bu durum anahtarlama kayıplarının artmasına ve ayrıca, Elektromanyetik Gürültünün (EMI) artmasına neden olur (Tseng ve ark., 2004; Wai ve ark., 2005; Zhao ve ark., 2001; Baek ve ark., 2005; Wai ve ark., 2007).

Düşük değerde görev çarpanı ile yüksek gerilim elde etmek için kuplaj indüktörlü ve/veya kaskat yükselten devreler kullanılmaktadır. Bu yükselten dönüştürücü devre modelleriyle düşük görev çarpanında yüksek çıkış gerilimi elde

edilmesinin ve çıkış diyodunun ters toparlanma probleminin hafifletilmesinin yanında, dönüştürücüde kullanılan kuplaj indüktörlerinin ve bunların oluşturduğu sızıntı indüktörünün etkisiyle anahtarlama elemanları üzerinde gerilim stresi ve giriş akımının dalgacık oranının artması gibi kayıplara sebep olabilecek çeşitli problemler oluşmaktadır.

Kuplaj indüktörlü yükselten devrelerde sızıntı indüktansı ve güç anahtarının parazitik kondansatörü arasındaki rezonans etkisiyle güç anahtarı üzerinde gerilim stresi oluşmaktadır. Güç anahtarı üzerinde gerilim stresini hafifletmek için diyot, kapasitör, indüktans elemanlarının çeşitli kombinasyonları ile oluşan yardımcı devrelerle sızıntı indüktans enerjisini çıkışa aktararak dönüştürücünün verimi yükseltilmektedir.

Şekil 3.4 ile gösterilen, Zhao ve ark. (2001) tarafından yapılan kuplaj indüktörlü yükselten devre tasarımında sızıntı indüktör enerjisini geri kazanabilmek için yardımcı devre olarak D_c ve C_c yardımcı elemanları kullanılmıştır.

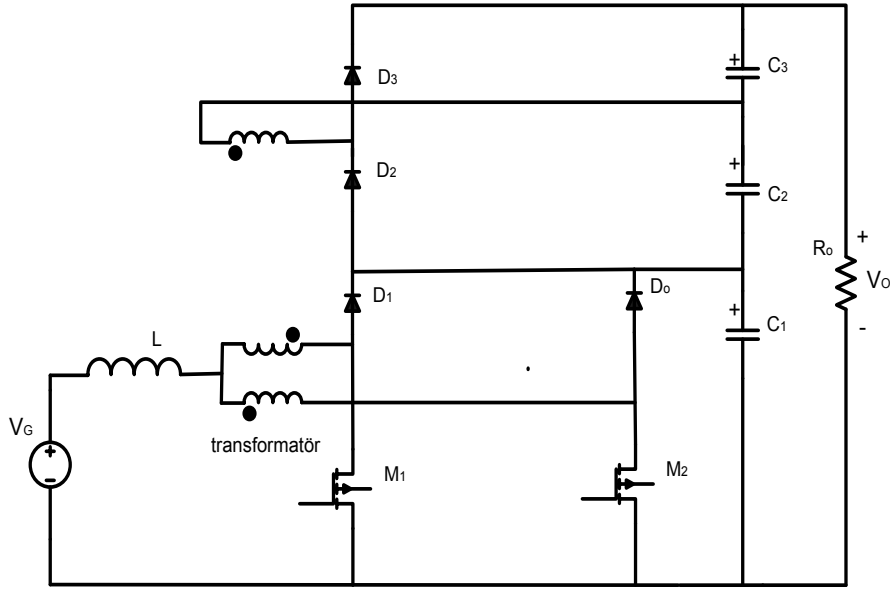


Şekil 3.4. Yardımcı devre kullanılan kuplajindüktörlü DA-DA yükselten dönüştürücü (Zhao ve ark., 2001).

Şekil 3.4 ile gösterilen devrede MOSFET'in parazitik kondansatörleri L_k sızıntı indüktörü ile rezonansa girerek enerjisini parazitik kondansatöre aktarır ve MOSFET üzerinde gerilim stresine yol açar. Dönüştürücü devresine eklenen D_c ve C_c yardımcı devre elemanları ile indüktör sızıntı enerjisi MOSFET'in kesime girme süresinde parazitik kondansatörler üzerindeki gerilim $V_G + V_{C_c}$ gerilimleri toplamı olana kadar MOSFET'in parazitik kondansatörlerine yüklenir. Daha sonra D_c diyotu ileri yönde kutuplanarak ilettime geçer ve sızıntı indüktöründeki enerji C_c kondansatörüne aktarılır.

Sızıntı indüktöründeki enerji parazitik kondansatöre ve C_c kondansatörüne aktarıldıktan sonra ve güç anahtarı kesimdeyken sekonder indüktörü L_s ve C_c kondansatöründeki enerji çıkışa aktarılır.

Şekil 3.5'de, Torrico ve ark. (2006) tarafından yapılan bir başka kuplaj indüktörlü yükselten dönüştürücü devre modeli görülmektedir. Şekil 3.5'de gösterilen dönüştürücü devresinde birden fazla güç anahtarı ve çok sayıda diyot kullanılmıştır. Bu dönüştürücüde kullanılan güç anahtarları üzerindeki gerilim stresi çıkış gerilim değerinden daha düşük bir değerdedir.

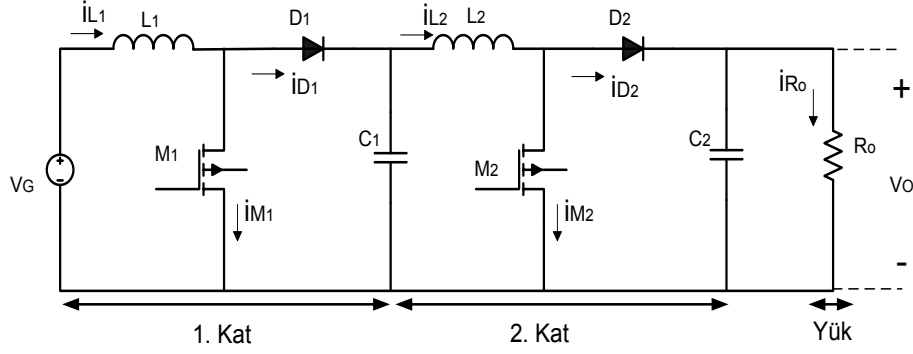


Şekil 3.5. Kuplaj indüktörlü yüksek gerilim kazançlı DA-DA dönüştürücü (Torrico ve ark., 2006).

Şekil 3.5'de görülen kuplaj indüktörlü yükselten dönüştürücüde güç anahtarları farklı fazlarda tetiklenerek ilettime girer ve böylece bu sarmaşık yükselten devre modeliyle giriş akımının dalgalanma oranı düşürülür. Dönüştürücü çıkışında kullanılan C_1 , C_2 ve C_3 gerilim çoklayıcı kondansatörlerle çıkış gerilim oranı arttırılır.

3.2.1. Klasik çift katlı yükselten dönüştürücü

Klasik çift katlı yükselten dönüştürücü devre modeli Şekil 3.6'da verilmiştir.



Şekil 3.6. Klasik çift katlı yükselten devre dönüştürücü modeli.

Şekil 3.6'da görüldüğü gibi klasik yükselten (boost) devreler arka arkaya gelerek elde edilen çift katlı yükselten dönüştürücü devre modeli iki kattan oluşmaktadır. Şekil 3.6'daki dönüştürücünün her bir katındaki gerilim dönüşüm oranı, yukarıda anlatılan klasik yükselten dönüştürücünün dönüşüm oranı ile aynıdır.

Klasik çift katlı yükselten dönüştürücünün (Şekil 3.6) 1. katı için gerilim dönüşüm oranı Eş. 3.27 de verilmiştir.

$$V_{C_1} = \frac{V_G}{1 - D} \quad (3.27)$$

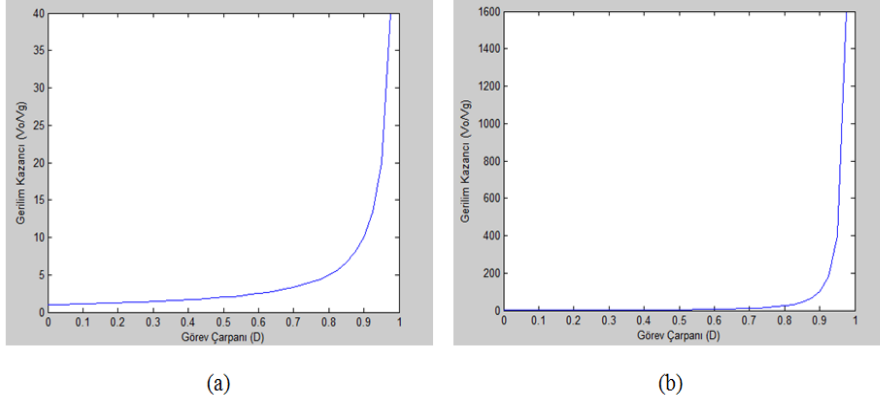
2. kat için gerilim dönüşüm oranı;

$$V_o = \frac{V_{C_1}}{1 - D} \quad (3.28)$$

eşitliği ile elde edilir. Klasik çift katlı yükselten dönüştürücünün (Şekil 3.6) giriş ve çıkış gerilimi arasındaki ilişki, Eş. 3.27 ve 3.28 birleştirilerek Eş. 3.29 ile elde edilir.

$$V_o = \frac{V_G}{(1 - D)^2} \quad (3.29)$$

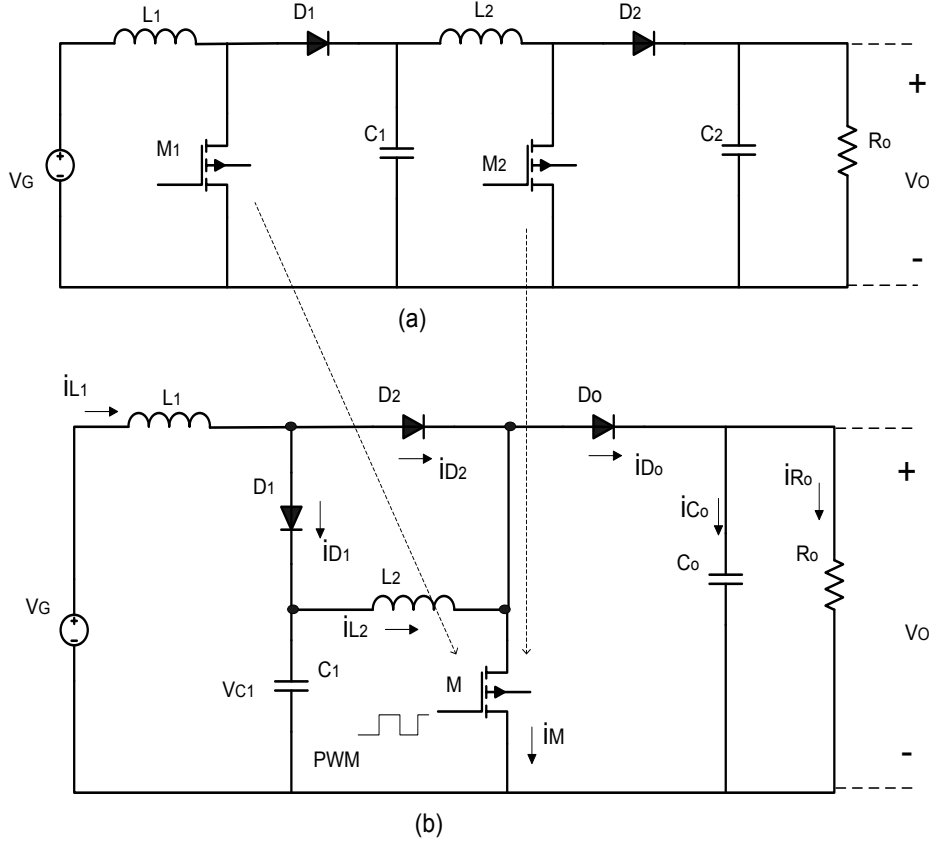
Şekil 3.7'de yükselten dönüştürücünün ve çift katlı yükselten dönüştürücünün D, görev çarpanının değişen değerlerine karşılık gerilim kazancına ait grafikleri görülmektedir.



Şekil 3.7. **a-** Klasik yükselten dönüştürücünün gerilim kazancı **b-** Çift katlı yükselten dönüştürücünün gerilim kazancı.

Bir sonraki bölümde tek anahtarlı çift katlı yükselten dönüştürücünün klasik çift katlı yükselten dönüştürücüye göre avantajları ve ayrıntılı analizi verilmiştir.

3.3. Çift Katlı Yükselten Dönüştürücü



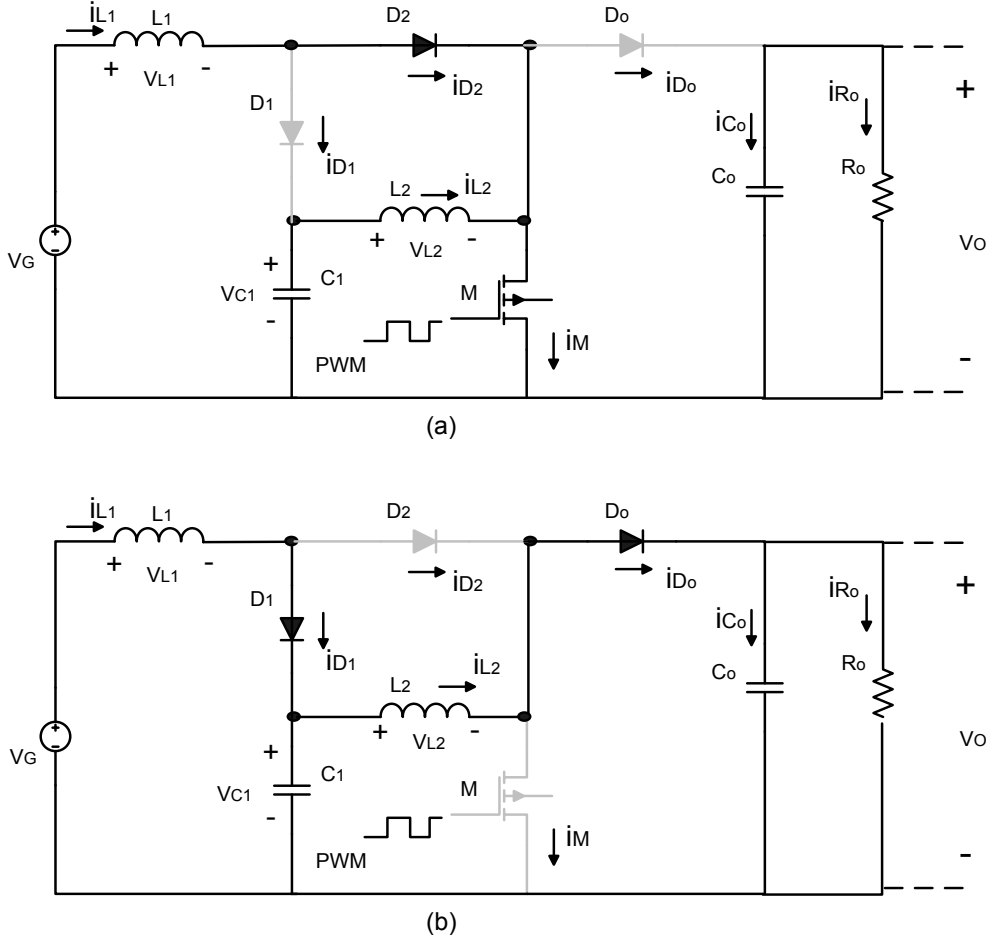
Şekil 3.8. **a-**) Klasik çift katlı yükselten dönüştürücü, **b-**) çift katlı yükselten dönüştürücü (Lin ve ark., 2008).

Şekil 3.8a ile kaskat yükselten (boost) dönüştürücünün devre konfigürasyonu gösterilmiştir. Kaskat yükselten (boost) dönüştürücünün gerilim dönüşüm oranı $v_o/v_G = 1/(1 - D)^2$ dir. Bu dönüştürücünün temel sorunları çok fazla devre elemanına sahip olması ve çıkış gerilim regülasyonunun karmaşık bir kontrolü olmasıdır (Lin ve ark., 2008).

Anahtarlarını eksiltmek ve kontrollü basitleştirmek için Şekil 3.8a daki güç anahtarları M_1 ve M_2 Şekil 3.8b de gösterildiği gibi tek bir anahtar olarak birleştirilmiştir. Dönüştürücünün L_1 , D_1 , D_2 , C_1 ve M devre elemanları $v_{C1}/v_G = 1/(1 - D)$ olduğu bir yükselten dönüştürücü olarak çalıştırılır. Bu devre elemanları çift katlı yükselten dönüştürücünün birinci katını oluşturmaktadır. Burada D , M anahtarının görev çarpanıdır. Diğer yükselten dönüşümün devre elemanları C_1 , L_2 , M , D_o ve C_o dır. Bu devre elemanları çift katlı yükselten dönüştürücünün ikinci katını

oluşturmaktadır. Bu yükselten dönüştürücünün gerilim dönüşümü benzer şekilde $v_o/v_{C_1} = 1/(1 - D)$ dir. Böylece çıkış ve giriş gerilimi arasında toplam dönüşüm oranı $v_o/v_G = 1/(1 - D)^2$ dir (Lin ve ark., 2008; Sayed ve ark., 2012).

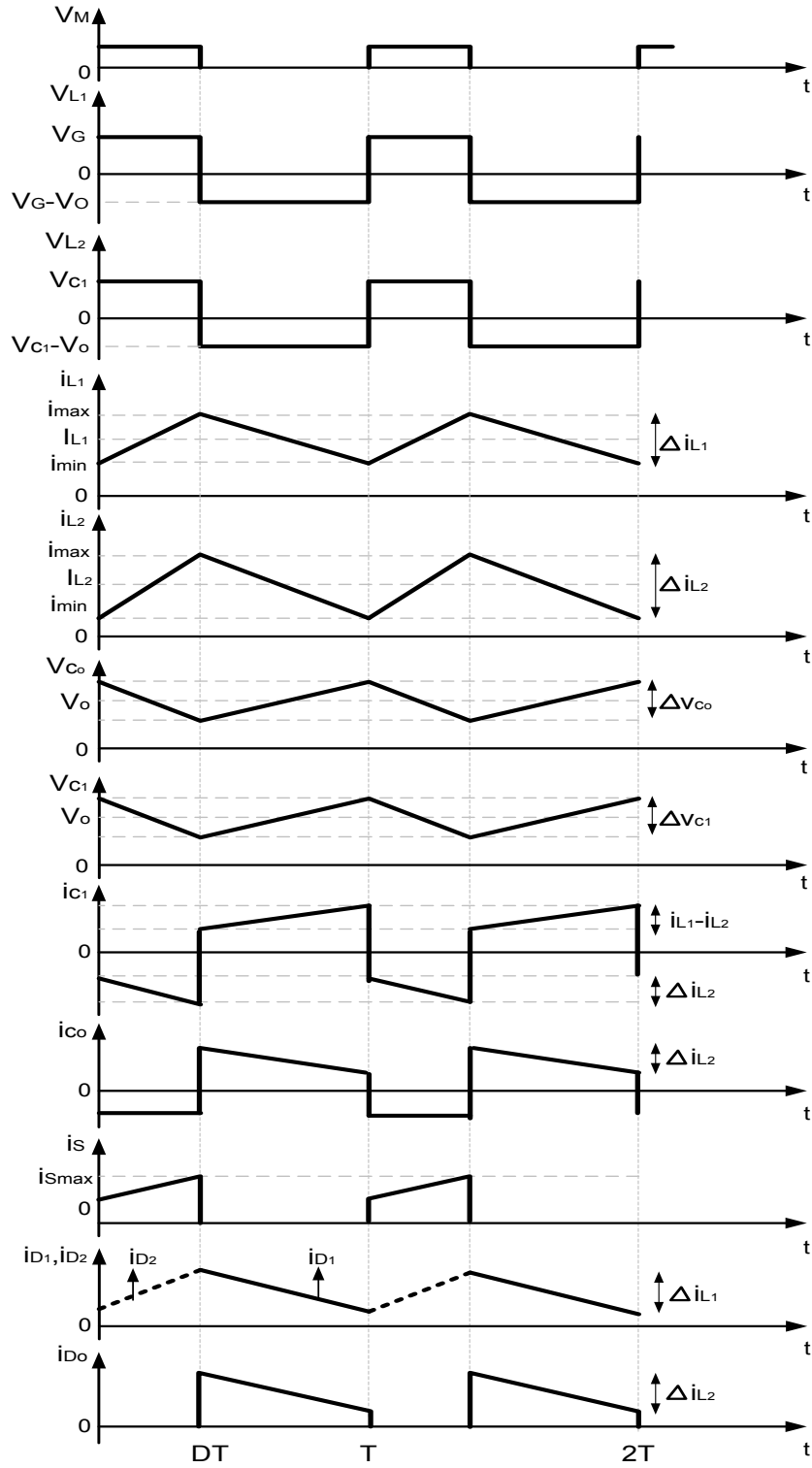
Çift katlı yükselten devrenin devre analizi ayrıntılı olarak aşağıda verilmiştir.



Şekil 3.9. Çift katlı yükselten devrenin; **a-**) anahtar iletinde iken, **b-**) anahtar kesimde iken eşdeğer devre modelleri.

Şekil 3.9'da M anahtarının iletimde ve kesimde olma durumlarına göre eşdeğer devre modelleri gösterilmiştir. M anahtarının iletim modunda iken (Şekil 3.9a), D_1 ve D_o diyotları ters yönde kutuplanır ve D_2 diyotu ise doğru yönde kutuplanır. M anahtarının iletimde olduğu zaman aralığında, V_G giriş gerilimi altındaki L_1 ve V_{C_1} gerilimi altındaki L_2 indüktörlerinin i_{L_1} ve i_{L_2} akımları, sırasıyla, V_G , L_1 , D_2 , M, V_G ve V_{C_1} , L_2 , M, V_{C_1} yollarını takip ederek artar. M anahtarının kesim modunda iken (Şekil 3.9b), D_1 ve D_o diyotları doğru yönde kutuplanır ve D_2 diyotu ise ters yönde

kutuplanır. M anahtarının kesimde olduğu zaman aralığında, indüktörlerde depolanan enerji RC devresine doğru akar. $V_G < V_{C_1} < V_O$ olduğu için indüktör akımları azalmaktadır.



Şekil 3.10. Sürekli iletim modunda çalışan çift katlı yükselten devrenin akım ve gerilim dalga şekilleri.

Şekil 3.10 de gösterilen sürekli iletim modunda çalışan devredeki elemanların ideal olduğu düşünülecek olursa, M anahtarının açık ve kapalı olma durumuna göre

aşağıdaki eşitlikler elde edilir.

