

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

**AKTİF YUMUŞAK ANAHTARLAMALI HİBRİT YÜKSELTEN  
DA/DA DÖNÜŞTÜRÜCÜ TASARIMI VE UYGULAMASI**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

HAZIRLAYAN : İbrahim Halil DİLBER  
DANIŞMAN : Prof. Dr. Naci GENÇ

VAN-2019



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

**AKTİF YUMUŞAK ANAHTARLAMALI HİBRİT YÜKSELTEN  
DA/DA DÖNÜŞTÜRÜCÜ TASARIMI VE UYGULAMASI**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

HAZIRLAYAN : İbrahim Halil DİLBER

VAN-2019



## KABUL VE ONAY SAYFASI

Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı'nda Prof. Dr. Naci GENÇ danışmanlığında, İbrahim Halil DİLBER tarafından sunulan “**Aktif Yumuşak Anahtarlama Hibrit Yükselten DA/DA Dönüştürücü Tasarımı ve Uygulaması**” isimli bu çalışma Lisansüstü Eğitim ve Öğretim Yönetmeliği'nin ilgili hükümleri gereğince 03/10/2019 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından oy birliği ile başarılı bulunmuş ve Yüksek Lisans tezi olarak kabul edilmiştir.

Başkan: Prof. Dr. Naci GENÇ

İmza:

Üye: Dr. Öğr. Üy. Özkan ATAN

İmza:

Üye: Dr. Öğr. Üy. Behçet KOCAMAN

İmza:

Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu'nun 25/10/2019 tarih ve 2019/57/1 sayılı kararı ile onaylanmıştır.

Prof. Dr. Suat ŞENSOY  
Enstitü Müdürü





## 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.

İbrahim Halil DİLBER





## ÖZET

### AKTİF YUMUŞAK ANAHTARLAMALI HİBRİT YÜKSELTEN DA/DA DÖNÜŞTÜRÜCÜ TASARIMI VE UYGULAMASI

DİLBER, İbrahim Halil

Yüksek Lisans Tezi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Tez Danışmanı: Prof. Dr. Naci GENÇ

Ekim 2019, 91 sayfa

Bu tez çalışmasında, fotovoltaiik (PV) gibi düşük gerilim değerlerine sahip yenilenebilir enerji kaynaklarının çıkış gerilimlerini yüksek kazançla arttırmak ve sert anahtarlama sonucu meydana gelen anahtar kayıplarını elemine etmek amacıyla hibrit yükselten yumuşak anahtarlama DA-DA dönüştürücü devre tasarımı ve uygulaması yapılmıştır. Klasik yükselten DA-DA dönüştürücüde yüksek çıkış gerilimi elde etmek için yüksek görev çarpanı gerektirir ve bu durum çeşitli problemler ortaya çıkartmaktadır. Düşük görev çarpanı ile yüksek çıkış gerilimi elde etmek için ya da yüksek gerilim kazancı elde etmek için hibrit yükselten DA-DA dönüştürücü benzeri devre modelleri geliştirilmiştir. Ayrıca DA-DA devrelerin verimini arttırmak için aktif yumuşak anahtarlama yöntemleri kullanılmaktadır. Literatürde mevcut birçok aktif yumuşak anahtarlama yöntemi geliştirilmiştir. Bu yöntemler genellikle MOSFET anahtarları için ZVT (sıfır gerilim geçişi), IGBT anahtarları için ise ZCT (sıfır akım geçişi) olarak tasarlanmıştır. Bu nedenle, bu tez çalışmasında klasik yükselten DA-DA dönüştürücüye oranla yüksek gerilim kazancına sahip Hibrit yükselten DA-DA dönüştürücü için hem ZVT hem de ZCT aktif yumuşak anahtarlama yöntemleri geliştirilerek tüm devrenin tasarım ve uygulaması yapılmıştır.

Çalışma kapsamında önerilen ZVT ve ZCT tabanlı Hibrit yükselten DA-DA dönüştürücünün analizi ve tasarımı yapıldıktan sonra Simpler ve Orcad-PSpice programları vasıtasıyla benzetim çalışmaları yapılmıştır. Ayrıca önerilen devrenin deneysel çalışmaları yapılarak deneysel sonuçlar benzetim çalışması sonuçları ile karşılaştırılmıştır.

**Anahtar kelimeler:** Hibrit yükselten DA-DA, Yumuşak anahtarlama, ZCT, ZVT



## ABSTRACT

### ACTIVE SOFT SWITCHING HYBRID RISING DESIGN AND APPLICATION OF TRANSFORMER

DİLBER, İbrahim Halil  
M. Sc. Thesis, Electrical-Electronics Engineering  
Thesis Advisor: Prof. Dr. Naci GENÇ  
October 2019, 91 pages

In this thesis, design and application of a hybrid boost soft switching DC-DC converter circuit has been done in order to increase the output voltages of renewable energy sources such as photovoltaic (PV) which has low voltage values with higher voltage gain and to eliminate the switching losses caused by hard switching. The conventional DC-DC boost converter requires a high duty cycle to achieve high output voltage, which poses various problems. Some DC-DC boost converter models such as Hybrid boost DC-DC converter have been developed to achieve higher voltage gain with low duty cycle. In addition, active soft switching methods are used to increase the efficiency of DC-DC circuits. Many active soft switching methods have been developed in the literature. These methods are generally designed as ZVT (zero voltage switching) for MOSFET switches and ZCT (zero current switching) for IGBT switches. Therefore, in this thesis, both ZVT and ZCT active soft switching methods have been developed and applied to the hybrid boost DC-DC converter which has higher voltage gain compared to conventional boost DC-DC converter.

After the analysis and design of ZVT and ZCT based Hybrid boost DC-DC converter, Simplerer and Orcad-PSpice programs were used for simulation. In addition, experimental studies of the proposed circuit were made and the experimental results were compared with the results of the simulation study.

**Keywords:** Hybrid boost converter, DC-DC, Soft switching, ZCT, ZVT.



## ÖN SÖZ

Bu tez çalışmasında, her türlü ilgi ve yardımlarını esirgemeyen danışmanım Sayın Prof. Dr. Naci GENÇ'e, emeği geçen hocalarım Dr. Öğr. Ü. Ali MAMIZADEH'e; her türlü yardım ve katkılarından dolayı dostum Araş. Gör. Hasan ÜZMUŞ'e, sevgili anneme, babama ve bu çalışmalarımda bana desteğini hiç esirgemeyen sevgili eşim Tuba DİLBER'e teşekkürü bir borç bilirim.

2019

İbrahim Halil DİLBER



# İÇİNDEKİLER

	Sayfa
ÖZET .....	i
ABSTRACT .....	iii
ÖN SÖZ.....	v
İÇİNDEKİLER.....	vii
ÇİZELGELER LİSTESİ .....	ix
ŞEKİLLER LİSTESİ .....	xi
SİMGELER VE KISALTMALAR.....	xvii
EKLER DİZİNİ.....	xxi
1. GİRİŞ .....	1
1.1. Tezin Amacı.....	2
2. KAYNAK BİLDİRİŞLERİ.....	5
3. MATERYAL YÖNTEM.....	11
3.1. Klasik DA-DA Dönüştürücüler .....	11
3.2. Klasik Yükselten (Boost) Dönüştürücü .....	12
3.2.1. Klasik yükselten (Boost) dönüştürücü devre denklemi.....	13
3.3. Hibrit Yükselten Dönüştürücü.....	14
3.3.1. Kritik L ve C değerlerinin hesaplanması.....	19
3.3.2. Önerilen devrenin ortalama devre modelinin belirlenmesi .....	23
3.3.3. Önerilen devrenin küçük sinyal analizi .....	25
3.3.4. Önerilen devrenin transfer fonksiyonu .....	27
3.4. Kontrol Yöntemi.....	29
3.5. Yumuşak Anahtarlama .....	32
3.5.1. Anahtarlama kayıpları .....	33
3.5.2 Yumuşak anahtarlama yöntemleri .....	37
3.6. Önerilen Devrenin Tasarımı ve Analizi.....	41
3.6.1. Önerilen ZVT hibrit yükselten devresinin tasarımı ve analizi .....	42
3.6.1.1. Önerilen ZVT hibrit yükselten devrenin çalışma durumları .....	44
3.6.2. Önerilen ZCT hibrit yükselten devrenin analizi.....	49

	<b>Sayfa</b>
3.6.2.1. Önerilen ZCT hibrit yükselten devrenin çalışma durumları .....	51
4. BULGULAR .....	55
4.1. Hibrit Yükselten Dönüştürücü Devresinin PI Kontrol İle Simülasyonu .....	55
4.2. MOSFET Tabanlı Hibrit Yükselten Dönüştürücü Devresinin Simülasyonu .....	56
4.3. Önerilen ZVT Hibrit Yükselten Dönüştürücü Devresinin Simülasyonu.....	60
4.4. IGBT Tabanlı Hibrit Yükselten Dönüştürücü Devresinin Simülasyonu.....	64
4.5. ZCT Hibrit Yükselten Dönüştürücü Devresinin Simülasyonu .....	67
4.6. Önerilen Hibrit Yükselten Dönüştürücü Devresinin Deneysel Çalışmaları .....	70
4.7. MOSFET Tabanlı Hibrit Yükselten Dönüştürücü Devresinin Deneysel Çalışması.....	72
4.8. Önerilen ZVT Hibrit Yükselten Dönüştürücü Devresine Ait Deneysel Çalışma .....	74
4.9. IGBT Tabanlı Hibrit Yükselten Dönüştürücü Devresinin Deneysel Çalışması ..	77
4.10. Önerilen ZCT Hibrit Yükselten Dönüştürücü Devresinin Devresine Ait Deneysel Çalışma .....	79
4.11. Önerilen Hibrit Yükselten Devrelerin Deneysel Çalışmalarına Ait Verim Karşılaştırmaları .....	82
5. TARTIŞMA VE SONUÇ.....	85
KAYNAKLAR.....	87
EKLER .....	89
ÖZ GEÇMİŞ.....	91



## ÇİZELGELER LİSTESİ

Çizelge	Sayfa
Çizelge 4.1. Hibrit yükselten dönüştürücünün simülasyon çalışmasında kullanılan devrenin parametreleri.....	57
Çizelge 4.2. Önerilen hibrit yükselten devrenin simülasyon devresi için kullanılan ana devre ve yardımcı devre değerleri. ....	60
Çizelge 4.3. IGBT tabanlı hibrit yükselten dönüştürücü devresinin simülasyon çalışmasında kullanılan devrenin parametreleri .....	64
Çizelge 4.4. Önerilen ZCT hibrit yükselten dönüştürücü devresinin simülasyonu devresi için kullanılan ana devre ve yardımcı devre değerleri .....	67
Çizelge 4.5.Önerilen hibrit yükselten devrenin MOSFET’li sert anahtarlamasının uygulama devresi için kullanılan ana devre değerleri .....	72
Çizelge 4.6. Önerilen ZVT hibrit yükselten dönüştürücü devresi için kullanılan ana devre ve yardımcı devre değerleri .....	74
Çizelge 4.7. IGBT tabanlı hibrit yükselten dönüştürücü devresinin uygulama devresi için kullanılan ana devre değerleri .....	77
Çizelge 4.8. Önerilen ZCT hibrit yükselten dönüştürücü devresinin uygulama devresi için kullanılan ana devre ve yardımcı devre değerleri .....	79
Çizelge 4.9. ZVT ve sert anahtarlamının farklı güçlerdeki verim değerleri.....	82
Çizelge 4.10. ZCT ve sert anahtarlamının farklı güçlerdeki verim değerleri .....	83



## ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil	Sayfa
Şekil 3.1. Klasik tek anahtarlı boost devre modeli .....	13
Şekil 3.2: Hibrit yükselten dönüştürücü devre şeması .....	16
Şekil 3.3: Çok seviyeli yükseltici dönüştürücü devre şeması hücre ekleme şekli.....	16
Şekil 3.4: Hibrit yükselten dönüştürücünün M anahtarı iletimde iken devre şekli .....	17
Şekil 3.5: Hibrit yükselten dönüştürücünün M anahtarı kesimde iken devre şekli .....	17
Şekil 3.6. Sürekli iletim modunda çalışan hibrit yükselten devrenin akım ve gerilim dalga şekilleri .....	18
Şekil 3.7. Hibrit boost dönüştürücü ortalama devre modeli .....	25
Şekil 3.8. Hibrit yükselten devre için küçük sinyal analizi devresi.....	27
Şekil 3.9. Kaynak ve çıkış arasındaki transfer fonksiyonu için bode diyagramı .....	29
Şekil 3.10. Hibrit yükselten dönüştürücünün dijital kontrol şeması.....	30
Şekil 3.11. Dijital PI kontrolün blok diyagramı .....	32
Şekil 3.12. Hibrit yükselten dönüştürücü .....	33
Şekil 3.13. Güç MOSFET'inin bir anahtarlama periyodundaki akım, gerilim ve güç kayıplarını gösteren grafikler değerleri .....	34
Şekil 3.14. Güç diyotunun gerilim ve akım grafikleri.....	36
Şekil 3.15. a-) Rezonanssız, b-) rezonanslı bastırma devre şekilleri.....	39
Şekil 3.16 Bastırma hücrelerinin gelişmişlik açısından sınıflandırılması .....	40
Şekil 3.17. (a) Bir anahtarlama güç elemanının kontrol sinyali (b)sert anahtarlama, (c) ZCS ile ZVS (d) ZCT ile ZVT çalışmaları ile ilgili dalga şekilleri.....	41
Şekil 3.28. Önerilen yumuşak anahtarlama hibrit yükselten DA-DA dönüştürücü basitleştirilmiş modeli.....	42
Şekil 3.19. Önerilen yumuşak anahtarlama hibrit yükselten DA-DA dönüştürücü akım ve gerilim grafikleri .....	43

<b>Şekil</b>	<b>Sayfa</b>
Şekil 3.20. Önerilen ZVT hibrit yükselten DA-DA dönüştürücü. Devre durumları.....	44
Şekil 3.21. Önerilen ZCT hibrit yükselten devrenin basitleştirilmiş eşdeğer modeli.....	49
Şekil 3.22. Önerilen ZCT hibrit yükselten devrenin akım ve gerilim grafikleri .....	50
Şekil 3.23 Önerilen ZCT hibrit yükselten devrenin devre durumları.....	51
Şekil 4.1 Hibrit yükselten dönüştürücü devresinin PI Kontrolünün yapıldığı Simplerer simülasyonu .....	55
Şekil 4.2. Hibrit yükselten dönüştürücü devresinin PI Kontrolünün yapıldığı Simplerer simülasyonu giriş gerilimi ve çıkış gerilimine ait grafikler ( $V_{in}=40V, D=0,6$ için $V_o=200V$ ve $D=0,3$ için $V_o=110V$ ) .....	56
Şekil 4.3. MOSFET tabanlı hibrit yükselten dönüştürücü devresinin simülasyonun Orcad Pspice programındaki devre şeması .....	57
Şekil 4.4. MOSFET tabanlı hibrit yükselten dönüştürücü devresinin Giriş gerilimi ve çıkış gerilimi Orcad Pspice simülasyonu ekran çıktıları.....	58
Şekil 4.5. MOSFET tabanlı hibrit yükselten dönüştürücü devresinin L endüktansının akım dalga şekli .....	58
Şekil 4.6. MOSFET tabanlı hibrit yükselten dönüştürücünün $D_3$ diyotunun a-) akım dalga şekli b-) ters toparlanma akımının genişletilmiş hali .....	58
Şekil 4.7. MOSFET tabanlı hibrit yükselten dönüştürücü devresinin Ana anahtar M'in kontrol sinyali .....	59
Şekil 4.8. MOSFET tabanlı hibrit yükselten dönüştürücü devresinin Ana anahtar M'in Akım ve gerilim sinyalleri .....	59
Şekil 4.9. Önerilen ZVT hibrit yükselten devrenin devresinin Orcad Pspice programında yapılan simülasyonu.....	61
Şekil 4.10. Önerilen ZVT hibrit yükselten devrenin devresinin Giriş gerilimi ve çıkış geriliminin Orcad Pspice simülasyonu ekran çıktıları .....	61

<b>Şekil</b>	<b>Sayfa</b>
Şekil 4.11. Önerilen ZVT hibrit yükselten devrenin devresinin L endüktansına ait akım dalga sinyalleri.....	62
Şekil 4.12. Önerilen ZVT hibrit yükselten devrenin devresinin ana anahtar M'in ve yardımcı anahtar Ma'nın kontrol sinyalleri. ....	62
Şekil 4.13. Önerilen ZVT hibrit yükselten devrenin devresinin D <sub>1</sub> diyotuna ait akım dalga sinyali.....	63
Şekil 4.14. Önerilen ZVT hibrit yükselten devrenin devresinin D <sub>2</sub> diyotuna ait akım dalga sinyali.....	63
Şekil 4.15. Önerilen ZVT hibrit yükselten devrenin devresinin M anahtarının akım ve gerilim sinyalinin Orcad Pspice programında gösterimi .....	63
Şekil 4.16. IGBT tabanlı hibrit yükselten dönüştürücü devresinin Orcad-PSpice Simülasyonu.....	64
Şekil 4.17. IGBT tabanlı hibrit yükselten dönüştürücü devresinin Orcad-PSpice Simülasyonu için Vo çıkış ve Vin giriş gerilimlerinin grafiği .....	65
Şekil 4.18. IGBT tabanlı hibrit yükselten dönüştürücü devresinin L endüktansına ait akım dalga sinyalleri.....	65
Şekil 4.19. IGBT tabanlı hibrit yükselten dönüştürücü devresinin Orcad-PSpice Simülasyonu için Ana anahtar M'in kontrol sinyalleri.....	65
Şekil 4.20. IGBT tabanlı hibrit yükselten dönüştürücü devresine ait M anahtarının a-) kesime girdiği an b-) kesime girdiği anın büyütülmüş görüntüsü akım ve gerilim grafiğinin genişletilmiş hali.....	66
Şekil 4.21. 200 W'lık IGBT tabanlı hibrit yükselten dönüştürücü devresinin çıkış gücüne ait Orcad-PSpice simülasyonu .....	66
Şekil 4.22. Önerilen ZCT hibrit yükselten dönüştürücü devresinin simülasyonu Orcad Pspice programında yapılan simülasyonu .....	68
Şekil 4.23. Önerilen ZCT hibrit yükselten dönüştürücü devresinin simülasyonun Giriş gerilimi ve çıkış geriliminin Orcad Pspice simülasyonu ekran çıktıları .....	68
Şekil 4.24. Önerilen ZCT hibrit yükselten dönüştürücü devresinin simülasyonun L endüktansına ait akım dalga sinyalleri .....	69
Şekil 4.25. Önerilen ZCT hibrit yükselten dönüştürücü devresinin simülasyonu için ana anahtar M'in ve yardımcı anahtar Ma'nın kontrol sinyalleri .....	69

<b>Şekil</b>	<b>Sayfa</b>
Şekil 4.26. Önerilen ZCT hibrit yükselten dönüştürücü devresinin simülasyonun M anahtarının akım ve gerilim sinyalinin Orcad Pspice programında gösterimi .....	69
Şekil 4.27. Önerilen Güç devresi deneysel çalışmasının üstten görünümü.....	70
Şekil 4.28. Önerilen Güç devresi deneysel çalışmasının yandan görünümü.....	70
Şekil 4.29. Önerilen devrenin deney düzeneğinin görünümü. ....	71
Şekil 4.30. Önerilen devrenin deney düzeneğinin farklı bir açıdan görünümü.....	71
Şekil 4.31. MOSFET tabanlı hibrit yükselten dönüştürücü devresinin yüksüz durumda ana güç anahtarlarına ait kontrol sinyali.....	72
Şekil 4.32. MOSFET tabanlı hibrit yükselten dönüştürücü devresinin ana güç anahtarının akım ve gerilim grafikleri. ....	73
Şekil 4.33. MOSFET tabanlı hibrit yükselten dönüştürücü devresinin M ana güç anahtarının off'tan on konumuna geçerken akım ve gerilim grafiğinin genişletilmiş şekli .....	73.
Şekil 4.34. MOSFET tabanlı hibrit yükselten dönüştürücü devresinin M ana güç anahtarının on'dan off konumuna geçerken akım ve gerilim grafiğinin genişletilmiş şekli .....	73
Şekil 4.35. MOSFET tabanlı hibrit yükselten dönüştürücü devresinin çıkış gücüne ait görüntü.....	74
Şekil 4.36. Önerilen ZVT hibrit yükselten dönüştürücü devresinin yüksüz durumda iken ana güç anahtarlarına ait kontrol sinyali.....	75
Şekil 4.37. Önerilen ZVT hibrit yükselten dönüştürücü devresinin L endüktansının akım grafikleri .....	75
Şekil 4.38. Önerilen ZVT hibrit yükselten dönüştürücü devresinin D=0.6 için ana ve yardımcı güç anahtarının anahtarlama sinyalleri. ....	75
Şekil 4.39. Önerilen ZVT hibrit yükselten dönüştürücü devresinin D=0.4 için ana ve yardımcı güç anahtarının anahtarlama sinyalleri .....	76
Şekil 4.40. Önerilen ZVT hibrit yükselten dönüştürücü devresinin M ana anahtarının on'dan off konumuna geçerken akım ve gerilim grafiği ve genişletilmiş şekli .....	77

Şekil	Sayfa
Şekil 4.41. Önerilen ZVT hibrit yükselten dönüştürücü devresinin $M_a$ yardımcı anahtarının off'tan on konumuna geçerken akım ve gerilim grafiğinin genişletilmiş şekli .....	76
Şekil 4.42. Önerilen ZVT hibrit yükselten dönüştürücü devresinin çıkış gücüne ait görüntü.....	77
Şekil 4.43. IGBT tabanlı hibrit yükselten dönüştürücü devresinin yüksüz durumdayken ana güç anahtarlarına ait kontrol sinyali.....	78
Şekil 4.44. IGBT tabanlı hibrit yükselten dönüştürücü devresinin ana güç anahtarının akım ve gerilim grafikleri.....	78
Şekil 4.45. IGBT tabanlı hibrit yükselten dönüştürücü devresinin M ana güç anahtarının on'dan off'a konumuna geçerken akım ve gerilim grafiğinin genişletilmiş şekli.....	78
Şekil 4.46. IGBT tabanlı hibrit yükselten dönüştürücü devresinin M ana güç anahtarının off'tan on konumuna geçerken akım ve gerilim grafiğinin genişletilmiş şekli.....	79
Şekil 4.47. IGBT tabanlı hibrit yükselten dönüştürücü devresinin çıkış gücüne ait görüntü .....	79
Şekil 4.48. Önerilen ZCT hibrit yükselten dönüştürücü devresinin $D=0.6$ için ana ve yardımcı güç anahtarının anahtarlama sinyalleri .....	80
Şekil 4.49. Önerilen ZCT hibrit yükselten dönüştürücü devresinin $D=0.4$ için ana ve yardımcı güç anahtarının anahtarlama sinyalleri .....	81
Şekil 4.50. Önerilen ZCT hibrit yükselten dönüştürücü devresinin M ana güç anahtarının on'dan off konumuna geçerken akım ve gerilim grafiğinin genişletilmiş şekli .....	81
Şekil 4.51. Önerilen ZCT hibrit yükselten dönüştürücü devresinin $M_a$ yardımcı güç anahtarının off'tan on konumuna geçerken akım ve gerilim grafiğinin genişletilmiş şekli .....	81
Şekil 4.52. Önerilen ZCT hibrit yükselten dönüştürücü devresinin çıkış gücüne ait görüntü.....	82
Şekil 4.53. Verim hesabı yapılır iken devrede kullanılan cihazlar ile devre görünümü.....	82

<b>Şekil</b>	<b>Sayfa</b>
Şekil 4.54. ZVT ve sert anahtarlamamanın farklı güçlerdeki verim değerlerinin karşılaştırılması.....	83
Şekil 4.55. ZCT ve sert anahtarlamamanın farklı güçlerdeki verim değerlerinin karşılaştırılması .....	83





## SİMGELER VE KISALTMALAR

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

Simgeler	Açıklama
$V$	Gerilim
$I$	Akım
$W$	Etkin Güç
$V_{in}$	Giriş Gerilimi
$S$	Anahtar
$L$	Endüktans
$C$	Kapasitans
$R$	Direnç
$D$	Görev Çarpanı
$V_o$	Çıkış Gerilimi
$T$	Periyot
$i_c$	Kapasitans 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
$L_s$	İndüktör Sınır Değeri
$C_s$	Kapasitans Sınır Değeri
$f$	Frekans

## Simgeler

## Açıklama

$V_c$	Kapasitans Gerilimi
$L_k$	Sızıntı İndüktörü
$D_c$	Yardımcı Devre Diyotu
$C_c$	Yardımcı Devre Kapasitansı
$M$	MOSFET Anahtarı
$R_G$	Giriş Dirençi
$K_P$	Oransal Katsayı
$K_I$	İntegral Katsayı
$T_ö$	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
$L_y$	Rezonans İndüktörü
$C_y$	Rezonans Kapasitansı
$M_a$	Yardımcı Anahtar
$C_s$	Rezonans Kapasitans
$C_{sy}$	Rezonans Kapasitans
$D_{eff}$	Etkin Görev Çarpanı
$t_d$	Gecikme Zamanı

## **Kısaltmalar**

## **Açıklama**

<b>PWM</b>	Darbe Genişlik Modülasyonu
<b>EMI</b>	Elektromanyetik Gürültü
<b>HS</b>	Sert Anahtarlama
<b>ZCS</b>	Sıfır Akımda Anahtarlama
<b>ZVS</b>	Sıfır Gerilimde Anahtarlama
<b>ZCT</b>	Sıfır Akımda Geçiş
<b>ZVT</b>	Sıfır Gerilimde Geçiş
<b>DA</b>	Doğru Akım
<b>PI</b>	Oransal İntegral
<b>FPGA</b>	Programlanabilir Mantık Blokları
<b>CCM</b>	Sürekli Akım Modu
<b>DCM</b>	Süreksiz Akım Modu
<b>ADC</b>	Analog Dijital Dönüştürücü



## **EKLER DİZİNİ**

Ek 1. Önerilen devrenin güç devresine ait PCB çizimleri ve devrenin kontrol kartı .....89





## 1. GİRİŞ

Gelişen teknolojinin iş hayatı, endüstri ve sosyal hayatta yarattığı enerji ihtiyacı enerji çeşitliliğini arttırmıştır. Enerji üretiminin çeşitlerinin artması ve kullandığımız cihazlarda doğru akım (DA) kullanımı giderek artması dönüştürücülerdeki yarı iletken yapıların artması ve aynı zaman da kayıpları da arttırmıştır. Bu dönüşümü sağlamak için birçok cihazın içinde veya bağlantı adaptörlerinde birçok çeşit dönüştürücüler kullanılmaktadır. Bu dönüştürücülerin çokluğu ve verim artışı talebi bunlar üzerine çalışmaların daha çok yaygınlaşmasına sebep olmuştur. Ayrıca, Fotovoltaik paneller, yakıt hücreleri gibi doğrusal olmayan DA kaynakları da yükselten ve/veya düşüren tip DA/DA dönüştürücülere ihtiyaç duyarlar. Bu dönüşümler transformatörler den ziyade yarı iletken teknolojisi kullanılarak yarı iletken anahtarlamalarla yapılır. Bu anahtarlamalar enerji dönüşümdeki kayıpların temel nedenlerinden biridir.

Enerji kayıplarının minimize edilmeye çalışılması günümüzde popüler konulardan biridir. Bu kayıpları azaltmak için kullanılan stratejiler sistemlerin verimini önemli ölçüde arttırmaktadır.

Yükselten dönüştürücülerde kontrollü anahtarlama elemanlarındaki iletme girme ve kesime girme anında anahtarlama elemanında meydana gelen güç kayıpları ve kontrolsüz anahtarlama elemanlarındaki ters toparlanma kayıpları bu devrelerin verimini oldukça düşürmektedir. Kontrollü anahtarlama elemanlarındaki iletme sokulma ve kesime sokulma zamanlarında akım ve gerilimlerin birbiri üstüne binmesi ile kayıplar ortaya çıkmaktadır. Bu bahsedilen akım ve gerilimlerin birbiri üzerine gelmesi literatürde sert anahtarlama olarak adlandırılmaktadır. Kontrollü anahtarlama elemanlarındaki ve kontrolsüz anahtarlama elemanlarında ortaya çıkan bu kayıpların yok edilmesi için, yani akım ve gerilimin birbiri üstüne gelmesini engelleme olayı yumuşak anahtarlama olarak adlandırılmaktadır (Koç 2015).

Literatürde yumuşak anahtarlama ifadesi çeşitli isimlerle tanımlanmış. Bunlardan bazıları bastırma ve stres azaltma devreleri olarak bilinmektedir. Yumuşak anahtarlama ile gerilim ve akımda bazı şekillendirmeler yapılmaktadır. Bu şekillendirmelerin esas darbe genişlik modülasyonu (PWM) çeviricilerde tetikleme frekansı artırılarak aktarılmak istenen gücün yani farklı bir seviyeye aktarılan gücün kontrol altında

tutmaktır. Anahtarlama ne kadar hızlı yapılırsa aktarılan sinyalin gücü o kadar artar. PWM çeviricilerin yüksek enerji yoğunluğuna sahip olmaları ve hızlı tepki süreleri ve kontrol devrelerinin basitliği nedeniyle çok talep görmektedir. Dezavantaj olarak artan anahtarlama frekansları anahtarlama elemanları üzerinde güç kaybına ve bunun sonucunda verim kaybına, elektromanyetik gürültü artışına neden olmaktadır. Bu kayıpların elimine edilebilmesi bastırma hücreleri ile yumuşak anahtarlama olarak adlandırılan teknikler ile sağlanabilmektedir (Aksoy, 2007; Koç,2015).

Bu dönüştürücülerdeki anahtarlama kayıpları, tetikleme esansında anahtar üzerinde akım ve gerilimin çakışması sonucu oluşan kayıplar ve diyotun ters toparlanma kayıpları ile parazitik kapasitansın deşarj güç kaybından meydana gelmektedir. Genel olarak yumuşak anahtarlama yöntemleri, sıfır gerilimde anahtarlama (ZVS), sıfır akımda anahtarlama (ZCS), sıfır gerilimde geçiş (ZVT) ve sıfır akımda geçiş (ZCT) yöntemleri olarak sınıflanabilir (Aksoy, 2007; Koç, 2015).

### **1.1. Tezin Amacı**

Bu tezdeki amacımız doğru akımdan doğru akıma yükselten bir dönüştürücünün uygulama çalışması yapılmıştır. DA/DA dönüştürücü türlerinden biri olan yükselten tip (boost) dönüştürücüden geliştirilmiş Hibrit yükselten çıkış gerilim oranını yükseltmek için görev çarpanının yükseltilerek maksimum değere yaklaştırılması gerekliliği mevcut dönüştürücüdeki yüksek kayıpların esas nedeni olup toplam verimi azaltmaktadır. Bu yüzden bu tezde görev çarpanı değeri çok yükseltilmeden çıkıştaki gerilim değeri arttırılacaktır. Hibrit yükselten dönüştürücünün anahtarlama kayıpları devrede temel verim kaybı sebeplerinden biri olduğundan bu kayıpları azaltmaya çalışmak için bir yöntem geliştirmeye çalışılmaktadır.

Bu yöntemlerden biri de aktif yumuşak anahtarlama devresi tasarımıdır. Bu dönüştürücünün yumuşak anahtarlama devresi için Genç (2010) ve Koç (2015) tarafından yazılan tezlerde yapılan yumuşak anahtarlama devreleri de incelenerek yumuşak anahtarlama devresi hibrit yükselten devresine uygun şekilde revize edilmiştir. Bu sayede hibrit yükselten dönüştürücü devresinin çıkışında istenen çıkış gerilimi ve yumuşak anahtarlama sayesinde ise hedeflenen verim artışına ulaşılmaya çalışılmıştır. Buna benzer



alışmalar ile ilgili araştırmaları ve bizim bu çalışmalara olan katkıımız sonraki kısımlarda genişçe bir şekilde ele alınıp açıklamaya çalışılmıştır





## 2. KAYNAK BİLDİRİŞLERİ

Kimball ve ark. (2005), yaptıkları çalışmada anahtarlı kapasitans dönüştürücülerinin, eş değer direncinin hesaplama üzerine yeni bir model oluşturmuşlardır. Oluşturdukları bu modelin genel olarak güç noktası dönüşümü üzerinedir ve yarı dalgalı ve dalgasız uygulamalar üzerinde incelemiştir. İncelemeler sonucunda yüksek frekanslarda ideal eşdeğer dirençten sapmalar olduğunu gözlemlemiştir.

Rosas Caro ve ark. (2008), IEEE güç elektroniği uzmanları konferansında sunduğu çalışmada bir endüktör, bir anahtar,  $2N-1$  diyot,  $2N-1$  kapasitans ve toplamda  $(N+1)$  oranında devre elemanına sahip dönüştürücülerin  $Nx$  güç çıkışı aynı çıkış voltajını korurken giriş voltajlarının da kontrol edebildiklerini öne sürmüşlerdir. Ayrıca çok katmanlı dönüştürücülerin düşük; harmonik kayma, voltaj stresi, EMI kirliliği, anahtarlama frekansı, yüksek verim ve çıkışında manyetik birleşeni olmaması gibi avantajlarından bahsetmişlerdir. Yaptıkları bu çalışmada  $4x$  (5 farklı) voltaj seviyesi için yapılan hesaplar ve deneysel sonuçların karşılaştırılması tutarlı sonuçlar elde etmişlerdir. Bu devre tipinin farklı DA voltaj seviyeleri gerektiren ve kendini dengeleyen, yünden bağımsız, PVM kontrollü fotovoltaik veya batarya jenerasyon sistemlerindeki çok katmanlı inventörleri beslemede ya da benzeri uygulamalarda kullanılabileceğine değinmişlerdir.

Zhang ve Green (2015), yaptıkları çalışmaya göre rüzgâr türbinleri ve yüksek voltaj direkt akım sistemlerinin büyük yükseltici oranına MW seviyelerine sahip DA-DA dönüştürücülere ihtiyaçları vardır. Bu çalışmada çok katmanlı taşınabilir DA-DA dönüştürücülerin standart yükseltici dönüştürücü teknolojisine sahip fakat normal tek anahtar yerine alt modüllere ayrılmış birkaç sayıda kapasitans yer almıştır. Dönüştürücü alt modül kapasitansları ve kol endüktörü arasında rezonans modunda çalıştırılmıştır. Faz gerilimleri bir anahtar düzenlenmesi bir seferde yüksek voltajı destekleyen sabit bir sayı yani  $N$  alt modüller olacak şekilde uygulanmıştır. Bu operasyon modunda yükseltme oranı modül sayısı olan  $N$  ve endüktörün şarj olma oranı ile alakalıdır. Dönüştürücü bir transformatör kullanmadan ölçeklenebilirlik gösterir ve çift yönlü güç akışı yapabilir.

Yaptıkları bu çalışmada örnek bir rüzgâr türbini için 10:1 oranında dönüşümünün gerçekleştiği bir simülasyon sunulmuştur.

