



**KONDANSATÖR ŞARJI İÇİN YÜKSEK KAZANÇLI DA-DA  
DÖNÜŞTÜRÜCÜ TASARIMI VE UYGULAMASI**

**Halil KAVAK**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ  
ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANA BİLİM DALI**

**GAZİ ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**EYLÜL 2020**

Halil KAVAK tarafından hazırlanan “KONDANSATÖR ŞARJI İÇİN YÜKSEK KAZANÇLI DA-  
DA DÖNÜŞTÜRÜCÜ TASARIMI VE UYGULAMASI” adlı tez çalışması aşağıdaki jüri tarafından  
OY BİRLİĞİ ile Gazi Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Ana Bilim Dalında YÜKSEK  
LİSANS TEZİ olarak kabul edilmiştir

**Danışman:** Prof. Dr. M. Timur AYDEMİR

Elektrik Elektronik Mühendisliği Ana Bilim Dalı, Gazi Üniversitesi

Bu tezin, kapsam ve kalite olarak Yüksek Lisans Tezi olduğunu onaylıyorum.

.....

**Başkan:** Prof. Dr. Hamit ERDEM

Elektrik Elektronik Mühendisliği Ana Bilim Dalı, Başkent Üniversitesi

Bu tezin, kapsam ve kalite olarak Yüksek Lisans Tezi olduğunu onaylıyorum.

.....

**Üye:** Doç. Dr. Bünyamin TAMYÜREK

Elektrik Elektronik Mühendisliği Ana Bilim Dalı, Gazi Üniversitesi

Bu tezin, kapsam ve kalite olarak Yüksek Lisans Tezi olduğunu onaylıyorum.

.....

Tez Savunma Tarihi: 01/09/2020

Jüri tarafından kabul edilen bu çalışmanın Yüksek Lisans Tezi olması için gerekli şartları yerine  
getirdiğini onaylıyorum.

.....

Prof. Dr. Cevriye GENCER  
Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü

## ETİK BEYAN

Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Tez Yazım Kurallarına uygun olarak hazırladığım bu tez çalışmada;

- Tez içinde sunduğum verileri, bilgileri ve dokümanları akademik ve etik kurallar çerçevesinde elde ettiğimi,
  - Tüm bilgi, belge, değerlendirme ve sonuçları bilimsel etik ve ahlak kurallarına uygun olarak sunduğumu,
  - Tez çalışmada yararlandığım eserlerin tümüne uygun atıfta bulunarak kaynak gösterdiğimi,
  - Kullanılan verilerde herhangi bir değişiklik yapmadığımı,
  - Bu tezde sunduğum çalışmanın özgün olduğunu,
- bildirir, aksi bir durumda aleyhime doğabilecek tüm hak kayıplarını kabullendiğimi beyan ederim.

.....  
Halil KAVAK  
01/09/2020

# KONDANSATÖR ŞARJI İÇİN YÜKSEK KAZANÇLI DA-DA DÖNÜŞTÜRÜCÜ TASARIMI VE UYGULAMASI

(Yüksek Lisans Tezi)

Halil KAVAK

GAZİ ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

Eylül 2020

## ÖZET

DA-DA çeviricilerin gerek endüstriyel gerekse askeri alanlardaki uygulamaları gün geçtikçe artmaktadır. Hem çevirici tasarımında kullanılan alt bileşenlerdeki teknolojik ilerlemeler hem de ortaya çıkan yeni çevirici topolojileri sayesinde DA-DA çevirici uygulamaları çeşitlenmektedir. Ortaya çıkan yeniliklere ek olarak var olan bileşen ve topolojilerin ihtiyaçlara göre şekillendirilmesi ile de uygulamada çeşitlilik artmaktadır. Endüstriyel çevirici uygulamalarında yüksek verim, düşük fiyat, düşük hacim, yüksek güvenilirlik gibi birçok kriter dikkate alınarak tasarımlar gerçekleştirilmektedir. Endüstriyel uygulamalarda verim ve fiyat ön plana çıkarken askeri ve uzay uygulamalarında yüksek güvenilirlik özellikle ön plana çıkmaktadır. Çevirici tasarımında güvenilirlik ön plana çıkarıldığında minimum bileşen sayısı önem arz etmektedir. Çeviricideki bileşen sayısı kullanılan topolojiye, uygulamada ihtiyaç duyulan katman sayısına göre değişmektedir. Çevrim işlemi sırasında çevirici giriş ve çıkış gerilimi arasındaki fark ne kadar yüksekse ihtiyaç duyulan katman sayısı artmaktadır. Artan katman sayısı ise bileşen sayısını artırarak güvenilirliği düşürmektedir. Bu nedenle özellikle askeri uygulamalarda yüksek kazanç oranlı çevrimlerin tek bir katman ile yapılması önemlidir. Güvenilirliğe ek olarak azaltılmış bileşen sayısı hem fiyat hem de boyutlar açısından avantaj da sağlamaktadır. Bu özellikleri birlikte barındıran bir çevirici tasarım için tercih edilebilir bir yapıdır. Çıkışı Endüktörsüz Faz Kaydırmalı Tam Köprü (ÇEFKTK) çevirici tek bir katman ile yüksek kazanç, yüksek verim, düşük bileşen sayısı, düşük hacim ve yüksek güvenilirliği sağlayabilen bir topoloji olarak ön plana çıkmaktadır. Bu çalışmada yüksek kazanç, yüksek verim ve düşük bileşen sayısını birlikte barındıran bir uygulama gerçekleştirilmiştir. Yapılan uygulamanın kondansatör şarjörü olarak kullanılabilmesi için sürekli kısa devre koruma özelliği de gerçekleştirilmiştir. Çevirici tasarlanıp üretilerek doğrulanmıştır.

Bilim Kodu : 90522

Anahtar Kelimeler : Güç Kaynağı, DA-DA Dönüştürücü, Çıkışı Endüktörsüz DA-DA Tam Köprü Dönüştürücü, Kondansatör Şarjörü, Etkin Değer Akım Limitleme

Sayfa Adedi : 110

Danışman : Prof. Dr. M. Timur AYDEMİR

# DESIGN AND IMPLEMENTATION OF A HIGH GAIN DC-DC CONVERTER FOR CAPACITOR CHARGING

(M. Sc. Thesis)

Halil KAVAK

GAZİ UNIVERSITY

GRADUATE SCHOOL OF NATURAL AND APPLIED SCIENCES

September 2020

## ABSTRACT

DC-DC converter applications are widely used in both industrial and military applications. Technologic advancements in design components and new converter topologies enable new DC-DC converter applications. In addition to new advancements, present components and topologies are reused so that variety of applications is increased. In industrial applications, many criteria like high efficiency, low cost, low volume, and high reliability are taken into account for design. While efficiency and cost are important in industrial applications, high reliability is especially important in military and space applications. When reliability is an important concern in DC-DC converter design, low number of components is preferred. Number of components in a converter is dependent on type of topology and number of stages of converters. When the difference between input and output is higher, it requires more converter stages. Increased number of converter stages also increases the number of components used. So, the reliability of a converter is decreased by increased number of converters. Due to this reasoning, in military applications, using a single stage converter with high gain is important. Along with the increase in reliability, cost is decreased and dimensions are reduced by decreased number of components. A converter that satisfies the preceding properties is advantageous. Output Inductor-less Phase Shifted Full Bridge (OIFSFB) converter is able to provide high gain, high efficiency, and low number of components, low volume and high reliability with a single stage. In this paper, high gain, high efficiency and low component count converter is implemented. Converter is designed with indefinite short circuit protection so that it can be used as capacitor charger. Mentioned converter is designed, produced and tested.

Science Code : 90522

Key Words : Power Supply, Output Inductorless DC-DC Full Bridge Converter, Capacitor Charger, RMS Current Limiting

Page Number : 110

Supervisor : Prof. Dr. M. Timur AYDEMİR

## TEŞEKKÜR

Öncelikle bu tezin hazırlanması sırasında benden hiçbir desteğini esirgemeyen ve değerli vaktini bana ayıran saygıdeğer danışman hocam Prof. Dr. M. Timur AYDEMİR'e teőekkürlerimi sunarım.

Aynı zamanda yüksek lisans çalıőmalarımı destekleyen ASELSAN A.Ő.'ye, gerek teknik anlamda gerekse manevi anlamda yanımda olan ASELSAN'daki çalışma arkadaşlarıma özel olarak da Muhammed Yusuf CANDAN'a teşekkür ederim.

Ayrıca bu noktaya gelmemde büyük rol oynamıő, maddi ve manevi hiçbir desteği esirgememiő sevgili aileme ve bu süreçte yaőadığım zorluklarda her zaman yanımda olarak desteğini unutturmayan sevgili eőime ve kızım Zehra KAVAK'a sonsuz sevgi ve saygılarımı sunarım.

**İÇİNDEKİLER**

	<b>Sayfa</b>
ÖZET.....	v
ABSTRACT.....	vi
TEŞEKKÜR.....	vii
İÇİNDEKİLER.....	viii
ÇİZELGELERİN LİSTESİ.....	x
ŞEKİLLERİN LİSTESİ.....	xi
SİMGELER VE KISALTMALAR.....	xvi
1. GİRİŞ.....	1
2. DA-DA ÇEVİRİCİLER VE KONDANSATÖR ŞARJÖRLERİ.....	7
2.1. Düşürücü Tipi Çeviriciler .....	8
2.2. Yükseltici Tip Dönüştürücüler.....	17
2.3. Düşürücü/Yükseltici Tip Dönüştürücüler .....	23
2.4. Faz Kaydırmalı Tam köprü Çeviriciler.....	29
2.5. Kondansatör Şarjörü Uygulamaları .....	34
3. ÇEFKTK DA-DA ÇEVİRİCİ .....	37
3.1. Kararlı Durum Çevirici Çalışma Modları ve Kazanç Analizi.....	37
3.2. Çevirici Avantaj ve Dezavantajları .....	45
4. ÇEFKTK DA-DA ÇEVİRİCİ TASARIMI.....	49
4.1. Çevirici Tasarım Gereklileri.....	49
4.2. Trafo Tasarımı.....	49
4.3. Giriş Anahtar Seçimi.....	52
4.4. Çıkış Diyot Seçimi .....	55

	<b>Sayfa</b>
4.5. Giriş Filtre Tasarımı .....	58
4.6. Çıkış Filtre Tasarımı .....	61
4.7. Kontrolcü Tasarımı ve Mikrokontrolcü Seçimi .....	61
5. BENZETİM SONUÇLARI.....	65
5.1. Açık Çevrim Benzetim Sonuçları .....	65
5.2. Kapalı Çevrim Benzetim Sonuçları .....	70
6. DENEY SONUÇLARI.....	73
7. SONUÇ VE ÖNERİLER .....	95
KAYNAKLAR .....	99
EKLER.....	103
EK-1. Temel Blok Şema .....	104
EK-2. Çevirici Baskı Devre Tasarımı .....	104
EK-3. Çevirici Baskı Devre Bileşen Yerleşim Tasarımı (Ön Yüz).....	105
EK-4. Çevirici Baskı Devre Bileşen Yerleşim Tasarımı (Arka Yüz).....	105
EK-5. Soğutucu Takılmış Çevirici Bütünü .....	106
EK-6. Çevirici Test Düzenegi.....	106
EK-7. Çevirici Kontrol Yazılımı Değişken Tanımları.....	107
EK-8. Çevirici Kontrol Yazılımı Ana Döngü Başlangıcı .....	108
ÖZGEÇMİŞ .....	109

## ÇİZELGELERİN LİSTESİ

<b>Çizelge</b>	<b>Sayfa</b>
Çizelge 4.1. Çevirici Tasarım Gereklere Çizelgesi .....	49
Çizelge 4.2. Trafo Tasarım Girdileri.....	50
Çizelge 4.3. Trafo Tasarım Girdileri ve Çıktıları .....	51
Çizelge 4.4. Trafo Ölçüm Sonuçları ve Görseli.....	52



## ŞEKİLLERİN LİSTESİ

Şekil	Sayfa
Şekil 2.1. Buck dönüştürücüsü temel devresi .....	9
Şekil 2.2. $L_o$ ve $Q1$ örnek akım dalga şekilleri .....	11
Şekil 2.3. $L_o$ ve $Q2$ örnek akım dalga şekilleri .....	11
Şekil 2.4. Temel kontrol konsepti .....	12
Şekil 2.5. Örnek sayısal kontrol döngüsü .....	13
Şekil 2.6. İleri (forward) dönüştürücü devresi .....	15
Şekil 2.7. Kontrol döngülü tam köprü FKTK dönüştürücü devresi.....	16
Şekil 2.8. Yarım Köprü Dönüştürücü Devresi.....	16
Şekil 2.9. İtme-Çekme (Push-Pull) dönüştürücü devresi.....	17
Şekil 2.11. Temel yükseltici (boost) dönüştürücü devresi .....	18
Şekil 2.12. Güç faktörü düzeltici (temel yükseltici) dönüştürücü devresi.....	20
Şekil 2.13. Çok katlı yükseltici dönüştürücü devresi (3 katlı).....	21
Şekil 2.14. Bobin kuplajlı yükseltici dönüştürücü devresi .....	22
Şekil 2.15. Yalıtımlı tam köprü yükseltici devresi .....	23
Şekil 2.16. Yalıtımlı tam köprü düşürücü/yükseltici en yüksek güç takibi dönüştürücüsü .....	24
Şekil 2.17. Temel düşürücü/yükseltici (buck/boost) dönüştürücü devresi .....	25
Şekil 2.18. CUK yükseltici/düşürücü dönüştürücü devresi .....	26
Şekil 2.19. SEPIC düşürücü/yükseltici dönüştürücü devresi.....	26
Şekil 2.20. Geri dönüşlü (flyback) SEPIC düşürücü/yükseltici dönüştürücü devresi .....	28
Şekil 2.21. İki anahtarlı geri dönüşlü (flyback) SEPIC düşürücü/yükseltici dönüştürücü devresi .....	28
Şekil 2.22. Faz kaydırmalı tam köprü dönüştürücü devresi.....	30

<b>Şekil</b>	<b>Sayfa</b>
Şekil 2.23. Faz kaydırmalı tam köprü dönüştürücü trafo birincil sargı gerilim ve akımı (ideale yakın durum).....	31
Şekil 2.24. Faz kaydırmalı tam köprü dönüştürücü trafo birincil sargı gerilim ve akımı (ideal olmayan durum).....	32
Şekil 2.25. Faz kaydırmalı tam köprü dönüştürücü trafo birincil sargı gerilim ve akımı (ideal olmayan durum).....	32
Şekil 2.26. Faz kaydırmalı tam köprü dönüştürücü çıkış diyotu gerilimi.....	33
Şekil 2.28. Çıkışı endüktörsüz faz kaydırmalı tam köprü dönüştürücü devresi .....	34
Şekil 2.29. İdeal sabit akım kaynağı ile kondansatör gerilim şarj grafiği.....	35
Şekil 3.2. Sürekli akım modu dalga şekilleri .....	38
Şekil 3.3. T0-T1 aralığı çalışma durumu .....	39
Şekil 3.4. T1-T2 aralığı çalışma durumu .....	40
Şekil 3.5. T2-T3 aralığı çalışma durumu .....	41
Şekil 3.6. Kesikli akım modu dalga şekilleri .....	42
Şekil 4.1. Çıkış MOSFET devre gerçekleşmesi .....	55
Şekil 4.2. Çıkış diyot devre gerçekleşmesi.....	58
Şekil 4.3. Giriş kondansatör filtre tasarımı .....	60
Şekil 4.4. Çıkış kondansatör filtre tasarımı.....	61
Şekil 4.5. Kontrol modeli için temel düşürücü devresi.....	62
Şekil 4.7. Kapalı döngü kontrol blok şeması .....	64
Şekil 5.1. Açık çevrim benzetim modeli.....	65
Şekil 5.2. $D=0,2$ Etkin doluluk oranında çıkış gerilimi .....	66
Şekil 5.3. $D=0,2$ etkin doluluk oranında trafo birincil gerilimi (kırmızı) ve akımı (mavi).....	67
Şekil 5.4. $D=0,2$ etkin doluluk oranında yumuşak anahtarlama yapan MOSFET gerilim (kırmızı) ve akımı (mavi) .....	68

<b>Şekil</b>	<b>Sayfa</b>
Şekil 5.5. D=0,2 etkin doluluk oranında sert anahtarlama yapan mosfet gerilim (kırmızı) ve akımı (mavi).....	68
Şekil 5.6. D=0,2 etkin doluluk oranında diyot gerilimi (kırmızı) ve trafo ikincil akımı (mavi).....	69
Şekil 5.7. D=0,2 etkin doluluk oranında parasitik kondansatörlü diyot gerilimi (kırmızı) ve trafo ikincil akımı (mavi).....	70
Şekil 5.8. Kapalı çevrim benzetim modeli.....	71
Şekil 5.9. Kapalı çevrim adım cevabı.....	71
Şekil 5.10. Kapalı çevrim çıkış gerilimi (kırmızı) ve trafo birincil akımı (mavi) dalga şekilleri (28vdc giriş geriliminde).....	72
Şekil 6.1. 24VDC giriş gerilimi ve 120W çıkış gücünde trafo birincil akım (turkuaz) ve gerilimi (sarı).....	73
Şekil 6.2. 22VDC giriş gerilimi ve 1021 $\Omega$ yük direncinde trafo birincil akım (turkuaz) ve gerilimi (sarı).....	74
Şekil 6.3. 22VDC giriş gerilimi ve 1021 $\Omega$ yük direncinde trafo birincil akımı (turkuaz), gerilimi (sarı) ve trafo ikincil gerilimi (parlak mor).....	75
Şekil 6.4. 32VDC giriş gerilimi ve 120W çıkış gücünde trafo birincil akım (turkuaz) ve gerilimi (sarı).....	75
Şekil 6.5. 28VDC giriş gerilimi ve 120W çıkış gücünde trafo birincil akım (turkuaz), gerilimi (sarı) ve çıkış da gerilimi (parlak mor).....	76
Şekil 6.6. 32VDC giriş gerilimi ve 120W çıkış gücünde trafo birincil akım (turkuaz), gerilimi (sarı) ve trafo ikincil sargı gerilimi (parlak mor).....	77
Şekil 6.7. 18VDC giriş gerilimi ve 1021 $\Omega$ çıkış direncinde trafo birincil akımı (turkuaz), gerilimi (sarı), trafo ikincil sargı gerilimi (yeşil) ve çıkış gerilimi (parlak mor).....	78
Şekil 6.8. 22VDC giriş gerilimi ve 2042 $\Omega$ çıkış direncinde trafo birincil akımı (turkuaz), gerilimi (sarı), trafo ikincil sargı gerilimi (yeşil) ve çıkış gerilimi (parlak mor).....	79
Şekil 6.9. 28VDC giriş gerilimi ve 2042 $\Omega$ çıkış direncinde trafo birincil akımı (turkuaz), gerilimi (sarı), trafo ikincil sargı gerilimi (yeşil) ve çıkış gerilimi (parlak mor).....	80

<b>Şekil</b>	<b>Sayfa</b>
Şekil 6.10. 32VDC giriş gerilimi ve 2042Ω çıkış direncinde trafo birincil akımı (turkuaz), gerilimi (sarı), trafo ikincil sargı gerilimi (yeşil) ve çıkış gerilimi (parlak mor).....	81
Şekil 6.11. 28VDC giriş gerilimi ve 1021Ω çıkış direncinde trafo birincil akımı (turkuaz), birincil gerilimi (sarı), çıkış gerilimi aa gösterimi (parlak mor).....	82
Şekil 6.12. 22VDC giriş gerilimi ve 20kΩ çıkış direncinde trafo birincil akımı (turkuaz), birincil gerilimi (sarı), çıkış gerilimi (parlak mor) ve trafo ikincil sargı gerilimi (parlak mor).....	83
Şekil 6.13. 28VDC giriş gerilimi ve 20kΩ çıkış direncinde trafo birincil akımı (turkuaz), birincil gerilimi (sarı), çıkış gerilimi (parlak mor) ve trafo ikincil sargı gerilimi (yeşil).....	83
Şekil 6.14. 32VDC giriş gerilimi ve 20kΩ çıkış direncinde trafo birincil akımı (turkuaz), birincil gerilimi (sarı), çıkış gerilimi (parlak mor) ve trafo ikincil sargı gerilimi (yeşil).....	84
Şekil 6.15. 22vdc giriş gerilimi, 20kΩ çıkış direnci ve 15mF çıkış kondansatöründe trafo birincil akımı (turkuaz), ve çıkış gerilimi (parlak mor).....	85
Şekil 6.16. 28VDC giriş gerilimi, 20kΩ çıkış direnci ve 15mF çıkış kondansatöründe trafo birincil akımı (turkuaz), ve çıkış gerilimi (parlak mor).....	85
Şekil 6.17. 32VDC giriş gerilimi, 20kΩ çıkış direnci ve 15mF çıkış kondansatöründe trafo birincil akımı (turkuaz), ve çıkış gerilimi (parlak mor).....	86
Şekil 6.18. 28VDC giriş geriliminde tam yük (1021Ω) yarım yük (2042Ω) geçişleri (15mF çıkış kondansatöründe trafo birincil akımı (turkuaz), ve çıkış gerilimi (parlak mor)).....	87
Şekil 6.19. 28VDC giriş geriliminde tam yük (1021Ω) yüksüz durum (20kΩ) geçişleri (15mF çıkış kondansatöründe trafo birincil akımı (turkuaz) ve çıkış gerilimi (parlak mor)).....	88
Şekil 6.20. 28VDC giriş geriliminde tam yük (1021Ω) yarım yük (2042Ω) geçişleri (trafo birincil akımı (turkuaz), birincil gerilimi (sarı) ve çıkış gerilimi (parlak mor)) .....	89
Şekil 6.21. Sürekli akım modu yumuşak (yeşil) ve sert anahtarlama geçişleri .....	90
Şekil 6.22. Farklı trafo mıknatıslanma endüktanslarında trafo birincil gerilimi (mavi) ve akımı (kırmızı).....	91

**Şekil****Sayfa**

Şekil 6.23. Düşük trafo mıknatıslanma endüktansında birincil gerilim (sarı) ve akım (turkuaz) dalga şekilleri .....	93
---	----



## SİMGELER VE KISALTMALAR

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

<b>Simgeler</b>	<b>Açıklamalar</b>
$1/n$	N1/N2 (Trafo Sargı Oranı)
$C$	Kondansatör Sığa Değeri
$C_o$	Çıkış Filtre Kondansatör Değeri
$C_s$	SEPIC Dönüştürücü Transfer Kondansatörü
$D$	Yarım Periyottaki Doluluk Oranı
$db$	Desibel
$d_i, d_{IPRI}$	$L_R$ Bobin Akımı Artımsal Değeri
$d_t$	Zaman Artımsal Değeri
$f, f_{sw}$	Anahtarlama Frekansı
$I_d$	Çevirici Giriş Ortalama Akımı
$I_D$	Diyot Ortalama Akımı
$I_{DRMS}$	Diyot Tam Köprü Diyotlarının Birisinin RMS Değeri
$I_{DS}$	MOSFET Akımı
$I_{LRRMS}$	$L_R$ Bobin Akımı (Trafo Birincil Akımı) RMS Değeri
$I_o$	Çevirici Çıkış Ortalama Akımı
$I_{SWRMS}$	Tam Köprü Anahtarlarının Birisinin RMS Değeri
$i_D(t)$	Zamana Bağlı Diyot Akımı (Diyot Tam Köprü Anahtarlarından Herhangi Birisi için)
$i_{LR}(t)$	Zamana Bağlı $L_R$ Bobin Akımı (Trafo Birincil Akımı)
$L$	$L_R$ Bobin Değeri
$L_o$	Çıkış Filtre Bobin Değeri

**Simgeler****Açıklamalar**

$P_D$	Diyot Gerilim Düşümü Kaynaklı İletim Kaybı
$P_{DC}$	Diyot Toplam İletim Kaybı
$P_{DRMS}$	Diyot Direnci Kaynaklı İletim Kaybı
$P_{DRR}$	Diyot Ters Toparlanma Kaybı
$P_{in}$	Giriş Gücü
$P_o$	Çıkış Gücü
$P_{sw}$	MOSFET Anahtarlama Güç Kaybı
$Q_c$	Toplam Diyot Yüğü
$R_o$	Çıkış Yüğü Direnci
$R_T$	Diyot Direnci
$T$	Anahtarlama Periyodu
$t_f$	Anahtar Düşme Zamanı
$T_J$	Yarı İletken Eklem Sıcaklığı
$t_r$	Anahtar Yükselme Zamanı
$V_D$	Diyot İletim Durumu Gerilim Düşümü
$V_d, V_{in}, V_s$	Çevirici Giriş Gerilimi
$V_o$	Çevirici Çıkış Gerilimi
$V_{DKA}$	Diyot Katot-Anot Gerilimi

**Kısaltmalar****Açıklamalar**

<b>AA</b>	Alternatif Akım
<b>BJT</b>	Bipolar Junction Transistor
<b>ÇEFKTK</b>	Çıkışı Endüktörsüz Faz Kaydırmalı Tam Köprü
<b>DA</b>	Doğru Akım

**Kısaltmalar****Açıklamalar****DC**

Direct Current (İngilizce)

**DGM**

Darbe Genişliği Modülasyonu

**EMG**

Elektromanyetik Gürültü

**GaN**

Gallium Nitride

**GFD**

Güç Faktörü Düzeltici

**IGBT**

Insulated Gate Bipolar Transistor

**KAİ**

Kesikli Akım İletim

**LLC**

Inductor Capacitor (İngilizce)

**MOSFET**

Metal Oxide Field Effect Transistor

**RMS**

Root Mean Square (İngilizce)

**SAİ**

Sürekli Akım İletim

**SEPIC**Single-Ended Primary-Inductance Converter  
(İngilizce)**SiC**

Silicon Carbide

## 1. GİRİŞ

Güç kaynakları endüstriyel ve askeri uygulamalarda ihtiyaç duyulan elektrik gücünü; istenilen zamanda, istenilen seviyede, istenilen koruma önlemleri, istenilen verim ve istenilen güvenilirlik seviyesi ile sağlayan temel olarak elektronik ve bütünsel olarak elektromekanik bileşenlerdir. Güç kaynakları trafo ve diyot gibi temel bileşenler ile AA/DA dönüşümü için kullanıldığı gibi yüksek frekanslı anahtarlama yeteneğine sahip MOSFET, IGBT, BJT gibi yarıiletken bileşenler yardımıyla AA/AA, AA/DA, DA/AA ve DA/DA dönüşümü için de kullanılmaktadır [1-3].

Yukarıda bahsedilen yüksek frekanslı anahtarlama elemanları kullanılarak elde edilen güç kaynakları Anahtarlama Güç Kaynakları (AGK) olarak adlandırılmaktadır. Anahtarlama güç kaynakları yine yukarıda bahsedildiği üzere AA/AA, AA/DA, DA/AA ve DA/DA dönüşümleri için kullanılabilir. Anahtarlama Güç Kaynakları alt kümesi olan DA/DA çeviriciler ise DA bir elektrik kaynağının istenilen DA seviyesine dönüştürülmesinde kullanılmaktadır. DA/DA dönüştürücüler (çeviriciler), dönüşümün seviye değişimine göre yükseltici, düşürücü, düşürücü/yükseltici (hem düşürücü hem yükseltici) bir yapıya (topoloji) sahip olabilir. Dönüşümün (çevrimin) izole yapıya yapılmadığı durum da dikkate alındığında çevrim topolojisi izole (yalıtımlı) düşürücü, izole yükseltici ve izole düşürücü/yükseltici olarak da adlandırılır. Bu temel sınıflandırmaya ek olarak birçok alt sınıflandırmanın da varlığıyla çokça DA/DA çevirici topolojisinin varlığından bahsedilebilir [1-3].

Bir önceki paragrafta da yapıldığı üzere, hem literatürde hem de bu çalışmada çevirici ve dönüştürücü bir biri yerine kullanılmıştır. Ayrıca bobin ve endüktör de birbiri yerine kullanılmış olan tanımlardır. Takip eden kısımlar boyunca bu nokta dikkate alınmalıdır. Aynı şekilde izole ve yalıtımlı kavramları da birbiri yerine kullanılmış kavramlardır.

DA/DA çeviricisinde ihtiyaç duyulan güç seviyesine, verime, kazanca, güvenilirliğe boyuta, fiyata, yayılan elektromanyetik gürültüye göre birçok topoloji türetilmiştir. Bu topolojilerde anılan ihtiyaçların hepsinin tek bir topolojide karşılanması istenilen en ideal durumdur. Ancak bu ideal durumun gerçekleşmesi mümkün olmamaktadır. Bu nedenle de bu ideal durumu yakalamak için topoloji türetilme süreci devam etmektedir. İdeal durum

yakalanamasa da ihtiyaç duyulan gereksinimlerin önemli bir kısmını karşılayan topolojiler de uygulamalarda tercih sebebidir. Anılan ihtiyaçlara ek olarak yalıtım gereksinimi, çeviriciden beklenen kazanç oranı, uygulamanın şekli vb. gibi birçok etmen de topoloji seçiminde dikkate alınan hususlardır. DA/DA çeviricilerin seçimlerinde uygulanan kıstaslar uygulamanın endüstriyel, askeri, havacılık vb. gibi uygulama alanlarında olmasına göre değişmektedir [1-3].

İzole DA/DA dönüştürücüler için tam köprü dönüştürücü, yarım köprü dönüştürücü, ileri dönüştürücü ve LLC dönüştürücü gibi birçok çevirici topolojisi geliştirilmiş ve hali hazırda kullanımdadırlar. İzole dönüştürücülerden olan tam köprü çeviriciler yüksek güç uygulamalarında tercih edilirken verim artırımı için de Faz Kaydırmalı Tam Köprü (FKTK) tipinde uygulamaları da görülmektedir [4]. Tam köprü uygulamaları Darbe Genişliği Modülasyonu (DGM) ile gerçekleştirilebileceği gibi FKTK veya LLC tam köprü uygulamalarıyla da ortaya çıkabilmektedir [3-6]. Bu uygulamalarda ortak olan yüksek güç iken; verim, bileşen sayısı, kazanç oranı elektromanyetik gürültü büyüklüğü, bileşenlerde görülen yüksek akım/ yüksek gerilim değerleri gibi farklılıklar tam köprü uygulamalarına etki etmektedir. Genel olarak DA/DA dönüştürücülerde olduğu gibi yapılan çevirici kullanım şekli de topoloji seçimini etkilemektedir. Örneğin çevirici yük değişimi, yükün şekli (direnç yükü, endüktif yük, kondansatör yükü), kısa devre koruma ihtiyacı, tasarım için erişilebilir bileşen varlığı gibi birçok etmen de topolojinin seçimini etkilemektedir [7].

#### Problem durumu / Konunun tanımı

Yüksek güç ve verim gerektiren çevirici uygulamalarında yalıtımlı tam köprü uygulamaları tercih edilmektedir. Uygulamadaki verim artırımı FKTK veya LLC tam köprü tipinde uygulamalar gerçekleştirilmektedir [8-9]. Bu çeviriciler DA kazançları itibarıyla düşürücü tipte olsalar da barındırdıkları trafolar itibarıyla yükseltici tipte de kullanılmaktadır.

DGM özelliği olan tam köprü çeviriciler verim düşüklüğü sebebiyle yüksek güçlerde tercih edilmemektedirler. FKTK çeviriciler yüksek verime sahip olmaları sebebiyle yüksek güçlerde tercih edilen yapılardır [10]. FKTK çeviriciler çıkış diyotları ile trafo kaçak endüktansının tınlaşımına girmesi gibi olumsuz özelliklere sahiptir [11-14]. Bu tınlaşım neticesinde çıkış diyotları üzerinde oldukça yüksek gerilimler gözükmektedir [11-14]. Bu gerilimler uygulama da verim kaybı olarak ortaya çıkmaktadır. Verim kaybına ek olarak

çıkış diyotları veya doğrultucu MOSFET'lerde yüksek gerilimler gözükmesine sebep olmaktadır. Özellikle yüksek çıkış gerilimi hedeflenen uygulamalarda bahse konu topolojilerde uygun anma gerilim özelliğine sahip devre elemanı bulmak sorun haline gelmektedir. Eleman bulunsa dahi yüksek gerilim seviyesine sahip olan diyot veya anahtarların iletim kayıpları da artmaktadır [12-13], [51]. Özellikle çıkış geriliminin yüksek ve çıkış akımının düşük olduğu ve doğrultucu olarak diyot kullanılan uygulamalarda tınlışım neticesinde görülen yüksek gerilimler piyasada bulunan elemanların seri olarak bağlanması ile istenilen çıkış gerilim seviyesinde çalışmayı mümkün kılmaktadır. Bu sorunun çözümü için çıkışında bobin barındırmayan tam köprü yapısı ile çözüm üretilebilmektedir [12-13], [51]. DGM tam köprü veya FKTK yapılarına ek devre elemanları ekleyerek çözüm üretilse de bu durum hem devrenin karmaşıklığını artırmakta hem de güvenilirliğini düşürmektedir.

Çıkışında bobin bulundurmuyan ve tınlışım tipinde bir çevirici olan LLC tam köprü çevirici çıkış bobini kaynaklı sorunları çözebilecek yapıda yüksek verimli bir topoloji olarak ortaya çıkmaktadır. Sıfır Akım Anahtarlama (SAA) yeteneğine sahip bu topoloji verim açısından sağladığı avantaja ek olarak yapısı incelendiğinde çıkıştaki bobin ihtiyacını ortadan kaldırdığı görülecektir [15-20]. Ancak bu topoloji girişe bir kondansatör eklenmesine sebep olarak giriş tarafındaki bileşen sayısının da artmasına sebep olmaktadır. Bu olumlu avantajlara ek olarak yüksek frekanslı çalışma imkânı sağlaması itibarıyla filtre boyutlarının da küçülmesine katkı sağlayarak toplam boyut ve ağırlığı düşürmektedir [15-20]. Bahsedilen bu özellikler dikkate alındığında topoloji seçimi açısından oldukça olumlu bir topoloji ortaya çıkmaktadır. Ancak bu topolojinin giriş gerilim aralığı değişimleri ile yüksek yüzdeli yük değişimlerinin bir arada bulunması durumunda sorunları ortaya çıkmaktadır [21]. Geniş giriş gerilim aralığı ile geniş yük aralığı birlikte bulunduğu çeviricinin istenen gerilim veya akımı sağlayabilmesi için çok geniş bir frekans bandında çalışması gerekir [21]. Çok geniş frekans bandında çalışmak da EMG fitresi açısından zorluklara sebep olmaktadır [22]. Bu bandın daraltılması için yüksek gerilim düşük yük durumlarında frekans artırımı ile birlikte Darbe Atlama Metodu (DAM, burst (İngilizce)) ile çıkış gerilimi veya akımı sabit tutulabilecektir [23-24]. Çok yüksek frekanslar ve DAM ile yapılan bir yük regülasyonu durumu elektromanyetik gürültü açısından geniş spektrumlu bir filtre tasarımını zorunlu kılacaktır. Ayrıca DAM ile yapılan uygulamalarda uygulanan anahtarlamanın zarfı ses frekanslarına gelebilmekte ve duyulabilir ses gürültüsüne sebep olmaktadır [25]. Bu durumda ise boyut küçültme kazançları geniş bantlı filtre kullanımı (yüksek dereceli, çok

elemanlı filtreler) ile kaybedilebilecektir. Bu topolojide gözlenen bir diğer dezavantaj ise girişinde gözlenen yüksek genlikli akım dolaşımıdır [26]. Bu akım dolaşımı özellikle yüksüz çalışma durumunun genel bir çalışma prensibi olduğu durumlarda verim kazancı yerine kaybı şeklinde ortaya çıkmaktadır.

Yüksüz çalışma durumunun ana çalışma biçimi, çıkış geriliminin yüksek olduğu bir uygulamada DGM tam köprü, FKTK veya LLC tam köprü kullanımı tercih edilebilir bir durum olmamaktadır. Özellikle değişken düşük gerilimden yüksek gerilime yapılan çevrimlerde çıkıştaki diyotların yüksek anma gerilimi ihtiyacı, girişteki yüksek akım ve kestirilemeyen elektromanyetik gürültü sorun olarak ortaya çıkmaktadır [12-13], [51]. Bu sorunların hepsinin birlikte aşılabilmesi (yüksek genlikli tınlaşım, değişken geniş giriş gerilimi, yüksek giriş akımı) “Çıkışı Endüktörsüz Tam Köprü” veya Çıkışı Endüktörsüz Faz Kaydırmalı Tam Köprü” topolojileri önerilmektedir [12-13], [51]. Çıkışı Endüktörsüz Faz Kaydırmalı Köprü (ÇEFKTK). ÇEFKTK çevirici bu özelliklerin yanı sıra düşük adetli bileşen sayısı ile de güvenilirlik açısından olumlu katkı sağlamaktadır.

Sivil veya askeri araçlarda düşük baralardan çalışmak yerine yüksek gerilim seviyelerinden çalışmak bazı durumlarda istenen bir özelliktir. Örneğin AA gerilim üretecek bir evirici için yüksek gerilim barası oluşturması örnek olarak verilebilir. Yüksek gerilim baralarda yüksek sığa değerli kondansatör bulunması da dönüşüm gerektiren (yükseltme ve şarj birliktedir) başka bir örnek olarak verilebilir. Bu yüksek gerilim bara sürekli kullanılmayan bir bara ise (çeviricinin yüksüz çalışma durumunun baskın olduğu durum) buradaki ihtiyaçlar aşağıdaki gibi sıralanabilir:

- Düşük gerilimli değişken araç barasından çalışabilme
- Yüksek kazanç oranına sahip olma
- Kondansatör şarjörü özelliği taşıma
- Çıkış diyotlarında yüksek çıkış DA gerilim seviyesini aşmama

Bu özelliklere ek olarak askeri uygulamalarda özellikle güvenilirlik önemli bir tercih parametresidir. Çevirici verimi ise herhangi bir uygulamada zaten tercih sebebidir.

Bu ihtiyaçlar iki katmanlı bir yapı ile de sağlanabilecektir. Örneğin değişken düşük gerilim barası yalıtımsız bir yükseltici ile ara bir seviye getirilerek devamında LLC çeviricisinin birçok olumlu özelliğinden yararlanılabilir. Ancak bu durumda, toplamda verim kaybı ve artan bileşen sayısı sebebiyle güvenilirlikte azalma gözlenecektir.

#### Araştırmanın amacı

Araştırmanın temel amacı değişken ve düşük gerilimli bir askeri baradan çıkışında bulunan kondansatörü yüksek bir gerilime şarj eden ve çalışma zamanının çoğunda yüksüz çalışan bir kondansatör şarjörünü tek katmanlı bir ÇEFKTK topolojisi ile gerçekleyerek son ürün olarak kullanıcıya sunabilmektir. Daha önceki uygulamalarda benzer gerilim seviyeleri arasında yapılan [12-13], [51] veya görece düşük kazanç ile yapılan [27] çevrimi “düşük gerilimden yüksek gerilime yüksek kazanç oranı” ile gerçekleştirmektedir. Ayrıca bu tür çeviricilerde kullanılan trafoların kaçak endüktans değerinin mıknatıslanma endüktansına karşılaştırılabilir olduğu durumun (düşük değerli mıknatıslanma endüktansı) giriş akım dalga şekline etkisini incelemektir. Çalışmanın temel amacı donanımsal etkiler üzerine yoğunlaşacaktır. Donanımın kontrolü ve koruma özelliklerinden görece az bahsedilecektir. Donanımın kapalı döngü çalışma durumu ve şarj durumu da gösterilecektir.

#### Araştırmanın Önemi

ÇEFKTK çevirici topolojisinin değişken düşük baralardan yüksek baralara çevrim için kullanımının hem teorik hem de pratik olarak ele alınması birçok olumlu özelliği barındırdığı değerlendirilen [12-13], [51] bu topolojinin kullanım durumları konusundaki bakış açısını genişletecektir. Bu topolojinin kondansatör şarjörü olarak kullanılmasının mümkünlüğü görülebilecektir. Ayrıca karşılaştırılabilir mıknatıslanma ve kaçak endüktans durumunun etkileri konusunda bilgi oluşmasını sağlayacaktır.

#### Sınırlılıklar

Tasarlanarak test edilen ÇEFKTK çevirici performansı belirli bir giriş gerilim aralığı, çıkış gücü, çıkış gerilimi, belirli bir çıkış kondansatörü şarjı ve belirli çevresel koşullar için gösterilecektir. Çevirici için tasarlanmış olan kontrol döngüsü, döngünün uygulandığı yazılım ve çeviricinin kullanım yerine ilişkin bilgiler ticari olarak gizli varsayıldığından bu

Çalışma kapsamında verilmeyecektir. Ticari gizlilik kapsamında değerlendirilmiş kısımlarla ilgili yararlanılmış açık kaynaklar ve ticari olarak gizli değerlendirilmemiş kısımlar ilgili yerlerde verilecektir.



## 2. DA-DA ÇEVİRİCİLER VE KONDANSATÖR ŞARJÖRLERİ

DA/DA çeviriciler gerek endüstriyel gerekse de askeri uygulamalarda DA gerilim/akım seviyesinin dönüşümü amaçlı kullanılmaktadır. Kişisel bilgisayarlarda, uzay araçlarında, Telekom uygulamalarında ve DA motor sürücülerinde [3] bu kullanımlar görülebilmektedir. Genel yaklaşım olarak regülesiz bir DA baradan regüleli bir doğru akım bara üretilmesi amaçlanmaktadır. Ancak bazı uygulamalarda regüleli/regülesiz bir DA baradan sabit akım veya belirli bir süre sabit akım ve sonrasında sabit gerilim üretilmesi gibi uygulamalara da görece daha az ancak yine sıklıkla rastlanmaktadır. Örneğin bir akü/batarya/kondansatörün şarj edilmesi sabit akımla çalışmanın gerektiği uygulamalar olarak ele alınabilir. Sabit akımdan kasıt belirli bir DA bara değerinde girişten çekilen DA akımın sabit tutulması olarak ele alınmamalıdır. Uygulamada kullanılan çevrim topolojisi, kontrol için akımın ölçüldüğü nokta, yükün tipi sabit akım ifadesindeki muğlaklığı artırmaktadır. Bu noktada sabit akımdan kastın uygulamada akımın istenilen bir seviyenin altında tutulması da anlaşılmalıdır. Örneğin kondansatör şarjı sırasında kondansatörün yük durumuna devrenin göstereceği davranış farklılaşacaktır. Sabit akım ise ancak ve ancak kondansatörü şarj eden akımın doğrudan kontrolü ile olacaktır.