İndüktör akımlarının DT zamanda I_{min} 'den I_{max} 'a lineer olarak yükseldiği düşünülürse,

$$\frac{\Delta i_{L_1}}{\Delta t} = \frac{V_G}{L_1} = \frac{I_{L_1,max} - I_{L_1,min}}{DT} , \quad (3.30)$$

$$I_{L_1,max} - I_{L_1,min} = \Delta i_{L_1} = \frac{V_G \cdot D \cdot T}{L_1} , \quad (3.31)$$

$$\frac{\Delta i_{L_2}}{\Delta t} = \frac{V_{C_1}}{L_2} = \frac{I_{L_2,max} - I_{L_2,min}}{DT} , \quad (3.32)$$

$$I_{L_2,max} - I_{L_2,min} = \Delta i_{L_2} = \frac{V_{C_1} \cdot D \cdot T}{L_2} , \quad (3.33)$$

indüktör akımlarının $(1 - D) \cdot T$ zamanda I_{max} 'dan I_{min} 'e lineer olarak düştüğü düşünülürse,

$$\frac{\Delta i_{L_1}}{\Delta t} = \frac{V_G - V_{C_1}}{L_1} = \frac{I_{L_1,min} - I_{L_1,max}}{(1 - D) \cdot T} , \quad (3.34)$$

$$I_{L_1,max} - I_{L_1,min} = \Delta i_{L_1} = \frac{(V_{C_1} - V_G) \cdot (1 - D) \cdot T}{L_1} , \quad (3.35)$$

$$\frac{\Delta i_{L_2}}{\Delta t} = \frac{V_{C_1} - V_O}{L_2} = \frac{I_{L_2,max} - I_{L_2,min}}{(1 - D) \cdot T} , \quad (3.36)$$

$$I_{L_2,max} - I_{L_2,min} = \Delta i_{L_2} = \frac{(V_O - V_{C_1}) \cdot (1 - D) \cdot T}{L_2} \quad (3.37)$$

denklemleri elde edilir.

C_1 kondansatör gerilimi, V_{C_1} ile giriş gerilimi, V_G arasındaki ilişki, Eş. 3.31 ve 3.35'den,

$$\Delta i_{L_1} = \frac{V_G \cdot D \cdot T}{L_1} = \frac{(V_{C_1} - V_G) \cdot (1 - D) \cdot T}{L_1}, \quad (3.38)$$

$$V_{C_1} = \frac{V_G}{(1 - D)} \quad (3.39)$$

çıkış gerilimi, V_O ile C_1 kondansatör gerilimi, V_{C_1} arasındaki ilişki, Eş. 3.33 ve 3.37'den,

$$\Delta i_{L_2} = \frac{V_{C_1} \cdot D \cdot T}{L_2} = \frac{(V_O - V_{C_1}) \cdot (1 - D) \cdot T}{L_2}, \quad (3.40)$$

$$V_O = \frac{V_{C_1}}{(1 - D)} \quad (3.41)$$

nihayetinde, çift katlı yükselten dönüştürücünün V_O , çıkış gerilimi ile V_G , giriş gerilimi oranı, Eş. 3.39 ve 3.41'den;

$$V_O = \frac{V_G}{(1 - D)^2} \quad (3.42)$$

eşitliği ile elde edilir.

Dönüştürücünün kayıpsız olduğu düşünülecek olursa, çift katlı yükselten dönüştürücünün L_1 , D_1 , D_2 , C_1 ve M elemanlarından oluşan birinci kat ve dönüştürücünün C_1 , L_2 , M , D_O ve C_O elemanlarından oluşan ikinci katındaki ortalama giriş akımı ve gerilimi ile ortalama çıkış akımı ve gerilimi arasında,

$$V_G \cdot I_{L_1} = V_{C_1} \cdot I_{L_2}, \quad (3.43)$$

$$V_{C_1} \cdot I_{L_2} = V_O \cdot I_O, \quad (3.44)$$

$$V_G \cdot I_{L_1} = V_O \cdot I_O \quad (3.45)$$

ilişkisi vardır. Eş. 3.39 ve 3.43'den Eş. 3.46, Eş. 3.41 ve 3.44'den Eş. 3.47, Eş. 3.43 ve

3.45'den Eş. 3.48 elde edilir.

$$I_{L_1} = \frac{I_{L_2}}{(1-D)} , \quad (3.46)$$

$$I_{L_2} = \frac{I_O}{(1-D)} , \quad (3.47)$$

$$I_{L_1} = \frac{I_O}{(1-D)^2} \quad (3.48)$$

Diğer akımların bulunabilmesi için I_{\max} ve I_{\min} değerlerinin bulunması gereklidir.

$$I_{L_1} = \frac{I_{L_1,\min} + I_{L_1,\max}}{2} , \quad (3.49)$$

$$I_{L_2} = \frac{I_{L_2,\min} + I_{L_2,\max}}{2} , \quad (3.50)$$

$$I_O = \frac{V_O}{R} \quad (3.51)$$

Eş. 3.51, 3.49, 3.48 ve 3.42'den Eş. 3.52, Eş. 3.51, 3.50, 3.47 ve 3.42'den Eş. 3.53 elde edilir.

$$I_{L_1,\min} + I_{L_1,\max} = \frac{2.V_G}{R.(1-D)^4} , \quad (3.52)$$

$$I_{L_2,\min} + I_{L_2,\max} = \frac{2.V_G}{R.(1-D)^3} \quad (3.53)$$

3.52 ve 3.31 eşitliklerinin birleştirilmesi ile 3.54 ve 3.55 eşitliği, 3.53, 3.39 ve 3.33 eşitliğinin birleştirilmesi ile 3.56 ve 3.57 eşitliği elde edilir.

$$I_{L_1,max} = \frac{V_G}{R.(1-D)^4} + \frac{V_G \cdot D \cdot T}{2.L_1}, \quad (3.54)$$

$$I_{L_1,min} = \frac{V_G}{R.(1-D)^4} - \frac{V_G \cdot D \cdot T}{2.L_1}, \quad (3.55)$$

$$I_{L_2,max} = \frac{V_G}{R.(1-D)^3} + \frac{V_G \cdot D \cdot T}{2.L_2.(1-D)}, \quad (3.56)$$

$$I_{L_2,min} = \frac{V_G}{R.(1-D)^3} - \frac{V_G \cdot D \cdot T}{2.L_2.(1-D)} \quad (3.57)$$

3.3.1. Çift katlı yükselten dönüştürücüde kapasitör gerilimindeki dalgacık oranı

M anahtarının iletimde olduğu zaman, D.T süresince C_1 kapasitörünün ortalama akımı ile L_2 indüktörünün ortalama akımı $I_{C_1} = I_{L_2}$ dir. C_1 kapasitörünün tepeden tepeye gerilim dalgalanması,

$$\Delta V_{C_1} = \frac{1}{C_1} \int_0^{D.T} I_{C_1} \cdot dt = \frac{1}{C_1} \int_0^{D.T} I_{L_2} \cdot dt = \frac{I_{L_2} \cdot D \cdot T}{C_1} \quad (3.58)$$

eşitliği ile elde edilir. Eş. 3.58 ve 3.47'den

$$\Delta V_{C_1} = \frac{I_o \cdot D}{(1-D) \cdot f \cdot C_1} \quad (3.59)$$

eşitliği elde edilir. M anahtarının iletimde olduğu zaman, DT süresince yeterince yüksek değerlikli C kapasitörü yüke sabit bir akım sağlar. DT boyunca ortalama kapasitör akımı $I_{C_o} = I_o$ dir. C_o kapasitörünün tepeden tepeye gerilim dalgalanması,

$$\Delta V_{C_o} = \frac{1}{C_o} \int_0^{D.T} I_{C_o} \cdot dt = \frac{1}{C_o} \int_0^{D.T} I_o \cdot dt = \frac{I_o \cdot D \cdot T}{C_o}, \quad (3.60)$$

$$\Delta V_{C_o} = \frac{I_o \cdot D}{f \cdot C_o} \quad (3.61)$$

eşitliği ile elde edilir.

3.3.2. İndüktör akımının ve kapasitans geriliminin sürekli durum hali

i_{L_1} , i_{L_2} indüktans akımlarının sürekli akım durumu için L_{1s} ve L_{2s} indüktanslarının sınır değerleri, I_{\min} değerlerinin sıfıra eşitlenmesi ile elde edilebilir. Bu da indüktör akımındaki dalgalanmanın ortalama indüktör akımının iki katına eşit olması demektir. Yani, I_{L_1} ve I_{L_2} ortalama indüktör akımları ise, L_1 ve L_2 indüktörlerinin dalgalanma akımları sırasıyla, $\Delta i_{L_1} = 2I_{L_1}$ ve $\Delta i_{L_2} = 2I_{L_2}$ dir.

Eş. 3.48 ve 3.31 kullanılarak;

$$\Delta i_{L_1} = 2I_{L_1} = 2 \frac{I_o}{(1-D)^2} = \frac{V_G \cdot D \cdot T}{L_{1s}} \quad (3.62)$$

denklemleri elde edilir. Dönüştürücünün çıkış gerilimi ile giriş gerilimi arasındaki eşitlik (Eş. 3.42) kullanılarak L_{1s} , sınır indüktans değeri;

$$\frac{2 \cdot I_o}{(1-D)^2} = \frac{V_o \cdot (1-D)^2 \cdot D}{f \cdot L_{1s}}, \quad (3.63)$$

$$L_{1s} = \frac{D \cdot (1-D)^4 \cdot R_o}{2f} \quad (3.64)$$

eşitliği ile elde edilir. Eş 3.33 ve 3.47 kullanılarak,

$$\Delta i_{L_2} = 2I_{L_2} = 2 \frac{I_o}{(1-D)} = \frac{V_{C_1} \cdot D \cdot T}{L_{2s}} \quad (3.65)$$

eşitliği elde edilir. Dönüştürücünün C_1 , L_2 , M , D_o ve C_o elemanlarından oluşan ikinci katındaki ortalama giriş gerilimi ile ortalama çıkış gerilimi arasındaki eşitlik kullanılarak L_{2s} , sınır indüktans değeri,

$$\frac{2 \cdot I_o}{(1-D)} = \frac{V_o \cdot (1-D) \cdot D}{f \cdot L_{2s}}, \quad (3.66)$$

$$L_{2s} = \frac{D \cdot (1 - D)^2 \cdot R_o}{2f} \quad (3.67)$$

eşitliği ile elde edilir.

C_{1s} ve C_{Os} sınır kapasitör değerleri benzer şekilde elde edilir. C_1 kapasitörünün ortalama gerilimi V_{C_1} , C_o kapasitörünün ortalama gerilimi V_o ise, sınır değerleri için C_1 kapasitör gerilim dalgalanması $\Delta V_{C_1} = 2V_{C_1}$ ve $\Delta V_{C_o} = 2V_o$ olur.

C_{1s} sınır kapasitör değeri için, Eş.3.59 ve 3.41 kullanılarak,

$$\Delta V_{C_1} = 2V_{C_1} = \frac{I_o \cdot D}{(1 - D) \cdot f \cdot C_{1s}}, \quad (3.68)$$

$$\Delta V_{C_1} = 2 \cdot V_o \cdot (1 - D) = \frac{I_o \cdot D}{(1 - D) \cdot f \cdot C_{1s}}, \quad (3.69)$$

$$C_{1s} = \frac{D}{2 \cdot (1 - D)^2 \cdot f \cdot R_o} \quad (3.70)$$

eşitliği elde edilir. C_{Os} sınır kapasitör değeri için, Eş. 3.61 kullanılarak,

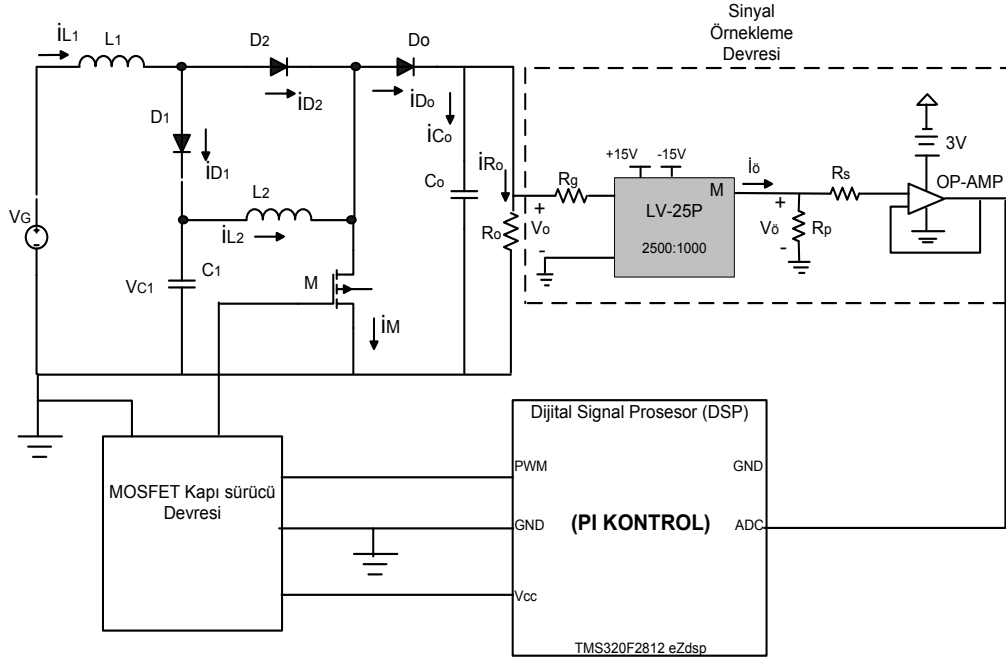
$$\Delta V_{C_o} = 2V_o = \frac{I_o \cdot D}{f \cdot C_{Os}}, \quad (3.71)$$

$$C_{Os} = \frac{D}{2 \cdot f \cdot R_o} \quad (3.72)$$

eşitliği elde edilir.

3.4. Kontrol Yöntemi

Şekil 3.11 de görüldüğü gibi çift katlı yükselten dönüştürücünün dijital kontrol şeması verilmiştir. Kontrol ünitesi, dijital sinyal üretici (DSP), sinyal örnekleme devresi ve anahtar sürücü devresinden oluşmaktadır.



Şekil 3.11. Çift katlı yükselten dönüştürücü için dijital kontrol şeması.

Şekil 3.11'de görülen $\pm 15V$ ile beslenen LV-25P gerilim örnekleme elemanı kontrol ünitesini güç devresinden ayırarak izolasyon sağlamaktadır. LV-25P gerilim örnekleme elemanı çıkış geriliminden aldığı bir gerilim örneğini önce akım sinyaline dönüştürür sonra gelen sinyali 2500/1000 oranında çıkışa aktarır. Gerilim örnekleme elemanın çıkışında bulunan R_p paralel direnciyle gelen sinyali gerilim sinyaline çevirerek OP-AMP'a aktarır.

Şekil 3.11 de görüldüğü gibi dönüştürücü devresinden örnek bir sinyal alınarak dijital kaynak üreticisinin (DSP) ADC'sine aktarılmaktadır. DSP'nin analog dijital dönüştürücüsü (ADC) en fazla 3V kadar bir gerilim örneği alabilmektedir. Şekil 3.11'deki OP-AMP'ın gerilim kaynağı 3V olduğu için en fazla 3V'a kadar çıkış verebilmektedir. Bu, ADC için bir koruma fonksiyonudur. DSP 3V seviyesine kadar PWM üretebildiğinden, sürücü devresinin MOSFET'i sürebilmesi için sürücü devresine aktarılan PWM çıkışları sürücü devresi tarafından yükseltilmektedir (Guo, 2006).

DA-DA dönüştürücülerde, çıkış gerilimi giriş geriliminin, görev çarpanının ve yük akımının bir fonksiyonudur. Yük akımında ve giriş geriliminde olabilecek ani değişikliklere karşın sabit bir çıkış gerilimi elde edilmek istenir. Bu gibi ani değişikliklerde veya bozulmalarda istenen çıkış gerilimini elde etmek adına görev çarpanını otomatik olarak ayarlayabilmek için DA-DA dönüştürücülere geri beslemeli

kontrol sistemleri uygulanır (Guo, 2006).

Bu tez çalışmasında, çift katlı yükselten dönüştürücünün çıkış gerilimini istenen seviyede tutmak için uygulanan kontrol yöntemi, dijital PI kontrol olacaktır. PI kontrolcünün transfer fonksiyonu;

$$G_C(s) = K_p + \frac{K_I}{s} \quad (3.73)$$

eşitliği ile ifade edilir. PI kontrolcüyü t, zaman bölgesinde ifade etmek gerekirse, denetim organı girişi $e(t)$, denetim organı çıkışı $m(t)$ olmak üzere;

$$m(t) = K_p \cdot e(t) + K_I \int_0^t e(\tau) \cdot d(\tau) \quad (3.74)$$

eşitliği elde edilir. Dijital kontrol için PI kontrolcü transfer fonksiyonu sürekli zaman bölgesinden ayrık zamanlı bölgeye dönüştürülmesi gerekir. 3.73 eşitliği ile s bölgesinde ifade edilen transfer fonksiyonun dijital PI kontrolcünün transfer fonksiyonundaki karşılığı,

$$G_C(z) = K_p + \frac{K_I \cdot T_0 \cdot z}{z - 1} \quad (3.75)$$

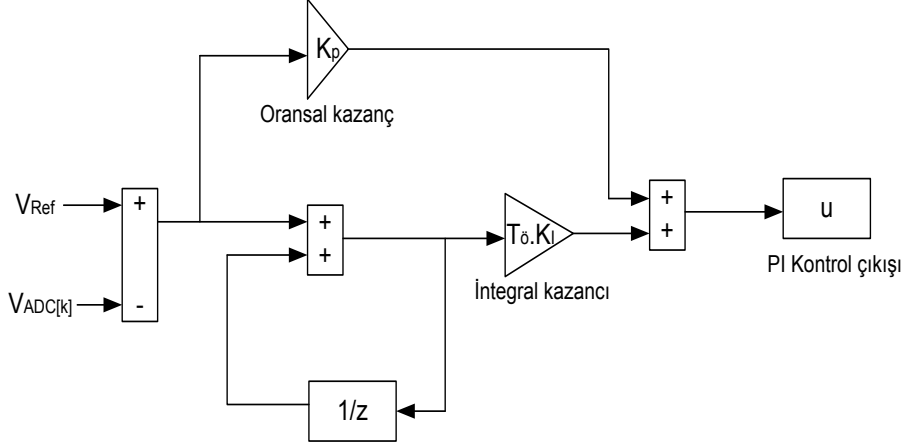
eşitliği ile elde edilir. Dijital PI kontrolcünün transfer fonksiyonu ayrık zaman bölgesinde;

$$u[k] = K_p \cdot e[k] + K_I \cdot T_0 \cdot \sum_{i=0}^k e[i] \quad (3.76)$$

eşitliği ile ifade edilir. Eş. 3.76 ile gösterilen ayrık zamanlı denklemde, $u[k]$; k. örnek için PI kontrolcü çıkışını, $e[k]$; k. örneğin hatasını, $\sum_{i=0}^k e[i]$; toplam hatayı, T_0 ; örnekleme zamanını ifade eder. Kontrolcüye giren hata,

$$e[k] = V_{Ref} - V_{ADC[k]} \quad (3.78)$$

eşitliği ile ifade edilir. Burada, $V_{ADC[k]}$ çıkış geriliminin k 'nıncı örneğinin dijital değerine, V_{Ref} istenen çıkış geriliminin referans değerine karşılık gelen dijital değerini ifade eder. Dijital PI kontrolün blok diyagramı Şekil 3.12'de gösterilmiştir.



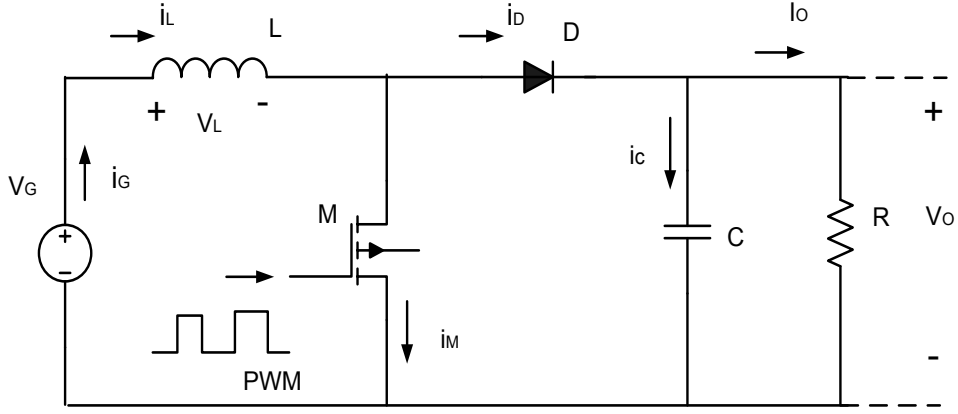
Şekil 3.12. Dijital PI kontrolün blok diyagramı.

3.5. Yumuşak Anahtarlama

Güç anahtarlarının ve güç diyotlarının iletim ve kesim zamanlarında oluşan akım ve gerilimin üst üste gelmesi anahtarlama kayıplarına neden olmaktadır. Bu duruma engel olacak herhangi bir ek yardımcı devre kullanılmadan iletime ve kesime giren anahtarlama durumu için sert anahtarlama olarak tabir edilebilir. Sert anahtarlama kavramının ele alınması yumuşak anahtarlama kavramının irdelenebilmesi açısından önemlidir.

3.5.1. Anahtarlama kayıpları

Bu bölümde, yükselten dönüştürücü için anahtarlama elemanı olarak kullanılan güç MOSFET'inin ve güç diyotunun sert anahtarlama ile anahtarlama sonucu, anahtarlama elemanında oluşan iletim ve kesim kayıpları ve güç diyotunun ters toparlanma kayıpları ele alınmıştır. Şekil 3.13'de gösterilen yükselten dönüştürücüde MOSFET iletimde olduğunda diyot ters kutuplanarak kesime girer ve indüktöre enerji depolanır. MOSFET kesime girerken diyot iletime geçerek indüktörde depolanan enerji çıkışa aktarılır.

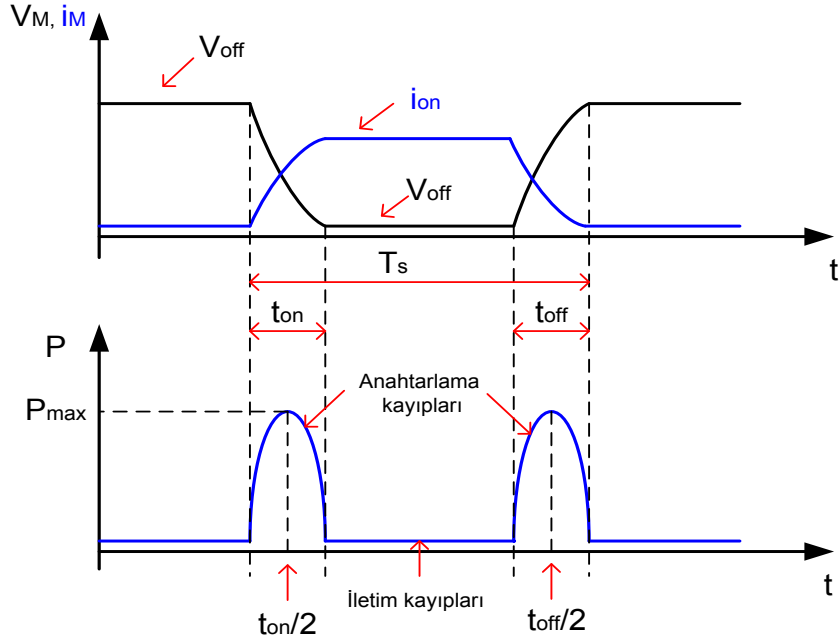


Şekil 3.13. Klasik yükselten dönüştürücü.

MOSFET'in iletme ve kesime girme anında akım ve gerilimin üst üste gelmesi ile kayıplar oluşmaktadır. MOSFET kesimdeyken iletme girmesi ile beraber diyot iletimdeyken kesime girer ve bu anda diyot ve MOSFET üzerinden ters toparlanma akımının neden olduğu tam bir kısa devre akımı geçer. Bu durum ters toparlanma kayıplarına ve oluşan kısa devre akımı ek kayıplara yol açar. Ayrıca MOSFET uçlarında parazitik kondansatörler mevcuttur. MOSFET'in iletme girmesi esnasında, bu parazitik kondansatörler MOSFET üzerinden boşalarak ilave kayıplara yol açar. (Aksoy, 2007).