Mayo-Maldonado ve ark. (2010), yaptıkları çalışmada çok katmanlı yükseltici dönüştürücü teknolojisi son zamanlarda yüksek görev çarpanına gerek kalmaksızın, daha az birleşenle ve kendinden DA bağlantılı dengeleyen bir sistem olarak öne çıktığını savunmuşlardır. Çalışmalarında durum alanı modelleme ve MATLAB yazılımı üzerinde lineer kontrollü 'Pole placement' tekniği ile DA-DA çok katmanlı yükseltici dönüştürücülerini lineer ve lineer olmayan şekilde modellemişlerdir. Yüksek anahtarlama frekansları düşük dönüşüm oranları ve voltaj dalgalanmaları sonuçlanmakta olduğu öne sürmüşlerdir. Bunun bir çözümü olarak transformatör kullanılabileceğini fakat transformatör kullanımında kendine haz dezavantajlarını dile getirmişlerdir. Çalışmada buna çözüm olarak sunulan çok katmanlı yükseltici dönüştürücüleri, yükseltici dönüştürücülerini anahtarlama kapasitans fonksiyonu ile birleştirmektedir. Bu sayede devamlı giriş akımına karşın yüksek dönüşüm oranına, yüksek görev çarpanı olmaksızın ve transformatör kullanmaksızın ulaşılabileceğini belirtmişlerdir. Sonuç olarak MATLAB üzerinde oluşturulan modeller devre simülasyon programı olan SABER'de simüle edilerek, sonuçların tutarlılığı gözlemlenmiştir.

Mousa ve ark.'larının (2011) çalışmaları yüksek DA-DA dönüşüm oranını sahip bir DA-AA sistemi üzerinedir. Kullanmış oldukları dönüştürücü anahtarlı endüktöre sahip çok katmanlı yükseltici dönüştürücüsüdür. Bahsi geçen PWM bazlı bu dönüştürücü anahtarlı endüktör yapısıyla anahtarlı kapasitans fonksiyonunu birleştirerek farklı çıkış voltajları elde etmekte ve aynı zamanda dönüştürücünün kontrolünü tek anahtara indirgeyerek kolaylaştırmaktadır. Çalışmada oluşturulan sistem PV hücresi, anahtar endüktörlü çok katmanlı yükseltici dönüştürücüsü, H köprü invertör ve maksimum güç noktası takip algoritmasında oluşmaktadır. Oluşturdukları bu sistemin simülasyonu PSIM programında çalıştırarak sonuçlarını pratikte hazırlamış oldukları prototipin sonuçları ile karşılaştırmışlardır. Elde ettikleri sonuçlara göre daha az birleşene bu dönüştürücülerin maliyeti düşürerek, transformatör kullanmaksızın daha az voltaj stresine sahip daha yüksek dönüşüm oranlarına çıkabildikleri çıkarımını yapmışlardır.

Dias ve Lazzarin (2018), yaptıkları çalışmada çok katmanlı anahtarlı kapasitans hücresine sahip dönüştürücüleri modellemişlerdir. Oluşturulan modelin performansı farklı işletme parametrelerine göre değerlendirilmiştir. Gözlemlerine göre 0,5 görev

çarpanı civarlarında iyi bir statik kazanım ve devre verimi elde edilememiştir. Bunun sebebi olarak diyotun ideal işletim noktasını kaybettiğini göstermişlerdir. Yüksek frekanslı işletim daha yüksek verim elde edildiğini bunun sebebi olarak da akım dalgalanması kapasitans boyunca azalmaktadır ve yüksek kapasitans değeri eşdeğer direnci azaltmaktadır. Kapasitans eğrisi anahtarlı kapasitans değerinin devre eşdeğer direncine düşük etkiye sahip olduğu bölgeyi tanımlamada kullanabileceğini belirtmişlerdir. Keskin voltaj kontrollü gerektiren uygulamalarda farklı dönüştürücüler tavsiye edilmiştir. Sebebi olarak ise çalışma çarpanı ile ilgili statik kazanç ve eşdeğer direnç eğrilerine bakıldığında anahtarlı kapasitansın kontrolünü artırmanın dezavantajı olarak kayıpları artırdığı gözlemlenmiştir

Bodur ve ark. (2003) tarafından makalede özet olarak, bir pasif rezonant snubber hücre devresini ayrıntılı analitik analizi ve bir darbe genişliği modülü (PWM) için DA-DA düşüren dönüştürücü devresi tasarlanmıştır. Bu devre tasarımında hücre daha büyük bir verimlilik sağladığı ve çıkış gücü olarak daha esnek bir yük aralığı sağlandığı söylenmektedir. Bu teorik analiz, 5 kW'lık bir prototip 50 kHz izole kapı bipolar transistör-(IGBT)-PWM buck dönüştürücü ile test edilmiştir. Tüm yarı iletken cihazlar dönüştürücü yumuşak anahtarlama koşullarında çalıştırılmıştır. Ayrıca, önerilen yumuşak anahtarlama yöntemleri test edilmiştir.

Özkan (2007) tarafından tez çalışmasında değişken ve dengesiz doğru akım çıkış karakteristiğine sergileyen bir yakıt pilinden bir evin elektrik ihtiyacını karşılayabilmesine imkân sağlayacak kararlı ve yük dalgalanmalarından etkilenmeyen bir çıkış gerilimi besleyebilen bir DA-DA dönüştürücü devre sistemi tasarlanmış ve gerçekleştirmiştir.

Nakir (2007) tez çalışmamasında, kullanımı giderek yaygınlaşan fotovoltaik güneş enerjisi sistemleri incelenerek bu sistemlerin verimliliğini artıran iki yöntemin uygulaması yapılmıştır.

Ürgün (2008) tarafından çalışmada, geliştirilen ZVT-ZCT kısmi rezonanslı yumuşak anahtarlama hücresi ile DA hat gerilimi istenilen süre kadar sifıra çekilmeye çalışılmıştır. Bastırma hücresinde bulunan ana anahtar iletme geçerken sıfır gerilimde geçiş (ZVT) ve kesime giderken sıfır akımda geçiş (ZCT) yöntemleri kullanılmıştır.

Kangal (2008) tarafından tez çalışmasında Değişim ve Gözlem (P&O) algoritması ile Artımlı Geçiş (IncCond) algoritması metotları ve bu metotların birleşimi, farklı

sıcaklık ve ışık şiddetindeki fotovoltajik (FV) panel güç üretiminin verimini arttırmak için kullanılmıştır. Yapılan benzetim çalışmaları anlatılmış ve bu çalışmadan elde edilen sonuçlar verilmiştir.

Genç (2010) tarafından doktora tez çalışmasında yumuşak anahtarlama ve birim güç katsayılı iki güç katı içeren sarmaşık yükselten devre geliştirilmiş ve incelenmiş dönüştürücüde maliyeti yükselten ve devreyi karmaşıklıktan kurtararak devre basitleştirilmiştir. Yardımcı devre bir aktif anahtar ve az sayıda pasif devre elemanları gerçekleştirilmiştir. Ana anahtar ve yardımcı anahtarlar dahil sıfır gerilimde geçişler sağlanarak yumuşak anahtarlama ile gerilim ve akım stresleri elimine edilmiştir.

Başoğlu (2011) tarafından tez çalışmasında yükseltici DA-DA dönüştürücüsü tasarımı ve bu dönüştürücü türünün maksimum güç noktası izleme (MGNI) algoritması ile çalıştırılması ve çıkış gerilimi, endüktans akımı ve verim gibi parametreler gözlenmiştir. Daha sonra, gerçekleştirilen dönüştürücü değiştir gözle algoritması ile ilgili sonuçlar verilmiştir.

Uluğ, M. (2014) tarafından tez çalışmasında maksimum güç noktalarını bulmak için kullanılan algoritmalarından Değişir & Gözetle (Perturb & Observe) algoritması kullanılmıştır. Oluşturulan fotovoltajik sistemin test edilmesi için güneş enerjisi ile çalışan bir sulama sistemi prototipi kullanılmıştır.

Maglin ve ark. (2014) tarafından makalenin asıl amacı uzay uygulaması için güneş PV modülünden MPPT maksimum gücü takip etmek için kaotik puls kullanarak DA-DA SEPIC dönüştürücü devresinin uygulanması yapılmıştır.

Yapıcı ve ark. (2014) tarafından çalışmada, iki kat sarmaşık yükseltici dönüştürücü tasarımı ve benzetimi yapılmıştır. Dönüştürücünün giriş ve çıkış dalgalanmaları, gerçekleştirilen uygulama devresi ile belirlenmiştir.

Şahin ve ark. (2014) tarafından çalışmada temel sıfır akımda geçiş (ZCT) ve sıfır gerilimde geçiş (ZVT) bastırma hücreleri ile geliştirilmiş modern bastırma hücreleri kıyaslanmıştır. Teorik karşılaştırılması yapılan dönüştürücülerin 500 W güçte 100 kHz anahtarlama frekansında simülasyonu yapılmış sonuçlar verilmiştir.

Çelik (2015) tarafından tezde yapay sinir ağı (ANN) tabanlı MPPT tekniği ve yeni bir Hibrit MPPT tekniği içeren bir grid bağlı PV sistemi analiz edilmiş, modellenmiştir ve simüle edilmiştir.

Koç (2015) tarafından çalışmada düşük gerilim çıkışlı kaynaklar hedeflenerek bunlardan alınan gerilimin çıkışta daha yüksek bir gerilim seviyesi elde etmek amaçlanarak sert anahtarlama sonucunda devrede meydana gelen kayıpları minimize etmek amacıyla yumuşak anahtarlama yöntemleri kullanılarak tasarım yapılmıştır.

Ghaderi (2017) tarafından doktora tez çalışmasında PI kontrolörü bloğu kullanılarak DA/DA kaskat boost dönüştürücüsü dizayn için yeni bir metot sunulmuştur. Bu tasarım, sınırlı miktarda güç üreten yenilenebilir enerji kaynakları için güç iletiminde etki sağlamaktadır. Bu tasarımda bir PI kontrolör kullanılarak, darbe genişliğinin değişimi ve MOSFET'lerin anahtarlama ile hızlı yük veya giriş voltajı dalgalanmasına karşı, çıkıştaki gerilim üretimini kontrol edip, bu gerilim değerini dengeli bir seviyede tutup ve dalgalanmaları kısıtlamaya çalışmaktadır.





### 3. MATERYAL YÖNTEM

Bu bölümde birinci kısımda klasik yükselten DA-DA dönüştürücünün çalışma prensibine değinilerek ayrıntılı analizleri ele alınmıştır. İkinci kısımda klasik yükselten dönüştürücüden türetilerek yapılan hibrit yükselten dönüştürücü tasarımı ve analizi yapılarak devrenin klasik yükselten dönüştürücülere göre avantajlarına değinilmiştir.

#### 3.1. Klasik DA-DA Dönüştürücüler

Eski DA-DA çevirici devreleri devre fonksiyonu ile sınıflandırılırlar. Başlıca DA-DA dönüştürücü tipleri; yükselten, alçaltan ve alçaltan-yükselten çeviriciler olarak adlandırılabilir. Başka bir diğer dönüştürücü manyetik kuplajlı devrelerinden oluşmaktadır. Bu devrelerde alçaltmak ve yükseltme işlemlerini yerine getirirler (Gürdal, 2000).

Düşüren dönüştürücü; isminden anlaşıldığı gibi çıkışında girişine uygulanan geriliminde daha düşük bir ortalama gerilimi, yükselten dönüştürücüde ise çıkışında girişine uygulanan gerilimden daha yüksek bir ortalama gerilimi sağlamaktadır. Düşüren-yükselten dönüştürücüde görev çarpanına bağlı olarak çıkışında girişine uygulanan geriliminden daha düşük veya daha yüksek bir ortalama gerilimi verebilmektedir. Düşüren-yükselten dönüştürücüde çıkış geriliminin dalgalılığının değıştırilmesinin yanında çıkış geriliminin polaritesi de değışmektedir. Manyetik kuplajlı dönüştürücülerden olan flyback dönüştürücü Düşüren -yükselten dönüştürücü ile aynıdır. Farklı olan yönleri, elektriksel izolasyonunu manyetik kuplaj ile yapıyor olması ve kullanılan transformatörün giriş çıkış sarım oranı değıştırilerek flyback dönüştürücünün çıkış gerilimi değıştırilebilmektedir. Eşitlik 3.1-3.5 denklemlerle düşüren, düşüren-yükselten ve flyback dönüştürücülerin transfer fonksiyonları verilmiştir.

Düşüren dönüştürücü için çıkışının girişine oranı olarak tanımlanan DA gerilim transfer fonksiyonu “Eşitlik 3.2” ile elde edilir.

$$(V_{in} - V_o)DT = -V_o(1 - D)T \quad (3.1)$$

$$M_V = \frac{V_o}{V_{in}} = D \quad (3.2)$$

Düşüren- yükselten dönüştürücünün DA gerilim transfer fonksiyonu “Eşitlik 3.4” ile elde edilir.

$$V_{in} \cdot D \cdot T = -V_o \cdot (1 - D) \cdot T \quad (3.3)$$

$$M_V = \frac{V_o}{V_{in}} = -\frac{D}{1 - D} \quad (3.4)$$

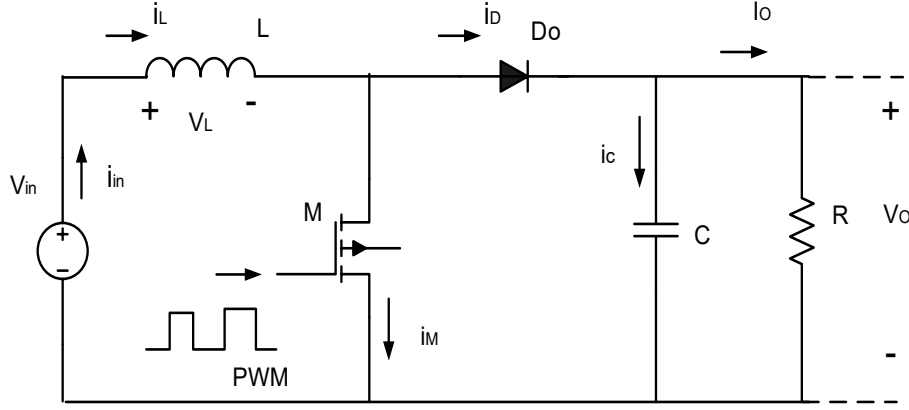
Flyback dönüştürücünün DA gerilim transfer fonksiyonu “Eşitlik 3.5” ile elde edilir.

$$M_V = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{D}{n(1 - D)} \quad (3.5)$$

Burada  $V_{in}$ ; giriş gerilimi  $V_o$ ; çıkış gerilimi,  $D$ ; görev çarpanı,  $n$ ; transformatör sarım oranıdır.

### 3.2. Klasik Yükselten (Boost) Dönüştürücü

Girişine uygulana voltajdan daha yüksek çıkış voltajı elde edilen devrelerdir. Şekil 3.1’de DA girişindeki gerilim değeri  $V_{in}$ , girişinden hemen sonra L endüktansı, M girişe paralel bir tam kontrollü anahtar, D diyotu ve çıkışa paralel bir C kapasitansı ve çıkışta yük direnci  $R_o$ ’tan meydana gelmektedir (Rashid, 1993).



Şekil 3.1. Klasik tek anahtarlı boost devre modeli.

M yarı iletken anahtarı ilettime girdiği zaman endüktans akımı artar ve bu zaman diliminde  $D_o$  diyotu ters polarlandığından kesimdedir. Kapasitans üzerindeki akımı yüke aktarır ve akım yönü eksi yöndedir. Anahtar devreyi açtığından yani iletimi kestiğinde endüktansta ilk periyotta toplanan enerji diyot üzerinden RC devresine doğru yönlendirir. Bu zaman diliminde endüktans akımı yüke doğru azaldığından bu akım azalması,  $V_o$  çıkış geriliminin ve  $V_{in}$  giriş geriliminin artması anlamına gelmektedir (Gürdal, 2000).

### 3.2.1. Klasik yükselten (Boost) dönüştürücü devre denklemi

Şekil 3.1'deki devrede elemanların ideal olduğu düşünülecek olursa, M anahtarının on ve off olma durumuna bakılarak aşağıdaki Eşitlik 3.6 ve Eşitlik 3.6 elde edilir.

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

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

Endüktans akımı  $(1 - D) \cdot T$  zamanda  $I_{max}$ 'dan  $I_{min}$ 'e lineer olarak azaldığı varsayılırsa,

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

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

Elde edilen bu denklemler ile  $I_{min}$  endüktans akımını minimum akım değerini  $I_{max}$  ise endüktans akımının maksimum akım değerini;  $DT$ , M anahtarının iletim kaldığı süreyi;  $(1 - D) \cdot T$  ise M anahtarının kesimde kaldığı süreyi;  $D$ , görev çarpanı;  $T$ , bir anahtarlama için geçen süre  $\Delta I$  ise  $L$  endüktansın akımının minimum ve maksimum değer arasındaki farkı göstermektedir.

Çıkış geriliminin ortalaması ile giriş geriliminin ortalaması arasındaki eşitlik, Eş. (3.7) ve (3.9)'den,

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

$$V_o = \frac{V_{in}}{1 - D} \quad (3.11)$$

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

Eşitlik 3.12 klasik yükselten dönüştürücünün girişine uygulanan gerilim ile çıkışındaki gerilimin arasındaki bağıntıyı vermektedir.

### 3.3. Hibrit Yükselten Dönüştürücü

Çok seviyeli hibrit dönüştürücüler literatürde yüksek voltaj kazancı olan izoleli olmayan uygulamalar için yaygın olarak çalışılmıştır. Bu dönüştürücüler endüktif eleman kullanmadıkları için düşük elektro manyetik girişime (EMI), anahtarlama gerilimlerine sahiptirler bunun yanında verimleri yüksek ve istenildiğinde yeni elemanlar eklenmesi ile artırılabilen bir çıkış gerilimi kapasitesine sahiptir. Böylece anahtarlama elemanı üzerindeki gerilim yükselmeleri azalır ve snubber devrelerinin kullanımına gerek duyulmaz.

Son yıllarda yenilenebilir enerji üretim sistemlerine olan ilgi artmaya devam etmektedir. Bu alanda birçok analiz ve çözüm yöntemi mevcuttur. Örneğin yenilenebilir enerji kaynakları tarafından elde edilen düşük DA gerilimin inverterlerden önce yükseltilmesi gerekmektedir. Yüksek dönüştürme oranına ve verime sahip izole olmayan DA-DA dönüştürücüler mevcuttur. Bunların hepsi tek anahtarlı klasik dönüştürücülere göre daha komplekstir.

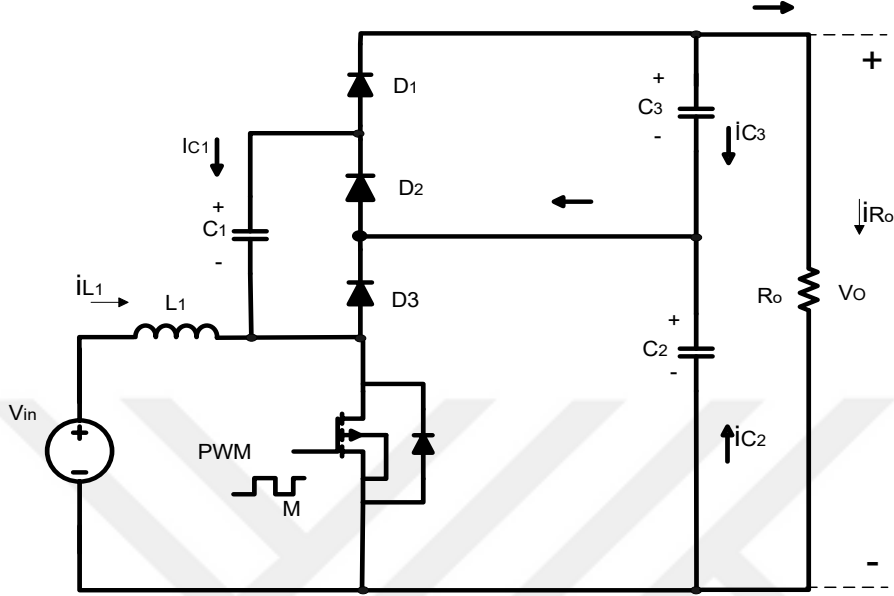
Hibrit yükselten DA-DA dönüştürücü de son dönemlerde önerilen güç elektroniği devresidir. En temelde hibrit yükselten DA-DA dönüştürücü klasik boost devresine diyot ve kapasitans eklenmesi ile elde edilmektedir. Elde edilen hibrit yükselten DA-DA dönüştürücünün çıkış geriliminin seviyesi dönüştürücüye eklenen diyot ve kapasitansların adeti ile doğru orantılı şekilde yükselmektedir. Hibrit dönüştürücü geleneksel dönüştürücülere ve diğer topolojilere oranla birçok üstünlüğe sahiptir. Bu üstünlüklerin bazıları; trafo kullanmadan yüksek gerilim kazancı veya çok yüksek görev çarpanı (D), bütün çıkış kapasitanslarının kendinden gerilim dengesinin olması yani çıkış kapasitanslarının geriliminin eşit olma eğiliminde olması ve basit tek yapıya sahip olmasıdır.

Yüksek güç uygulamalarında çok önemli bir alternatif olan çok seviyeli yükselten dönüştürücüler güç dönüşümünde oldukça ilgi çekici bir konumdadır. AA-DA, DA-AA, DA-DA ve AA-DA-AA güç dönüşüm süreçlerinde kullanılan bu dönüştürücüler hepsi için faydalı bir kullanıma sahip olduğu görülmüştür. Çok seviyeli dönüştürücünün sahip olduğu düşük harmonik bozulma, düşük gerilim stresi, düşük (EMI), düşük anahtarlama frekansı ve herhangi bir manyetik bileşen kullanmaması gibi özellikleri klasik dönüştürücülere karşı olan üstünlüğüdür. Bu avantajların hepsi onu güç elektroniğinde endüstriyel uygulamalarda ve değişken topolojilerin kullanıldığı uygulamalarda çok önemli bir konuma getirmektedir. Çok seviyeli dönüştürücüler her ne kadar yüksek güç uygulamalarında kullanılsalar bile düşük güç uygulamaları içinde kullanılabilir. Örneğin otomotiv uygulamalarında ve yenilenebilir enerji sistemlerinde yaygın olarak kullanıldıkları görülür.

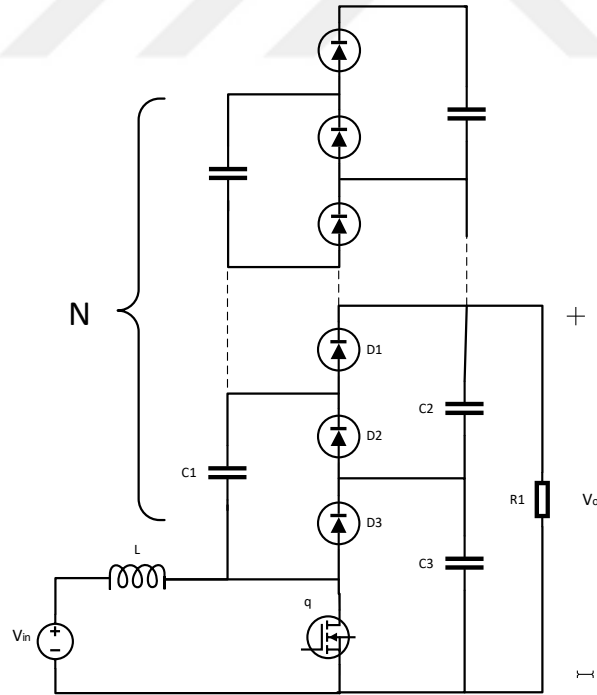
Klasik yükselten dönüştürücüler aşırı yüksek görev katsayıları ile bile yüksek bir DA çıkış voltajı elde edilemez (Wai ve ark., 2005). Görev çarpanı değeri D ve gerilim artışının oranı bir hasara veya bozulmaya mahal vermemek adına sınırlandırılmalıdır.

Bu çalışma kapsamında şekil 3.2 de verilen Hibrit yükselten dönüştürücünün

devresi ve şekil 3.3'deki hibrit yükselten dönüştürücü devresinin çok katlı yapısı incelenmiştir. Hibrit yükselten dönüştürücü bundan önceki bölümlerde bahsedildiği gibi klasik yükselten dönüştürücüye iki kapasitans ve iki diyot eklenerek elde edilmiştir

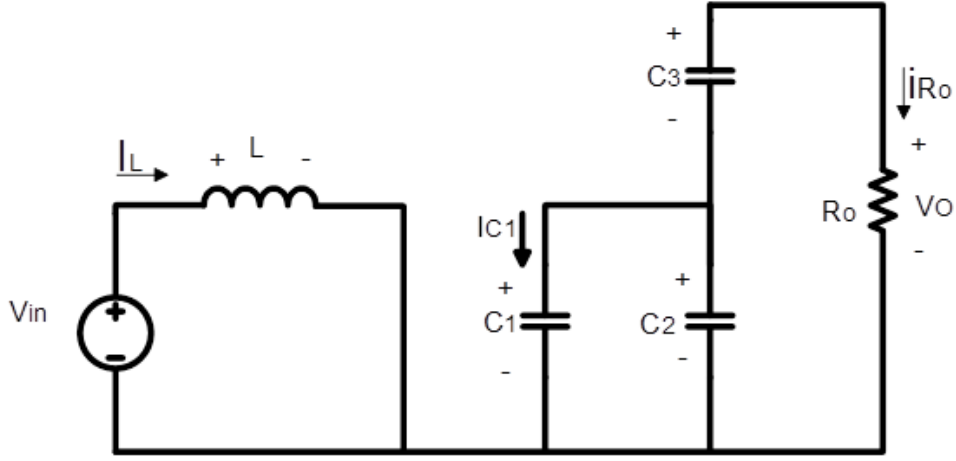


Şekil 3.2. Hibrit yükselten dönüştürücü devre şeması.



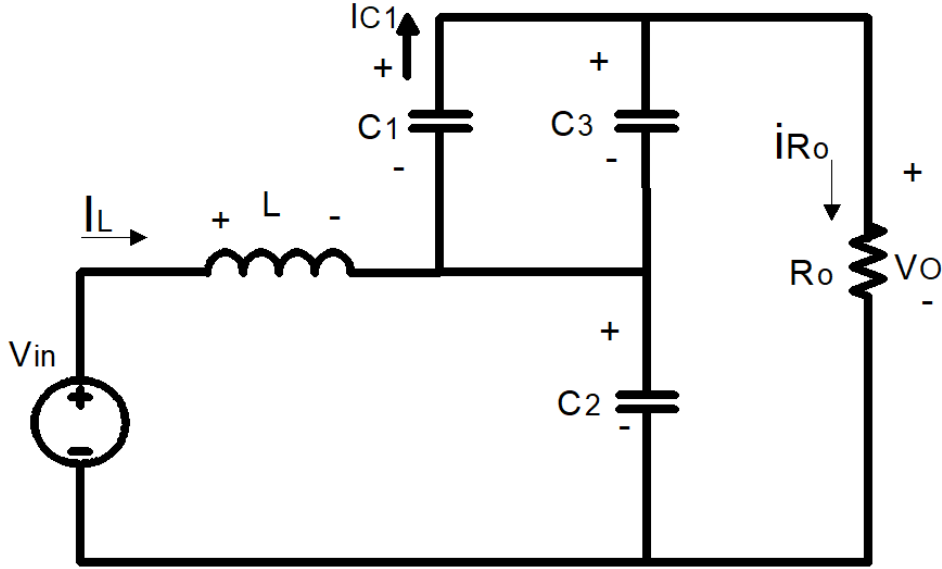
Şekil 3.3. Çok seviyeli yükseltici dönüştürücü devre şeması hücre ekleme şekli.

Şekil 3.2. teki devrenin anahtarın iletimde ve kesimde olma durumları Şekil 3.4 ve Şekil 3.5'te sırasıyla verilmiştir.



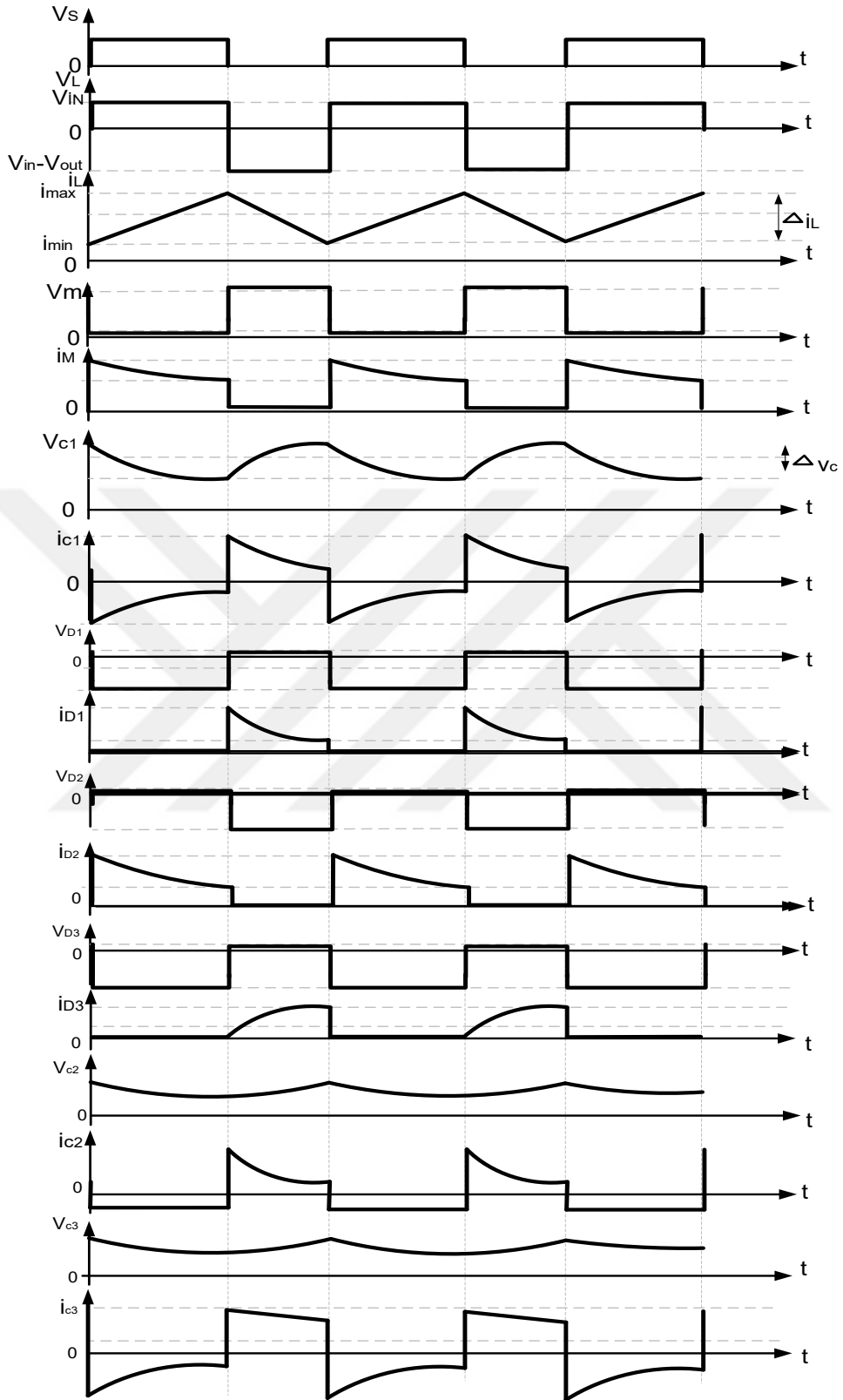
Şekil 3.4. Hibrit yükselten dönüştürücünün M anahtarı iletimde iken devre şekli.

M anahtarı iletimde olduğu zaman  $D_1$  ve  $D_3$  diyotları ters kutuplanmıştır çünkü L endüktansı akımı artar ve bunun sonucu Şekil 3.4'te gösterilmiştir.  $C_1$  kapasitansı  $C_2$  kapasitansından beslenip şarj olurken  $C_2$  ve  $C_3$  kapasitansları da yüke akım sağlar.



Şekil 3.5. Hibrit yükselten dönüştürücünün M anahtarı kesimde iken devre şekli.

M anahtarı kesimde olduğu sürede  $D_1$  ve  $D_3$  diyotları iletimde ve  $D_2$  diyotu kesimdedirler çünkü L endüktansı akımı azalır ve bunun sonucu Şekil 3.6'da gösterilmiştir.  $C_1$ , kapasitansı  $C_3$ 'e akım taşırken  $C_2$  ve  $C_3$  kapasitansları da yüke akım sağlar.



Şekil 3.6. Sürekli iletim modunda çalışan hibrit yükselten devrenin akım ve gerilim dalga şekilleri.



### 3.3.1. Kritik L ve C değerlerinin hesaplanması

Şekil 3.2’te gösterilen sürekli iletim modunda çalışan devredeki elemanların ideal olduğu varsayılacak olursa, M anahtarının kapalı olma ve açık olma durumlarına bakılarak aşağıdaki eşitlikler ile hesaplanabilir.

Şekil 3.4.’te M anahtarı iletimde iken endüktans akımı artarken  $I_{max}$  ve  $I_{min}$  arasında değişmektedir ve zaman  $t_{on}$  dur.

$$V_{in} = V_L = L \frac{di_L(t)}{dt} \quad \Delta I = I_{max} - I_{min} \quad (3.13)$$

$$V_{in} = V_L = L \frac{di_L(t)}{dt} \quad (3.14)$$

$$\Delta I_L = I_{max} - I_{min} \quad (3.15)$$

$$V_{in} = L \frac{I_{max} - I_{min}}{t_{on}} = L \frac{\Delta I}{t_{on}} \quad (3.16)$$

$$t_{on} = L \frac{\Delta I}{V_{in}} \quad (3.17)$$

Şekil 3.5.’da M anahtarı kesimde iken endüktans akımı azalırken  $I_{max}$  ve  $I_{min}$  arasında değişmektedir ve zaman  $t_{off}$  dur.

$$V_{in} = V_L + V_{c2} \quad (3.18)$$

$$V_L = V_{in} - V_{c2} \text{ dir.} \quad (3.19)$$

$$-L \frac{di_L(t)}{dt} = V_{in} - V_{c2} \quad (3.20)$$

$$V_{in} - V_{c2} = -L \frac{I_{max} - I_{min}}{t_{off}} \quad (3.21)$$

$$V_o = V_{c2} + V_{c3} \quad \text{ve} \quad V_{c2} = V_{c3} \quad \text{ise} \quad (3.22)$$

$$V_o = V_{c2} + V_{c2} \quad (3.23)$$

$V_{c2} = \frac{V_o}{2}$  eşitliği eşitlik 3.21’de yerine konursa

$$V_{in} - \frac{V_o}{2} = -L \frac{I_{max} - I_{min}}{t_{off}} \quad (3.24)$$

$$t_{off} = L \frac{\Delta I}{\frac{V_o}{2} - V_{in}} \quad (3.25)$$

$$t_{off} = L \frac{2\Delta I}{V_o - 2V_{in}} \quad (3.26)$$

$t_{on}$  ve  $t_{off}$  eşitlikleri kullanılarak;

$$\Delta I = \frac{t_{off}(V_o - 2V_{in})}{2L} = \frac{t_{on}V_{in}}{L} \quad (3.27)$$

$$t_{on} = DT \quad \text{ve} \quad t_{off} = (1 - D)T \quad (3.28)$$

“D” görev çarpanı “Eşitlik 3.30” ile elde edilir.