DA/DA çeviriciler ile seviye değiştirme amacı güdüldüğü için çeviriciler temel olarak seviyenin nasıl değiştiğine göre sınıflandırmaya tabi tutulmaktadır. Çevirici (çıkışa göre) yüksek bir DA seviyesinden (girişe göre) düşük bir gerilim seviyesine dönüşüm sağlıyorsa “düşürücü” tip çevirici olarak sınıflandırılır [1-3]. Çevirici (çıkışa göre) düşük bir DA seviyesinden (girişe göre) yüksek bir gerilim seviyesine dönüşüm sağlıyorsa “yükseltici” tip çevirici olarak sınıflandırılır [1-3]. Eğer çevrim işleminde çıkış gerilimi yüksek giriş geriliminden düşük ve düşük giriş geriliminden yüksek ise “düşürücü/yükseltici” tip çevirici olarak sınıflandırılır [1-3].

Çevrimi yapılan giriş ile çıkış arasında beklenen bir seviyenin üzerinde yalıtım varsa çevirici yalıtımlı olarak kabul edilmektedir. Yalıtım çoğunlukla trafo aracılığıyla sağlandığı için genel olarak galvanik yalıtım olarak değerlendirilmektedir. Bazı uygulamalarda ise yalıtım kondansatör gibi elemanlarla da sağlanabilmektedir [28-29]. Sayılan bu nedenlerle yalıtım ihtiyaç duyulan seviyelere göre ele alınmalıdır. Örneğin bir kişisel bilgisayarda yalıtım birkaç kilovolt iken bir parçacık hızlandırıcı güç kaynağında yüzlerce kilovolt

olabilmektedir. Yalıtım çeviricilerde tanımlanan bir özellik olduğu için çevirici sınıflandırmasında yalıtım da dikkate alınmaktadır. Ancak bu tasnif genel tasnifin altında ele alınan bir durum olarak kendini göstermektedir.

Çevirici sınıflandırması uygulamanın özelliğine göre de daha alt sınıflara da ayrılmaktadır. Örneğin akü şarjörü olarak kullanılan bir çevirici daha çok işlevini vurgulayacak şekilde şarjör olarak ele alınmaktadır. DA motor sürücüsü olarak kullanılan bir çevirici düşürücü veya yükseltici olarak çalışmasından bağımsız olarak motor sürücü olarak ele alınmaktadır. Benzer olarak işlevini ifade edecek şekilde kondansatör şarjörleri de özel olarak sınıflandırılmaktadır.

Sınıflandırma kapsamında ele alındığında kondansatör şarjörleri farklı şekilde sınıflandırılabilir. Aşağıdaki sınıflandırmalar dikkate alındığında sınıflandırmanın çok farklı şekillerde ele alınabileceği görülecektir.

- Düşürücü Kondansatör Şarjörü
- Yalıtımlı Düşürücü Kondansatör Şarjörü
- Yükseltici Kondansatör Şarjörü
- Yalıtımlı Yükseltici Kondansatör Şarjörü

Tasnif kapsamı çevirici topolojisinin tanımlayan araştırmacılara göre de değişebilmektedir [30]. Bu sebeple bu çalışmanın kapsamında ana sınıflandırma kapsamı başlıklar halinde verilecektir. Yeri geldikçe daha alt sınıflandırma kapsamındaki örnekler de ele alınacaktır. Sınıflandırma kapsamında kondansatör anahtarlamalı çeviriciler [28-29], tınlışım tipine göre çeviriciler [31] vb. birçok sınıflandırma ögesi olduğundan da bahsetmekte fayda vardır. Birçok topolojide kullanılan endüktif elemanın akımının sürekli olması veya belirli süre sıfırda kalması da bir topolojinin tanımlanmasında önemli olan bir özelliktir.

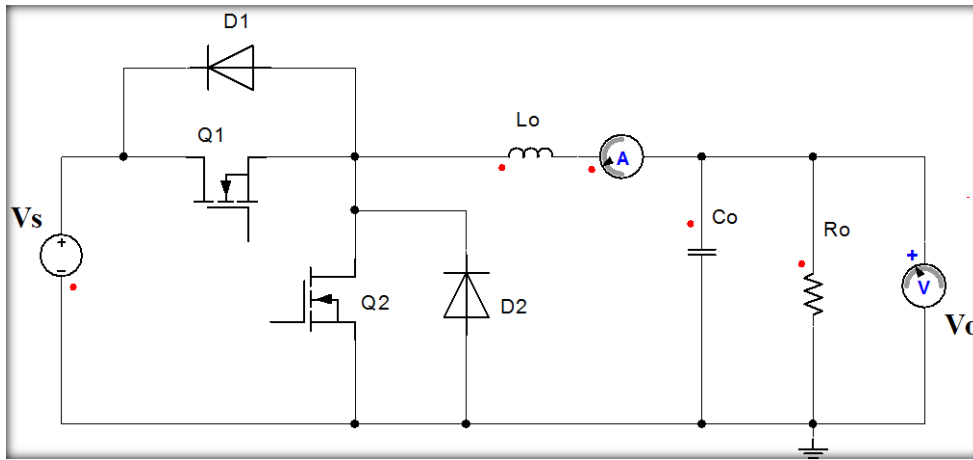
## **2.1. Düşürücü Tipi Çeviriciler**

Adından da anlaşılacağı üzere bu çevirici tipinde DA çevrim işlemi “çıkışa göre yüksek” bir baradan düşük çıkış geriliminin elde edilmesi işlemidir. Çevrim yalıtımlı gerçekleştirilebileceği gibi yalıtımsız olarak da gerçekleştirilmektedir. Kullanım alanları

bilgisayar güç kaynakları, TV güç kaynakları, Telekom güç kaynakları vb. birçok uygulamayı kapsamaktadır. Az sayıda bileşen kullanılarak gerçekleştirilen örnekleri olduğu gibi karmaşık şekilde gerçekleştirilen topolojilerine de rastlanmaktadır. Bu kapsamdaki bazı örnekler ve bu örneklere ait özellikler aşağıdaki gibidir.

### 2.1.1. Temel Düşürücü (Buck) Dönüştürücü

Bu topolojiye ait temel devre yapısı Şekil-1’de verildiği gibidir.



Şekil 2.1. Buck dönüştürücüsü temel devresi

Bu çeviricide yüksek giriş gerilim ( $V_s$ ) Q1 ve Q2 anahtarlarının tümleyen olarak anahtarlanması; elde edilen AA dalganın  $L_o$  ve  $C_o$  süzgeç elemanlarından geçirilerek girişe göre düşük bir DA çıkış elde edilmesi esasına dayanır. Q1 anahtarının sürekli iletimde tutulması ile çıkış gerilimi en fazla giriş gerilimine eşit olabilecektir. Q2 anahtarı sürekli iletimde tutulduğu durumda ise çıkış gerilimi en düşük sıfır olabilecektir. Bu durumda çeviricinin ancak düşürme işlemi yapabildiğini ve çıkış geriliminin negatife dönüşmediğini söyleyebiliriz.

Çeviricide  $L_o$  üzerindeki akım sürekli ise çalışma modu Sürekli Akım İletim (SAİ) modu olarak adlandırılır.  $L_o$  üzerindeki akım belirli bir süre sıfır seviyesinde kalırsa bu çalışma modu Kesikli Akım İletim (KAİ) olarak adlandırılır. SAİ ve KAİ modlarında çeviriciden elde edilen DA kazanç (düşürme oranı) farklılık göstermektedir.

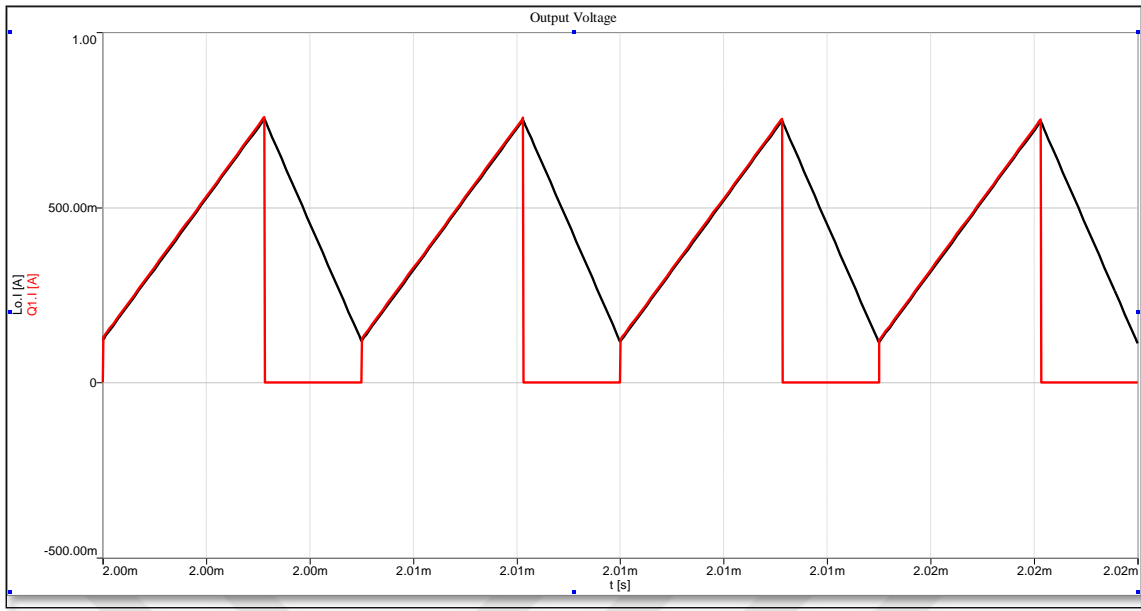
Anahtarlama tipi DGM olabileceği gibi sabit iletim zamanlı veya sabit kesim zamanlı şekilde tınlaşım çalışma durumu da söz konusudur. Devrenin DA kazancı da çalışma modlarına göre değişiklik göstermektedir.

Devredeki Q2 anahtarı kaldırılıp yerine diyot konularak Q2 için anahtarlama yapma zorunluluğu ortadan kaldırılabilir. Çeviricinin Q2 yerine diyot içeren daha basit ve ucuz yapısı “Buck” Çevirici olarak adlandırılırken Q2 anahtarının var olduğu yapı ise Senkron “Buck” Çevirici olarak adlandırılır.

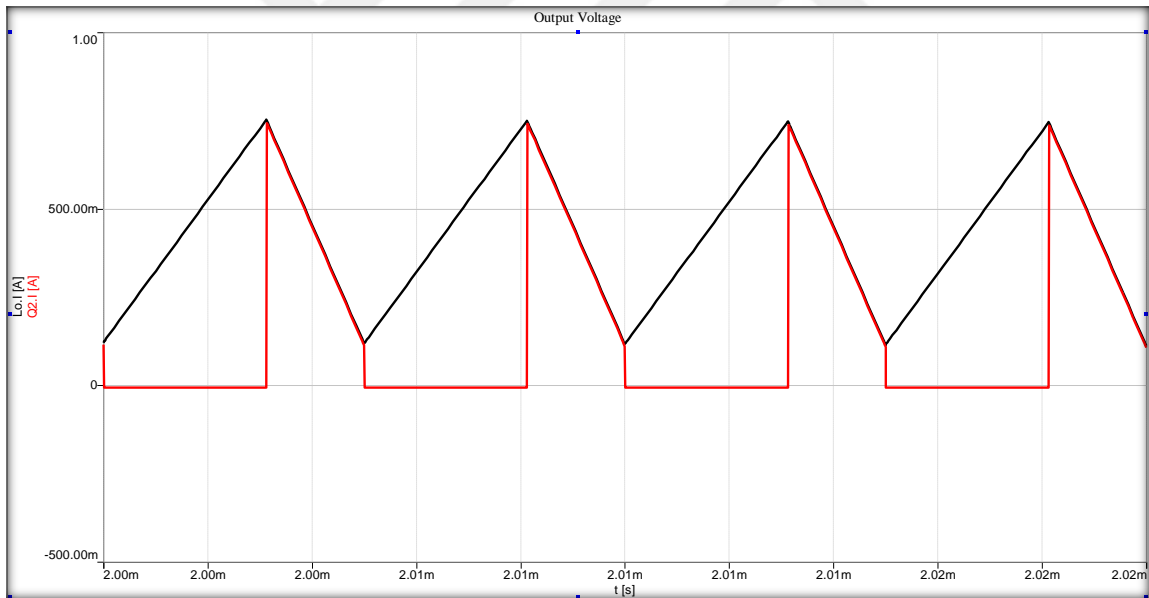
Genel olarak birçok çeviricide olduğu gibi kazanç hesabı “Geirli $\times$ Zaman” kuralı veya Kondansatör Şarj Dengesi denklemleri ile bulunabilir. Kazanç hesapları birçok kaynakta [1-3] detaylı olarak verildiğinden burada ayrıca ele alınmayacaktır sadece SAI modu için verilecektir. Devre için DGM ve SAI modundaki DA kazancı (2.1) numaralı denklem de verilmiştir.

$$V_o = DV_s \quad (2.1)$$

Denklemden “D” Q1 anahtarının doluluk oranı verilmiştir. Doluluk oranı ile çıkış gerilimi doğrusal olarak değişmektedir. Bu özelliği dikkate alındığında çeviricinin kontrolünün SAI modunda daha kolay olacağı görülmektedir. Aşağıda 560VDC giriş ve 350VDC çıkış veren bir çeviriciye ait Lo akımı ve Q1 anahtarı akımı paylaşılmıştır. Şekilden görüleceği üzere Q1 anahtarı iletim durumundayken bobin akımı Q1 anahtarı akımına eşittir. Bir sonraki şekilde ise Lo ve Q2 anahtarı akımları verilmiştir. Bu şekilde de görüleceği üzere Q2 anahtarı iletimdeyken de bobin akımı Q2 anahtarı akımına eşittir. Bu iki durum incelendiğinde çıkışta bulunan yük Q1 anahtarı iletim durumundayken girişten beslenmekte ve Q2 anahtarı iletimdeyken de çıkış kondansatöründe (Co) depolanmış enerjiden beslenmektedir.



Şekil 2.2.  $L_o$  ve  $Q1$  örnek akım dalga şekilleri

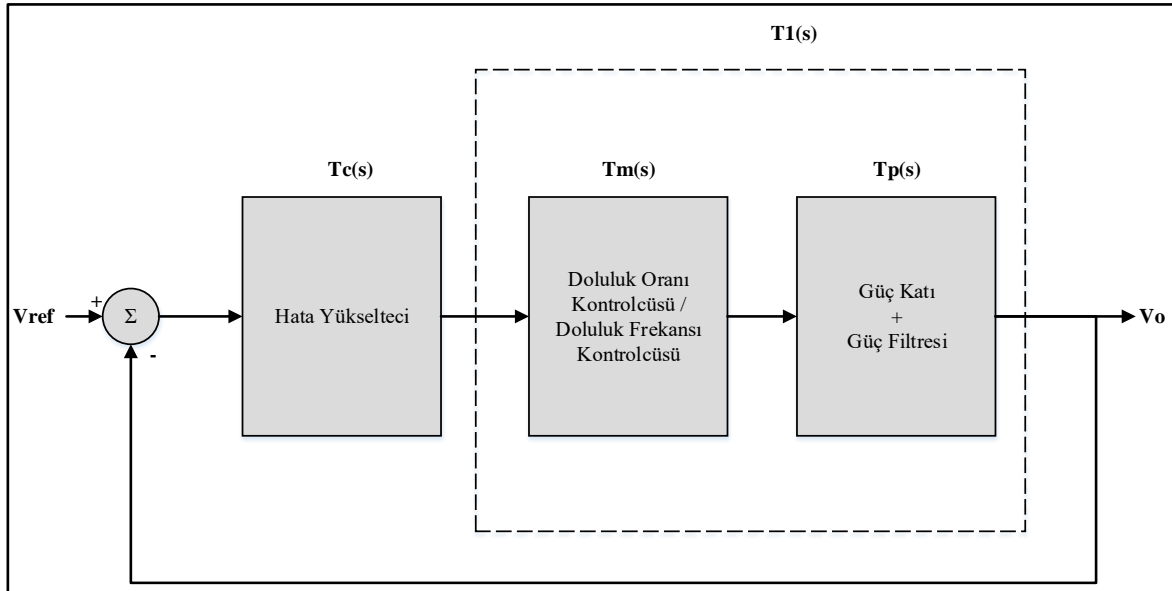


Şekil 2.3.  $L_o$  ve  $Q2$  örnek akım dalga şekilleri

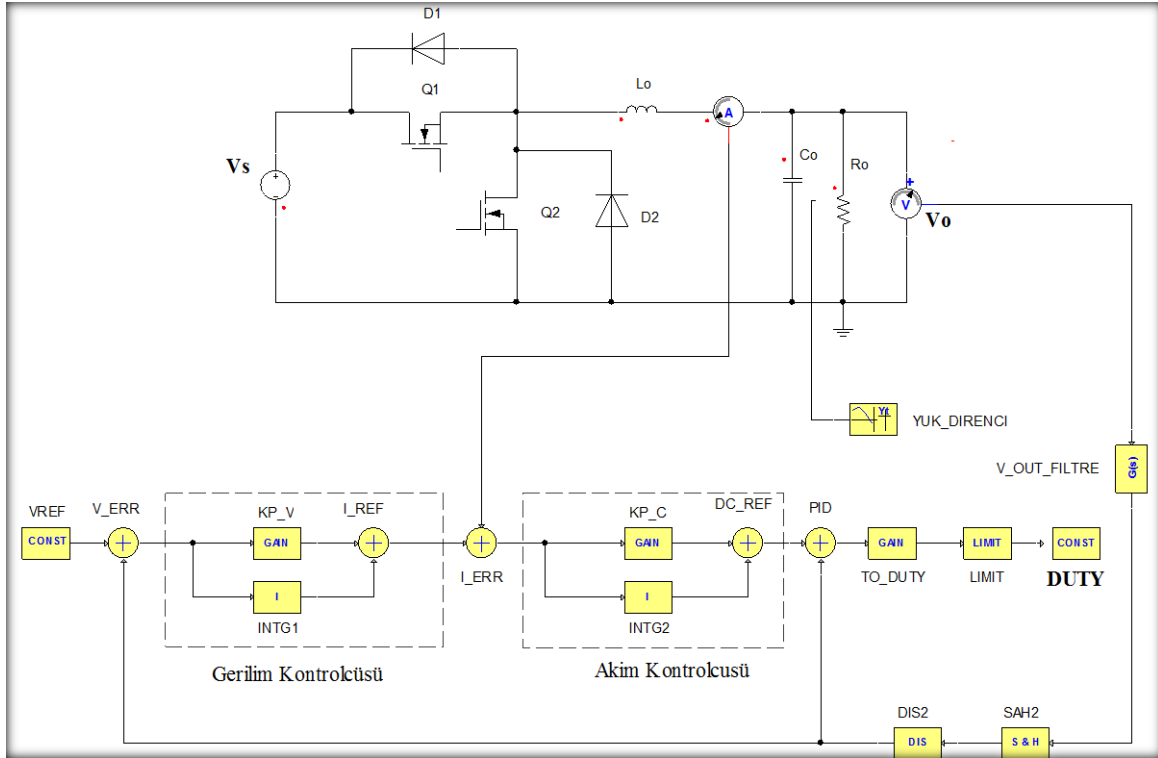
DA çeviricilerin kontrolüne ilişkin genel bilgilendirmeyi en temel çeviricilerden birisi olan bu çevirici düzeyinde almak anlatım açısından daha anlaşılır değerlendirildiğinden bu aşamada ele alınmıştır. Genel kontrol kavramı [1-2] aşağıdaki şekilde ve burada örnek olarak verilen çeviriciye ait sayısal kontrol döngüsü bir sonraki şekilde gösterilmiştir.

Çeviricilerde amaç çıkış geriliminin sabit tutulması ise gerilim modu kontrolü veya akım kontrollü gerilim modu kontrolü ile çıkış gerilimi sabit tutulabilmektedir [32-33]. Eğer kontrol edilen giriş veya çıkış akımı ise bu durumda akım modu kontrolü uygulanır. Eğer kontrol ile ulaşılması gereken değer sabit ise bu sabit değer kontrol döngüsünün referans değeri olacaktır. Eğer kontrol edilmesi gereken değer beslenen yükün reaksiyonuna göre belirlenen bir değer ise kontrol alt veya üst limite göre yapılacaktır. Örneğin çıkış gerilimi sabit olmayan ancak belirli bir maksimumda tutulması gereken bir devre ise kontrol maksimum değer aşılmayacak şekilde yapılacaktır. Kontrol minimum değere göre yapılacaksa uygulama bu minimum değeri sağlayacak şekilde uygulanır.

Aşağıdaki şekilde verildiği üzere çıkış devresinin gerilim mod kontrol ile sabit tutulmasını dikkate alarak açıklayacak olursak; çıkış gerilimi sabit bir referans ile karşılaştırılır ve aralarındaki fark bir hata yükselteciye beslenir. Hata yükseltecinin çıkışına oranlanmış bir çıktı ile DGM uygulamasında darbe genişliği değeri, tınlışım bir devrede ise oranlanmış bir frekans değeri, faz kaydırmalı bir yapıda ise bir açı değeri elde edilir. Bu değere göre güç katında yer alan anahtarlar iletme veya kesime götürülür. Bu anahtarlanmanın çıktısı çıkış filtresine uygulanarak çıkış gerilimi elde edilir.



Şekil 2.4. Temel kontrol konsepti



Şekil 2.5. Örnek sayısal kontrol döngüsü

Yukarıda verilen akım kontrollü gerilim modu incelendiğinde ise kontrol döngüsünün içerisine akım da girecektir. Devre incelendiğinde “Gerilim kontrolcüsü bir referans ile karşılaştırılır ve hata “Gerilim Kontrolcüsü” olan hata yükseltecine beslenir. Hata yükseltecinin çıkışı artık “Akım Kontrolcüsü” olarak adlandırılan kontrol bloğunun akım referansını oluşturacaktır. Akım devreden ölçülen akım ile karşılaştırılarak bu bloktaki hata yükseltecine girdi olarak beslenecektir. Hata yükselteci çıkışı ise artık kontrol amaçlı kullanılacak olan referansı teşkil edecektir. Bu kontrol referansına göre (devrede “DUTY” olarak gösterilmiştir) güç katında anahtarlamalar yapılacaktır. DGM ile sürülen bir devre düşünülürse ve kazancın doluluk oranı ile doğru orantılı olduğu düşünülürse:

Çıkış gerilimi düştükçe “Gerilim Kontrolcüsü” girişindeki hata ve çıkışındaki akım referansı artacaktır.

Devreden okunan akım bu aşamada artmayacağından “Akım Kontrolcüsü” girişindeki hata ve çıkışındaki referans değer artacaktır.

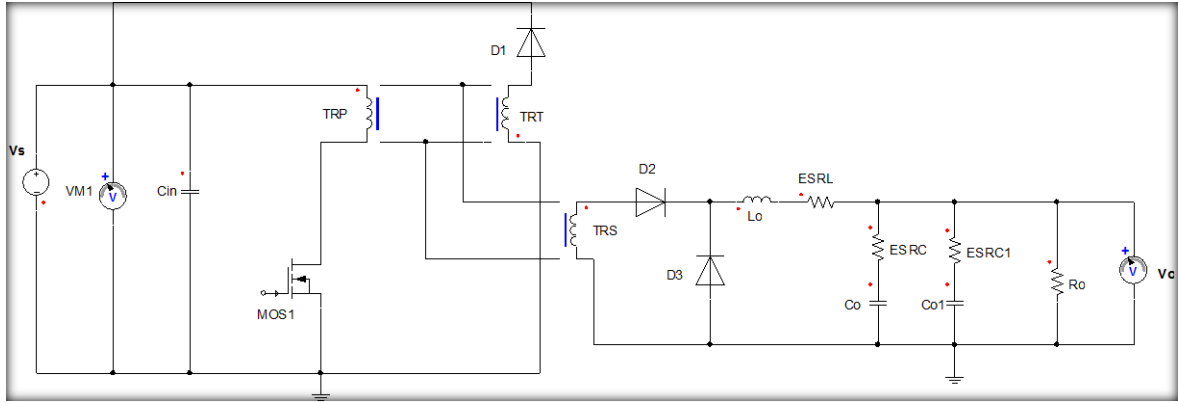
Bu şekilde “DUTY” olarak adlandırılmış doluluk oranı artacak ve Q1 anahtarı iletim süresi artacaktır. Sonuç olarak çıkış geriliminin artırılması sağlanacaktır.

Tersi durumda ise doluluk oranı düşürülerek cevap verilecek ve Q1 anahtarının doluluk oranı düşürülecektir. Böylece kontrol çıkış geriliminin kontrol edilmesi sağlanmış olacaktır.

Akım kontrolünün bulunduğu devrelerde akım kontrolü tepe akım modu kontrolü ile veya ortalama akım modu kontrolü ile yapılabilmektedir. Tepe gerilim modunda akımın tepe değeri her anahtarlama istenilen değerde tutularak bir kontrol sağlanır. Ortalama akım modu kontrolünde ise akımın ortalamasına veya RMS (Root Mean Square) değerine göre kontrol gerçekleştirilir. Tepe akım modu kontrolü görece hızlıdır ancak alt harmonik dalgalanma ve gerçek akım değerini yakalama gibi sorunları mevcuttur. Ortalama akım modu kontrolü ise görece yavaş olmakla birlikte akım gerçek akım değerinin takibi açısından oldukça avantajlıdır. Bu durum şu şekilde açıklanabilir. Kontrol edilen akım kare dalga da olsa üçgen dalga da olsa veya sinüs dalgası da olsa aynı tepe değerlere sahip olabilecektir. Ancak RMS akım değerleri farklılık gösterecektir. Böylece kontrol edilmek istenen güç aktarımı istenen aktarım değerinden farklılaşacaktır (giriş gerilimi x giriş akımı veya çıkış gerilimi x çıkış akımı çarpımları düşünülerek görülebilir). Ortalama akım modundaki RMS değeri düşünülürse kontrol edilen değer gerçeğe olabildiğince yaklaşacaktır.

### **2.1.2. İleri (Forward) Dönüştürücü**

Bu çeviriciye ait temel devre aşağıdaki şekilde verildiği gibidir. Bu çevirici topolojisi temel düşürücü tip çeviricinin trafo eklenmesi yalıtımlı hale gelmiş düşürücü tipte bir dönüştürücüdür. Şekilde görüldüğü üzere aradaki tek fark trafodur. Bu nedenle de bu devreye ait kazanç buck çevirisi kazancının trafo sarım oranı ile çarpılmasıyla elde edilir. Devrede kullanılan trafonun demanyetize dileyebilmesi için üçüncül bir sargının varlığı söz konusudur. Bu sargı yerine pasif/aktif kenetlenme devreleri içeren versiyonları da mevcuttur. Ayrıca hem demanyetizasyon sorunun çözümü hem de güç artırımı için iki anahtarlı devre yapıları da mevcuttur. Topolojik olarak düşürücü tipte olmakla birlikte trafo kazancı  $>1$  yapılarak yükseltici olarak da kullanılabilir.

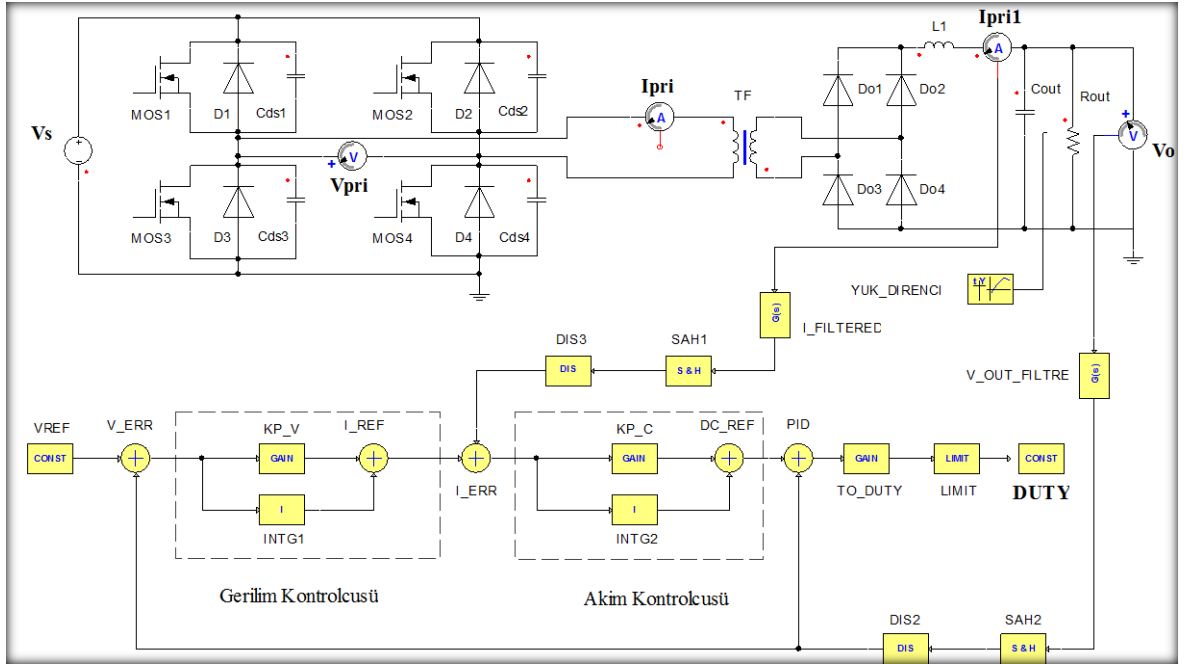


Şekil 2.6. İleri (forward) dönüştürücü devresi

### 2.1.3. Tam Köprü Dönüştürücü

Çıkış akımı ve çıkış gerilimi kontrol edilerek kontrol edilmiş örnek bir tam köprü dönüştürücü devresi aşağıdaki şekilde verilmiştir. Yapısal olarak ileri dönüştürücülerinin bir periyotta 2 kat güç aktaran versiyonudur. Bu nedenle kazancı ileri dönüştürücünün iki katıdır. Ancak yine de topolojik olarak düşürücü tipte bir çeviricidir. Bu çeviricinin DGM tekniği ile çalışan versiyonu olduğu gibi faz kaydırmalı çalışan versiyonu da mevcuttur. Faz kaydırmalı çeviriciler bu bölümün ileriki aşamasında ayrıca ele alınacaktır.

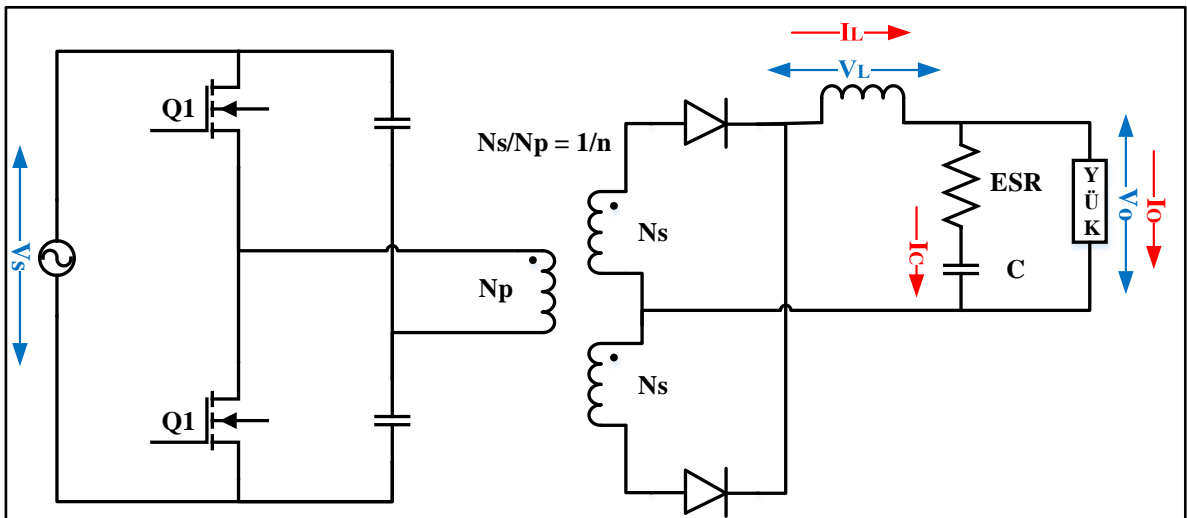
Güç aktarımının yüksek olması sebebiyle yüksek güçlerde kullanılmaktadır. Yüksek güç uygulamalarında kullanılması nedeniyle verimi daha da önem kazanmaktadır. Verim konusuna ek olarak uygulamalarında çıkış diyotlarında görülen tınlaşım devrenin sorunlu özelliğidir. Bu sorunların aşılabilmesi için aktif veya pasif kenetleme devreleri kullanılmaktadır. Bu eklentiler devredeki eleman sayısını artırarak hem verimi düşürmekte, eleman sayısını artırarak maliyeti artırmakta hem de güvenilirliği düşürmektedir.



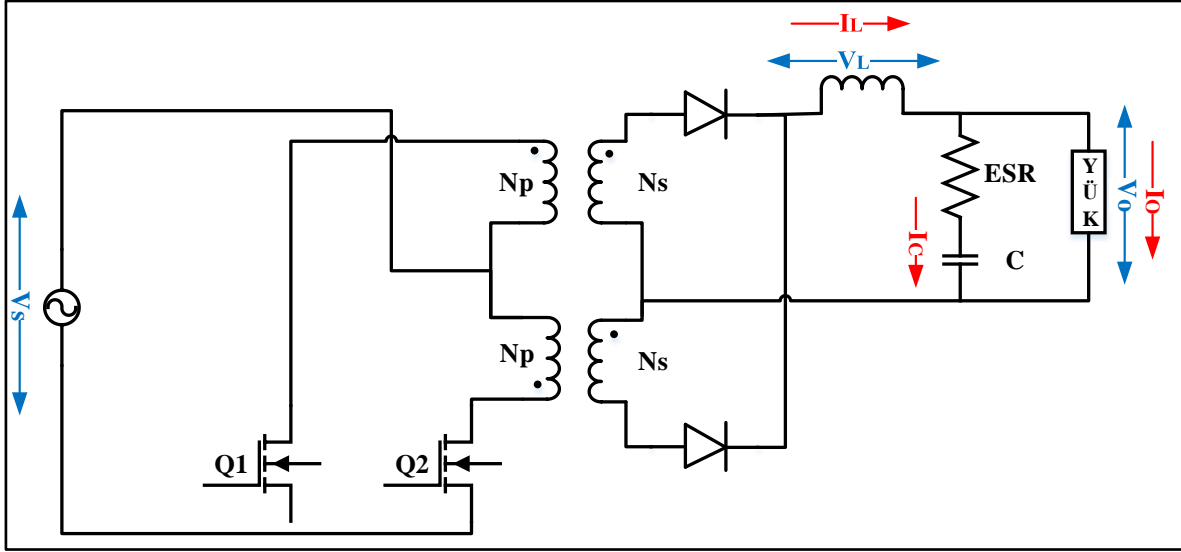
Şekil 2.7. Kontrol döngülü tam köprü FKTK dönüştürücü devresi

#### 2.1.4. Sık Kullanılan Diğer Düşürücü Tip Dönüştürücüler

Yarım Köprü (Half Bridge) Dönüştürücü, İtme-Çekme (Push-Pull) Dönüştürücü gibi yoğun olarak kullanılan düşürücü tipte dönüştürücüler de mevcuttur. Bu çeviriciler de güç ihtiyacına ve uygulamaya özel tanımlanan gereksinimlere göre kullanımdadırlar. Temel devre yapıları aşağıdaki şekillerde verildiği gibidir.



Şekil 2.8. Yarım Köprü Dönüştürücü Devresi



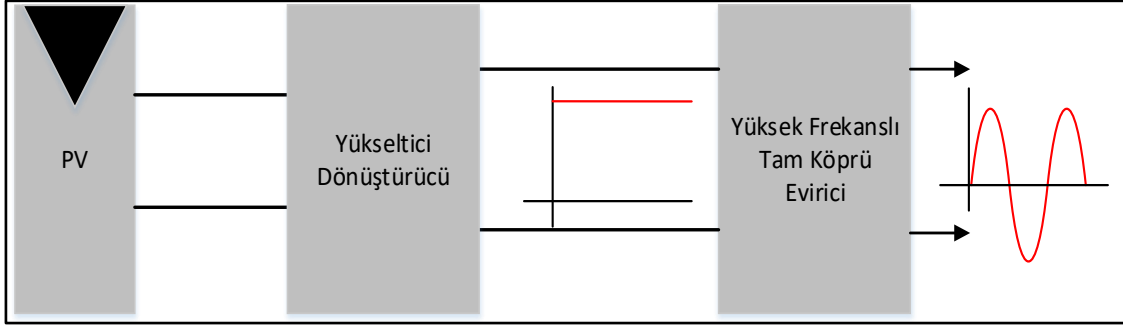
Şekil 2.9. İtme-Çekme (Push-Pull) dönüştürücü devresi

## 2.2. Yükseltici Tip Dönüştürücüler

Adından da anlaşıldığı üzere “çıkışa göre düşük” giriş geriliminin “girişe göre yüksek” çıkış gerilimine dönüştürüldüğü yapılardır. En belirgin olan topoloji uygulaması temel yükseltici (Boost) dönüştürücüdür. Dönüşüm sırasında reaktif devre elemanlarının durum değişimleri kullanılır. Durum değişimleri anahtarlama elemanları yardımlarıyla gerçekleştirilir. Örneğin bir bobinin anlık akım değiştirememesi prensibi kullanılarak gerilimin yükseltilmesi sağlanır [1-3]. Yükseltici tipteki birçok çevirici türünü [34] burada anmak mümkün olmayacaktır. Bu nedenle bu başlık altında birkaç adet topoloji ile genel bir anlatım yapılacaktır. Dönüştürücülerin çalışma biçimleri ve kazançları temel düzeyde ele alınacaktır. Detaylı bilgi için ilgili noktalarda verilen referansların incelenmelidir.

Yükseltici tip dönüştürücüler endüstriyel ve askeri birçok uygulamada kullanılan yapılardır. Düşük beslemeden yüksek gerilim elde etmenin gerektiği durularda kullanılırlar. Örnek Kullanım için aşağıdaki örnekler mevcuttur.

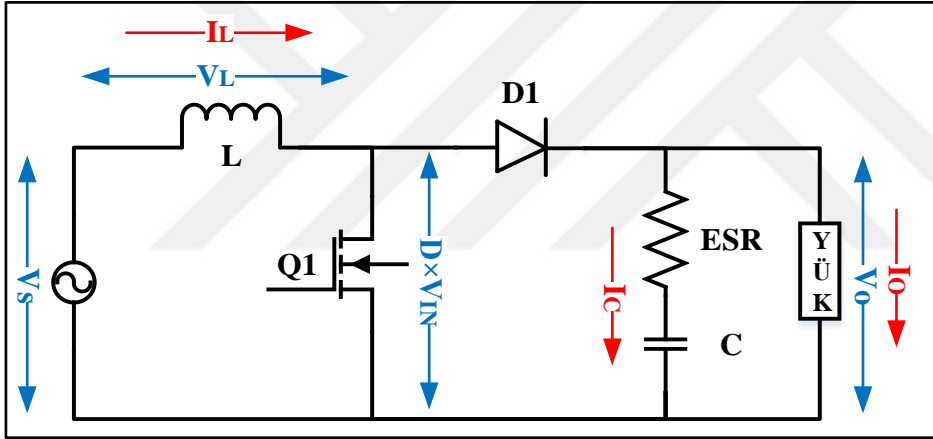
- Güneş paneli En Yüksek Güç Noktası Takibi güç kaynağı
- Üç boyutlu yazıcılar için parçacık hızlandırma yüksek gerilim güç kaynakları
- Güç Faktörü Düzeltme güç kaynakları
- Araç içi AA güç kaynağı yükselticisi
- EV aletleri güç kaynakları



Şekil 2.10. Güneş paneli gerilimi için örnek yükseltici dönüştürücü

### 2.2.1. Temel Yükseltici (Boost) Dönüştürücü

Temel dönüştürücü (Boost) devresi aşağıdaki şekilde verildiği gibidir.