MOSFET yüksek frekanslarda çalışabilen bir güç anahtarıdır. Yüksek frekanslara çıkıldıkça indüktör ve kapasitör boyutları düşürülebilmektedir ve böylece devrenin maliyetinin ve hacminin düşmesi sağlanır. Ayrıca, frekans arttıkça güç yoğunluğunda artış sağlanabilmektedir. Fakat yüksek frekanslarda anahtarlama kaybı ve EMI gürültü de artar. Bu gürültülerin artması kontrol sinyallerini bozulmasına neden olur (Tseng ve Chen, 1998; Grunathan, 2001; Grunathan ve ark., 2002; Bakan ve ark., 2005; Huang ve ark., 2006; Genç ve ark., 2011; Donuk ve ark., 2014).

Bu tez çalışmasının önemli bir kısmını oluşturan yumuşak anahtarlama kavramını irdeleyebilmek için Şekil 3.13'de gösterilen yükselten dönüştürücünün MOSFET ve güç diyotu kayıpları incelenmiştir. Şekil 3.14 ve Şekil 3.15 ile gösterilen sert anahtarlama ile anahtarlanan MOSFET ve güç diyotunun akım ve gerilim grafikleriyle anahtarlama kayıplarının analizi yapılmıştır.



Şekil 3.14. M anahtarının bir anahtarlama periyodundaki gerilim, akım ve güç kayıplarını gösteren grafikler (Genç 2010).

M anahtarının iletim ve kesim durumları için, anahtarlama periyodu boyunca anahtarın akım ve geriliminin grafikleri Şekil 3.14'de aktarılmıştır. Şekil 3.14'de gösterilen grafikte, t_{on} ; iletme geçme süresini, t_{off} ; kesime girme süresini ifade eder. P ve P_{max} sırasıyla harcanan güç ve maksimum gücü ifade eder. Şekil 3.14'de gösterilen grafikte görüldüğü gibi akım ve gerilim eğrileri MOSFET anahtarının parazitik kapasitörlerinden dolayı tam olarak lineer bir davranış sergilemez. Gerilim ve akım eğrilerinin lineer olduğu kabul edilecek olursa, bir anahtarlama periyodu boyunca oluşan kayıplar ile ilgili eşitlikler aşağıda aktarıldığı gibi ifade edilebilir (Genç, 2010).

$$W_{on} = \frac{1}{2} \cdot V_{off} \cdot i_{on} \cdot t_{on} , \quad (3.79)$$

$$W_{off} = \frac{1}{2} \cdot V_{off} \cdot i_{on} \cdot t_{off} , \quad (3.80)$$

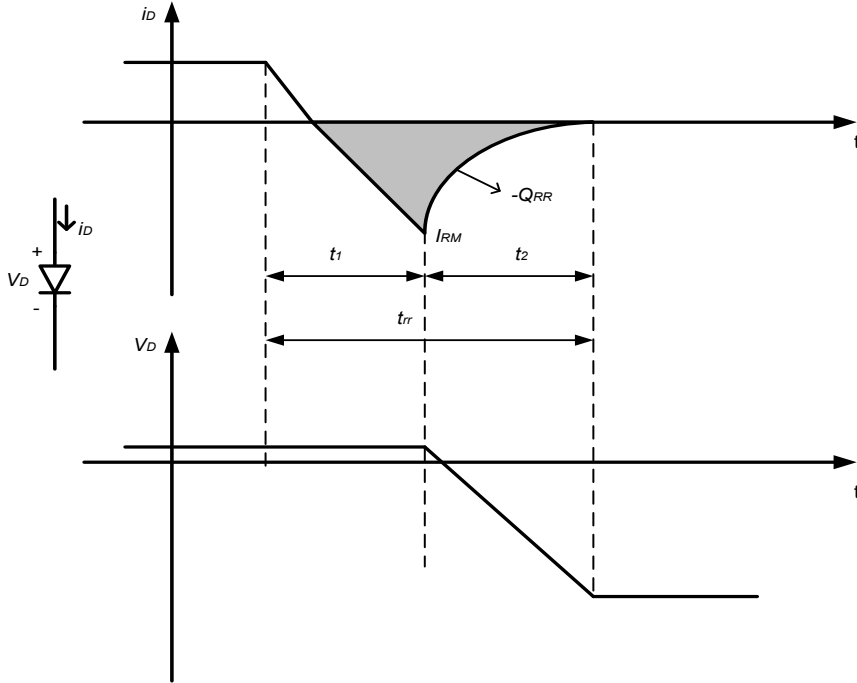
$$W_{iletim} = V_{on} \cdot i_{on} \cdot (T_s - t_{on} - t_{off}) \quad (3.81)$$

Yukarıda ifade edilen eşitliklerde, W_{on} , iletme girme süresince harcanan enerjiyi; W_{off} , kesime girme süresince harcanan enerjiyi; W_{iletim} , anahtarın iletimde olduğu sürede harcanan enerjiyi ifade eder. Bir anahtarlama periyodunda oluşan ortalama güç kaybı, P_{ort} ;

$$P_{ort} = \frac{1}{T_s} \cdot \int P(t) \cdot d(t) = (W_{on} + W_{off} + W_{iletim}) \cdot f_s \quad (3.82)$$

eşitliği ile ifade edilir.

Yukarıda da bahsedildiği gibi, dönüştürücülerde güç anahtarı iletme girerken diyot ters kutuplanarak kesime girmekte ve bu süreçte diyotun ters toparlanma akımının bir sonucu olarak diyot ve MOSFET üzerinden tam bir kısa devre akımı oluşmaktadır. Bunun sonucunda oluşan ters toparlanma kayıpları, dönüştürücülerde kullanılan güç anahtarı kayıplarına ek olarak güç diyotunda harcanan önemli bir kayıptır. Şekil 3.15'de gösterilen güç diyotunun akım ve gerilim grafikleriyle güç diyotu kayıplarının analizi yapılmıştır.



Şekil 3.15. Güç diyotunun gerilim ve akım grafikleri (Gürdal, 2000).

Ters kutuplama ile diyot kesimi, diyota uygulanan ters gerilimi karşılayabilecek bir değerde PN jonksiyonunun yüklenmesi ile elektronlar ters yönde hareket ederek negatif akımın oluşturmasına neden olur. Şekil 3.15'te görüldüğü gibi, diyot ters gerilimi henüz karşılayabilecek durumda olmadığından, akım-zaman grafiğinde akım sıfır olurken, v_D diyot gerilimi değişmez. Ters akımın tepe değeri ve dönüşüm yükü (gölgeli kısım), başlangıç akımı, sıcaklık ve kesim işlemi süresindeki akımın değişim oranı gibi değişkenleri içeren çok sayıda değişkenlerin fonksiyonlarıdır. Tepe değerinden sonra akımın değişim oranı ani veya yavaş olabilir. 50-60 Hz için bu etki genel olarak ihmal edilebilir. Hızlı diyotlar için bu frekansla kaynak gerilimi yön değiştirirken akımın azalma oranı çok küçüktür. Hızlı diyotlarda 50-60 Hz frekans için PN jonksiyonu ters gerilimi hemen karşılar. Düşük frekanslı işlemler için kullanılan böyle elemanlar, genel olarak bu etki için karakterize edilmezler (Gürdal, 2000).

Şekil 3.15'de görüldüğü gibi güç diyotundaki en büyük kayıp kesim sürecinde olduğu görülmektedir. Şekil 3.15 grafiğinden aşağıdaki eşitlikler elde edilir.

$$Q_{rr} = 0,5 \cdot t_{rr} , \quad (3.81)$$

$$I_{RM} = \frac{di_D}{dt} \cdot t_1 , \quad (3.82)$$

$$t_{rr} = \frac{2 \cdot Q_{rr}}{(di_D/dt) \cdot t_1} \quad (3.83)$$

Eşitliklerde, Q_{rr} (Şekil 3.15'de gölgeli alanla gösterilen yük), I_{RM} ters akımın tepe değeri, t_{rr} tersine dönüşüm zamanı ya da ters toparlanma zamanı ve t_1 ve t_{rr} zamanının alt bölümleridir. Yukarıdaki eşitlikler t_{rr} ve I_{RM} değerlerini bulmak için kullanılabilir. Ani dönüşüm için t_2 ihmal edilebilir ve $t_1 = t_{rr}$ olur. Yumuşak dönüşüm için t_2 , t_{rr} 'nin yarısı olarak alınabilir. $t_1 = t_2 = t_{rr}/2$ alınırsa;

$$t_{rr} = \left(\frac{4 \cdot Q_{rr}}{(di_D/dt)} \right)^{0,5} , \quad (3.84)$$

$$I_{RM} = \left[Q_{rr} \cdot \left(\frac{di_D}{dt} \right)^{0,5} \right] \quad (3.85)$$

eşitlikleri elde edilir.

3.5.2. Yumuşak anahtarlama kavramı

Güç anahtarlarında iletme ve kesime girme sırasında akım ve gerilimlerin üst üste gelmesi ile tabir edilen sert anahtarlama sonucu oluşan anahtarlama kayıplarının oluşması, yüksek frekanslara çıkıldıkça EMI gürültünün artması problemi yumuşak anahtarlama kavramını ortaya çıkarmıştır. Yumuşak anahtarlama ile akım gerilimlerin üst üste gelmesinin engellenmesi ile anahtarlama enerji kayıpları bastırılır ve hatta uygun bir yardımcı devreyle anahtarlama enerji kayıpları geri kazanılır, akım ve gerilimlerin yükselme hızları sınırlandırılır.

Yumuşak anahtarlama, dönüştürücülerin temel bir parçası olmayan, güç anahtarlarının iletme ve kesime girme esnasında devreye giren bastırma hücreleri olarak ifade edilen yardımcı devreler ile sağlanır. Dönüştürücünün anahtarlama elemanının PWM etkisi ile iletme ve kesime girme süreleri bastırma hücrelerinin devreye girmesi ile normal sürelerinin dışına taşabilir. Bu taşmaların minimum seviyede kalması ve PWM kontrolüne etki etmemesi istenir. Bastırma hücrelerinde kullanılan kondansatör ve indüktörlerin etkisiyle güç anahtarı ve diyot üzerinde akım ve gerilim stresine yol açması dönüştürücüler için ilave bir sorundur. Bunun için uygun bir bastırma hücresi kullanılarak akım ve gerilim streslerinin yok edilmesi veya minimum seviyede tutulması gerekir. Ayrıca bastırma hücrelerinde az sayıda devre elemanı kullanılarak maliyeti kısılmalı ve dönüştürücünün karışıklığı ve hacmi düşürülmelidir (Aksoy, 2007)

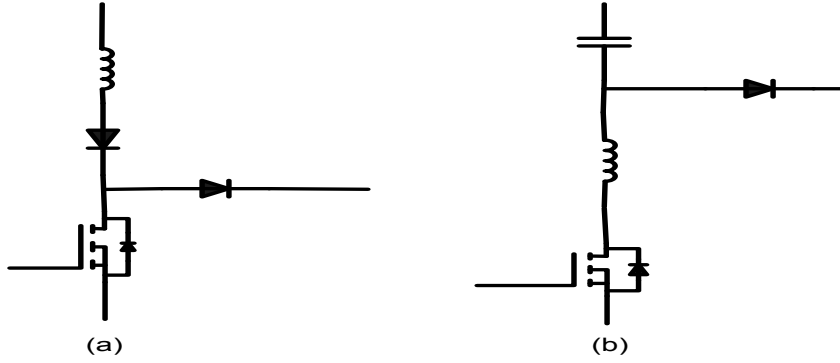
Literatürde, RC/RCD, rezonanslı/rezonanssız, aktif/pasif bastırma hücreleri gibi çok sayıda bastırma hücre çeşitleri mevcuttur (Bodur, 2002).

RCD bastırma devreleri basit yapılara sahiptir ve maliyeti çok düşüktür. Fakat anahtarlama kayıpları dirençler üzerinden harcandığı için çok kötü bir performansa sahiptir ve bundan dolayı devrenin verimi düşmektedir (Tseng ve ark., 1998).

Sadece RCD veya RLD elemanları ile oluşturulan bastırma devreleri rezonanssız bastırma devreleridir. Şekil 3.16a'da görüldüğü gibi sadece indüktör elemanı ile

oluşturulan rezonanssız bastırma devresi örneğinde kısmi rezonansla enerjisini aktarabilecek bir kondansatör yoktur.

Rezonanssız hücreler klasik rezonanslı hücreler modern hücrelerdir. Şekil 3.16b'de rezonanslı bastırma hücresi gösterilmektedir. Rezonanssız bastırma devreleri klasik devre olarak adlandırılırken, modern bastırma devreleri olarak adlandırılan rezonanslı devrelerde sadece anahtarlama işlemi esnasında kısmi bir rezonans gerçekleşir. Temel olarak bu kısa süreli kısmi rezonans ile bastırma enerjisinin geri kazanılması amaçlanır. Ayrıca hiç bir yardımcı anahtarın kullanılmadığı bastırma devreleri pasif, en az bir yardımcı anahtarın kullanıldığı bastırma devreleri aktif bastırma devreleridir (Aksoy, 2007).



Şekil 3.16. a-) Rezonanssız, b-) rezonanslı bastırma devre şekilleri (Huang ve ark., 1998).

Dönüştürücülerde kullanılan, rezonanslı veya rezonanssız bastırma devreleri ile elde edilen, sıfır gerilimde anahtarlama (ZVS) ve sıfır akımda anahtarlama (ZCS) teknikleri ve sadece rezonanslı bastırma devreleri ile elde edilen, sıfır gerilimde geçiş (ZVT) ve sıfır akımda geçiş (ZCT) teknikleri yumuşak anahtarlama tekniklerini oluşturmaktadır (Bodur, 2002).

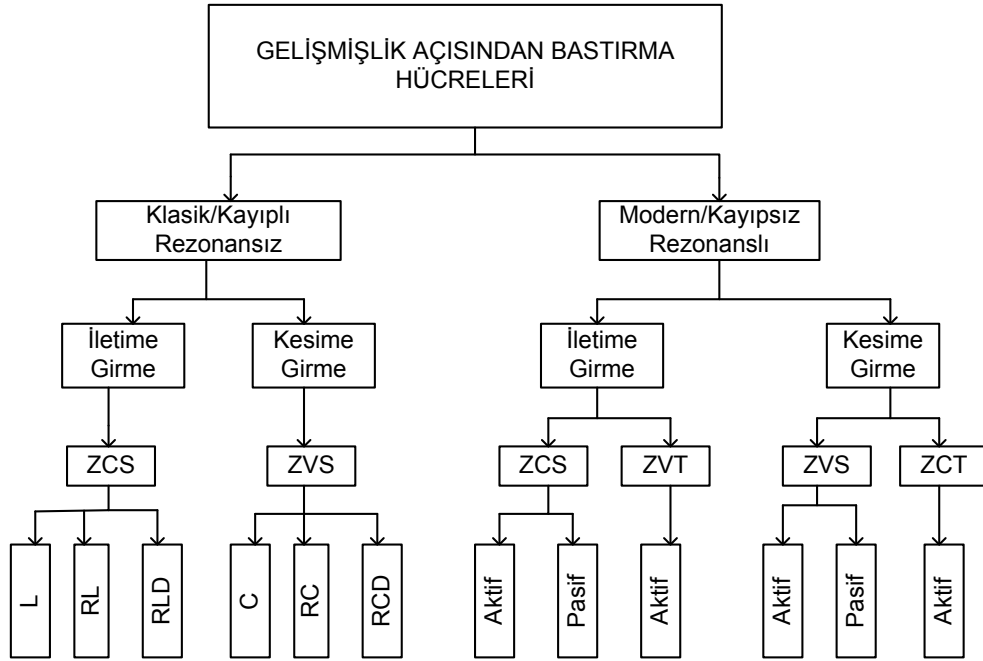
Sıfır akımda anahtarlama ZCS tekniği ile anahtarın iletme girme esnasında, anahtara seri bağlı küçük değerlikli bir indüktans tarafından gelen akımın yükselme hızı sınırlandırılır. Böylece akım ve gerilimin üst üste binmesi yaklaşık olarak sınırlandırılmış olur. Bu nedenle bu tekniğe yaklaşık ZCS tekniği de denilmektedir. Sert anahtarlama işleminde gerçekleşen anahtarlama kayıp enerjisi aslında, bu teknikte güç anahtarına seri bağlı olan indüktansa aktarılır (Aksoy, 2007).

Sıfır gerilimde anahtarlama (ZVS) tekniği ile güç anahtarının kesime girmesi esnasında, güç anahtarına paralel bağlı küçük değerlikli bir kondansatör vasıtasıyla anahtar uçlarında gerilimin yükselme hızı sınırlandırılır. Böylece akım ve gerilimin üst üste binmesi yaklaşık olarak sınırlandırılır. Bu nedenle bu tekniğe yaklaşık ZVS tekniği de denilmektedir. Sert anahtarlama işleminde gerçekleşen anahtarlama kaybındaki enerji, bu teknikle kondansatöre aktarılır. ZCS ve ZVS tekniği ile sırasıyla indüktör ve kondansatöre aktarılan anahtarlama enerji kayıpları klasik hücrelerde bir direnç üzerinden harcanırken, modern hücrelerde kısmi bir rezonans ile yüke veya kaynağa aktarılır (Aksoy, 2007).

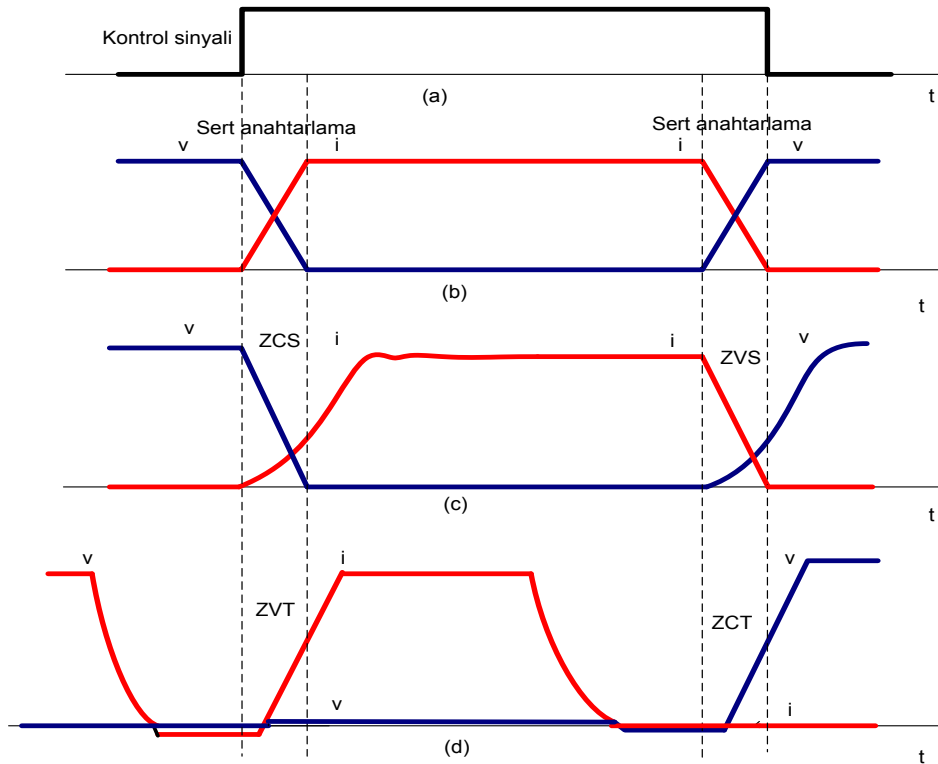
Sıfır akımda geçiş (ZCT) tekniğinde, bastırma hücresinde ek bir yardımcı güç anahtarı kullanılarak, iletim durumunda olan güç anahtarından geçen akım kısmi bir rezonans ile çok kısa bir süre için sıfıra düşürüldükten sonra kontrol sinyali kesilir. Böylece akım ve gerilimin üst üste binmesi tamamen engellenmiş olur. Mükemmel bir şekilde kesime giren güç anahtarının anahtarlama enerjisi geri kazanılır (Aksoy, 2007).

Sıfır gerilimde geçiş (ZVT) tekniğinde, bastırma hücresinde ek bir yardımcı güç anahtarı kullanılarak, kesim durumunda olan güç anahtarının uçlarındaki gerilim kısmi bir rezonans ile sıfıra düşürüldükten sonra kontrol sinyali uygulanır. Böylece akım gerilimin üst üste binmesi tamamen engellenmiş olur. Mükemmel bir şekilde iletme giren güç anahtarının anahtarlama enerjisi geri kazanılır. MOSFET lerde bulunan parazitik kondansatörün deşarj enerji kaybının yok edilmesi ve bu enerjinin geri kazanılması sadece ZVT de mümkün olmaktadır. Bu da MOSFET güç anahtarı için önemlidir (Aksoy, 2007).

Şekil 3.17'de bastırma hücrelerinin gelişmişlik açısından sınıflandırılması gösterilmiştir.



Şekil 3.17. Bastırma hücrelerinin gelişmişlik açısından sınıflandırılması (Aksoy, 2007).



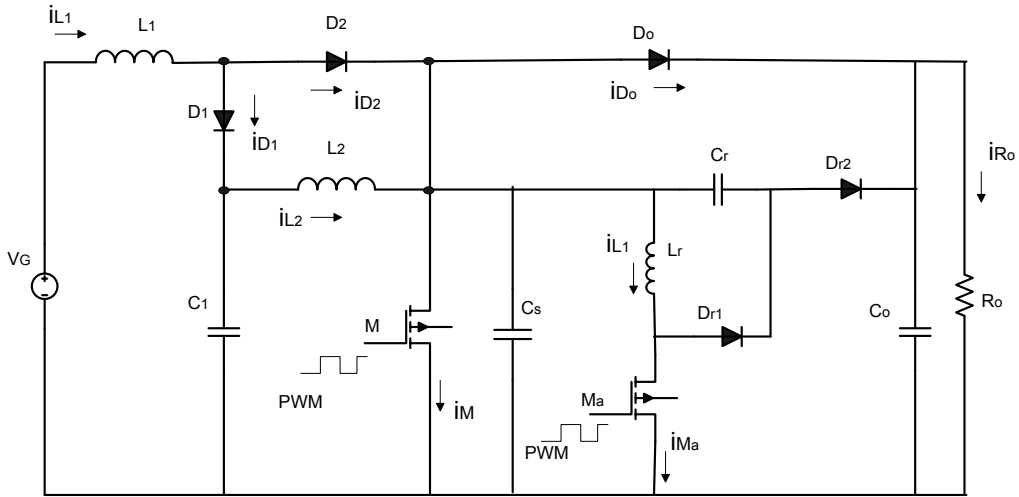
Şekil 3.18. (a) Bir anahtarlama güç elemanının kontrol sinyali (b)sert anahtarlama, (c) ZCS ile ZVS (d) ZCT ile ZVT çalışmaları ile ilgili dalga şekilleri (Aksoy, 2007).