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{2}{1 - D} \quad (3.29)$$

$$D = \frac{t_{on}}{T} = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} = t_{on}f_s \quad (3.30)$$

Devrenin kayıpları ihmal edilip, giriş gücü çıkış gücüne eşit alınır ise,

$$V_{in} \cdot I_{in} = V_o \cdot I_o \quad (3.31)$$

$$V_o = \frac{2V_{in}}{1-D} \quad (3.32)$$

$$I_{in} = \frac{2I_o}{1-D} \quad (3.33)$$

Burada, T anahtarlama periyodudur ve  $f_s$  anahtarlama frekansdır;

$$T = \frac{1}{f_s} = t_{on} + t_{off} = L \frac{\Delta I}{V_{in}} + L \frac{2\Delta I}{V_o - 2V_{in}} = \frac{\Delta I L V_o}{V_{in}(V_o - 2V_{in})} \quad (3.34)$$

$$\frac{1}{f_s} = \frac{\Delta I L V_o}{V_{in}(V_o - 2V_{in})} \rightarrow \Delta I = \frac{V_{in}(V_o - 2V_{in})}{f_s L V_o} \quad (3.35)$$

Eşitlik 3.35. kullanılırsa

$$\Delta I = \frac{V_{in} D}{f_s L} \quad (3.36)$$

Tepeden tepeye kapasitans gerilimi,  $\Delta V_C$ , M anahtarlama elemanı iletimde iken çıkış kapasitanslarının çıkışa aktardığı akım ( $I_o$ ) anahtar kapalıyken kapasitans akımlarıdır.

$$(I_o = I_c) \quad (3.37)$$

$$\Delta V_C = V_C - V_C(t=0) = \frac{1}{C} \int_0^{t_{on}} I_c DT = \frac{1}{C} \int_0^{t_{on}} I_{out} = \frac{I_o t_{on}}{C} \quad (3.38)$$

$$t_{on} = DT = \frac{D}{f_s} \quad (3.39)$$

$$D = 1 - \left( \frac{2V_{in}}{V_o} \right) t_{on} = \frac{V_o - 2V_{in}}{V_o f_s} \quad (3.40)$$

$$\Delta V_C = \frac{I_o(V_o - 2V_{in})}{V_o f_s C} \quad (3.41)$$

$$\Delta V_C = \frac{I_o D}{f_s C} \quad (3.42)$$

Gerekli L ve C değerleri sürekli durum modunda endüktans akımı aralığı girişin iki katı ise “Eş. 3.33” ve “Eş. 3.36” kullanılarak “Eş. 3.45” elde edilir.

$$I_L = I_{in} \quad (3.43)$$

$$\Delta I_L = 2I_L \quad \frac{V_{in} D}{f_s L} = 2I_L = 2 \frac{2I_o}{1-D} = \frac{4V_o}{(1-D)R_o} = \frac{8V_{in}}{(1-D)^2 R_o} \quad (3.44)$$

$$L_{crt} = \frac{D(1-D)^2 R_o}{8f_s} \quad (3.45)$$

Sürekli iletim modunda  $L_{crt}$  giriş endüktansı için kritik değerdir. Eğer çıkış gerilimi çıkış kapasitanslarının kritik gerilim değerini aralığını oluşturur ise

$$\Delta V_C = 2V_o \quad (3.46)$$

$$\frac{I_o D}{f_s C} = 2V_o = 2I_o R_o \quad (3.47)$$

$$C_{crt} = \frac{D}{2f_s R_o} \quad (3.48)$$

Sürekli iletim modunda  $C_{crt}$  çıkış kapasitansları için kritik değerdir.

### 3.3.2. Önerilen devrenin ortalama devre modelinin belirlenmesi

#### 1. durum

$$C_{eş1} = C_1 + C_2 \quad (3.49)$$

Değişkenler (  $i_L, V_{c1}, V_{c2}, V_{c3}$  )

$$\hat{\mathbf{x}} = A_1 \hat{\mathbf{x}}(t) + B_1 \hat{\mathbf{u}}(t) \quad (3.50)$$

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{V_{in}}{L} \quad (3.51)$$

$$\frac{dV_{c1}(t)}{dt} = -\frac{V_{c1}}{(C_1 + C_2)R} - \frac{V_{c2}}{(C_1 + C_2)R} + \frac{V_{c2} - V_{c1}}{C_1 R_{G1}} = -\frac{(V_{c1} + V_{c2})}{C_{eş1}R} + \frac{V_{c2} - V_{c1}}{C_2 R_{G1}} \quad (3.52)$$

$$\frac{dV_{c2}(t)}{dt} = -\frac{V_{c1}}{(C_1 + C_2)R} - \frac{V_{c2}}{(C_1 + C_2)R} - \frac{V_{c2} - V_{c1}}{C_1 R_{G1}} = -\frac{(V_{c1} + V_{c2})}{C_{eş1}R} - \frac{V_{c2} - V_{c1}}{C_2 R_{G1}} \quad (3.53)$$

$$\frac{dV_{c3}(t)}{dt} = -\frac{V_{c1}}{C_3 R} - \frac{V_{c2}}{C_3 R} = -\frac{(V_{c1} + V_{c2})}{C_3 R} \quad (3.54)$$

$$\hat{\mathbf{x}}(t) = \begin{bmatrix} i_L(t) \\ V_{c1}(t) \\ V_{c2}(t) \\ V_{c3}(t) \end{bmatrix} \quad \text{ve} \quad u(t) = (V_{in}) \quad (3.55)$$

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_{eş1}R} - \frac{1}{C_2 R_{G1}} & -\frac{1}{C_{eş1}R} + \frac{1}{C_2 R_{G1}} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_{eş1}R} + \frac{1}{C_2 R_{G1}} & -\frac{1}{C_{eş1}R} - \frac{1}{C_2 R_{G1}} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_3 R} & -\frac{1}{C_3 R} & 0 \end{bmatrix} \quad \text{ve} \quad B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.56)$$

#### 2. durum

$$\hat{\mathbf{x}} = A_2 \hat{\mathbf{x}}(t) + B_2 \hat{\mathbf{u}}(t) \quad (3.57)$$

Değişkenler (  $i_L, V_{c1}, V_{c2}, V_{c3}$  )

$$C_{eş2} = C_2 + C_3 \quad (3.58)$$

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{V_{in}}{L} - \frac{V_{c1}}{L} \quad (3.59)$$

$$\frac{dV_{c1}(t)}{dt} = -\frac{V_{c1}}{(C_2 + C_3)R} - \frac{V_{c2}}{(C_2 + C_3)R} = -\frac{(V_{c1} + V_{c2})}{C_{eş2}R} - \frac{V_{c1} - V_{c3}}{C_1R_{G2}} \quad (3.60)$$

$$\frac{dV_{c2}(t)}{dt} = -\frac{V_{c1}}{C_2R} - \frac{V_{c2}}{C_2R} + \frac{i_L}{C_2} = -\frac{(V_{c1} + V_{c2})}{C_2R} + \frac{i_L}{C_2} \quad (3.61)$$

$$\frac{dV_{c3}(t)}{dt} = -\frac{V_{c1}}{(C_2 + C_3)R} - \frac{V_{c2}}{(C_2 + C_3)R} = -\frac{(V_{c1} + V_{c2})}{C_{eş2}R} + \frac{V_{c1} - V_{c3}}{C_1R_{G2}} \quad (3.62)$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{(C_2+C_3)R} - \frac{1}{C_1R_{G2}} & -\frac{1}{(C_2+C_3)R} & \frac{1}{C_1R_{G2}} \\ \frac{1}{C_2} & -\frac{1}{C_2R} & -\frac{1}{C_2R} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{(C_2+C_3)R} + \frac{1}{C_1R_{G2}} & -\frac{1}{(C_2+C_3)R} & -\frac{1}{C_1R_{G2}} \end{bmatrix} \text{ ve } B_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.63)$$

D= Görev Çarpanı

$$A = A_1D + A_2(1 - D) \quad (3.64)$$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{(D-1)}{L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{D-1}{(C_2+C_3)R} - \frac{D-1}{C_1R_{G2}} - \frac{D}{(C_1+C_2)R} - \frac{D}{C_2R_{G1}} & \frac{D-1}{(C_2+C_3)R} - \frac{D}{(C_1+C_2)R} + \frac{D}{C_2R_{G1}} & -\frac{D-1}{C_1R_{G2}} \\ \frac{1-D}{C_2} & \frac{D-1}{C_2R} - \frac{(C_1+C_2)R}{C_2R_{G1}} + \frac{D}{C_2R_{G1}} & \frac{D-1}{C_2R} - \frac{(C_1+C_2)R}{C_2R_{G1}} - \frac{D}{C_2R_{G1}} & 0 \\ 0 & \frac{D-1}{(C_2+C_3)R} + \frac{D-1}{C_1R_{G2}} - \frac{D}{C_3R} & \frac{D-1}{(C_2+C_3)R} - \frac{D}{C_3R} & \frac{D-1}{C_1R_{G2}} \end{bmatrix}$$

$$B = B_1d + B_2(1 - D) \quad (3.66)$$

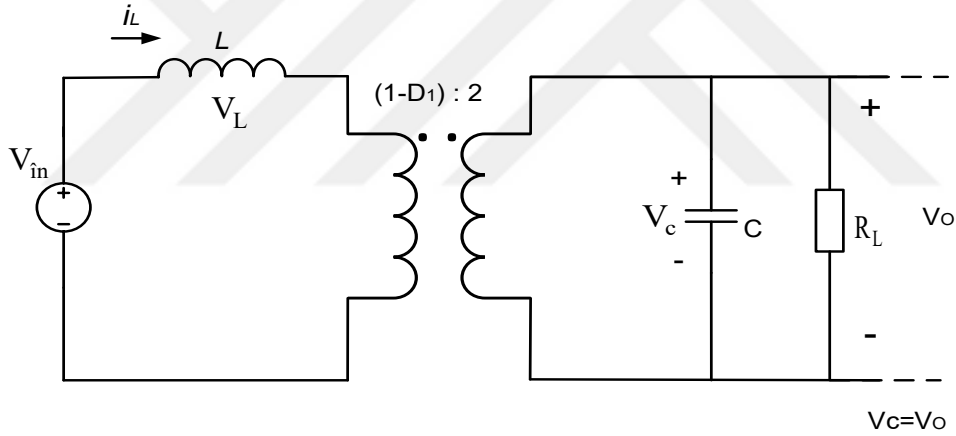
$$B = \begin{bmatrix} 1 \\ \frac{1}{L} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.67)$$

$$u = [V_{in}] \quad (3.68)$$

$$\hat{\dot{x}} = \hat{A}\hat{x} + \hat{B}\hat{u} \quad (3.69)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L(t)}{dt} \\ \frac{dV_{C1}(t)}{dt} \\ \frac{dV_{C2}(t)}{dt} \\ \frac{dV_{C3}(t)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{(1-D)}{L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{D-1}{(C_2+C_3)R} - \frac{D-1}{C_1R_{G2}} - \frac{D}{(C_1+C_2)R} - \frac{D}{C_2R_{G1}} & \frac{D-1}{(C_2+C_3)R} - \frac{D}{(C_1+C_2)R} + \frac{D}{C_2R_{G1}} & -\frac{D-1}{C_1R_{G2}} \\ \frac{1-d}{C_2} & \frac{D-1}{D-1} - \frac{(C_1+C_2)R}{D} + \frac{C_2R_{G1}}{D} & \frac{D-1}{D-1} - \frac{(C_1+C_2)R}{D} + \frac{C_2R_{G1}}{D} & 0 \\ 0 & \frac{D-1}{(C_2+C_3)R} + \frac{D-1}{C_1R_{G2}} - \frac{D}{C_3R} & \frac{D-1}{(C_2+C_3)R} - \frac{D}{C_3R} & \frac{D-1}{C_1R_{G2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ V_{C1}(t) \\ V_{C2}(t) \\ V_{C3}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ \frac{1}{L} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} [V_{in}]$$

$\hat{\dot{x}} \quad \hat{A} \quad \hat{x} \quad \hat{B} \quad \hat{u}$



Şekil 3.7. Hibrit boost dönüştürücü ortalama devre modeli.

### 3.3.3. Önerilen devrenin küçük sinyal analizi

Hibrit boost regülatörünün ortalama devresini kullanma ve pertürbasyon gösterimi;

$$\bar{i}_L = I_L + \tilde{i}_L \quad (3.71)$$

Basitleştirmek için  $R_{ds(on)}$ ,  $R_D$  ve  $R_{ESR}$  ihmal edilebilir.

$$\bar{V}_c = V_c + \tilde{V}_c \quad (3.72)$$

$$\bar{D}_1 = D_{1,nom} + \tilde{d}_1 \quad (3.73)$$

$$\bar{V}_{in} = V_{in} + \tilde{V}_{in} \quad (3.74)$$

Ortalama modelden;

$$L \frac{d\bar{i}_L}{dt} = \bar{V}_{in} - 2(1 - D_1)\bar{V}_c \quad (3.75)$$

$$C \frac{d\bar{V}_c}{dt} = \frac{(1 - D_1)\bar{i}_L}{2} - \frac{\bar{V}_c}{R_L} \quad (3.76)$$

$$L \left( \frac{dI_L}{dt} + \frac{d\tilde{i}_L}{dt} \right) = (V_{in} + \tilde{V}_{in}) - 2[1 - (D_{1,nom} + \tilde{d}_1)](V_c + \tilde{V}_c) \quad (3.77)$$

DA bileşenler 0 kabul edilir

$$L \frac{d\tilde{i}_L}{dt} = (V_{in} + \tilde{V}_{in}) - 2(1 - D_{1,nom} - \tilde{d}_1)V_c - 2(1 - D_{1,nom} - \tilde{d}_1)\tilde{V}_c \quad (3.78)$$

$$L \frac{d\tilde{i}_L}{dt} = \underbrace{V_{in} - 2V_c + 2D_{1,nom}V_c}_{\text{DA bileşenler 0 kabul edilir.}} + \tilde{V}_{in} - 2\tilde{V}_c + 2\tilde{d}_1V_c + 2D_{1,nom}\tilde{V}_c + \underbrace{2\tilde{d}_1\tilde{V}_c}_{\text{2. Dereceden AA terimler sıfırdır}} \quad (3.79)$$

DA bileşenler 0 kabul edilir.

2. Dereceden AA terimler sıfırdır

$$L \frac{d\tilde{i}_L}{dt} = \tilde{V}_{in} + 2\tilde{d}_1V_c + 2\tilde{V}_c(1 - D_{1,nom}) \quad (3.80)$$

$$C \left( \frac{dV_c}{dt} + \frac{d\tilde{V}_c}{dt} \right) = \frac{1}{2}(I_L + \tilde{i}_L)(1 - (D_{1,nom} + \tilde{d}_1)) - \frac{(V_c + \tilde{V}_c)}{R_L} \quad (3.81)$$

DA bileşenler 0 kabul edilir

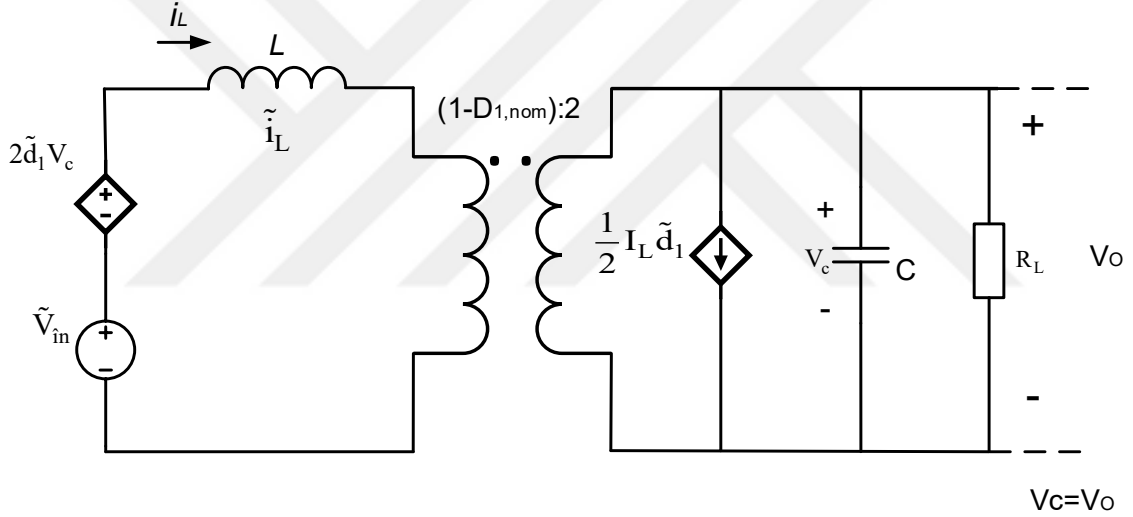


$$C \frac{d\tilde{V}_c}{dt} = \frac{1}{2} I_L (1 - D_{1,nom} - \tilde{d}_1) + \frac{1}{2} \tilde{i}_L (1 - D_{1,nom} - \tilde{d}_1) - \frac{(V_c)}{R_L} - \frac{(\tilde{V}_c)}{R_L} \quad (3.82)$$

DA bileşenler ve 2. Dereceden AA terimler olanlar sıfır olarak kabul edilir.

$$C \frac{d\tilde{V}_c}{dt} = -\frac{1}{2} I_L \tilde{d}_1 + \frac{1}{2} \tilde{i}_L - \frac{1}{2} \tilde{i}_L D_{1,nom} - \frac{(\tilde{V}_c)}{R_L} \quad (3.83)$$

“Eş.3.83” kullanılarak topolojinin küçük sinyal devresini aşağıda gösterildiği gibi elde edebiliriz.



Şekil 3.8. Hibrit yükselten devre için küçük sinyal analizi devresi.

### 3.3.4. Önerilen devrenin transfer fonksiyonu

Devrenin ortalama model denklemlerine Laplace uygulanırsa,

$$\tilde{V}_c = V \quad \tilde{V}_{in} = V_{in} \quad (3.84)$$

$$V_c = V_o \quad i_L = i \quad (3.85)$$

$$L i s = V_{in} - 2V + 2dV_o + 2D_{1,nom}V \quad (3.86)$$

$$C V s = -\frac{1}{2} d I_L + \frac{1}{2} i - \frac{1}{2} D_{1,nom} i - \frac{V}{R_L} \quad (3.87)$$

$$i = \frac{V_{in} - 2V + 2dV_o + 2D_{1,nom}V}{L s} \quad (3.88)$$

Eşitlik “3.88” yazılır ve C V s eşitliğinde yerine konulursa

$$C V s = -\frac{1}{2} d I_L + \frac{1}{2} (1 - D_{1,nom}) \left[ \frac{V_{in} - 2V + 2dV_o + 2D_{1,nom}V}{L s} \right] - \frac{V}{R_L} \quad (3.89)$$

$\underbrace{\hspace{10em}}_{L R_L s} \quad \underbrace{\hspace{10em}}_{R_L} \quad \underbrace{\hspace{10em}}_{2 L s}$

Kat sayıları ile çarpılıp paydalar eşitlenir ise

$$C V s = \frac{-L d R_L I_L s + R_L (1 - D_{1,nom}) [V_{in} - 2V + 2dV_o + 2D_{1,nom}V] - 2 L V s}{2 L R_L s}$$

V’ler ortak paranteze alınır ve eşitliğin diğer tarafına atılır ise denklemdeki bütün V’ler tek bir parantezde toplanabilir. Sonuç olarak;

$$V = \frac{R_L [V_{in} (1 - D_{1,nom}) + d [2V_o - L I_L s - 2V_o D_{1,nom}]]}{2L C R_L s^2 + 2 L s + R_L (2 - 4D_{1,nom} + 2D_{1,nom}^2)} \quad (3.91)$$

$$I_L = I_{in} = \frac{2V_o}{R_L (1 - D_{1,nom})} \quad (3.92)$$

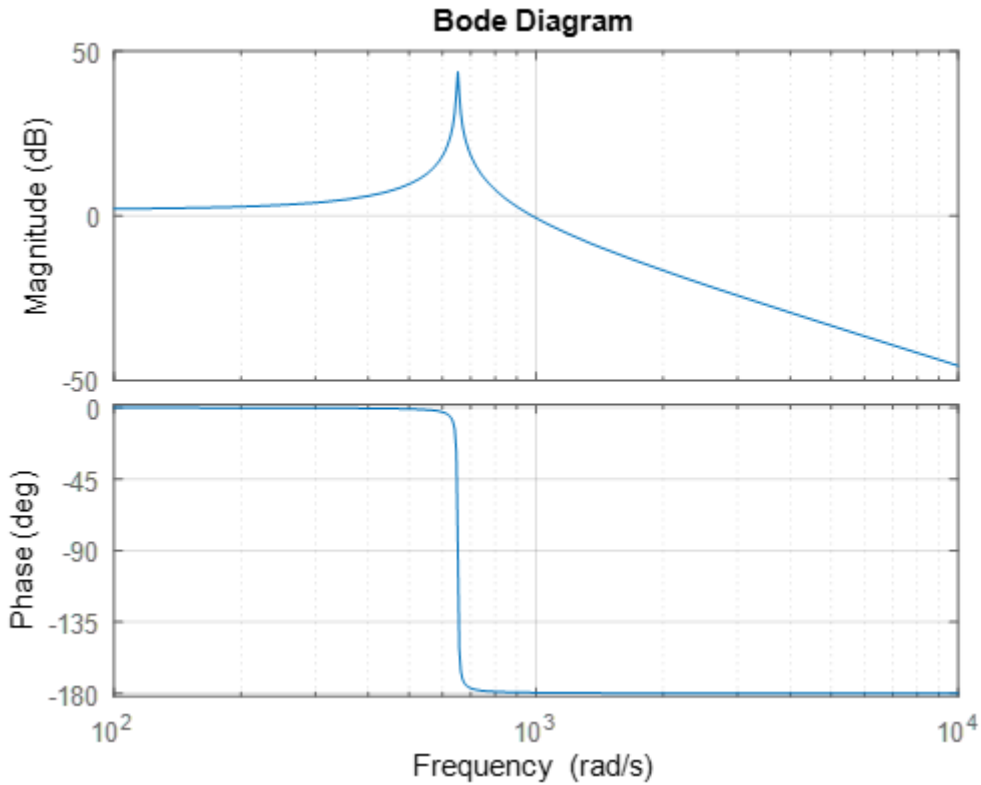
$$\frac{V}{d} \Big|_{V_{in} = 0} = \frac{R_L [2V_o - S L I_L - 2V_o D_{1,nom}]}{2L C R_L s^2 + 2 L s + R_L (2 - 4D_{1,nom} + 2D_{1,nom}^2)} \quad (3.93)$$

Kontrol sinyali ve çıkış arasındaki transfer fonksiyonu “Eşitlik 3.93” ile elde edilir.

$$\frac{V}{V_{in}} \Big|_{d=0} = \frac{R_L(1 - D_{1,nom})}{2L C R_L s^2 + 2L s + R_L(2 - 4D_{1,nom} + 2D_{1,nom}^2)} \quad (3.94)$$

Kaynak ve çıkış arasındaki transfer fonksiyonu “Eşitlik 3.94” ile elde edilir.

Giriş ve çıkış arasında transfer fonksiyonuna ait devre parametrelerine göre uyarlanmış denklemin bode diyagramı Şekil 3.9. ile aktarılmıştır.



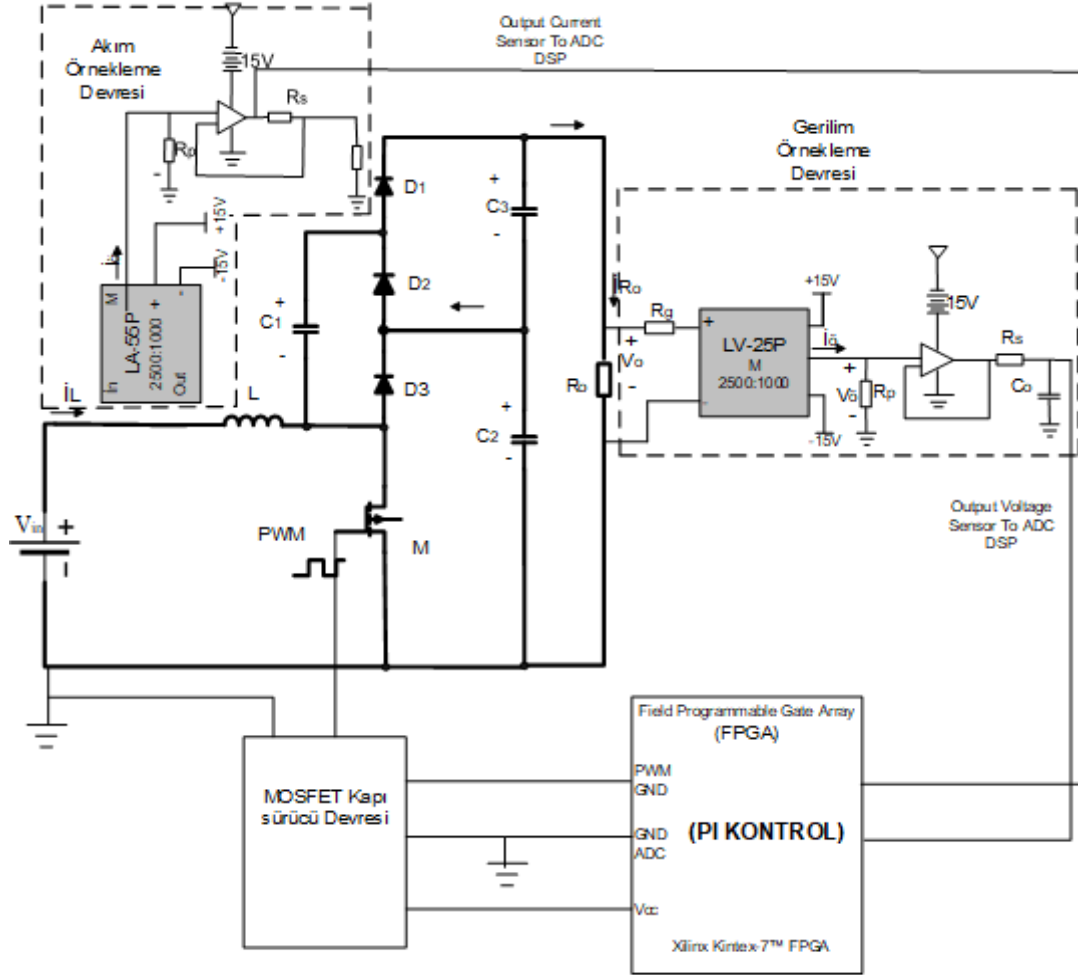
Şekil 3.9. Kaynak ve çıkış arasındaki transfer fonksiyonu için bode diyagramı.

### 3.4. Kontrol Yöntemi

Şekil 3.10. de görüldüğü gibi Hibrit yükselten dönüştürücünün dijital kontrol şeması verilmiştir. Kontrol ünitesi, dijital sinyal üretici (FPGA), sinyal örnekleme devresi ve anahtar sürücü devresinden oluşmaktadır.

Şekil 3.10’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 elemanının çıkışında bulunan  $R_p$  paralel direnciyle gelen sinyali gerilim sinyaline çevirerek OP-AMP'a aktarır.



Şekil 3.10. Hibrit yükselten dönüştürücünün dijital kontrol şeması.

Şekil 3.10 de görüldüğü gibi dönüştürücü devresinden örnek bir sinyal alınarak dijital kaynak üreticisinin (FPGA) ADC'sine aktarılmaktadır. FPGA'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. FPGA 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 PI kontrol yöntemi uygulanmıştır. PI kontrolcünün transfer fonksiyonu;

$$G_C(s) = K_P + \frac{K_I}{s} \quad (3.95)$$

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

$$m(t) = K_P \cdot e(t) + K_I \int_0^t e(\tau) \cdot d(\tau) \quad (3.96)$$

eşitliği elde edilir. Dijital kontrol için PI kontrolcü transfer fonksiyonu sürekli zaman bölgesinden ayrık zamanlı bölgeye dönüştürülmesi gerekir. 3.95 eşitliği ile s bölgesinde ifade edilen transfer fonksiyonun dijital PI kontrolcünün transfer fonksiyonundaki karşılığı,

$$G_C(z) = K_P + \frac{K_I \cdot T_ö \cdot z}{z - 1} \quad (3.97)$$

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

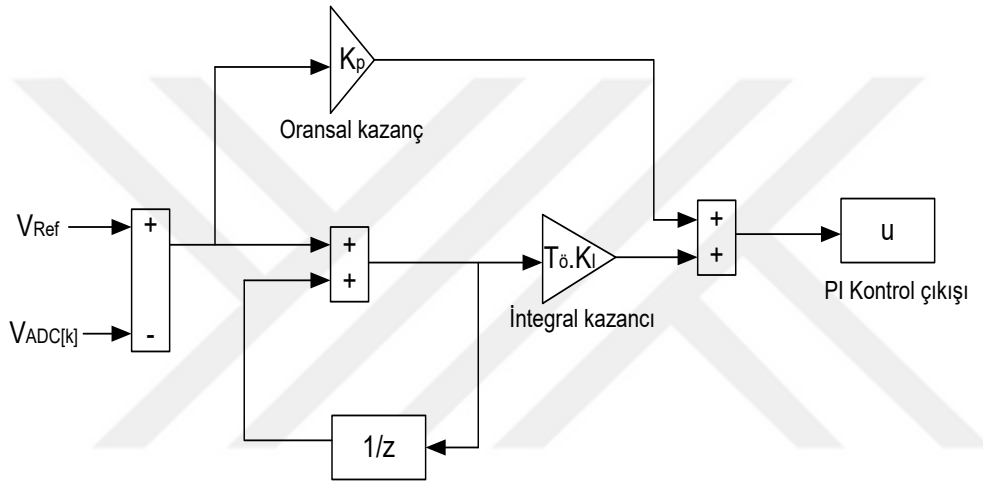
$$u[k] = K_P \cdot e[k] + K_I \cdot T_ö \cdot \sum_{i=0}^k e[i] \quad (3.98)$$

eşitliği ile ifade edilir. Eş. 3.96 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,  $T_{\delta}$ ; örnekleme zamanını ifade eder. Kontrolcüye giren hata,

$$e[k] = V_{Ref} - V_{ADC[k]} \quad (3.99)$$

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 (Koç 2015).



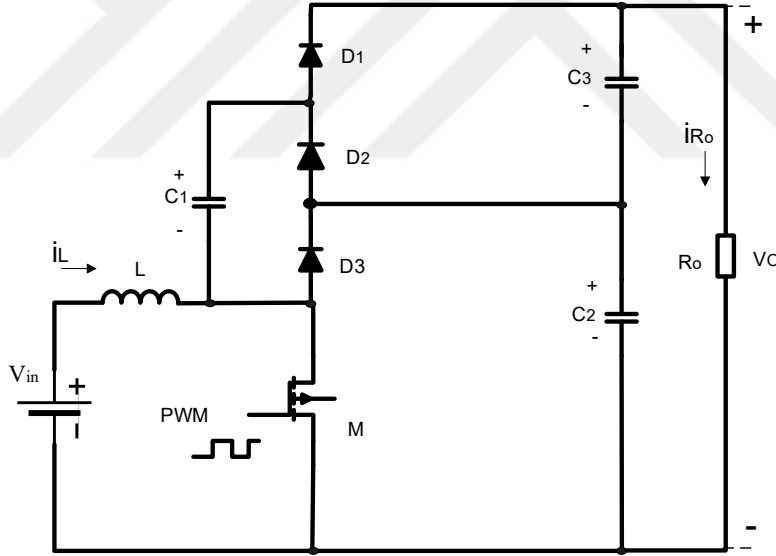
Şekil 3.11. Dijital PI kontrolün blok diyagramı.

### 3.5. Yumuşak Anahtarlama

Anahtarlama ya da diğer bir deyişle açma kapama, bir güç elemanının iletimden kesime ve kesimden ilettime girme işlemleridir. Anahtarlama işlemlerinde, güç elektroniği anahtarının akımı ve geriliminin birbiri üstüne binmesiyle meydana gelen anahtarlama kayıpları yanı sıra, güç diyotlarının ters toparlanma kaybı ile güç anahtarının parazitik kapasitansının deşarj kaybı da beraberinde enerji kaybını oluşturmaktadır. Bahsedilen anahtarlama kayıpları altında yatan temel neden olarak anahtarlama frekansıdır. Ek bir düzeneden yararlanılmadan doğal olarak gerçekleşen açma kapamaya “Sert Anahtarlama” (HS) olarak bilinmektedir (Bodur, 2003).

### 3.5.1. Anahtarlama kayıpları

Bu bölümde hibrit yükselten yükseltici için kullanılan güç MOSFET anahtarının beraberinde kullanılan diğer güç diyotlarının devre kullanımında maruz kaldıkları sert anahtarlama sonucunda, anahtarlama anında malzemede oluşan iletim ve kesim esnasındaki kayıpları ve güç diyotlarının kayıpları olan ters toparlanma kayıplarını ele alınacaktır. Aşağıdaki şekil 3.12’de gösterilen hibrit yükselten devre modelinde MOSFET iletimde iken  $D_1$  ve  $D_3$  diyotları ters kutuplanarak kesime girer ve endüktansta enerji depolanmaya bu arada  $C_2$  kapasitansı ile  $C_1$  kapasitansı paralellenmiş olduklarında  $C_2$  kapasitansında  $C_1$  kapasitansına bir enerji akışı olur ikinci durumda MOSFET kesime girdiğinde  $D_3$  ve  $D_1$  diyotları ilettime girer ve  $D_2$  diyotu ise kesime girmiştir. İkinci durumda endüktansta depolanan enerji aktif olan  $D_3$  diyotu ile  $C_2$  kapasitansına ve çıkışa aktarılırken  $C_1$  kapasitansı üzerinde depolanan enerjiyi  $C_3$ ’e ve çıkışa aktarır.



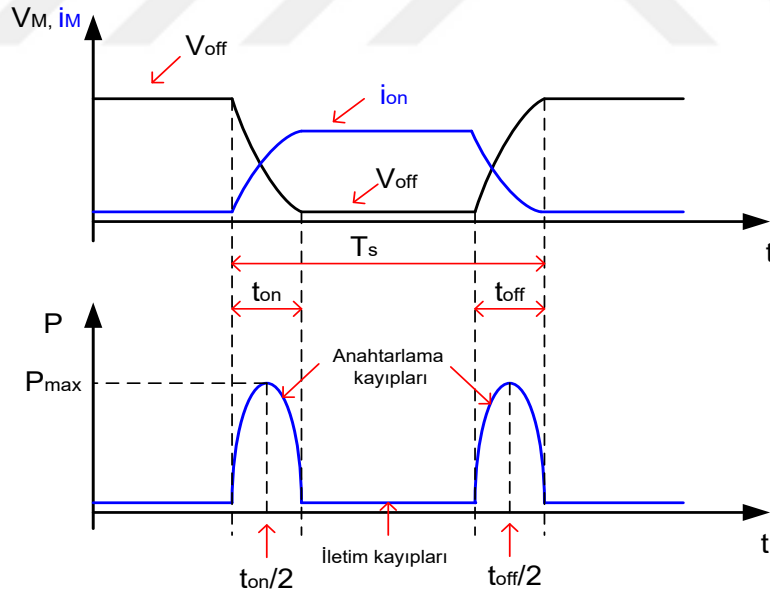
Şekil 3.12. Hibrit yükselten dönüştürücü.

Anahtarlama elemanı olan güç MOSFET’inin iletim ve kesim anında üstünde akım ve gerilimin üst üste gelmesiyle kayıplar meydana gelmektedir. MOSFET kesimden ilettime girer iken  $D_3$  ve  $D_1$  diyotları ise kesimden ilettime girer iste bu anlarda diyotlar ve MOSFET üzerinde ters toparlanma akımının neden olduğu bir kısa devre akımı geçer. Anahtarlama elemanı olan güç MOSFET’inde ve diyotlar üzerinde ters toparlanma

kayıplarına ve oluşan bu kısa devre ek kayıplara neden olur. Bir diğer kayıp ise MOSFET uçlarında ki parazitik kapasitanslarının boşalması kayıpları arttırmasıdır.

Anahtarlama elemanı olan MOSFET çok yüksek frekanslarda çalışabilen bir güç elemanıdır. Yüksek frekanslara eriştikçe devrenin endüktans ve kapasitans ölçüleri azaltılabilmektedir. Bu sayede devrenin hacmi küçültülüp maliyeti ise düşmektedir. Frekans artışının başka bir avantajı güç yoğunluğunun artmasıdır. Ama yüksek frekansın dezavantajı ise EMI gürültüsünün artması ve anahtarlama kaybının da artmasıdır. Bu parazitlerin artması kontrol sinyalinin de bozulmasına neden olmaktadır (Bakan ve ark., 2005; Huang ve ark., 2006; Genç ve ark., 2011; Donuk ve ark., 2014).