Şekil 2.11. Temel yükseltici (boost) dönüştürücü devresi

Yukarıdaki şekilde görülen dönüştürücüde görülen temel yükselticide Q1 anahtarının iletim durumunda giriş gerilimi üzerinden bobin şarj edilir. Q1 anahtarı kesime götürüldüğünde bobin akımı anlık olarak akışını tamamlayacak yol bulamaz ve teorik olarak sıfıra doğru gitmesi gerekir. Azalan akımın türevi alındığında negatif olduğu görülür. Bu da bobin geriliminin yön değiştirmesi demektir. Yön değiştiren bobin gerilimi ile giriş gerilimi polariteleri artık aynı yöndedir. Diğer bir deyişle bobin gerilimi Q1 iletimde olduğu duruma göre ters yönlüdür. Giriş gerilimi ve bobin gerilim toplamları diyot iletim gerilim değeri ve çıkış gerilimini aştığı durumda diyot iletime girecektir. Bu durumda da çıkıştaki yük girişteki bobinde depolanmış enerjiden beslenebiliyor duruma geçecektir. Aynı zamanda çıkıştaki kondansatör de şarj edilecektir. Giriş bobini akımı sürekli ise Q1 anahtarı iletime geçene

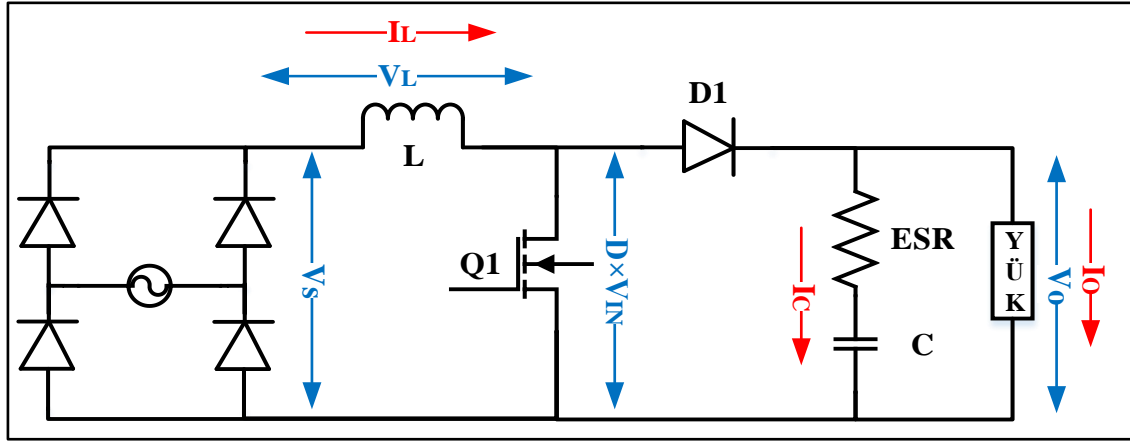
kadar diyot iletimde kalacaktır. Eğer bobin akımı sürekli değilse bobin akımı sıfıra indiğinde diyot iletimi de sonlanacak ve yük artık çıkış kondansatöründen beslenecektir. Sürekli akım modunda Bu çeviriciye ait kazanç aşağıda verildiği şekildedir.

$$V_o = V_s / (1 - D) \quad (2.2)$$

Verilen denklemden anlaşılacağı üzere sürekli akım modunda kazanç doğrusal değildir. Bu nedenle sürekli akım modunda gerilim tabanlı kontrolü karmaşık olacaktır. Bu sebeple de akım kontrollü gerilim mod kontrolün uygulanması daha uygun olacaktır. Ancak [2] incelendiğinde kesikli akım modunda kazancının doluluk oranı ile doğrusal olduğu görülecektir. Gerilim modunda kontrolü için kesikli akım modu daha uygun olacaktır. Kesikli akım modunda ise anahtar ve giriş akımlarının aynı gücün transferindeki RMS değerleri (harmonik bileşen değerleri) yüksek olacaktır.

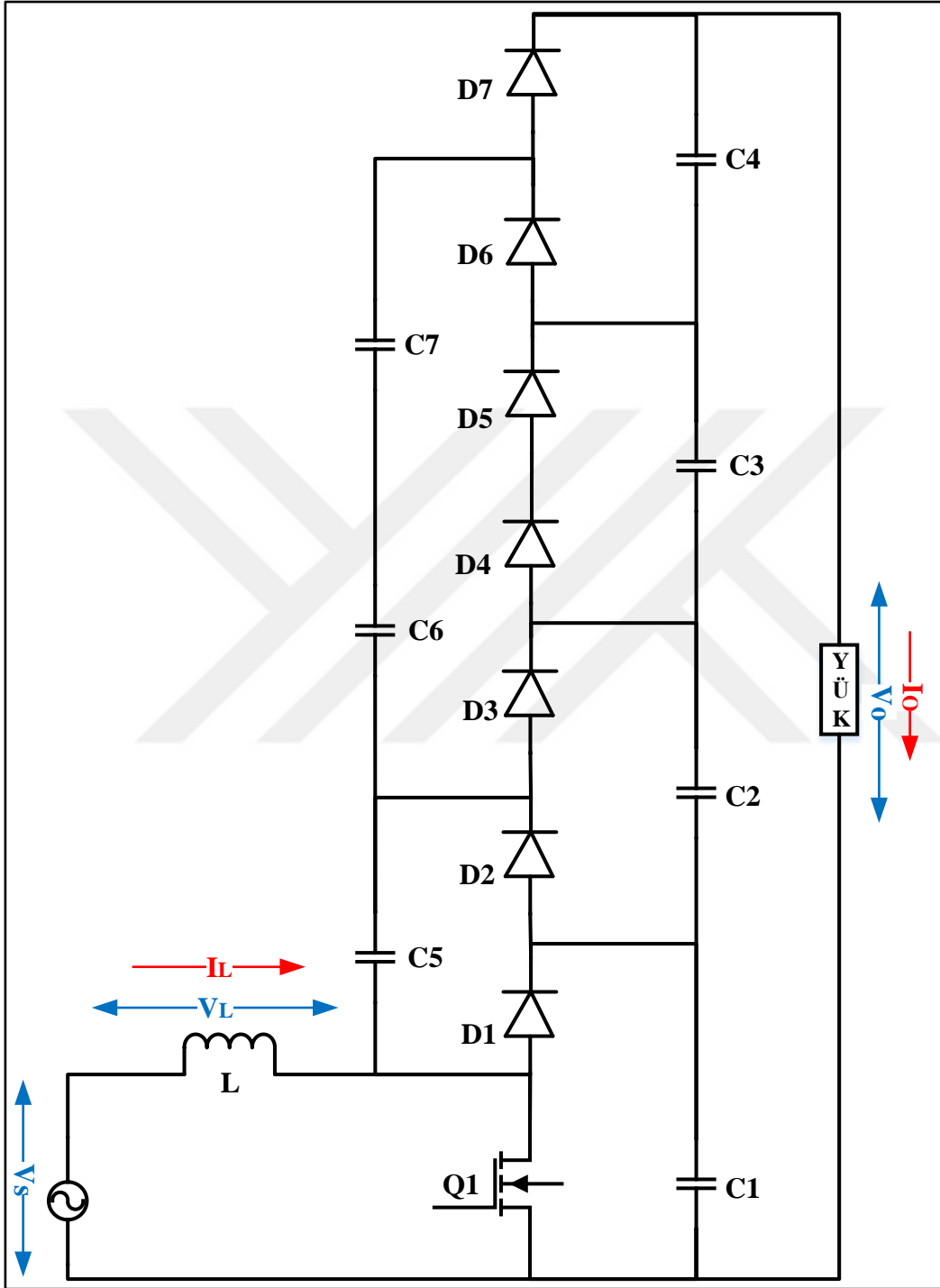
Denklemden de görüleceği üzere teorik olarak giriş geriliminden sonsuz bir kazanç elde edilmesi gerekir. Ancak devrede var olan kayıp elemanları, özellikle de giriş bobinindeki eşdeğer direnç kazanç denklemini değiştirir ve belirli bir kazancın üstüne çıkılamaz [2]. Bu nedenle daha yüksek kazançlar için ya birden fazla dönüştürücü kullanılmalı ya da yalıtımlı bir yapı ile trafo kazancı eklenmelidir. Bu durum nedeniyle kazancın artırılabilirdiği topolojiler için çalışmalar söz konusudur.

Temel Yükseltici devresi AA'dan beslenen sistemlerde Güç Faktörü Düzeltici (GFD) olarak da kullanılmaktadır. GFD olarak kullanım durumunda giriş AA geriliminin doğrultulmuş hali giriş bobini akımı takibi için referans olarak kullanılmaktadır. Giriş bobinindeki akım doğrultulmuş giriş gerilimini takip ettiği sürece güç faktörü yüksek değerlerde tutulabilmektedir. Giriş geriliminin bozulduğu durumlarda da akımın gerilimi takip etmesi sonucu harmonik bileşenler artarak (akım-gerilim arasındaki faz açış temel bileşen için halen düşük) güç faktörünün düşmesine sebep olabilir. Bu durumun düzeltilmesi için de giriş geriliminin sıfır kesim noktaları tespit edilip referans olarak ideal sinüs dalgası oluşturularak giriş gerilimindeki bozulmadan kaynaklı güç faktörü düşümü engellenebilir [35].



Şekil 2.12. Güç faktörü düzeltici (temel yükseltici) dönüştürücü devresi

### 2.2.2. Çok Seviyeli Yükseltici Dönüştürücüsü



Şekil 2.13. Çok katlı yükseltici dönüştürücü devresi (3 katlı)

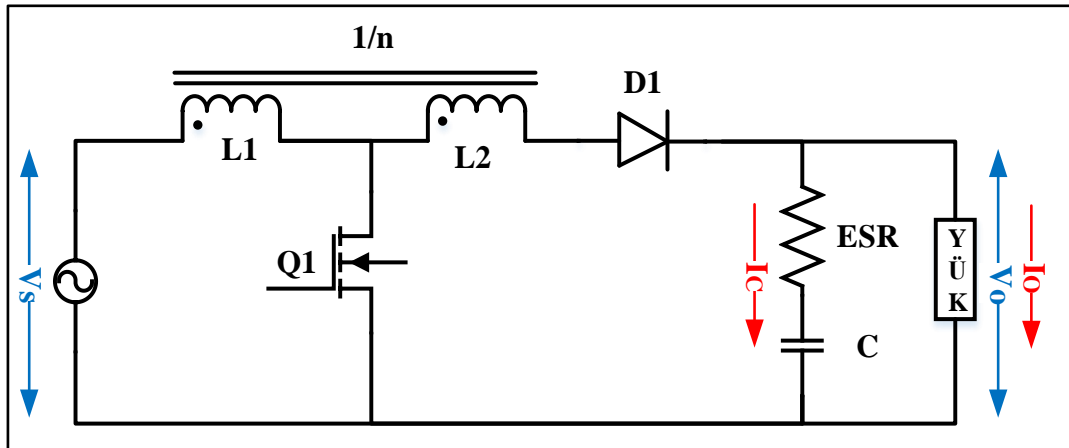
Çok katlı yükseltici devresi temel yükseltici devresinin çıkışına katlayıcı eklenerek çıkış gerilimi kazancının yükseltilmesi esasına dayanmaktadır. Yalıtım ve/veya yükseltme amaçlı bir trafo kullanmadan çıkışın girişe göre daha yüksek gerilim elde edilebilir. Bu devre için

verilen aşağıdaki kazanç incelendiğinde devrenin temel yükseltici kısmı aynı kalmak şartıyla çıkıştaki katlayıcı yapısı artırılarak kazanç artmaktadır [36]. Örneğin tek katmanlı temel yapıda kazanç 2 ise; iki katmanlı yapıda 4 ve üç katmanlı yapıda kazanç 6'dır. Bu kazanç oranı ek bir bobin veya anahtar kullanmadan gerçekleşir. Artırılan elemanlar kondansatörler ve diyotlardır.

$$V_o = nV_s/(1 - D) \quad (2.3)$$

### 2.2.3. Bobin Kuplajlı Yükseltici Dönüştürücüsü

Bobin kuplajlı yükseltici için temel devre yapısı aşağıda verildiği gibidir. Bu çevirici temel yükseltici devresinde bulunan bobine kuplajlı yeni bir bobin eklenerek elde edilir. Elde edilen yeni devrede kazanç yüksektir. Bu şekilde düşük gerilimlerden daha yüksek gerilim elde edilmesi mümkün olmaktadır. Çeviricide yalıtım/yükseltme amaçlı trafo ve/veya fazladan anahtarlama elemanları kullanılmadan daha yüksek kazanç elde edilmesi önemli bir avantajdır. Kuplajlı bobinin basit yapısı ve anahtarlama elemanının gördüğü düşük gerilim de avantajları olarak ele alınmaktadır [37].



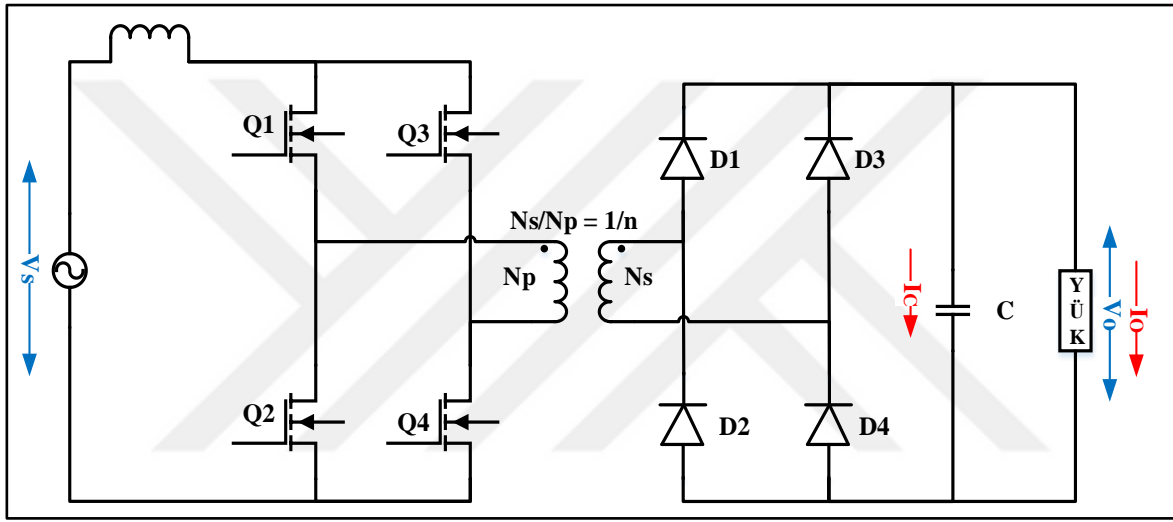
Şekil 2.14. Bobin kuplajlı yükseltici dönüştürücü devresi

Çeviriciye ait kazanç [37] aşağıdaki gibidir. Kazanç denkleminde de anlaşılacağı üzere L1 ve L2 bobinleri arasındaki kazanç oranı devrenin de kazancına etki etmekte ve çıkıştan temel çeviriciye göre daha yüksek kazanç elde edilebilmektedir.

$$V_o = (1 + nD)V_s/(1 - D) \quad (2.4)$$

### 2.2.4. Yalıtımlı Tam Köprü Yükseltici Dönüştürücüsü

Yalıtım gereksiniminin olduğu ve yüksek kazanç gerektiği durumlarda tercih edilen bir yapıdır. Temel yükseltici devresinin yalıtılmış hali de denilebilir. Geniş giriş gerilim aralığı gerektiren durumlarda yüksek kazançta sahip olması da önemli bir özelliktir. Girişte yer alan bobin sebebiyle anahtarlar üzerinde görülen yüksek gerilimler sorun teşkil eder. Bu sorunun çözümüne yönelik olarak aktif veya pasif kenetlenme devreleri ile kullanılabilirliği artırılmıştır [38]. Temel devre yapısı aşağıda verildiği gibidir.



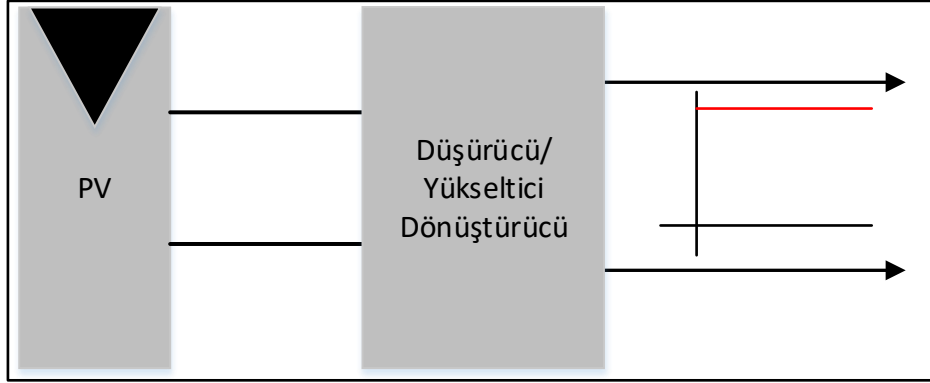
Şekil 2.15. Yalıtımlı tam köprü yükseltici devresi

### 2.3. Düşürücü/Yükseltici Tip Dönüştürücüler

Düşürücü/Yükseltici tip çeviriciler “çıkışa göre düşük” veya “çıkışa göre yüksek” giriş geriliminden çıkış geriliminin elde edilmesinde kullanılırlar. Hem düşük hem de yüksek giriş geriliminden sabit bir çıkış gerilimi elde ediliyor olması geniş giriş geriliminden çalışmasına olanak sağlamaktadır [1-3]. Yalıtımlı ve yalıtımsız tipte uygulamaları mevcuttur. Uygulama alanlarına göre ve güç seviyelerine göre sadece yüksek gerilimin düşük gerilime dönüştürülmesi için de kullanılabilirler. Aşağıda belirtilen uygulama alanları mevcuttur.

- Ev aletleri güç kaynağı
- Güneş paneli En Yüksek Güç Noktası Takibi güç kaynağı

- Rüzgâr türbini güç kaynağı
- Araç batarya sonrası ön düzenleyici güç kaynağı



Şekil 2.16. Yalıtımlı tam köprü düşürücü/yükseltici en yüksek güç takibi dönüştürücüsü

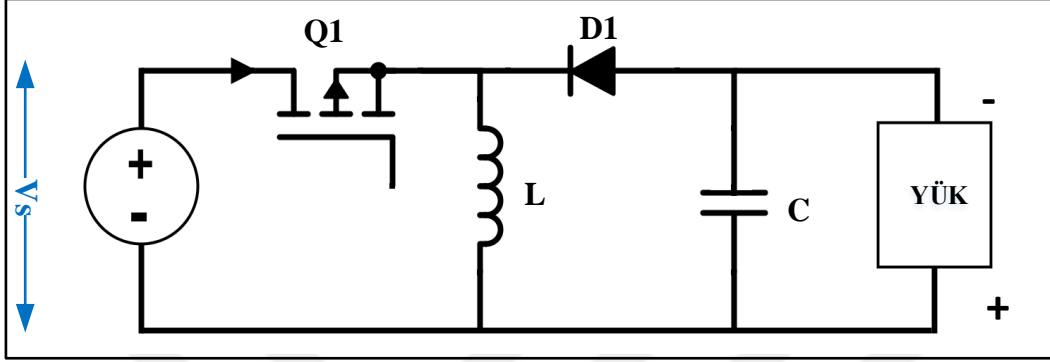
### 2.3.1. Temel Düşürücü/Yükseltici (Buck-Boost) Dönüştürücü

Temel düşürücü/yükseltici devresi de aşağıda verildiği gibi temel düşürücü ve temel yükseltici devreleri ile benzer devre elemanlarından oluşur. Bu devrede farklılaşan ise benzer devre elemanlarının yerleri ve anahtarlamaya göre durumlarının değişmesidir. Temel düşürücü ve temel yükseltici devrelerinde çıkış gerilimi giriş gerilimi referans noktasına göre pozitif iken bu devrede çıkış gerilimi negatiftir. Çıkış geriliminin negatif olması dezavantaj algılanabileceği gibi uygulamaya göre olumlu bir durum olarak da algılanacaktır. Örneğin giriş gerilimi 5VDC olan bir devreden çıkışı -5VDC olan bir gerilim az sayıda bileşenle ve yalıtımsız (ve yüksek verimli) olarak elde edilebilecektir.

Temel düşürücü/yükseltici devresi aşağıda verilen devre elemanlarından oluşmaktadır. Devrede Q1 anahtarı iletimdeyken L bobini üzerinde giriş gerilimi görülür. Giriş geriliminin varlığında bobin akımı yükselir. Q1 anahtarı kesime götürüldüğünde ise bobin üzerindeki akım düşüşe geçer. Eğimi negatif olan akım bobin üzerinde giriş gerilimi referansına göre negatif (D1 katoduna göre pozitif) bir gerilim oluşur. Oluşan bu gerilim D1 diyotu iletime geçene kadar yükselir ve diyot iletime geçirilir. D1 diyotu ideal kabul edilirse bobin üzerindeki gerilim çıkış gerilimi ile aynı değere gelir. Devrenin sürekli akım modunda kazancı aşağıda verilmiştir.

$$V_o = (-DV_s)/(1 - D) \quad (2.5)$$

Devre sürekli akım modu incelendiğinde kazancın doluluk oranı ile doğrusal olmadığı görülecektir. Sürekli olmayan akım modu incelendiğinde ise kazancın doğrusal olduğu görülecektir. Bu nedenle bu dönüştürücü topolojisinin kesikli akım modunda kontrol edilmesi daha uygun olacaktır.

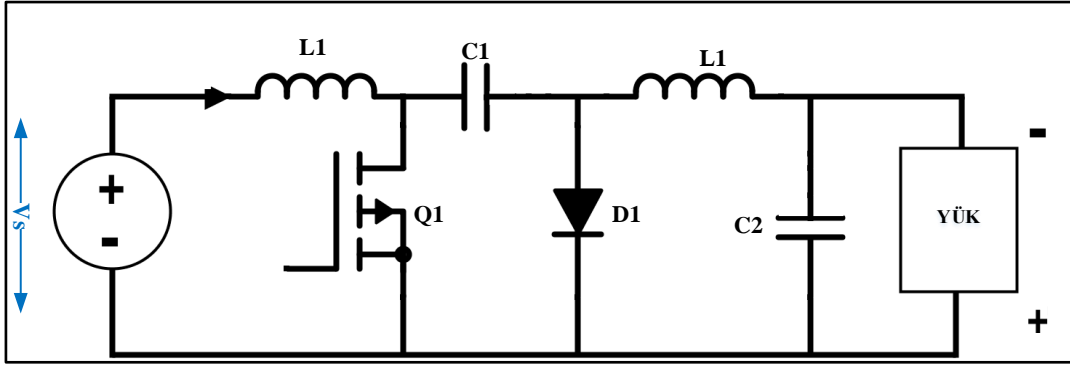


Şekil 2.17. Temel düşürücü/yükseltici (buck/boost) dönüştürücü devresi

### 2.3.2. CUK Dönüştürücü

İsmi tasarımcısından alan bu topolojiye ait temel devre yapısı aşağıda verildiği şekildedir. Bu çevirici türünde de çıkış gerilimi polaritesi giriş gerilimine göre terstir. Bu özelliği sebebiyle giriş geriliminden yalıtımsız olarak negatif giriş gerilimi üretebilecek yapıdadır. Hem giriş hem de çıkışında yer alan bobin sayesinde hem giriş hem de çıkış akım RMS değerleri düşürülmüştür. Enerji transferi C1 kondansatörü üzerinden sağlandığı için transfer verimi yüksek ve çıkışta gerçekleşecek olan kısa devrelerde C1 doğal bir kısa devre koruma elemanıdır. Çeviriciye ait kazanç denklemi [39] aşağıdaki gibidir.

$$V_o = (-DV_s)/(1 - D) \quad (2.6)$$

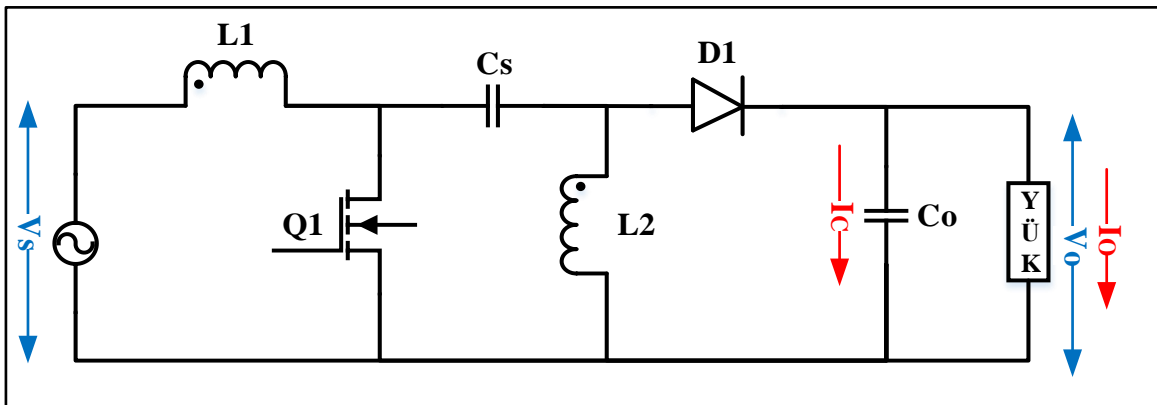


Şekil 2.18. CUK yükseltici/düşürücü dönüştürücü devresi

### 2.3.3. SEPIC Dönüştürücü

SEPIC (Single-Ended Primary-Inductance Converter) çeviricisi de düşürücü yükseltici çevirici topolojilerinden birisi olup yalıtımsız olarak değişken giriş geriliminden çıkış gerilimi elde edilmesine imkân sağlar. Çıkış gerilim polaritesi giriş gerilimi ile aynıdır. Giriş akımı bobin varlığı sebebiyle düşük RMS değerine sahiptir. Devrede iki adet bobin bulunması toplam devre boyutlarını artırmaktadır [40]. Cs kondansatörünün varlığı çıkış tarafında gerçekleşecek kısa devrelere karşı doğan bir koruma sağlamaktadır. Çeviriciye ait kazanç denklemi ve temel devre aşağıda verildiği gibidir [40].

$$V_o = (DV_s)/(1 - D) \quad (2.7)$$



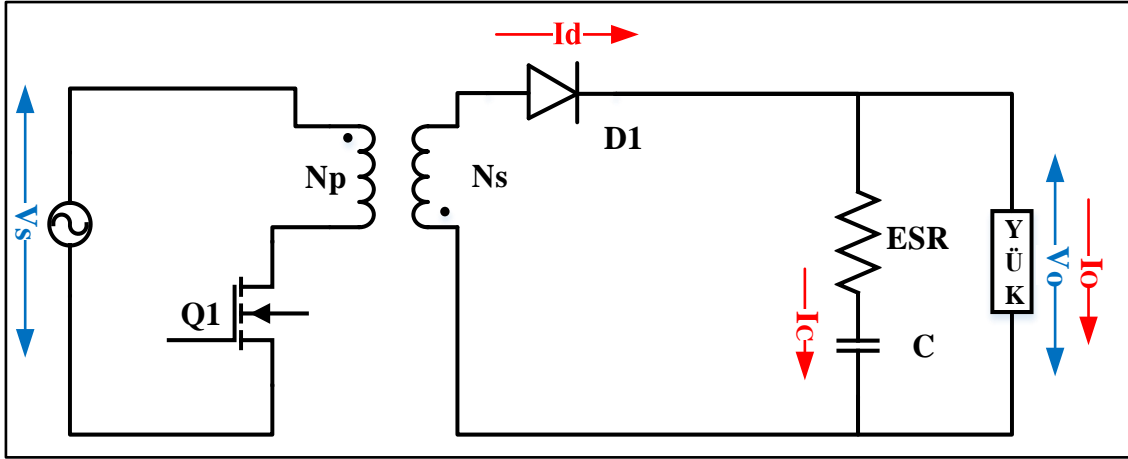
Şekil 2.19. SEPIC düşürücü/yükseltici dönüştürücü devresi

### 2.3.4. Geri Dönüflü (Flyback) Dönüflürücü

Düflürücü/yükseltici tip dönüflürücü topolojilerinden yoğun olarak kullanılan bir topolojidir. Sabit frekanslı doluluk oranı kontrolü ile çıkış gerilimi kontrolü yapılabildiği gibi tınlşım tipi kontrol yöntemi ile çıkış gerilimi kontrolü yapılan türleri de mevcuttur. Ev aletleri, güneş enerji sistemleri ve birçok endüstriyel uygulamalarda yoğun olarak kullanılan bir dönüflürücü tipidir. İçerdiği eleman sayısının az olması sebebiyle basit ve fiyat açısından ucuz bir yapıya sahiptir. Bu dönüflürücü tipi kendi için de de alt topolojilere ayrılmaktadır. Anahtarlama elemanında trafo kaçak endüktansından kaynaklı yüksek gerilimleri önlemek için pasif kenetlenme devreli yapıları olduğu gibi aktif kenetlenme devreli yapıları da mevcuttur. Yine anahtarlama elemanında görülen gerilimi engelleme ve güç transferini artırmak için iki anahtarlı (ayrıca ele alınacaktır) topoloji de mevcuttur.

Aflağıdaki verilen geri dönüflü çevirici devresi incelendiğinde Q1 anahtarı ilettime sokulduğunda D1 diyotu çıkış gerilimi ve ikincil sargı gerilimi ile ters kutuplanır ve kesim durumunda kalır. Bu durumda yük tarafına enerji transferi gerçekleşemez. Enerji mıknatıslanma bobini üzerinde depolanır. Q1 anahtarı kesime götürüldüğünde mıknatıslanma bobini üzerindeki akımın eğimi negatif olur ve akım düşmeye başlar. Eğimi negatif olan mıknatıslanma bobini akımı birincil sargı gerilimini negatif yapar (referans noktasına göre) ve böylece ikincil tarafta oluşan gerilim diyotu ilettime sokacak yönde kutuplanır ve yükselir. Diyot ilettime girdiği durumda ikincil sargıdaki gerilim çıkışa eşit olur ve iletimdeki diyot aracılığı ile çıkışa enerji transferi gerçekleştirilmiş olur. Enerji transferinde kullanılan trafo enerji depolama özelliği göstermesi nedeniyle daha çok kuplajlı bir bobin gibidir. Bu durum trafo tasarımında standart bir trafo tasarımından ziyade bir bobin tasarımı adımları dikkate alınır.

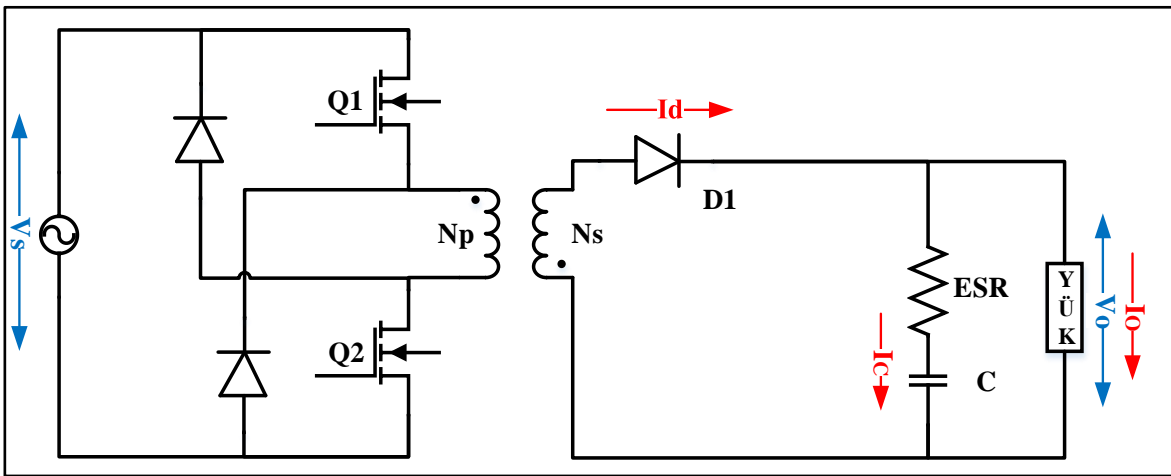
Dönüflürücünün sürekli akım modunda ve kesikli akım modunda çalışması söz konusudur. Sürekli akım modundaki kazanç doluluk oranı ile doğrusal olarak değişmediği için kontrol açısından bu durum tercih edilmemektedir. Kesikli akım modunda ise kazanç doluluk oranı ile doğrusal olarak değişir. Bu durum kontrolde kolaylık sağlayacaktır; ancak giriş akımı RMS değeri oldukça yüksek olacak ve trafonun boyutunun büyümesine sebep olacaktır.



Şekil 2.20. Geri dönüşlü (flyback) SEPIC düşürücü/yükseltici dönüştürücü devresi

### 2.3.5. İki Anahtarlı Geri Dönüşlü (Flyback) Dönüştürücü

İki anahtarlı geri dönüşlü dönüştürücü geri dönüşlü topolojiye giriş tarafında bir adet anahtar ve iki adet diyot eklenmesi ile elde edilmiştir. Temel geri dönüşlü topoloji anahtarlama elemanında görülen yüksek gerilim dalgalanmalarına karşı kullanılan pasif veya aktif kenetlenme devrelerinin verimlerinin artırılması için geliştirilmiş bir uygulamadır. Bu uygulamada diyotların varlığı hem giriş anahtarlarında görülen yüksek gerilimlerin kenetlenmesini hem de trafo kaçak endüktansında depolanan enerjinin kaynağa aktarılmasını sağlamaktadır. Birbirine seri iki anahtarın varlığı her bir anahtarın gördüğü gerilimi de azalmaktadır [41]. Güç transferi de tek anahtarlı topolojiye benzer şekilde gerçekleşmektedir.



Şekil 2.21. İki anahtarlı geri dönüşlü (flyback) SEPIC düşürücü/yükseltici dönüştürücü devresi

## 2.4. Faz Kaydırmalı Tam köprü Çeviriciler

Faz kaydırmalı tam köprü çeviriciler düşürücü tip çeviriciden üretilmiş olmakla birlikte yükseltme amaçlı da kullanılabilir. Düşürücü tip çevirici iken daha özel bir başlık altında değerlendirilmesinin kaynağı olan temel iki özellikleri aşağıdaki gibidir.

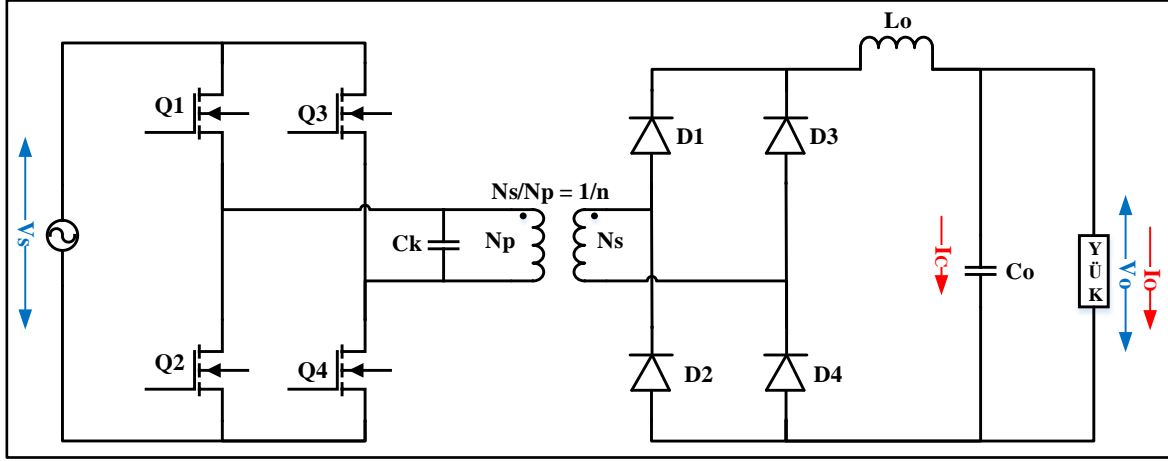
- Yapılarında tam köprü içeriyor olmaları
- Kontrol yöntemi olarak faz kaydırma yönteminin kullanılması

Yapısal olarak darbe genişliği modülasyonu kontrolü temeline dayanan tam köprü çeviricilerden faz kaydırma kontrolüne sahip olmaları ile ayrılırlar. Sıfır gerilim anahtarlamaya imkân veriyor olmaları sebebiyle verimleri yüksektir. Sıfır gerilim anahtarlama özelliği sebebiyle düşük elektromanyetik gürültüye sahiptirler. Yüksek güçlerde kullanılıyor olmaları nedeniyle verimlerinin yüksek olması önemlidir.

Bu çalışma kapsamın dikkate alınarak burada iki temel faz kaydırmalı çevirici tipi ele alınacaktır. Çeviricilerle ilgili kazançlar ele alınırken darbe genişliği modülasyonuna benzetim amaçlı benzer gösterimler tercih edilecektir. Yalıtımlı olmayan tipleri olabilmekle birlikte burada yalıtımlı olmayan tipleri ele alınmayacaktır.

### 2.4.1. Faz Kaydırmalı Tam Köprü Dönüştürücü

Faz kaydırmalı tam köprü (FKTK) düşürücü tip çeviriciden türetilmiş bir çeviricidir. Aşağıda görüldüğü üzere giriş tarafında yer alan 4 adet anahtar vasıtasıyla giriş DA gerilimi AA gerilimine dönüştürülür. 4 anahtarlı bu yapı tam köprü olarak adlandırılır. Tam köprü yapısı kıyıcı olarak da adlandırılmaktadır. Tam köprü çıkışındaki AA gerilimin varlığı trafo kullanımını mümkün kılar. Trafo varlığı giriş gerilimine göre çıkış gerilimine olanak sağlarken giriş ve çıkış arasında yalıtımı da sağlamaktadır. Trafonun çıkışındaki AA gerilimi ise çıkış diyotları (MOSFET veya IGBT+Diyot da olabilir) vasıtasıyla doğrultularak çıkıştaki düşük geçirgen filtreye beslenir. Düşük geçirgen filtre çıkışında AA bileşenler neredeyse tamamıyla süzülerek çıkışta DA gerilim elde edilir. Elde edilen gerilim faz farkı ile doğru orantılı olarak değişecektir. Diğer bir ifade ile devreden elde edilen çevrim kazancı faz farkı ile doğru orantılıdır.



Şekil 2.22. Faz kaydırmalı tam köprü dönüştürücü devresi

Yukarıda yer alan çevirici devresi incelendiğinde çalışma biçimi şu şekildedir. Q1 ve Q2 ile Q3 ve Q4 kendi aralarında tümleyen olarak ve %50 doluluk oranı ile anahtarlanırlar. Q3 Q1'e göre belirli bir açı ile kaydırılır. Bu şekilde trafonun birincil sargısında simetrik bir kare dalga elde edilir. Simetrik dalganın sadece pozitif/negatif kısmının süresinin anahtarlama periyoduna oranı "Deff" kabul edilirse devrenin sürekli akım modundaki kazancı aşağıdaki gibi olacaktır. "Deff" değeri faz kaydırma açı değerinin 360 dereceye oranı olarak da ifade edilebilir.

$$V_o = 2 \times Deff \times n \times V_s \quad (2.8)$$

Yukarıdaki kazanç denklemi incelendiğinde sürekli akım modunda kazancın darbe genişliği modülasyonu ile benzer olduğu görülecektir.

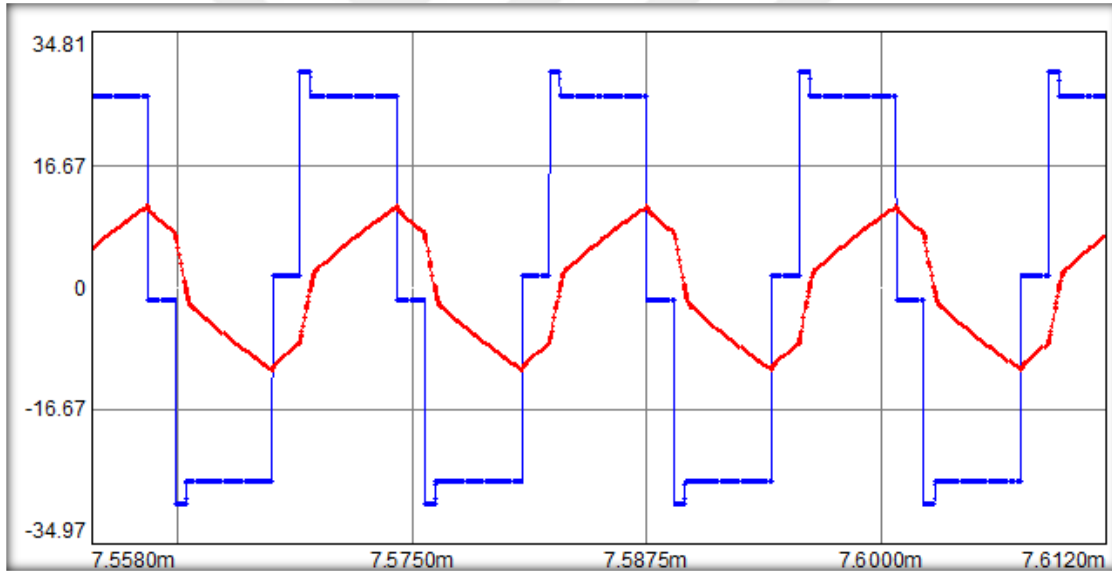
Teorik olarak bu devre kullanılarak giriş geriliminin yükseltilmesi veya düşürülmesi gerçekleştirilebilir. Trafo varlığı ile hem yalıtım sağlanırken hem de yükseltme sağlanabilir durumdadır.

Yükseltme amaçlı bir devre tasarlanması durumunda trafo sargılarından kaynaklı kondansatör, devrenin işleyişini idealden uzaklaştıracaktır.