Şekil 3.18 de bir anahtarlama elemanının kontrol sinyali ile sert anahtarlama ve

yumuşak anahtarlama teknikler ile ilgili dalga şekilleri görülmektedir. Şekil 3.18 de görüldüğü gibi normal PWM dönüştürücülere eklenen bastırma hücreleri ile iletme ve kesime girme süreleri normal sürelerinin dışına taşabilir. PWM kontrolü etkileyerek, normal PWM tekniğinin istenen özelliklerini engelleyebilir. Rezonanslı ve normal PWM tekniklerinin istenen özelliklerini birleştirmek için, normal PWM dönüştürücülere rezonanslı aktif bastırma devreleri eklenerek, sıfır gerilim geçişli (ZVT) ve sıfır akım geçişli (ZCT) PWM dönüştürücüler tasarlanmıştır. Bu dönüştürücülerde, iletme ve kesime girme işlemleri, bir rezonans ile elde edilen ZVT veya ZCT süresinin çok kısa süreli bir periyodunda gerçekleşir. Sonuç olarak, rezonanslar çok kısa süreli bir zaman periyodunda gerçekleştiği için, dönüştürücü neredeyse tüm zaman periyodu boyunca normal bir PWM dönüştürücü olarak davranır (Bodur ve Bakan, 2002).

3.6. Önerilen Devrenin Tasarımı ve Analizi

Bu bölümde Şekil 3.19'da önerilen dönüştürücü devresinin sürekli iletim moduna (CCM) göre tasarım kriterleri ve Orcad-PSpice programından yararlanarak durum analizi yapıldı.



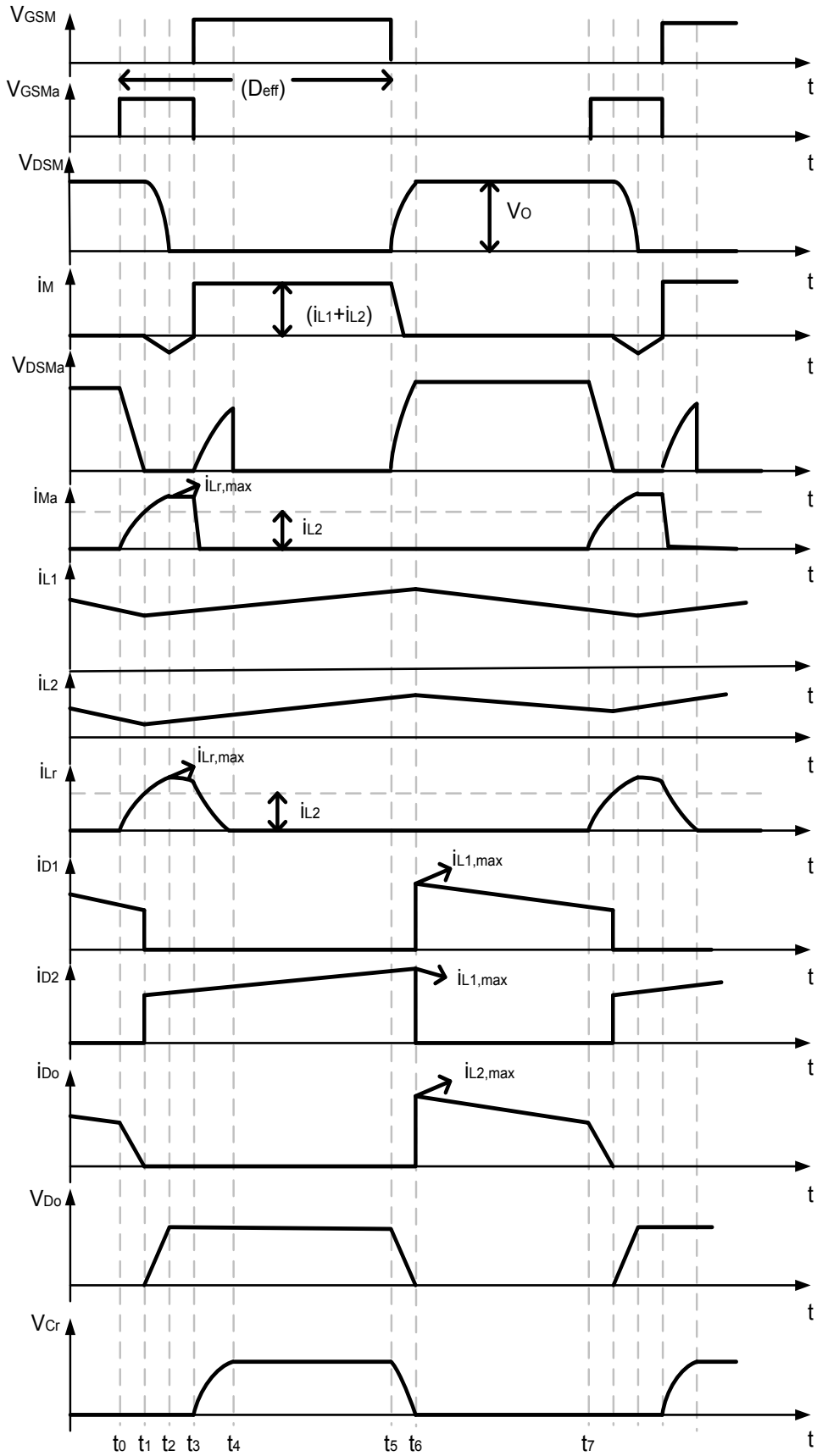
Şekil 3.19. Önerilen yumuşak anahtarlama çift katlı yükselten DA-DA dönüştürücü.

3.6.1. Önerilen devrenin durum analizi

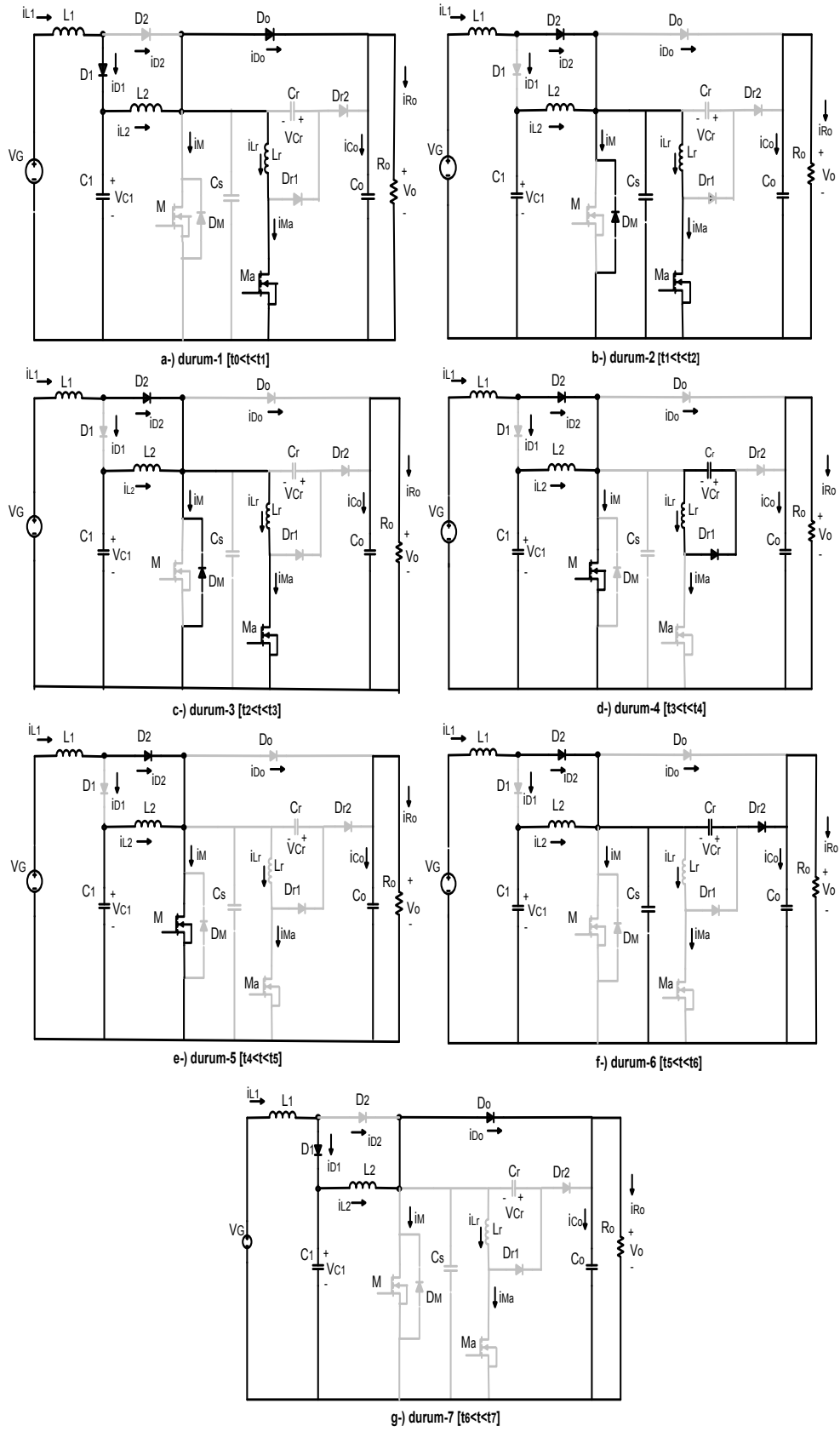
Şekil 3.19 ile gösterilen devre, ana devre; çift katlı yükselten DA-DA dönüştürücü devresi ve rezonans indüktörü (L_r), rezonans kapasitörü (C_r), güç anahtarının parazitik kondansatörlerini de kapsayan rezonans kapasitörü (C_s), bir

yardımcı güç anahtarı (M_a) ve iki yardımcı diyot (D_{r_1}) ve (D_{r_2}) den oluşan bir yardımcı devreden oluşmaktadır. Sürekli iletim modunda (CCM) de çalışan devrede C_1 kondansatörü ve C_o çıkış kondansatörü yeteri büyüklükte olup bütün elemanlar ideal kabul edilmiştir.

Şekil 3.19'da görülen yumuşak anahtarlama çift katlı yükselten DA-DA dönüştürücü devresinin ayrıntılı durum analizi için benzetim çalışması Orcad-psipce programıyla yapıldı. Yapılan benzetim çalışması sonucunda ortaya çıkarılan 7 farklı durum analizi aşağıda aktarılmıştır. Önerilen devrenin 7 farklı durum analizi için teorik dalga şekilleri ve eşdeğer devre şekilleri sırasıyla Şekil 3.20 ve Şekil 3.21 ile gösterilmiştir.



Şekil 3.20. Önerilen devrenin teorik dalga şekilleri.



Şekil 3.21. Önerilen devrenin 7 farklı durumu için eşdeğer devre şekilleri.

Durum-1 [$t_0 < t < t_1$];

t_0 'dan hemen önce D_2 diyotu kesimde, D_1 diyotu ve çıkış diyotu D_0 iletimdedir. Ana anahtar M ve yardımcı anahtar M_a kesimdedir. M_a yardımcı anahtarına t_0 da kontrol sinyali uygulanır ve L_r indüktöründen rezonans akımı akmaya başlar ve t_1 anında, i_{L_r} akımı i_{L_2} akımına eşit olur. i_{L_r} akımı L_r indüktörü tarafından di/dt oranı ile hızı sınırlandırılarak artmaya başlar. Hızı sınırlandırılarak yükselen i_{L_r} akımından dolayı M_a yardımcı anahtarı ZCS ile ilettime girer ve çıkış diyotu D_0 diyotundan geçen akımın hızı sınırlandırılarak düşmeye başlar. Böylece D_0 diyotunun ters toparlanma akımından dolayı oluşan ters toparlanma kayıpları düşürülmüş olur. Bu zaman aralığında V_{C_r} gerilimi sıfıra ve C_s üzerindeki gerilim V_o çıkış gerilimine eşittir. Bu aralıktaki zaman, i_{L_r} akımı ve i_{D_0} akımı;

$$i_{L_r}(t) = \frac{V_{C_s}}{L_r} \cdot (t_1 - t_0) = \frac{V_o}{L_r} \cdot (t_1 - t_0) , \quad (3.86)$$

$$(t_1 - t_0) = \frac{L_r \cdot i_{L_2}}{V_o} , \quad (3.87)$$

$$V_{C_r}(t) = 0 , \quad (3.88)$$

$$i_{D_0}(t) = i_{L_2} - i_{L_r} \quad (3.89)$$

eşitliği ile elde edilir.

Durum-2 [$t_1 < t < t_2$];

$t = t_1$ anında artan i_{L_r} akımı i_{L_2} 'ye eşit olduğundan i_{D_0} akımı sıfır olur. C_s kondansatörü ve L_r indüktörü arasında rezonans başlamasıyla D_1 kesime girer, D_2 ilettime geçer. C_s kondansatörü ve L_r indüktörü arasındaki rezonanstan dolayı C_s kondansatörü üzerindeki enerjiyi L_r indüktörüne aktararak i_{L_r} akımı artmaya devam eder ve V_{C_s} gerilimi azalır. Artan i_{L_r} akımının bir kısmını i_{L_1} ve i_{L_2} akımı, diğer kısmını ana anahtarın gövde diyotu D_M taşır ve i_M akımı negatif yöndedir. Bu aralıktaki zaman, akım ve gerilimler;

$$V_{C_s}(t) = V_{C_s,max} \cdot \cos w_1(t - t_1) = V_o \cdot \cos w_1(t - t_1), \quad (3.90)$$

$$i_{L_r}(t) = i_{L_1} + i_{L_2} + \frac{V_o}{Z_1} \cdot \sin w_1(t - t_1) , \quad (3.91)$$

$$w_1 \cdot L_r = \frac{1}{w_1 \cdot C_s} , \quad (3.92)$$

$$w_1 = 1/\sqrt{L_r \cdot C_s} , \quad (3.93)$$

$$Z_1 = \sqrt{L_r/C_s} \quad (3.94)$$

eşitlikleri ile elde edilir. $t = t_2$ anında C_s kondansatörü üzerindeki enerjiyi L_r indüktörüne tamamen aktardığında V_{C_s} gerilimi sıfır olur. Bu aralıktaki zaman;

$$V_{C_s}(t) = V_o \cdot \cos w_1(t_2 - t_1) = 0 , \quad (3.95)$$

$$\cos w_1(t_2 - t_1) = 0 , \quad (3.96)$$

$$w_1(t - t_1) = \frac{\pi}{2} \quad (3.97)$$

burada, $w_1 = 1/\sqrt{L_r \cdot C_s}$ olduğundan,

$$(t_2 - t_1) = \frac{\pi}{2} \cdot \sqrt{L_r \cdot C_s} \quad (3.98)$$

eşitliği ile elde edilir.

.Durum-3 [$t_2 < t < t_3$];

Bu aralıkta M ana anahtarı kesimde, M_a yardımcı anahtarı iletimdedir. t_2 anında, C_s kondansatörü üzerindeki enerjiyi L_r indüktörüne tamamen aktarır. i_{L_r} akımı maksimum değerine ulaşır. C_s kapasitörü M ana anahtarının parazitik kondansatörünü

de kapsamaktadır. C_s kondansatörü üzerindeki gerilim sıfırken M ana anahtarının ZVT ile kesime girmesi için M ana anahtarının kontrol sinyalinin uygulanması gerekmektedir. i_{L_r} akımının maksimum değeri;

$$i_{L_r}(t) = i_{L_r,max} = i_{L_1} + i_{L_2} + \frac{V_o}{Z_1} , \quad (3.99)$$

$$V_{C_r}(t) = 0 \quad (3.100)$$

eşitliği ile ifade edilir. M ana anahtarının ZVT ile iletme girmesi için gerekli en düşük zaman, Eş. 3.87 ve 3.98'den,

$$t_d = \frac{L_r \cdot i_{L_2}}{V_o} + \frac{\pi}{2} \cdot \sqrt{L_r \cdot C_s} \quad (3.101)$$

eşitliği elde edilir.

Durum-4 [$t_3 < t < t_4$];

t_3 anında M ana anahtarının gövde diyotu D_M iletimde iken ve M ana anahtarının uçları arasındaki V_{C_s} gerilimi sıfırda tutulurken M ana anahtarına kontrol sinyali uygulanarak M ana anahtarı ZVT ile iletme girer. t_3 anında M_a yardımcı anahtarının kontrol sinyali kesilir L_r indüktöründe biriken enerji L_r ve C_r arasında gerçekleşen bir rezonans ile $L_r - D_{r_1} - C_r$ yolu ile C_r kondansatörüne aktarılır. M_a yardımcı anahtarı kesime giderken M_a yardımcı anahtar gerilimi C_r kondansatörü tarafından yükselme hızı sınırlandırılır. Böylece M_a yardımcı anahtarı ZVS ile kesime girer. Bu aralıktaki ilgili akım ve gerilimler;

$$i_{L_r}(t) = i_{D_{r_1}} = i_{L_r,max} \cdot \cos w_2(t - t_3) , \quad (3.102)$$

$$V_{C_r}(t) = i_{L_r,max} \cdot Z_2 \cdot \sin w_2(t - t_3) , \quad (3.103)$$

$$w_2 = 1/\sqrt{L_r \cdot C_r} , \quad (3.104)$$

$$Z_2 = \sqrt{L_r/C_r} \quad (3.105)$$

eşitlikleri ile ifade edilir.

***Durum-5* [$t_4 < t < t_5$];**

Bu aralıkta M ana anahtarı iletme devam etmekte ve M_a yardımcı anahtarı da kesimde olmaya devam etmektedir. t_4 anında L_r indüktörü üzerindeki enerji tamamen C_r kondansatörü üzerine aktarır ve D_{r1} diyotu ters kutuplanır. t_4 anından sonra M_a yardımcı anahtarı uçları arasında görülen V_{C_s} gerilimi sıfır olduğundan kesimde olmasına rağmen M_a yardımcı anahtar gerilimi sıfırdır. C_r kondansatörü üzerindeki gerilimini M ana anahtarı kesime girene kadar muhafaza eder.

***Durum-6* [$t_5 < t < t_6$];**

t_5 anında M ana anahtarı C_s kondansatörü tarafından gerilim yükselme hızı sınırlandırılarak ZVS ile kesime girmeye başlar. Bu aralıkta C_s kondansatörü üzerindeki gerilim artarken, C_r kondansatörü üzerindeki enerjisini çıkışa aktararak gerilim düşme hızı sınırlandırılır. Böylece çıkış diyotu D_o üzerindeki gerilim düşüş hızı sınırlandırılmış olur. Bu aralıkta C_s kondansatörü üzerindeki gerilim;

$$V_{C_s}(t) = V_o - V_{C_r}(t) \quad (3.106)$$

eşitliği ile ifade edilir.

***Durum-7* [$t_6 < t < t_7$];**

Bu aralıkta M ana anahtarı ve M_a yardımcı anahtarı da kesimdedir. t_6 anında C_r kondansatörü üzerindeki gerilim sıfıra, C_s kondansatörü üzerindeki gerilim V_o çıkış gerilimine eşit olur. t_6 anından itibaren, D_2 diyodu kesime, D_1 diyodu ve çıkış diyotu D_o iletme geçer. t_7 anından itibaren döngü devam eder.

3.6.2. Önerilen devrenin tasarım kriterleri

Şekil 3.21 de görülen önerilen dönüştürücü devresi, sürekli iletim modunda (CCM) de çalışmaktadır. Akımın sürekli iletimde olması için yüksek frekanslarda çalışan dönüştürücünün ana devresinde yeterli büyüklükte L_1 ve L_2 indüktansları ve yüksek frekanslarda çalışabilen MOSFET güç anahtarı kullanıldı. Ana devrede kullanılan C_1 kondansatörü ve C_o çıkış kondansatörü yeteri büyüklükte seçildi ve dolayısıyla gerilimleri sabit kabul edilebilir. Önerilen devrede kullanılan yardımcı devre, rezonans indüktörü (L_r), rezonans kapasitörü (C_r), güç anahtarının parazitik kondansatörlerini de kapsayan rezonans kapasitörü (C_s), bir yardımcı güç anahtarı (M_a) ve iki yardımcı diyot (D_{r_1}) ve (D_{r_2}) den oluşmaktadır. Ayrıca, ana devrede kullanılan D_1, D_2, D_o güç diyotları, M ana güç anahtarı ve yardımcı devrede kullanılan D_{r_1}, D_{r_2} yardımcı güç diyotları, M_a yardımcı güç anahtarı tasarım şartlarını karşılayabilecek güçtedirler.

Önerilen devrenin tasarım kriterleri için çıkış gücü $P_o = 300 W$, çıkış gerilimi $V_o = 300 V$, giriş gerilimi için $V_G = 30 V$, $V_G = 60 V$ gerilim değerleri ve anahtarlama frekansı $f = 50 kHz$ olan değerler kullanılmıştır.

3.6.2.1. Ana devrenin indüktör ve kapasitör değerlerinin belirlenmesi

Önerilen dönüştürücü devresinin giriş gerilimi, çıkış gerilimi arasındaki ilişkiyi ana anahtarın görev çarpanı etkilediği gibi yardımcı anahtarın küçük değerlikli görev çarpanı da etkilemektedir. Sonuç olarak, Şekil 3.20'de önerilen dönüştürücünün dalga şekilleri üzerinde gösterilen etkin görev çarpanı D_{eff} ana anahtarın görev çarpanı ve yardımcı anahtarın görev çarpanı toplamı kadardır. Dolayısıyla giriş gerilimi V_G ve çıkış gerilimi, V_o arasındaki ilişki, Eş. 3.42 deki görev çarpanı D' nin yerine etkin görev çarpanı D_{eff} 'i koyarsak;

$$V_o = \frac{V_G}{(1 - D_{eff})^2} \quad (3.107)$$

eşitliği ile elde edilir.

Sürekli iletim modunda çalıştırılan önerilen dönüştürücü devresi için sınır

indüktans değerlerinin hesaplanarak L_1 ve L_2 indüktans değerleri belirlenmiştir. Önerilen devrenin L_{1s} ve L_{2s} sınır indüktanslarını 3. bölümdeki Eş. 3.64 ve Eş. 3.67 den yararlanarak önerilen devreye uyarlırsak;

$$L_{1s} = \frac{D_{eff} \cdot (1 - D_{eff})^4 \cdot R_o}{2f}, \quad (3.108)$$

$$L_{2s} = \frac{D_{eff} \cdot (1 - D_{eff})^2 \cdot R_o}{2f} \quad (3.109)$$

eşitlikleri elde edilir. Tasarım kriteri için yukarıda verilen değerlere göre en küçük etkin görev çarpanı için maksimum indüktans sınır değerleri; Eş. 4.23 den ve Eş. 4.24 ten yaklaşık olarak sırasıyla, $L_{1s} = 68 \mu H$, $L_{2s} = 334 \mu H$ olarak elde edilir. Kullanılan değerler; $L_1 = 400 \mu H$, $L_2 = 550 \mu H$ olarak belirlenmiştir.

C_{1s} ve C_{0s} sınır kondansatör değerleri için Eş. 3.70 ve 3.72'i kullanarak önerilen devrenin sınır kondansatör değerleri;

$$C_{1s} = \frac{D_{eff}}{2 \cdot (1 - D_{eff})^2 \cdot f \cdot R_o}, \quad (3.110)$$

$$C_{0s} = \frac{D_{eff}}{2 \cdot f \cdot R_o} \quad (3.111)$$

eşitlikleri ile elde edilir. En küçük görev çarpanı için kondansatörlerin sınır değerleri Eş. 3.109'dan ve Eş. 3.110'dan yaklaşık olarak sırasıyla $C_{1s} = 90 nF$ ve $C_{0s} = 18 nF$ olarak elde edilir. Kullanılan değerler; $C_1 = 220 \mu F$ ve $C_o = 450 \mu F$ olarak belirlenmiştir.