Tezde özellikle üzerinde durulan konu olan yumuşak anahtarlama kavramını daha ayrıntılı bir şekilde inceleye bilmek için Şekil 3.2’de gösterilen hibrit yükselten dönüştürücünün güç diyotları ve MOSFET kayıpları incelenmiştir. Aşağıdaki şekil 3.13.’te gösterilen görseller MOSFET’in ve güç diyotunun sert anahtarlama ile anahtarlendiğinde anahtarlama kayıplarını göstermekte ve sonrasında şekil 3.13’ün grafiklerinin analizi yapılmaktadır.



Şekil 3.13. Güç MOSFET'inin bir anahtarlama periyodundaki akım, gerilim ve güç kayıplarını gösteren grafikler (Genç, 2010).

Güç anahtarı olan M'in iletim ve kesim olma durumları için, bir anahtarlama periyodu süresince anahtarın akım ve geriliminin grafikleri Şekil 3.13'de gösterilmiştir.



Şekil 3.13'te verilen grafikte,  $t_{on}$ ; ilettime geçme anını,  $t_{off}$ ; kesime girme anını ifade eder.  $P$  harcanan gücü ve  $P_{max}$  ise maksimum gücü ifade eder. Şekil 3.13.'de grafikte gösterildiği gibi akım ve gerilim şekilleri MOSFET anahtarının parazitik kapasitanslarından ötürü tam olarak düzgün bir davranış göstermez. Gerilim ve akım eğrilerinin lineer olduğu kabul edilir ise, bir tetikleme süresi boyunca meydana gelen kayıplar ile ilgili aşağıdaki eşitlikler ifade edilebilir (Genç, 2010).

$$W_{on} = \frac{1}{2} \cdot V_{off} \cdot i_{on} \cdot t_{on} , \quad (3.100)$$

$$W_{off} = \frac{1}{2} \cdot V_{off} \cdot i_{on} \cdot t_{off} , \quad (3.101)$$

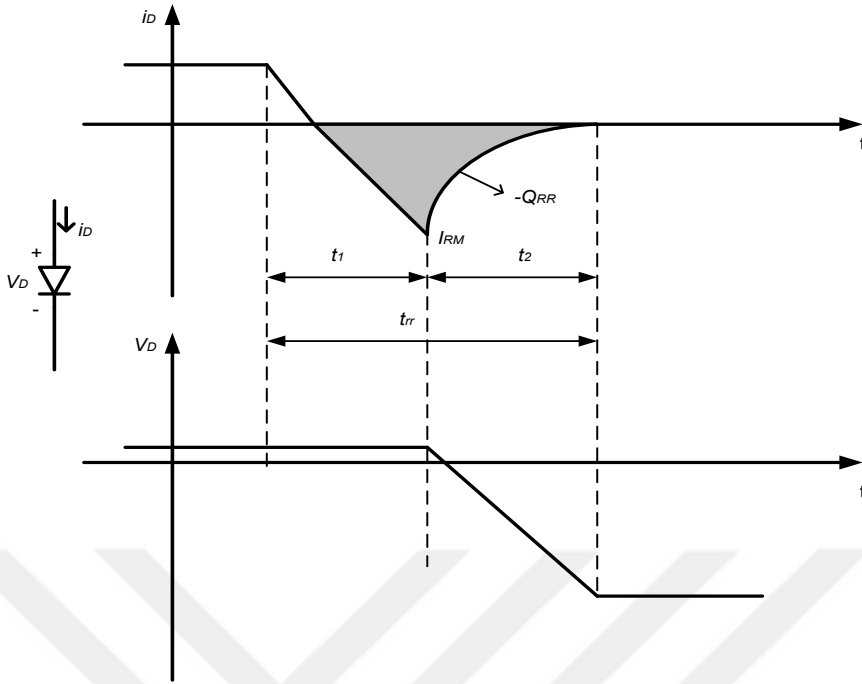
$$W_{iletim} = V_{on} \cdot i_{on} \cdot (T_S - t_{on} - t_{off}) \quad (3.102)$$

Eşitlik 3.100'den Eşitlik 3.102'kadar olan eşitliklerde,  $W_{on}$ , ilettime 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,  $P_{ort}$ ; (Genç, 2010).

$$P_{ort} = \frac{1}{T_S} \cdot \int P(t) \cdot d(t) = (W_{on} + W_{off} + W_{iletim}) \cdot f_s \quad (3.103)$$

3.103 eşitliği ile ifade edilir.

Daha önce de söylenildiği gibi, dönüştürücülerde güç anahtarı ilettime sokulduğunda diyot ters kutuplanarak kesime girmekte ve bu süreçte diyotun ters toparlanma akımının bir yansıması olarak diyot ve MOSFET üzerinden bir kısa devre akımı meydana gelmektedir. Bunun sonucunda ortaya çıkan ters toparlanma kayıpları, dönüştürücülerde güç anahtarı kullanımının kayıplara sebep olması ve ek olarak güç diyotunda harcanan önemli bir kayıptır. Şekil 3.14.'de gösterilen güç diyotunun akım ve gerilim grafikleriyle güç diyotu kayıplarının analizi yapılmıştır. (Genç, 2010).



Şekil 3.14. Güç diyotunun gerilim ve akım grafikleri (Gürdal, 2000).

Ters kutuplama ile diyot kesimi, diyota uygulanan ters gerilimi göğüsleyebilecek bir değerde PN jonksiyonunun yüklenmesi ile elektronlar ters yönde tepki göstererek negatif akımın meydana gelmesine neden olur. Şekil 3.14.'te gösterildiği gibi, diyot aksi yöndeki gerilimi henüz önleyebilecek durumda olmadığından, akım-zaman grafiğinde akım sıfıra düşerken,  $v_D$  diyot geriliminde bir değişim görülmez. Ters yöndeki akımın maksimum değeri ve dönüşüm yükü (taralı alan), başlangıç akımı, sıcaklık ve kesme işlemi zamanındaki akımın dönüşüm oranı gibi değişkenleri gösteren çok sayıda değişkenlerin fonksiyonlarıdır. Maksimum değerinden sonra akımın değişimi beklenmedik veya usulca olabilir. 50-60 Hz seviyeleri için bu etki genel olarak göz ardı edilebilir. Hızlı diyotlar bu frekansla kaynak gerilimi yön değiştirirken akımın düşüş oranı çok azdır. Hızlı diyotlar ile 50-60 Hz frekans aralığı için PN jonksiyonu ters gerilimi hemen göğüsler. Düşük frekanslı işlemlerde kullanılan böyle devre elemanları, genel olarak bu tür etkiler için üzerlerinde düzenleme yapılmaz (Gürdal, 2000).

Şekil 3.14.'te gösterildiği gibi güç diyotundaki en temel kayıp kesim girdiği zamanda olduğu gözükmemektedir. Şekil 3.14.'deki grafiklerden aşağıdaki eşitlikler elde edilir.

$$Q_{rr} = 0,5 \cdot t_{rr} , \quad (3.104)$$

$$I_{RM} = \frac{di_D}{dt} \cdot t_1 , \quad (3.105)$$

$$t_{rr} = \frac{2 \cdot Q_{rr}}{(di_D/dt) \cdot t_1} \quad (3.106)$$

Denklemlerde,  $Q_{rr}$  (Şekil 3.14'deki gri bölgede gösterilen yük),  $I_{RM}$  ters akımın maksimum değeri,  $t_{rr}$  ters toparlanma zamanı ve  $t_1$  ve  $t_{rr}$  zamanının içindeki zamanlardan biridir. Yukarıdaki denklemler  $t_{rr}$  ve  $I_{RM}$  değerlerini çıkarmak için kullanılabilir. Ani çevirim için  $t_2$  göz ardı edilebilir ve  $t_1 = t_{rr}$  olur. Yumuşak çevirim için  $t_2$ ,  $t_{rr}$ 'nin yarısı olarak kabul edilebilir.  $t_1 = t_2 = t_{rr}/2$  alınır ise;

$$t_{rr} = \left( \frac{4 \cdot Q_{rr}}{(di_D/dt)} \right)^{0,5} , \quad (3.107)$$

$$I_{RM} = \left[ Q_{rr} \cdot \left( \frac{di_D}{dt} \right)^{0,5} \right] \quad (3.108)$$

eşitlikleri elde edilir.

### 3.5.2 Yumuşak anahtarlama yöntemleri

Yumuşak anahtarlama pasif ve aktif olmak üzere ikiye ayrılmaktadır. Pasif yumuşak anahtarlama yöntemi yapısında aktif bir anahtar kullanılmayan modellerdir. Aktif yumuşak anahtarlama yöntemi ise içinde aktif tetiklenebilen bir anahtarlama elemanı olan devrelerdir.

Yumuşak anahtarlama (soft switching), genelde güç dönüştürücülerin temel bir bileşeni olmayan, güç elemanlarının kesime ve iletme girme anında devreye sokulan bastırma hücreleri olarak adlandırılan yardımcı devreler olarak bilinirler. Güç dönüştürücüsünün anahtarlama parçasının PWM yoluyla iletme ve kesime sokulma süreleri bastırma hücresi devrelerinin devreye sokulması ile normal zamanlarının dışına

sarkabilir. Bu sarkmaların en az seviyede tutulması ve PWM kontrolüne etkide bulunmaması istenir. Bastırma hücreleri devrelerinde kullanılan kapasitans ve endüktansların etkilemesi ile güç anahtarı ve güç diyotları üzerinde akım ve gerilim stresinin meydana gelmesi dönüştürücüler için çözülmesi gereken ek bir sorundur. Bu sorunun çözümü için uygun bir şekilde bastırma hücresi tasarlanarak akım ve gerilim streslerinin elimine edilmesi veya en az seviyede tutulması gereklidir. Bunun yanı sıra bastırma hücrelerinde kullanılan devre elemanlarının en az sayıda kullanılması maliyeti azaltmalı ve dönüştürücünün devrenin karışıklığı ve hacmi azaltılmalıdır. (Aksoy, 2007)

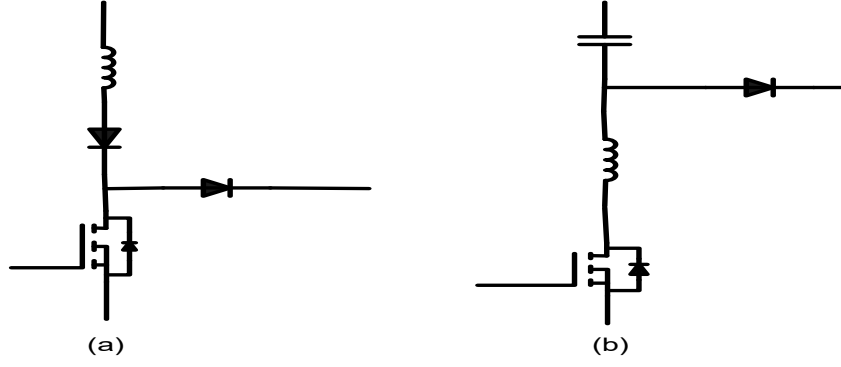
Akademik ve ticari kaynaklarda, RC/RCD, rezonanslı/rezonanssız ve aktif/pasif bastırma hücreleri ve benzeri çok sayıda bastırma tasarım mevcuttur (Bodur, 2002).

RCD bastırma hücreleri devreleri basit devre yapılarına sahiptir ve kurulum maliyetleri çok azdır. Fakat anahtarlama performansı açısından kayıpların dirençler üzerinde aşırı meydana geldiği için çok kötü bir performansa sahiptir ve bu nedenden dolayı devrenin performansı düşmektedir (Tseng ve ark., 1998).

Yalnızca RCD veya RLD devre elemanları ile meydana getirilen bastırma devreleri rezonanssız bastırma hücreleridir. Şekil 3.17a'da gösterildiği gibi sadece endüktans ile yapılan rezonanssız bastırma hücresi devresinde kısmi rezonansla gücünü iletebilecek bir kapasitansı 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 hiçbir yardımcı anahtarın kullanılmadığı bastırma devreleri pasif, en az bir yardımcı anahtarın kullanıldığı bastırma devreleri aktif bastırma devreleridir (Aksoy, 2007).

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).



Şekil 3.15. a-) Rezonanssız, b-) rezonanslı bastırma devre şekilleri (Huang ve ark., 1998).

Sıfır akımda anahtarlama ZCS tekniği ile anahtarın iletme girme esnasında, anahtara seri bağlı küçük değerlikli bir endüktans 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 teknikle güç anahtarına seri bağlı olan endüktansa aktarılır (Aksoy, 2007).

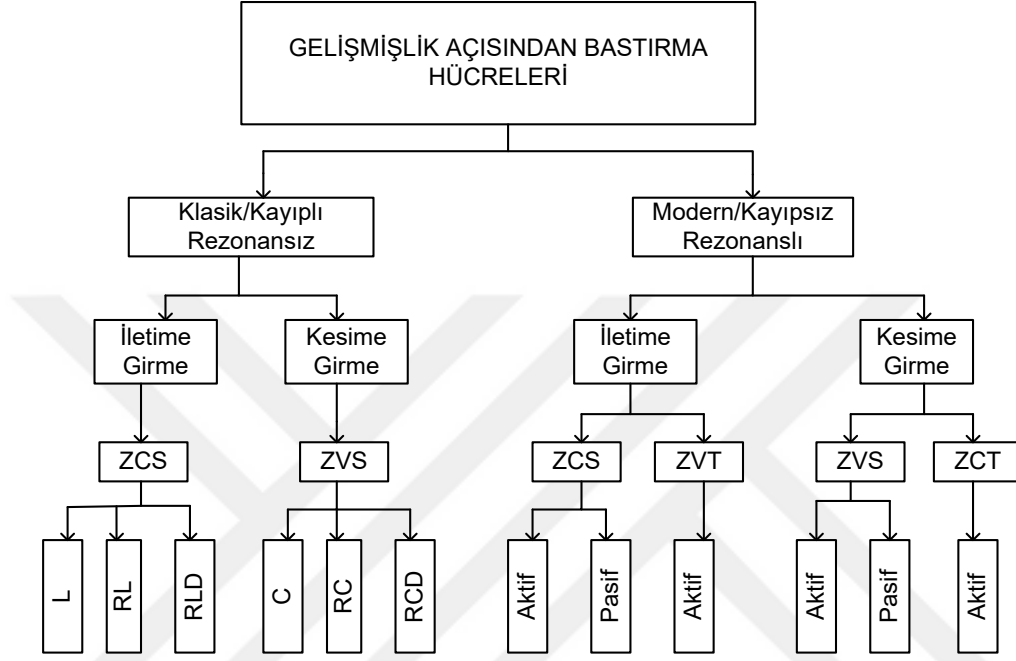
Sıfır gerilimde anahtarlama (ZVS) tekniği ile güç anahtarının kesime girmesi esnasında, güç anahtarına paralel bağlı küçük değerlikli bir kapasitans vasıtasıyla anahtar uçlarında gerilimin yükselme hızı sınırlandırılır. Böylece akım ve gerilimin üst üste binmesi yaklaşık olarak sınırlandırılır. Bu nedenle bu tekniğe yaklaşık ZVS tekniği de denilmektedir. Sert anahtarlama işleminde gerçekleşen anahtarlama kaybındaki enerji, bu teknikle kapasitansa aktarılır. ZCS ve ZVS tekniği ile sırasıyla endüktör ve kapasitansa 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

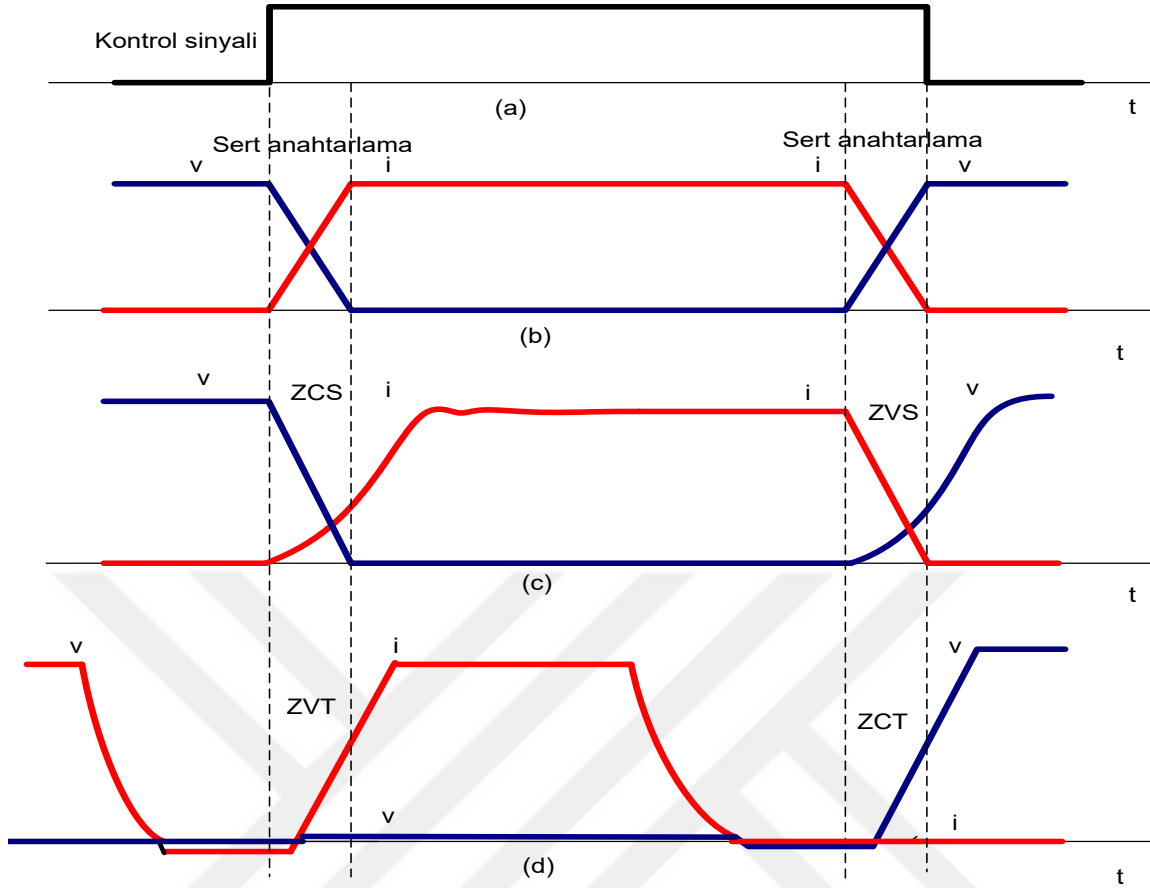
kapasitansının deşarj enerji kaybının yok edilmesi ve bu enerjinin geri kazanılması sadece ZVT de mümkün olmaktadır. Bu da MOSFET güç anahtarı için önemlidir (Aksoy, 2007).

Şekil 3.16'de bastırma hücrelerinin gelişmişlik açısından sınıflandırılması gösterilmiştir.



Şekil 3.16 Bastırma hücrelerinin gelişmişlik açısından sınıflandırılması (Aksoy, 2007).

Şekil 3.16'da bastırma hücreleri sınıflandırması görülmektedir. Şekil 3.17 de anahtarlama elemanının bir kontrol sinyali ile sert anahtarlama teknikleri ve yumuşak anahtarlama teknikleri ile ilgili dalga şekilleri gösterilmektedir. Şekil 3.17 de gösterildiği gibi normal PWM çeviricilere eklenen bastırma hücreleri beraber iletime ve kesime girme zamanları normal sürelerinin dışına sarkabilir. PWM kontrolünü etkileyerek, normal PWM tekniği ile istenen özellikler engellenebilir. Rezonanslı tekniğinin ve normal PWM tekniğinin istenen özelliklerini bir araya getirmek için, normal PWM çeviricilere rezonanslı aktif bastırma devreleri katılarak, sıfır gerilim geçişli (ZVT) ve sıfır akım geçişli (ZCT) PWM çeviriciler tasarlanmıştır. Bu çeviricilerde, iletime girme ve kesime girdiği zamanlarda, bir rezonans ile elde edilen ZVT veya ZCT zamanının çok kısa süreli bir periyodunda meydana gelir.

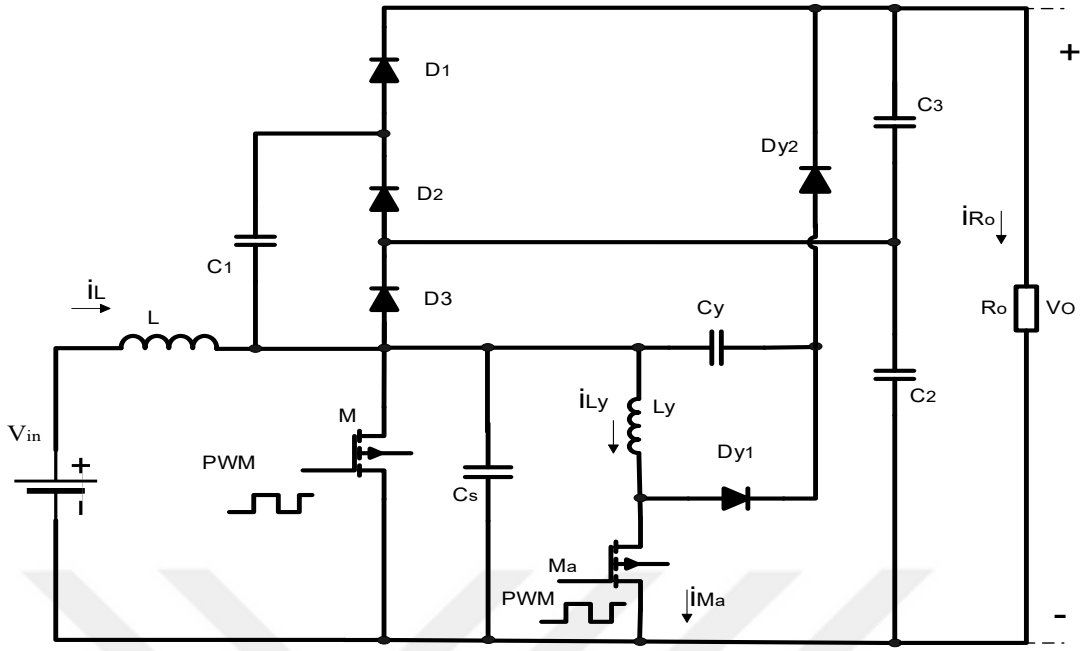


Şekil 3.17. (a) Bir anahtarlama güç elemanının kontrol sinyali (b)sert anahtarlama, (c) ZCS ile ZVS (d) ZCT ile ZVT çalışmaları ile ilgili dalga şekilleri (Aksoy, 2007).

Bunun sonucu olarak, rezonanslar çok kısa süreli bir zaman süresinde meydana geldiği için, çevirici hemen hemen tüm zaman periyodu süresince normal bir PWM dönüştürücü gibi davranır (Bodur ve Bakan, 2002).

### 3.6. Önerilen Devrenin Tasarımı ve Analizi

Bu bölümde Şekil 3.18'deki önerilen DA-DA dönüştürücü devresinin sürekli iletim modunda (CCM) çalıştırılarak ZVT ve ZCT durumları için ayrı ayrı tasarlanarak Orcad-PSpice program ara yüzü kullanılarak iki devrenin de ayrı ayrı durum analizleri yapılacaktır.

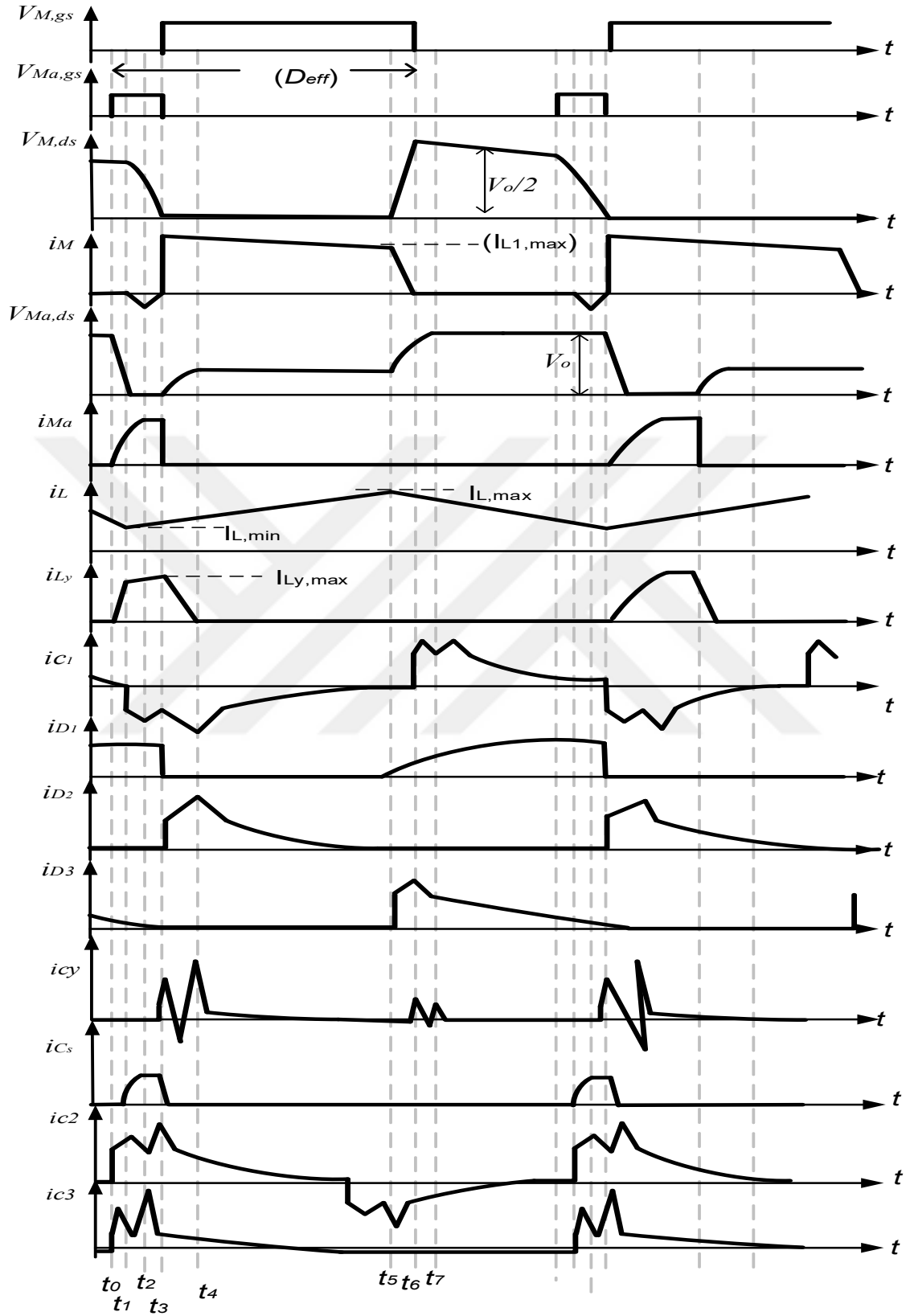


Şekil 3.18. Önerilen yumuşak anahtarlama hibrit yükselten DA-DA dönüştürücünün basitleştirilmiş modeli.

### 3.6.1. Önerilen ZVT hibrit yükselten devresinin tasarımı ve analizi

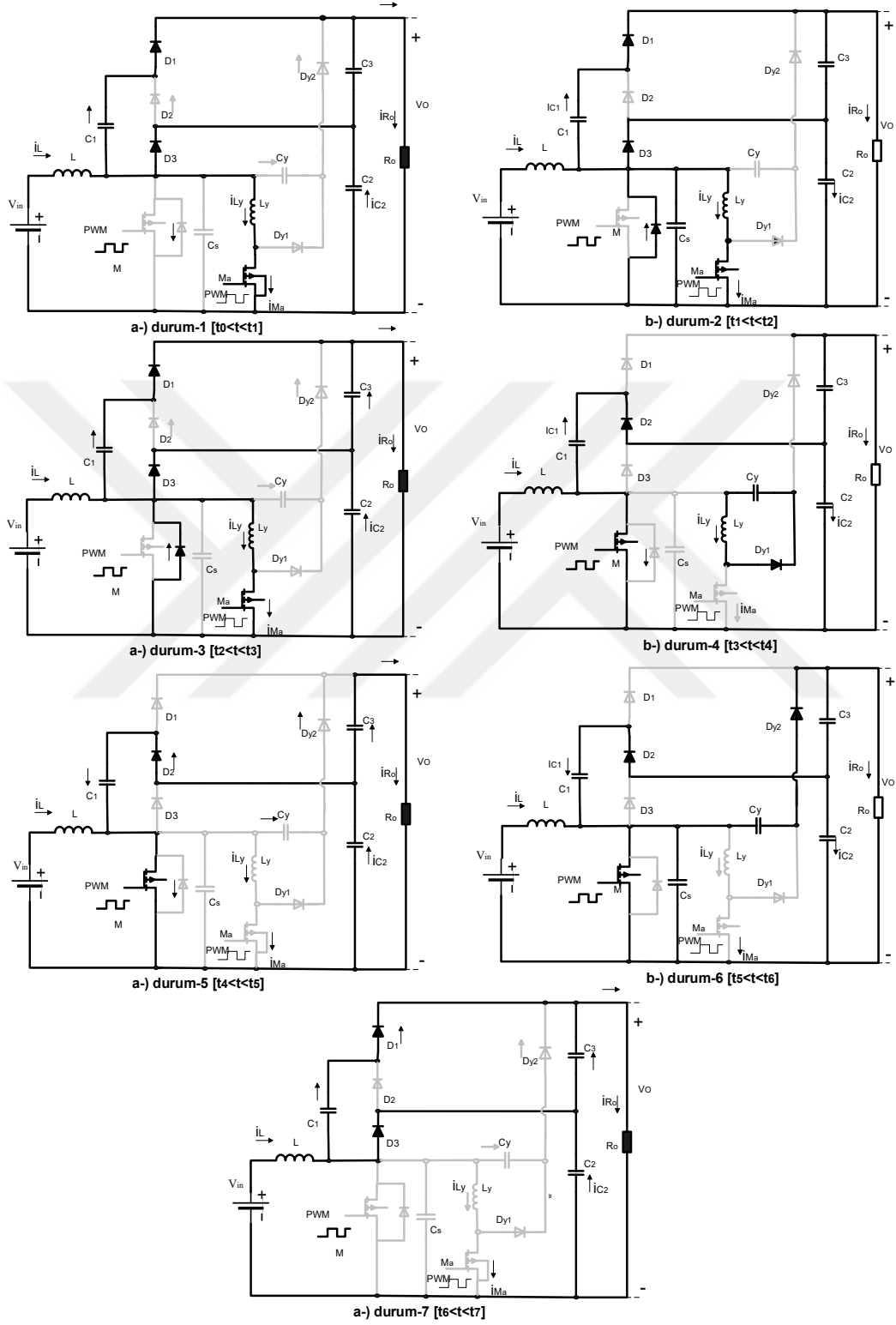
Yukarıdaki şekil 3.18’de gösterilen devrede ana devre hibrit yükselten dönüştürücü devre modeli ve buna ek olarak yumuşak anahtarlama devresi eklenmiştir. Bu devrede rezonans endüktörü ( $L_y$ ), rezonans kapasitansı ( $C_y$ ), güç anahtarının parazitik kapasitanslarını da kapsayan rezonans kapasitansı ( $C_s$ ), bunların yanı sıra bir yardımcı güç anahtarı ( $M_a$ ), iki yardımcı güç diyotu ( $D_{y1}$ ) ve ( $D_{y2}$ ) den meydana gelen bir yumuşak anahtarlama devresinden oluşmaktadır. Sürekli çalışma modunda (CCM) de çalıştırılan devrede  $C_2$  ve  $C_3$  kapasitansları gerekli büyüklükte seçilmiş olup bütün devre elemanları ideal kabul edilmiştir. Şekil 3.18’de görülen yumuşak anahtarlama hibrit yükselten DA-DA dönüştürücü devresinin ayrıntılı durum analizi için benzetim çalışması Orcad-pspice programıyla yapıldı.





Şekil 3.19. Önerilen ZVT hibrit yükselten DA-DA dönüştürücü akım ve gerilim grafikleri.

### 3.6.1.1. Önerilen ZVT hibrit yükselten devrenin çalışma durumları



Şekil 3.20. Önerilen ZVT hibrit yükselten DA-DA dönüştürücü devre durumları.

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

$t_0$ 'dan hemen önce  $D_2$  diyotu iletimde,  $D_1$  diyotu ve  $D_3$  diyotu kesimdedir. Ana anahtar  $M$  ve yardımcı anahtar  $M_a$  kesimdedir.  $M_a$  yardımcı anahtarına  $t_0$  da kontrol sinyali uygulanır ve  $L_y$  endüktansından rezonans akımı akmaya başlar ve  $t_1$  anında,  $i_{L_y}$  akımı  $i_L$  akımına eşit olur.  $i_{L_y}$  akımı  $L_y$  endüktansı tarafından  $di/dt$  oranı ile hızı sınırlandırılarak artmaya başlar. Hızı sınırlandırılarak yükselen  $i_{L_y}$  akımından dolayı  $M_a$  yardımcı anahtarı ZCS ile ilettime girer ve çıkış diyotu  $D_3$  ve  $D_1$  diyotundan geçen akımın hızı sınırlandırılarak düşmeye başlar. Böylece  $D_3$  diyotunun ters toparlanma akımından dolayı oluşan ters toparlanma kayıpları düşürülmüş olur. Bu zaman aralığında  $V_{C_y}$  gerilimi sıfıra ve  $C_s$  üzerindeki gerilim  $V_o$  çıkış gerilimine eşittir. Bu aralıktaki zaman,  $i_{L_y}$  akımı ve  $i_{D_o}$  akımı;

$$i_{L_y}(t) = \frac{V_{C_s}}{L_y} \cdot (t_1 - t_0) = \frac{V_o}{L_y} \cdot (t_1 - t_0) , \quad (3.109)$$

$$(t_1 - t_0) = \frac{L_y \cdot i_L}{V_o} , \quad (3.110)$$

$$V_{C_y}(t) = 0 , \quad (3.111)$$

$$i_{D_1}(t) = i_L - i_{L_y} \quad (3.112)$$

eşitlik 3.112 elde edilir.