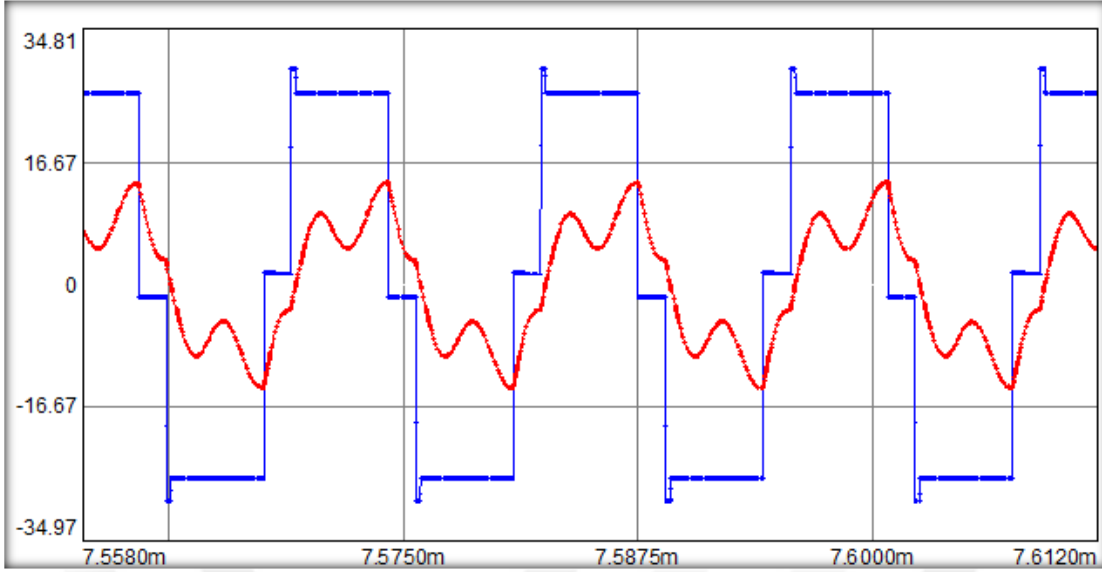
Bu çalışma kapsamında tasarlanarak gerçekleştirilen ikinci bir devre (24VDC giriş 700VDC çıkış) için yapılan benzetimlerde elde edilen bazı sonuçlar aşağıda verilmiştir. Şekil 2.23'te gerilim ve akım dalga şekilleri incelendiğinde ideal durumdaki sonuçlar görülecektir. Ancak,

Şekil 2.24 incelendiğinde ise gerilim dalga şeklinin benzer olduğu ancak akım dalga şeklinin farklılaştığı görülecektir. Akım dalga şekli incelendiğinde akımın zarfının ideal durum ile benzer olduğu ancak üzerinde sinüzoidal bir dalga bileşeni bulunduğu görülecektir. Bu durum  $C_k$  kondansatörünün varlığı ile gerçekleşmektedir.  $C_k$  kondansatörü devrede tınlaşımına sebep olmakta ve akım dalga şekli bozulmaktadır. Bu durumda yükseltme oranının düşürülmesi ile iyileşme sağlanacaktır. Düşürülen yükseltme oranı (trafo kazancının düşürülmesi)  $C_k$  değerini ve  $C_k$  kaynaklı tınlaşımın genliğini düşürecektir.

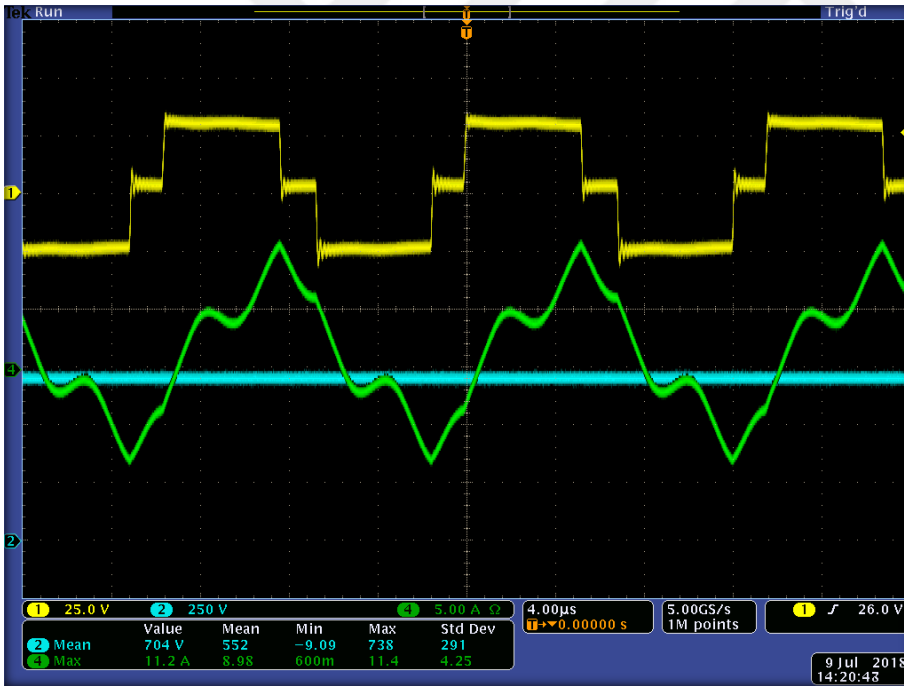
Şekil 2.25'te yukarıda bahsedilen devrenin gerçekleşmiş ve test ile elde edilmiş dalga şeklidir. Akım dalgası incelendiğinde  $C_k$  kaynaklı tınlaşımın varlığı görülecektir. Gerçekleşmiş devreden elde edilen akım grafiği ile ideal olmayan ( $C_k$  eklenmiş) devre benzetimindeki akım grafiği benzerdir.



Şekil 2.23. Faz kaydırmalı tam köprü dönüştürücü trafo birincil sargı gerilim ve akımı (ideale yakın durum)



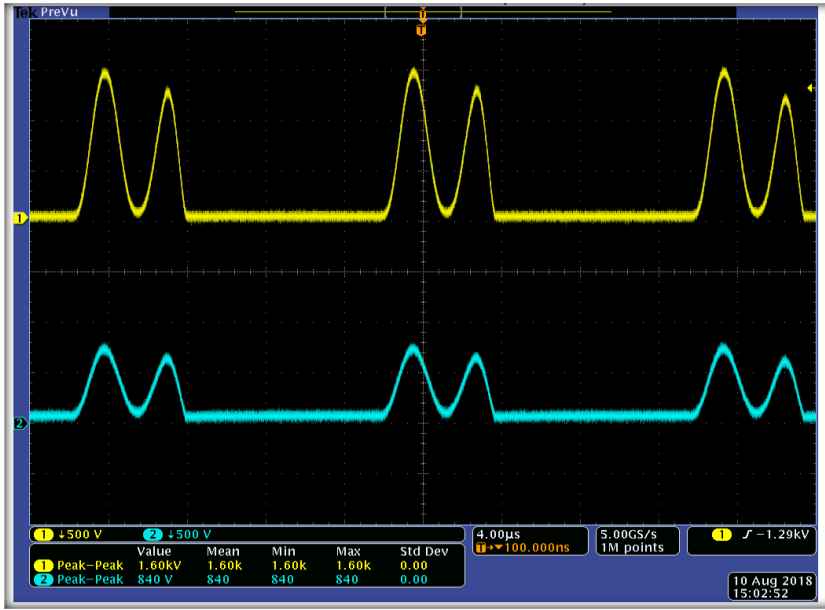
Şekil 2.24. Faz kaydırmalı tam köprü dönüştürücü trafo birincil sargı gerilim ve akımı (ideal olmayan durum)



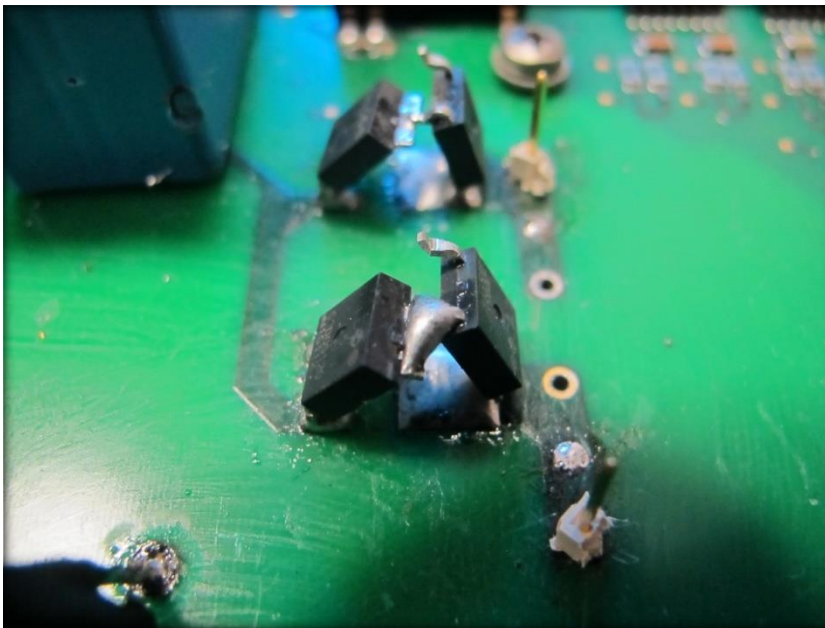
Şekil 2.25. Faz kaydırmalı tam köprü dönüştürücü trafo birincil sargı gerilim ve akımı (ideal olmayan durum)

Şekil 2.26 incelendiğinde ise diyotlar üzerinde çıkış geriliminden çok daha büyük genliklere sahip gerilimler olduğu görülecektir. Bu gerilimler çıkış diyot parazitik kapasitans etkisiyle görülen dalgalanmalardır. Bu dalgalanmalar gerçekleşen devrede de çıkış diyotlarının anma gerilimlerini geçecek düzeyde gerçekleşmektedir. Şekil 2.26'da Şekil 2.27'de verilen seri

bağlanmış diyotların gerilimleri görülmektedir. Üstte gözükten dalga şekli seri toplam gerilim olup altta görülen dalga şekli ise bir diyot üzerine düşen gerilimdir. Anılan bu nedenlerle güvenilir bir çalışma için çıkış diyotları örnekte olduğu gibi seri olarak bağlanmalı veya özel kenetlenme devreleri ile koruma önlemleri hayata geçirilmelidir. Bu devrelerde yer alan bu tip sorunlara karşı bir sonraki alt başlık ve devamındaki bölümde verilen “Çıkışı Endüktörsüz Faz Kaydırmalı Dönüştürücü” önerilmiştir [12-13].



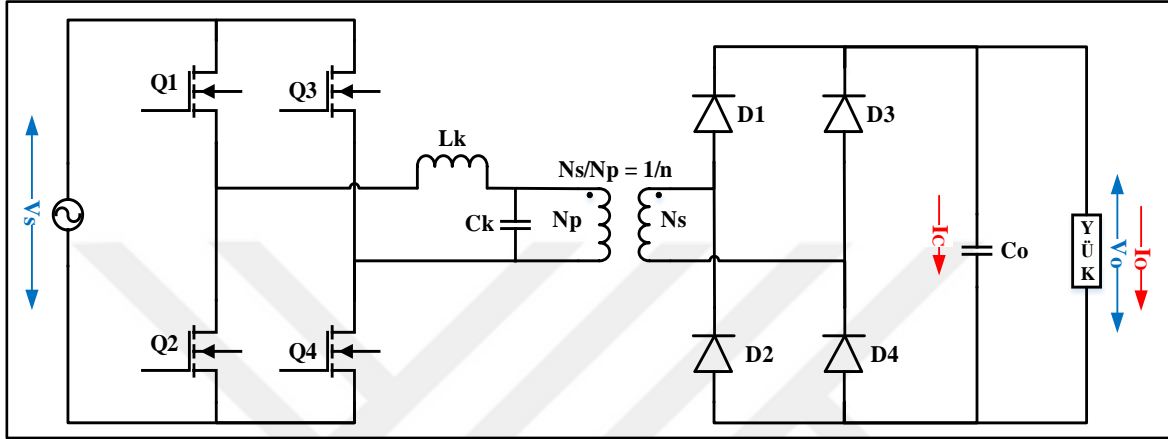
Şekil 2.26. Faz kaydırmalı tam köprü dönüştürücü çıkış diyotu gerilimi



Şekil 2.27. Faz kaydırmalı tam köprü dönüştürücü seri bağlanmış çıkış diyotları

### 2.4.2. Çıkışı Endüktörsüz Faz Kaydırmalı Dönüştürücü

Bir önceki alt başlıkta da bahsedildiği üzere bu topoloji “Faz Kaydırmalı Tam Köprü Dönüştürücü” topolojisinde görülen tınlaşımına karşı önerilmiştir. Bu topolojiye ait devre yapısı aşağıda verilmiştir. Bu devreye ilişkin detaylar bir sonraki bölümde ele alınacaktır.



Şekil 2.28. Çıkışı endüktörsüz faz kaydırmalı tam köprü dönüştürücü devresi

### 2.5. Kondansatör Şarjörü Uygulamaları

Kondansatör şarjörleri endüstride, sağlıkta ve askeri alanlarda kullanılan güç kaynaklarıdır. Şarj uygulaması DA’dan DA’ya yapıldığında DA-DA dönüştürücünün özelleşmiş halidir. Kondansatör şarjörlerinde ana işlem çıkışa bağlanan kondansatörün gerilimini istenen seviyeye getirip bu seviyede tutmak olabildiği gibi getirilen seviyede belirli bir yükü de besleme olabilir.

Kondansatör şarjörleri dönüştürücülerin özel bir durumu oldukları için; düşürücü, yükseltici, düşürücü/yükseltici topolojilerinde olabilir. Gereksinim duyulan ihtiyaçlara göre de topolojisi belirlenerek uygulanabilir.

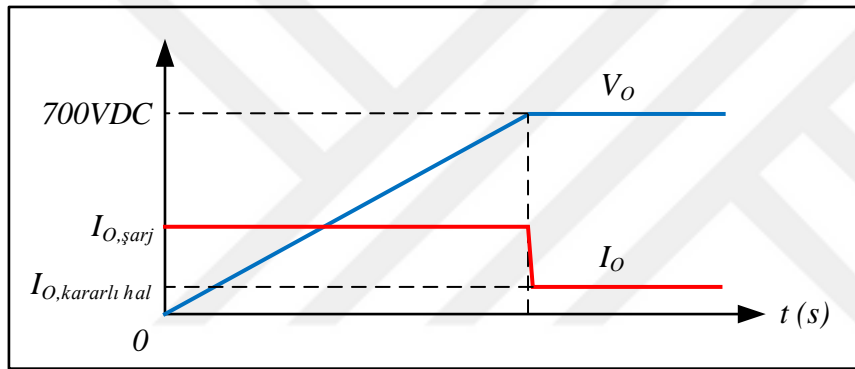
Kondansatör şarjı esnasında başlangıç anında kondansatörün etkin olarak kısa devre olduğu dikkate alınmalıdır. Aynı durumun yüksek frekans ile yapılan bir şarj işlemi için de geçerlidir. Bu durum aşağıda verilen kondansatör empedans değeri ile görülebilir.

$$Z = \frac{1}{j\omega C} \quad (2.9)$$

Denklem incelendiğinde frekans yükseldikçe empedansın düştüğü görülecektir. Bu durumda da belirli bir AA akımda kondansatör geriliminin küçük olduğu görülür. Bu nedenle kondansatörlerin başlangıç şarjlarında düşük frekans ile başlayan özelleşmiş bileşenler görülür [42].

Kondansatör şarjında ideal bir akım kaynağı ile şarj yapıldığı durumda akım ve gerilim grafikleri aşağıda verildiği şekilde olacaktır. Bu durumda ideal bir kondansatör için verilen sabit akım şarj denklemi geçerli olacaktır.

$$I = C \frac{\Delta V}{\Delta t} \quad (2.10)$$



Şekil 2.29. İdeal sabit akım kaynağı ile kondansatör gerilim şarj grafiği

Anılan kondansatör özelliklerinden hareketle kondansatör şarjörünün yüksek frekans ve sabit frekanslı olarak çalıştırılması yerine düşük frekans ile başlayarak istenilen frekansa belirli bir süre sonra gitmesi tercih edilmelidir. Ancak bu gereksinim sıkça kullanılan analog kontrolcüler yerine sayısal kontrolcü veya özel kontrolcü [42] ihtiyacını doğuracaktır. Sabit ve yüksek frekans ile de şarj imkânı olmakla beraber bu işlemin süresi daha uzun olacaktır. Bu çalışmada da sabit ve yüksek frekanslı bir dönüştürücü temel alınmıştır. Böylece bir kondansatör şarjörü tasarımı daha genel bir kapsam olan DA-DA dönüştürücü olarak ele alınmıştır. Dönüştürücüyü kondansatör şarjörü olarak kullanabilmek için RMS kısa devre akım kontrolü yeteneği eklenmiştir. Böylece çıkış tamamen kısa devre olsa dahi girişten çekilen akım RMS değeri sabit tutulabilmektedir. Sabit tutulan akım nedeniyle uzun süreli (saatler mertebesinde) kısa devre çalışma durumu söz konusudur.



### 3. ÇEFKTK DA-DA ÇEVİRİCİ

Bir önceki bölüm sonuna doğru aktarıldığı üzere FKTK çeviricilerden olan ÇEFKTK çevirici bu bölümde kararlı hal çalışma durumu ve kararlı hal çalışma DA kazancı analizi açısından ele alınacaktır. Ayrıca bu çeviricinin avantaj ve dezavantajları da burada aktarılacaktır.

#### 3.1. Kararlı Durum Çevirici Çalışma Modları ve Kazanç Analizi

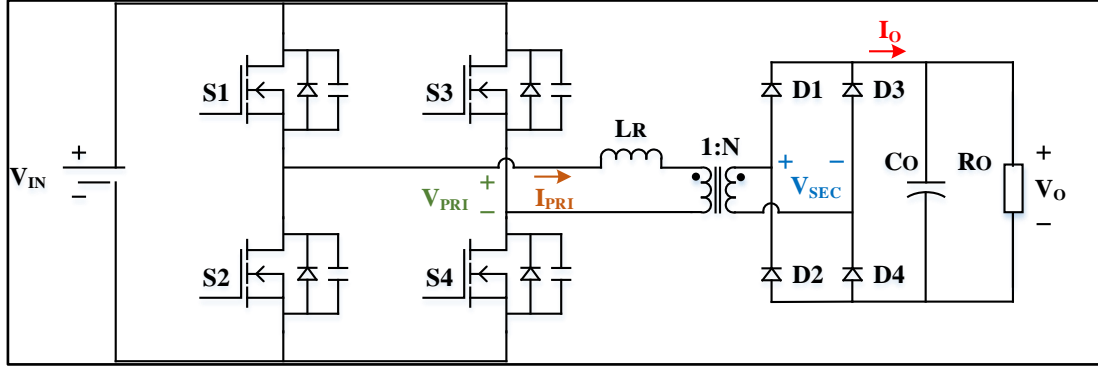
ÇEFKTK dönüştürücüde sürekli veya süreksiz akım modlarında 6 operasyon modu yer almaktadır [12-13]. Sürekli akım modu için de kesikli akım modu için de ilk 3 modun incelenmesi devrenin çalışması konusunda fikir edinmek için yeterli olacaktır. Sürekli akım modunda gerilim-zaman çarpım kuralına göre devre kazancı hesabı yapılacaktır. Kesikli akım modunda ise kayıpsız devrenin güç eşitliğinden yola çıkılarak devre kazancı hesabı yapılacaktır. Devre elemanlarının seçimi için ise tepe gerilim değerleri ve akım RMS tepe değerleri kullanılacaktır. Girişteki anahtarlama elemanlarının akım değerleri için kullanılacak seçim kriterleri ilerleyen bölümde aktarılacaktır. Aktarılacak çalışma modları ilgili şekil ile birlikte ele alınacaktır.

Kararlı durumda çeviricinin çalışma moduna (sürekli veya kesikli akım modu) göre kararlı hal DA kazancı farklılık göstermektedir [12-13]. Bu nedenle devre analizi sürekli ve kesikli akım modları için ayrı ayrı ele alınacaktır.

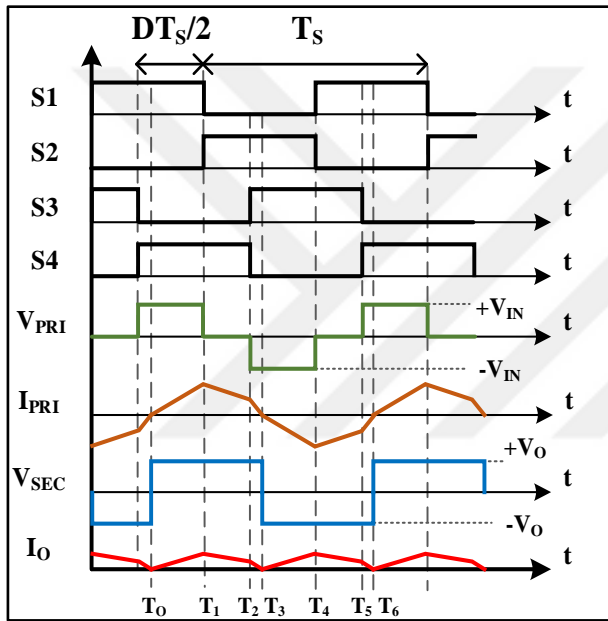
Devrenin DA analizi sırasında faz kaydırma neticesinde ortaya çıkan etkin doluluk oranı kullanılacaktır. Böylece doluluk oranını referans alan modülasyon teknikleri ile benzerlik sağlanacaktır.

##### 3.1.1. Sürekli Akım Çalışma Modları ve Kazanç Analizi

Sürekli akım modu durumu için aşağıda verilen devre ve hemen altındaki dalga şekilleri referans alınacaktır. Bu moda ilişkin temel çalışma durumları aşağıdaki gibidir [12-13].



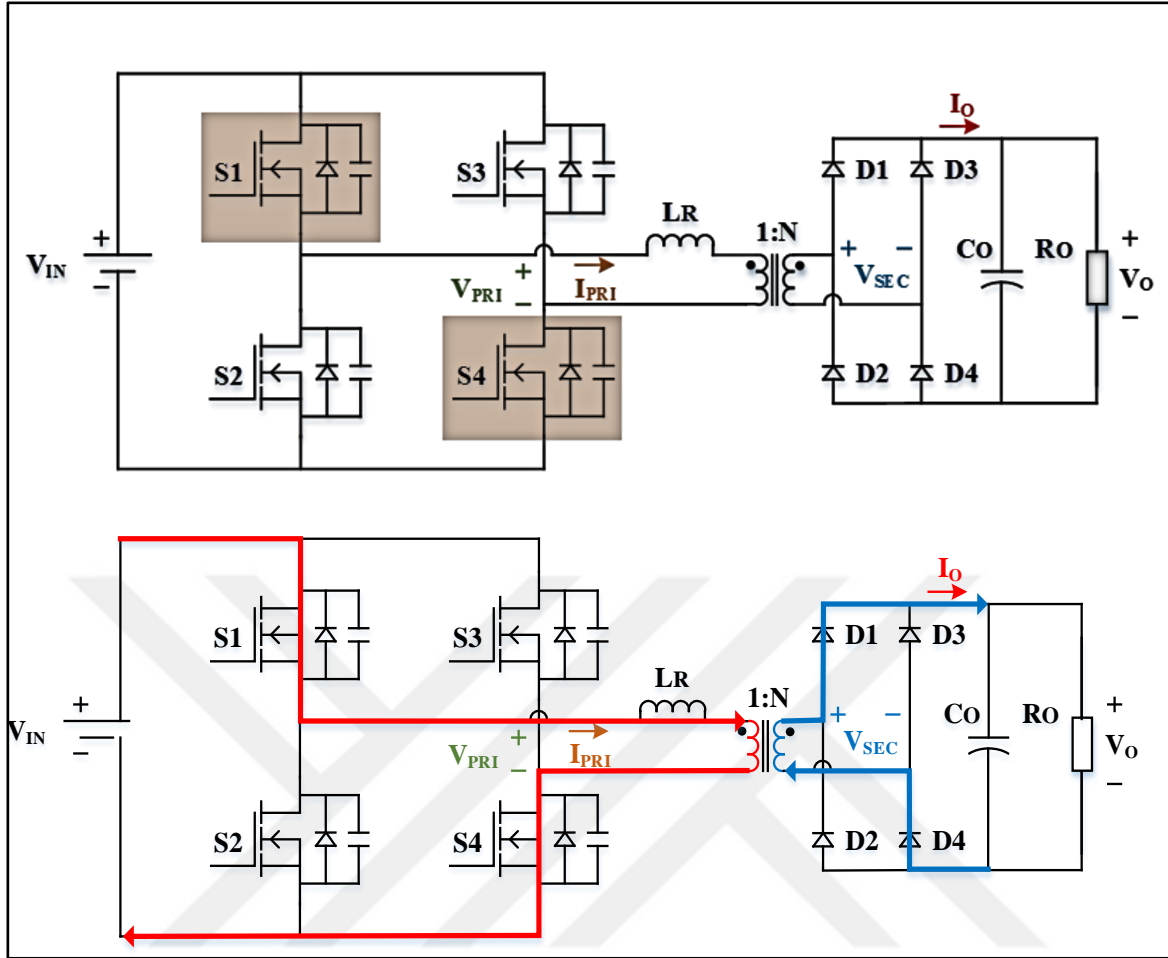
Şekil 3.1. ÇEFKTK temel devresi



Şekil 3.2. Sürekli akım modu dalga şekilleri

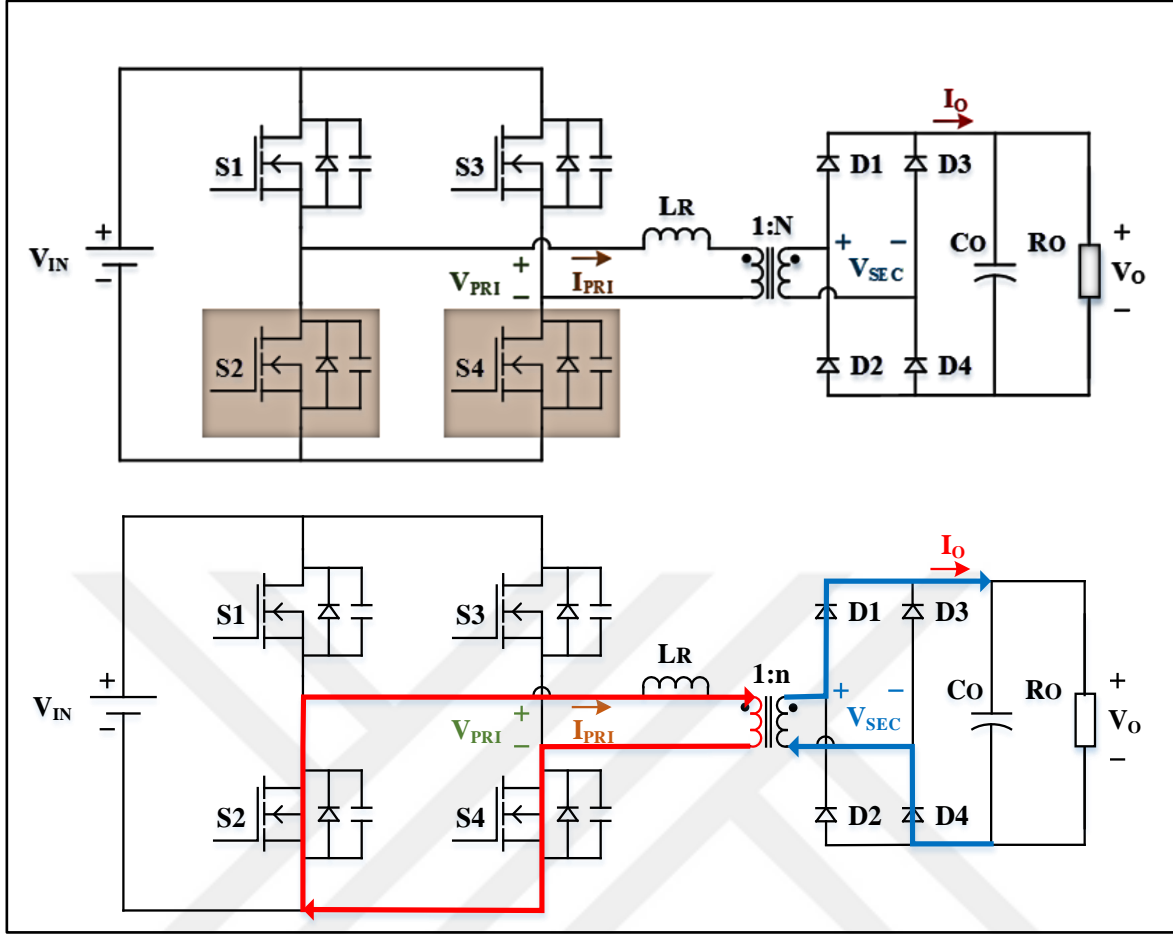
T<sub>0</sub>-T<sub>1</sub> Aralığı: Bu aralıkta S1 ve S4 anahtarları ile D1 ve D4 diyotları iletim durumunda olup birincil taraftan ikincil tarafa güç transferi gerçekleştirilmektedir. Birincil taraftaki akım eğimi giriş gerilim seviyesine ve çıkış geriliminin birincil tarafa yansımaları seviyesine bağlıdır. Bu mod trafo birincil akımının sıfır noktasını geçerek yükselmeye devam etmesiyle başlar. Trafo birincil ve ikincil sargı gerilimi bu mod boyunca pozitifdir ve çıkış gerilimi seviyesine kenetlenmiştir. Mod boyunca L<sub>R</sub> bobininde enerji depolanacak ve mod sonunda akım da enerji de tepe seviyeye ulaşacaktır. Bu moddaki birincil ve ikincil taraf akım akışı gösterimi aşağıdaki gibidir. Bobindeki akıma ilişkin denklem de aşağıdaki gibidir.

$$L_R \frac{dI_{PRI}}{dt} = \left[ V_{IN} - \left( \frac{V_O}{n} \right) \right] \quad (3.1)$$



Şekil 3.3. T0-T1 aralığı çalışma durumu

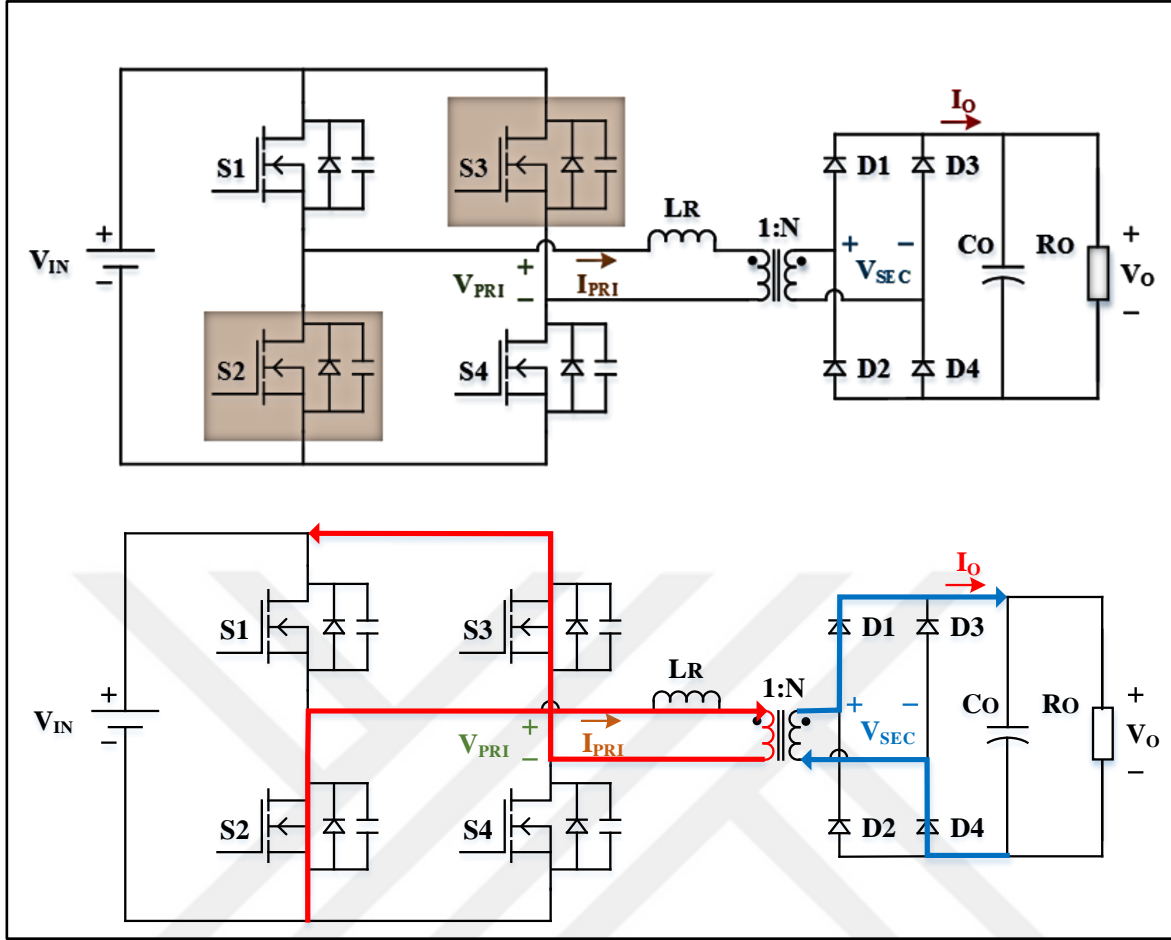
T1-T2 Aralığı: Bu aralıkta S2 ve S4 anahtarları ile D1 ve D4 diyotları iletim durumundadır. Trafo birincil sargı gerilimi sıfıra düşmüş ancak ikincil taraf gerilimi hala pozitifdir. Bu aralıkta  $L_R$  bobininde bir önceki aralıkta depolanmış olan enerji ikincil tarafa aktarılacaktır.  $L_R$  bobinindeki enerjinin transferi sebebiyle bobindeki akım eğimi negatiftir. Bobin akım eğimi çıkış geriliminin yansımasına bağlıdır. Bu moddaki birincil ve ikincil taraf akım akış gösterimi aşağıdaki gibidir.



Şekil 3.4. T1-T2 aralığı çalışma durumu

T2-T3 Aralığı: Bu aralıkta S2 ve S3 anahtarları ile D1 ve D4 diyotları iletim durumundadır.

Bobin akımı henüz sıfırlanmamış ve negatif de değildir. Bobindeki enerjinin ikincil tarafa iletimi hala devam etmektedir. Trafo birincil sargı geriliminin negatif olması ve yansıma geriliminin de benzer şekilde etki göstermesi sebebiyle bobin akımı eğrisi eğimi negatif ve mutlak değeri daha yüksektir. Böylece bobindeki enerji hızlıca ikincil tarafa aktarılır. Bu moddaki birincil ve ikincil taraf akım akış gösterimi aşağıdaki gibidir.



Şekil 3.5. T2-T3 aralığı çalışma durumu

T3-T4 Aralığı: Bu çalışma aralığı T0-T1 aralığı ile benzer şekildedir. Trafo akımlarının ve gerilimlerinin kutupları değişmiştir. Çıkışta iletimde olan diyotlar D3 ve D4 diyotlarıdır.

T4-T Aralığı: Bu çalışma aralığı T1-T2 aralığı ile benzer şekildedir. Trafo akımlarının ve gerilimlerinin kutupları değişmiştir. Çıkışta iletimde olan diyotlar D3 ve D4 diyotlarıdır.

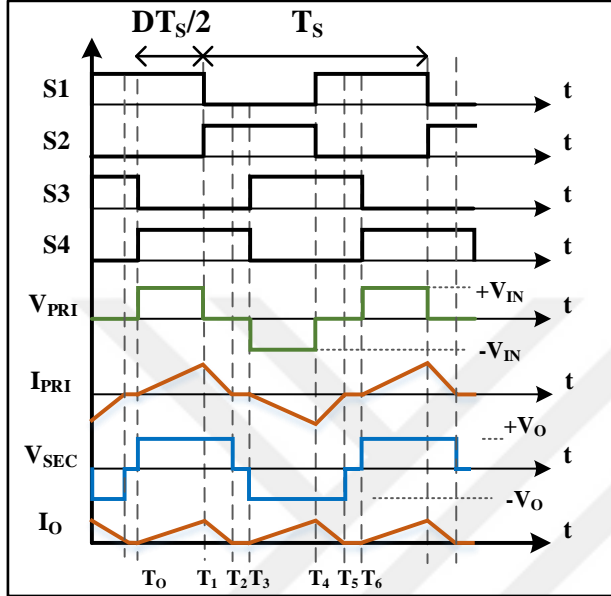
T4-T Aralığı: Bu çalışma aralığı T2-T3 aralığı ile benzer şekildedir. Trafo akımlarının ve gerilimlerinin kutupları değişmiştir. Çıkışta iletimde olan diyotlar D3 ve D4 diyotlarıdır.

Sürekli akım modu için gerilim-zaman çarpımı kullanılırsa DA kazancı aşağıdaki denklemdeki gibi bulunacaktır.

$$\frac{V_o}{V_d} = 2nD \quad (3.2)$$

### 3.1.2. Kesikli Akım Çalışma Modları ve Kazanç Analizi

Kesikli akım modu durumu için Şekil 3.6'da verilen dalga şekilleri dikkate alınacaktır. Bu moda ilişkin temel çalışma durumları aşağıdaki gibidir [12-13].



Şekil 3.6. Kesikli akım modu dalga şekilleri

**T0-T1 Aralığı:** Bu aralığın başında S1 ve S4 anahtarları iletim durumundadırlar. LR bobini üzerindeki akım (I<sub>PRI</sub>) aşağıdaki denkleme göre doğrusal olarak yükselmektedir. İkincil tarafa güç transferi bu aşamada gerçekleşmektedir. İkincil tarafta D1 ve D4 diyotları iletimdedir. LR üzerinden geçen akım sebebiyle enerji depolar.

$$L_R \frac{dI_{PRI}}{dt} = \left[ V_{IN} - \left( \frac{V_O}{n} \right) \right] \quad (3.3)$$

**T1-T2 Aralığı:** Bu aralıkta S2 ve S4 aynı anda iletimdedir. Bu zaman aralığı boyunca LR bobininde depolanmış olan enerji ikincil tarafa aktarılır. Bu mod boyunca D1 ve D4 diyotları hala iletimdedir. Bu aralık sonunda trafonun ikincil sargısındaki gerilim sıfıra düşer. D1 ve D4 diyotları kesime geçer.

**T2-T3 Aralığı:** Bu aralıkta S2 ve S3 hala iletimdedir. LR bobinindeki enerji bitmiş ve akımı sıfıra inmiştir. Şekil 3.6'da ideal durum için bir çizim yapılmış olsa da bu modda LR ile çıkış diyotlarının kondansatörleri tınlaşımaya girer. Bobin değerinin (FKTK topolojisine göre)

düşük olması nedeniyle enerji düşüktür ve dalgalanma da düşüktür. Çıkış bobini olmadığı için dalgalanma çıkış gerilimi seviyesini aşamaz.

T3-T4 Aralığı: Bu aralık T0-T1 aralığının tekrarı gibidir. Trafo birincil taraf akımı ve gerilimi ters dönmüştür. Aynı şekilde trafo ikincil tarafı gerilimi ve akımı da ters dönmüştür.

T4-T5 Aralığı: Bu aralık T1-T2 aralığı ile benzer şekildedir.

T5-T6 Aralığı: Bu aralık T2-T3 aralığı ile benzer şekildedir.

Devre farklı çalışma modları ve tınlaşım özellikleri gösterse de kesikli akım modundaki gerilim kazancı güç eşitliği (kayıpsız devre varsayımıyla) kullanılarak bulunabilir. Kesikli akım modundaki kazanç hesabı aşağıdaki gibidir. Hesabın temelinde trafo birincil tarafında yer alan LR bobini ve akımı yer alacaktır. Kazanç hesabı için yapılacak olan analizde denklemlerdeki görselliği artırmak için aşağıdaki değişkenler kullanılacaktır.

$$L \frac{d_i}{d_t} = \left[ V_d - \left( \frac{V_o}{n} \right) \right] \quad (3.4)$$

$$d_i = \frac{DT \left[ V_d - \left( \frac{V_o}{n} \right) \right]}{L} \quad (3.5)$$

$$P_{in} = P_o \quad (3.6)$$

$$V_d I_d = V_o I_o \quad (3.7)$$

$$V_d I_d = V_o^2 / R_o \quad (3.8)$$

Bir periyot içerisinde çevirici girişinden 2 kere enerji transferi gerçekleşmektedir. Enerji (güç) transferi değeri için giriş gerilim değeri ve akımının çarpımı yeterli olacaktır. Giriş gerilimi sabitken giriş akımı değişkendir. Bu nedenle de girişten çekilen akımın ortalama değeri belirlenirse girişten çekilen güç bulunacaktır.

Çevirici Giriş Ortalama Akımı:

$$I_d = \frac{DT[V_d - \left(\frac{V_o}{n}\right)]DT}{2\left(\frac{T}{2}\right)L} \quad (3.9)$$

$$I_d = \frac{D^2}{L_f} \left[V_d - \frac{V_o}{n}\right] \quad (3.10)$$

Güç eşitliği tekrar yazılırsa;

$$V_o^2/R_o = V_d \frac{D^2}{L_f} \left[V_d - \frac{V_o}{n}\right] \quad (3.11)$$

$$V_o^2 = V_d \frac{D^2 R_o}{L_f} \left[V_d - \frac{V_o}{n}\right] \quad (3.12)$$

Burada yeni bir değişken (K) tanımlanırsa ve yerine yazılırsa;

$$K = \frac{D^2 R_o}{L_f} \quad (3.13)$$

$$V_o^2 = K V_d^2 - K \frac{V_d V_o}{n} \quad (3.14)$$

$$V_o^2 + \frac{K V_d}{n} V_o - K V_d^2 = 0 \quad (3.15)$$

Bu denklemin reel ve pozitif kökü bulunursa:

$$V_o = \frac{\left[-K \frac{V_d}{n} + V_d \sqrt{\frac{K^2}{n^2} + 4K}\right]}{2} \quad (3.16)$$

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{\left[-\frac{K}{n} + \sqrt{\frac{K^2}{n^2} + K}\right]}{2} \quad (3.17)$$

Bu kazanç oranı dikkate alınarak çıkış gerilimi ve akım değerleri ile giriş gerilimi kullanılarak giriş akım ortalama değeri bulunabilecektir. Şekil 3.6 incelendiğinde trafo çıkış

akımının giriş akımının ölçeklendirilmiş (küçültülmüş) hali olduğu görülecektir. Bu nedenle trafo giriş/çıkış akımı üzerinden çıkış/giriş akımına ilişkin bilgiler elde edilecektir. Çalışmanın bu aşamasında trafo giriş akımı RMS değeri üzerinden yola çıkılarak bulunacaktır. Ancak, Anahtar seçimi aşamasında şarjör uygulamasına uygun olarak anahtarlardan geçen RMS değerleri kullanılacaktır. Ayrıca Şarjör olarak çıkış kondansatörleri boş iken çıkışın kısa devre gibi algılanacağı ve anahtar RMS akımının buna göre değerlendirilmesi gerektiği unutulmamalıdır.