3.6.2.2. Ana devrede ana anahtarın ve diyotların belirlenmesi

Güç anahtarının ve diyotların üzerinden geçebilecek maksimum akım ve maruz kalabilecekleri maksimum gerilimler belirlendikten sonra kullanılacak güç anahtarı ve diyotlar belirlenmektedir.

Önerilen devredeki en yüksek gerilim (300 V) çıkış gerilimidir. Bundan dolayı güç elemanlarının maruz kalacakları en yüksek gerilim değeri 300 V olur. Ana devrede kullanılan D_1 ve D_2 diyotlarından geçebilecek maksimum akım değeri i_{L_1} akımının maksimum değeridir. D_o çıkış diyodundan geçebilecek maksimum akım değeri i_{L_2} akımının maksimum değeridir. Ana anahtardan geçebilecek maksimum akım değeri, i_{L_1} ve i_{L_2} akımlarının maksimum değerlerinin toplamı kadardır. Eş. 3.54 ve 3.56 da verilen, sırasıyla i_{L_1} ve i_{L_2} akımlarının maksimum değerlerini önerilen devreye uyarlırsak;

$$I_{L_1,max} = \frac{V_G}{R \cdot (1 - D_{eff})^4} + \frac{V_G \cdot D_{eff} \cdot T}{2 \cdot L_1}, \quad (3.112)$$

$$I_{L_2,max} = \frac{V_G}{R \cdot (1 - D_{eff})^3} + \frac{V_G \cdot D_{eff} \cdot T}{2 \cdot L_2 \cdot (1 - D_{eff})} \quad (3.113)$$

eşitlikleri elde edilir. Tasarım kriterleri için yukarıda verilen değerlere göre, Eş. 3.111 ve 3.112 den D_1 ve D_2 diyotlarından geçebilecek maksimum akım değeri 7,5 A, D_o çıkış diyodundan geçebilecek maksimum akım değeri 3,4 A ve ana anahtardan geçecek maksimum akım değeri ise 10,9 A olarak belirlenmiştir.

Belirlenen değerleri karşılayabilecek koşullara sahip olan, IXYS DSEI 30-12A diyotları ve IRFP460 MOSFET güç anahtarı kullanılmıştır.

3.6.2.3. Yardımcı devre elemanlarının belirlenmesi

Önerilen devrede yumuşak anahtarlanmanın gerçekleştirilebilmesi için belirlenen gecikme süresi önem arz etmektedir. Ana anahtara belirli bir gecikme süresi ile kontrol sinyali uygulanır. Uygulanan gecikme süresi yardımcı anahtarın görev çarpanını belirlemede kullanılmaktadır. Bu gecikme, zaman periyodunun çok kısa bir kısmını oluşturur. Dolayısıyla, bu kısa zaman diliminde yardımcı devrede kullanılan C_s kondansatör ve L_r indüktör elemanlarının sırasıyla boşalma dolma sürelerinin de bu zaman diliminde gerçekleşmesi gerekmektedir. Buna göre yardımcı devrede kullanılan kondansatör ve indüktör elemanlarının küçük değerde olması gerekir.

Eş. 3.101 ile verilen gecikme süresi için uygun bir değer koşulu öne sürerek

yardımcı anahtarın görev çarpanı belirlenir ve bu ana anahtarın görev çarpanı değerinden çok daha küçük bir değerdedir. Buna göre, yukarıda tasarım kriterleri için verilen değerlere göre en küçük görev çarpanı 0.61 olduğundan bu değer 20 μsn 'lik zaman periyodundaki değeri 12,2 μsn dir. Dolayısıyla 1 μsn gecikme süresi için uygun bir değerdir. Uygun görülen bu gecikme süresini aşmayan değerlerle yani, $L_r = 15 \mu H$, $C_s = 2.2 nF$ olarak seçilmiş. C_r kondansatöründeki gerilim değeri çıkış gerilimine ulaşmayan bir değerde yani, L_r indüktöründeki enerjiyi C_r kondansatörüne aktarmak için $C_r = 10 nF$ olarak seçilmiştir. Eş. 3.101 de verilen denklem ile elde edilen gerekli en düşük gecikme süresi, kullanılan kondansatör (C_s), indüktör (L_r) değerlerine ve yukarıda bulunan i_{L_2} akımının maksimum değerine göre Eş. 3.114'den,

$$t_d \geq \frac{15 \times 10^{-6} \times 3,4}{300} + \frac{\pi}{2} \cdot \sqrt{15 \times 10^{-6} \times 2.2 \times 10^{-9}} \quad (3.114)$$

$t_d \geq 0.46 \mu sn$ olarak elde edilir. Yardımcı devrede kullanılan yardımcı güç anahtarı yukarıda hesaplanan i_{L_1} ve i_{L_2} akımlarının maksimum değerlerinin toplamından ziyade geçici durumları da karşılayabilecek güçte olan IRFP460 MOSFET güç anahtarı ve yardımcı devre diyotları olarak IXYS DSEI 30-12A kullanılmıştır.

4. BULGULAR

Tez kapsamında yapılan benzetim çalışmalarında Simplorer ve Orcad-PSpice programlarından yararlanılmıştır. Simplorer programıyla çift katlı yükselten devrenin ve önerilen devrenin PI kontrolünün benzetim çalışması yapılmıştır. Orcad-PSpice programından çift katlı yükselten ve önerilen devrenin akım ve gerilim grafikleri elde edilmiştir. Önerilen devrenin uygulama çalışması yapılarak akım ve gerilim grafikleri elde edilmiştir.

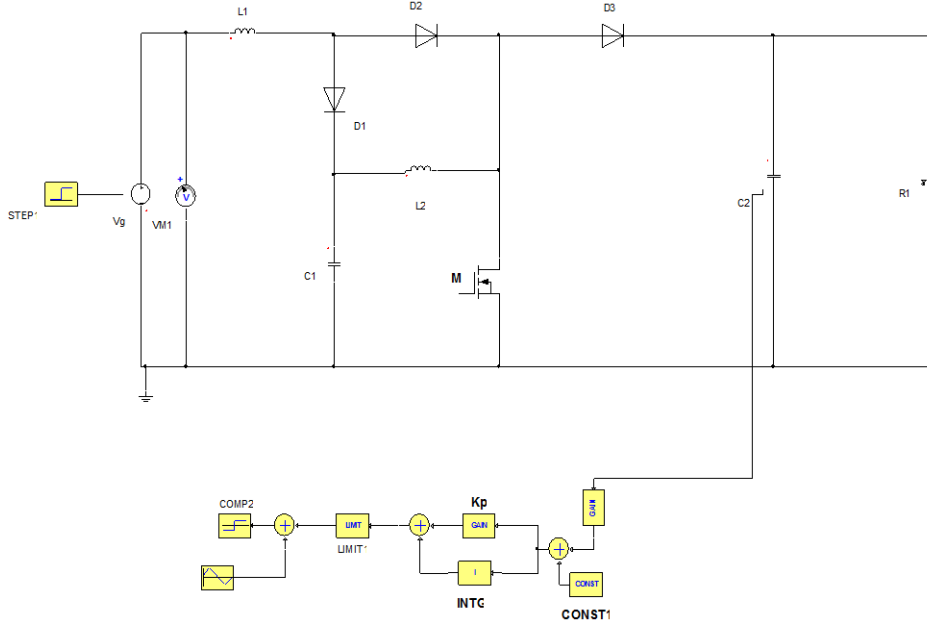
4.1. Çift Katlı Yükselten Dönüştürücü Devresinin PI Kontrollü Benzetimi

Çift katlı yükselten dönüştürücü devresinin PI kontrolü için gerekli K_P ve K_I değerlerinin belirlenebilmesi için kontrolün uygulandığı sistemin matematiksel modelini çıkarmak gerekmektedir. K_P ve K_I değerlerinin belirlenmesi için kullanılan bu zor yöntem yerine, deneysel çalışmalar yaparak K_P ve K_I değerleri belirlenebilmektedir.

Bu bölümde çift katlı yükselten dönüştürücü devresinde kullanılan PI kontrol parametreleri olan K_P ve K_I değerleri Simplorer benzetim programında yapılan deneysel çalışmalarla belirlenmiştir.

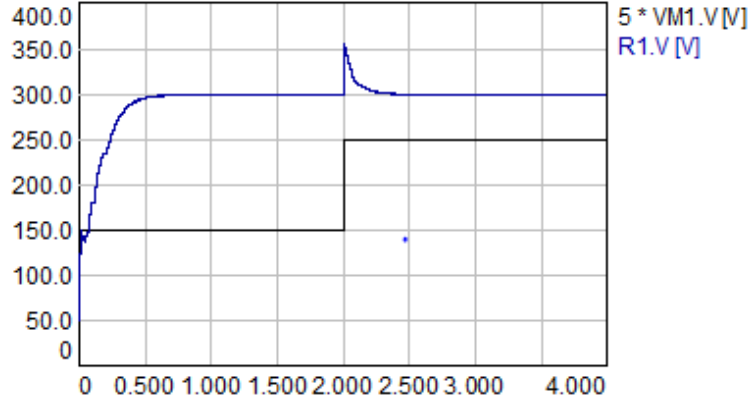
Şekil 4.1 de görülen çift katlı yükselten dönüştürücünün PI kontrolünde $V_G = 30 V - 50 V$, arasında değişen bir giriş geriliminde, $V_O = 300 V$ değerinde sabit bir çıkış gerilimi elde edildi. Çıkış geriliminden $2.5/300$ oranında alınan bir örnek gerilim değeri $2.5 V$ değerinde sabit bir değerle karşılaştırılarak elde edilen fark PI kontrol ünitesine sokulmaktadır. Simplorer benzetim programıyla yapılan çalışmada PI kontrol parametreleri; $K_P = 0.8$ ve $K_I = 8$ olarak belirlenmiştir.

Çift katlı yükselten dönüştürücüde (Şekil 4.1) kullanılan indüktanslar $L_1 = 400 \mu H$ ve $L_2 = 550 \mu H$, kapasitanslar $C_1 = 220 \mu F$, $C_O = 450 \mu F$ direnç $R_O = 300 \text{ ohm}$ değerindedir.



Şekil 4.1. Çift katlı yükselten dönüştürücünün PI kontrolünün Simplorer benzetim şeması.

Aşağıda Simplorer benzetim programıyla yapılan Şekil 4.2 ile aktarılan grafikte 2. sn'ye kadar 30 V 2. sn'den sonra 50 V'a çıkarılan giriş gerilim ($V_G = 30 V, 50 V$) değerlerine karşılık sabit çıkış gerilimi ($V_O = 300 V$) elde edilmiştir.

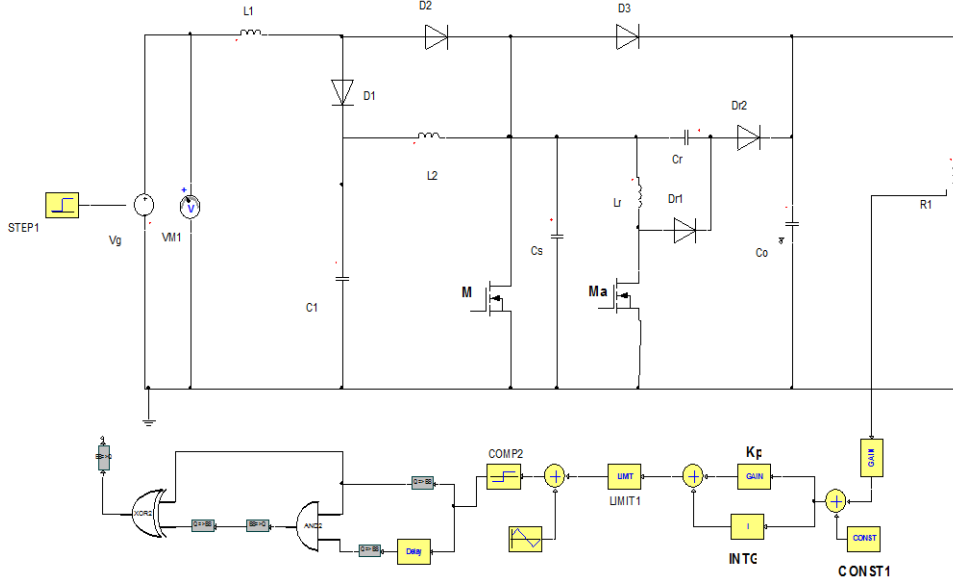


Şekil 4.2. PI kontrollü çift katlı yükselten dönüştürücünün $5 \cdot V_G$ giriş gerilimine ve V_O çıkış gerilimine ait grafikler ($V_G = 30V, 50V, V_O = 300V$).

4.2. Önerilen Devrenin PI Kontrollü Benzetimi

Şekil 4.1 de görülen Önerilen devrenin PI kontrolünde $V_G = 30 V - 50 V$, arasında değişen bir giriş geriliminde, $V_O = 300 V$ değerinde sabit bir çıkış gerilimi elde edildi. Çıkış geriliminden $2.5/300$ oranında alınan bir örnek gerilim değeri $2.5 V$

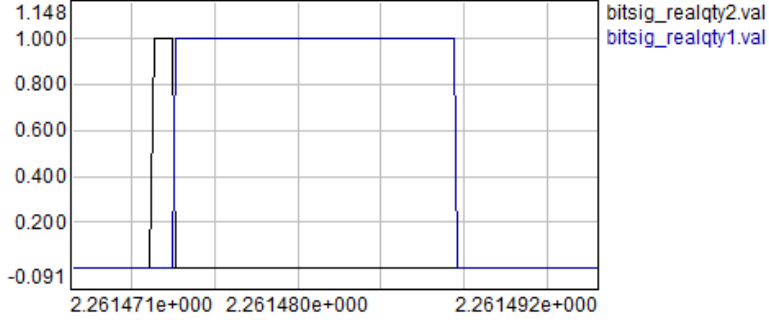
değerinde sabit bir değerle karşılaştırılarak elde edilen fark PI kontrol ünitesine sokulmaktadır. Simplerer benzetim programıyla yapılan çalışmada PI kontrol parametreleri; $K_p = 0.8$ ve $K_I = 8$ olarak belirlenmiştir.



Şekil 4.3. Önerilen devrenin PI kontrolünün Simplerer benzetim şeması.

Şekil 4.3'de görülen M ana anahtarının kapı sinyali şöyle elde edilmektedir; PI kontrolcü blokunda karşılaştırıcıdan çıkan sinyal ile bu sinyali geçirmeye sokarak elde edilen sinyal AND kapısına sokulmakta ve AND kapısının çıkışı M ana anahtarının kapısına iletilmektedir. M_a yardımcı anahtarın kapı sinyali ise, karşılaştırıcıdan çıkan sinyal ile AND kapısının çıkış sinyali XOR kapısına sokulmakta ve XOR kapısının çıkışı M_a yardımcı anahtarın kapısına iletilerek elde edilmektedir. Böylece, Şekil 4.4'de gösterildiği gibi peşi sıra gelen M ve anahtarlarının kapı sinyalleri AND ve XOR kapıları kullanılarak elde edilmektedir .

Şekil 4.4'de mavi renkli çizim ile gösterilen M ana anahtarının kontrol sinyalini siyah renkli çizim ile gösterilen M_a yardımcı anahtarının kontrol sinyalini ifade etmektedir.



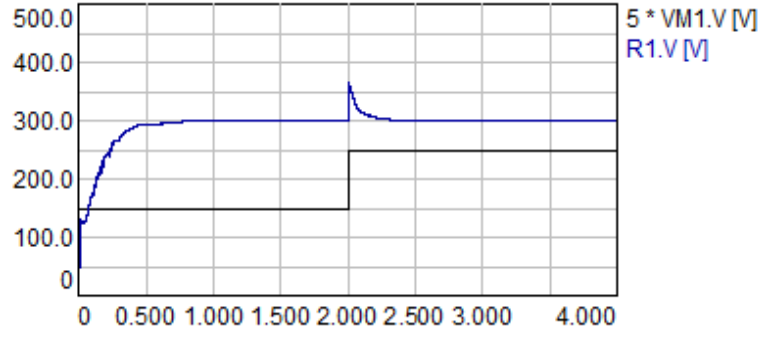
Şekil 4.4. M ana anahtarı ve M_a yardımcı anahtarının kontrol sinyalleri.

Önerilen devrenin PI kontrolünün benzetim çalışması için ana ve yardımcı devre parametreleri Çizelge 4.1 de aktarılmıştır.

Çizelge 4.1. Önerilen devrenin PI kontrolünün benzetim çalışması için kullanılan ana ve yardımcı devre parametreleri.

<i>Parametresi</i>	<i>Değeri</i>
<i>Önerilen Devrenin Ana Devre Parametreleri</i>	
Çıkış Gücü, P_O	300 W
Giriş Gerilimi, V_G	30 V - 50 V
Çıkış Gerilimi, V_O	300 V
İndüktör, L_1	400 μ H
İndüktör, L_2	550 μ H
Kondansatör, C_1	220 μ F
Çıkış Kondansatörü, C_O	450 μ F
<i>Önerilen Devrenin Yardımcı Devre Parametreleri</i>	
Yardımcı Devre İndüktörü, L_r	15 μ H
Yardımcı Devre Kondansatörü, C_r	10 nF
Yardımcı Devre Kondansatörü, C_s	2,2 nF

Aşağıda Simplorer benzetim programıyla yapılan Şekil 4.5 ile aktarılan grafikte 2. sn'ye kadar 30 V 2. sn'den sonra 50 V'a çıkarılan giriş gerilim ($V_G = 30 V, 50 V$) değerlerine karşılık sabit çıkış gerilimi ($V_O = 300 V$) elde edilmiştir.



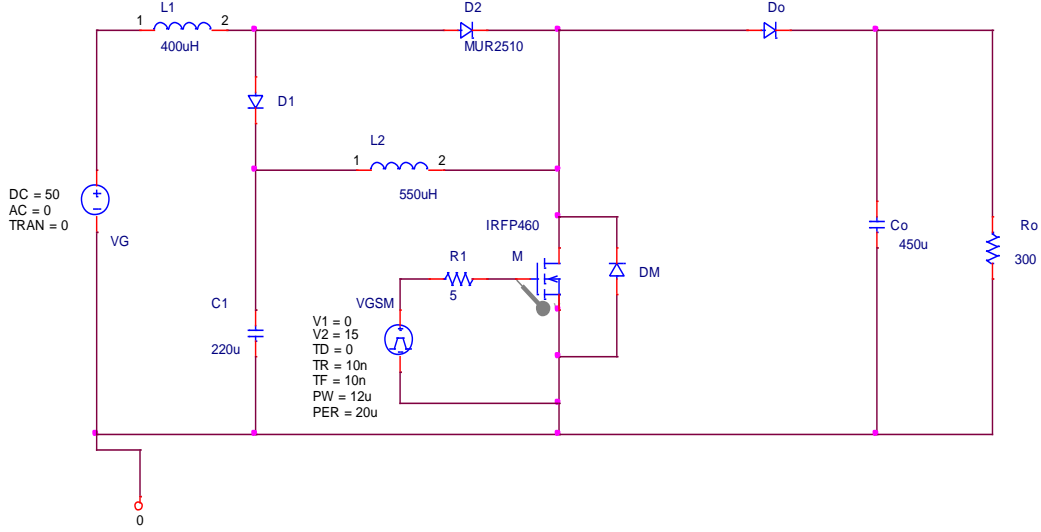
Şekil 4.5. PI kontrollü önerilen devrenin $5 \cdot V_G$ giriş gerilimine ve V_O çıkış gerilimine ait grafikler ($V_G = 30 \text{ V} - 50 \text{ V}$, $V_O = 300 \text{ V}$).

4.3. Çift Katlı Yükselten Dönüştürücü Devresinin Orcad-PSpice Programıyla Benzetimi

Çift katlı yükselten dönüştürücünün benzetim çalışması için devre parametreleri Çizelge 4.2'de verilmiştir.

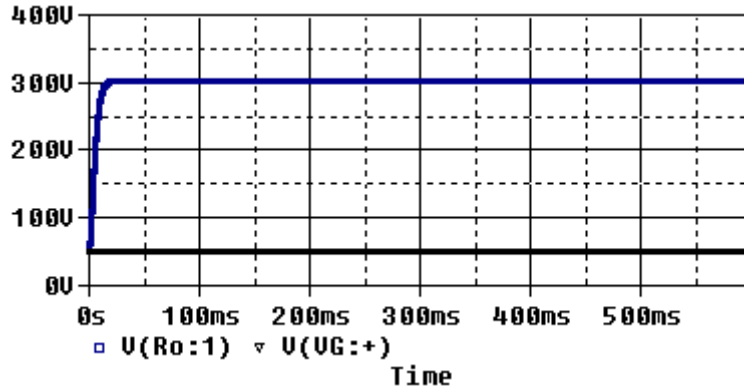
Çizelge 4.2. Çift katlı yükselten dönüştürücünün benzetim çalışması için kullanılan devre parametreleri

<i>Parametresi</i>	<i>Değeri</i>
<i>Çift Katlı Yükselten Dönüştürücünün Devre Parametreleri</i>	
Çıkış Gücü, P_O	300 W
Giriş Gerilimi, V_G	50 V
Çıkış Gerilimi, V_O	300 V
Anahtarlama Frekansı, f_s	50 khz
İndüktör, L_1	400 μH
İndüktör, L_2	550 μH
Kondansatör, C_1	220 μF
Çıkış Kondansatörü, C_O	450 μF
Ana Anahtar, M	IRFP460
Diyotlar, D_1, D_2, D_O	MUR810



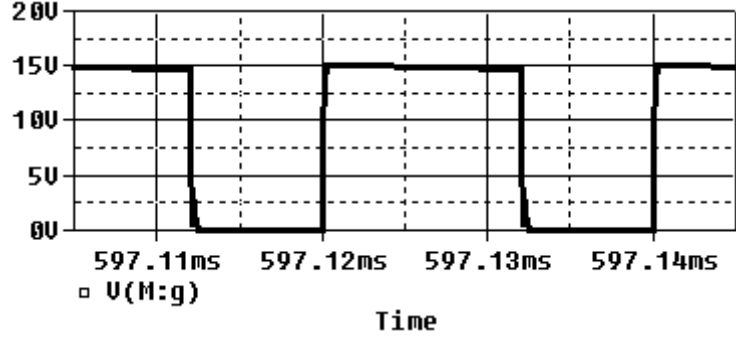
Şekil 4.6. Çift katlı yükselten dönüştürücünün Orcad-PSpice benzetimi.

Şekil 4.6 çift katlı yükselten dönüştürücünün V_G giriş, V_O çıkış gerilimlerinin Orcad-PSpice benzetim şekli görülmektedir.

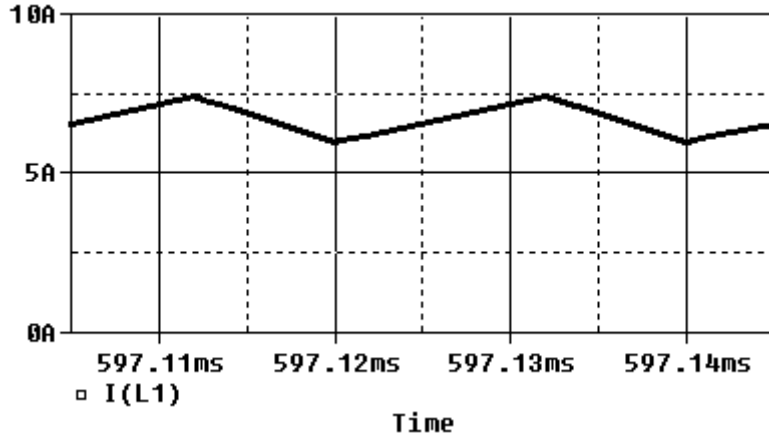


Şekil 4.7. Çift katlı yükselten dönüştürücünün giriş gerilimi $V_G = 50 V$ için çıkış gerilimi $V_O = 300 V$.