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

$t = t_1$  anında artan  $i_{L_y}$  akımı  $i_L$  'ye eşit olduğundan  $i_D$  akımı sıfır olur.  $C_s$  kapasitansı ve  $L_y$  endüktansı arasında rezonansın başlamasıyla  $C_s$  kapasitansı ve  $L_y$  endüktörü arasındaki rezonans dolaylı  $C_s$  kapasitansı üzerindeki enerjiyi  $L_y$  endüktörüne aktararak  $i_{L_y}$  akımı artmaya devam eder ve  $V_{C_s}$  gerilimi azalır. Artan  $i_{L_y}$  akımının bir kısmını  $i_L$  ve  $i_{C_1}$  akımı, diğer kısmını ana anahtarın gövde diyotu  $D_M$  taşır ve  $i_M$  akımı negatif yöndedir. Bu aralıktaki zaman, akım ve gerilimler;

$$V_{C_s}(t) = V_{C_s,max} \cdot \cos w_1(t - t_1) = V_o \cdot \cos w_1(t - t_1), \quad (3.113)$$

$$i_{L_y}(t) = i_L + i_{L_y} + \frac{V_o}{Z_1} \cdot \sin w_1(t - t_1), \quad (3.114)$$

$$w_1 \cdot L_y = \frac{1}{w_1 \cdot C_s}, \quad (3.115)$$

$$w_1 = 1/\sqrt{L_y \cdot C_s}, \quad (3.116)$$

$$Z_1 = \sqrt{L_y/C_s} \quad (3.117)$$

eşitlikleri ile elde edilir.  $t = t_2$  anında  $C_s$  kapasitansı üzerindeki enerjiyi  $L_y$  endüktansına tamamen aktardığında  $V_{C_s}$  gerilimi sıfır olur. Bu aralıktaki zaman; da

$$V_{C_s}(t) = V_o \cdot \cos w_1(t_2 - t_1) = 0, \quad (3.118)$$

$$\cos w_1(t_2 - t_1) = 0, \quad (3.119)$$

$$w_1(t_2 - t_1) = \frac{\pi}{2} \quad (3.120)$$

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

$$(t_2 - t_1) = \frac{\pi}{2} \cdot \sqrt{L_y \cdot C_s} \quad (3.121)$$

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,

$C_s$  kapasitansı üzerindeki enerjiyi  $L_y$  endüktansına tamamen aktarır.  $i_{L_y}$  akımı maksimum değerine ulaşır.  $C_s$  kapasitansı  $M$  ana anahtarının parazitik kapasitansını da kapsamaktadır.  $C_s$  kapasitansı üzerindeki gerilim sıfırken  $M$  ana anahtarının ZVT ile kesime girmesi için  $M$  ana anahtarının kontrol sinyalinin uygulanması gerekmektedir.  $i_{L_y}$  akımının maksimum değeri;

$$i_{L_y}(t) = i_{L_y,max} = i_L + \frac{V_0}{Z_1} , \quad (3.122)$$

$$V_{C_y}(t) = 0 \quad (3.123)$$

eşitliği ile ifade edilir.  $M$  ana anahtarının ZVT ile iletme girmesi için gerekli en düşük zaman, Eş. 3.112 ve 3.121'den,

$$t_d = \frac{L_y \cdot V_0}{V_0^2} + \frac{\pi}{2} \cdot \sqrt{L_y \cdot C_s} \quad (3.124)$$

eşitlik 3.124 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  $L_y$  endüktansın da biriken enerji  $L_y$  ve  $C_y$  arasında gerçekleşen bir rezonans ile  $L_y$ - $D_{y1}$ - $C_y$  yolu ile  $C_y$  kapasitansına aktarılır.  $M_a$  yardımcı anahtarı kesime giderken  $M_a$  yardımcı anahtar gerilimi  $C_y$  kapasitansı tarafından yükselme hızı sınırlandırılır. Böylece  $M_a$  yardımcı anahtarı ZVS ile kesime girer. Bu aralıktaki ilgili akım ve gerilimler;

$$i_{L_y}(t) = i_{D_{y1}} = i_{L_y,max} \cdot \cos \omega_2(t - t_3) , \quad (3.125)$$

$$V_{C_y}(t) = i_{L_y, \max} \cdot Z_2 \cdot \sin w_2(t - t_3) , \quad (3.126)$$

$$w_2 = 1/\sqrt{L_y \cdot C_y} \quad (3.127)$$

$$Z_2 = \sqrt{L_y/C_y} \quad (3.128)$$

eşitlikleri ile ifade edilir.

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

Bu aralıkta M ana anahtarı iletime devam etmekte ve  $M_a$  yardımcı anahtarı da kesimde olmaya devam etmektedir.  $t_4$  anında  $L_y$  endüktansı üzerindeki enerji tamamen  $C_y$  kapasitansı üzerine aktarır ve  $D_{y1}$  diyotu ters kutuplanır.  $t_4$  anından sonra  $M_a$  yardımcı anahtarı uçları arasında görülen  $V_{C_y}$  gerilimi sıfır olduğundan kesimde olmasına rağmen  $M_a$  yardımcı anahtar gerilimi sıfırdır.  $C_y$  kapasitansı üzerindeki gerilimini M ana anahtarı kesime girene kadar muhafaza eder.

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

$t_5$  anında M ana anahtarı  $C_y$  kapasitansı tarafından gerilim yükselme hızı sınırlandırılarak ZVS ile kesime girmeye başlar. Bu aralıkta  $C_s$  kapasitansı üzerindeki gerilim artarken,  $C_y$  kapasitansı üzerindeki enerjisini çıkışa aktararak gerilim düşme hızı sınırlandırılır. Böylece çıkış diyotu  $D_{y2}$  üzerindeki gerilim düşüş hızı sınırlandırılmış olur. Bu aralıkta  $C_s$  kapasitansı üzerindeki gerilim;

$$V_{C_s}(t) = V_o - V_{C_y}(t) \quad (3.129)$$

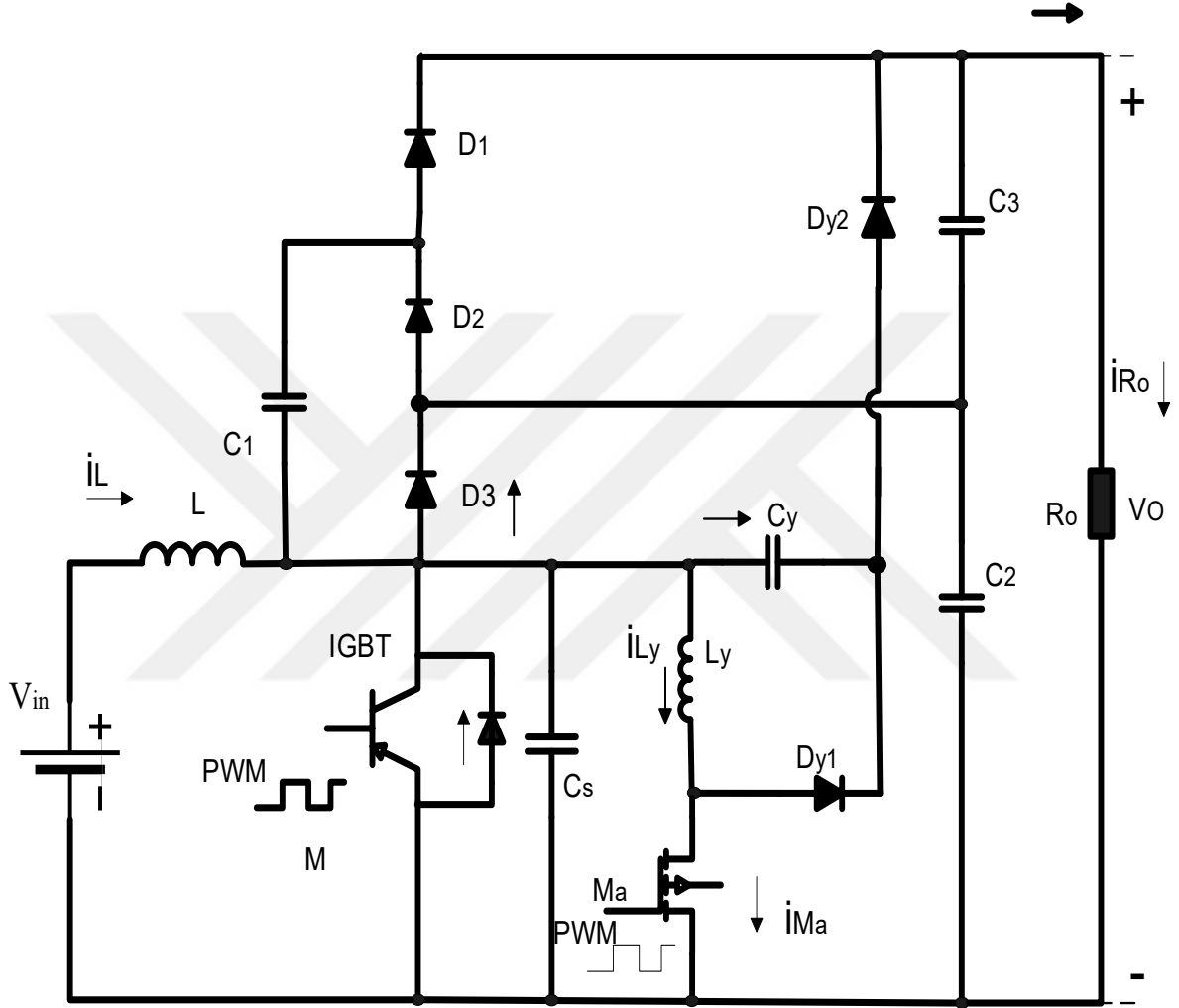
eşitlik 3.129 ile ifade edilir.

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

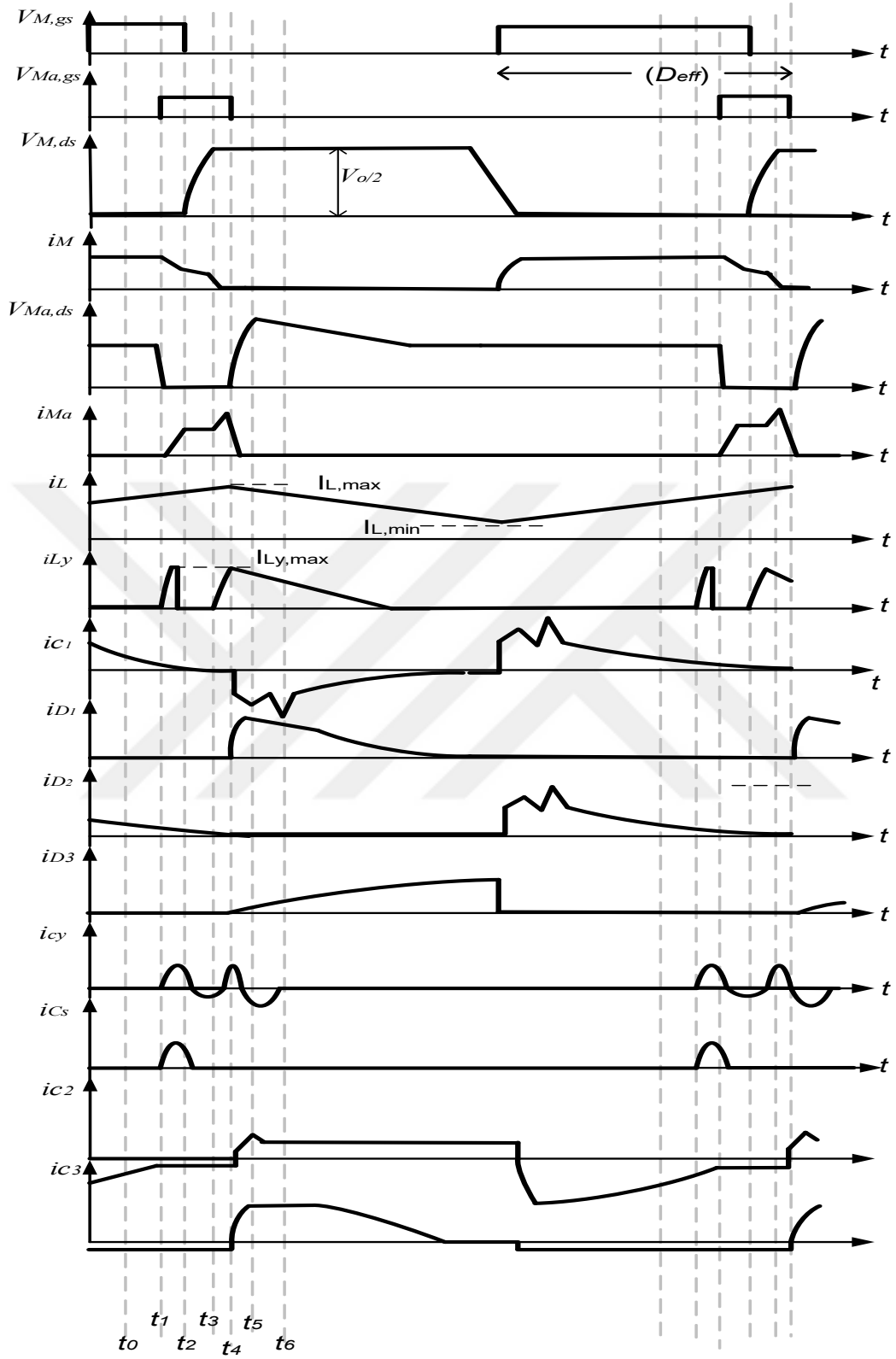
Bu aralıkta M ana anahtarı ve  $M_a$  yardımcı anahtarı da kesimdedir.  $t_6$  anında  $C_y$  kapasitansı üzerindeki gerilim sıfıra,  $C_s$  kapasitansı üzerindeki gerilim  $V_o/2$  çıkış

gerilimine eşit olur.  $t_6$  anından itibaren,  $D_2$  diyotu kesime,  $D_3$  diyotu ve çıkış diyotu  $D_1$  iletime geçer.  $t_7$  anından itibaren döngü devam eder.

### 3.6.2. Önerilen ZCT hibrit yükselten devrenin analizi



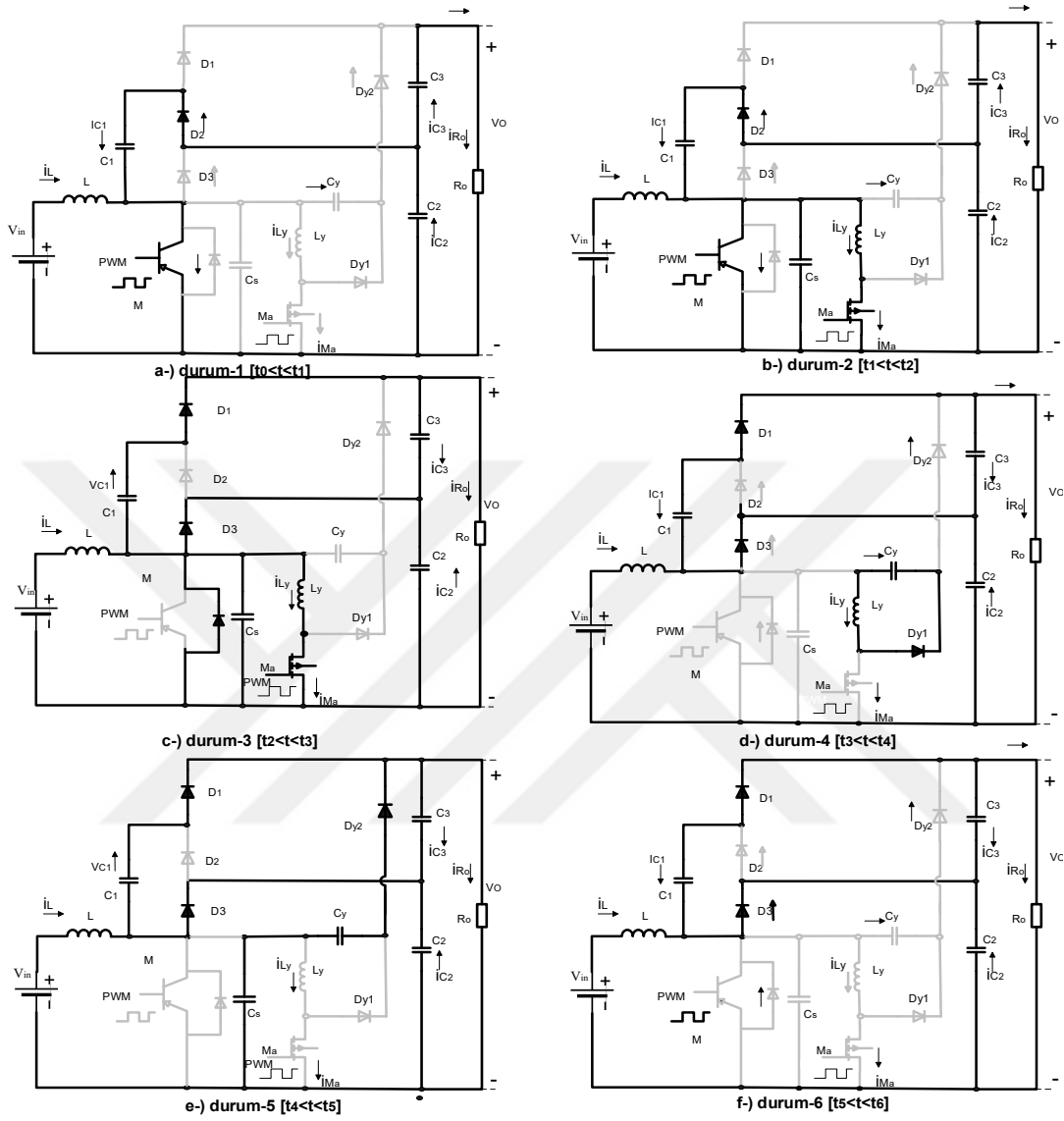
Şekil 3.21. Önerilen ZCT hibrit yükselten devrenin basitleştirilmiş eşdeğer modeli.



Şekil 3.22. Önerilen ZCT hibrit yükselten devrenin akım ve gerilim grafikleri.



### 3.6.2.1. Önerilen ZCT hibrit yükselten devrenin çalışma durumları



Şekil 3.23. Önerilen ZCT hibrit yükselten devrenin devre durumları.

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

$t_0$ 'dan hemen önce  $D_1$  diyotu ve  $D_3$  diyotu kesimde,  $D_2$  diyotu iletimdedir. Ana anahtar  $M$  iletimde üzerinde akım akmaktadır ve yardımcı anahtar  $M_a$  kesimdedir. Bu esnada  $C_2$  kapasitansı önceden yüklendiği akım ile  $C_1$  kapasitansını şarj etmektedir. Bu esnada  $i_L$  bobininin akımı yükselmeye devam etmektedir.  $M_a$  yardımcı anahtarına  $t_1$  de kontrol sinyali uygulanır. Böylece  $M$  anahtarının kesime girmede gösterdiği kuyruk

akımlarından dolayı oluşan kuyruk akımları kayıpları düşürülmüş olur. Bu zaman aralığında  $C_2$  ve  $C_3$  üzerindeki gerilim çıkış geriliminin yarısı olan  $V_0/2$  çıkış gerilimine eşittir.

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

$t = t_1$  anında artan  $i_L$  akımı  $i_{L_y}$ 'ye eşit olduğundan  $i_M$  akımı sifıra yaklaşır.  $i_{L_y}$  akımı  $L_y$  endüktansı tarafından  $di/dt$  oranı ile hızı sınırlandırılarak artmaya başlar. Hızı sınırlandırılarak yükselen  $i_{L_y}$  akımından dolayı  $M$  anahtarı ZVS ile kesime girer ve  $M$  anahtarından geçen akımın hızı sınırlandırılarak düşmeye başlar.  $C_s$  kapasitansı ve  $L_y$  endüktansı arasında rezonans başlar.  $C_s$  kapasitansı ve  $L_y$  endüktörü arasındaki rezonans dolaylı  $C_s$  kapasitansı üzerindeki enerjiyi  $L_y$  endüktörüne aktararak  $i_{L_y}$  akımı artmaya devam eder ve  $V_{C_s}$  gerilimi azalır. Artan  $i_{L_y}$  akımının  $i_{m_a}$  akımı, ana anahtarın gövde diyotu tarafından taşınır ve  $i_M$  akımı pozitif yöndedir. Bu aralıktaki zaman, akım ve gerilimler;  $t = t_2$  anında  $C_s$  kapasitansı üzerindeki enerjiyi  $L_y$  endüktörü ne aktardığında  $V_{C_s}$  gerilimi sifıra yaklaşır

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

Bu aralıkta  $M$  ana anahtarı kesimde,  $M$  ana anahtarının gövde diyotu  $D_M$  iletimde ve  $M_a$  yardımcı anahtarı da iletimdedir.  $t_2$  anında,  $C_s$  kapasitansı üzerindeki enerjiyi  $L_y$  endüktörüne tamamen aktarır.  $i_{L_y}$  akımı maksimum değerine yaklaşır.  $C_s$  kapasitansı  $M$  ana anahtarının parazitik kapasitansını da kapsamaktadır.  $C_s$  kapasitansının üzerindeki gerilim sıfırken  $M$  ana anahtarının ZCT ile kesime girmiş ve  $M$  ana anahtarının kuyruk akımlarını oluşturan enerjisi yardımcı devrenin üzerine aktarılmıştır.

$M$  ana anahtarının ZCT ile iletime girmesi için gerekli en düşük zaman, Önerilen ZVT hibrit yükselten devrenin  $t_d$ 'sin den farklı olarak hesaplanmaktadır.

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

Bu aralıkta  $M$  ana anahtarının uçları arasındaki  $V_{C_s}$  gerilimi sifirda tutulur.  $t_3$  anında  $M_a$  yardımcı anahtarının kontrol sinyali kesilir  $L_y$  endüktöründe biriken enerji

$L_y$  ve  $C_y$  arasında gerçekleşen bir rezonans ile  $L_y - D_{y1} - C_y$  yolu ile  $C_y$  kapasitansına aktarılır.  $M_a$  yardımcı anahtarı kesime giderken  $M_a$  yardımcı anahtar gerilimi  $C_y$  kapasitansı tarafından yükselme hızı sınırlandırılır. Böylece  $M_a$  yardımcı anahtarı ZVS ile kesime girer.

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

Bu aralıkta M ana anahtarı kesimde olmaya devam etmekte ve  $M_a$  yardımcı anahtarı da kesimde olmaya devam etmektedir.  $t_4$  anında  $L_y$  endüktörü üzerindeki enerji tamamen  $C_y$  kapasitansı üzerine aktarır ve  $D_{y1}$  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.  $C_y$  kapasitansı üzerindeki gerilimini M ana anahtarı kesime girene kadar muhafaza eder.

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

Bu aralıkta M ana anahtarı ve  $M_a$  yardımcı anahtarı da kesimdedir.  $t_5$  anında M ana anahtarı  $C_s$  kapasitansı tarafından gerilim yükselme hızı sınırlandırılarak ZVS ile kesime girmeye başlar. Bu aralıkta  $C_s$  kapasitansı üzerindeki gerilim artarken,  $C_y$  kapasitansı üzerindeki enerjisini çıkışa aktararak gerilim düşme hızı sınırlandırılır. Böylece yardımcı devrenin çıkış diyotu  $D_{y2}$  üzerindeki gerilim düşüş hızı sınırlandırılmış olur.

$t_6$  anında  $C_y$  kapasitansı üzerindeki gerilim sıfıra,  $C_1$  kapasitansı üzerindeki gerilim  $V_o/2$  çıkış gerilimine eşit olur.  $t_6$  anından itibaren,  $D_2$  diyotu kesime,  $D_1$  diyotu ve  $D_3$  diyotu iletme geçer.  $t_6$  anından itibaren döngü devam eder.

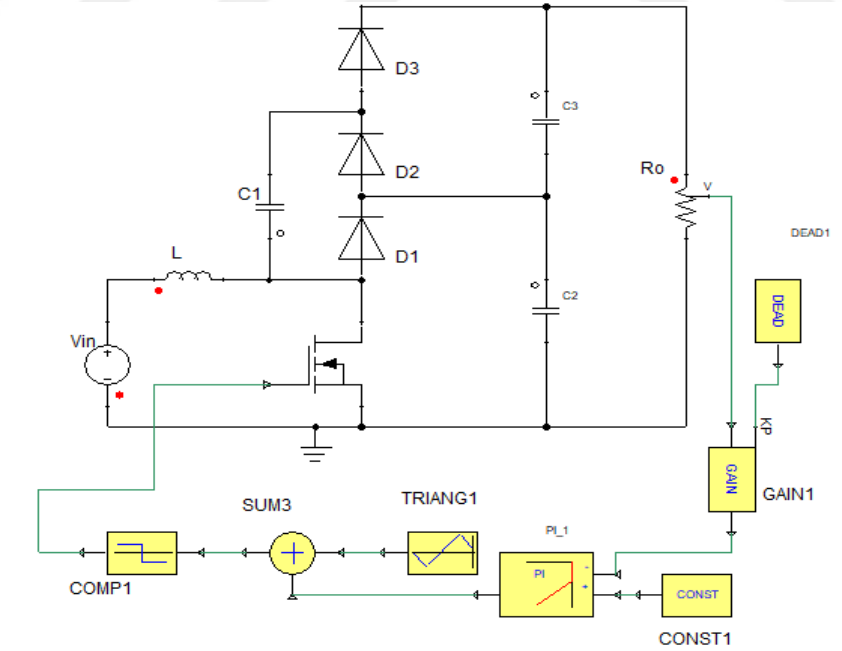


## 4. BULGULAR

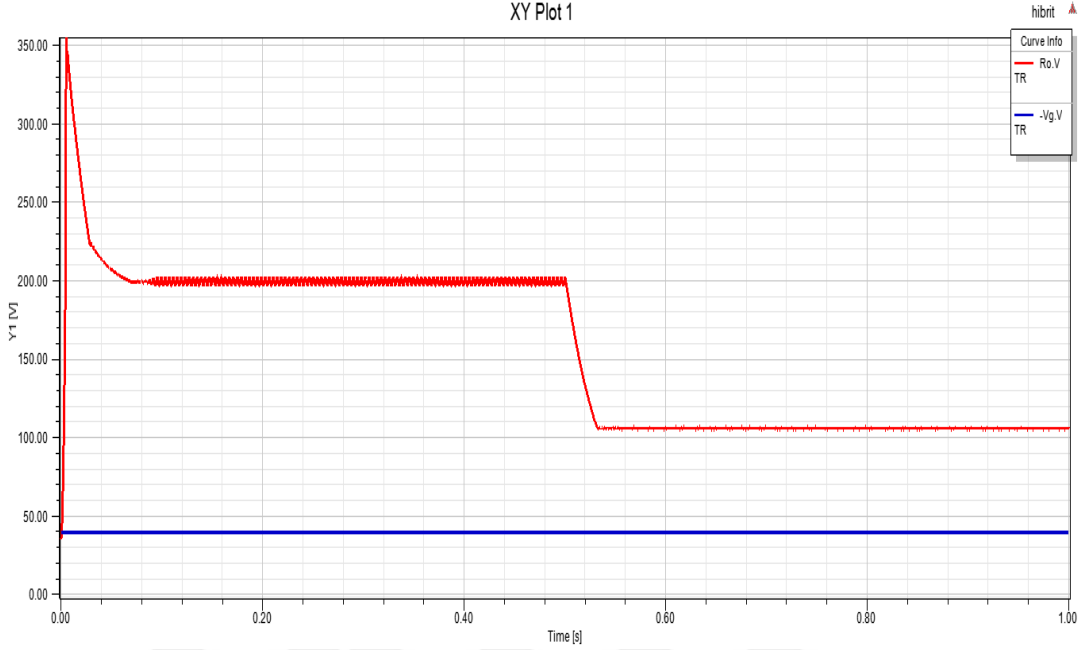
Bu tez içeriğinde yapılan simülasyon çalışmalarında program olarak Orcad-PSpice ve Simplorer programlarının ara yüzleri kullanılarak simülasyon yapılmıştır. Simplorer programı ile hibrit yükselten devrenin benzetim çalışması yapılmıştır. Hibrit yükselten devrenin önerilen ZVT ve ZCT devrelerinin Akım ve gerilim grafikleri Orcad-PSpice programı ile elde edilmiştir. Devrelerin uygulama çalışması yapılarak gerilim ve akım grafikleri aşağıda elde edildiği gibidir.

### 4.1. Hibrit Yükselten Dönüştürücü Devresinin PI Kontrol İle Simülasyonu

Hibrit yükselten dönüştürücü devresinin kontrolünün PI kontrol yöntemiyle yapılması hedeflenmektedir burada  $K_p$  ve  $K_i$  değerleri deneme yanılma yöntemiyle bulunmuştur. Bir diğer hesaplama yöntemi ise hibrit yükselten dönüştürücünün matematiksel modeli çıkarılarak hesaplanmasıdır ki bu yöntem zor hesap hataları yapma ihtimali yüzünden tercih edilmemiştir.



Şekil 4.1 Hibrit yükselten dönüştürücü devresinin PI Kontrolünün yapıldığı Simplorer simülasyonu.



Şekil 4.2. Hibrit yükselten dönüştürücü devresinin PI Kontrolünün yapıldığı Simplorer simülasyonu giriş gerilimi ve çıkış gerilimine ait grafikler ( $V_{in}=40V, D=0,6$  için  $V_o=200V$  ve  $D=0,3$  için  $V_o=110V$ ).

Şekil 4.2'deki grafikte ilk 0,5 saniye ye boyunca  $D=0,6$  olan görev çarpanı 0,5-1,0 saniye arasında  $D:0,3$  olarak değiştirilmiş ve kontrol devresinin tepkisi gözlenmiştir beklenildiği gibi görev çarpanının değişimi ile çıkış gerilimi değişmiştir.

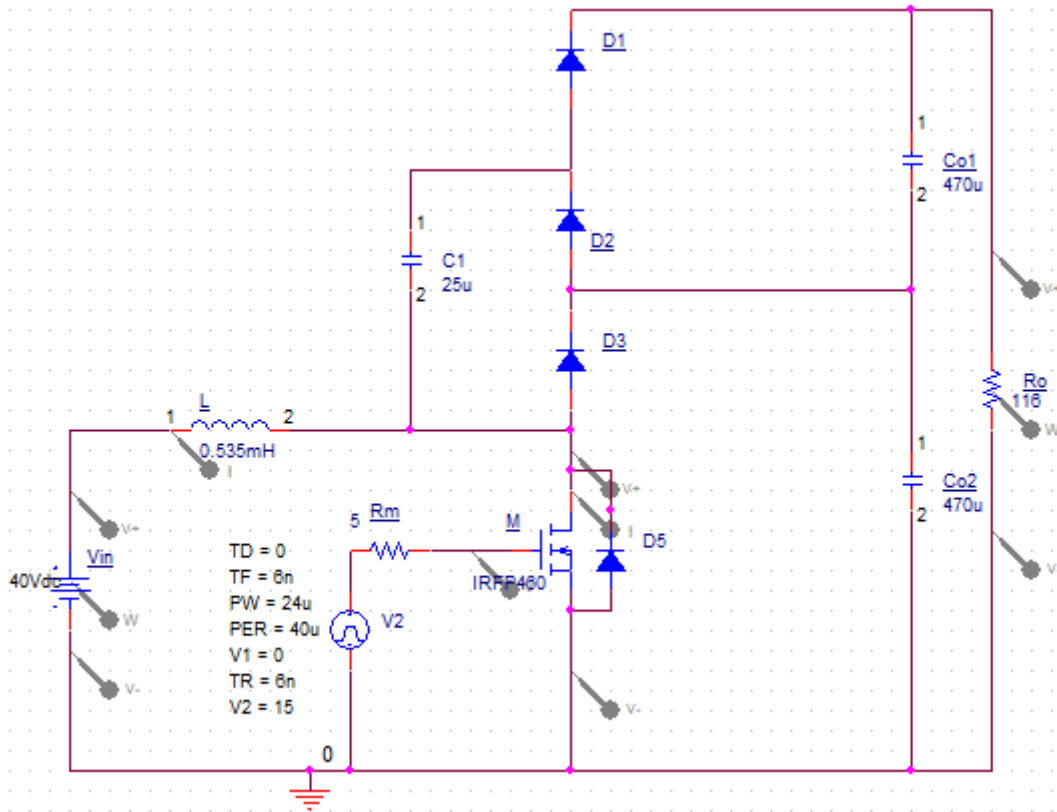
#### 4.2. MOSFET Tabanlı Hibrit Yükselten Dönüştürücü Devresinin Simülasyonu

Bu kısımda Şekil.4.1.'deki hibrit yükselten dönüştürücü devresi Orchard Pspice programıyla Çizelge 4.1'de verilen devre parametreleri kullanılarak simülasyonu yapılmıştır. Simülasyonda devre giriş- çıkış gerilimleri ve L endüktansından geçen akım,  $D_3$  diyotunun ters toparlanma akımı ve M anahtarının kontrol sinyali ile ana anahtar olan M'in akım ve gerilim sinyalleri incelenmiştir.

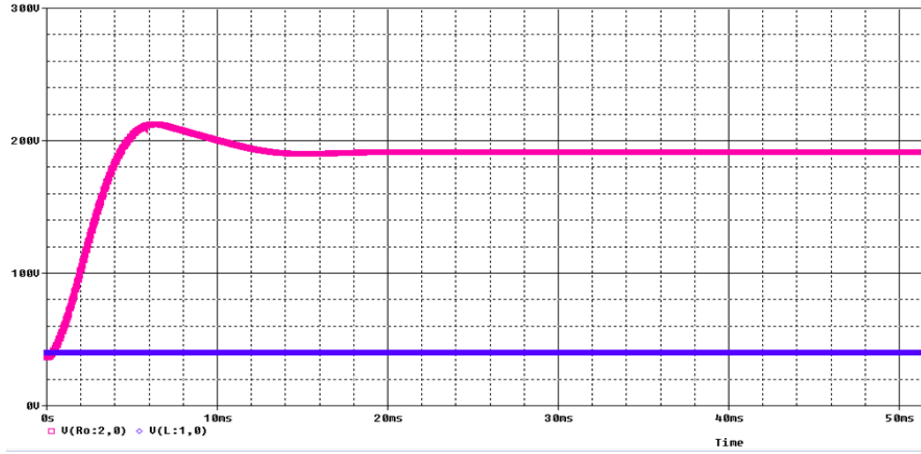
Çizelge 4.1. Hibrit yükselten dönüştürücünün simülasyon çalışmasında kullanılan devrenin parametreleri

Parametre	Değer
<i>Hibrit Yükselten Dönüştürücünün Devre Parametreleri</i>	
Çıkış Gücü, $P_O$	200 W
Giriş Gerilimi, $V_{in}$	40 V
Çıkış Gerilimi, $V_O$	192 V
Anahtarlama Frekansı, $f_s$	25 khz
İndüktör, $L$	535 $\mu$ H
Kapasitans, $C_1$	25 $\mu$ F
Çıkış Kapasitansı, $C_{O1}, C_{O2}$	470 $\mu$ F
Ana Anahtar, $M$	IRFP460
Diyotlar, $D_1, D_2, D_3$	DSEP8-12A

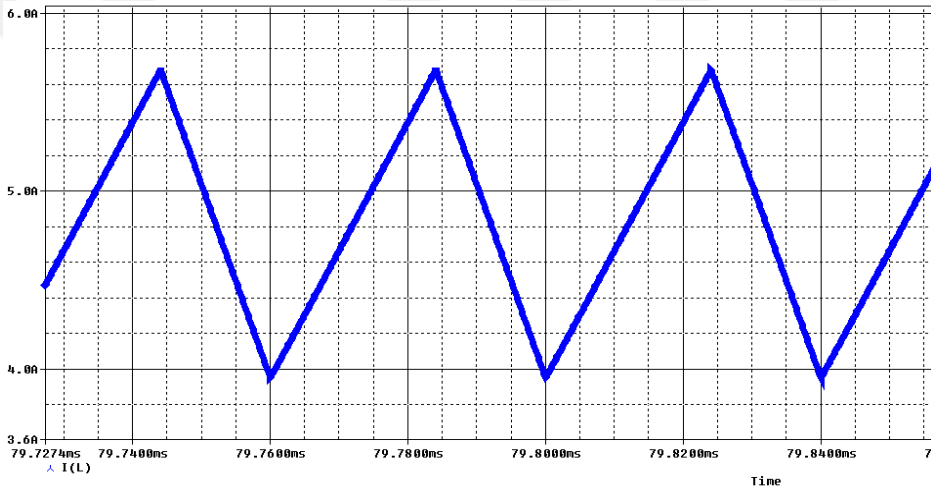
Şekil 4.3.'te Simplorer simülasyonu ile yapılan Şekil 4.1 de aktarılan şeklin Orcad Pspice simülasyonu ile yapılmış hali görülmektedir.