Akım RMS değerleri için aşağıdaki denklemlerle bulunabilir.

$$I_{LRRMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_{LR}(t)^2 dt} \quad (3.18)$$

$$I_{LRRMS} = \sqrt{I_{SWRMS1}^2 + I_{SWRMS2}^2} \quad (3.19)$$

Tam köprü anahtarlama elemanlarından herhangi birinin yaklaşık RMS değeri aşağıdaki denkleme indirgenir.

$$I_{SWRMS1,2,3,4} = \frac{1}{\sqrt{2}} I_{LRRMS} \quad (3.20)$$

Giriş tam köprü elemanlarının göreceği en yüksek gerilim değeri giriş gerilimine eşit olacaktır. Çıkış diyotlarının göreceği en yüksek gerilim ise çıkış gerilimine eşit olacaktır. Bu sebeple sadece bir çevirici tasarlanıyorsa giriş anahtarlarının ve çıkış diyotlarının gerilim ve akım sınır değerleri bu aşamaya kadar verilen denklem ve bilgilerden bulunabilecektir.

### 3.2. Çevirici Avantaj ve Dezavantajları

Çeviricinin avantaj ve dezavantajları ele alınırken yapılacak karşılaştırmaların belirli şartlar altında geçerli olduğu dikkate alınmalıdır. Daha önceki bölümlerde de bahsedildiği üzere ihtiyaç duyulan gereksinimlere göre bir çevirici seçimi yapılması ve seçimi yapılan çeviricinin gereksinimleri alternatiflerine göre daha iyi karşılama oranı dikkate alınmalıdır. Örneğin fiyat açısından az sayıda bileşen içeren bir topoloji avantajlı olarak değerlendirilebilir. Verim açısından ise aynı çevirici verimli olarak değerlendirilmeyebilir.

Bu nedenlerle mutlak bir avantaj veya dezavantaj yerine göreceli ve belirli sınırlar içerisinde tanımlanmış avantaj veya dezavantajlardan bahsetmek daha uygun olacaktır.

ÇEFKTK tipi çeviriciler için avantaj veya dezavantajlar benzer topoloji ve uygulamalar (tam köprü topolojileri) için ele alınacaktır. Karşılaştırma yapılırken de uygulamanın amacının yüksek kazançlı bir kondansatör şarjörü olduğu dikkate alınacaktır. Karşılaştırma tam köprü çeviriciler olan darbe genişliği modülasyonlu tam köprü, faz kaydırmalı tam köprü ve LLC tipindeki çeviriciler ile yapılacaktır.

ÇEFKTK topolojisinin avantaj ve dezavantajları aşağıdaki verildiği gibi açıklanmıştır. İlgili kısımlarda avantaj veya dezavantajlar yeri geldikçe ayrıca belirtilecektir.

Verim: ÇEFKTK, FKTK ve LLC Tam Köprü çeviricileri verimli olarak kabul edilen çeviricilerdir. Bu çeviriciler DGM tam köprü çeviricilere göre daha verimli çeviricilerdir. Yükseltici tip kondansatör şarjörü uygulaması açısından verimlilik tek geçerli ölçüt olduğu değerlendirilirse ÇEFKTK çevirici için alternatifler bulunmaktadır.

Elektromanyetik Gürültü: ÇEFKTK çeviricisi yumuşak anahtarlama özelliği sebebiyle görece düşük EMG özelliğine sahiptir. Aynı şekilde FKTK ve LLC topolojileri de benzer özellikler göstermektedir. LLC topolojisinin değişken frekanslarda çalışması EMG filtre tasarımı açısından güçlüğe sebep olmaktadır. EMG açısından değerlendirme yapıldığında ÇEFKTK çevirici avantajlı olmakla birlikte benzer topolojiler hala mevcuttur.

Çıkış Diyot Rezonansı: FKTK çeviricilerde görülen çıkış diyotları parazitik kondansatörleri ve kaçak endüktans tınlaşımı sebebiyle çıkış diyotlarında yüksek gerilim görülmesine neden olmaktadır [12-13]. Bu yüksek gerilim varlığı bileşen seçimini özellikle yüksek çıkış gerilimlerinde güçleştirmektedir. Bu nedenle çıkış diyotlarının seri bağlanması veya kenetlenme devreleri ile yüksek gerilimin düşürülmesi gereksinimi bulunmaktadır [43-44]. ÇEFKTK çevirici ve LLC çeviricisinde bu tür bir sorun bulunmaması avantaj olarak değerlendirilmektedir.

Bileşen Sayısı: ÇEFKTK çevirici çıkış bobini bulundurmaması ve giriş tarafı seri kondansatör gerektirmemesi sebebiyle sırasıyla FKTK ve LLC çeviricilerine göre avantajlıdır.

Güvenilirlik: ÇEFKTK çeviricisi çıkış bobini ve birincil taraf seri kondansatörü içermemesi sebebiyle sırasıyla FKTK ve LLC çeviricilerine göre avantajlıdır.

Maliyet: ÇEFKTK çeviricisi daha az bileşen içermesi sebebiyle düşük maliyetli olarak kabul edilebilir durumdadır.

Giriş Gerilim Aralığı: ÇEFKTK ve FKTK çeviricileri geniş giriş gerilimlerinde de çalışabilecektir. LLC çeviricisi ise yük değişikliğinin geniş giriş gerilimi ile birlikte gerçekleşmesi durumunda dezavantajlıdır sırasıyla FKTK ve LLC çeviricilerine göre avantajlıdır.

Yüksüz Çalışma: LLC çeviricisi düşük yüklerde yüksek frekanslarda çalışma gerektirdiği için düşük yükte çalışmanın yoğun olduğu tasarımlarda tercih edilmemektedir. Kondansatör şarjörü gibi yüklenmenin sınırlı ve az olduğu durumlarda tercih edilmesi uygun olmayacaktır. ÇEFKTK, FKTK ve DGM Tam Köprü düşük yüklerde de çalışabilecektir.

Yukarıda anılan kıstaslar dikkate alındığında yüksek çıkış gerilimi sağlayan bir kondansatör şarjörü için ÇEFKTK çevirici kullanılabilir ve tercih edilebilir bir topoloji olarak ön plana çıkmaktadır.



## 4. ÇEFKTK DA-DA ÇEVİRİCİ TASARIMI

### 4.1. Çevirici Tasarım Gereklere

Çalışma kapsamında tasarımı yapılan çeviriciye ilişkin gereksinimler aşağıdaki tabloda verildiği gibidir. Burada verilen gereksinimler gerçek bir ihtiyaçtan yola çıkılarak oluşturulmuştur. Tasarım ve benzetim faaliyetleri sonucunda ortaya çıkan çevirici donanımı gerçekleştirilerek test edilmiştir. Çeviriciden beklenen temel gerekler aşağıdaki tabloda verildiği gibidir.

Çizelge 4.1. Çevirici tasarım gerekleri çizelgesi

<i>Parametre</i>	<i>Minimum</i>	<i>Tipik</i>	<i>Maksimum</i>	<i>Birim</i>
Giriş Gerilimi	22	28	32	V
Çıkış Gerilimi	-	350	-	V
Çıkış Gücü	-	-	120	W
Verim	-	-	90	%

### 4.2. Trafo Tasarımı

Trafo tasarımı için [45-46]'e göre gerçekleştirilmiştir. Trafo tasarımı için girdi parametreleri aşağıdaki çizelgeye göre gerçekleştirilmiştir.

Çizelge 4.2. Trafo tasarım girdileri

<i>Parametre</i>	<i>Minimum</i>	<i>Tipik</i>	<i>Maksimum</i>	<i>Birim</i>
Giriş Gerilimi	22	28	32	V
Çıkış Gerilimi	350	350	350	V
Çıkış Akımı	0	0,35	0,35	A
Anahtarlama Frekansı		65		kHz
Trafo Kaybı		2		W
Sıcaklık Yükselmesi		40		°C
En Yüksek Doluluk Oranı*		0,47		
Normal Doluluk Oranı*		0,42		
Minimum Giriş Gerilimi x Normal Doluluk Oranı		9,24		v

\* Doluluk oranları DGM'na benzetim amaçlı verilmiştir. ÇEFKTK çevirici için doluluk oranı faz farkının 360 derecelik açığa oranı olarak değerlendirilmelidir.

Çıkış geriliminin 350VDC olduğu dikkate alındığında sarım oranı (n) aşağıdaki gibi bulunabilir.

$$n = \frac{\text{Çıkış Gerilimi}}{\text{Minimum Giriş Gerilimi x Normal Doluluk Oranı}} \quad (3.21)$$

$$n = \frac{350}{2 \times 9,24} \quad (3.22)$$

$$n = 18,9 \quad (3.23)$$

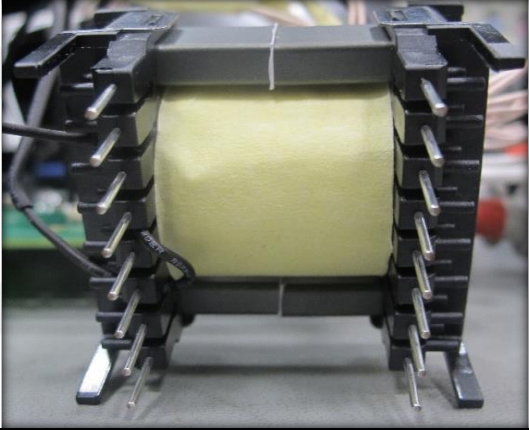
Sarım oranı yaklaşık olarak 20 olarak alınarak diğer işlemlere devam edilebilir. Üretici firmalara ait bilgiler kullanılarak başlangıç için ETD34 tipinde bir nüve seçilir. Seçilen nüveye göre aşağıdaki çizelge ile trafo parametreleri hesaplanır.

Çizelge 4.3. Trafo tasarım girdileri ve çıktıları

<u>Girdiler</u>			<u>Çıktılar</u>		
<i>Değişken</i>	<i>Değer</i>	<i>Birim</i>	<i>Parametre</i>	<i>Değer</i>	<i>Birim</i>
En Düşük Birincil Gerilim	22	V	En Yüksek Akım	0,377142857	A
En Yüksek Birincil Gerilim	32	V	Birincil Kablo (Alan)	0,012471455	cm <sup>2</sup>
Çıkış Gerilimi	350	V	İkincil Kablo (Alan)	0,000962113	cm <sup>2</sup>
En Yüksek Çıkış Gücü	120	W	Akım Yoğunluğu (J)	394,7050482	A/cm <sup>2</sup>
Sarım Oranı (n)	20		Deri Etkisi (Çap)	0,051931553	cm
En Yüksek Akı Yoğunluğu	1600	Gauss	Birincil Sarım Tur	7,922047057	tur
A <sub>c</sub> (Çekirdek alanı, ETD34)	0,971	cm <sup>2</sup>	Birincil Tur Sarım Seçim	8	tur
Çalışma Frekansı	65000	Hz	İkincil Tur Sarım	160	tur
Akım Yoğunluğu	500	cir.mils/A	Birincil Sargı Akım Yoğunluğu	256,5859346	A/cm <sup>2</sup>
Birincil Kablo (Çap) (1/315)	0,0071	cm	İkincil Sargı Akım Yoğunluğu	391,9944488	A/cm <sup>2</sup>
İkincil Kablo (Çap)	0,035	cm			
En Yüksek Birincil Akım RMS	16	A			

Trafonun sarımları yapılarak üretildiğinde elde edilen parametreler aşağıdaki çizelgede verildiği gibidir.

Çizelge 4.4. Trafo ölçüm sonuçları ve görseli

<i>Empedans Analizi Sonuçları</i>				
Rezonans Frekansı:	355 kHz			
Frekans (kHz)	Ana Endüktans ( $\mu\text{H}$ )	Eşdeğer Direnç ( $\text{m}\Omega$ )	Kaçak Endüktans (nH)	
10	8,47	44	866	42
100	9	86	820	63
150	10	120	820	69
Fotoğraf				
				

Devreden geçen akımın RMS değerini girişte limitlemek için kaçak endüktans değerinin artırılması gereklidir. Bu amaçla trafo tasarımı ve üretiminde değişiklik yapmadan trafoya seri endüktans eklenerek 1,3uH değerinde bir endüktans değeri elde edilmiştir. Bu durumda kaçak endüktans değeri ana bobin değeri ile daha da karşılaştırılabilir hale gelmiştir. Bu durumun etkileri test sonuçları kısmında aktarılacaktır. Bu nedenlerle devam eden adımlarda kaçak endüktans değeri 1,3uH olarak kabul edilmiştir.

### 4.3. Giriş Anahtar Seçimi

Çevirici çıkışı sürekli olarak kısa devre olarak çalışabileceğinden ve düşük gerilim yüksek akım ile çalışabileceğinden baskın olan kayıp türü iletim kaybı olacaktır. Bu kayıp ile aynı miktarda anahtarlama kaybı da varsayılarak anahtar seçimi yapılarak yapılan seçimin doğruluğu seçilen anahtar üzerinden doğrulanacaktır. Devre gücünün düşük olması (120W civarı) nedeniyle anahtarlama elemanı olarak IGBT seçilmemiştir. BJT anahtarlar ise ters

gerilime dayanamaması ve ek anti paralel diyot gerektirmeleri sebebiyle tercih edilmemiştir. Seçim bu şekilde MOSFET anahtara indirgenmiştir. MOSFET anahtarlar ise genel olarak üç kategori altında seçime etki edebilecektir. GaN anahtarlar yüksek frekanslarda çalışabilmelerine rağmen piyasada az bulunmaları ve sürücülerinin karmaşık olması nedeniyle tercih edilmemiştir. SiC anahtarlar ise daha çok yüksek gerilimde çalışmaları nedeniyle tercih edilmemiştir. Bu sebeplerle seçim Si MOSFET anahtara indirgenmiştir. Seçilen anahtar gerçek bir üründe kullanılacağından ürünün baskı devre kartında kullanım şekli de önemlidir. Bu nedenle tercih aşamasında Si MOSFETler piyasada yoğun bulunmaları sebebiyle de öne çıkmışlardır. Baskı devre kullanımı açısından da TO-263 paket türü sık bulunması sebebiyle tercih edilmiştir. Seçim aşamasında çeşitli üreticilerin sayfaları incelenerek IXFA130N15X3 [47] parça numaralı ürün bu kıstaslara göre belirlenmiştir.

Devrenin trafo tasarımı kapsamında belirlenen en yüksek doluluk oranı 0,47 olarak belirlendiğinden devrede görülebilecek tepe akım değeri aşağıdaki denkleme göre bulunabilir.

$$L_R \frac{dI_{PRI}}{dt} = \left[ V_{IN} - \left( \frac{V_o}{n} \right) \right] \quad (3.1)$$

Yukardaki denkleme göre en kötü durum şarjın başlangıç kısımları veya çıkışın kısa devre olduğu durumdur. Bu durumlarda çıkış gerilimi sıfır olacaktır. Çıkış gerilimi sıfır olduğunda bu denklem aşağıdaki forma indirgenecektir.

Hesaplar yapıldığında elde edilecek tepe anahtar akımı aşağıdaki gibi olacaktır. En yüksek akım değeri en yüksek giriş gerilimi ile en yüksek doluluk oranında gerçekleşeceğinden tepe akım değeri yaklaşık olarak 177A olacaktır. Bu akım değeri oldukça yüksek olup bu akım ile elde edilecek olan RMS akım değeri 102A civarında olacaktır (üçgen dalga şeklinde akım oluştuğu varsayılmıştır). Bu durum akım kontrolcü limiti sayesinde önlenerek akım RMS değerinin 16A (trafo tasarımı kapsamında anılmıştır) civarında tutulması sağlanacaktır. Doluluk oranı düşürülerek akım limit sağlanacaktır. 177A akımın anlık olarak IXFA130N15X3 parça numaralı üründen geçmesinin sorun oluşturmayacağı ürünün veri sayfası incelenerek görülebilecektir [47].

Bu durumda anahtarın kayıplarında belirtilen sınır değer olan 16A RMS kullanımı daha uygun olacaktır. 16A RMS akımın anahtarlardan bir periyodun yarısında dolaştığı dikkate

alınırsa bir anahtardan RMS olarak 11,4A RMS akım geçtiği hesaplanacaktır. Bu durumda iletim kaybı 1,16W (11,4Ax11,4Axiletim direnci) olarak hesaplanacaktır. İletim direncinin 9mΩ olarak hesaba dâhil edildiği gözden kaçmamalıdır.

Çok katlı bir baskı devre kartında TO-263 paketli malzemenin deneysel olarak 1,5W civarı bir güç tüketerek doğal bir soğutma (özel soğutucu hava akışı sağlanmaması ve soğutucu yüzeylere montajının yapılmaması) şartlarında çalışabileceği 60-70 derecelik ortam sıcaklıklarına kadar çalışabileceği bilinmektedir. Bu durumda MOSFET anahtarlarda güç tüketimi bu güç ile sınırlandırılabilir. Bu durumda anahtarlama kayıpları için 0,384W civarı bir değer kalacaktır. Ancak soğutucu kullanılarak paketleme imkânı olması sebebiyle bu güç tüketimi 2-2,5W olarak değerlendirilebilir. Bu durumda da anahtarlama kaybı için 0,84-1,34W aralığında bir anahtarlama kaybı varsayılabilir. Aşağıda kayıp hesabının sert anahtarlama yapan elemanlara göre yapıldığına dikkat edilmelidir.

$$P_{sw} = \frac{1}{2} \times V_{IN} \times I_{DS} \times (t_r + t_f) \times f_{sw} \quad (3.25)$$

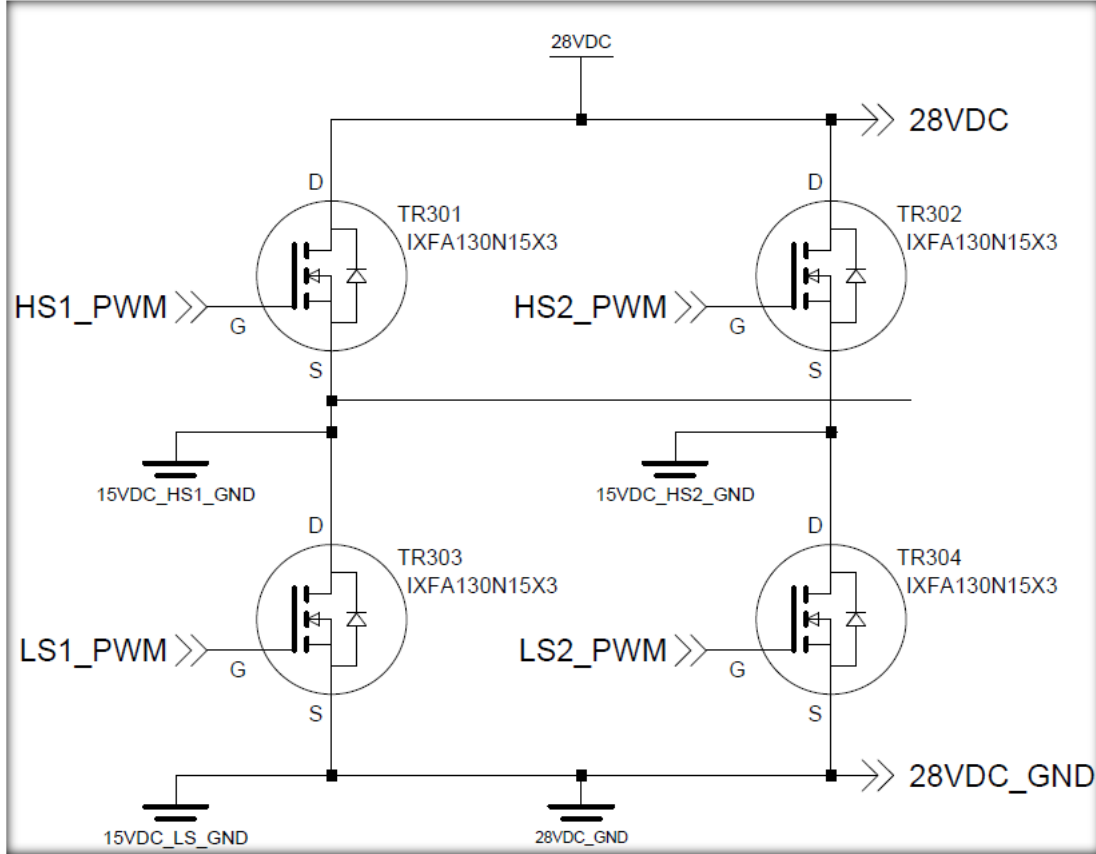
$$P_{sw} = \frac{1}{2} \times 28 \times 27(25ns + 12ns) \times 65000 \quad *(3.26)$$

$$P_{sw} = 0,91W \quad (3.27)$$

\* Etkin doluluk oranının en yüksek değeri 0,47 (yaklaşık 0,5), 16A RMS akım değerinde anahtar tepe değeri yaklaşık 27A (üçgen dalga şeklinde akım) varsayılmıştır.

Yaklaşık 0,91W olarak elde edilen anahtarlama kaybı iletim kaybına eklenirse soğutucu kullanılarak çalışılacak yaklaşık 2W kayıp ortaya çıkacaktır. Anahtarlardan bir kısmının yumuşak anahtarlama yapacağı da bu aşamada gözden kaçırılmamalıdır.

Yapılan seçim ve seçime ilişkin anahtarlama kayıp hesapları dikkate alındığında IXFA130N15X3 parça numaralı ve TO-263 paketli ürünün kullanılabilceği değerlendirilmiştir. Yapılan seçim sonrasında giriş anahtarların gerçek devresi aşağıdaki gibi oluşmuştur.



Şekil 4.1. Çıkış MOSFET devre gerçekleştirilmesi

#### 4.4. Çıkış Diyot Seçimi

Giriş akımı için varsayılan trafo giriş akımı için varsayılan 16A RMS akım limit değeri sarım oranı ile ikincil tarafa yansıtılırsa trafo çıkış akım RMS değeri 0,8A olarak ele alınabilir. Şarj başlangıcındaki kısa bir süre hariç bu şekilde bir akımın trafodan sürekli çekilmesi söz konusu olmayacaktır. Ancak bu akım değerine göre bir seçim yapılması daha güvenli bir seçim imkânı verecektir. Trafo ikincil akımının 0,8A aldığı durumda bir diyottan sürekli iletim durumunda olduğu gibi en fazla yarım periyot boyunca akım iletilebilecektir. Bu durumda da diyot RMS akım değeri yaklaşık 0,56A olacaktır.

Diyotların topolojinin yapısı itibarıyla görecekları gerilim çıkış gerilimi ile sınırlı olacağından 350V dayanımı olan bir diyot seçilebilecektir. Ancak bu şekilde bir diyot için piyasada 600V veya 1200V dayanımı olan bir diyot bulunabilecektir. Bu nedenle seçim 600/1200V olarak yapılmıştır.

Tasarlanıp üretilecek ve ömür döngüsü olacak tasarımlar için yapılan malzeme seçimlerinde tedarik edilebilirlik, farklı üreticilerden temin gibi durumlar da dikkate alınmalıdır. Ayrıca üretilen ürünün baskı devre açısından paket tipi de gözden kaçırılmamalıdır. Diyot akım ve gerilim değerleri göz önüne alınarak CSD01060E [48] parça numaralı ve TO-252-2 paketli ürün tercih edilmiştir. Bu ürün en yüksek RMS akımın 4 katı kadar bir sürekli akım kapasitesine ve 600V gerilim dayanımına sahiptir. Ayrıca 3 noktadan baskı devre kartına temas etmesi sebebiyle titreşim açısından daha dengeli bir sonuç sağlayacaktır. Ayrıca seçilen ürün paketi standart ve ürünün teknolojisi SiC tipindedir. Bu seçim ile diyot ters toparlanma kayıpları minimuma indirilecektir.

Seçilen diyot için eldeki akım ve gerilim değerlerindeki kayıplar (bunlar olası en yüksek olacaktır) aşağıdaki gibidir. Kayıp hesabına ilk olarak diyot ortalama akımı hesaplanarak başlanabilir.

$$I_D = \frac{1}{2} I_{DP} \times 0,5T \times \frac{1}{T} \quad (3.28)$$

$$I_D = \frac{1}{4} \times 1,35 \quad *(3.29)$$

\* Trafo giriş tepe akımı 27A ve üçgen dalga varsayılmıştı. Bu durumda trafo çıkış tepe akımı da 1,35A olacaktır.

$$I_D \simeq 0,34A \quad (3.30)$$

Bu durumda diyot iletim kaybı aşağıdaki gibi hesaplanabilecektir.

$$P_D = V_D \times I_D \quad (3.31)$$

Üretici veri sayfasında  $V_D$  değeri farklı akım ve sıcaklık için verilmiştir. Burada hesap amaçlı 2V gibi bir diyot gerilim düşümü kabul edilirse;

$$P_D \simeq 0,68W \quad (3.32)$$

Diyot akım RMS değeri ve iletim direnci küçük olduğundan iletim direnci kaynaklı kayıp küçük olacaktır. Bu kaybın hesabı için diyot akımı RMS değeri olan 0,56A ve veri sayfasındaki direnç hesabı kullanılarak sonuç bulunabilir.

$$R_T = 0,015 + (T_j \times 6,4 \times 10^{-3}) \quad (3.33)$$

Hesap amaçlı  $T_j$  (eklem sıcaklığı) değeri seçimi yapılabileceği gibi üretim amacı olan bir tasarım için gerçekçi bir seçim yapılmalıdır. Tasarımın 60-70 derece sıcaklıklarda çalışabileceği ve  $T_j$  değerine göre 40-50 derece olabileceği değerlendirilerek aşağıdaki  $T_j$  değeri 120 derece olarak kabul edilerek işlem yapılabilir.

$$R_T = 0,015 + (T_j \times 6,4 \times 10^{-3}) \quad (3.34)$$

$$R_T \approx 0,768 \Omega \quad (3.35)$$

$$P_{DRMS} = 0,56 \times 0,56 \times 0,768 \quad (3.36)$$

$$P_{DRMS} \approx 0,24W \quad (3.37)$$

Bu durumda toplam iletim kaybı;

$$P_{DC} \approx 0,24W + 0,68W = 0,92W \quad (3.38)$$

Olarak hesaplanır. Hesaplar sırasında kullanılan değerlerin özellikle yüksek seçildiği gözden kaçırılmamalıdır. Buradaki amaç sürekli kısa devre modunda uzun süre çalışabilecek bir yapı oluşturmaktır. Bu nedenle seçimlerde yüksek değerler kullanılmıştır.

Üretici firma veri sayfasında verilen değerlerden ve 350VDC olan çıkış geriliminden yola çıkılarak ters toparlanma gerilimi de aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$P_{DRR} = Q_c \times V_{AK} \times f_{sw} \quad (3.39)$$

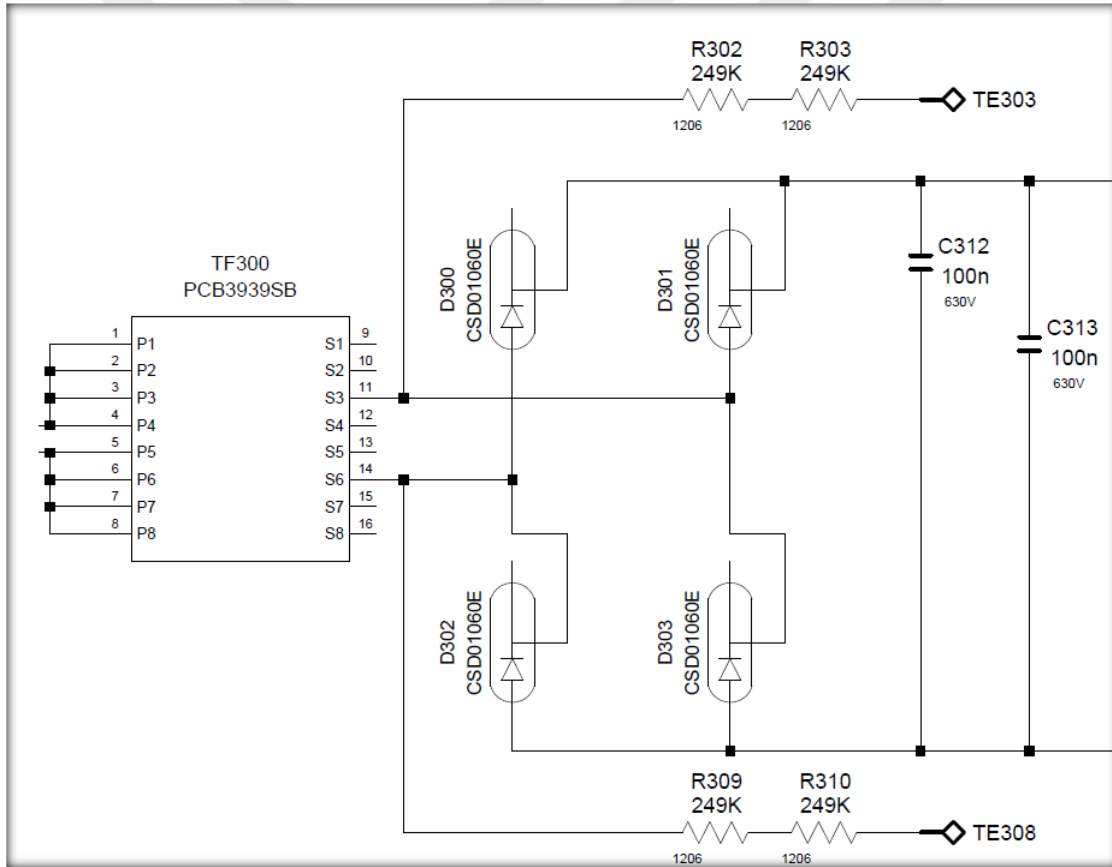
$$P_{DRR} = 3 \times 10^{-9} \times 350 \times 65000 \quad *(3.40)$$

\* Üretici veri sayfasından  $Q_c$  değerinin  $3nC$  ( $600V$  için) olduğu görülecektir.

$$P_{DRR} \approx 0,07W \quad (3.41)$$

Yukarıdaki ters toparlanma kaybı incelendiğinden SiC teknolojisinden beklendiği şekilde kaybın oldukça düşük olduğu görülecektir.

Elde edilen olası en yüksek kayıp değerleri incelendiğinde seçilen diyotun istenilen amaca uygun olduğu görülecektir. Yapılan seçimler sonrası elde edilen çıkış diyot devrelerine ilişkin gerçek devre şeması aşağıdaki şekilde verildiği gibidir.



Şekil 4.2. Çıkış diyot devre gerçekleştirilmesi

#### 4.5. Giriş Filtre Tasarımı

Giriş filtre tasarımından kasıt giriş farksal mod kondansatör seçimidir. Herhangi bir çevirici tasarımında giriş filtre tasarımı için uygulanacak yöntem anahtarlama frekansına göre bir

tasarım yapmaktır. Ancak anlık yüklemeler sonucu anahtarlama frekansının 10-20 katı mertebelerinde çekilecek olan akımlara göre bir tasarım yapılması daha uygundur. Anılan bu iki yaklaşım için de amaç girişteki gerilim dalgalanmalarını minimuma indirmektir. Tasarlanan çevirici için verilen çalışma gerilim aralığı 22-32VDC olarak verildiği durumda dahi çeviricinin anlık gerilim düşüm veya yükselim durumunda da çalışmaya devam etmesi gerekir. Diğer bir ifade ile giriş gerilimi 22VD altına belirli bir süre düştüğünde veya sürekli olarak çalışıyor olması tercih edilir. Bu durumda giriş filtresi olan farksal kondansatör(ler)in bu durumu sağlayacak şekilde seçilmesi gerekir.

Giriş kondansatör seçimi için ihtiyaç duyulan ana kıstas en düşük sürekli çalışma geriliminin ne kadar altında çalışmanın sürdürülebileceğidir. Burada tasarlanan çevirici 17VDC giriş geriliminde de sürekli çalışacak şekilde tasarlanmıştır. Giriş gerilimi 22VD altına düştükçe çıkış geriliminin RMS akım limiti nedeniyle düşürüldüğü bir yapı öngörülmüştür. Bu durumda farksal kondansatör filtresi seçimi için 5VDC'lik bir pay mevcuttur. Ancak seçimin amacının ve nasıl yapıldığının gösterilebilmesi için burada 4VDC'lik bir düşüme izin verildiği varsayılmıştır. Bu durumda aşağıdaki denklem ile giriş kondansatör hesabı yapılabilecektir.

$$I = C \frac{\Delta V}{\Delta t} \quad (3.42)$$

Bu denklemde kullanılacak olan akım değeri ve bu akımın ne kadar süre giriş kondansatörlerinden çekileceği belirleyici unsur olacaktır. Trafo giriş akımı RMS değeri 16A'ya limitlemiş olduğu için bu değer kullanılabilir gözükmemektedir. Bu değer kullanımı tasarımı oldukça güvenli bir noktaya çekecektir. Ancak kullanılan kondansatör değerini ve büyüklüğünü etkileyecektir. Bu durumda 16A RMS akımın tamamının gerçek güç için kullanılmadığı dikkatten kaçırılmamalıdır. Diğer bir ifadeyle belirli bir süre kondansatörden çekilecek ve gerilim düşümüne sebep olacak akım gerçek güç transferini sağlayan akım olmalıdır. Burada bir diğer önemli nokta da kondansatörün kendisinden çekilen akımı giriş gerilimi yokmuş gibi sağlayabildiğini varsayarak seçimi güvenli ve basit hale getirmektir.

Çıkış gücünün 120W ve verimin %90 olduğu varsayımı yapılırsa girişten 133W civarı güç çekilecektir. Bu durumda giriş gerilimi (22-4)VDC kabul edilirse kondansatörden çekilecek akım yaklaşık 7,4A olacaktır. Kontrol döngüsünün de toparlanmayı yaklaşık 200us

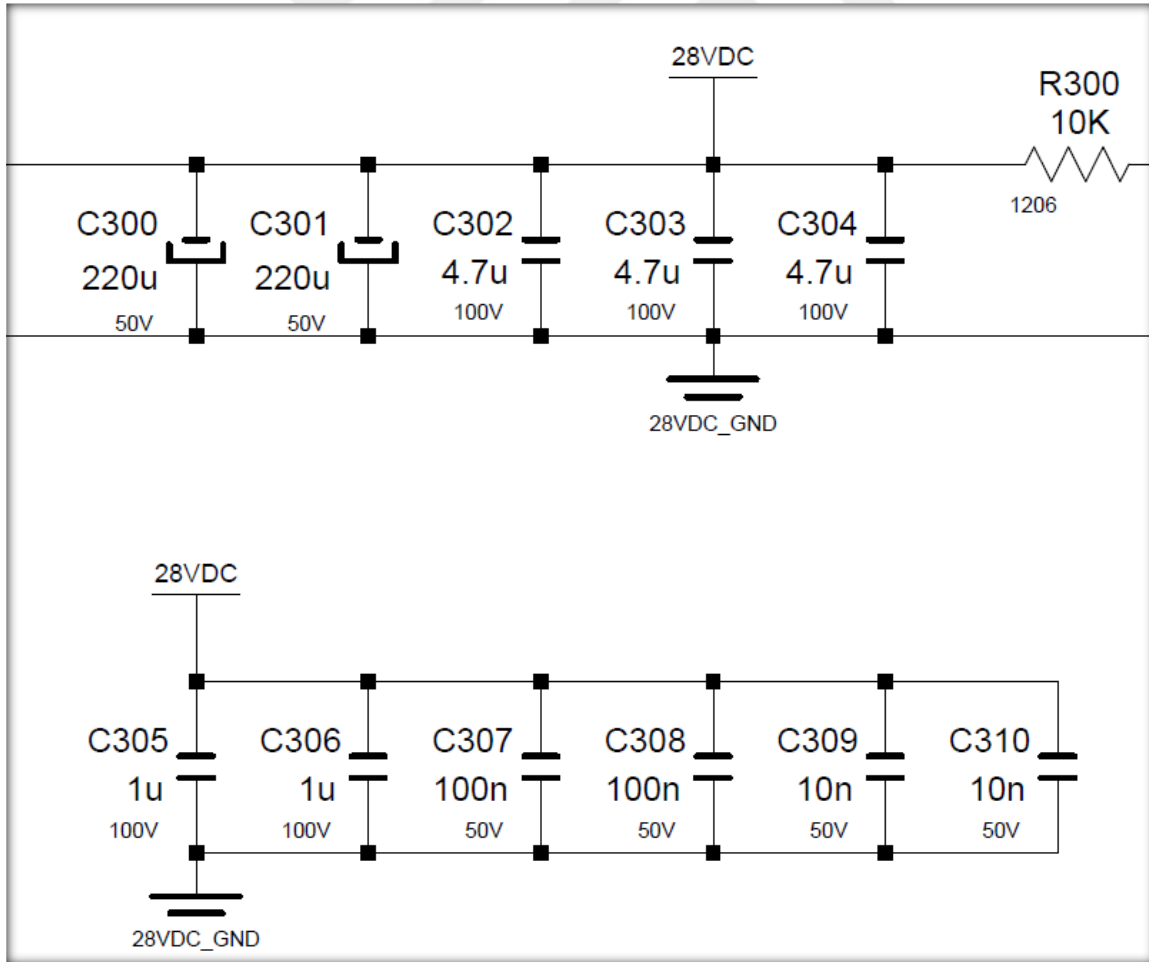
(anahtarlama periyodunun 10 katından fazla) içerisinde sağladığı düşünülürse seçim için temel kıstaslar belirlenmiş olacaktır.

$$7,4 = C \times \frac{4}{0,0002} \quad (3.43)$$

$$C \simeq 400\mu F \quad (3.44)$$

Güvenli tarafta tutacak değerlerin seçimi ile 400uF'lık bir kondansatörün girişte kullanılabileceği yukardaki gibi hesaplanmış olur.

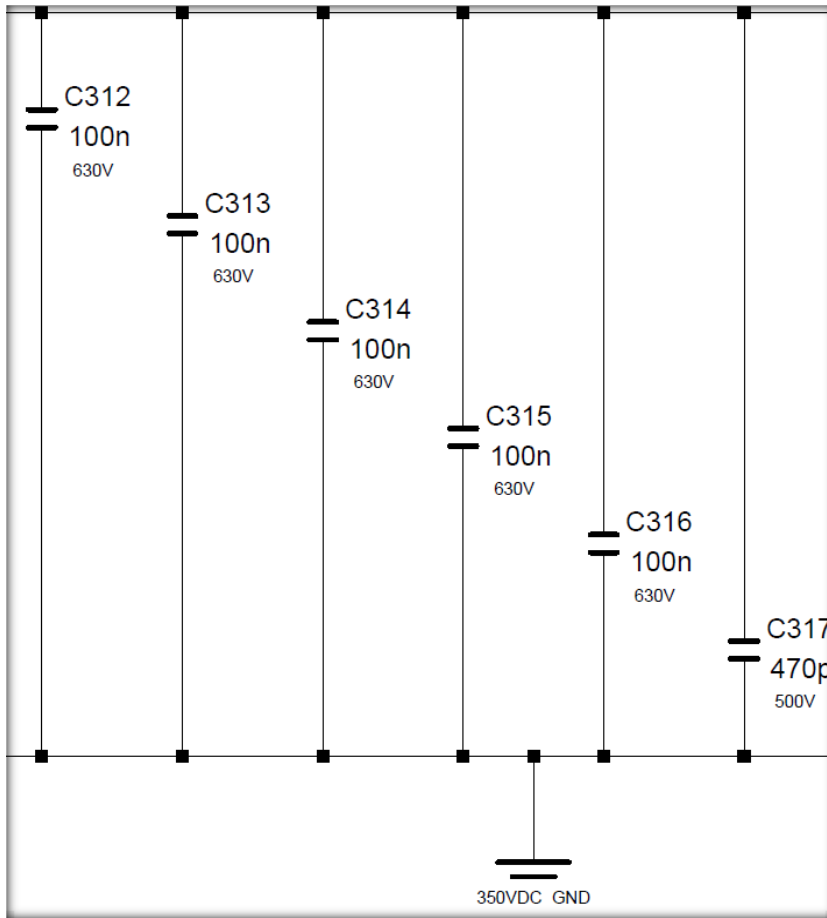
Ürün tasarımında elde edilen teorik değerlerden daha güvenli tarafta kalmak ve özellikle de elektromanyetik gürültü öngörülerek gerçekleştirilir. Bu şartı da dikkate alarak gerçek devrede aşağıdaki şekilde verilen giriş filtresi gerçekleştirilmiştir.