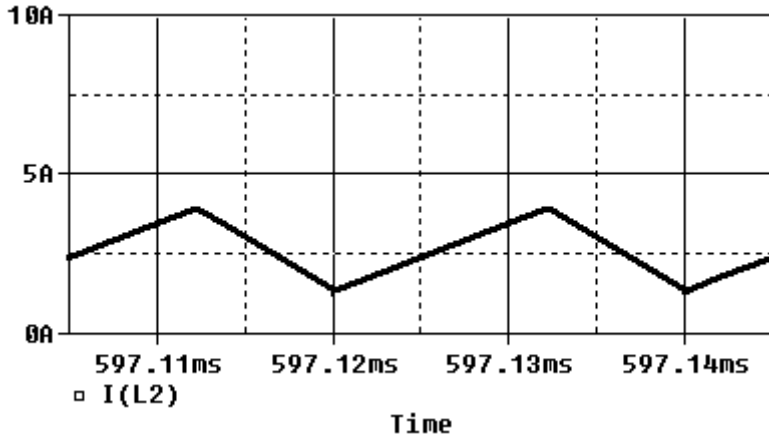
Çift katlı yükselten dönüştürücünün M güç anahtarına ait PWM kontrol sinyali, L_1 ve L_2 indüktans akımlarının dalga şekilleri sırasıyla Şekil 4.8, Şekil 4.9 ve Şekil 4.10'da verilmiştir.



Şekil 4.8. Çift katlı yükselten dönüştürücünün M güç anahtarına ait PWM kontrol sinyali.

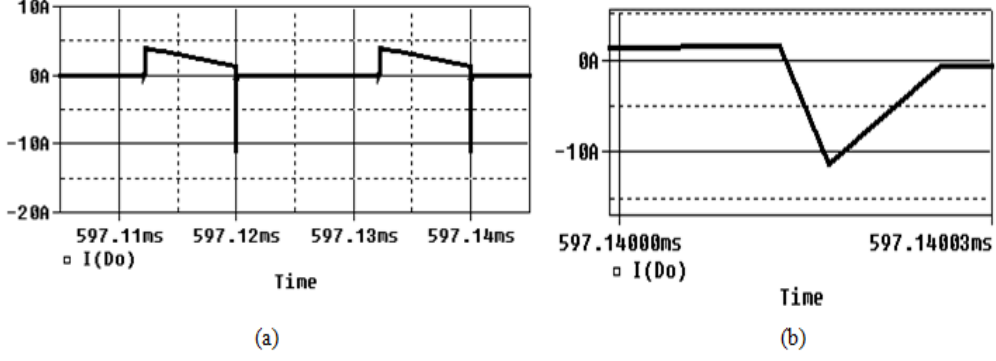


Şekil 4.9. Çift katlı yükselten dönüştürücünün L_1 indüktans akım şekline ait Orcad-PSpice benzetimi.

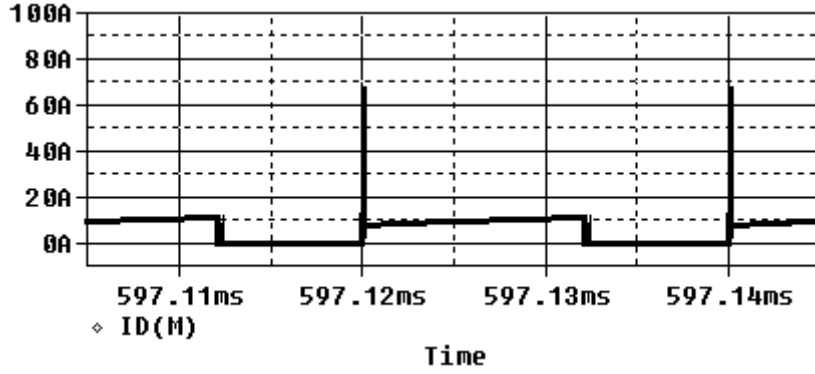


Şekil 4.10. Çift katlı yükselten dönüştürücünün L_2 indüktans akım dalga şekline ait Orcad-PSpice benzetimi.

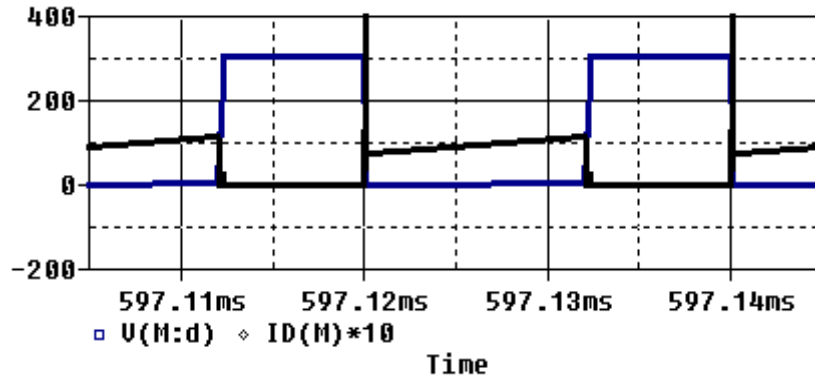
Şekil 4.11a'da görüldüğü gibi sert anahtarlama sonucu D_o diyotunda oluşan ters toparlanma akımının etkisiyle ani akım yükselmesi meydana gelmektedir. Şekil 4.11b' de ters toparlanma akımının şekli görülmektedir.



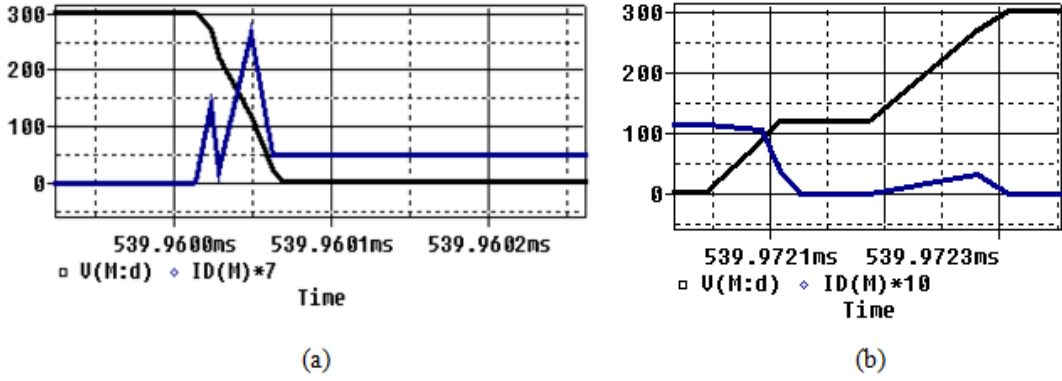
Şekil 4.11. Çift katlı yükselten dönüştürücünün D_o diyotunun a-) akım dalga şekli b-) ters toparlanma akımının genişletilmiş hali.



Şekil 4.12. Çift katlı yükselten dönüştürücünün M güç anahtarının akım dalga şekline ait Orcad-PSpice benzetimi.



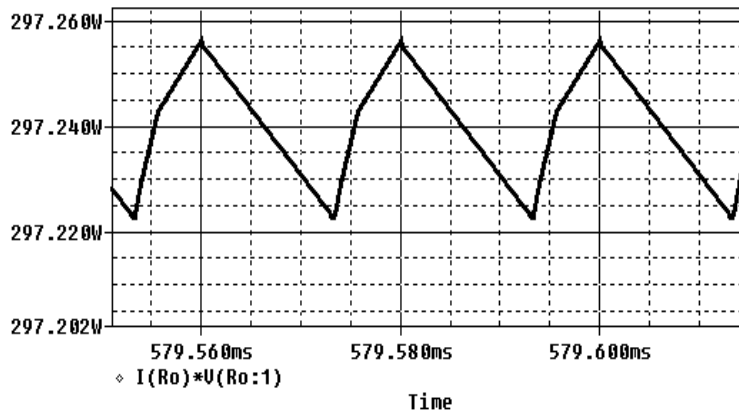
Şekil 4.13. Çift katlı yükselten dönüştürücünün M güç anahtarının akım ve gerilim dalga şekillerine ait Orcad-PSpice benzetimi.



Şekil 4.14. Çift katlı yükselten devreye ait M anahtarının a-) iletime girerken b-) kesime girerken akım ve gerilim grafinin genişletilmiş hali.

Şekil 4.14'de M güç anahtarının akım ve gerilimlerinin sert anahtarlama sonucu üst üste çakıştıkları görülmektedir.

Çift katlı yükselten dönüştürücünün akım ve gerilim şekillerinden de görüldüğü gibi sert anahtarlama sonucu oluşan diyotun ters toparlanma akımı ani akım yükselmelerine sebep olmaktadır. Bu akım aynı zamanda güç anahtarı üzerinden geçmektedir. Ayrıca, sert anahtarlama sonucu, güç anahtarının parazitik kondansatörleri anahtarlama elemanı üzerinden deşarj olarak güç anahtarı üzerindeki ani akım yükselmelerini daha da arttırmakta ve ek bir akım stresine yol açmaktadır. Sonuç olarak; bu oluşan akım stresleri ile birlikte güç anahtarlarında akım ve gerilimlerin üst üste gelmesi önemli oranda güç kaybına sebep olmaktadır.



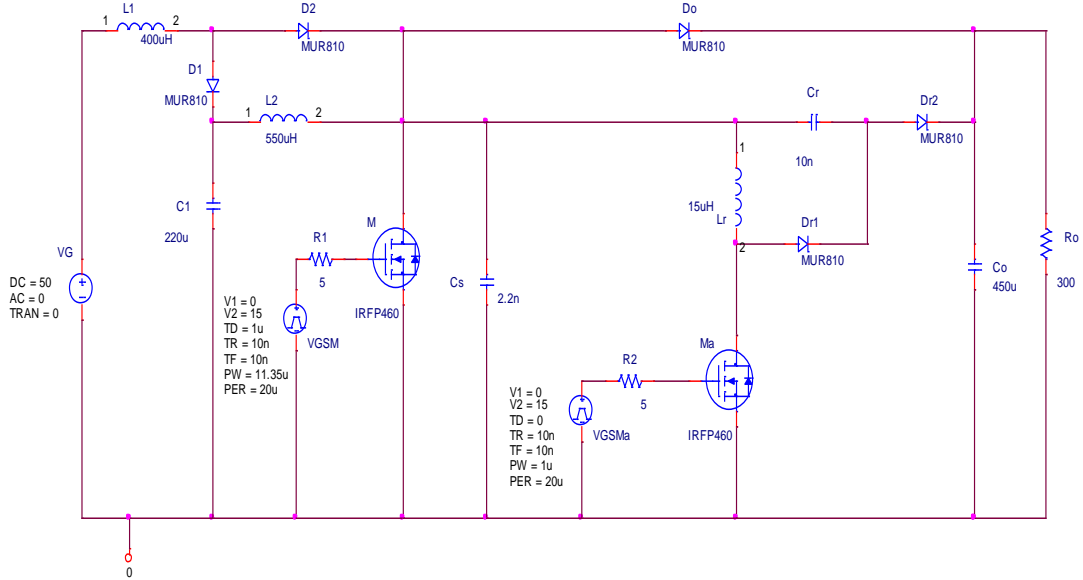
Şekil 4.15. 300 W'lık çift katlı yükselten dönüştürücünün çıkış gücüne ait Orcad-PSpice benzetimi.

Şekil 4.15'de görüldüğü gibi 300 W'lık çift katlı yükselten dönüştürücünün çıkış gücüne ait Orcad-PSpice benzetimi verilmiştir. 300 W'lık çift katlı yükselten

dönüştürücünün verimi yaklaşık olarak %99.08 olarak gözükmektedir. Önerilen devrenin ana devresiyle aynı parametrelere sahip olan çift katlı yükselten dönüştürücü ile önerilen devrenin karşılaştırmasının yapılabilmesi bakımından, aşağıda Orcad-PSpice benzetim programından elde edilen önerilen devrenin akım, gerilim grafikleri ve verimi aktarılmıştır.

4.4. Önerilen Devrenin Orcad-PSpice Programıyla Benzetimi

Bu bölümde Orcad-PSpice benzetim programıyla elde edilen önerilen devrenin akım ve gerilim grafikleri ile ilgili ayrıntılı benzetim çalışması yapılmıştır. Şekil 4.16 ile gösterilen çift katlı yükselten devreye yumuşak anahtarlama eklenerek, sert anahtarlamaadaki problemler elemine edilmiştir.



Şekil 4.16. Önerilen devrenin Orcad-PSpice programıyla benzetimi.

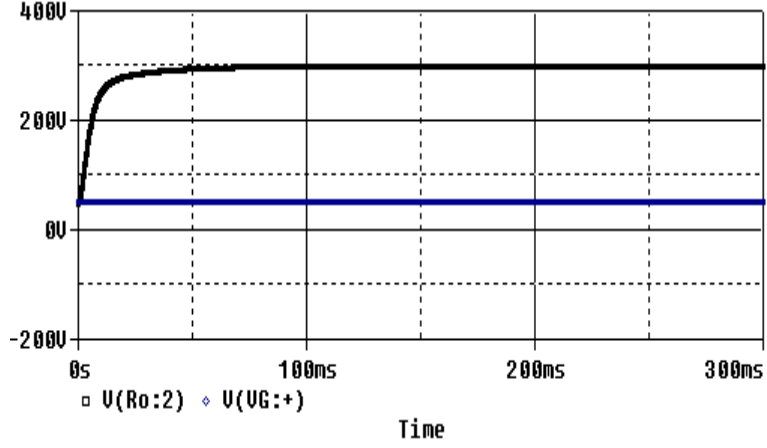
Önerilen devrenin benzetim çalışmasında (Şekil 4.16) kullanılan ana ve yardımcı devre parametreleri Çizelge 4.3'de gösterilmiştir. Önerilen devrede ana anahtara uygulanan PWM 20 μ s'nlik zaman periyodun 12 μ s'nlik kontrol sinyali ile gerçekleştirilmektedir. Yani ana anahtara uygulanan görev çarpanı 0,6 değerindedir. Yardımcı devre anahtarına ise 20 μ s'nlik zaman periyodunda 1 μ s'nlik kontrol sinyali uygulanmaktadır. Dolayısıyla, önerilen devrenin etkin görev çarpanı 0,65 dir.

Çizelge 4.3. Önerilen devrenin benzetim çalışması için ana ve yardımcı devre parametreleri

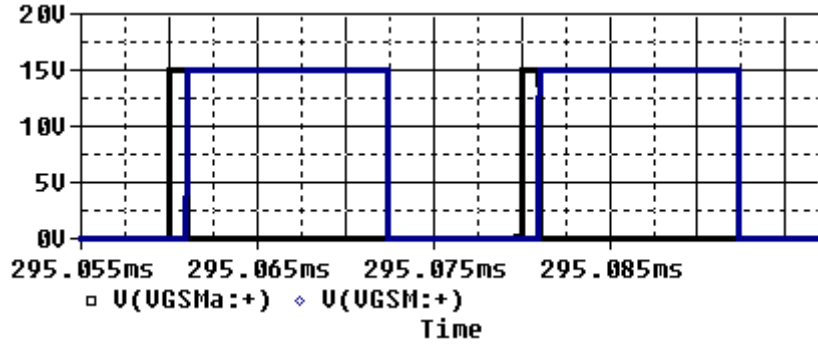
<i>Parametresi</i>	<i>Değeri</i>
<i>Önerilen Devrenin Ana Devre Parametreleri</i>	
Çıkış Gücü, P_O	300 W
Giriş Gerilimi, V_G	50 V
Çıkış Gerilimi, V_O	300 V
Anahtarlama Frekansı, f_s	50 khz
İndüktör, L_1	400 μ H
İndüktör, L_2	550 μ H
Kondansatör, C_1	220 μ F
Çıkış Kondansatörü, C_O	450 μ F
Ana Anahtar, M	IRFP460
Diyotlar, D_1, D_2, D_O	MUR810
<i>Önerilen Devrenin Yardımcı Devre Parametreleri</i>	
Yardımcı Devre İndüktörü, L_r	15 μ H
Yardımcı Devre Kondansatörü, C_r	10 nF
Yardımcı Devre Kondansatörü, C_s	2,2 nF
Yardımcı Anahtar, M_a	IRFP460
Yardımcı Devre Diyotları, D_{r1}, D_{r2}	MUR810

Aşağıdaki şekillerde önerilen devrenin akım ve gerilim şekilleri ile ilgili benzetim çalışmaları sunulmuştur.

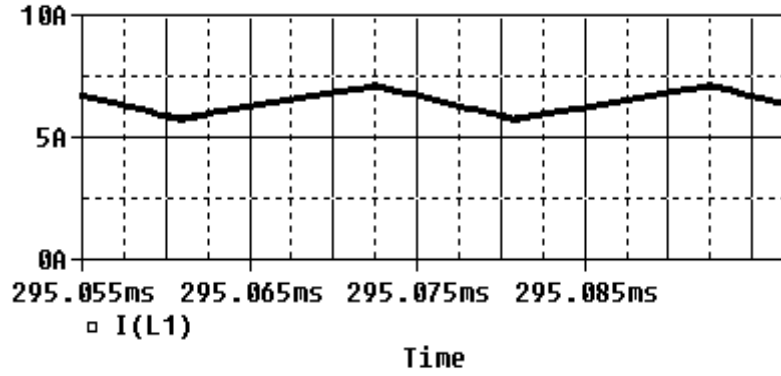
Şekil 4.17 ile önerilen devrenin giriş gerilimine karşılık çıkış gerilimi, Şekil 4.18 ile M ana anahtarının ve M_a yardımcı anahtarının PWM kontrol sinyalleri görülmektedir.



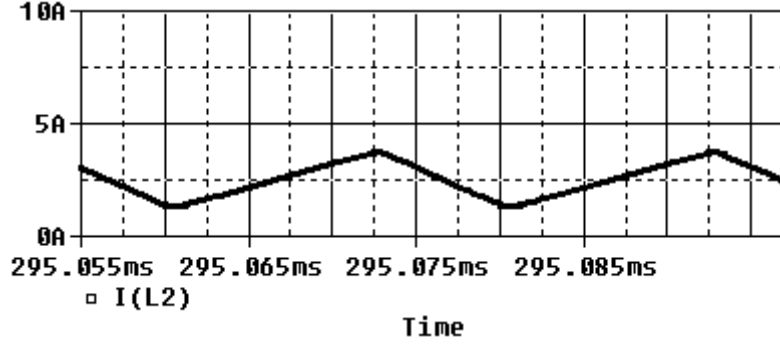
Şekil 4.17. Orcad-PSpice benzetiminden önerilen devrenin giriş gerilimi $V_G = 50 V$ için çıkış gerilimi $V_O = 300 V$.



Şekil 4.18. Önerilen devrenin M ana anahtarına ve M_a yardımcı anahtarına ait PWM kontrol sinyali.

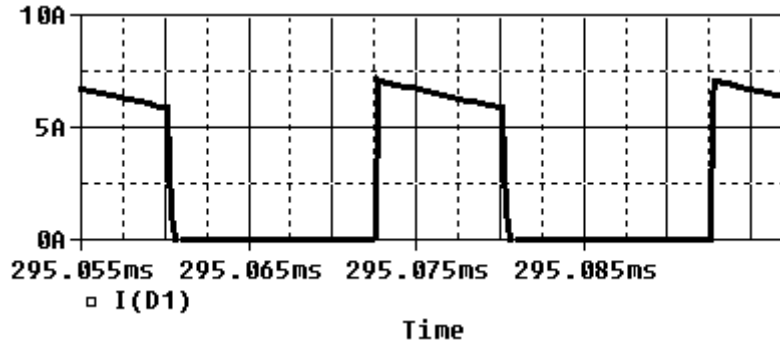


Şekil 4.19. Orcad-PSpice benzetiminden önerilen devrenin L_1 indüktans akımı.

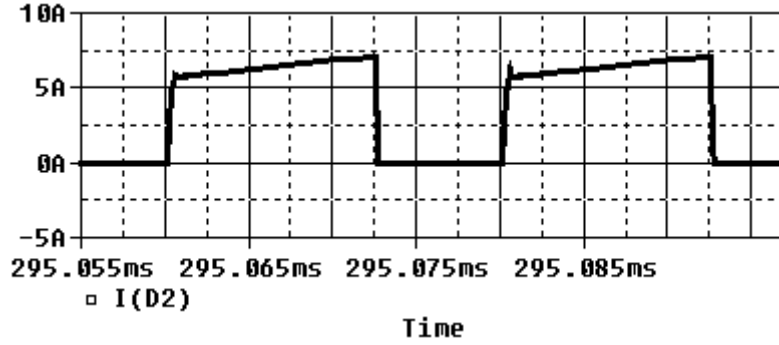


Şekil 4.20. Orcad-PSpice benzetiminden önerilen devrenin L_2 indüktans akımı.

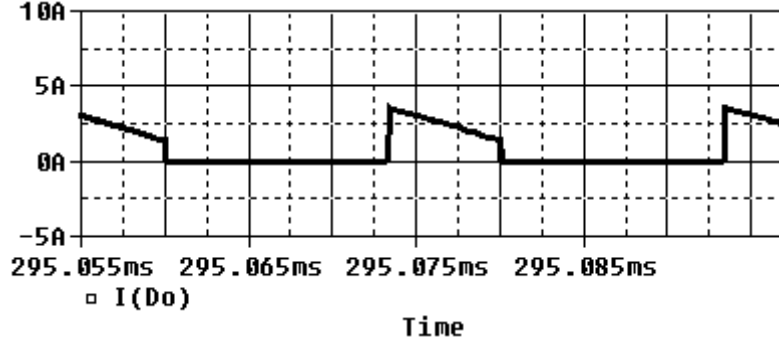
Önerilen devrede L_1 ve L_2 indüktans akımları ana ve yardımcı devre görev çarpanının toplamı olan etkin görev çarpanı göre yükselmekte ve düşmektedir.



Şekil 4.21. Orcad-pspice benzetiminden önerilen devrenin D_1 diyot akımı.

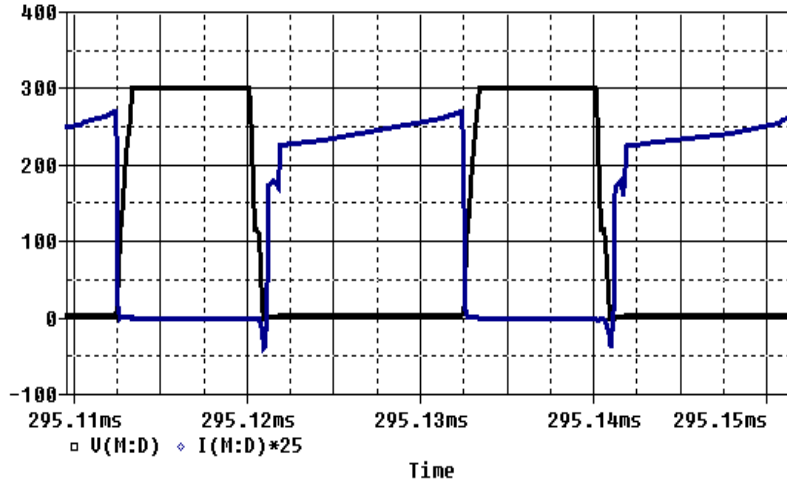


Şekil 4.22. Orcad-pspice benzetiminden önerilen devrenin D_2 diyot akımı.