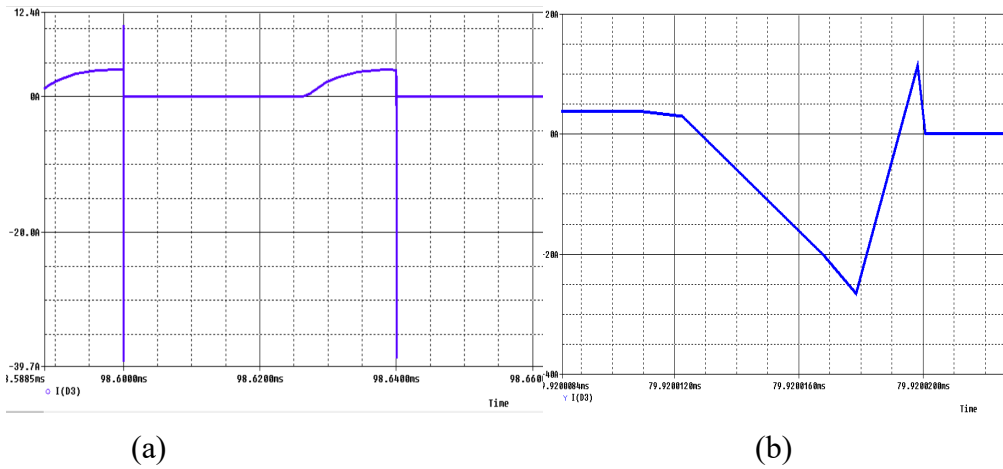
Şekil 4.3. MOSFET tabanlı hibrit yükselten dönüştürücü devresinin simülasyonun Orcad Pspice programındaki devre şeması.



Şekil 4.4. MOSFET tabanlı hibrit yükselten dönüştürücü devresinin Giriş gerilimi ve çıkış gerilimi Orcad Pspice simülasyonu ekran çıktıları.



Şekil 4.5. MOSFET tabanlı hibrit yükselten dönüştürücü devresinin L endüktansının akım dalga şekli.

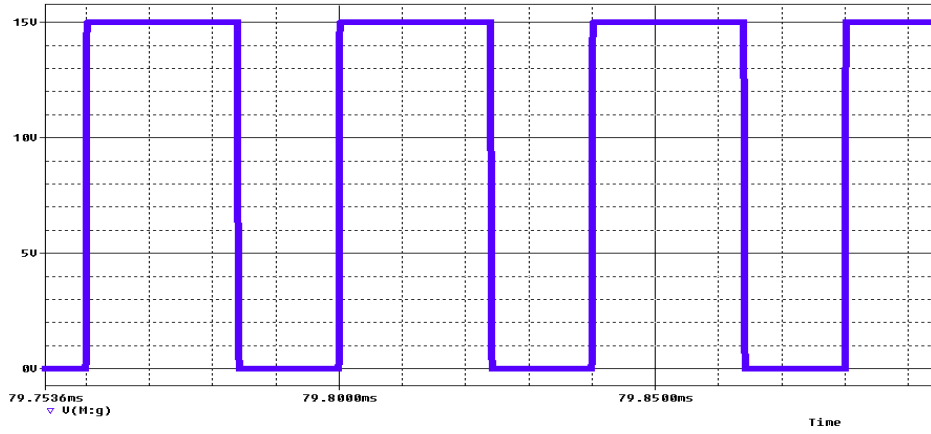


(a)

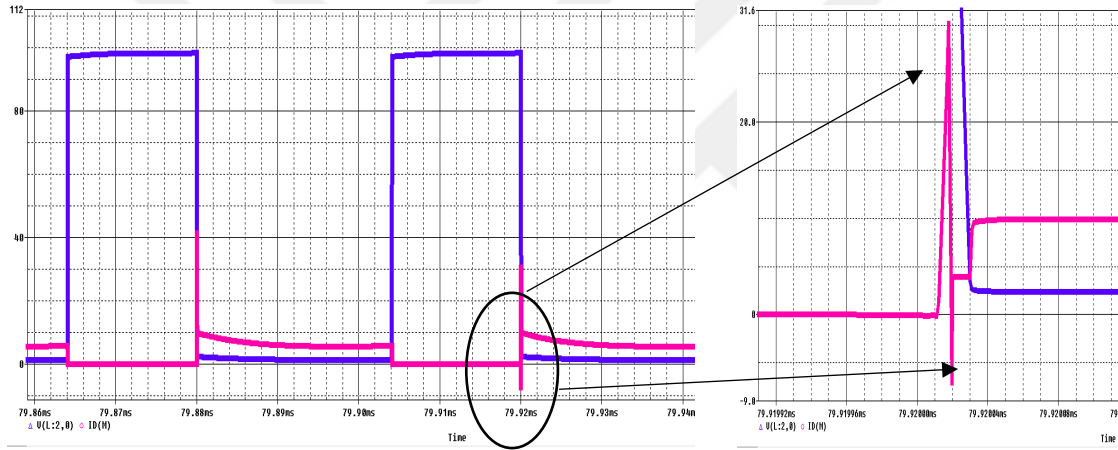
(b)

Şekil 4.6. MOSFET tabanlı hibrit yükselten dönüştürücünün DD3 diyotunun a-) akım dalga şekli b-) ters toparlanma akımının genişletilmiş hali.





Şekil 4.7. MOSFET tabanlı hibrit yükselten dönüştürücü devresinin Ana anahtar M'in kontrol sinyali.



Şekil 4.8. MOSFET tabanlı hibrit yükselten dönüştürücü devresinin ana anahtar M'in akım ve gerilim sinyalleri.

Simülasyon sonucunda Şekil 4.4-4.8'e kadar grafikler elde edilmiştir. Grafikler incelendiğinde yaklaşık 20 ms.'de çıkış gerilimin ortalama 200V sabitlendiği görülmüştür. Şekil 4.6'da devrenin toplam verim kaybına neden olan diyotlardan D<sub>3</sub> diyotu için ters toparlanma akımı görülmektedir. Diğer devre elemanlarının kayıpları ile M anahtarındaki kayıpların karşılaştırılması yapıldığında daha yüksek değerler olduğu görülmüştür. Bu da Şekil. 4.8'de devrenin asıl kayıplarının oluştuğu ana anahtar olan M'in akım ve gerilim sinyallerinin çakıştığı ve güç kaybının yaşandığı ve genişletilmiş görüntüsü gösterilmiştir.

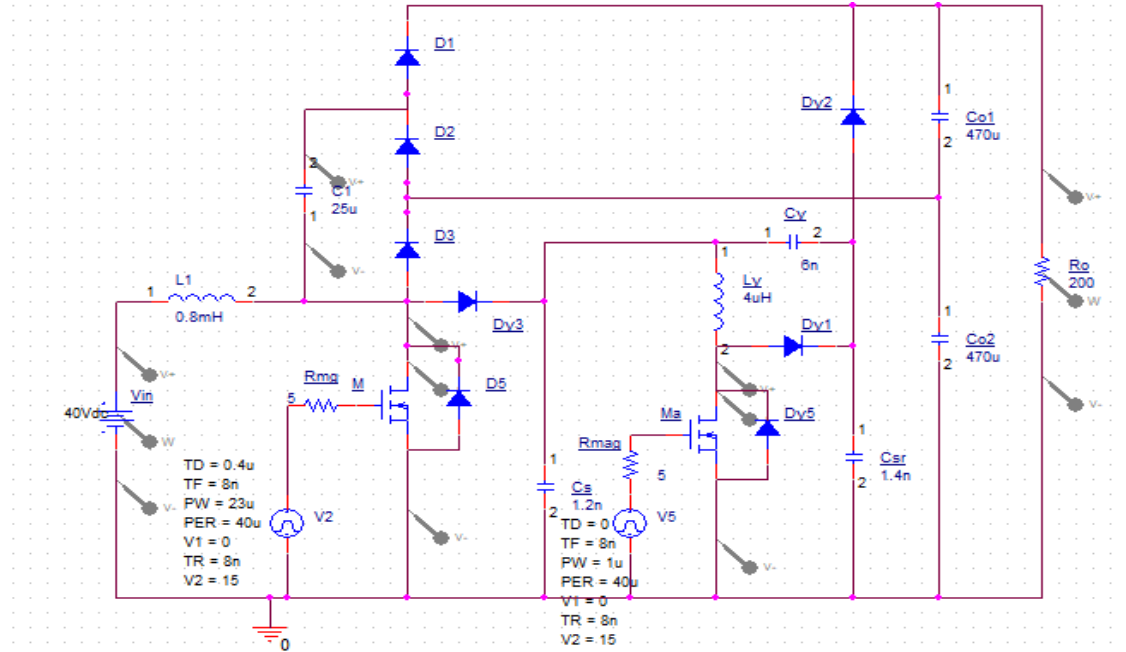
### 4.3. Önerilen ZVT Hibrit Yükselten Dönüştürücü Devresinin Simülasyonu

Çizelge 4.2.'de ana devre ve yardımcı devre parametre değerleri önerilen hibrit yükselten dönüştürücü devrenin MOSFET'li yumuşak anahtarlamalı simülasyonu yapılmıştır. Simülasyonda önerilen ZVT hibrit yükselten dönüştürücü devresinin giriş-çıkış akım ve gerilimi, L endüktansına ait akım, ana ve yardımcı anahtarların kontrol sinyalleri,  $D_1$  ve  $D_2$  diyotlarına ait akım değerleri ile ana anahtarın akım ve gerilim değerlerinin grafikleri elde edilmiştir (Şekil 4.10-4.15).

Çizelge 4.2. Önerilen hibrit yükselten devrenin PI kontrolünün simülasyon devresi için kullanılan ana devre ve yardımcı devre değerleri

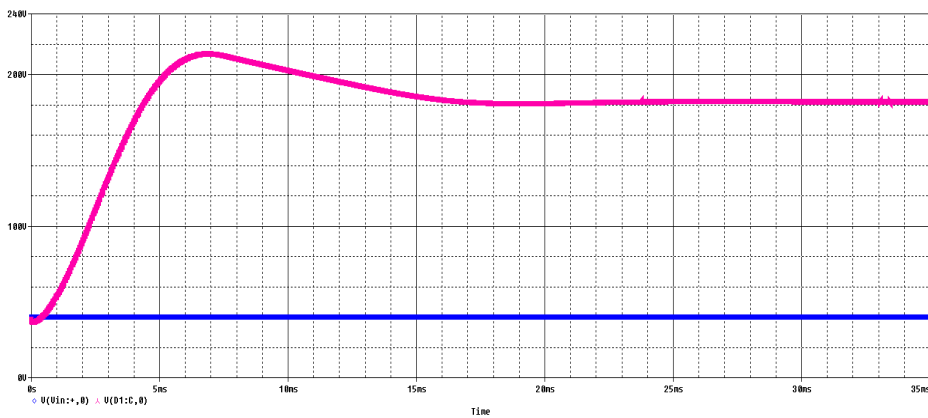
<i>Parametre</i>	<i>Değer</i>
<i>Önerilen hibrit Devrenin Ana Devre Parametreleri</i>	
Çıkış Gücü, $P_O$	200 W
Giriş Gerilimi, $V_{in}$	40 V
Çıkış Gerilimi, $V_O$	192 V
Anahtarlama Frekansı, $f_s$	25 khz
İndüktör, $L$	800 $\mu$ H
Kapasitans, $C_s$	25 $\mu$ F
Çıkış Kapasitansları, $C_{O1}, C_{O2}$	470 $\mu$ F
Ana Anahtar, $M$	IRFP460
Diyotlar, $D_1, D_2, D_3$	DSEP8-12A
<i>Önerilen hibrit Devrenin Yardımcı Devre Parametreleri</i>	
Yardımcı Anahtar, $M_a$	IRFP460
Yardımcı Devre İndüktörü, $L_v$	4 $\mu$ H
Yardımcı Devre Kapasitansı, $C_s$	1,2 nF
Yardımcı Devre Diyotlar, $D_{v1}, D_{v2}, D_{v3}$	DSEP8-12A
Yardımcı Devre Kapasitansı, $C_{sr}$	1,4 nF

Aşağıdaki şekilde Orcad Pspice simülasyonu ile yapılmış önerilen ZVT hibrit yükselten dönüştürücü devresinin simüle edilmiş hali görülmektedir.



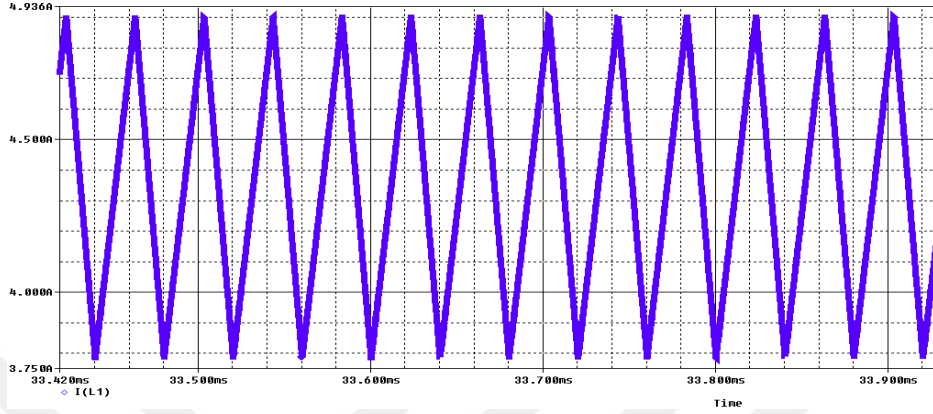
Şekil 4.9. Önerilen ZVT hibrit yükselten devresinin devresinin Orcad Pspice programında yapılan simülasyonu.

Önerilen devrenin simülasyon çalışmasında kullanılan ana ve yardımcı anahtar devre elemanları değerleri Çizelge 4.2’de gösterilmiştir. Önerilen devrede ana anahtara uygulanan PWM sinyali 0,4  $\mu$ s’lik bir gecikme ile 40  $\mu$ s’lik zaman içerisinde 23  $\mu$ s’lik bir kontrol sinyali ile yapılmaktadır. Yani ana anahtara uygulanan görev çarpanı 0,55 değerindedir. Yardımcı devre anahtarına ise 40  $\mu$ s’lik zaman süresinde 1  $\mu$ s’lik kontrol sinyali uygulanmaktadır. Bu hesaplama ile önerilen devrenin etkin görev çarpanı 0,585 tir.

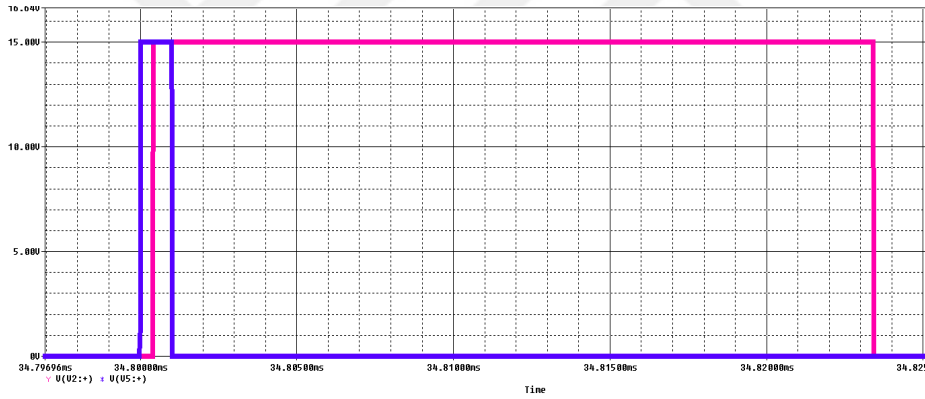


Şekil 4.10. Önerilen ZVT hibrit yükselten devresinin devresinin Giriş gerilimi ve çıkış geriliminin Orcad Pspice Simülasyonu ekran çıktıları.

Hibrit yükselten dönüştürücünün M güç anahtarına ve Ma yardımcı anahtara ait kontrol sinyalleri ile L endüktansına ait akım dalga şekilleri sırasıyla Şekil 4.6, ve Şekil 4.7’de verilmektedir.

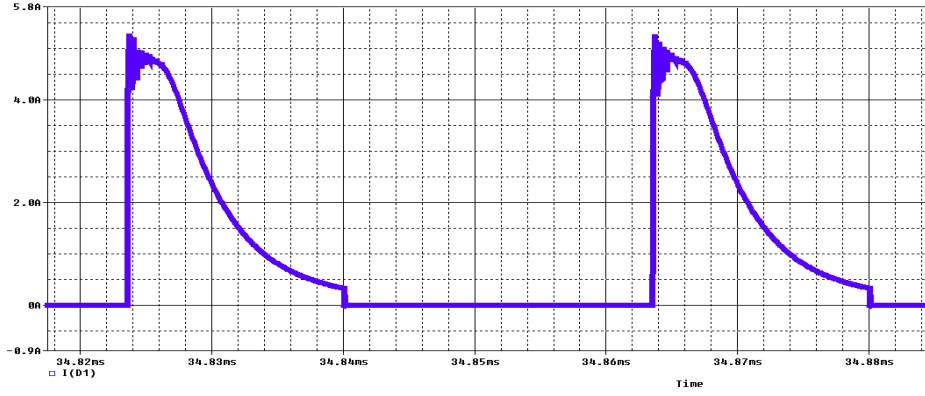


Şekil 4.11. Önerilen ZVT hibrit yükselten devresinin L endüktansına ait akım dalga sinyalleri.

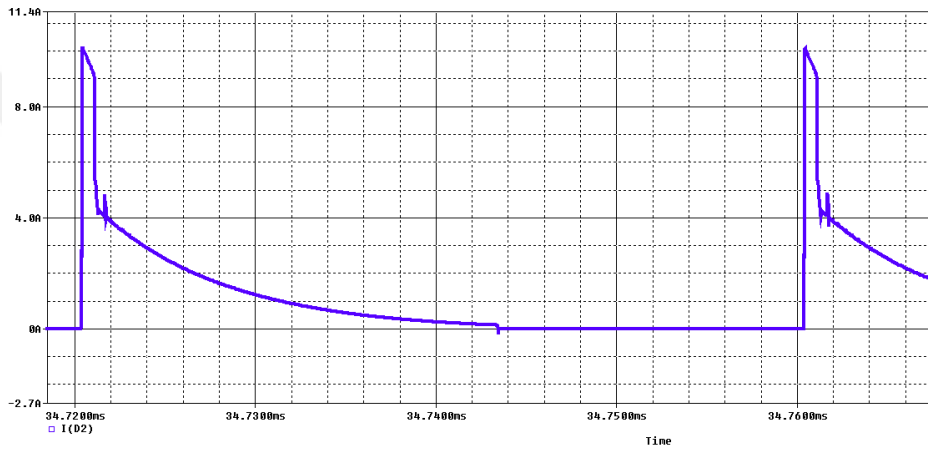


Şekil 4.12. Önerilen ZVT hibrit yükselten devresinin ana anahtar M'in ve yardımcı anahtar Ma'nın kontrol sinyalleri.

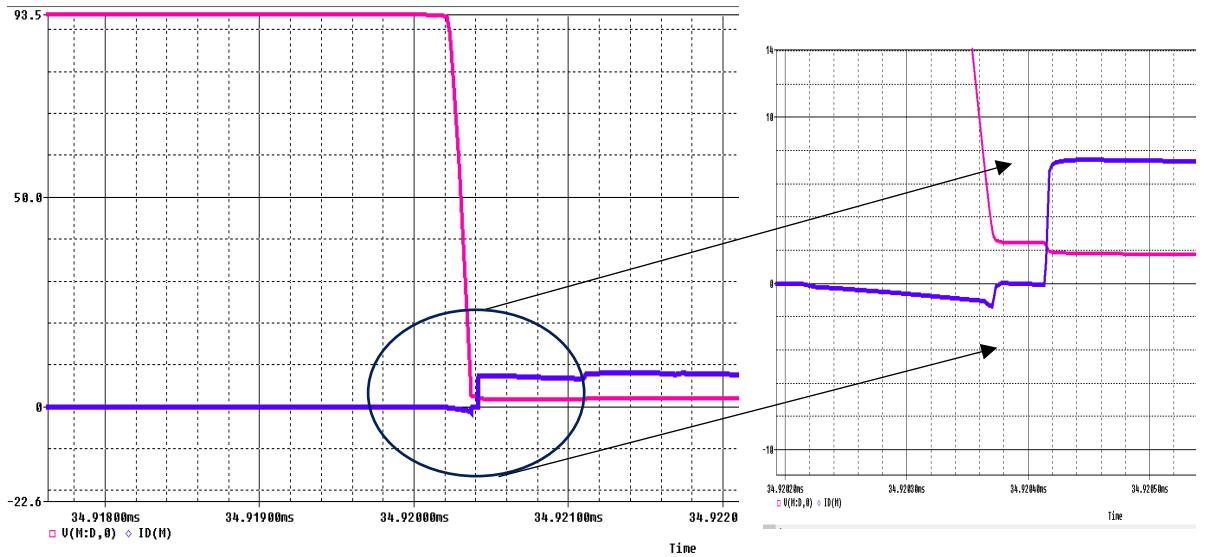
Önerilen ZVT hibrit yükselten dönüştürücü devresine ait  $D_1$  ve  $D_2$  Diyotuna ait akım grafikleri Şekil 4.13 ve Şekil 4.14 te görülmektedir Bu grafiklerde Ana anahtar üzerinde akım stresi oluşturan diyotların ters toparlanma akımları ayrıntılı olarak görülebilmektedir.



Şekil 4.13. Önerilen ZVT hibrit yükselten devrenin devresinin  $D_1$  diyotuna ait akım dalga sinyali.



Şekil 4.14. Önerilen ZVT hibrit yükselten devrenin devresinin  $D_2$  diyotuna ait akım dalga sinyali.



Şekil 4.15 Önerilen ZVT hibrit yükselten devrenin devresinin M anahtarının akım ve gerilim sinyalinin Orcad Pspice programında gösterimi.

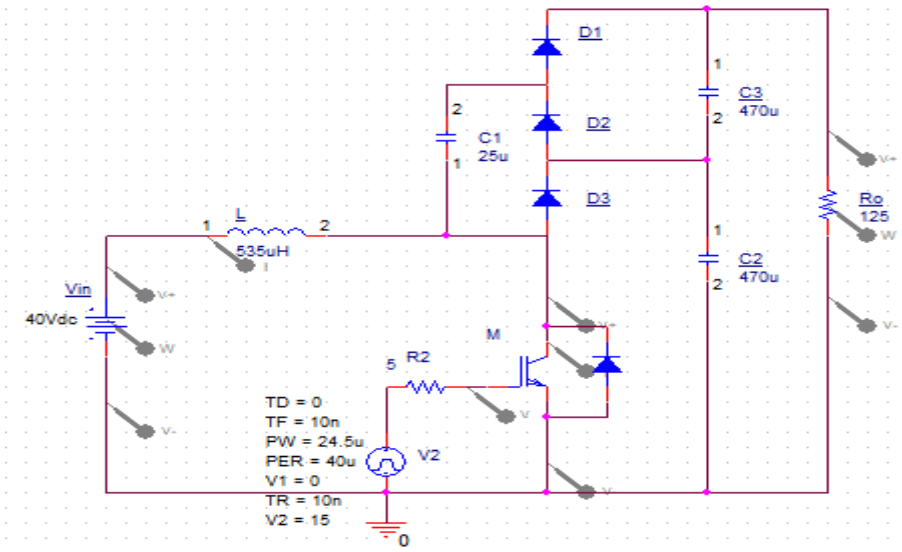
Şekil 4.15'te görüldüğü diyotlar üzerinde görülen ters toparlanma akımlarının ana anahtar üzerinde oluşturduğu akım stresleri elimine edilerek anahtarlama anında akım ve gerilim çakışması sonucu meydana gelen anahtarlama kayıpları ortadan kaldırılmıştır. Elimine edilen bu anahtarlama kayıp gücü çıkışa aktarılarak verim artışı sağlanmıştır.

#### 4.4. IGBT Tabanlı Hibrit Yükselten Dönüştürücü Devresinin Simülasyonu

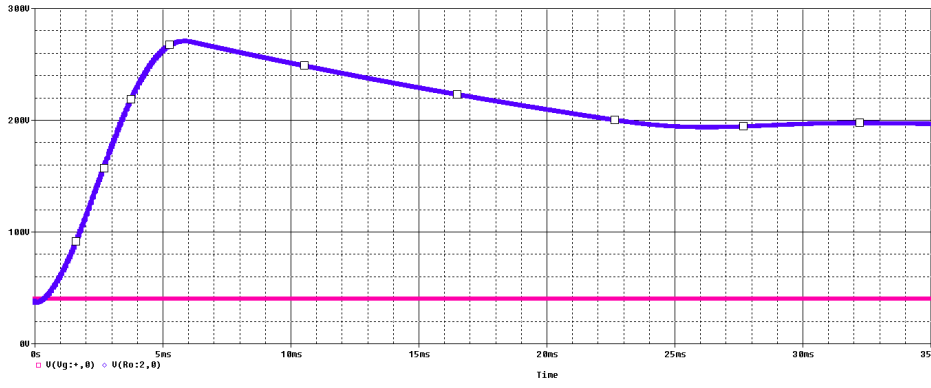
Hibrit yükselten dönüştürücü devresi IGBT tabanlı sert anahtarlama için simülasyon çalışmasında kullanılan değerlerin listesi aşağıdaki çizelgede verilmiştir.

Çizelge 4.3. IGBT tabanlı hibrit yükselten dönüştürücü devresinin simülasyon çalışmasında kullanılan devrenin parametreleri

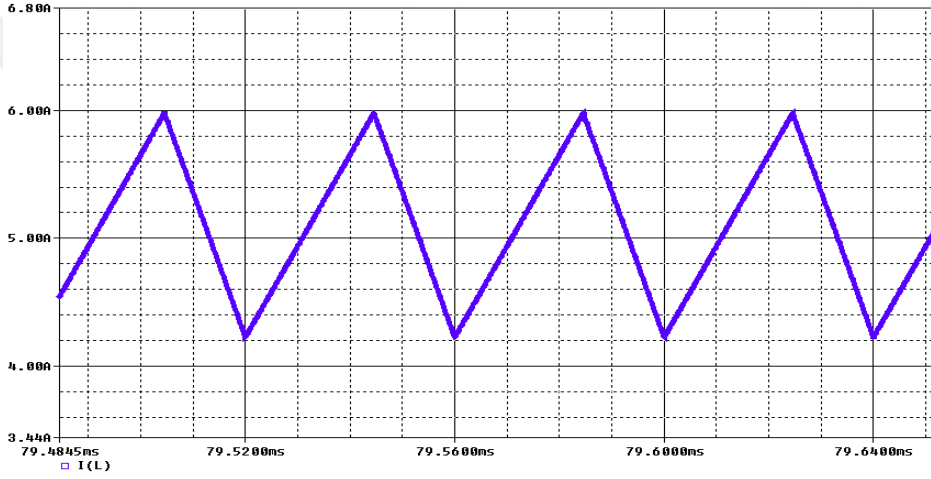
<i>Parametre</i>	<i>Değer</i>
<i>Hibrit Yükselten Dönüştürücünün Devre Parametreleri</i>	
Çıkış Gücü, $P_O$	200 W
Giriş Gerilimi, $V_{in}$	40 V
Çıkış Gerilimi, $V_O$	192 V
Anahtarlama Frekansı, $f_s$	25 khz
İndüktör, $L$	800 $\mu$ H
Kapasitans, $C_1$	25 $\mu$ F
Çıkış Kapasitansı, $C_{O1}, C_{O2}$	470 $\mu$ F
Ana Anahtar, $M$	IXGN24N60C4D1
Diyotlar, $D_1, D_2, D_3$	DSEP8-12A



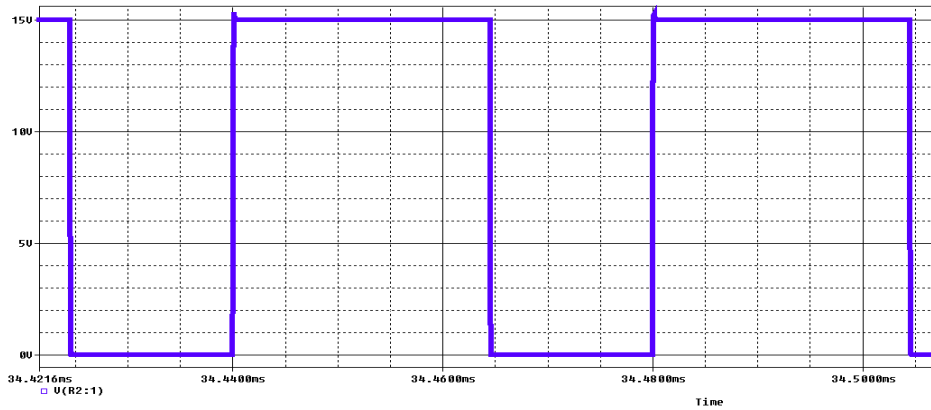
Şekil 4.16. IGBT tabanlı hibrit yükselten dönüştürücü devresinin Orcad-PSpice simülasyonu.



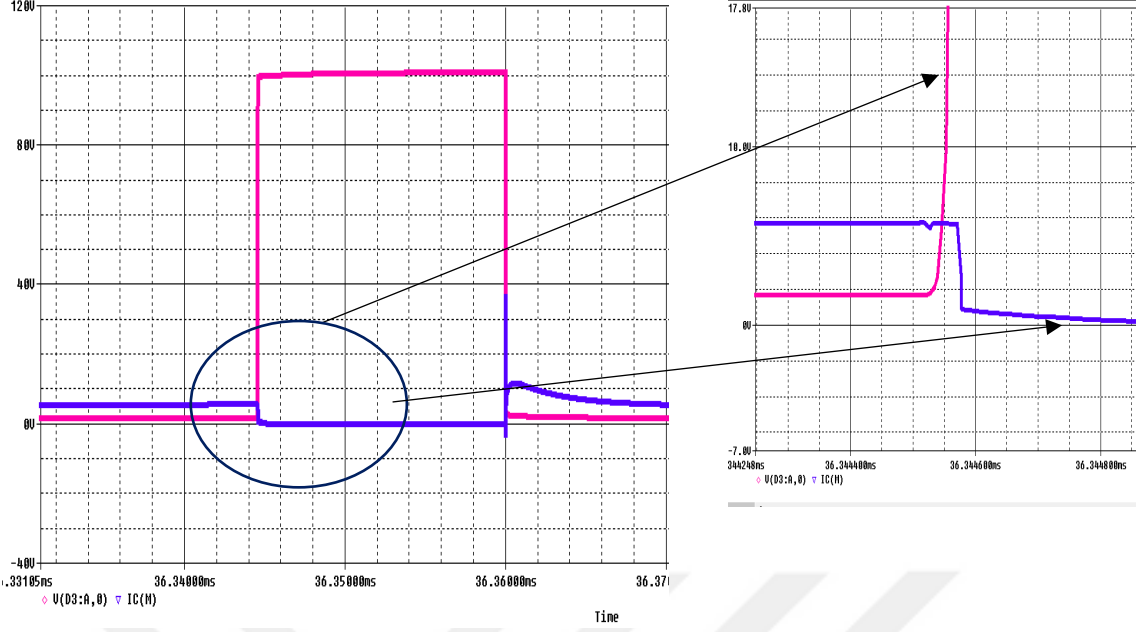
Şekil 4.17. IGBT tabanlı hibrit yükselten dönüştürücü devresinin Orcad-PSpice simülasyonu için  $V_o$  çıkış ve  $V_{in}$  giriş gerilimlerinin grafiği görülmektedir.



Şekil 4.18. IGBT tabanlı hibrit yükselten dönüştürücü devresinin L endüktansına ait akım dalga sinyalleri.

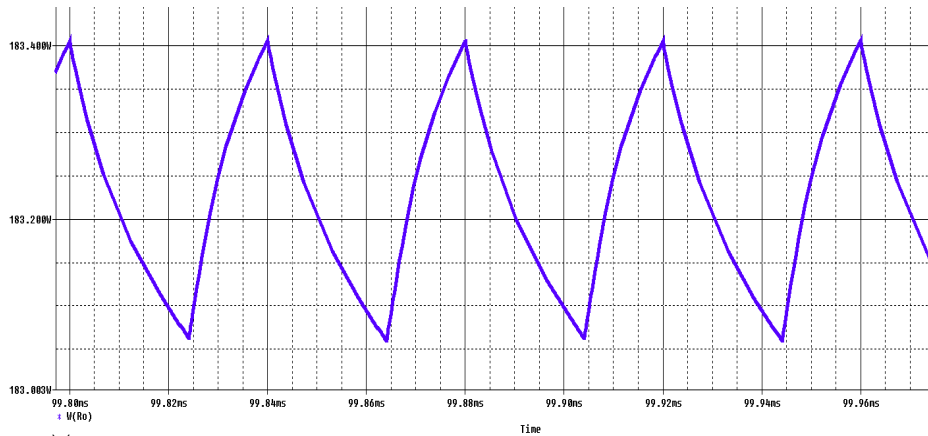


Şekil 4.19. IGBT tabanlı hibrit yükselten dönüştürücü devresinin Orcad-PSpice simülasyonu için Ana anahtar M'in kontrol sinyalleri.



Şekil 4.20. IGBT tabanlı hibrit yükselten dönüştürücü devresine ait M anahtarının a-) kesime girdiği an b-) kesime girdiği anın büyütülmüş görüntüsü akım ve gerilim grafiğinin genişletilmiş hali.

Şekil 4.20’de M güç anahtarının akım ve gerilimlerinin sert anahtarlama sonucu üst üste geldiği görülmektedir. Hibrit yükselten devreye ait sert anahtarlama devre simülasyonlarında da görüldüğü gibi güç diyotlarının ters toparlanma akımları ve güç anahtarında akım ve gerilimlerinin üst üste çakışması sonucu kayıplarının arttığı görülmektedir.



Şekil 4.21. 200 W’lık IGBT tabanlı hibrit yükselten dönüştürücü devresinin çıkış gücüne ait Orcad-PSpice simülasyonu.



#### 4.5. ZCT Hibrit Yükselten Dönüştürücü Devresinin Simülasyonu

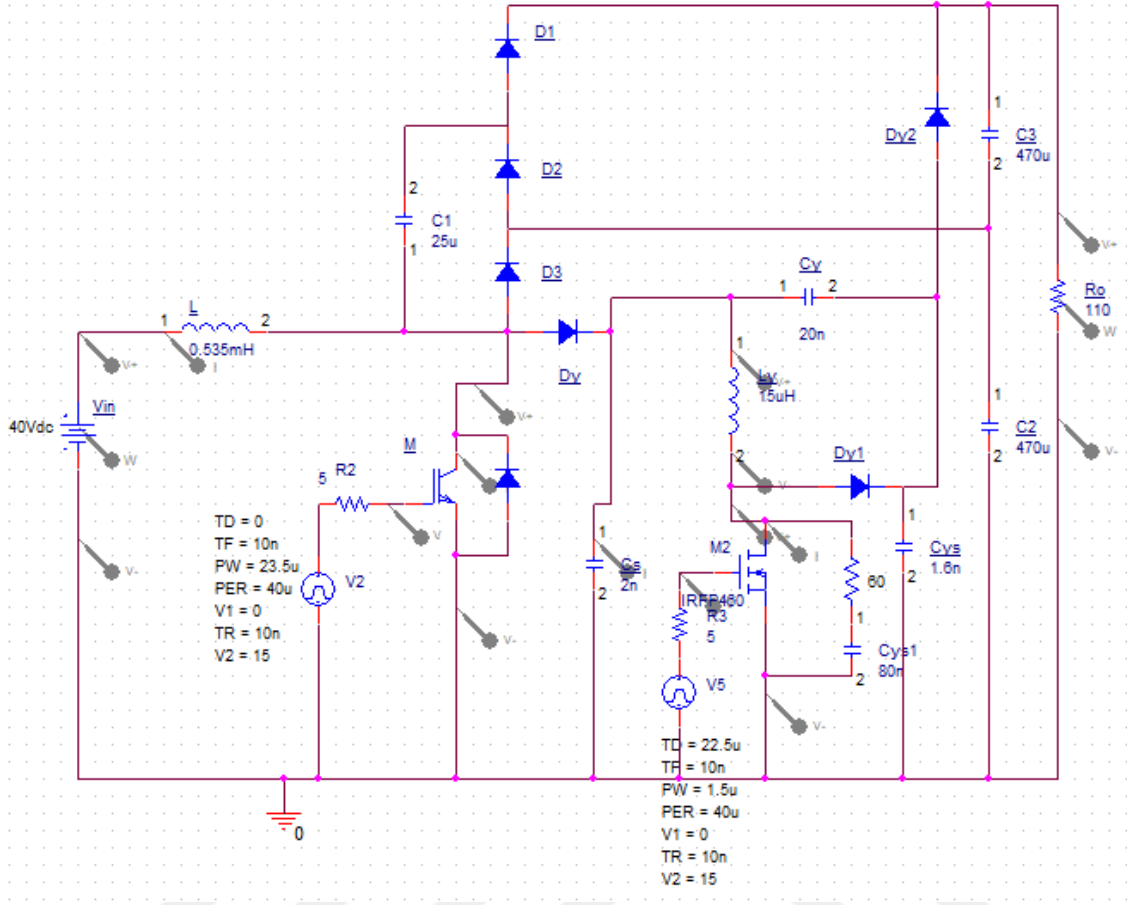
Bu kısımda önerilen hibrit yükselten dönüştürücü devrenin IGBT tabanlı yumuşak anahtarlama simülasyonu yapılarak akım ve gerilim ile ilgili ayrıntılı grafik görselleri verilmiştir.