Şekil 4.3. Giriş kondansatör filtre tasarımı

#### 4.6. Çıkış Filtre Tasarımı

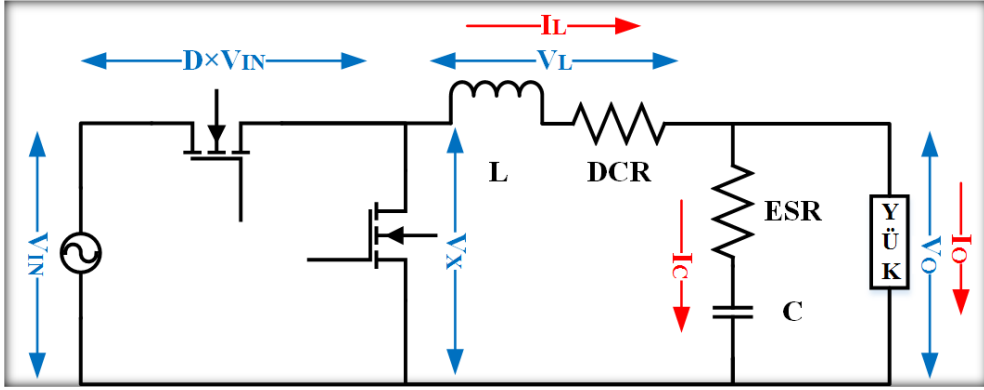
Çıkış filtre tasarımı için de çıkış kondansatörlerinden belirli bir süre için çekilecek akımların varlığı dikkate alınmalıdır. Ancak tasarımın amacı kondansatör şarjörü gerçekleştiren bir güç kaynağı olduğu için çıkışa yüklenme açısından bir kondansatör seçimi yapmak zaman kaybı olacaktır. Burada yüksek frekanslı gürültülere karşı tecrübeye dayalı film kondansatörlerin seçimi yeterli olacaktır. Çıkış filtresi için aşağıdaki şekilde verilen devre gerçekleştirilmiştir.



Şekil 4.4. Çıkış kondansatör filtre tasarımı

#### 4.7. Kontrolcü Tasarımı ve Mikrokontrolcü Seçimi

Kontrolcü tasarımı için [49]'ta aktarılan bilgilere göre seçim yapılmıştır. Tasarım yapılırken temel düşürücü devresi referans alınmıştır.



Şekil 4.5. Kontrol modeli için temel düşürücü devresi

Şekil 4.5 üzerinde devre denklemleri aşağıdaki gibi yazılır.

$$I_C = I_L - I_O \quad (3.45)$$

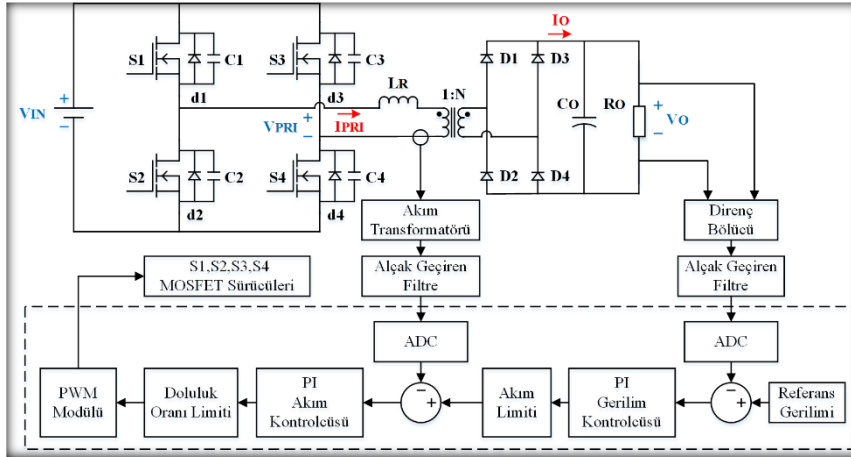
$$V_O = D \times V_{IN} - V_L \quad (3.46)$$

$$I_L = \frac{V_L}{X_L} = \frac{V_L}{2\pi f L} = \frac{V_L}{j\omega L} = \frac{V_L}{sL} \quad (3.47)$$

$$V_O = I_C \times X_C = \frac{I_C}{2\pi f C} = \frac{I_C}{j\omega C} = \frac{I_C}{sC} \quad (3.48)$$

$$I_C = I_L - I_O \quad (3.49)$$

Yukarıdaki şekil ve denklemler kullanılarak aşağıdaki şekilde yer alan ortalama akım modu kontrollü blok şema için hesaplar yapılabilir.



Şekil 4.6. Kapalı döngü kontrol blok şeması

Yukarıdaki blok şema ve temel düşürücü devresi temel alınarak kontrolcü parametreleri hesabı için aşağıdaki denklemler oluşturulur.

$$V_X = V_O + V_L \quad (3.50)$$

$$V_X = V_O + sLI_L \quad (3.51)$$

$$LI_L = (I_L^* - I_L) \times \left( K_{pc} + \frac{K_{ic}}{s} \right) \quad (3.52)$$

$$I_L = \frac{\left( K_{pc} + \frac{K_{ic}}{s} \right) I_L^*}{\left( K_{pc} + \frac{K_{ic}}{s} \right) + sL} \quad (3.53)$$

Gerilim ve akım döngüleri için oransal ve integral kazanç hesapları aşağıdaki denklemler kullanılır.

$$I_L^* = (V_O^* - V_O) \times \left( K_{pv} + \frac{K_{iv}}{s} \right) \quad (3.54)$$

$$I_L \times \frac{\left( K_{pc} + \frac{K_{ic}}{s} \right) + sL}{\left( K_{pc} + \frac{K_{ic}}{s} \right)} = (V_O^* - V_O) \times \left( K_{pv} + \frac{K_{iv}}{s} \right) \quad (3.55)$$

Gerilim kontrolcüsü için aşağıdaki denklem oluşur.

$$\frac{V_O}{V_O^*} = \frac{s^2(K_{pc}K_{pv}) + s(K_{pc}K_{iv} + K_{ic}K_{pv}) + (K_{ic}K_{iv})}{s^4(LC) + s^3(CK_{pc}) + s^2(CK_{ic} + K_{pc}K_{pv}) + s(K_{pc}K_{iv} + K_{ic}K_{pv}) + (K_{ic}K_{iv})} \quad (3.56)$$

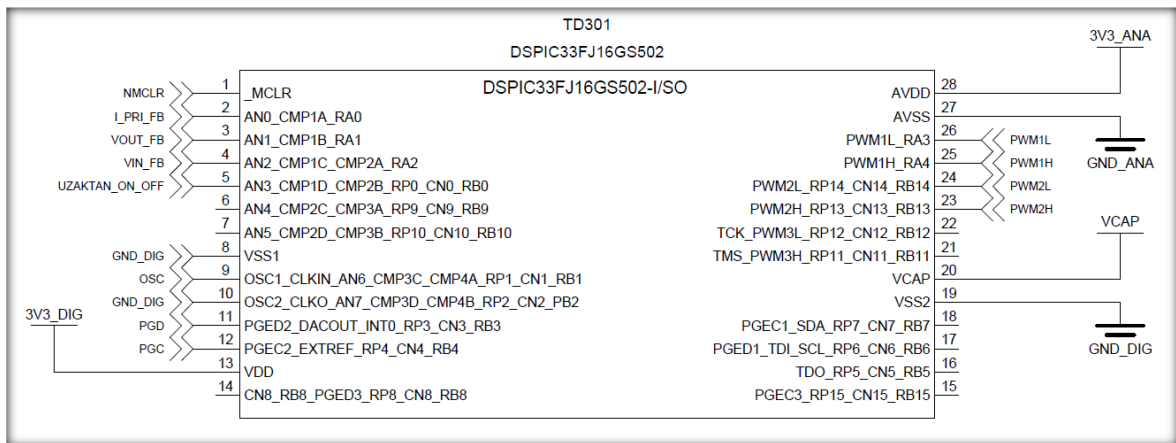
Akım kontrolcüsü parametreleri için de aşağıdaki denklem üzerinden [49]'da verilen şekilde hesaplamalar yapılır.

$$s^4(LC) + s^3(CK_{pc}) + s^2(CK_{ic} + K_{pc}K_{pv}) + s(K_{pc}K_{iv} + K_{ic}K_{pv}) + (K_{ic}K_{iv}) = 0 \quad (3.57)$$

Akım ve gerilim kontrolcüleri ile yapılan benzetimler devam eden bölümlerde benzetim olarak verilecektir.

Çeviricinin kontrolünde kullanılacak donanım için analog kontrolcü seçilip kullanılabileceği gibi sayısal kontrolcü de kullanılabilecektir. Çeviricinin kontrolcü tasarımında ve burada anlatılmayan optimizasyonların esnek bir şekilde gerçekleştirilmesi için sayısal bir kontrolcü (işlemci veya miktokontrolcü) tercihi daha ön plana çıkmıştır.

Seçilen işlemcinin gerçekleştirilecek olan yazılım tasarımı için gerekli hafıza, işlem yetenekleri, özelleşmiş haberleşme arayüzleri, işlemci hızı gibi özellikler dikkate alınarak DSPIC33FJ16GS502 [50-51] parça numaralı ürün seçilmiştir. Seçilen ürün ile gerçekleştirilen devre şeması aşağıda verilmiştir.



Şekil 4.7. Kapanlı döngü kontrol blok şeması

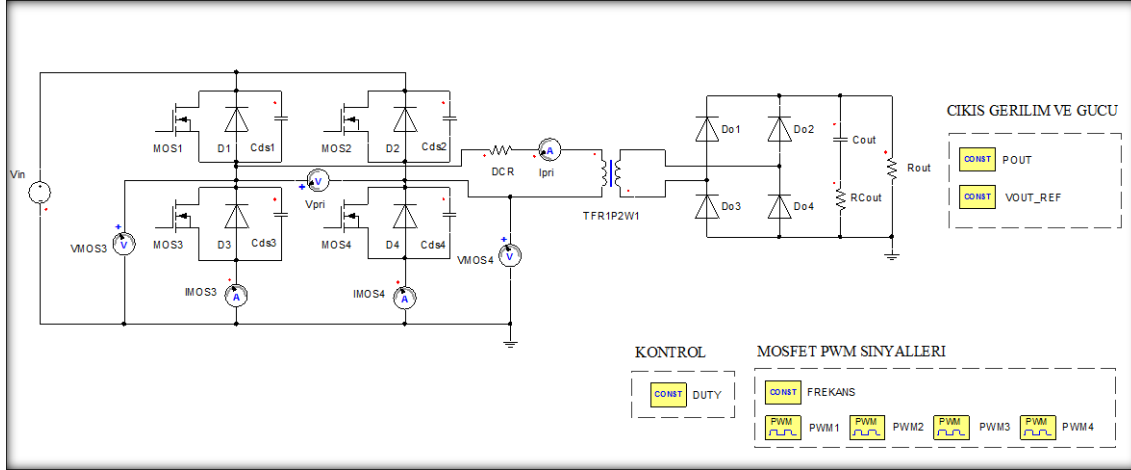
## 5. BENZETİM SONUÇLARI

Tasarım sonrasında çevirici için açık çevrim modeli oluşturularak benzetimler yapılmıştır. Açık çevrim benzetime ek olarak kontrolcü tasarımı sonrası kapalı çevrim modeli de oluşturularak devrenin benzetim düzeyinde çalışır durumda olduğu doğrulanmıştır. Benzetimler sonrası devre şeması gerçek bileşenlerle oluşturulmuş ve takiben baskı devre kartı tasarımı yapılmıştır.

Bu bölümde çevirici için yapılan açık ve kapalı döngü benzetim sonuçları paylaşılacaktır. Her bir sonucu takiben sonuca ilişkin değerlendirmeler paylaşılacaktır. Beklenenden farklı sonuçlar ortaya çıkması halinde ise gerekli açıklamalar yine bu bölümde yapılacaktır.

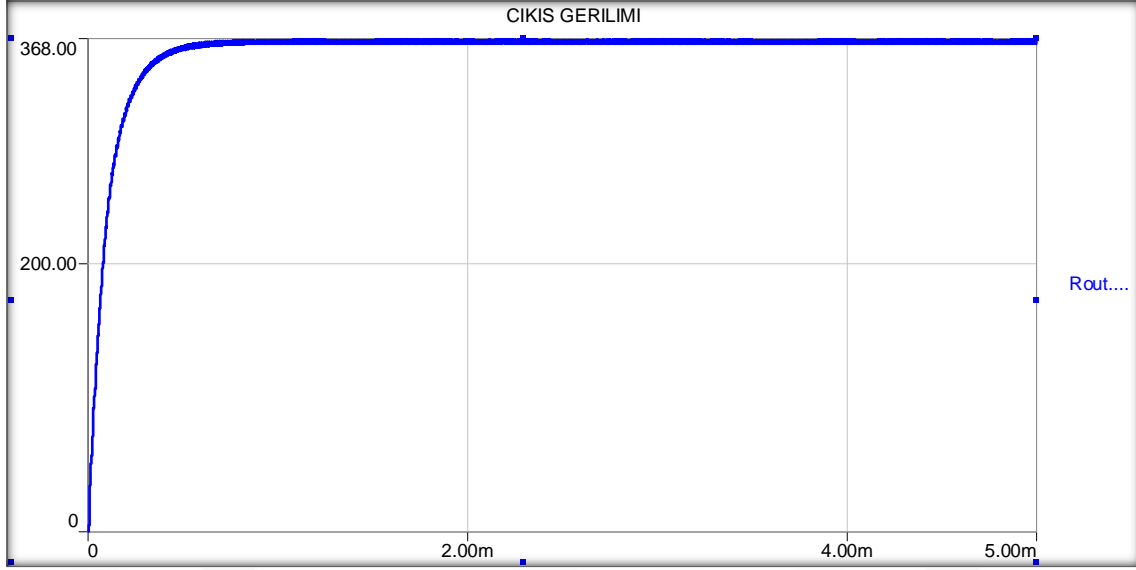
### 5.1. Açık Çevrim Benzetim Sonuçları

Yapılan açık çevrim benzetim modeli ve sonuçları aşağıda paylaşıldığı gibidir.



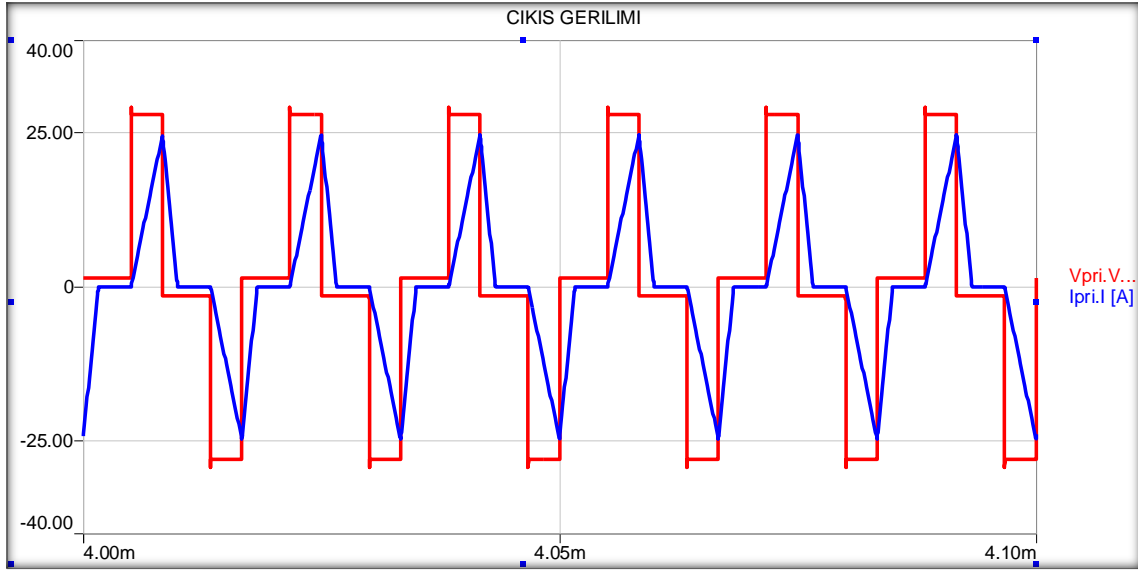
Şekil 5.1. Açık çevrim benzetim modeli

Açık çevrim benzetim modelinde 350VDC çıkış gerilimindeki tam yük çıkış direnci olarak  $1021\Omega$  kullanılmıştır. Bu direnç değeri ve farklı doluluk oranları (faz farkları) kullanılarak devrenin DA kazancının doğruluğu, akım ve gerilim dalga şekilleri vb. gibi bileşenlerin uygunluğu kontrol edilmiştir. Giriş gerilimi açık çevrim benzetimi boyunca 28VDC olarak kullanılmıştır.



Şekil 5.2.  $D=0,2$  Etkin doluluk oranında çıkış gerilimi

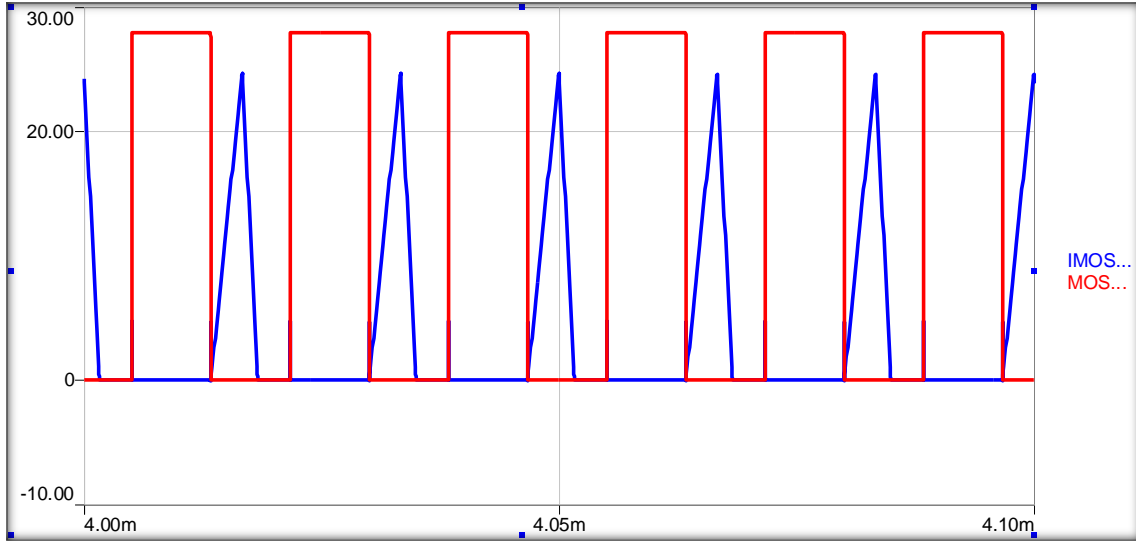
Yukarıdaki çıkış gerilimi incelendiğinde  $D=0,2$  doluluk oranında ve kesikli akım modunda beklenen kazancın yaklaşık olarak elde edildiği görülmüştür. Kazanç denklemi (3.17) ile  $D=0,2$  doluluk oranı kullanıldığında yaklaşık olarak 373VDC çıkış gerilimi elde edilmesi beklenmektedir. Çıkışta 5VDC civarı düşüş olmasının sebebi modellerdeki kayıpların (MOSFET direnci, diyot gerilim düşümü vb.) sıfır düzeyine indirilmemesidir. Sıfıra indirilmeme sebebi de benzetim programının kararlı çalışması için minimum da olsa direnç değerlerine ihtiyaç duymasıdır.



Şekil 5.3.  $D=0,2$  etkin doluluk oranında trafo birincil gerilimi (kırmızı) ve akımı (mavi)

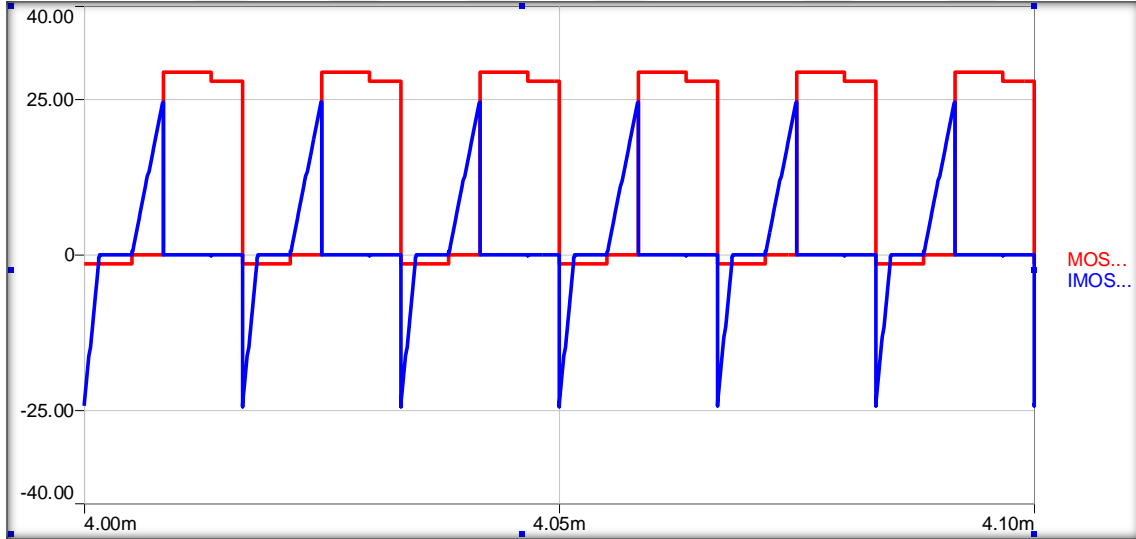
Yukarıdaki şekil incelendiğinde trafo birincil gerilim ve akımının beklen şekillere uygun olduğu görülecektir. Pozitif döngüdeki etkin doluluk oranı boyunca akım yükselmiş ve gerilimin sıfıra inmesi sonrasında akım düşmüştür. Yükselme ve düşüşler yaklaşık doğrusal olarak gerçekleşmiştir.

Çıkış gerilimini 368VDC olduğu durumda trafo birincil tarafına yansıyan gerilim 18,4V ve giriş gerilimi de 28VDC'dir. Bu durumda 0,2T boyunca kaçak endüktans üzerinde 9,6V gerilim vardır. Bu durumda akımın tepe değerinin yaklaşık olarak 22.7A civarı olması gerekmektedir. Yukarıdaki şekil incelendiğinde tepe akımın benzer seviyede olacağı görülecektir.



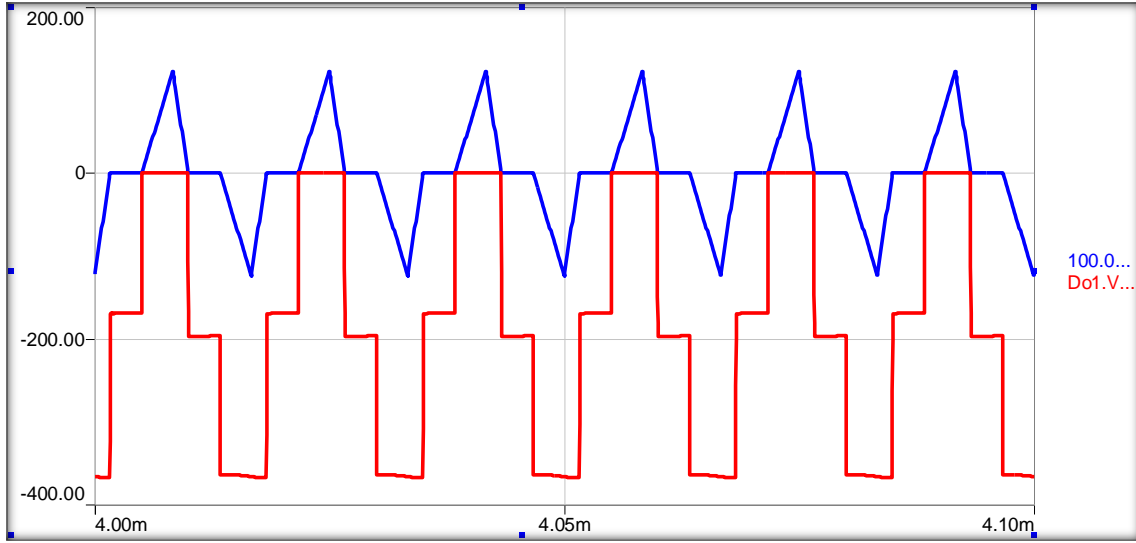
Şekil 5.4.  $D=0,2$  etkin doluluk oranında yumuşak anahtarlama yapan MOSFET gerilim (kırmızı) ve akımı (mavi)

Yukarıdaki şekil incelendiğinde Şekil 5.1’de gösterilen “MOS2” olarak adlandırılan anahtarın yumuşak anahtarlama yaptığı görülecektir.



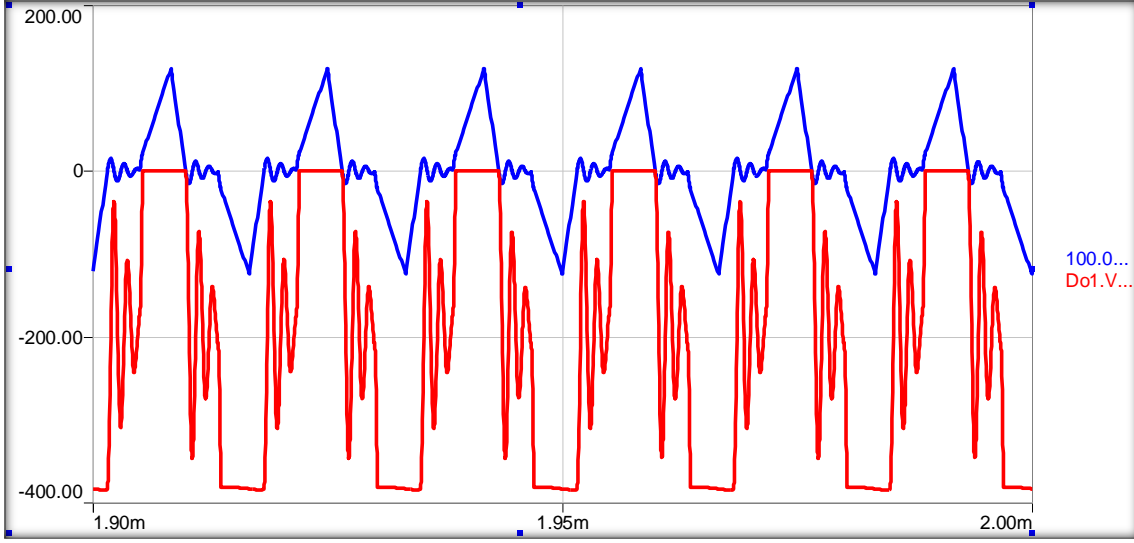
Şekil 5.5.  $D=0,2$  etkin doluluk oranında sert anahtarlama yapan mosfet gerilim (kırmızı) ve akımı (mavi)

Yukarıdaki şekil incelendiğinde Şekil 5.1’de gösterilen “MOS1” olarak adlandırılan anahtarın yumuşak anahtarlama yapmadığı görülecektir.



Şekil 5.6.  $D=0,2$  etkin doluluk oranında diyot gerilimi (kırmızı) ve trafo ikincil akımı (mavi)

Yukarıdaki şekil incelendiğinde diyot geriliminde 3 bölgeden bahsedilebilir durumdadır. Bu bölgeler sırasıyla: Gerilimin sıfır (sıfıra yakın) olduğu iletim bölgesi, bütün diyotların kesimde olup çıkış geriliminin yaklaşık yarısının görüldüğü ikinci bölge ve tümyelen olarak çalışan diyotların iletimde olup çıkış geriliminin tamamının görüldüğü üçüncü bölgedir. Bu şekilde ÇEFKTK çeviricinin kesikli akım moduna uygun olarak diyot geriliminde dalgalanma gözükmemektedir. Bu dalgalanmanın görülmemesinin sebebi çıkış diyotlarının ideale yakın olarak kondansatörsüz olmalarıdır. Bir sonraki şekilde kondansatör (100 pF) içeren diyot durumu benzetimi paylaşılacaktır.

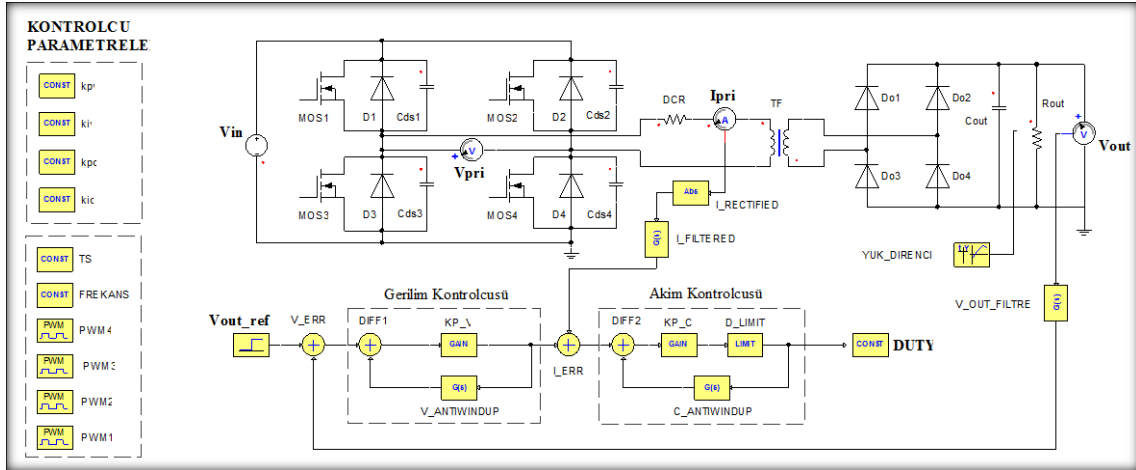


Şekil 5.7.  $D=0,2$  etkin doluluk oranında parazitik kondansatörlü diyot gerilimi (kırmızı) ve trafo ikincil akımı (mavi)

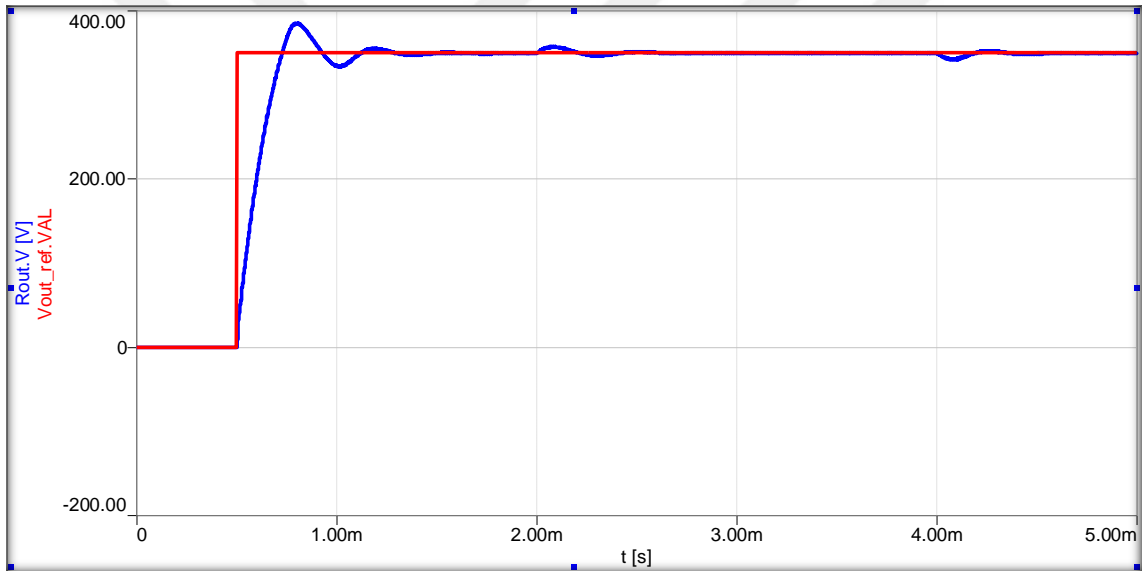
Yukarıdaki şekilde parazitik kondansatör içeren diyotlar ile benzetim yapıldığında diyot akım ve gerilimindeki dalgalanma gözükmemektedir. Bu dalgalanma kaçak endüktans ve çıkış diyotlarının parazitik kondansatörlerine bağlıdır.

## 5.2. Kapalı Çevrim Benzetim Sonuçları

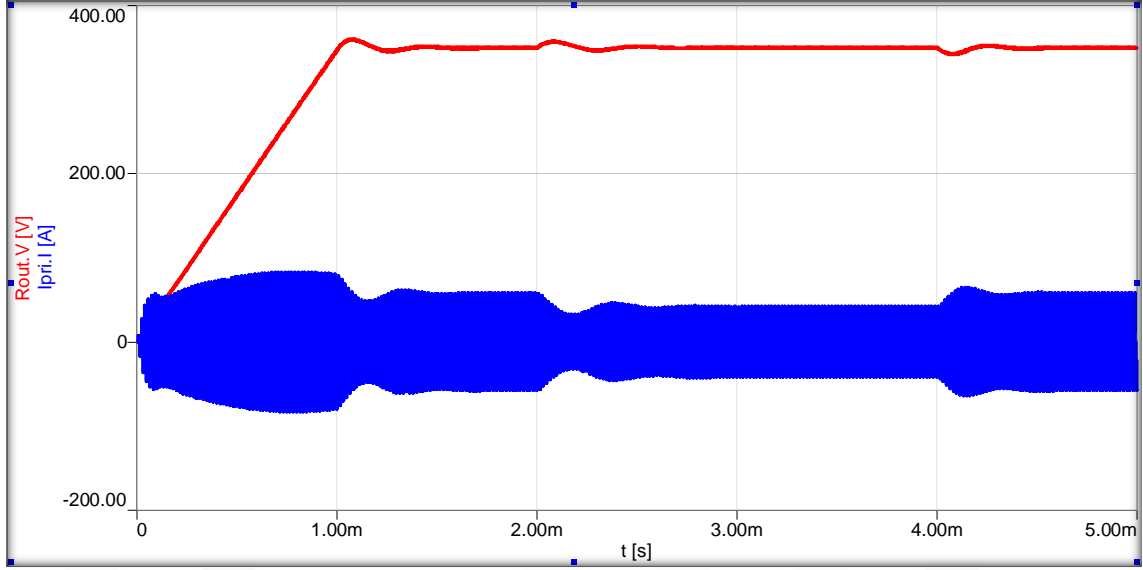
Kapalı çevrim benzetim sonuçları aşağıda verilen benzetim devresi temel alınarak gerçekleştirilmiştir. Devrenin temel dalga şekilleri açık çevrim modunda verilmiş olduğundan bu kısımda açık çevrim kısmında verilmeyen özelliklere odaklanılmıştır.



Şekil 5.8. Kapalı çevrim benzetim modeli



Şekil 5.9. Kapalı çevrim adım cevabı



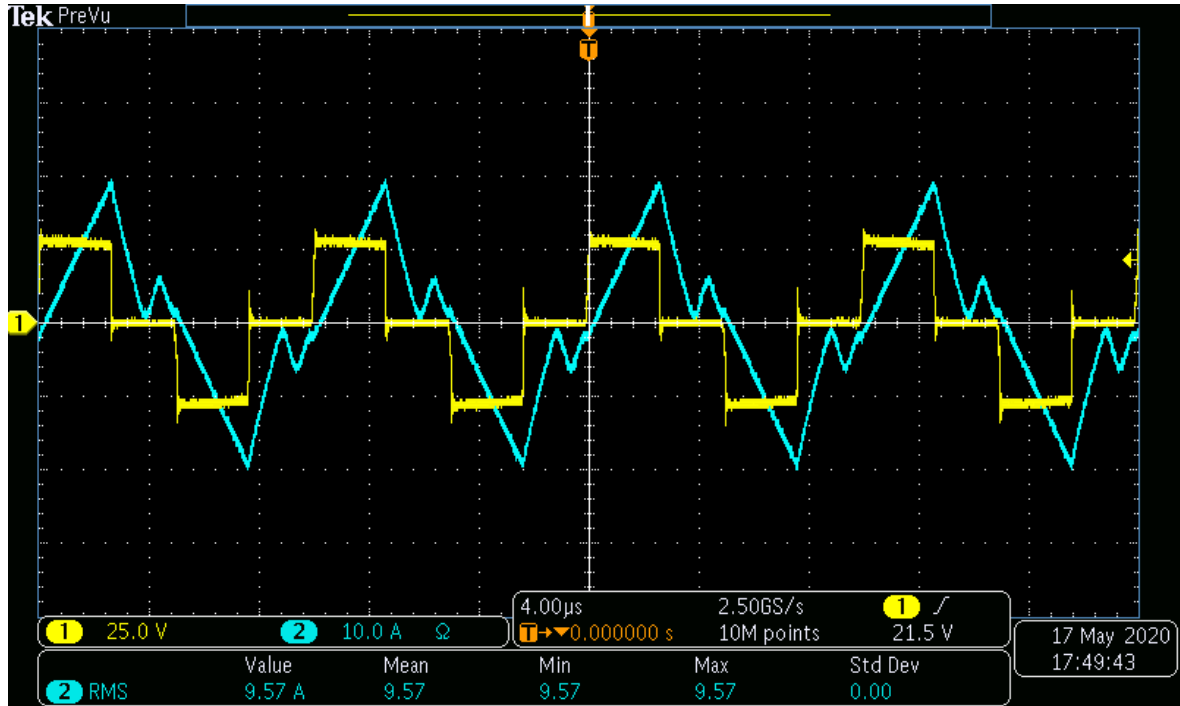
Şekil 5.10. Kapalı çevrim çıkış gerilimi (kırmızı) ve trafo birincil akımı (mavi) dalga şekilleri (28vdc giriş geriliminde)

Yukarıdaki şekil incelendiğinde tasarlanan kontrol döngüsü ile kapalı döngünün sağlanarak kararlı bir çevirici tasarlandığı görülmektedir. Tasarlanan çeviricinin tam yükten yarım yüke ve yarım yükten tam yüke geçişte doluluk oranını (faz farkını) değiştirerek çıkış gerilimin düzenleyebildiği görülmektedir.

Yukarıdaki benzetimde gerilim referans değeri yavaş yavaş yükseltildiğinden (yumuşak başlatma) çıkış gerilimi belirli bir süre yaklaşık doğrusal olarak yükselmiştir. Çevirici çıkışında ise mF değerlerinde kondansatör kullanılmamakla birlikte uF değerlerinde kondansatör kullanılmıştır. Bu nedenle de tasarım kararı olarak konulan küçük değerli kondansatörde görülmesi beklenen yüksek dalgalanmalar yük değişimlerinde görülmemektedir.

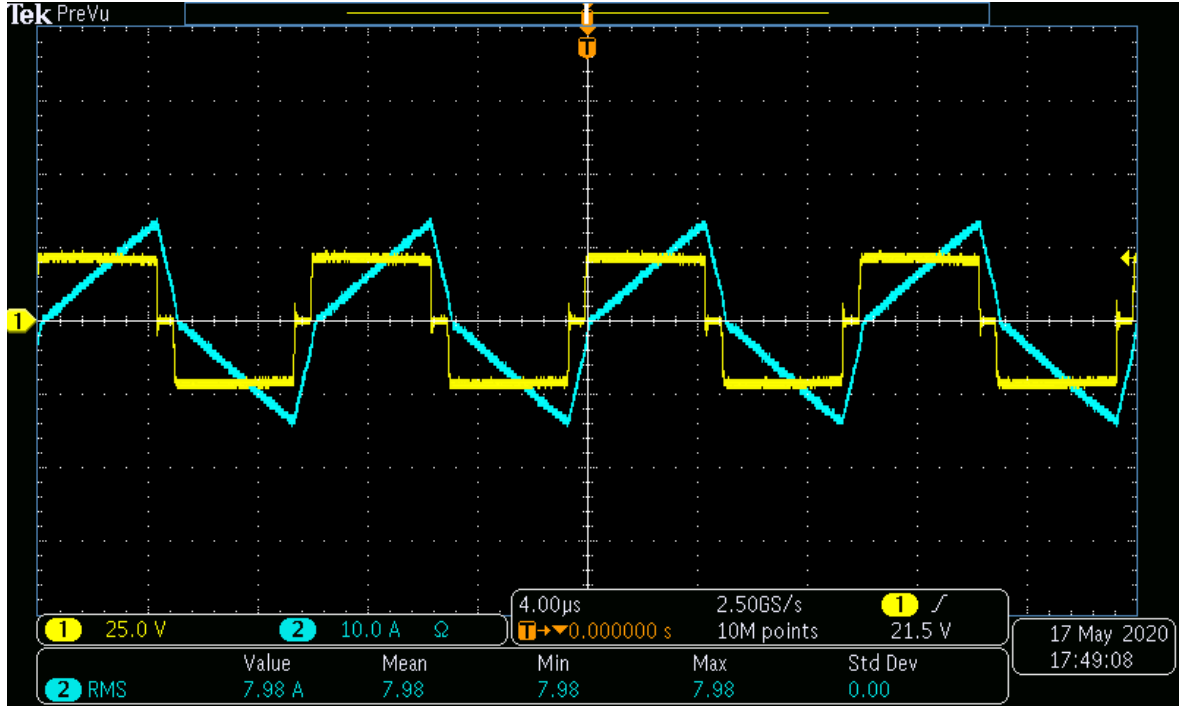
## 6. DENEY SONUÇLARI

Tasarım ve benzetimler sonrası üretilen devreye ilişkin deney sonuçları aşağıda paylaşılmıştır. Deney sonuçları ile ilgili şekiller verilirken şekiller ile ilgili değerlendirmeler de sunulmuştur.