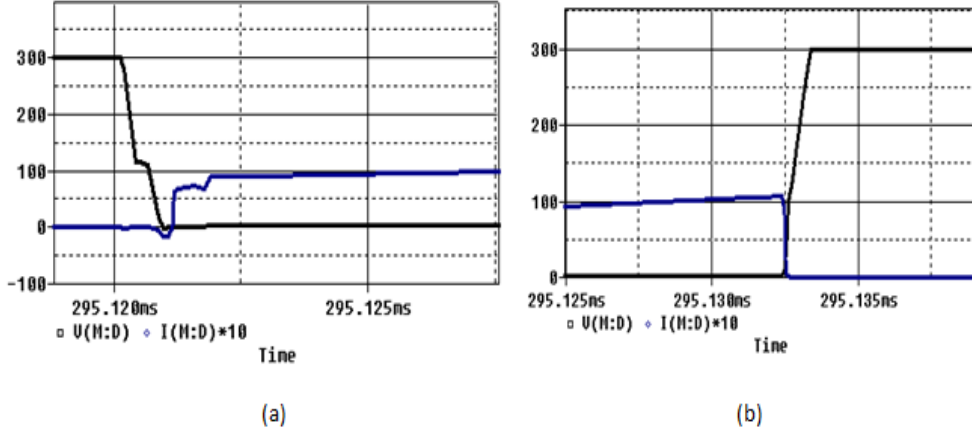


Şekil 4.23. Orcad-PSpice benzetiminden önerilen devrenin D_0 diyot akımı.

Önerilen devrede D_1 , L_1 indüktans akımının düşen kısmını, D_2 , L_1 indüktans akımının yükselen kısmını ve D_0 , L_2 indüktans akımının düşen kısmını taşımaktadır. Bu durum Şekil 4.23'de görüldüğü gibi D_0 diyot akımı yumuşak anahtarlama ile anahtarlandığında ters toparlanma akımının neden olduğu ani akım yükselmeleri görülmemektedir.

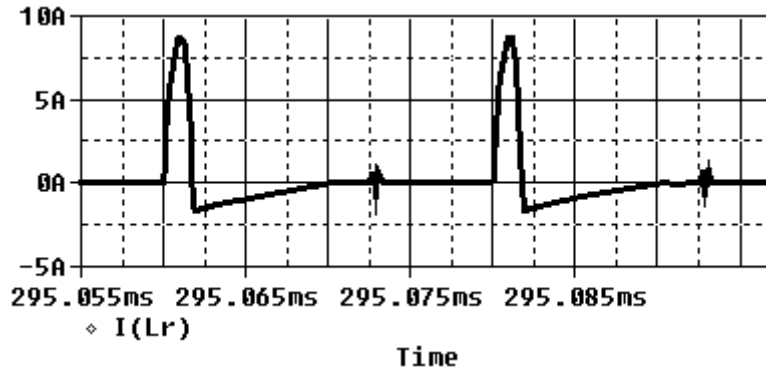


Şekil 4.24. Orcad-PSpice benzetiminden önerilen devrenin M ana anahtarının akım ve gerilimi.



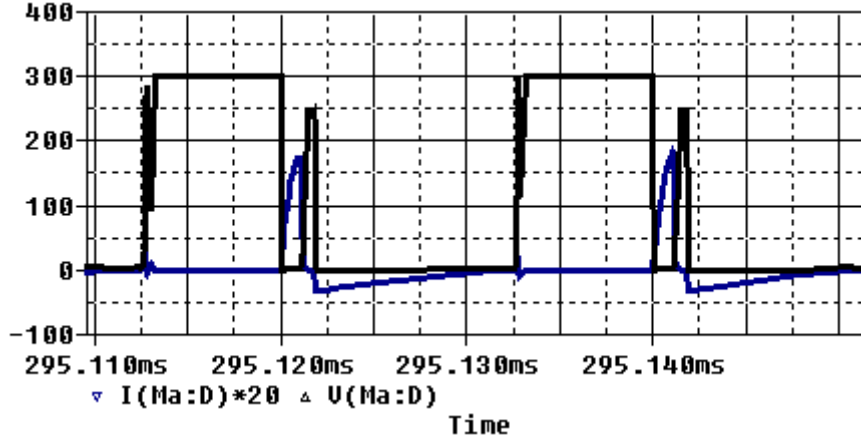
Şekil 4.25. Orcad-PSpice benzetiminden önerilen devrenin M ana anahtarının akım ve geriliminin genişletilmiş hali

M_a yardımcı devre anahtarına kontrol sinyali uygulandıktan sonra bir süreliğine L_r indüktöründen geçen akım L_2 indüktörü tarafından karşılanmaktadır. C_s kapasitörü ile L_r indüktörü arasında gerçekleşen rezonans ile C_s kapasitörü enerjisini L_r indüktörüne aktarmaktadır. L_r indüktöründen geçen akım L_2 indüktör akımını aştıktan sonra L_r indüktöründen geçen akımın bir kısmı M ana anahtarının gövde diyodundan geçmektedir. C_s kapasitörü enerjisini tamamen L_r indüktörüne aktardıktan sonra C_s kapasitör gerilimi sıfırlanır. Şekil 4.24'de görüldüğü gibi M ana anahtarının uçlarındaki gerilim sıfırdayken M ana anahtarının kontrol sinyali uygulanır ve sıfır gerilim geçişi (ZVT) ile iletme geçer. M ana anahtarının kontrol sinyali kesildiğinde C_s kapasitörü hızı sınırlandırılarak yüklendiğinden M ana anahtarı sıfır gerilimde anahtarlama (ZVS) ile kesime girer. Böylece M ana anahtarı iletme ve kesime girerken yumuşak anahtarlanır.

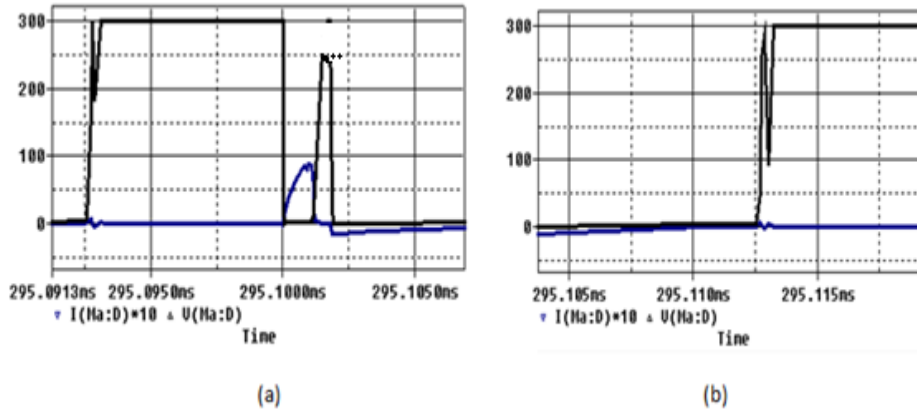


Şekil 4.26. Orcad-PSpice benzetiminden önerilen devrenin L_r yardımcı devre anahtarının akımı.

Çıkış gerilimi değerinde bir gerilime sahip olan C_s kapasitörü ile L_r indüktör arasında gerçekleşen bir rezonansla C_s kapasitöründeki enerji L_r indüktörüne aktarılır. C_s kapasitöründeki enerji L_r indüktörüne tamamen aktarıldıktan sonra M_a yardımcı devre anahtarı kesime D_{r1} diyotu iletme geçer. L_r indüktöründeki enerji rezonansla C_r kapasitörüne aktarılır ve D_{r1} diyotu kesime girer. Bu arada M_a yardımcı devre anahtarının parazitik kapasitöründe C_r kapasitör gerilimi gözükür. M_a yardımcı devre anahtarının parazitik kapasitöründeki enerji L_r indüktörüne aktarılır. Şekil 4.26'da görüldüğü gibi, bu aralıkta negatif yönde olan L_r indüktör akımı M ana anahtarımdan geçerek ihmal edilecek derecede olan ilave bir akım stresi oluşturur.

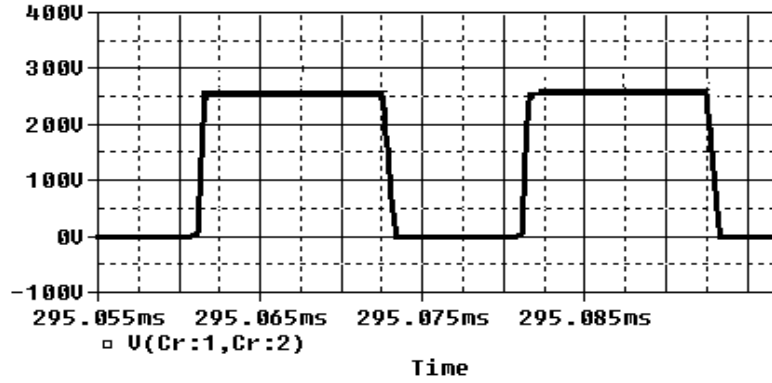


Şekil 4.27. Orcad-PSpice benzetiminden önerilen devrenin M_a yardımcı devre anahtarının akım ve gerilimi.



Şekil 4.28. Orcad-PSpice benzetiminden önerilen devrenin M_a yardımcı devre anahtarının akım ve geriliminin genişletilmiş hali.

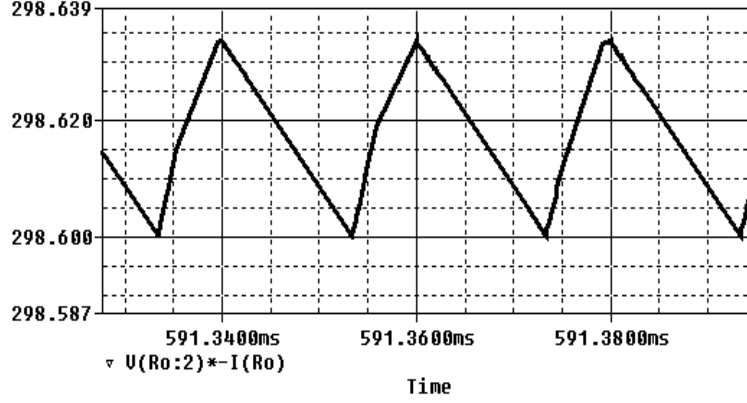
Önerilen devrenin M_a yardımcı devre anahtarı L_r indüktör akımını taşımaktadır. L_r indüktöründen geçen akım yukarıda anlatıldığı gibi di/dt oranı ile hızı sınırlandırılarak M_a yardımcı devre anahtarından geçmektedir. Böylece, Şekil 4.27'de görüldüğü gibi M_a yardımcı devre anahtarının uçlarındaki gerilim ile çakışması engellenerek sıfır akımda anahtarlama (ZCS) ile anahtarlanmaktadır. M_a yardımcı devre anahtarı kesime girdiğinde D_{r1} diyotu ilettime geçer ve L_r indüktörü enerjisini rezonans ile C_r kapasitörüne aktarır. Şekil 4.27'de görüldüğü gibi, M_a yardımcı devre anahtarı uçları arasında görülen gerilim hızı sınırlandırılarak yükseldiği için sıfır gerilimde anahtarlama (ZVS) ile kesime girer. L_r indüktörü enerjisini tamamen rezonans ile C_r kapasitörüne aktardığı anda M_a yardımcı devre anahtarı uçları arasında görülen gerilim C_r kapasitör gerilimidir. L_r indüktörü enerjisini rezonans ile C_r kapasitörüne aktardıktan sonra D_{r1} diyotu kesime girer ve M_a yardımcı devre anahtarı uçları arasında görülen gerilim L_r indüktörü üzerinden boşalarak iletimde olan M ana anahtarına etkisi önemsizmeyecek değerde olan ek bir akım ilavesine neden olur. Fakat M_a yardımcı devre anahtarı üzerinde C_s kapasitör gerilimi dolana kadar hiç bir gerilim stresi bulunmamaktadır. M ana anahtarı kesime girdikten sonra M_a yardımcı devre anahtarı uçları arasında görülen gerilim C_s kapasitör gerilimi olur.



Şekil 4.29. Orcad-pspice benzetiminden önerilen devrenin C_r kapasitör gerilimi.

C_s kapasitöründeki enerji L_r indüktörüne aktarıldıktan sonra L_r indüktöründeki enerjiyi C_r kapasitörüne aktarmaktadır. C_s kapasitörü C_r kapasitörüne daha küçük olduğundan, C_s kapasitöründeki enerji nihayetinde, Şekil 4.29'da görüldüğü gibi C_r kapasitöründe C_s kapasitörüne göre daha küçük bir gerilim oluşturacaktır. M ana anahtarı kesime girdikten sonra C_s kapasitörü yüklenmeye başlar. C_r ve C_s

kapasitörlerinin gerilimleri toplamı çıkış gerilimine ulaştıktan sonra D_{r_2} diyotu ilettime geçer ve C_r kapasitöründeki enerjiyi çıkışa aktarır. Böylece, anahtarlama elemanlarındaki sert anahtarlama ile harcanan enerji yumuşak anahtarlama ile C_r kapasitörüne ve oradan da çıkışa aktarılır.



Şekil 4.30. 300 W'lık önerilen devrenin çıkış gücüne ait Orcad-PSpice benzetimi.

Şekil 4.30'da görüldüğü gibi 300 W'lık önerilen devrenin çıkış gücüne ait Orcad-PSpice benzetimi verilmiştir. 300W'lık önerilen devrenin verimi %99.54 olarak gözükmektedir. Orcad-pspice benzetim programından elde edilen sonuçlarda önerilen devrenin verimi sert anahtarlama ile anahtarlanan çift katlı yükselten dönüştürücü veriminden, aynı parametelerde, %0.5 daha fazla olduğu görülmektedir.

4.5. Önerilen Devrenin Deneysel Çalışma Sonuçları

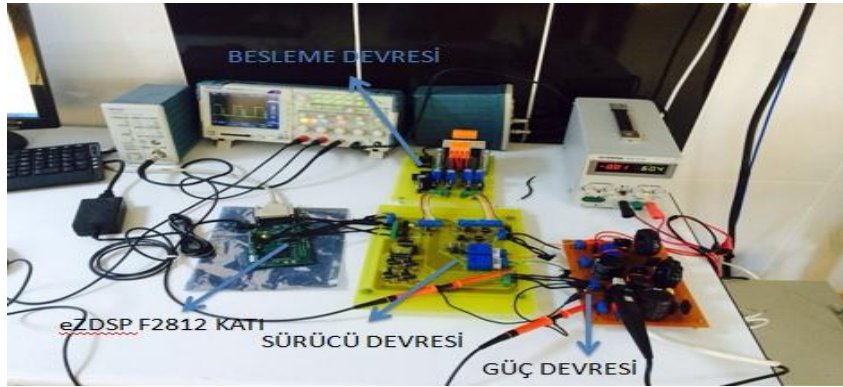
Şekil 4.31, Şekil 4.32 ve Şekil 4.33 ile tasarlanan güç devresi, tasarlanan dönüştürücünün kontrolünde kullanılan Texas firmasının ürettiği eZDSP F2812 kartı, besleme devresi ve sürücü devresi görülmektedir.



Şekil 4.31. Önerilen güç devresi deneysel çalışması.



Şekil 4.32. Önerilen devrenin deneysel çalışması.



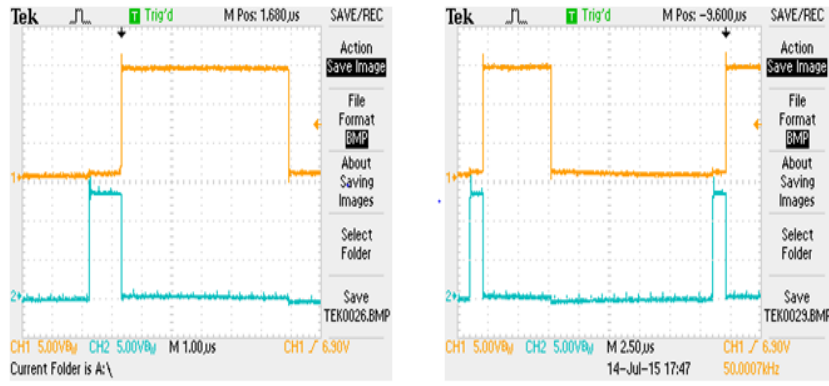
Şekil 4.33. Önerilen devrenin deneysel çalışmasının başka bir açıdan şekli.

Önerilen devrenin deneysel çalışması için kullanılan ana ve yardımcı devre parametreleri Çizelge 4.4'de gösterilmiştir.

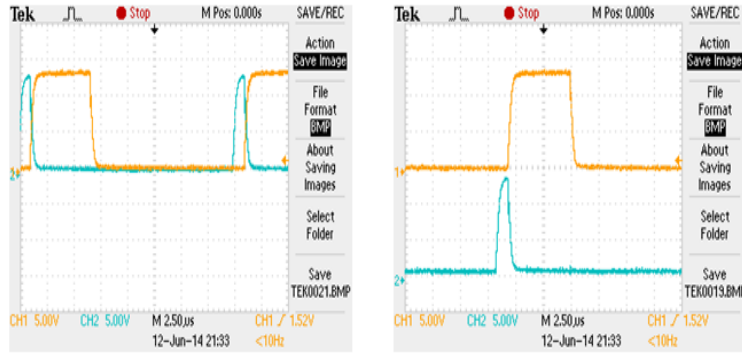
Çizelge 4.4. Önerilen devrenin deneysel çalışmasında kullanılan ana ve yardımcı devre parametreleri.

<i>Parametresi</i>	<i>Değeri</i>
<i>Önerilen Devrenin Ana Devre Parametreleri</i>	
Çıkış Gücü, P_O	300 W
Giriş Gerilimi, V_G	60 V
Çıkış Gerilimi, V_O	300 V
Anahtarlama Frekansı, f_s	50 khz
İndüktör, L_1	400 μ H
İndüktör, L_2	550 μ H
Kondansatör, C_1	220 μ F
Çıkış Kondansatörü, C_O	450 μ F
Ana Anahtar, M	IRFP460
Diyotlar, D_1, D_2, D_O	IXYS DSEI 30-12A
<i>Önerilen Devrenin Yardımcı Devre Parametreleri</i>	
Yardımcı Devre İndüktörü, L_r	15 μ H
Yardımcı Devre Kondansatörü, C_r	10 nF
Yardımcı Devre Kondansatörü, C_s	2,2 nF
Yardımcı Anahtar, M_a	IRFP460
Yardımcı Devre Diyotları, D_{r1}, D_{r2}	IXYS DSEI 30-12A

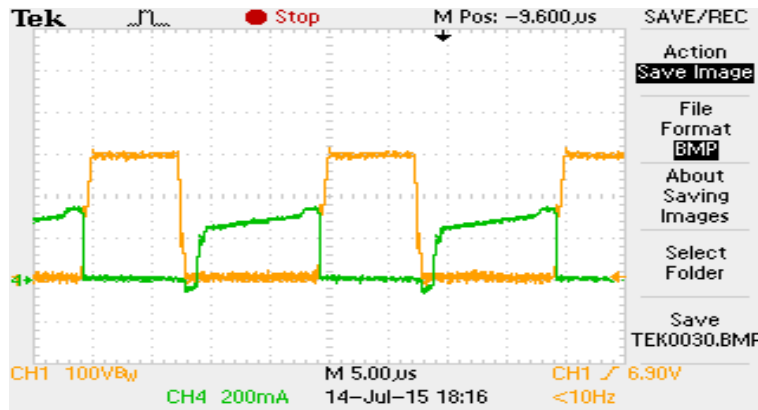
Aşağıdaki şekillerde tek anahtarlı çift katlı yükselten dönüştürücünün güç anahtarının akım ve gerilim grafiği ve önerilen devrenin ana ve yardımcı güç anahtarına ilişkin kontrol sinyalleri, akım ve gerilim grafiği ile ilgili deneysel çalışma sonuçları sunulmuştur.



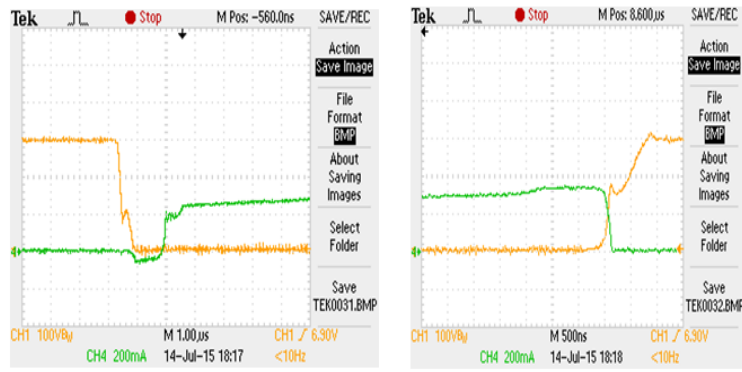
Şekil 4.34. Önerilen devre yüksüz durumdayken ana ve yardımcı güç anahtarlarına ait kontrol sinyalleri.



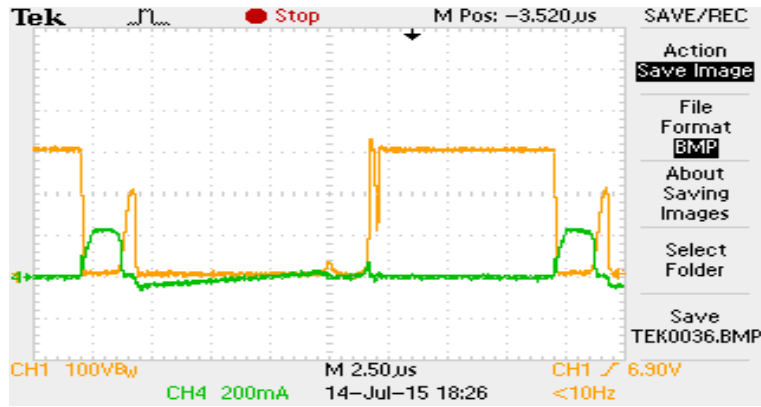
Şekil 4.35. Önerilen devre yüklü durumdayken ana ve yardımcı güç anahtarlarına ait kontrol sinyalleri.



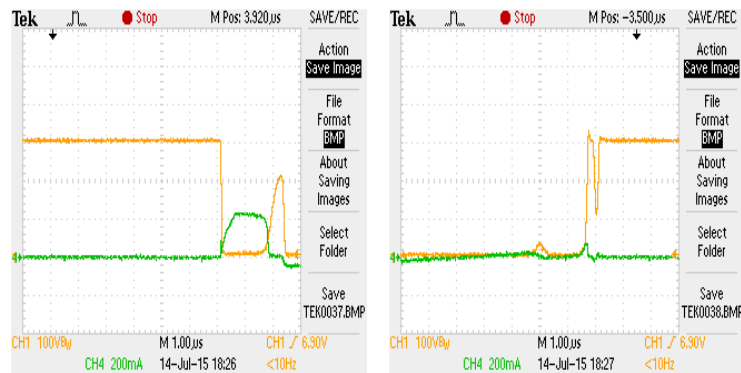
Şekil 4.36. Önerilen devrenin ana güç anahtarının akım ve gerilim grafikleri.



Şekil 4.37. Önerilen devrenin M ana güç anahtarının akım ve gerilim grafiğinin genişletilmiş şekli.



Şekil 4.38. Önerilen devrenin M_a yardımcı devre anahtarının akım ve gerilimi.