Çizelge 4.4. Önerilen ZCT hibrit yükselten dönüştürücü devresinin simülasyonu devresi için kullanılan ana devre ve yardımcı devre değerleri

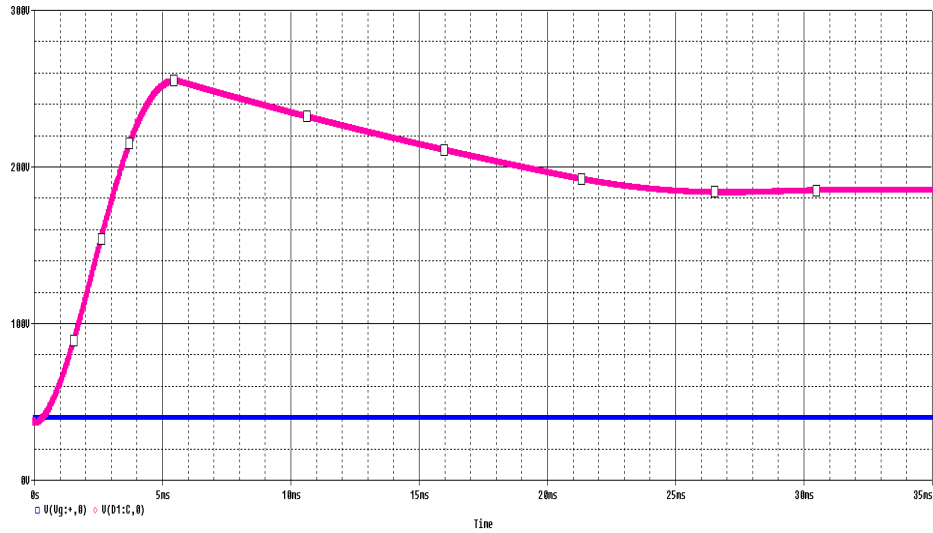
<i>Parametre</i>	<i>Değer</i>
<i>Önerilen hibrit Devrenin Ana Devre Parametreleri</i>	
Çıkış Gücü, $P_O$	200 W
Giriş Gerilimi, $V_{in}$	40 V
Çıkış Gerilimi, $V_O$	192 V
Anahtarlama Frekansı, $f_s$	25 khz
İndüktör, $L$	800 $\mu$ H
Kapasitans, $C_s$	25 $\mu$ F
Ana Anahtar, $M$	IXGN24N60C4D1
Çıkış Kapasitansları, $C_{O1}, C_{O2}$	470 $\mu$ F
Diyotlar, $D_1, D_2, D_3$	DSEP8-12A
<i>Önerilen hibrit Devrenin Yardımcı Devre Parametreleri</i>	
Yardımcı Devre Anahtarı, $M_a$	IRFP460
Yardımcı Devre İndüktörü, $L_v$	15 $\mu$ H
Yardımcı Devre Kapasitansı, $C_v$	20 nF
Yardımcı Devre Kapasitansı, $C_s$	0,5 nF
Yardımcı Devre Kapasitansı, $C_{vs}$	0,6 nF
Yardımcı Devre Diyotlar, $D_{v1}, D_{v2}, D_{v3}$	DSEP8-12A

Aşağıdaki şekilde Orcad Pspice simülasyonu ile yapılmış hibrit yükselten dönüştürücü devrenin IGBT tabanlı ZCT devresinin simüle edilmiş hali görülmektedir.

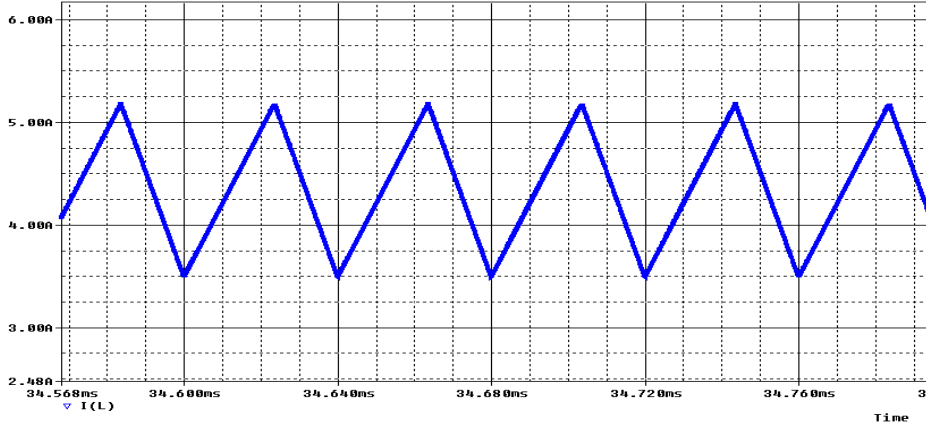
Önerilen devrenin simülasyon çalışmasında kullanılan ana ve yardımcı anahtar devre elemanları değerleri Çizelge 4.4'te gösterilmiştir. Önerilen devrede ana anahtara uygulanan PWM sinyali 0  $\mu$ sn'lik bir gecikme ile 40  $\mu$ sn'lik zaman içerisinde 23.5  $\mu$ sn'lik bir kontrol sinyali ile yapılmaktadır. Yani ana anahtara uygulanan görev çarpanı 0,5875 değerindedir. Yardımcı devre anahtarına ise 22.5  $\mu$ sn'lik bir gecikme ile 40  $\mu$ sn'li zaman süresinde 1.5  $\mu$ sn'lik kontrol sinyali uygulanmaktadır. Bu hesaplama ile önerilen devrenin etkin görev çarpanı 0,6 dır.



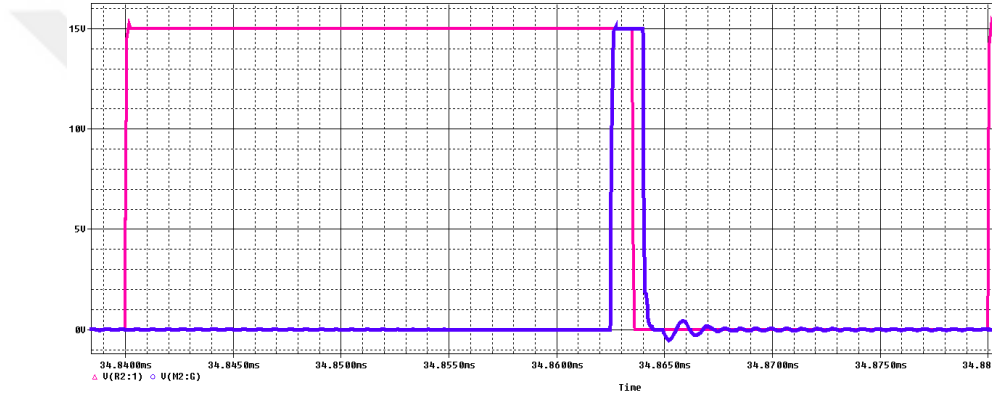
Şekil 4.22. Önerilen ZCT hibrit yükselten dönüştürücü devresinin simülasyonu Orcad Pspice programında yapılan simülasyonu.



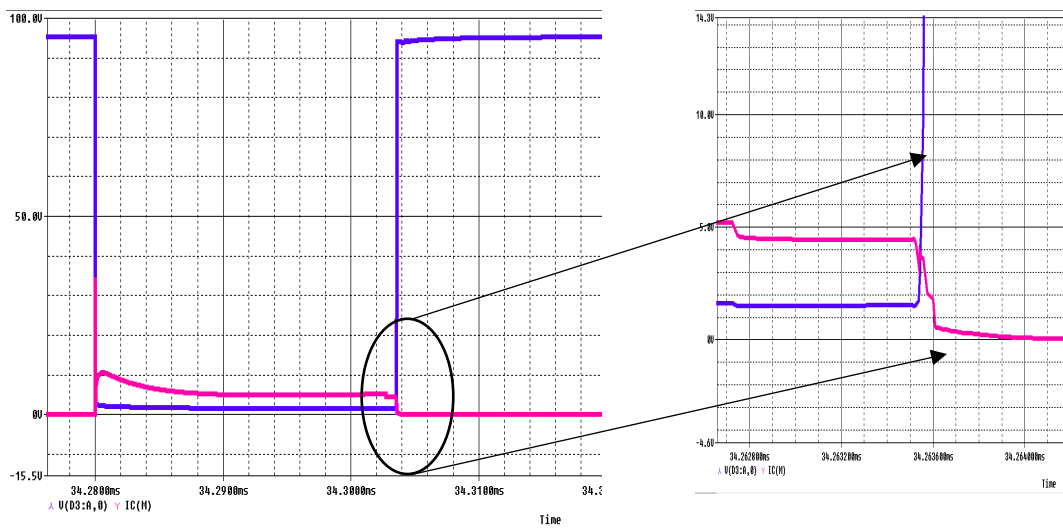
Şekil 4.23. Önerilen ZCT hibrit yükselten dönüştürücü devresinin simülasyonun giriş gerilimi ve çıkış geriliminin Orcad Pspice simülasyonu ekran çıktıları.



Şekil 4.24. Önerilen ZCT hibrit yükselten dönüştürücü devresinin simülasyonun L endüktansına ait akım dalga sinyalleri.



Şekil 4.25. Önerilen ZCT hibrit yükselten dönüştürücü devresinin simülasyonu için Ana anahtar M'in ve Yardımcı anahtar Ma'nın kontrol sinyalleri.



Şekil 4.26. Önerilen ZCT hibrit yükselten dönüştürücü devresinin simülasyonun M anahtarının akım ve gerilim sinyalinin Orcad Pspice programında gösterimi.

#### 4.6. Önerilen Hibrit Yükselten Dönüştürücü Devresinin Deneysel Çalışmaları

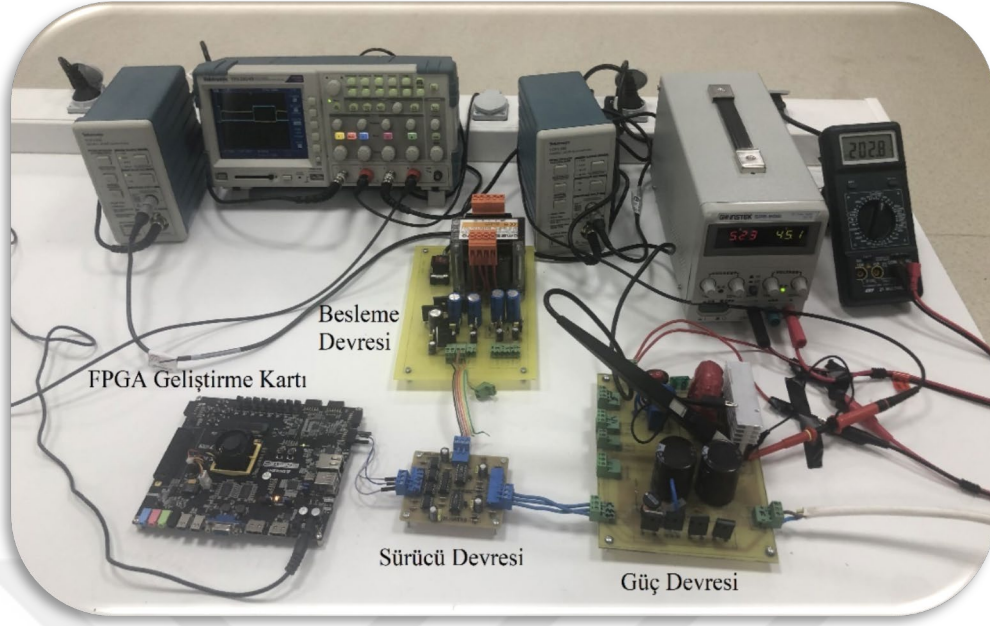
Aşağıdaki şekil 4.41, Şekil 4.42, Şekil 4.43 ve Şekil 4.44'te tasarımı yapılan güç devresi, tasarımı yapılan Hibrit yükselten dönüştürücü devresini kontrolünde kullanılan xilinx firmasının ürettiği Genesys 2 Kintex-7 FPGA geliştirme kartı, sürücü devresi ve besleme kartı görülmektedir



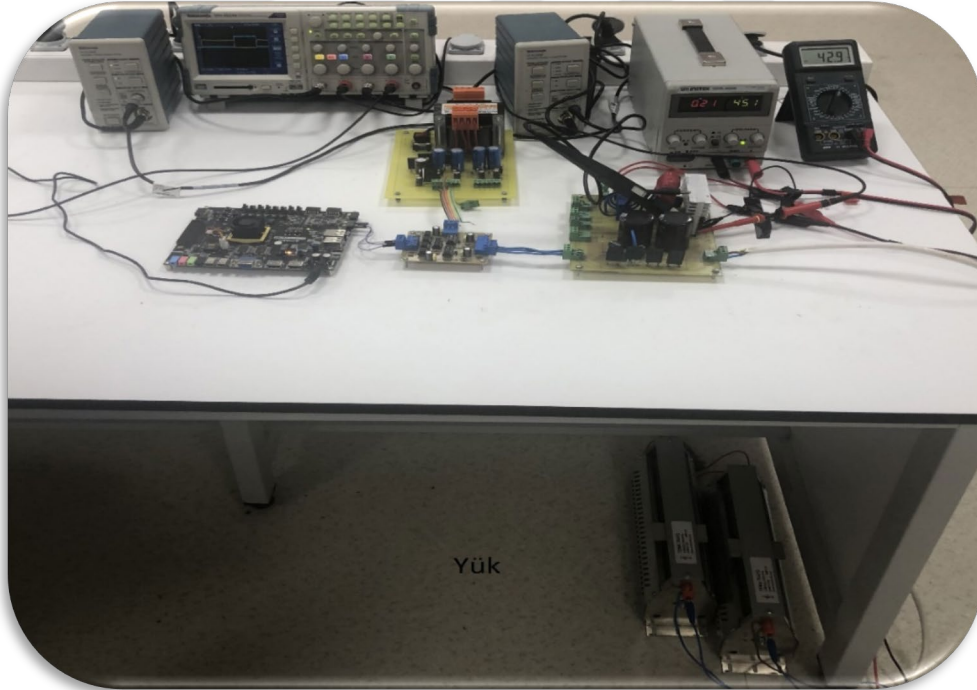
Şekil 4.27. Önerilen güç devresi deneysel çalışmasının üstten görünümü.



Şekil 4.28. Önerilen güç devresi deneysel çalışmasının yandan görünümü.



Şekil 4.29. Önerilen devrenin deney düzeneğinin görünümü.



Şekil 4.30. Önerilen devrenin deney düzeneğinin farklı bir açıdan görünümü.

Simülasyonu gerçekleştirilen devrelerin uygulaması Şekil 4.27-4.30 gösterilen devre düzeneklerinde yapılan uygulamalar ile gerçekleştirilmiştir. Önerilen devreler için

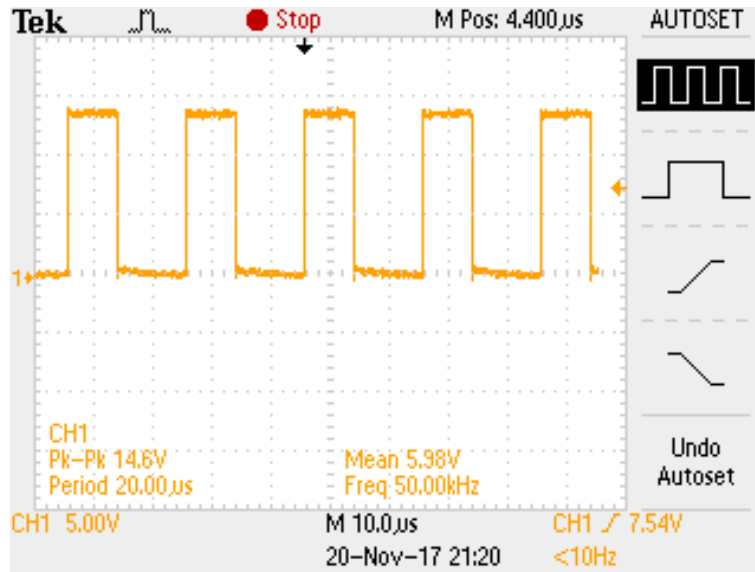
kullanılan ana ve yardımcı devre elemanlarını değerleri bundan sonra çizelgeler ile gösterilmiştir.

#### 4.7. MOSFET Tabanlı Hibrit Yükselten Dönüştürücü Devresinin Deneysel Çalışması

Çizelge 4.5. Önerilen hibrit yükselten devrenin MOSFET’li sert anahtarlamasının uygulama devresi için kullanılan ana devre değerleri.

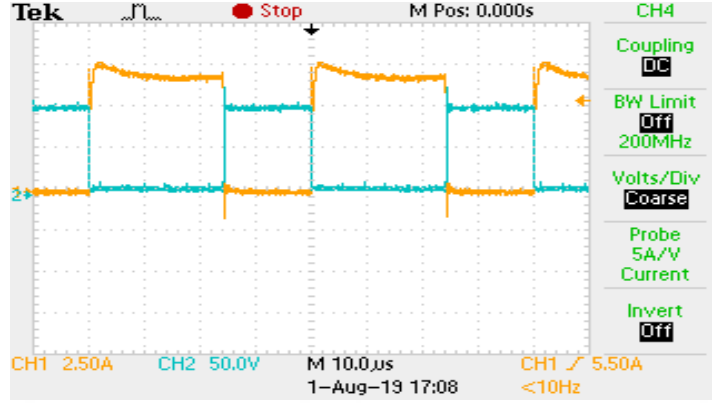
<i>Parametre</i>	<i>Değer</i>
<i>Önerilen hibrit Devrenin Ana Devre Parametreleri</i>	
Çıkış Gücü, $P_O$	200 W
Giriş Gerilimi, $V_{in}$	40 V
Çıkış Gerilimi, $V_O$	202 V
Anahtarlama Frekansı, $f_s$	25 khz
İndüktör, $L$	0.8 mH
Kapasitans, $C_1$	25 $\mu$ F
Ana Anahtar, $M$	IRFP460
Diyotlar, $D_1, D_2, D_3$	DSEP8-12A
Çıkış Kapasitansları, $C_{O1}, C_{O2}$	470 $\mu$ F

Aşağıdaki şekillerde hibrit yükselten devrenin MOSFET’li sert anahtarlamasının ana anahtarının akım ve gerilim grafiği ve önerilen devrenin anahtarlama sinyali verilmiştir.

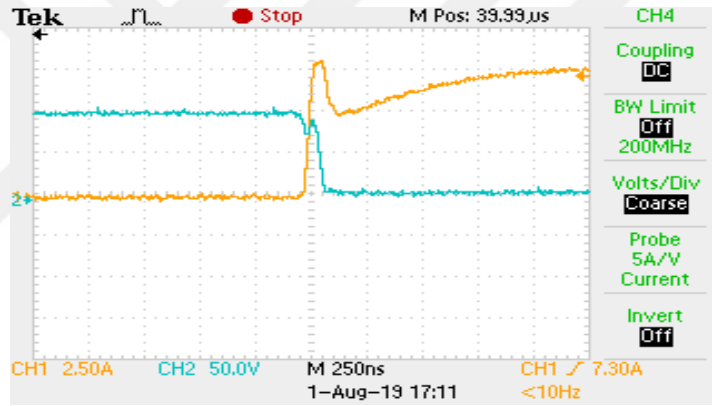


Şekil 4.31. MOSFET tabanlı hibrit yükselten dönüştürücü devresinin yüksüz durumdayken ana güç anahtarlarına ait kontrol sinyali.

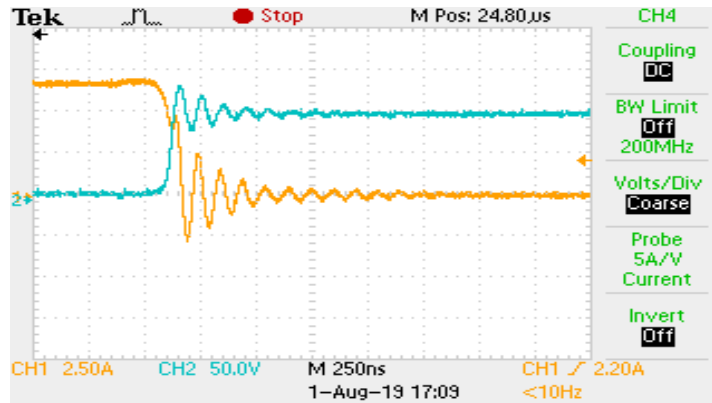
Şekil 4.31’de ana anahtar olan MOSFET’in anahtarlaması için gerekli olan tetikleme sinyali görülmektedir. Gerilim değeri 15 V ve frekans 50 kHz’dir.



Şekil 4.32. MOSFET tabanlı hibrit yükselten dönüştürücü devresinin ana güç anahtarının akım ve gerilim grafikleri.

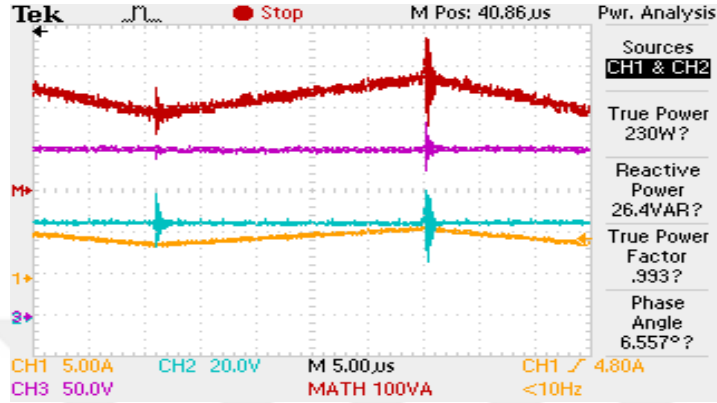


Şekil 4.33. MOSFET tabanlı hibrit yükselten dönüştürücü devresinin M ana güç anahtarının off’tan on konumuna geçerken akım ve gerilim grafiğinin genişletilmiş şekli.



Şekil 4.34. MOSFET tabanlı hibrit yükselten dönüştürücü devresinin M ana güç anahtarının on’dan off konumuna geçerken akım ve gerilim grafiğinin genişletilmiş şekli.

Şekil 4.33'te M ana anahtarının tetikleme sinyalini alındığı andaki akım ve gerilim sinyalini yükselme eğrileri görülmektedir. Şekil 4.34'te ise M ana anahtarının on konumundan off konumuna geçerken akım ve gerilimde meydana gelen dalgalanmaları görülmektedir.



Şekil 4.35. MOSFET tabanlı hibrit yükselten dönüştürücü devresinin çıkış gücüne ait görüntü.

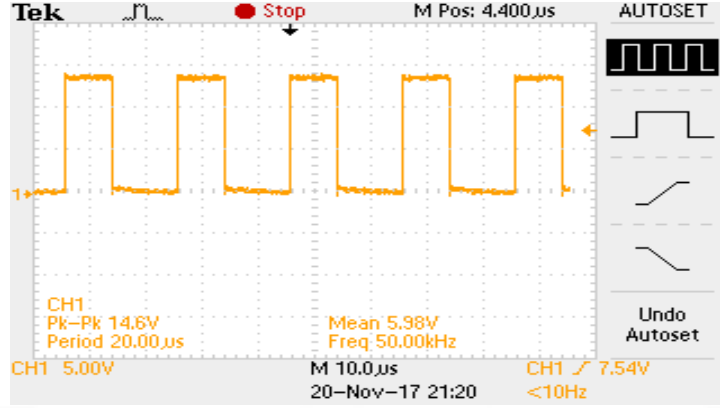
#### 4.8. Önerilen ZVT Hibrit Yükselten Dönüştürücü Devresine Ait Deneysel Çalışma

Çizelge 4.6. Önerilen ZVT hibrit yükselten dönüştürücü devresi için kullanılan ana devre ve yardımcı devre değerleri.

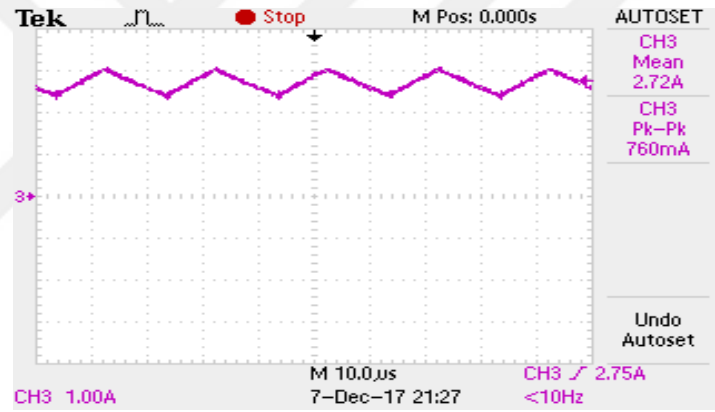
<i>Parametre</i>	<i>Değer</i>
<i>Önerilen hibrit Devrenin Ana Devre Parametreleri</i>	
Çıkış Gücü, $P_o$	200 W
Giriş Gerilimi, $V_{in}$	40 V
Çıkış Gerilimi, $V_o$	192 V
Anahtarlama Frekansı, $f_s$	25 khz
İndüktör, $L$	800 $\mu$ H
Kapasitans, $C_s$	22 $\mu$ F
Çıkış Kapasitansları, $C_{o1}, C_{o2}$	470 $\mu$
Ana Anahtar, $M$	IRFP460
Diyotlar, $D_1, D_2, D_3$	DSEP8-12A
<i>Önerilen hibrit Devrenin Yardımcı Devre Parametreleri</i>	
Yardımcı Devre İndüktörü, $L_y$	4 $\mu$ H
Yardımcı Devre Kapasitansı, $C_r$	6 nF
Yardımcı Devre Kapasitansı, $C_s$	1,2 nF
Yardımcı Devre Diyotlar, $D_{y1}, D_{y2}, D_{y3}$	DSEP8-12A
Yardımcı Devre Kapasitansı, $C_{sr}$	1,4 nF



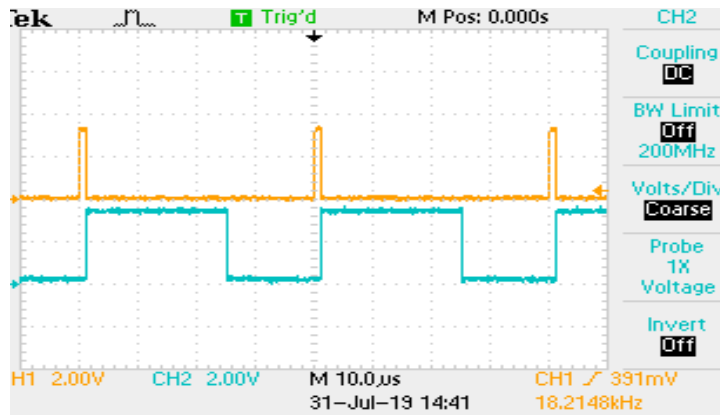
Şekil 4.36-4.42 ile verilen şekillerde önerilen ZVT hibrit yükselten devreye ait anahtarlama, anahtar akım ve gerilim grafikleri ile güç grafiği deneysel sonuçları aktarılmıştır.



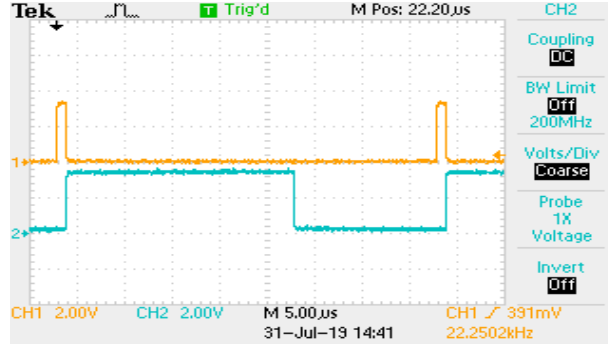
Şekil 4.36. Önerilen ZVT hibrit yükselten dönüştürücü devresinin yüksüz durumda iken ana güç anahtarlarına ait kontrol sinyali.



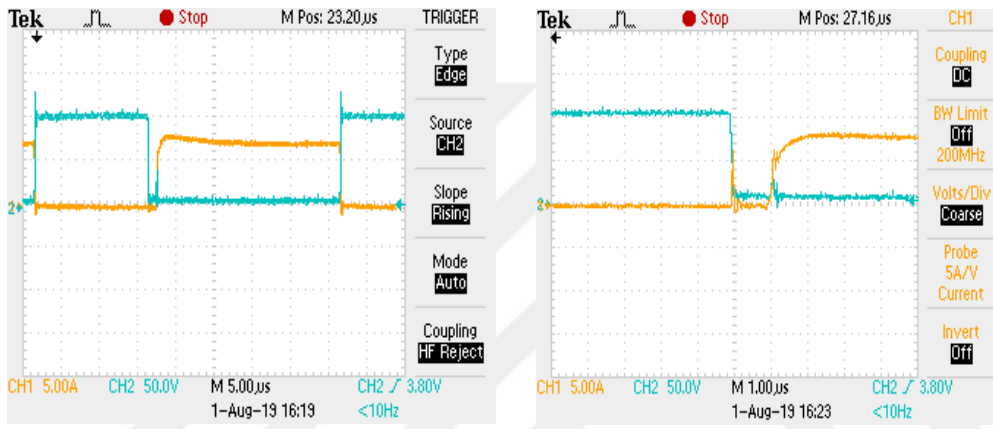
Şekil 4.37. Önerilen ZVT hibrit yükselten dönüştürücü devresinin L endüktansının akım grafikleri.



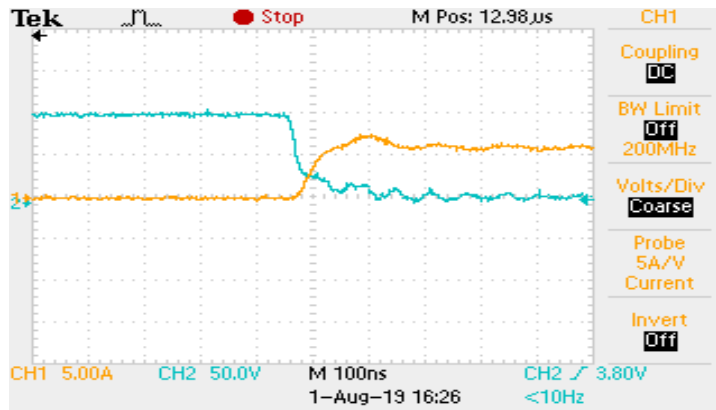
Şekil 4.38. Önerilen ZVT hibrit yükselten dönüştürücü devresinin  $D=0.6$  için ana ve yardımcı güç anahtarının anahtarlama sinyalleri.



Şekil 4.39. Önerilen ZVT hibrit yükselten dönüştürücü devresinin  $D=0.4$  için ana ve yardımcı güç anahtarının anahtarlama sinyalleri.

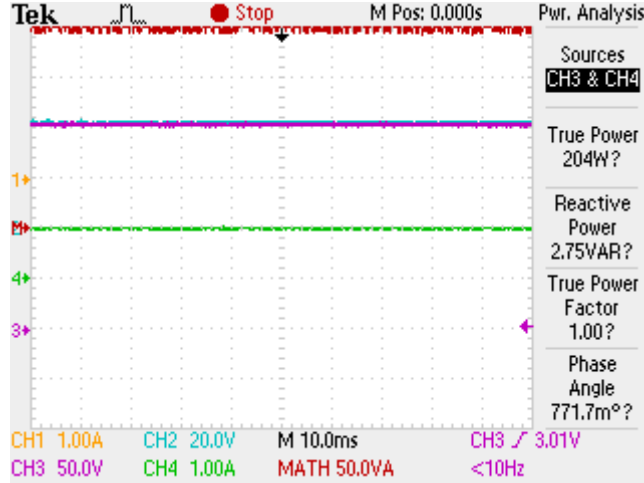


Şekil 4.40. Önerilen ZVT hibrit yükselten dönüştürücü devresinin M ana anahtarının on'dan off konumuna geçerken akım ve gerilim grafiği ve genişletilmiş şekli.



Şekil 4.41. Önerilen ZVT hibrit yükselten dönüştürücü devresinin  $M_a$  yardımcı anahtarının off'tan on konumuna geçerken akım ve gerilim grafiğinin genişletilmiş şekli.

Şekil 4.40'ta görüldüğü üzere ana anahtar (MOSFET) iletme geçerken üzerindeki gerilim sıfıra düşene kadar akım sıfır geçişi olacak şekilde beklemektedir. Ayrıca Şekil 4.15'te aktarılan eşdeğer simülasyon sonucu ile örtüşmektedir.



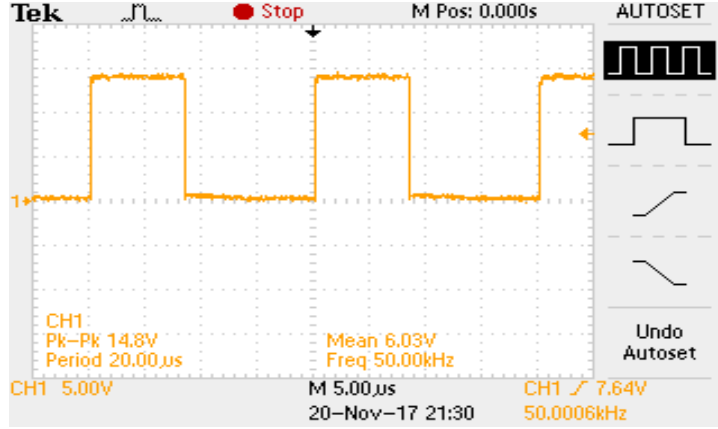
Şekil 4.42. Önerilen ZVT hibrit yükselten dönüştürücü devresinin çıkış gücüne ait görüntü.

#### 4.9. IGBT tabanlı hibrit yükselten dönüştürücü devresinin Deneysel Çalışması

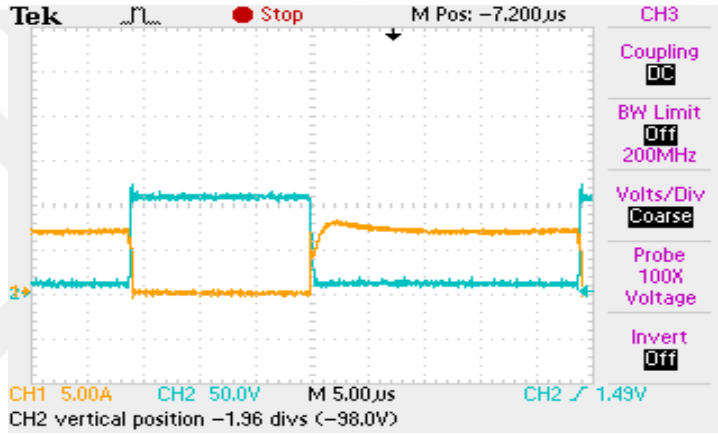
Çizelge 4.7. IGBT tabanlı hibrit yükselten dönüştürücü devresinin uygulama devresi için kullanılan ana devre değerleri.