Şekil 6.1. 24VDC giriş gerilimi ve 120W çıkış gücünde trafo birincil akım (turkuaz) ve gerilimi (sarı)

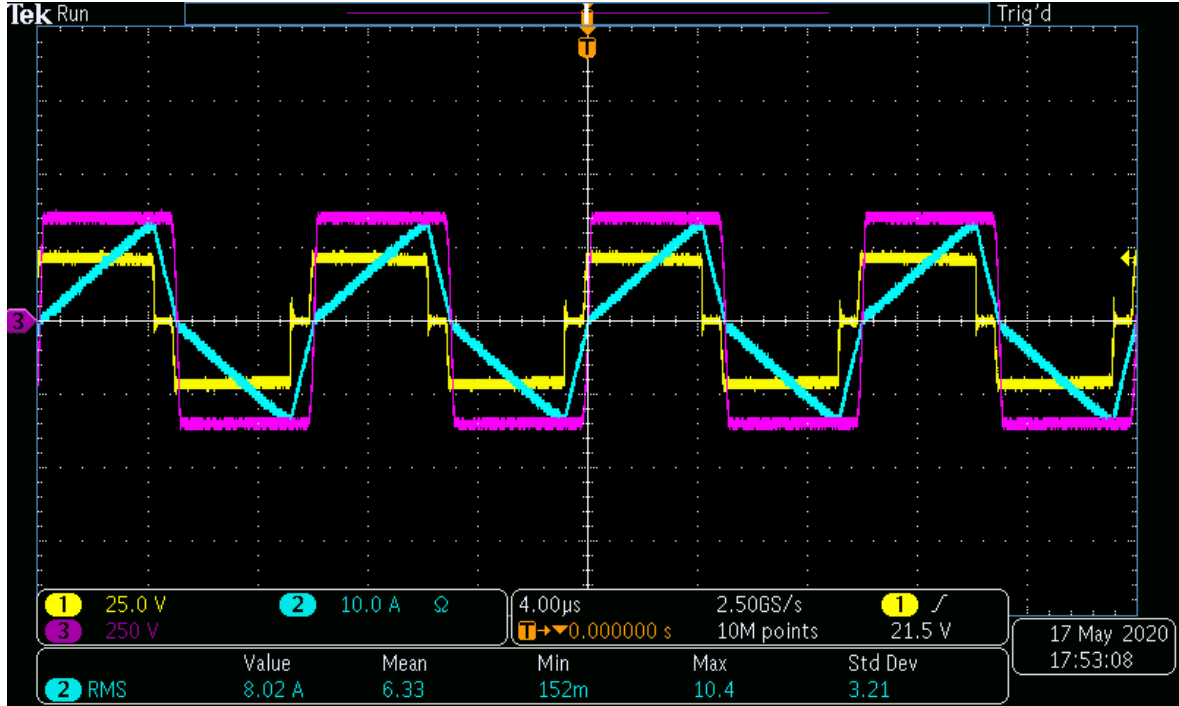
Yukardaki şekil incelendiğinde trafo akım ve gerilimlerinin beklen değerlere yakın şekilde gerçekleştiği görülmektedir. Trafo birincil akımı incelendiğinde trafo akımında çıkış diyot kondansatörleri ile kaçak endüktans tınlışımı kaynaklı dalgalanmalar gözükmemektedir. Ayrıca akım dalga şekliinden çeviricinin 24VDC giriş geriliminde kesikli akım modunda olduğu görülmektedir.



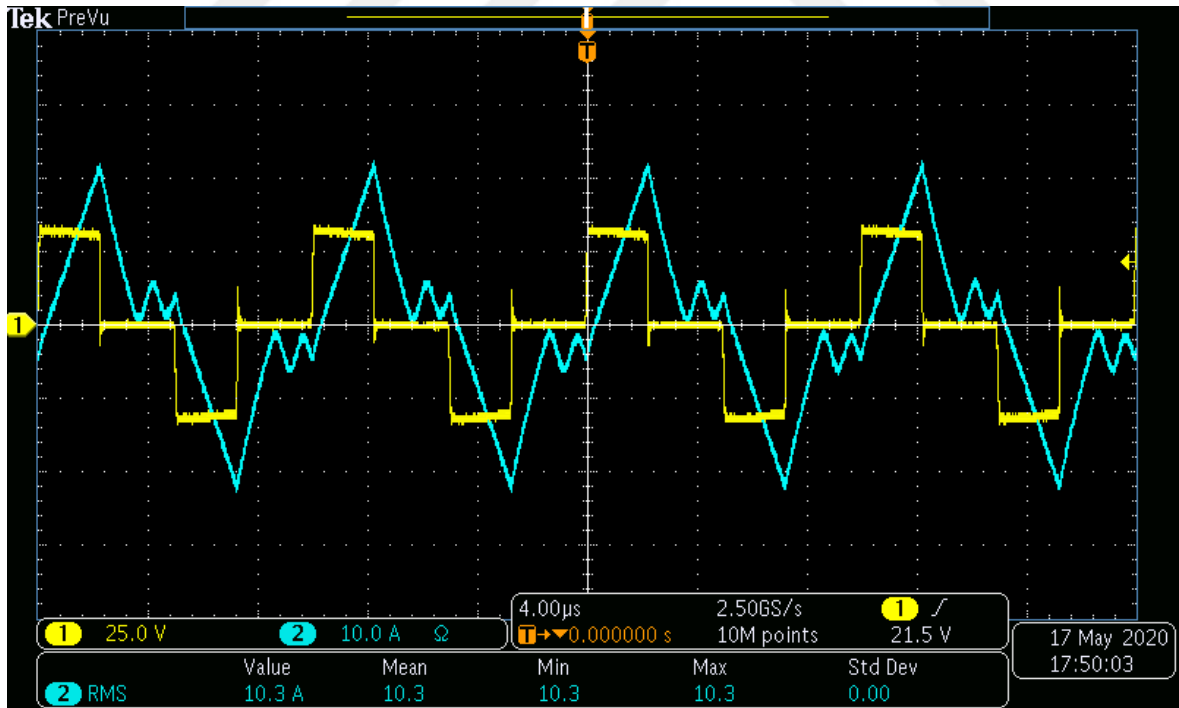
Şekil 6.2. 22VDC giriş gerilimi ve  $1021\Omega$  yük direncinde trafo birincil akım (turkuaz) ve gerilimi (sarı)

Yukarıdaki şekilden görüleceği üzere 22VDC giriş geriliminde doluluk oranı (faz farkı) artmıştır. Ayrıca devre sürekli akım moduna geçmiştir. Aşağıdaki şekil de incelenirse devrenin sürekli akım moduna geçtiği yine görülecektir. Aşağıdaki şekilde verilen trafo ikincil gerilimi artık %50 doluluk oranı ile pozitif ve negatif olmaktadır. Bu gerilimde kesikli akım modunda görülen dalgalanmalar da artık yoktur. Dalgalanma olmamasının sebebi de iletimde olan bir diyot çiftinin her zaman bulunmasıdır. Bu durumda Çıkış diyotlarının etkin kondansatör değerleri sıfır olur ve böylece tınlışım yapma imkânı ortadan kalkar.

Aşağıdaki şekilde yer alan trafo ikincil gerilimi incelendiğinde bu gerilimin tepe değerinin çıkış gerilimi seviyesine kenetlendiği görülecektir. Bu sonuç çıkış diyotlarının en fazla çıkış gerilimini göreceğini gösterir. Bu nedenle de çıkış endüktörsüz yapı ile yüksek gerilim elde edilirken diyot seçimini kolaylaştıracaktır. Ayrıca daha düşük dayanımlı diyotların kullanımı mümkün olacağından daha düşük iletim gerilimine sahip diyotlar kullanılabilir olacaktır.



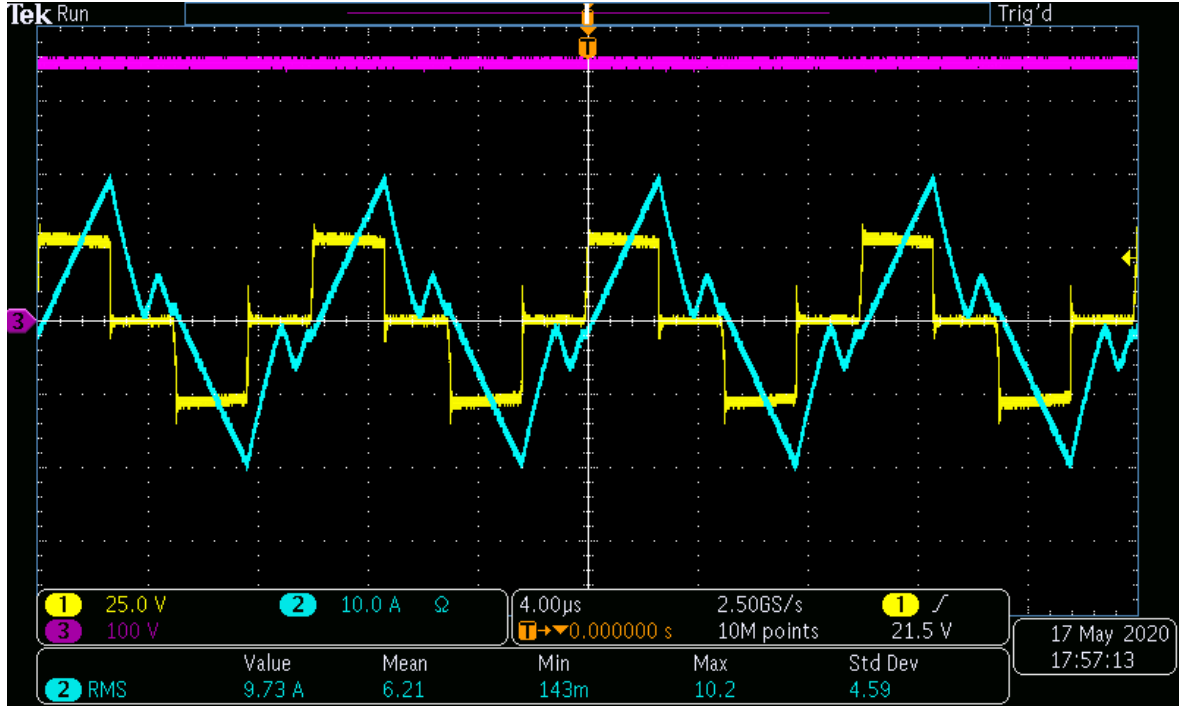
Şekil 6.3. 22VDC giriş gerilimi ve  $1021\Omega$  yük direncinde trafo birincil akımı (turkuaz), gerilimi (sarı) ve trafo ikincil gerilimi (parlak mor)



Şekil 6.4. 32VDC giriş gerilimi ve 120W çıkış gücünde trafo birincil akım (turkuaz) ve gerilimi (sarı)

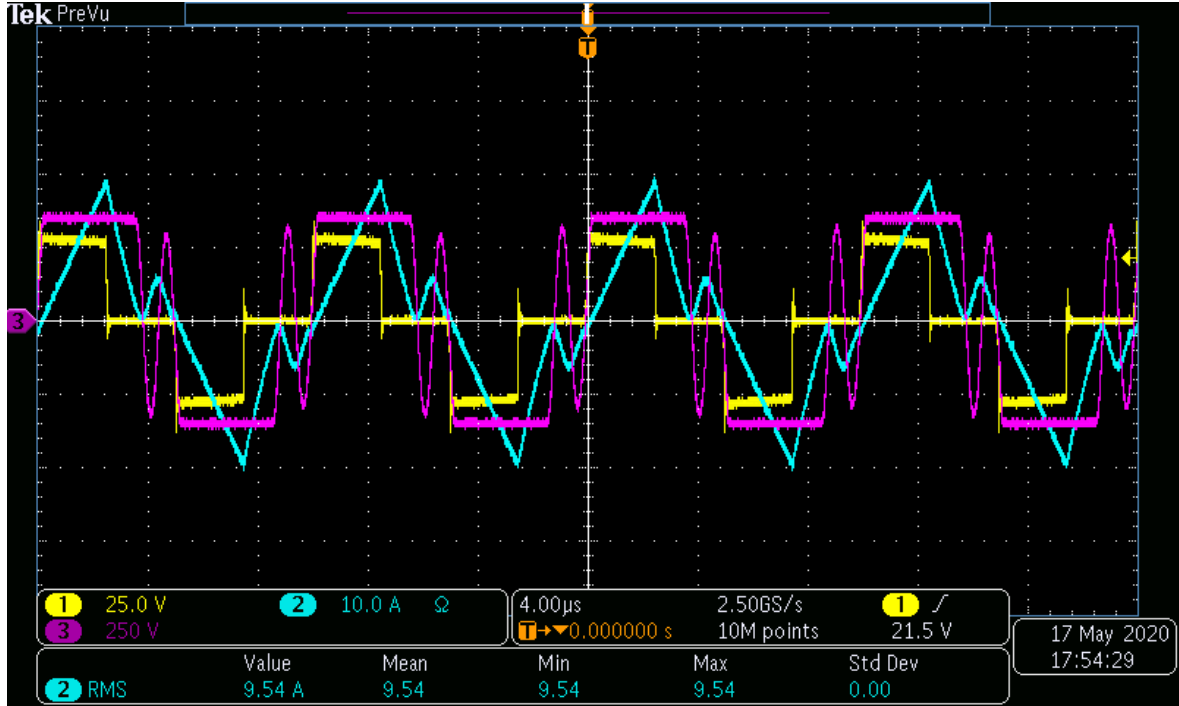
Yukarıdaki şekil incelendiğinde 32VDC giriş geriliminde doluluk oranı (faz farkı) azalmıştır. Giriş gerilimini yükselmesiyle ihtiyaç duyulan kazanç azalmış ve doğal olarak

doluluk oranı (faz farkı) düşmüştür. Çıkış diyotlarının iletimde olduğu bölge daralmıştır. Bu daralma durumu tınlaşımındaki tepe seviyelerinin sayısının artmasıyla görülecek durumdadır.



Şekil 6.5. 28VDC giriş gerilimi ve 120W çıkış gücünde trafo birincil akım (turkuaz), gerilimi (sarı) ve çıkış da gerilimi (parlak mor)

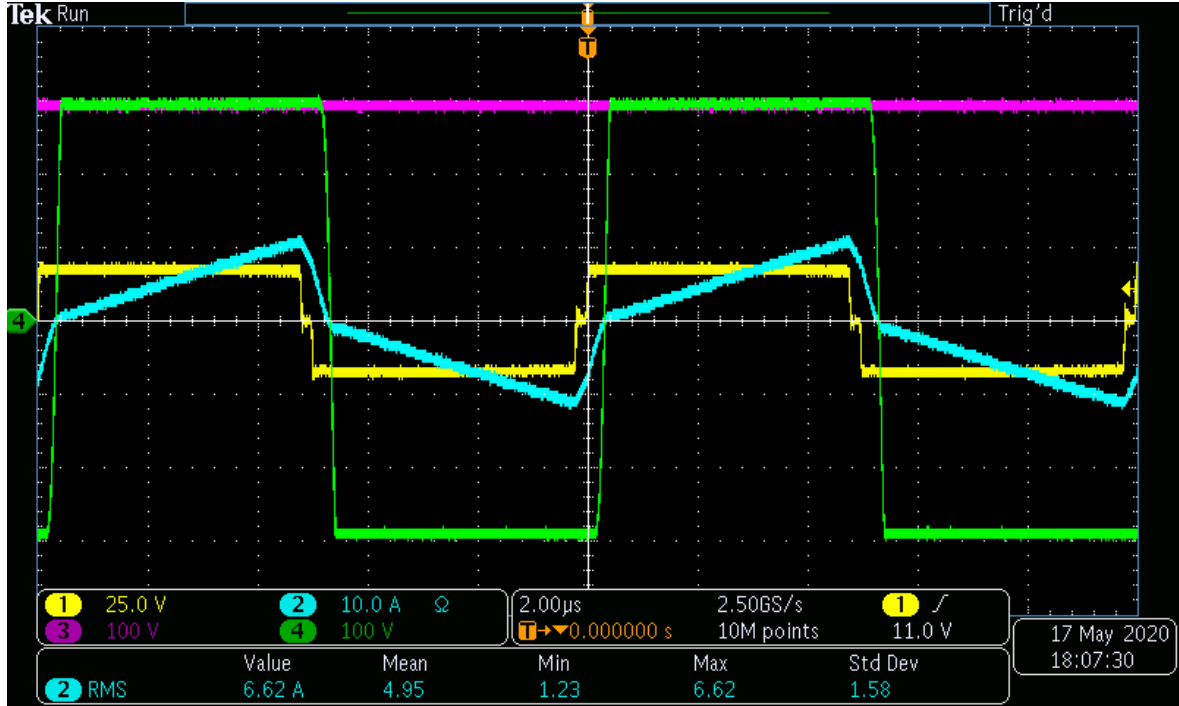
Yukarıda verilen şekil incelendiğinde çıkış geriliminin kontrolcü tarafından 350VDC seviyesinde tutulabildiği gözükmemektedir. Ek olarak akım dalga şeklinden çeviricinin 28VDC giriş geriliminde kesikli akım modunda olduğu görülmektedir. Giriş gerilimi 32VDC'den küçük olduğu için doluluk oranı (faz farkı) artmıştır. Doluluk oranının artması ile çıkış diyotlarının iletimde olduğu süre de artmıştır. Bu durum trafo birincil akımında gözlenen tınlaşım tepelerinin sayısının azalmasından da anlaşılmaktadır.



Şekil 6.6. 32VDC giriş gerilimi ve 120W çıkış gücünde trafo birincil akım (turkuaz), gerilimi (sarı) ve trafo ikincil sargı gerilimi (parlak mor)

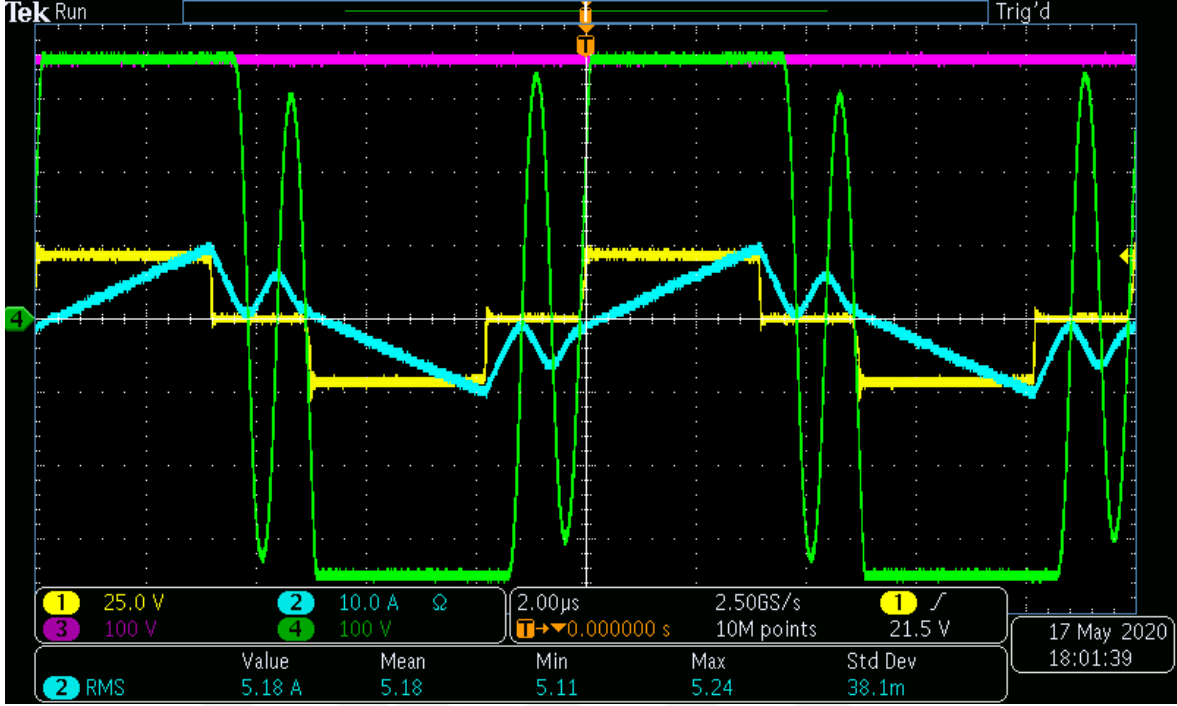
Yukarıdaki şekil incelendiğinde, kesikli akım modunda beklenildiği üzere trafo ikincil çıkış gerilimi ve trafo birincil akımında tınlama gözükmektedir. Bu tınlamının kaynağı benzetimlerde de bahsedildiği ve gösterildiği üzere kaçak endüktans ve çıkış diyot parazitik kondansatörüdür. Trafo giriş akımı ve çıkış gerilimi incelendiğinde her iki dalga şeklinde tınlama periyotların aynı olduğu görülecektir.

Yine şekilden trafo ikincil geriliminin çıkış gerilimine kenetlendiği de görülmektedir. Ayrıca trafo giriş gerilimi darbe genişliğinin trafo çıkış gerilimi darbe genişliğinden daha dar olduğu görülmektedir. Bu durumun ana nedeni çıkış diyotlarının giriş akımı sıfıra düşünceye kadar iletimde kalıyor olmasıdır. Akım ve çıkış gerilim grafikleri birlikte ele alındığında bu durum yine görülecektir.



Şekil 6.7. 18VDC giriş gerilimi ve  $1021\Omega$  çıkış direncinde trafo birincil akımı (turkuaz), gerilimi (sarı), trafo ikincil sargı gerilimi (yeşil) ve çıkış gerilimi (parlak mor)

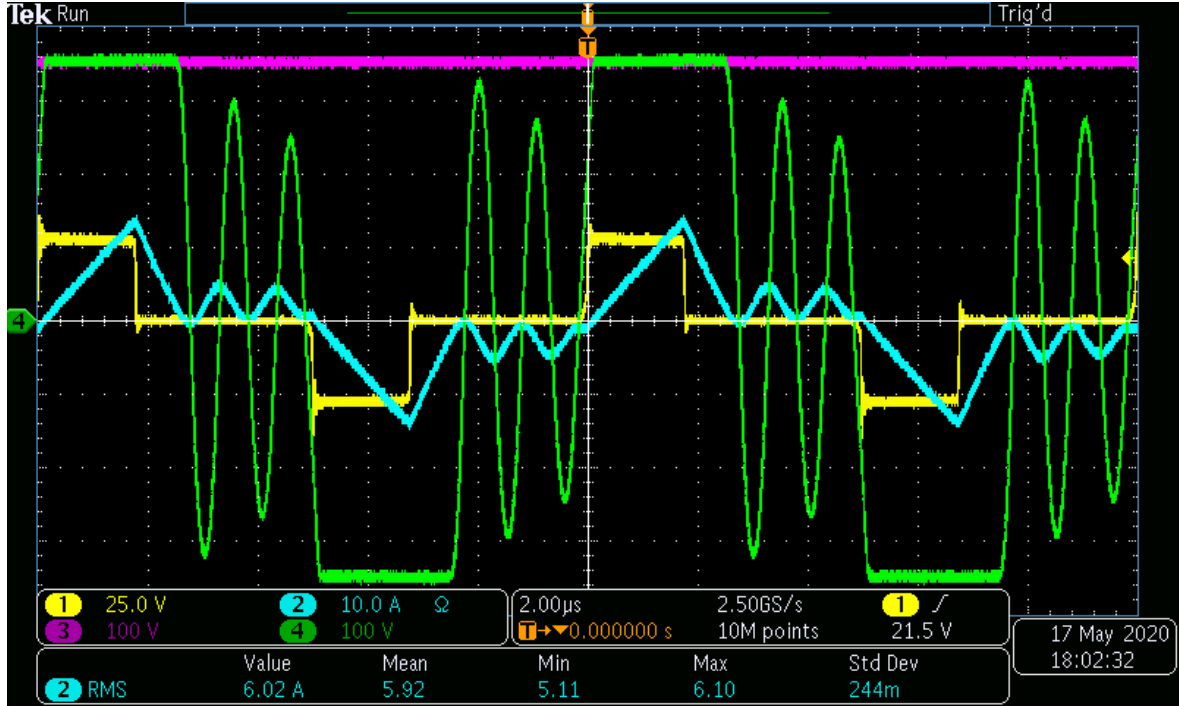
Yukarıdaki şekilde giriş gerilimi 18VDC iken çıkış direnci  $1021\Omega$ 'dur. Bu durumda çevirici sürekli akım modundadır. Trafo birincil taraf akım RMS değeri sınırlandırıldığından çıkış gerilimi 350VDC gerilim seviyesine yükselememiş ve 300VDC seviyesinde kalmıştır. Bu durum da tasarlanan kontrolcünün akım döngüsünün çalışır durumda olduğunu göstermektedir. Trafo ikincil taraf sargı gerilimi incelendiğinde ise bu gerilimin çıkış gerilim seviyesine kenetlendiği görülecektir. Trafo ikincil sargı geriliminde tınlışım olmaması da sürekli akım modunun varlığının bir diğer kanıtıdır. Ayrıca ilgili çıkış diyot çiftlerinin her yarım periyotta iletimde olduğu da bu şekilden yorumlanabilecektir.



Şekil 6.8. 22VDC giriş gerilimi ve 2042 $\Omega$  çıkış direncinde trafo birincil akımı (turkuaz), gerilimi (sarı), trafo ikincil sargı gerilimi (yeşil) ve çıkış gerilimi (parlak mor)

Yukarıdaki şekilde giriş geriliminin 22VDC ve çıkış direncinin 2042 $\Omega$  olduğu durum için dalga şekilleri verilmiştir. Bu şekil incelendiğinde 22VDC giriş gerilimi ve tam yük (1021 $\Omega$ ) durumundaki sürekli akım modunun ortadan kalktığı görülecektir. Bu durum değişimi hem trafo birincil akımından hem de trafo ikincil sargı gerilim tınlaşımından da görülecektir. Çıkış gerilimi incelendiğinde ise yarım yükte çıkış geriliminin 350VDC olarak regüle edilebildiği görülecektir. Bu durum ise gerilim kontrolcüsünün görevini yerine getirdiğini göstermektedir.

Güç transferini ilgilendirmesi nedeniyle trafo birincil akımı tepe seviyesinin tam yük durumuna göre azaldığı da görülmektedir. Güç transferi açısından da trafo birincil taraf akım ve gerilimlerini incelendiğinde, akımın düşüş eğrisi boyunca güç transferi gerçekleşmediği sonucuna varılabilir. Ancak trafo birincil akımı (ikincil akım ile aynı fazda ve ikincil akımın boyutlandırılmış hali) ve trafo ikincil gerilimi birlikte değerlendirildiğinde güç transferinin devam ettiği görülecektir. Birincil akımının negatif eğimli bölgesi boyunca iletilen güç trafo kaçak endüktansında daha önce depolanan enerjinin transferidir. Aktarılabilir gücün tamamının birincil sargı geriliminin sıfır olmadığı bölge boyunca doğrudan aktarıldığı veya depolandığı gözden kaçırılmamalıdır.

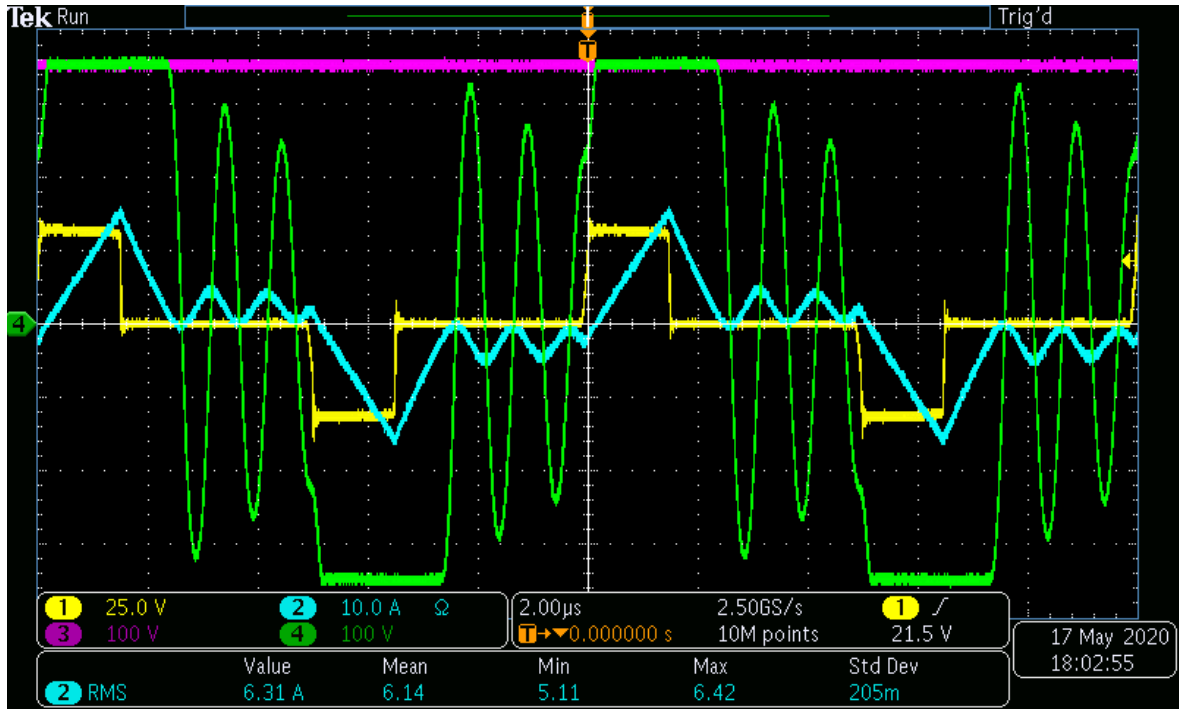


Şekil 6.9. 28VDC giriş gerilimi ve  $2042\Omega$  çıkış direncinde trafo birincil akımı (turkuaz), gerilimi (sarı), trafo ikincil sargı gerilimi (yeşil) ve çıkış gerilimi (parlak mor)

Yukarıdaki şekilde giriş geriliminin 28VDC ve çıkış direncinin  $2042\Omega$  olduğu durum için dalga şekilleri verilmiştir. Bu şekil incelendiğinde çıkış yükü sabitken giriş gerilimi değişse dahi çıkış geriliminin regüle edilebildiği görülmektedir. Bu durum da gerilim kontrolcüsü tasarımının işlevini yerine getirdiğini göstermektedir.

Yarım yükte de giriş gerilimi arttıkça doluluk oranının (faz farkı) azaldığı görülmektedir. Diyot iletim sürelerinin azalması nedeniyle tınlama kaynaklı dalgalanmaların tepe sayılarının arttığı görülmektedir. Tınlama tepe seviyelerinin fazla farklılık göstermediği görülmektedir.

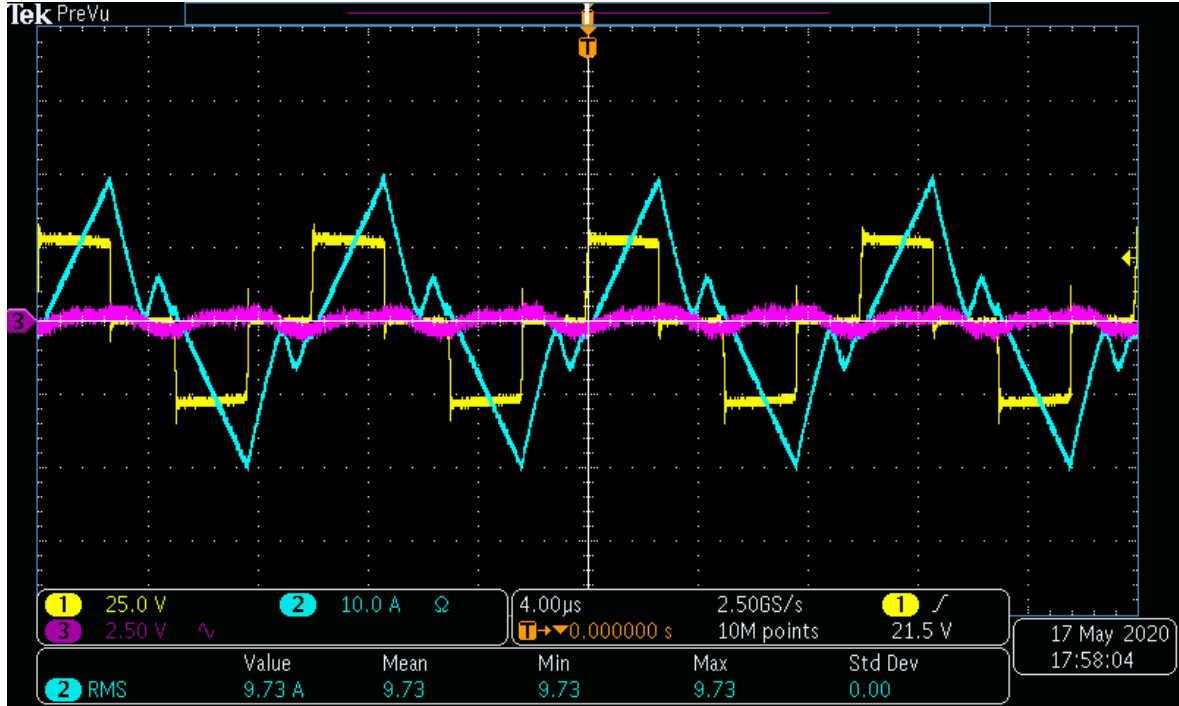
Bu şekilde de gerilim kontrolcüsünün görevini yerine getirdiği ve çıkışı beklenen seviyede tuttuğu görülmektedir. Ayrıca trafo ikincil gerilimi de çıkış gerilim seviyesine kenetlenmiştir.



Şekil 6.10. 32VDC giriş gerilimi ve 2042Ω çıkış direncinde trafo birincil akımı (turkuaz), gerilimi (sarı), trafo ikincil sargı gerilimi (yeşil) ve çıkış gerilimi (parlak mor)

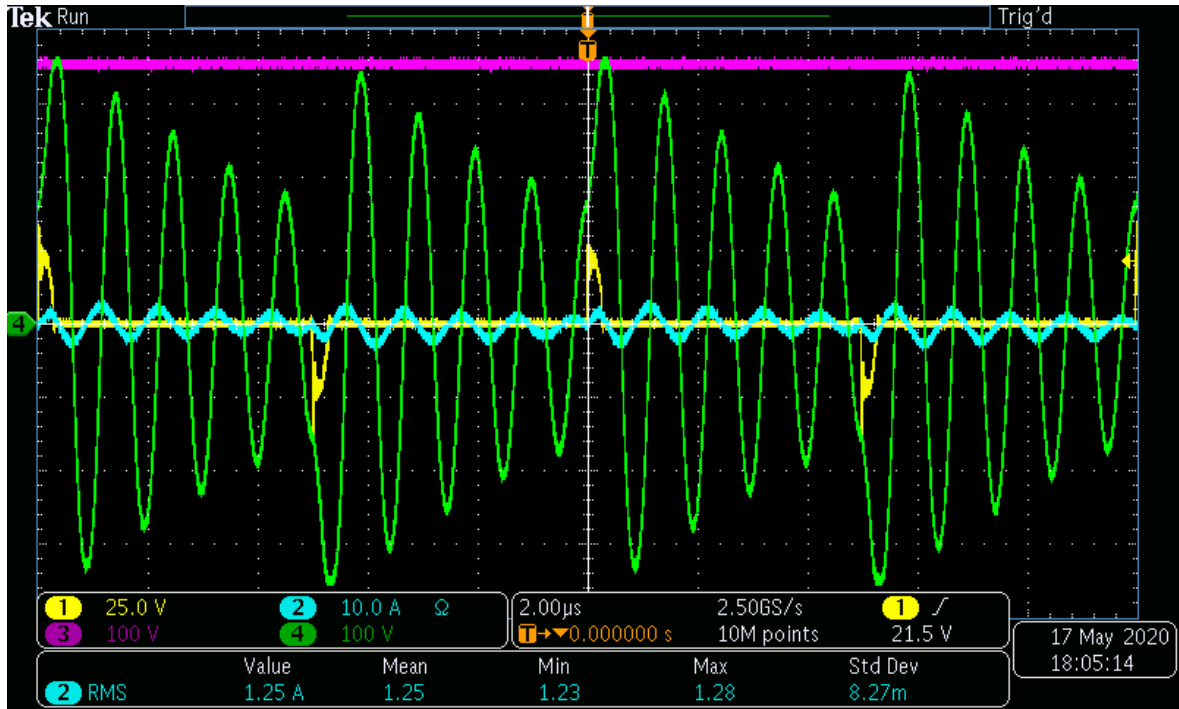
Yukarıdaki şekilde giriş geriliminin 32VDC ve çıkış direncinin 2042Ω olduğu durum için dalga şekilleri verilmiştir. Bu şekilde de giriş gerilimi artsa dahi çıkış geriliminin regüle edilebildiği tekraren görülmektedir.

Tam yük ve bu yükteki giriş gerilimleri ile yarım yük ve bu yükteki giriş gerilimleri birlikte değerlendirildiğinde çeviricinin giriş gerilim ve yük değişimlerine cevap verebildiği görülmüştür.

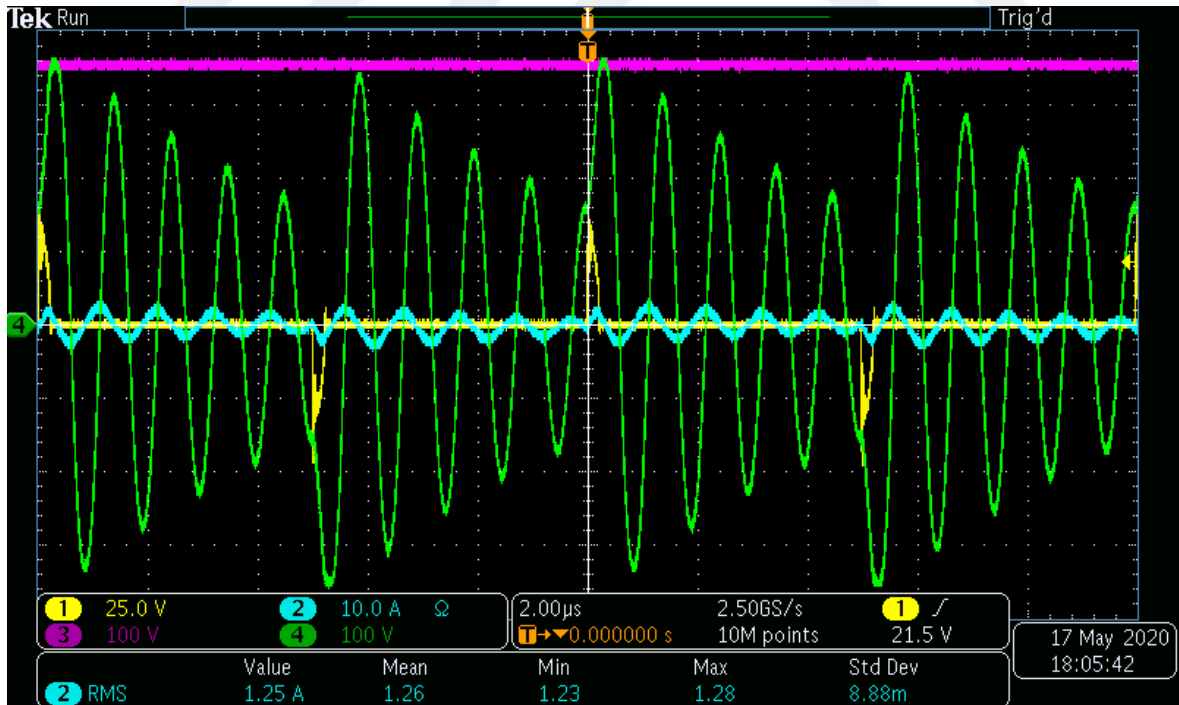


Şekil 6.11. 28VDC giriş gerilimi ve  $1021\Omega$  çıkış direncinde trafo birincil akımı (turkuaz), birincil gerilimi (sarı), çıkış gerilimi aa gösterimi (parlak mor)

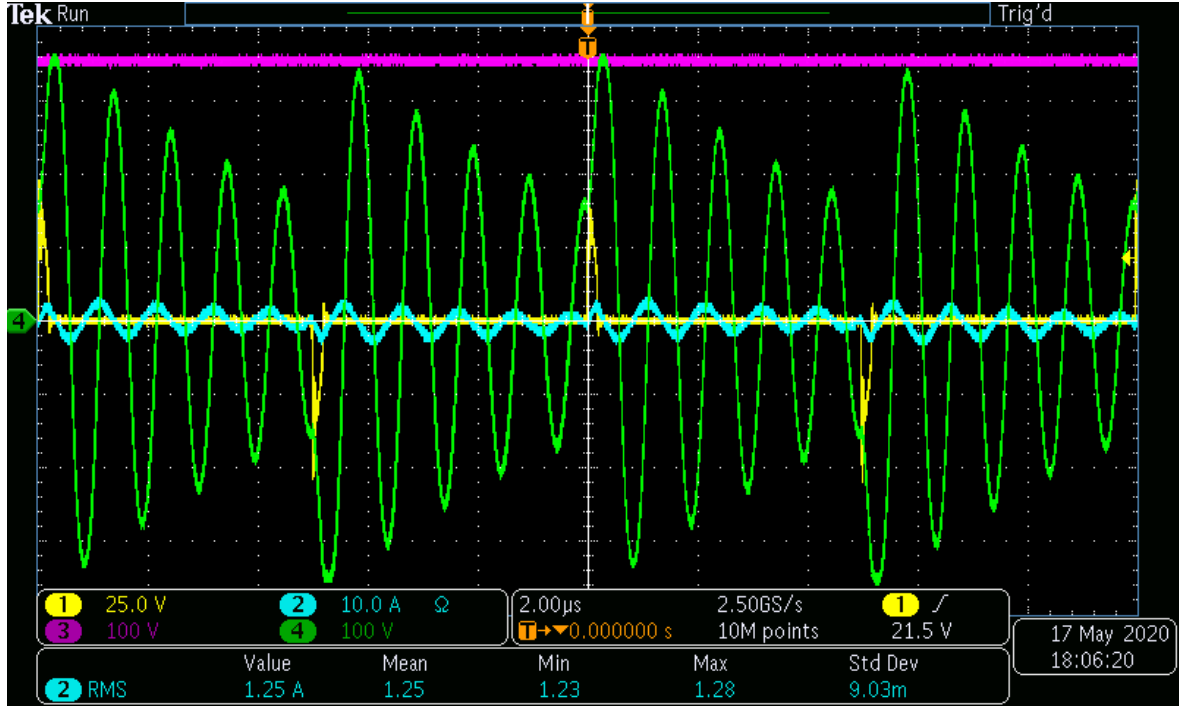
Yukarıdaki şekilde AA gösterimi incelendiğinde çıkış gerilimindeki dalgalanma görülecektir. Bu dalgalanmanın düşük çıkış kondansatörlerine rağmen (çıkışa şarj için kondansatör konulmamıştır) 350VDC'ye göre düşük olduğu görülecektir. Buradaki amaç çeviricinin bir özelliği olarak oransal olarak düşük kırırtı gerilimi oluştuğunu ifade etmek değildir. Yüksek bir çıkış geriliminde oransal olarak benzer ama değer olarak yüksek bir kırırtı gerilimine izin verilebileceğini vurgulamaktır.