Şekil 4.39. Önerilen devrenin M_a yardımcı devre anahtarının akım ve gerilimi grafiğinin genişletilmiş şekli.

Önerilen devrenin deneysel çalışma sonuçlarına ait M ana anahtarının ve M_a yardımcı devre anahtarının akım ve gerilim grafikleri sırasıyla Şekil 4.36 ve Şekil 4.38 ile gösterilmiştir. Bu şekillerden görüldüğü gibi M ana anahtarı ve M_a yardımcı devre

anahtarı yumuşak anahtarlanmaktadır. Yukarıda gösterilen önerilen devrenin benzetim çalışma sonuçları deneysel çalışma sonuçlarını desteklemektedir.

Uygulanan yumuşak anahtarlama yöntemiyle sert anahtarlama sonucu oluşan kayıplar elemine edilerek dönüştürücünün verimi artırılmıştır. Tasalanan dönüştürücüde ana devrenin güç anahtarı, güç diyotları ve yardımcı devrenin güç anahtarı ZVT, ZVS ve ZCS gibi yumuşak anahtarlama yöntemlerinden en az biri ile yumuşak anahtarlanmaktadır. Tasarlanan dönüştürücüde güç anahtarları ve çıkış diyotu için elde edilen yumuşak anahtarlama yöntemleri ve maruz kaldıkları maksimum akım ve gerilimler Çizelge 4.5’de gösterilmiştir.

Çizelge 4.5. Tasarlanan dönüştürücüde güç anahtarları ve çıkış diyotu için elde edilen yumuşak yöntemleri ve maruz kaldıkları maksimum akım ve gerilimler.

Eleman	İletime Girme	Kesime Girme	Elemanın	Elemanın
			Maruz Kaldığı	Maruz Kaldığı
			Maksimum	Maksimum
			Gerilim	Akım
M	ZVT	ZVS	V_o	$i_{L_1} + i_{L_2}$
M_a	ZCS	ZVS	V_o	$i_{L_1} + i_{L_2} + \frac{V_o}{Z_1}$
D_o	ZVS	ZCS, ZVS	V_o	i_{L_2}

5. TARTIŞMA VE SONUÇ

Bu çalışmada, düşük görev çarpanı ile istenilen yüksekte bir çıkış gerilimi elde etmek ve dönüştürücüde sert anahtarlama sonucu meydana gelen anahtar kayıplarını elemine etmek amacıyla yüksek çıkış gerilimli tek anahtarlı çift katlı yükselten yumuşak anahtarlama DA-DA dönüştürücü devre analizi ve tasarımı yapılmıştır.

Sert anahtarlama sonucu oluşan anahtarlama kayıplarının yanı sıra yüksek frekanslarda güç anahtarlama elemanında oluşan akımın yükselme hızı EMI gürültüsüne yol açmakta ve bu da kontrol sinyallerinin bozulmasına neden olabilmektedir. Sert anahtarlama ile anahtarlanan güç diyotlarında meydana gelen ters toparlanma akımı ters toparlanma kayıplarına neden olmaktadır. Oluşan ters toparlanma akımı dönüştürücüde güç anahtarı elemanının üzerinden boşalarak ani akım yükselmelerine neden olmakta ve güç diyotu, güç anahtarı üzerinden geçen bu akım tam bir kısa devre akımı oluşturmaktadır. Bu durum kayıpları ve EMI gürültüsünü daha da arttırmaktadır.

Yükselten dönüştürücüde yüksek çıkış gerilimi elde etmek amacıyla arttırılan görev çarpanı indükdör akımının tepe değerinin artması, kayıpların ve EMI gürültünün artmasına neden olmaktadır. Ayrıca, yüksek tepe değerlikli akımlar dönüştürücüde güç elemanlarının karşılayabileceği akım değerlerinin üzerinde olabilir. Bu anlamda, düşük görev çarpanında yüksek çıkış gerilimi elde etmek için tek anahtarlı çift katlı yükselten dönüştürücü kullanılmıştır.

Tasarlanan dönüştürücü ve tek anahtarlı çift katlı yükselten dönüştürücü devrelerinin benzetim çalışmaları Simpler ve Orcad-PSpice programlarıyla yapılmıştır. Bu devrelerin değişen giriş gerilimlerine karşılık sabit çıkış elde edilmesi için uygulanan PI kontrolünün benzetim çalışması Simpler programıyla yapılmıştır. Tasarlanan dönüştürücünün Orcad-PSpice programıyla yapılan benzetim çalışmasının sonuçları ile tasarlanan dönüştürücü için yapılan uygulama çalışmasının sonuçları uyumlu olduğu görülmüştür.

Yapılan deneysel çalışma sonucunda tasarlanan dönüştürücüde tek anahtarlı çift katlı yükselten dönüştürücüye oranla yaklaşık %1'lik bir verim artışı elde edilmiştir.

KAYNAKLAR

- Aksoy, İ., 2007. *Yeni Bir Yumuşak Anahtarlama DA-DA Dönüştürücünün Tasarım, Analiz ve Uygulaması*, (doktora tezi, basılmamış). YTÜ, Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- Bakan, A. F., Bodur, H., Aksoy, I., 2005. A Novel ZVT-ZCT PWM DC-DC Converter. *IEEE European Conference on Power Electronics and Applications*, Dresden.
- Bodur, H., Bakan, A. F., 2002. A New ZVT-PWM DC-DC Converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, **17** (1): 40-47.
- Baek, J. W., Ryoo, M. H., Kim, T. J., Yoo, D. W., Kim, J. S., 2005. High boost converter using voltage multiplier. *IEEE 31th Annual Conference on Industrial Electronics Society*, Changwon, South Korea.
- Bodur, H., Bakan, A. F., 2004. A New ZVT-ZCT-PWM DC-DC Converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, **19** (3): 676-684.
- Donuk, H., Iskender, I., Genç, N., 2014. An improved dual boost converter with zero voltage transition. *ICTPE Conference*, **40**: 210-216.
- Genç, N., 2010. *Birim Güç Katsayılı ve Sıfır-Gerilim-Geçişli Yeni Bir Sarmaşık Yükselten Dönüştürücünün Tasarımı ve Gerçekleşmesi*, (doktora tezi, basılmamış). Gazi Üniversitesi Fen bilimleri Enstitüsü, Ankara.
- Genç, N., Iskender, I., 2011. An improved soft switched PWM interleaved boost AC-DC converter. *Energy Conversion and Management*, **52** (1): 403-413.
- Gürdal, O., 2000. *Güç Elektroniği (Analiz, Tasarım ve Simülasyon)*. ISBN: 975-591-147-2. 2. Baskı. Nobel Yayın Dağıtım. Kızılay, Ankara. 632.
- Gurunathan, R., Bhat, A. K. S., 2001. ZVT boost converter using a ZCS auxiliary circuit. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, **37** (3): 889-897.
- Gurunathan, R., Bhat, A. K. S., 2002. A zero-voltage transition boost converter using a zero-voltage switching auxiliary circuit. *IEEE Transactions on Power Electronics*, **17** (5): 658-668.
- Guo, L., 2006. *Design and Implementation of Dijital Controllers For Buck and Boost Converters Using Linear and Nonlinear Control Methods* (Ph.D. thesis, unpublished). Auburn University, Auburn, Alabama.

- Hua, G., Leu C. S., Jiang Y., Lee F. C. Y., 1994. Novel zero-voltage-transition PWM converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, **9** (2): 213-219.
- Huang, W., Moschopoulos, G., 2006. A new family of zero-voltage-transition PWM converters with dual active auxiliary circuits. *IEEE Transactions on Power Electronics*, **21** (2): 370-379.
- Jain, N., Jain, P. Joos, G., 2001. Analysis of a zero voltage transition boost converter using a soft switching auxiliary circuit with reduced conduction losses. *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, **4**:1799-1804.
- Jovanovic, M. M., Zhou, C., Liao P., 1992. Evaluation of active and passive snubber techniques for applications in power factor correction boost converters. *Delta Power Electronics Lab.*, Blacksburg, VA/USA.
- Lin, B.-R., Chen, J.-J., 2008. Analysis and implementation of a soft switching converter with high-voltage conversion ratio. *IET Power Electronics*, **1** (3): 386-394.
- Phattanasak, M., 2006. A ZVT boost converter using an auxiliary resonant circuit. *IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems*, New Delhi.
- Rashid, M., H., 2001. *Power Electronics Handbook*. ISBN:0-12-581650-2. Academic Press, San Diego, California 92101-4495, USA. 895.
- Rashid, M., H., 1993. *Power Electronics Circuits, Devices and Applications*. Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey 07632, USA. 584.
- Sayed, K., Abdel-Selam, M., Ahmed, A., Ahmed, M., 2012. New high voltage gain dual-boost DC-DC converter for photovoltaic power systems. *Electric Power Components and Systems*, **40**: 711–728.
- Torrico-Bascope, G. V., Torrico-Bascope, R. P., Branco, C. G. C., 2006. A generalized high voltage gain boost converter based on three-state switching cell. *IEEE 32th Annual Conference on Industrial Electronics*, Paris.
- Tseng, C. J., Chen, C. L., 1998. Passive lossless snubbers for DC/DC converters. *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, **2**: 1049-1054.
- Tseng, K. C., Liang, T. J., 2004. Novel high-efficiency step-up converter. *IEE Proc.-Electr. Power Appl.*, **151** (2): 182-190.

- Wai, R. J., Lin, C. Y., Duan, R. Y., Chang, Y. R., 2007. High-efficiency DC-DC converter with high voltage gain and reduced switch stress. . *IEEE Transactions On Industrial Electronics*, **54** (1): 354-364.
- Wai, R. J., Duan, R. Y., 2005. High-efficiency DC/DC converter with high voltage gain. *IEE Proc.-Electr. Power Appl.*, **152** (4): 793-802.
- Zhao, Q., Tao, F., Hu, Y., Lee, F. C., 2001. Active-clamp DC/DC converters using magnetic switches. *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, **2**:946-952.
- Zhao, Q., Tao, F., Lee, F. C., 2001. A Front-end DC/DC converter for network server applications. *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, **3**:1535-1539.

EKLER

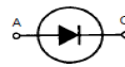
Ek 1. IXYS DSEI 30-12Ahızlı diyodun kataloğu



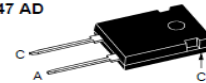
Fast Recovery Epitaxial Diode (FRED)

DSEI 30 $I_{FAVM} = 26 \text{ A}$
 $V_{RRM} = 1200 \text{ V}$
 $t_{rr} = 40 \text{ ns}$

V_{RSM}	V_{RRM}	Type
V	V	
1200	1200	DSEI 30-12A



TO-247 AD



A = Anode, C = Cathode

Symbol	Test Conditions	Maximum Ratings	
I_{FRMS}	$T_{VJ} = T_{VJM}$	70	A
I_{FAVM} ①	$T_{C} = 85^{\circ}\text{C}$; rectangular, $d = 0.5$	26	A
I_{FRM}	$t_p < 10 \mu\text{s}$; rep. rating, pulse width limited by T_{VJM}	375	A
I_{FSM}	$T_{VJ} = 45^{\circ}\text{C}$; $t = 10 \text{ ms}$ (50 Hz), sine	200	A
	$t = 8.3 \text{ ms}$ (60 Hz), sine	210	A
	$T_{VJ} = 150^{\circ}\text{C}$; $t = 10 \text{ ms}$ (50 Hz), sine	185	A
	$t = 8.3 \text{ ms}$ (60 Hz), sine	195	A
IR	$T_{VJ} = 45^{\circ}\text{C}$ $t = 10 \text{ ms}$ (50 Hz), sine	200	A ² s
	$t = 8.3 \text{ ms}$ (60 Hz), sine	180	A ² s
	$T_{VJ} = 150^{\circ}\text{C}$; $t = 10 \text{ ms}$ (50 Hz), sine	170	A ² s
	$t = 8.3 \text{ ms}$ (60 Hz), sine	160	A ² s
T_{VJ}		-40...+150	$^{\circ}\text{C}$
T_{VJM}		150	$^{\circ}\text{C}$
T_{sig}		-40...+150	$^{\circ}\text{C}$
P_{tot}	$T_C = 25^{\circ}\text{C}$	138	W
M_s	Mounting torque	0.8...1.2	Nm
Weight		6	g

Features

- International standard package JEDEC TO-247 AD
- Planar passivated chips
- Very short recovery time
- Extremely low switching losses

- Low I_{RRM} -values
- Soft recovery behaviour
- Epoxy meets UL 94V-0

Applications

- Antiparallel diode for high frequency switching devices
- Anti saturation diode
- Snubber diode
- Free wheeling diode in converters and motor control circuits
- Rectifiers in switch mode power supplies (SMPS)
- Inductive heating and melting
- Uninterruptible power supplies (UPS)
- Ultrasonic cleaners and welders

Advantages

- High reliability circuit operation
- Low voltage peaks for reduced protection circuits
- Low noise switching
- Low losses
- Operating at lower temperature or space saving by reduced cooling

Symbol	Test Conditions	Characteristic Values	
		typ.	max.
I_R	$T_{VJ} = 25^{\circ}\text{C}$	750	μA
	$T_{VJ} = 25^{\circ}\text{C}$	250	μA
	$T_{VJ} = 125^{\circ}\text{C}$	7	mA
V_F	$I_F = 30 \text{ A}$; $T_{VJ} = 150^{\circ}\text{C}$	2.2	V
	$T_{VJ} = 25^{\circ}\text{C}$	2.55	V
V_{FD}	For power-loss calculations only	1.65	V
r_T	$T_{VJ} = T_{VJM}$	18.2	m Ω
R_{thJC}	0.25	0.9	K/W
R_{thDK}			K/W
R_{thJA}		35	K/W
t_{rr}	$I_F = 1 \text{ A}$; $-di/dt = 100 \text{ A}/\mu\text{s}$; $V_R = 30 \text{ V}$; $T_{VJ} = 25^{\circ}\text{C}$	40	ns
I_{RM}	$V_R = 540 \text{ V}$; $I_F = 30 \text{ A}$; $-di_F/dt = 240 \text{ A}/\mu\text{s}$	16	A
	$L_s = 0.05 \mu\text{H}$; $T_{VJ} = 100^{\circ}\text{C}$	18	A

① I_{FAVM} rating includes reverse blocking losses at T_{VJM} , $V_R = 0.8 V_{RRM}$, duty cycle $d = 0.5$
 Data according to IEC 60747
 IXYS reserves the right to change limits, test conditions and dimensions

Ek 1. IXYS DSEI 30-12A hızlı diyodun kataloğu (devam)

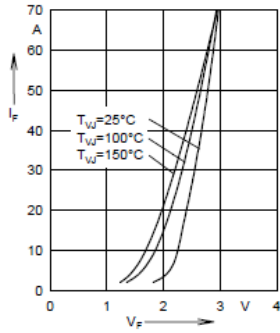


Fig. 1 Forward current versus voltage drop.

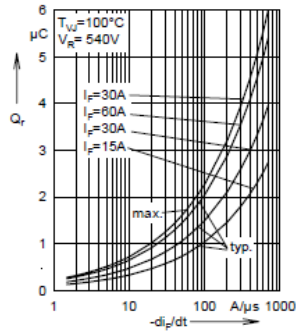


Fig. 2 Recovery charge versus $-di_F/dt$.

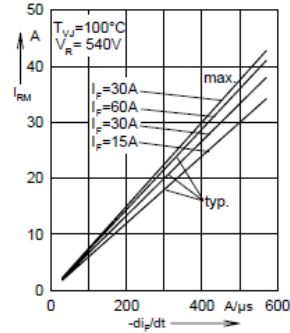


Fig. 3 Peak reverse current versus $-di_F/dt$.

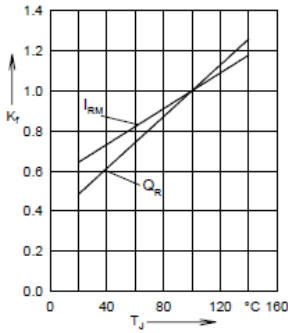


Fig. 4 Dynamic parameters versus junction temperature.

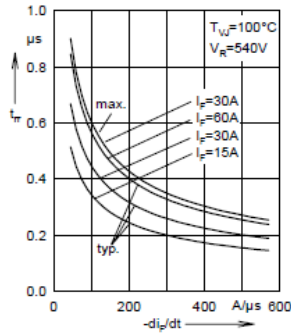


Fig. 5 Recovery time versus $-di_F/dt$.

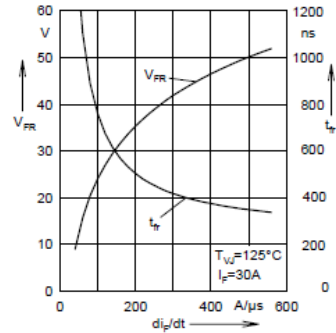


Fig. 6 Peak forward voltage versus di_F/dt .

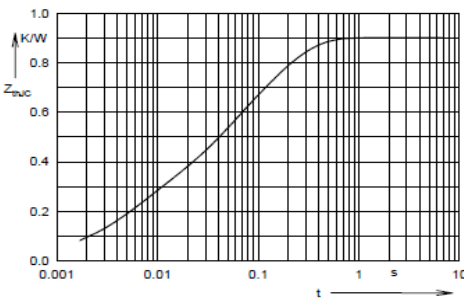
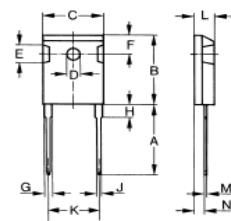


Fig. 7 Transient thermal impedance junction to case.

Dimensions



Dim.	Millimeter		Inches	
	Min.	Max.	Min.	Max.
A	19.81	20.32	0.780	0.800
B	20.80	21.46	0.819	0.845
C	15.75	16.26	0.610	0.640
D	3.55	3.65	0.140	0.144
E	4.32	5.49	0.170	0.216
F	5.4	6.2	0.212	0.244
G	1.65	2.13	0.065	0.084
H	-	4.5	-	0.177
J	1.0	1.4	0.040	0.055
K	10.8	11.0	0.426	0.433
L	4.7	5.3	0.185	0.209
M	0.4	0.8	0.016	0.031
N	2.2	2.54	0.087	0.102

Ek 2. IRFP460 güç MOSFET anahtarının katalogu

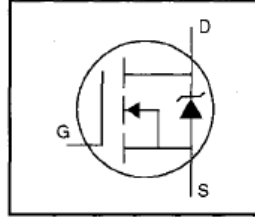
International
IR Rectifier

PD-9.512B

IRFP460

HEXFET® Power MOSFET

- Dynamic dv/dt Rating
- Repetitive Avalanche Rated
- Isolated Central Mounting Hole
- Fast Switching
- Ease of Paralleling
- Simple Drive Requirements



$$V_{DSS} = 500V$$

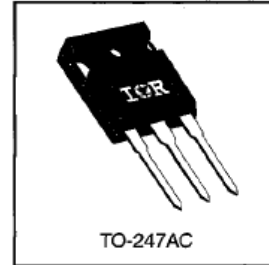
$$R_{DS(on)} = 0.27\Omega$$

$$I_D = 20A$$

Description

Third Generation HEXFETs from International Rectifier provide the designer with the best combination of fast switching, ruggedized device design, low on-resistance and cost-effectiveness.

The TO-247 package is preferred for commercial-industrial applications where higher power levels preclude the use of TO-220 devices. The TO-247 is similar but superior to the earlier TO-218 package because of its isolated mounting hole. It also provides greater creepage distance between pins to meet the requirements of most safety specifications.

DATA
SHEETS**Absolute Maximum Ratings**

	Parameter	Max.	Units
$I_D @ T_C = 25^\circ\text{C}$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10\text{ V}$	20	A
$I_D @ T_C = 100^\circ\text{C}$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10\text{ V}$	13	
I_{DM}	Pulsed Drain Current ①	80	
$P_D @ T_C = 25^\circ\text{C}$	Power Dissipation	280	W
	Linear Derating Factor	2.2	W/°C
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 20	V
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy ②	960	mJ
I_{AR}	Avalanche Current ①	20	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy ①	28	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt ③	3.5	V/ns
T_J T_{STG}	Operating Junction and Storage Temperature Range	-55 to +150	°C
	Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (1.6mm from case)	
	Mounting Torque, 6-32 or M3 screw	10 lbf•in (1.1 N•m)	

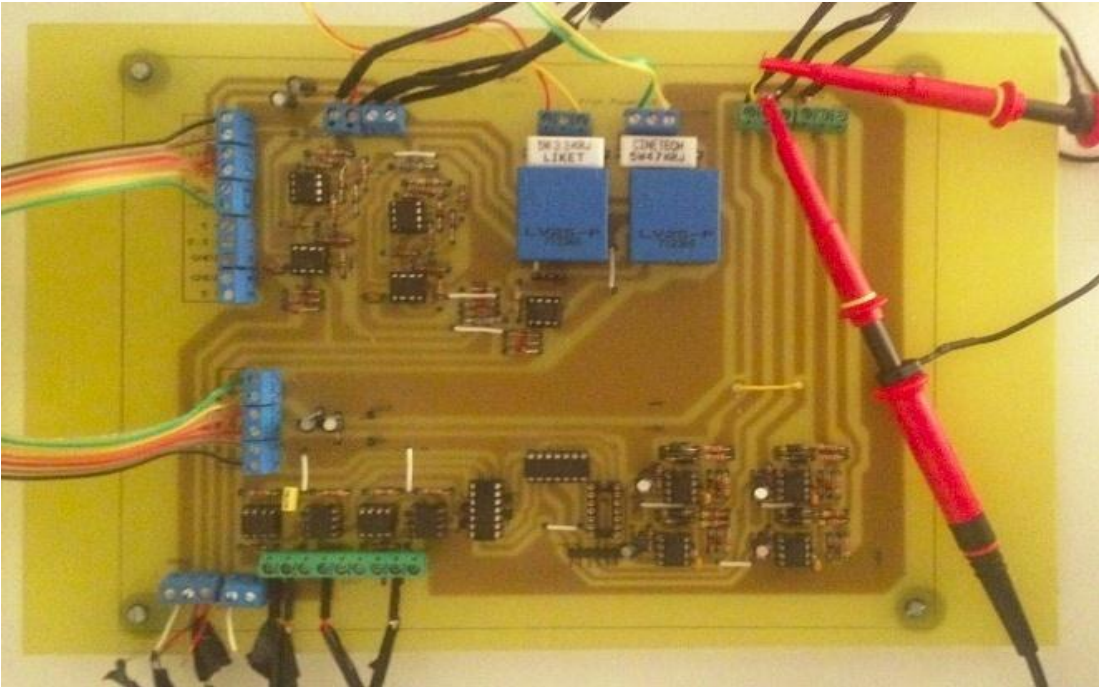
Thermal Resistance

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	—	—	0.45	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	—	0.24	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	—	—	40	

Ek 3. Texas firmasının ürettiği eZDSP F2812 kartı



Ek 4. Sürücü devresi



ÖZ GEÇMİŞ

Yavuz KOÇ 05.03.1986 tarihinde Van'da doğdu. İlk, orta ve lise öğrenimini aynı şehirde tamamladı. 2010 yılında Karadeniz Teknik Üniversitesi'nde Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü'nden mezun oldu. 2012 yılında Yüzüncü Yıl Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü'nde yüksek lisans öğrenimine başladı. 2012 yılından itibaren Yüzüncü Yıl Üniversitesi Mühendislik Mimarlık Fakültesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü'nde Araştırma Görevlisi olarak görev yapmaktadır.