Parametre	Değer
Önerilen hibrit Devrenin Ana Devre Parametreleri	
Çıkış Gücü, $P_O$	200 W
Giriş Gerilimi, $V_{in}$	40 V
Çıkış Gerilimi, $V_O$	202 V
Anahtarlama Frekansı, $f_s$	25 khz
İndüktör, L	0.8 mH
Kapasitans, $C_1$	25 $\mu$ F
Ana Anahtar, M	IXGN24N60C4D
Diyotlar, $D_1, D_2, D_3$	DSEP8-12A
Çıkış Kapasitansları, $C_{O1}, C_{O2}$	470 $\mu$ F

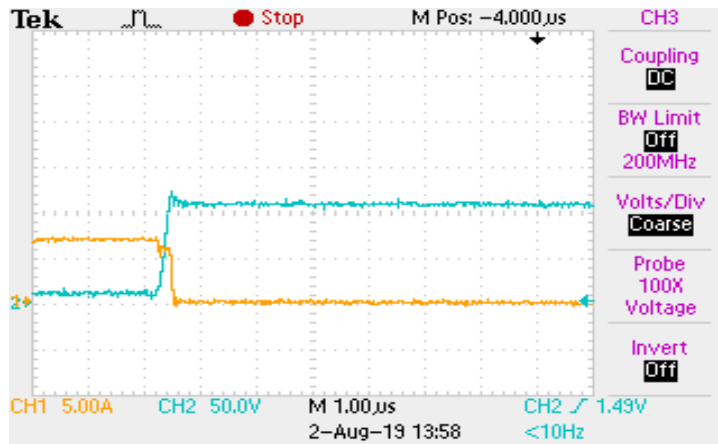
Çizelge 4.7’de IGBT tabanlı hibrit yükselten dönüştürücü devresinin uygulamasında kullanılan devre elemanlarının değerleri sırasıyla gösterilmiştir. Aşağıdaki şekillerde hibrit yükselten devrenin IGBT tabanlı sert anahtarlama ana anahtarının akım ve gerilim grafiği ve önerilen devrenin anahtarlama sinyali verilmiştir. Şekil 4.43’te ana anahtarın tetiklemede kullanılan sinyalin grafiği görülmektedir. Şekil 4.44 te ise Şekil 4.43’teki tetikleme sinyalleri sonucu anahtar üzerindeki akım ve gerilim sinyalleri görülmektedir ve Şekil 4.45’te ve Şekil 4.46’da ise bu sinyalin genişletilmiş hali akım ve gerilimin IGBT’ler için kronik sorun olan kuyruk akımları görülmektedir. Şekil 4.47’ ise bu devrenin verim giriş ve çıkış gücünün osiloskop görüntüsü verilmiştir.



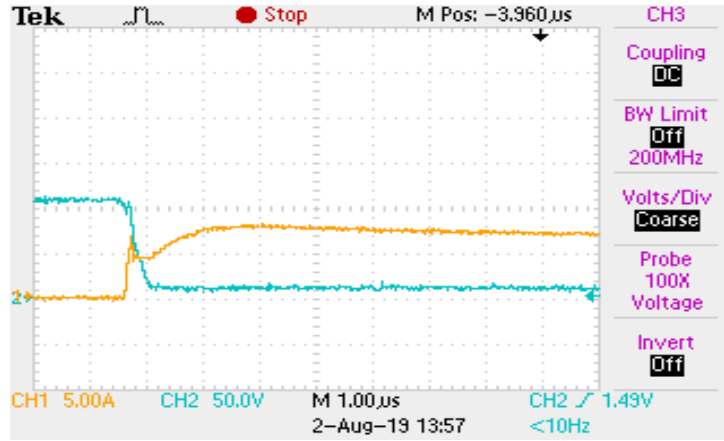
Şekil 4.43. IGBT tabanlı hibrit yükselten dönüştürücü devresinin yüksüz durumdayken ana güç anahtarlarına ait kontrol sinyali.



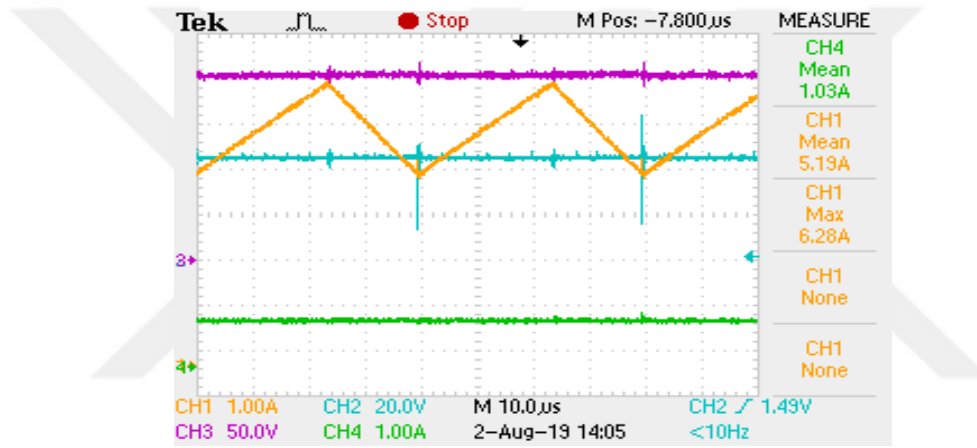
Şekil 4.44. IGBT tabanlı hibrit yükselten dönüştürücü devresinin ana güç anahtarının akım ve gerilim grafikleri.



Şekil 4.45. IGBT tabanlı hibrit yükselten dönüştürücü devresinin M ana güç anahtarının on'dan off'a konumuna geçerken akım ve gerilim grafiğinin genişletilmiş şekli.



Şekil 4.46. IGBT tabanlı hibrit yükselten dönüştürücü devresinin M ana güç anahtarının off'tan on konumuna geçerken akım ve gerilim grafiğinin genişletilmiş şekli.



Şekil 4.47. IGBT tabanlı hibrit yükselten dönüştürücü devresinin çıkış gücüne ait görüntü.

#### 4.10. Önerilen ZCT Hibrit Yükselten Dönüştürücü Devresinin Devresine Ait Deneysel Çalışma

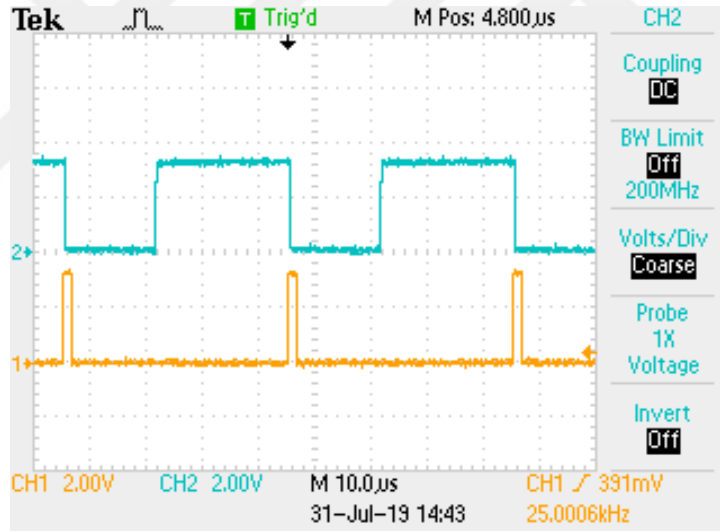
Çizelge 4.8. Önerilen ZCT hibrit yükselten dönüştürücü devresinin uygulama devresi için kullanılan ana devre ve yardımcı devre değerleri.

<i>Parametre</i>	<i>Değer</i>
<i>Önerilen hibrit Devrenin Ana Devre Parametreleri</i>	
Çıkış Gücü, $P_O$	200 W
Giriş Gerilimi, $V_{in}$	40 V
Çıkış Gerilimi, $V_O$	192 V
Anahtarlama Frekansı, $f_s$	25 khz
İndüktör, $L$	800 $\mu$ H
Kapasitans, $C_s$	22 $\mu$ F
Çıkış Kapasitansları, $C_{O1}, C_{O2}$	470 $\mu$ F

Çizelge 4.8. Önerilen ZCT hibrit yükselten dönüştürücü devresinin uygulama devresi için kullanılan ana devre ve yardımcı devre değerleri (devamı).

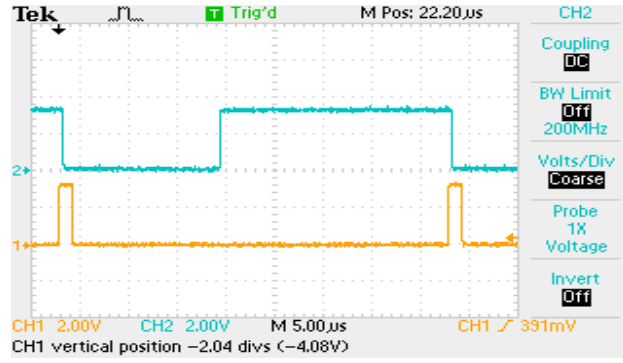
Parametre	Değer
<i>Önerilen hibrit Devrenin Ana Devre Parametreleri</i>	
Ana Anahtar, $M$	IXGN24N60C4D 0
Diyotlar, $D_1, D_2, D_3$	DSEP8-12A
<i>Önerilen hibrit Devrenin Yardımcı Devre Parametreleri</i>	
Yardımcı Devre İndüktörü, $L_y$	4 $\mu$ H
Yardımcı Devre Kapasitansı, $C_r$	6 nF
Yardımcı Devre Kapasitansı, $C_s$	1,2 nF
Yardımcı Devre Diyotlar, $D_{y1}, D_{y2}, D_{y3}$	DSEP8-12A
Yardımcı Devre Kapasitansı, $C_{sr}$	1,4 nF

Şekil 4.48-4.52 ile verilen şekillerde önerilen ZCT hibrit yükselten devreye ait anahtarlama, anahtar akım ve gerilim grafikleri ile güç grafiği deneysel sonuçları aktarılmıştır.

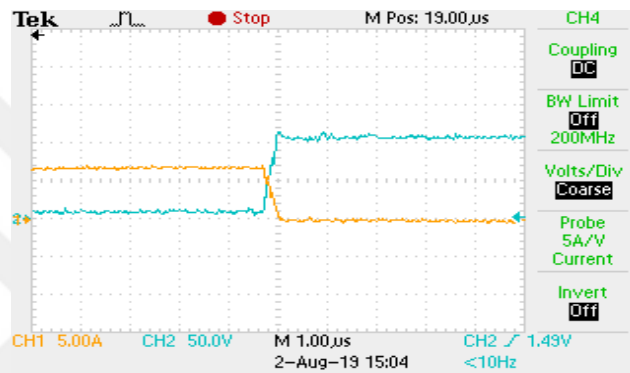


Şekil 4.48. Önerilen ZCT hibrit yükselten dönüştürücü devresinin  $D=0.6$  için ana ve yardımcı güç anahtarının anahtarlama sinyalleri.

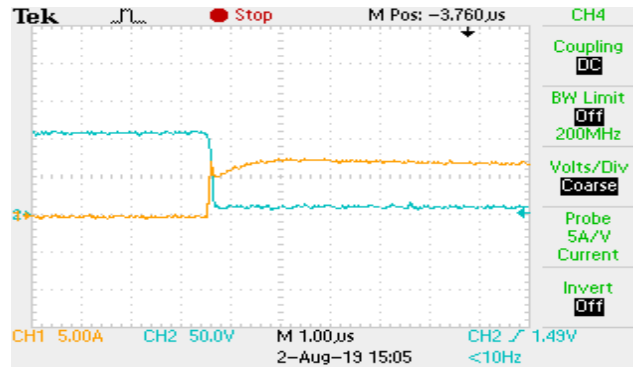
Şekil 4.48'de önerilen devrenin ana anahtar ve yardımcı anahtar kontrol sinyallerinin osiloskop sinyali görülmektedir.



Şekil 4.49 Önerilen ZCT hibrit yükselten dönüştürücü devresinin  $D=0.4$  için ana ve yardımcı güç anahtarının anahtarlama sinyalleri.



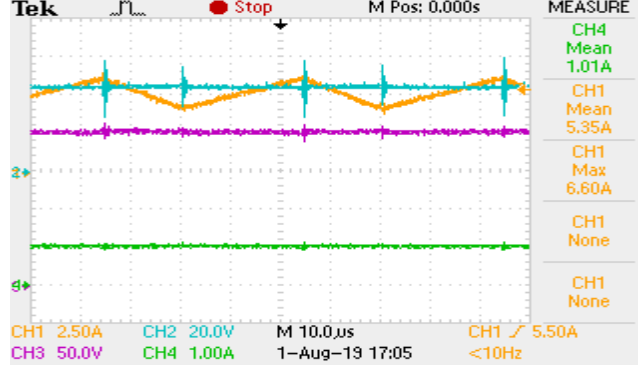
Şekil 4.50. Önerilen ZCT hibrit yükselten dönüştürücü devresinin M ana güç anahtarının on'dan off konumuna geçerken akım ve gerilim grafiğinin genişletilmiş şekli.



Şekil 4.51. Önerilen ZCT hibrit yükselten dönüştürücü devresinin  $M_a$  yardımcı güç anahtarının off'tan on konumuna geçerken akım ve gerilim grafiğinin genişletilmiş şekli.

Şekil 4.45'te görülen osiloskop görüntüsünde IGBT tabanlı devrenin ana anahtarı üzerinde on konumundan of konumuna geçerken akım ve gerilimin üst üste bindiği ve güç kaybına sebep olduğu görülüyor. Önerilen ZCT tabanlı hibrit yükselten devre sayesinde ise Şekil 4.50 görüldüğü gibi hedeflenen IGBT anahtarının kuyruk akımını

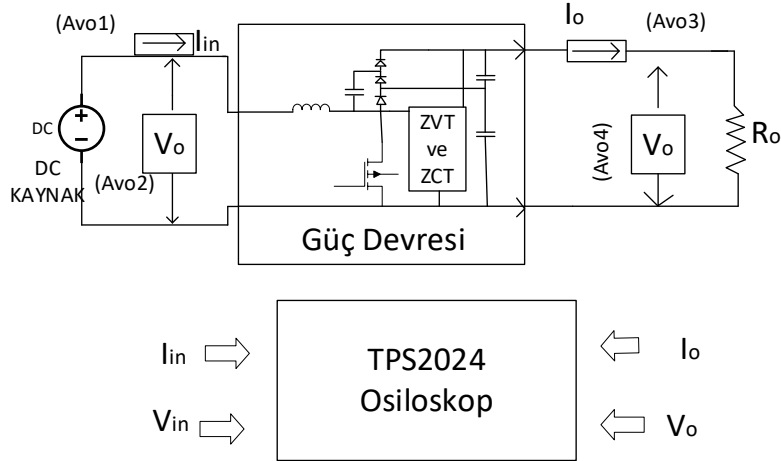
önerilen devre ve anahtarlama yöntemi ile daha azaltılarak güç kazancı sağlandığı görülmektedir.



Şekil 4.52. Önerilen ZCT hibrit yükselten dönüştürücü devresinin çıkış gücüne ait görüntü.

Önerilen ZCT hibrit yükselten dönüştürücü devresi sayesinde anahtar üzerinde kayıp olarak görülen güç yardımcı devre ve uygun anahtarlama sayesinde çıkış gücüne aktararak devrenin güç kaybı azaltılmıştır. Şekil 4.52’de ise önerilen devrenin giriş ve çıkış güçlerinin osiloskop görüntüsü görülmektedir.

#### 4.11. Önerilen Hibrit Yükselten Devrelerin Deneysel Çalışmalarına Ait Verim Karşılaştırmaları



Şekil 4.53. Verim hesabı yapılır iken devrede kullanılan cihazlar ile devre görünümü.

Şekil 4.53 görüldüğü gibi TPS2024 osiloskobu ile deneysel çalışmalarda devrelerin akım, gerilim ve güç ölçümleri gerçek zamanlı olarak yapılarak kaydedilmiş.



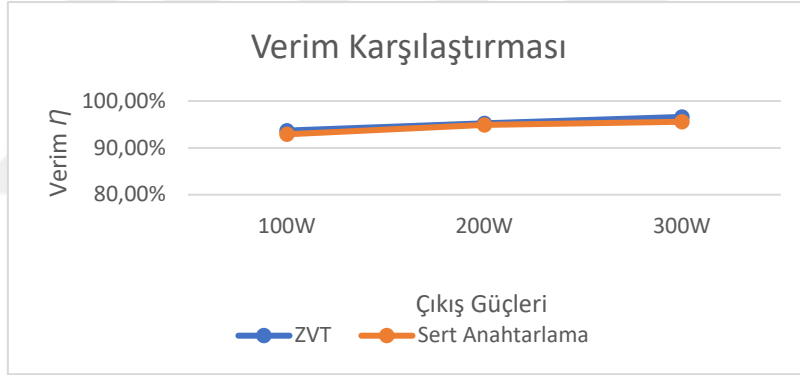
Deneysel sonuçlar cihaz üzerindeki hafıza kartı sayesinde aşağıdaki tablolara aktarılmıştır.

Çizelge 4.9. ZVT ve sert anahtarlamamanın farklı güçlerdeki verim değerleri.

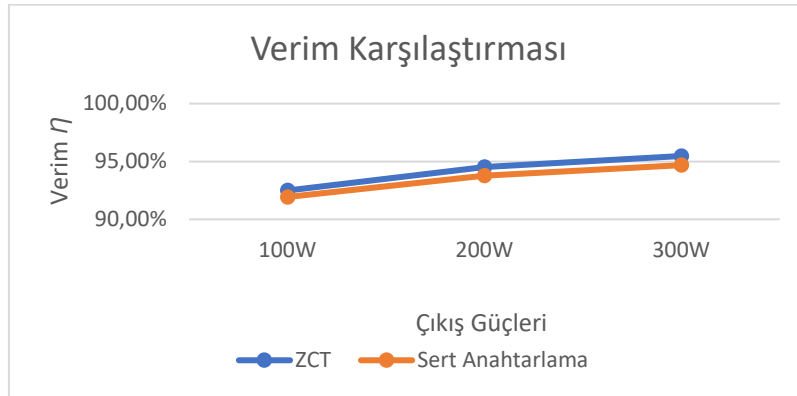
$P_o$	$\eta$	
	ZVT	Sert Anahtarlama
100W	%93,69	%92,89
200W	%95,25	%94,87
300W	%96,6	%95,57

Çizelge 4.10 ZCT ve sert anahtarlamamanın farklı güçlerdeki verim değerleri.

$P_o$	$\eta$	
	ZCT	Sert Anahtarlama
100W	%92,49	%91,93
200W	%94,51	%93,78
300W	%95,47	%94,68



Şekil 4.54. ZVT ve sert anahtarlamamanın farklı güçlerdeki verim değerlerinin karşılaştırılması.



Şekil 4.55. ZCT ve sert anahtarlamamanın farklı güçlerdeki verim değerlerinin karşılaştırılması.



## 5. TARTIŞMA VE SONUÇ

Bu tez çalışmasında, PV gibi düşük gerilim değerlerine sahip yenilenebilir enerji kaynaklarının çıkış gerilimlerini yüksek kazançla arttırmak ve sert anahtarlama sonucu meydana gelen anahtar kayıplarını elemine etmek amacıyla hibrit yükselten yumuşak anahtarlama DA-DA dönüştürücü devre tasarımı ve uygulaması yapılmıştır. Çalışmada klasik yükselten DA-DA dönüştürücüye oranla yüksek gerilim kazancına sahip Hibrit yükselten DA-DA dönüştürücü için hem ZVT hem de ZCT aktif yumuşak anahtarlama yöntemleri geliştirilerek tüm devrenin tasarım ve uygulaması yapılmıştır. Önerilen ZVT ve ZCT tabanlı Hibrit yükselten DA-DA dönüştürücünün analizi ve tasarımı yapıldıktan sonra Simplorer ve Orcad-PSpice programları vasıtasıyla benzetim çalışmaları yapılmıştır. Ayrıca önerilen devrenin deneysel çalışmaları yapılarak deneysel sonuçlar benzetim çalışması sonuçları ile karşılaştırılmıştır.

Yapılan simülasyon çalışmalarında Şekil 4.8’de MOSFET tabanlı hibrit yükselten devrenin güç kayıplarına neden olan ana anahtar gerilim ve akım grafiği görülmektedir. Şekil 4.15’te ise yapılan simülasyonda önerilen ZVT hibrit yükselten dönüştürücü devre simülasyonunun da güç kaybına neden olan bu kayıpların ortadan kaldırılabileceği görülmüştür.

Şekil 4.20’de IGBT tabanlı hibrit yükselten dönüştürücü devresi simülasyonunun da güç kaybına sebep olan kuyruk akımları görülmektedir ve Şekil 4.26’da ise Önerilen ZCT hibrit yükselten dönüştürücü devresinin simülasyonunda güç kaybına neden olan kuyruk akımının daha yumuşak bir şekilde geçişinin sağlandığı simülasyonlar ile görülmüştür.

Simülasyon çalışmalarının gösterdiği sonuçlar deneysel çalışmalarda da görülmüştür. Şekil 4.33’te MOSFET tabanlı hibrit yükselten devrenin güç kayıplarına neden olan ana anahtar gerilim ve akımının osiloskop görüntüsü görülmektedir. Şekil 4.35’te devrenin giriş ve çıkış gücüne ait osiloskop görüntüsü genişletilmiş haliyle görülmektedir. Şekil 4.40’te yapılan deneysel çalışmada önerilen ZVT hibrit yükselten dönüştürücü devre osiloskop görüntüsünde güç kaybına neden olan anahtarlama kayıplarının minimize edildiği ve Şekil 4.42’de ise önerilen ZVT hibrit yükselten devresinin giriş çıkış gücünün osiloskop görüntüleri görülmektedir. Elde edilen bu

deneysel sonuçların eşdeğeri olan simülasyon sonuçları ile örtüştüğü ve ZVT ile verim kazancı elde edildiği görülmüştür.

Şekil 4.45'te IGBT tabanlı hibrit yükselten dönüştürücü devresi deneysel çalışmasında güç kaybına sebep olan kuyruk akımları görülmektedir. Şekil 4.26'da ise önerilen ZCT hibrit yükselten dönüştürücü devresinin uygulamasında güç kaybına neden olan kuyruk akımlarının azaltıldığı yapılan uygulamalı örnekle görülmüştür.

Çalışma sonuçlarından hibrit yükselten DA-DA dönüştürücü devresi ile yüksek gerilim kazancı elde edildiği ve ana anahtarından kaynaklı anahtarlama kayıplarının önerilen ZVT ve ZCT yöntemleri ile azaltıldığı gözlenmiştir. Önerilen ZVT ve ZCT hibrit yükselten devrelerinde eşdeğer klasik devreye göre ana güç değerinde yaklaşık %1'lik bir verim artışı olduğu görülmüştür. Ayrıca elde edilen sonuçlardan benzetim ve deneysel çalışma sonuçlarının birbiri ile örtüştüğü görülmektedir.

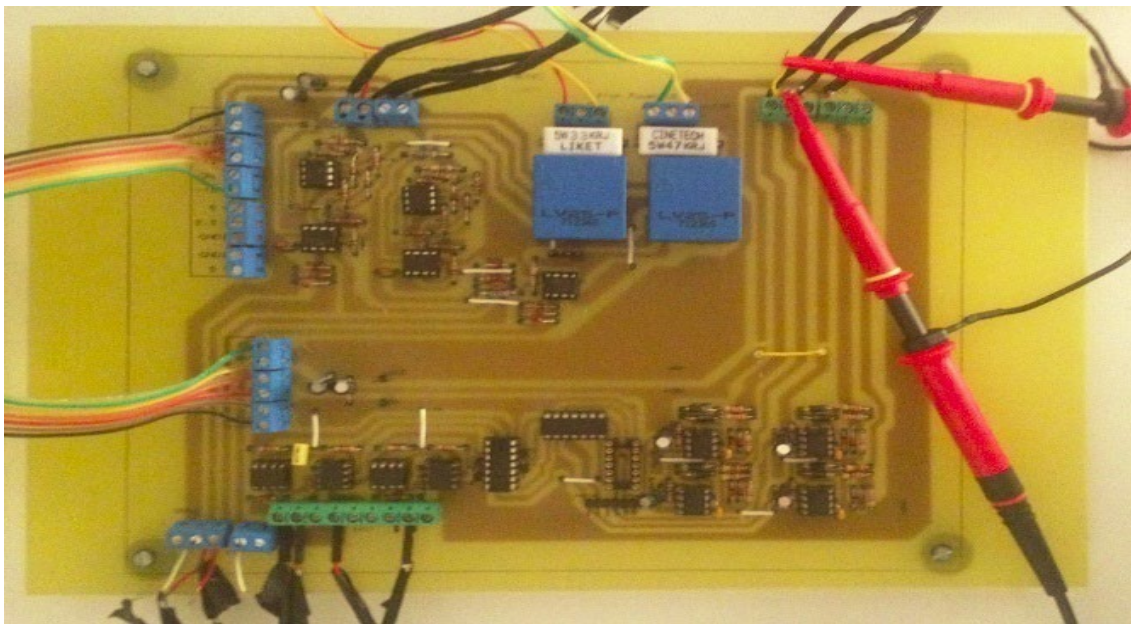
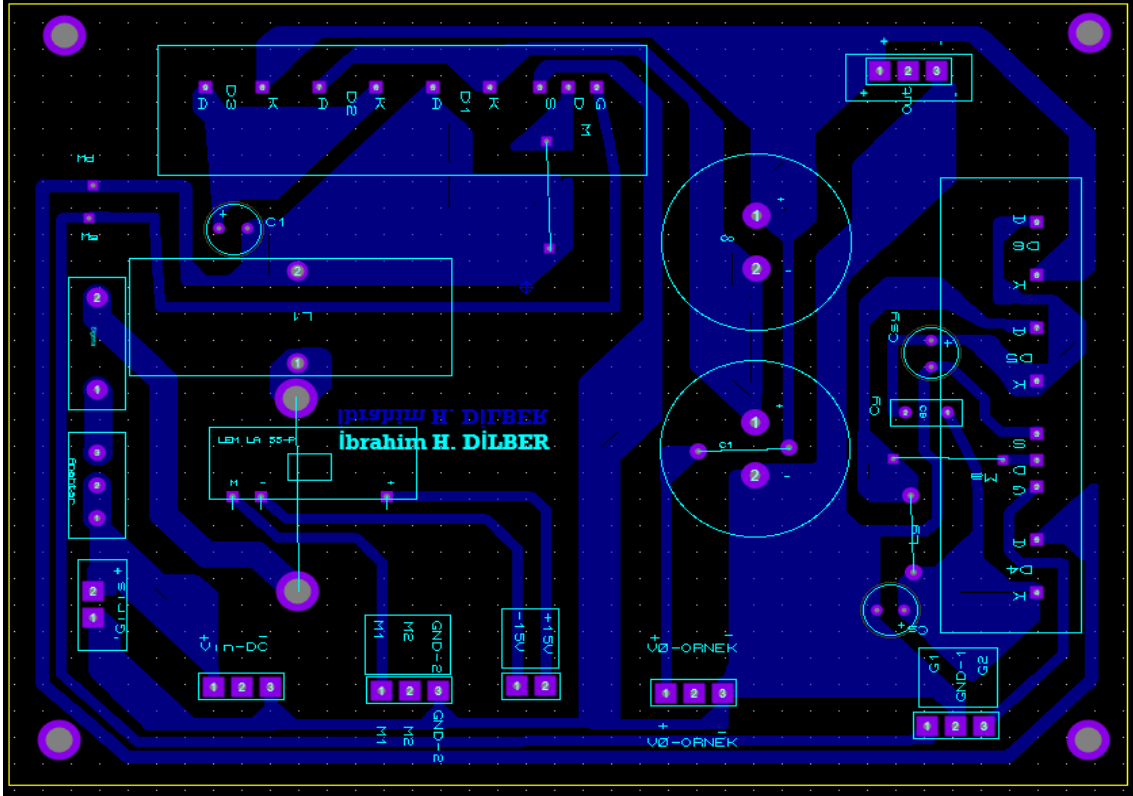
## KAYNAKLAR

- 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., Ve Baysal, M., 2003. A detailed analytical analysis of a passive resonant snubber cell perfectly constructed for a pulse width modulated DC-DC Buck Converter, *Electrical Engineering, Springer-Verlag*, **85**: 45-52.
- Dias J. C., Ve Lazzarin T. B., 2018 A Family of Voltage-Multiplier Unidirectional Single-Phase Hybrid Boost PFC Rectifiers *IEEE Transactions On Industrial Electronics*, **65**:1, January 2018
- Dias, J. C., & Lazzarin, T. B., 2016. Steady state analysis of voltage multiplier ladder switched-capacitor cell. *In 2016 12th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON)*; 1-6.
- 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 Gerçeklenmesi*, (Doktora tezi, basılmamış). G. Ü. 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.
- Ghaderi D., 2017 *Pi Kontrollü Kaskat Da/Da Boost Dönüştürücülerinin Yük Paylaşımı Metodu İle Verim Analizi* (Doktora tezi, basılmamış). AÜ, Fen Bilimleri Enstitüsü, Erzurum.
- Gürdal, O., 2000. *Güç Elektroniği (Analiz, Tasarım ve Simülasyon)*. 2. Baskı. Nobel Yayın Dağıtım, Kızılay, Ankara
- 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.
- Kangal H., 2008 *Fotovoltaik Sistem Analizi Ve Labview Tabanlı Mppt Simülasyonu* Yüksek lisans tezi, basılmamış). GÜ, Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara
- Kimball, J. W., & Krein, P. T., 2005. Analysis and design of switched capacitor converters. *In Twentieth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition 3*: 1473-1477.
- Koç, Y., 2015. *Yumuşak Anahtarlama Çift Katlı Yükselten Da-Da Dönüştürücü Tasarımı, Analizi ve Uygulaması* (Yüksek lisans tezi, basılmamış). YYÜ, Fen Bilimleri Enstitüsü, Van.
- Mayo-Maldonado, J. C., Rosas-Caro, J. C., Salas-Cabrera, R., González-Rodríguez, A., Ruiz-Martínez, O. F., Castillo-Gutiérrez, R., ... & Cisneros-Villegas, H., 2010. State space modeling and control of the DA-DA multilevel boost converter. *In 2010 20th International Conference on Electronics Communications and Computers (CONIELECOMP)*; 232-236).

- Özkan, G., 2007. *Yakıt Pilleri Uygulamaları için Dijital Kontrollü D.A. D.A. Dönüştürücü Devre Tasarımı* (Yüksek lisans tezi, basılmamış). EOÜ, Fen Bilimleri Enstitüsü, Eskişehir.
- Rashid, M., H., 1993. *Power Electronics Circuits, Devices and Applications*. Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey 07632, USA. 58
- Rosas-Caro, J. C., Ramírez, J. M., & García-Vite, P. M., 2008. Novel DC-DC multilevel boost converter. *In 2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference*; 2146-2151.
- Şahin Y., Aksoy İ., Tınç N.S., 2014 DC-DC Dönüştürücülerde kullanılan yumuşak anahtarlama yöntemlerinin karşılaştırması *Eleco 2014-Elektrik-Elektronik-Bilgisayar Ve Biyomedikal Mühendisliği Sempozyumu, 27-29 Kasım 2014*
- Tseng, C. J., Chen, C. L., 1998. Passive lossless snubbers for DC/DC converters. *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 2: 1049-1054.
- Ürgün S., 2008 *Yumuşak Anahtarlama Eviriciler İçin Yeni Bir ZVT-ZCT Kısmi Rezonanslı Da Hat Devresinin Geliştirilmesi Ve Gerçekleştirilmesi* (Doktora tezi, basılmamış). KÜ, Fen Bilimleri Enstitüsü, Kocaeli.
- 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.
- Yapıcı, R., Erfidan, T., Çorum, N., Bilgin, M.Z., 2014. Çok katlı yükseltici tip DA-DA dönüştürücü tasarımı ve uygulaması. *Eleco 2014 Elektrik – Elektronik – Bilgisayar ve Biyomedikal Mühendisliği Sempozyumu, 27–29 Kasım 2014*, Bursa, Türkiye.
- Zhang, X., & Green, T. C., 2015. The modular multilevel converter for high step-up ratio DC–DC conversion. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 62(8) 4925-4936.

## EKLER

Ek 1. Önerilen devrenin güç devresine ait PCB çizimleri ve kontrol kartı







## ÖZ GEÇMİŞ

İbrahim Halil DİLBER 05.08.1979 yılında Gercüş/Batman'da doğdu. İlk, orta ve lise öğrenimini Diyarbakır'da tamamladı. 2005 yılında Dicle Üniversitesi Batman Teknik Eğitim Fakültesi Elektrik Öğretmenliği Bölümünden Mezun oldu. 2009 yılında Van Yüzüncü Yıl Üniversitesi Başkale MYO'da Öğretim Görevlisi olarak çalışmaya başlamıştır 2017 yılında Van Yüzüncü Yıl Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü'nden mezun oldu. Halen Başkale MYO'da Öğretim Görevlisi olarak görev yapmaktadır.



T.C  
VAN YÜZÜNCÜ YIL ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ  
LİSANSÜSTÜ TEZ ORJİNALLİK RAPORU

Tarih: 09/10/2019

Tez Başlığı / Konusu:

**Aktif Yumuşak Anahtarlamalı Hibrit Yükselten DA/DA Dönüştürücü Tasarımı ve Uygulaması**

Yukarıda başlığı/konusu belirlenen tez çalışmamın Kapak sayfası, Giriş, Ana bölümler ve Sonuç bölümlerinden oluşan toplam 91 sayfalık kısmına ilişkin, 09/10/2019 tarihinde şahsım/tez danışmanım tarafından turnitin.com intihal tespit programından aşağıda belirtilen filtreleme uygulanarak alınmış olan orijinallik raporuna göre, tezimin benzerlik oranı %3 (üç) tür.

Uygulanan filtreler aşağıda verilmiştir:

- Kabul ve onay sayfası hariç,
- Teşekkür hariç,
- İçindekiler hariç,
- Simge ve kısaltmalar hariç,
- Gereç ve yöntemler hariç,
- Kaynakça hariç,
- Alıntılar hariç,
- Tezden çıkan yayınlar hariç,
- 7 kelimedenden daha az örtüşme içeren metin kısımları hariç (Limit inatch size to 7 words)

Van Yüzüncü Yıl Üniversitesi Lisansüstü Tez Orijinallik Raporu Alınması ve Kullanılmasına İlişkin Yönergeyi inceledim ve bu yönergede belirtilen azami benzerlik oranlarına göre tez çalışmamın herhangi bir intihal içermediğini; aksinin tespit edileceği muhtemel durumda doğabilecek her türlü hukuki sorumluluğu kabul ettiğimi ve yukarıda vermiş olduğum bilgilerin doğru olduğunu beyan ederim.

Gereğini bilgilerinize arz ederim.

  
09/10/2019

İbrahim Halil DİLBER

Adı Soyadı: İbrahim Halil DİLBER

Öğrenci No: 11911610054

Anabilim Dalı: Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Programı: Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü

Statüsü : Y. Lisans

Doktora

DANIŞMAN ONAYI  
UYGUNDUR

Prof. Dr. Naci GENÇ

ENSTİTÜ ONAYI  
UYGUNDUR