Şekil 6.12. 22VDC giriş gerilimi ve 20kΩ çıkış direncinde trafo birincil akımı (turkuaz), birincil gerilimi (sarı), çıkış gerilimi (parlak mor) ve trafo ikincil sargı gerilimi (parlak mor)



Şekil 6.13. 28VDC giriş gerilimi ve 20kΩ çıkış direncinde trafo birincil akımı (turkuaz), birincil gerilimi (sarı), çıkış gerilimi (parlak mor) ve trafo ikincil sargı gerilimi (yeşil)

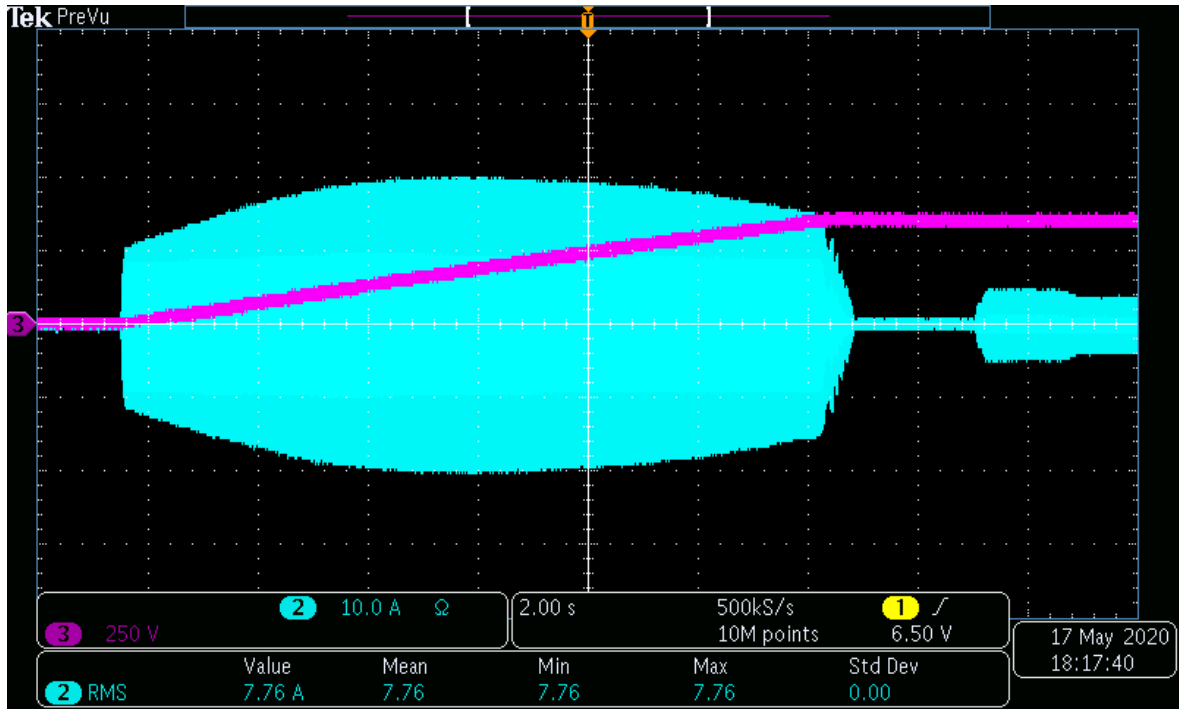


Şekil 6.14. 32VDC giriş gerilimi ve 20kΩ çıkış direncinde trafo birincil akımı (turkuaz), birincil gerilimi (sarı), çıkış gerilimi (parlak mor) ve trafo ikincil sargı gerilimi (yeşil)

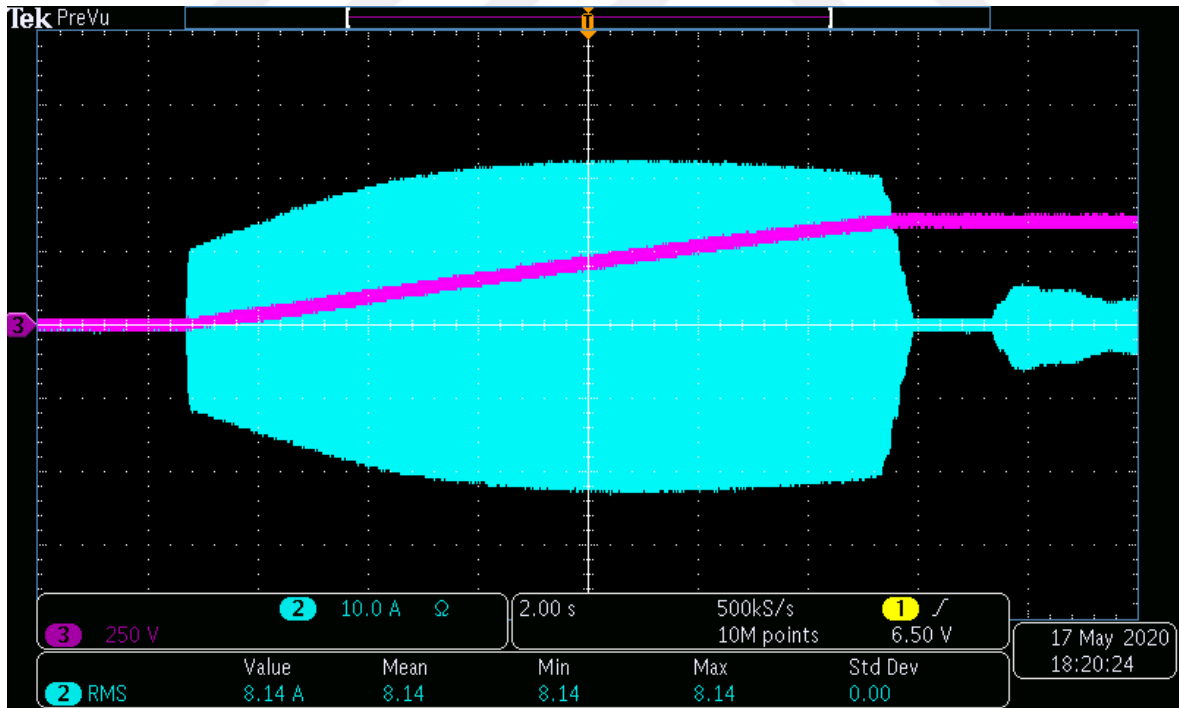
Yukarıdaki üç şekilde 20kΩ çıkış direncinde ve sırasıyla 22VDC, 28VDC ve 32VDC giriş gerilimlerdeki dalga şekilleri verilmiştir. Şekiller incelendiğinde çıkış geriliminin yaklaşık olarak her üç giriş geriliminde de 350VDC olduğu görülecektir. Bu da gerilim kontrolcüsünün yüksüz sayılabilecek durumda da çalışmaya devam ettiğini gösterecektir. Trafo birincil akımı ve trafo ikincil gerilimlerinin artık neredeyse tamamen rezonanslar ile belirlendiği görülecektir. Bu durumun sebebi de diyotların neredeyse hiç iletme geçmemeleridir.

Akım ve gerilimlerin neredeyse sadece güç transferi yapamayacak şekilde gerçekleşmesine rağmen girişten az da olsa güç çekildiği görülecektir. Bu güç devredeki kayıplar ve çıkıştaki yüksek direnç tarafından tüketilmektedir.

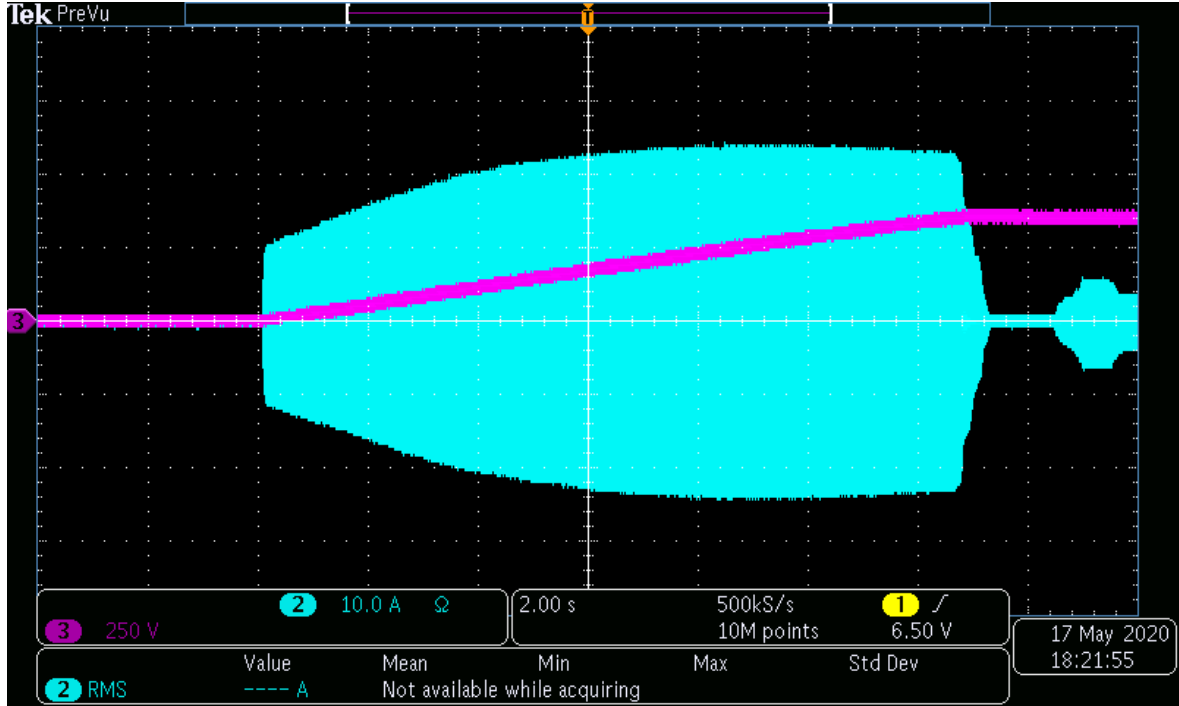
Bu aşmaya kadar çeviricinin çevirici olarak kullanımına ilişkin sonuçlar paylaşılmıştır. Bu aşamadan sonra ise çeviricinin şarjör olarak kullanımına ilişkin şekiller paylaşılacaktır. Şarjör modu için şekiller ve şekillere ilişkin değerlendirmeler aşağıdaki gibidir.



Şekil 6.15. 22vdc giriş gerilimi, 20k $\Omega$  çıkış direnci ve 15mF çıkış kondansatöründe trafo birincil akımı (turkuaz), ve çıkış gerilimi (parlak mor)



Şekil 6.16. 28VDC giriş gerilimi, 20k $\Omega$  çıkış direnci ve 15mF çıkış kondansatöründe trafo birincil akımı (turkuaz), ve çıkış gerilimi (parlak mor)



Şekil 6.17. 32VDC giriş gerilimi, 20kΩ çıkış direnci ve 15mF çıkış kondansatöründe trafo birincil akımı (turkuaz), ve çıkış gerilimi (parlak mor)

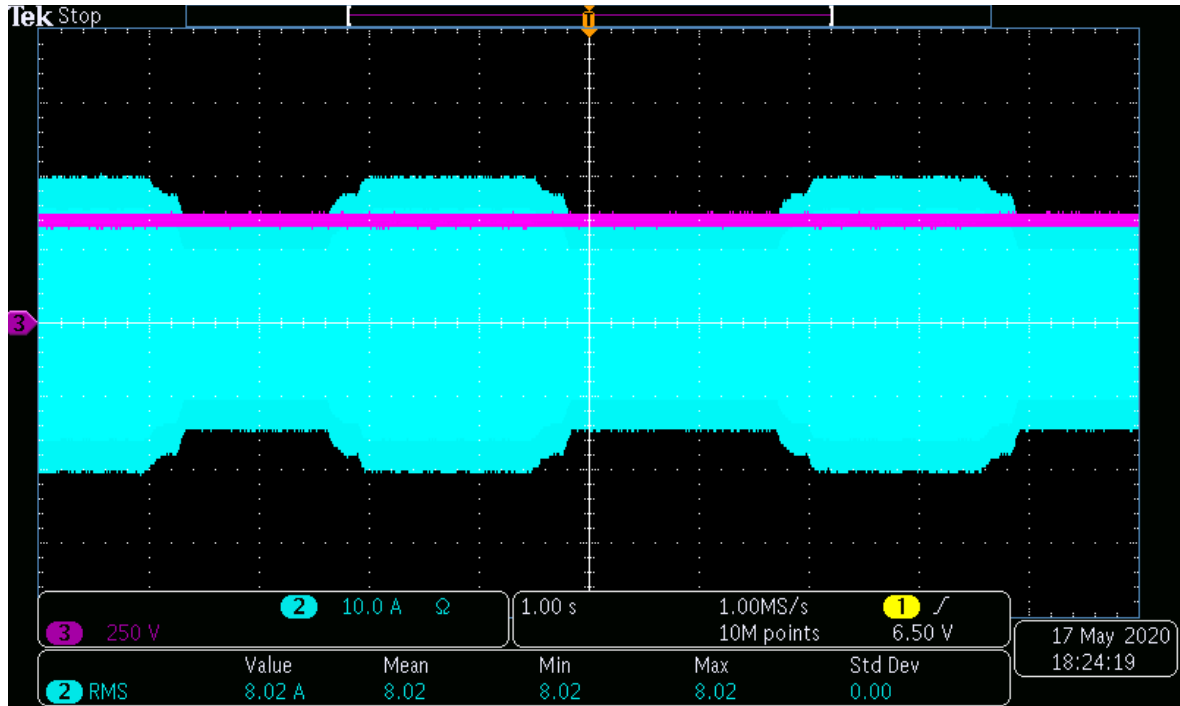
Yukarıdaki üç şekil birlikte değerlendirildiğinde farklı giriş gerilimlerinde 15mF kondansatör 350VDC gerilime şarj edilmiştir. Her üç şekilde de çıkışta yük olmadığı için kondansatör gerilimleri doğrusala yakın şekilde şarj edilmiştir. Ancak yine de şarj doğrusal olarak gerçekleşmemektedir. Ayrıca giriş akımı tepe değeri de şarj boyunca sabit değildir. Bu durumun ana nedenleri aşağıdaki gibi açıklanabilir.

Giriş akım limit değeri RMS olarak ele alınmıştır. Akımın tepe değerinin farklı olması RMS değerinin farklı olduğu anlamına gelmeyecektir. Şarj boyunca RMS akım değeri çıkış belirli bir gerilim seviyesine ulaştıktan sonra neredeyse sabittir.

Çıkış geriliminin belirli seviyeye ulaşmasına kadar RMS akım değerinin sabit olmamasının nedeni bu aşamaya kadar çıkıştan geri besleme alınamamasıdır. Çıkıştan geri besleme alınabilmesi için çıkış seviyesinin geri besleme devresini çalıştıracak genliğe ulaşması gerekmektedir. Bu aşamaya kadar işlemci vasıtasıyla düşük doluluk oranı (faz farkı) ile şarj işlemi başlatılmaktadır.

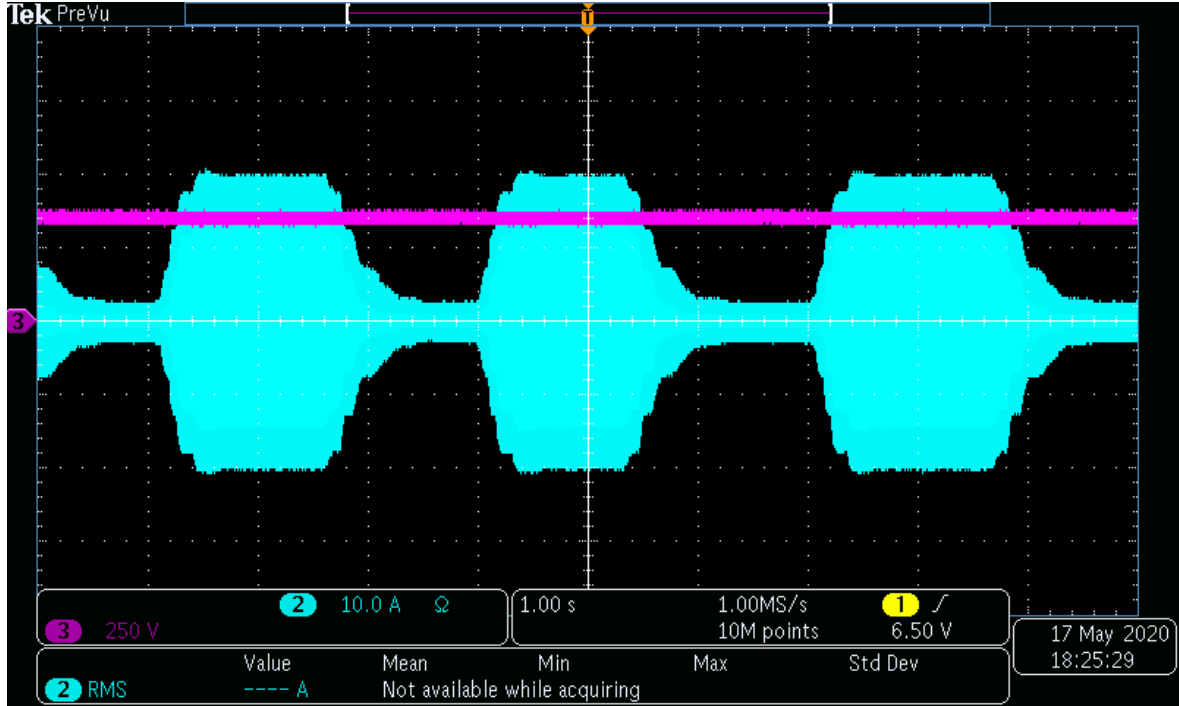
Çıkış kondansatörünün gösterdiği empedans şarj ile birlikte değişmektedir. Bu nedenle kondansatör tarafından çekilen akımın RMS değeri sabit kalsa da formu değişmektedir. Çıkışa aktarılan güç de şarj boyunca sabit değildir. Şarj miktarı ile birlikte artmaktadır. Anahtarlama frekansı sabit olduğu için değişen kondansatör empedansının çekeceği akım formu zamanla değişecektir.

Giriş akımının tepe değerinin sabit tutulması için tepe akım kontrol modu kullanımı önerilebilir. Bu durumda da çıkışa aktarılan gücün sabit tutulması yine söz konusu olmayacaktır.



Şekil 6.18. 28VDC giriş geriliminde tam yük ( $1021\Omega$ ) yarım yük ( $2042\Omega$ ) geçişleri (15mF çıkış kondansatöründe trafo birincil akımı (turkuaz), ve çıkış gerilimi (parlak mor))

Yukarıdaki şekilde 28VDC giriş geriliminde ve 15mF çıkış kondansatörü varlığında çeviricinin yüklenme durumu görülmektedir. Tam yükten yarım yüke ve yarım yükten tam yüke geçiş yapılarak çıkış kondansatörü varlığında çeviricinin çalışır olduğu (hem donanım hem de kontrol açısından) gösterilmiştir. Çıkış gerilimi dalga şekli incelendiğinde birkaç saniyelik aralıklarla yapılan yükleme testlerinde gerilimin değişmediği görülecektir. Bu durumun ana nedeni çıkış kondansatörünün büyük olması, gerilim ve akım kontrolcüsünün görevlerini yerine getiriyor olmasıdır.

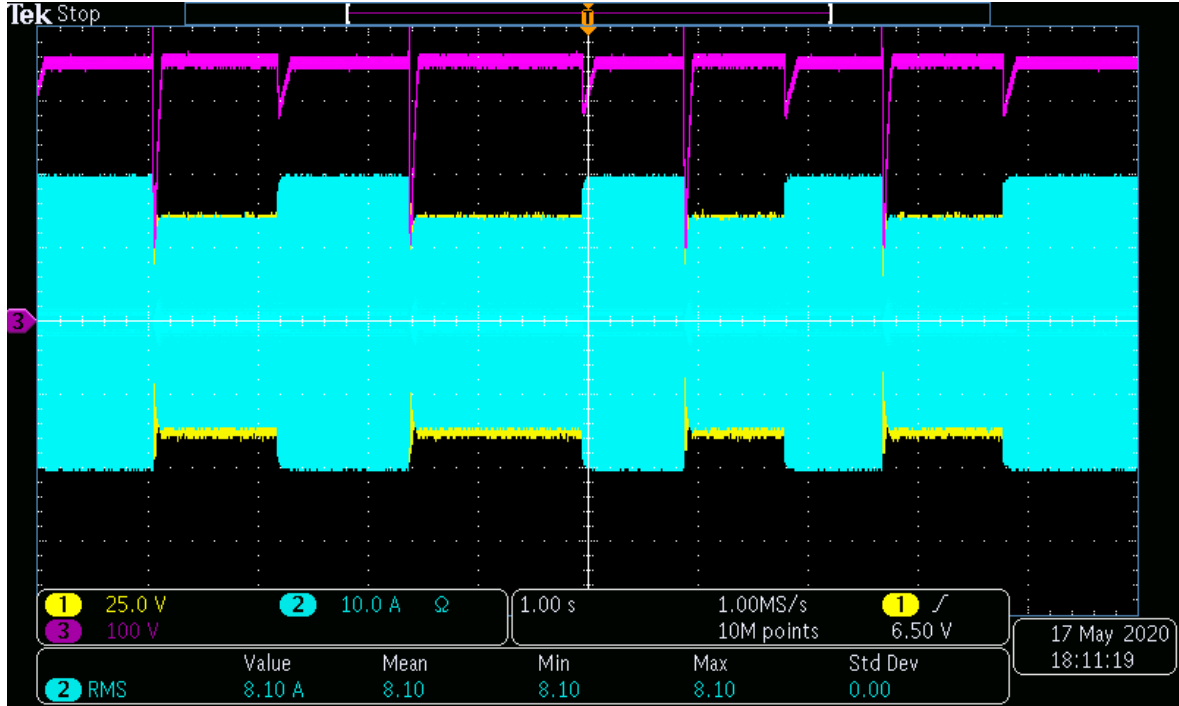


Şekil 6.19. 28VDC giriş geriliminde tam yük ( $1021\Omega$ ) yüksüz durum ( $20k\Omega$ ) geçişleri ( $15mF$  çıkış kondansatöründe trafo birincil akımı (turkuaz) ve çıkış gerilimi (parlak mor))

Yukarıdaki şekilde ise çeviricinin 28VDC giriş geriliminde ve  $15mF$  çıkış kondansatörü varlığındaki tam yük ve yüksüz durum geçişleri gözükmemektedir. Bu geçişler sırasında çıkış geriliminde değişikliklerin olmadığı görülebilir durumdadır.

Tam yük yarım yük geçişinde de görülmeyen çıkış gerilimi değişiklikleri burada da gözükmemektedir. Burada görülmeyişinin ana nedeni çıkışta büyük değerli kondansatör bulunmasıdır. Ancak akımda değişiklikler net olarak görülmektedir. Bu da çevirici kontrolcüsünün çalışır durumda olduğunu gösterir.

Bu aşamaya kadar paylaşılan deneysel sonuçlar bütün olarak ele alındığında çeviricinin kararlı olarak çalışabildiği görülmektedir. Bu çalışmalara ek olarak çeviricinin uzun süreli olarak da çalıştırılmış olması ele alındığında çeviricinin kararlı bir şekilde çalışabildiği görülmüştür. Çeviriciye yüksek sıcak ve düşük sıcaklık testleri ile çalışması test edildiğinden çevirici için üretim süreci başlatılabilir durumdadır.

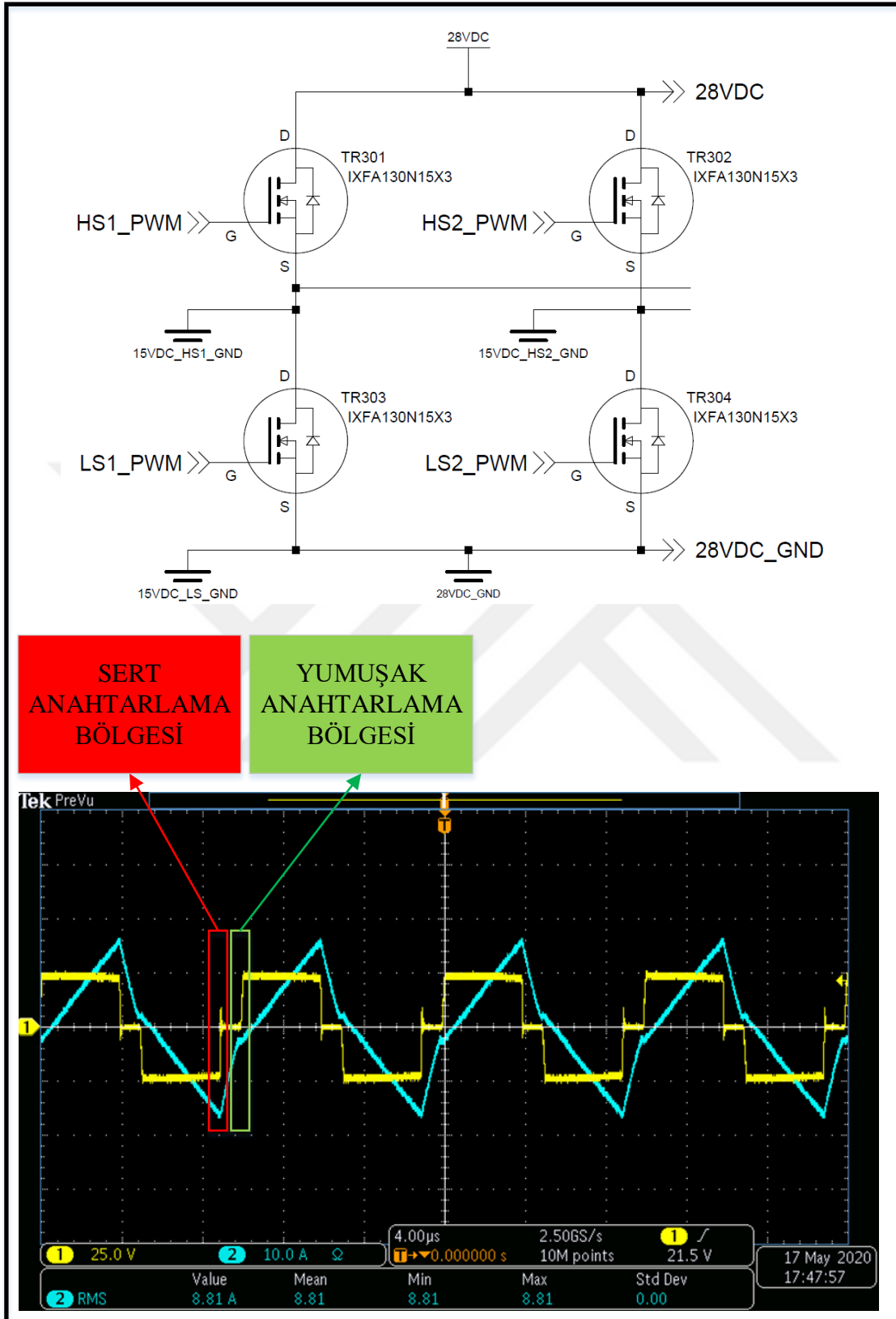


Şekil 6.20. 28VDC giriş geriliminde tam yük ( $1021\Omega$ ) yarım yük ( $2042\Omega$ ) geçişleri (trafo birincil akımı (turkuaz), birincil gerilimi (sarı) ve çıkış gerilimi (parlak mor))

Yukarıdaki şekilde ise çeviricinin 28VDC giriş ve 500nF civarındaki çıkış kondansatörü varlığındaki yük değişimleri gösterilmiştir. Anlık yükleme durumlarında çıkış geriliminin çok hızlı bir şekilde düştüğü veya yükseldiği görülmektedir. Bu durumun nedenleri şu şekildedir:

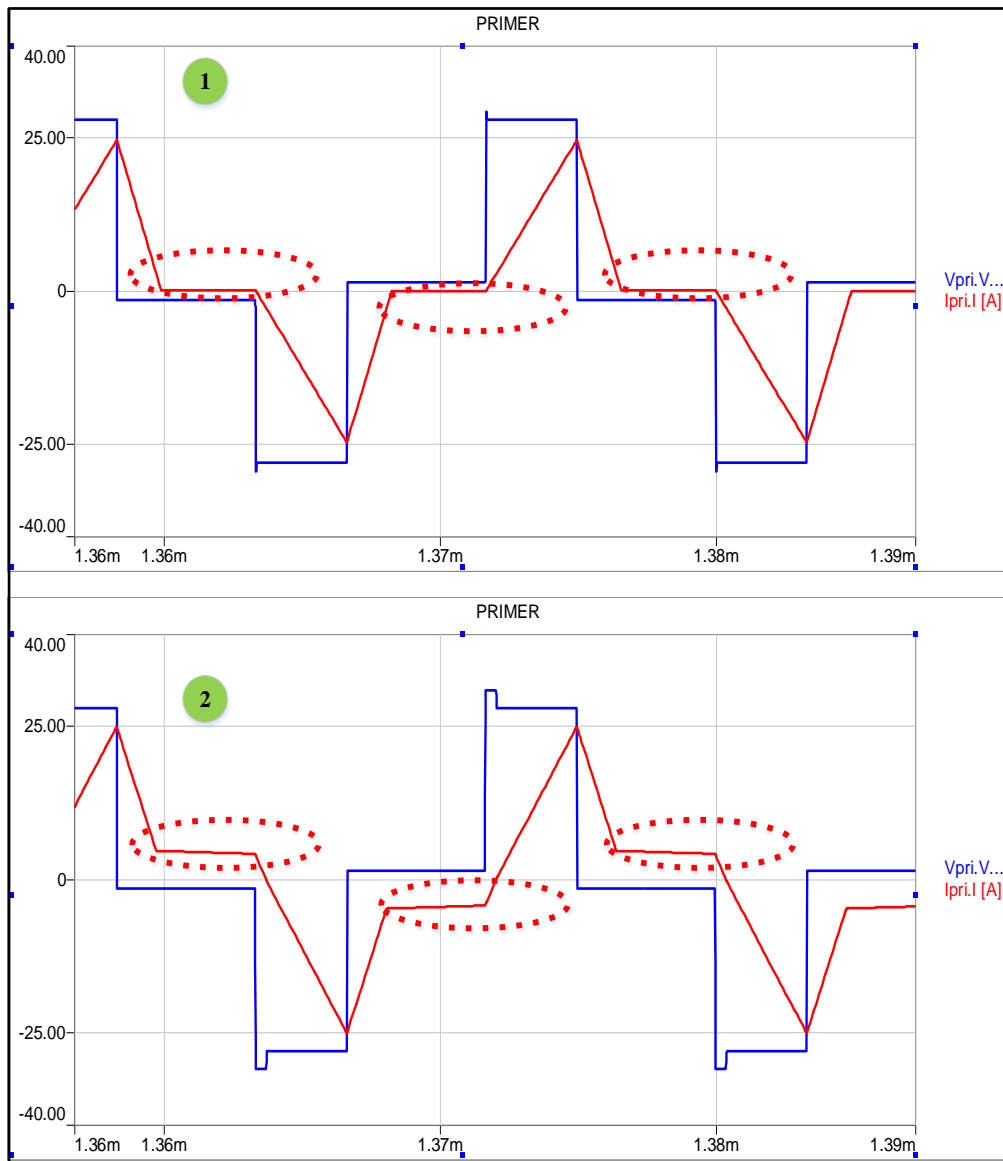
Çevirici düşük yüke geçirildiğinde gerilim hızlıca yükselir. Yükselen gerilim işlemci tarafından konulan yüksek çıkış gerilimi koruma seviyesine ulaşır ve çevirici anahtarlama kapatılır. Çıkış gerilimi de hızlıca düşer. Ve belirli bir seviyeye inince işlemci tekrar anahtarlama başlatır. Gerilim tekrar yükselmeye başlar ve çıkış tekrar 350VDC seviyesine getirilir.

Çevirici tekrar tam yüke geçirildiğinde çıkış bir miktar düşer ve toplanarak tekrar eski seviyesine gelir. Yüklenmede gerilimin hızlıca düşme nedeni düşük çıkış kondansatörüdür. Çevirici gerilim döngüsünün bant genişliğinin düşük olması da bir cevap verme süresini uzatır. Bant genişliğinin düşürülmesinin nedeni ise çeviricinin kondansatör şarjörü olması ve kondansatörün güç katının düşük geçiren filtre olarak davranmasına sebep olmasıdır. 100uF veya üzeri tüm değerlerde çevirici çıkış gerilim değişimleri çok sınırlı olacaktır.



Şekil 6.21. Sürekli akım modu yumuşak (yeşil) ve sert (kırmızı) anahtarlama geçişleri

Yukarıdaki şekilde anahtarlama sırasında sert anahtarlama ve yumuşak anahtarlama yapılan bölümler verilmiştir. Sert anahtarlama yapılan bölümlerde parazitik devre elamanlarında depolanan enerji anlık olarak değiştirilmek istendiğinden dalgalanmalara neden olmuştur. Yumuşak anahtarlama kısımlarında ise dalgalanmalar yok denecek kadar azdır. Yeşil ile işaretlenen kısımlarda TR302 ve TR304 numaralı anahtarlar yeşil ile çerçevelenmiş bölgede sırasıyla kesim ve iletim durumuna geçerler. Buradaki anahtarlama tipi yumuşak anahtarlama tipidir. Kırmızı bölgede ise TR301 ve TR303 numaralı anahtarlar sırasıyla iletim ve kesime geçerler. Kırmızı bölgedeki geçişler sert anahtarlama tipindedir.



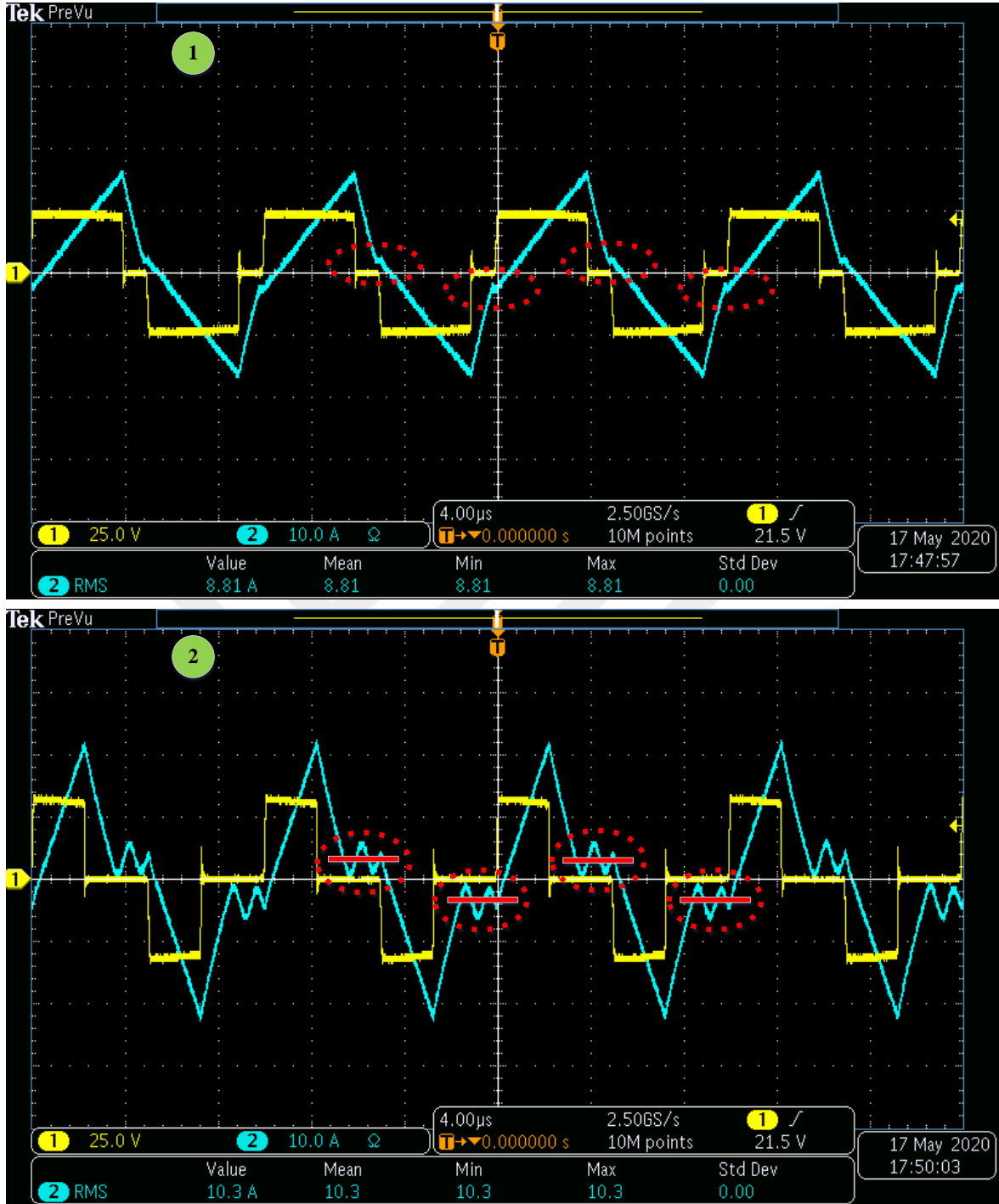
Şekil 6.22. Farklı trafo mıknatıslanma endüktanslarında trafo birincil gerilimi (mavi) ve akımı (kırmızı)

Yukarıdaki şekilde aynı doluluk oranı, aynı çıkış direnci ve aynı giriş gerilimi durumunda elde edilen 2 farklı dalga şekli benzetim sonucu verilmiştir. Bu dalga şekillerinden 1 numaralısında trafo mıknatıslanma endüktansı kaçak endüktansa göre oldukça yüksektir. 2 numaralı dalga şeklinde ise mıknatıslanma endüktansı kaçak endüktans ile karşılaştırılabilir durumdadır. İki endüktansın karşılaştırılabilir olduğu durumda amaç oransal bir farktan bahsetmek değildir. Burada mıknatıslanma endüktansı değerinin küçük olabileceği durumu ifade edilmektedir. Bu durumda mıknatıslanma akımı yüksek olacaktır. Bu da yukarıda 2 numaralı dalga şeklinde görüldüğü üzere anahtarlardan geçen bir akıma neden olacaktır. Bu durumda da anahtarlama esnasında tam anlamıyla sıfır akımdan bahsetmek söz konusu olmayacaktır. Benzetim sonucu olarak verilen yukarıdaki şekillerde bilinçli olarak çıkış diyot modellerine parazitik kondansatörler eklenmemiştir. Bu nedenle de akımlarda dalgalanma yoktur.

Aşağıdaki şekillerde ise deneysel olarak elde edilen dalga şekilleri verilmiştir. Bu dalga şekilleri incelendiğinde düşük değerli mıknatıslanma endüktansının sebep olduğu akımın varlığı gözükmemektedir. Çıkış diyotlarının etkisiyle oluşan tınlaşımın varlığında akım dalgalanmış olsa da bu dalgalanma belirli bir sabit değerin etrafında gerçekleşmektedir. Deneysel sonuçlar incelendiğinde akımın sıfır olmadığı yerlerde de anahtarlama yapıldığı görülecektir.

Düşük mıknatıslanma bobininin varlığı özellikle düşük gerilimden yüksek gerilime çevrim yapımında kullanılacak olan trafolarla görülecektir. Yüksek gerilimden düşük gerilime bir çevrim durumunda ise durum tersine dönecek ve birincil tarafta yüksek mıknatıslanma bobini söz konusu olacaktır.

Bu değerlendirmeler ışığında yüksek mıknatıslanma bobini varlığında anahtarlama kayıpları düşük olacaktır. Bu nedenle yüksek gerilimden düşük gerilime çevrim daha uygun olacaktır. Düşük gerilimden yüksek gerilime çevrim için ise mıknatıslanma bobininin artırılması için sarım sayılarının artırılması dikkate alınabilir. Ancak artırılan sarım sayıları kaçak endüktans ve trafo kayıpları üzerinde olumsuz etkiye sahip olacaktır. Ayrıca trafo boyut ve ağırlığını da olumsuz etkileyecektir.



Şekil 6.23. Düşük trafo mıknatıslanma endüktansında birincil gerilim (sarı) ve akım (turkuaz) dalga şekilleri



## 7. SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu çalışmada öncelikle çeviricilere ilişkin genel bir alan taraması yapılmıştır. Alan taramasında çeviricilerin topolojilerine ilişkin bilgiler verilirken kullanım alanlarına, avantajlarına, dezavantajlarına değinilmiştir. Alan taramasının sonunda faz kaydırmalı tam köprü çeviricilere ilişkin bilgiler verilmiştir. Faz kaydırmalı tam köprü çeviricilerden bahsedilirken de avantaj ve dezavantajlarına da değinilmiştir. Faz kaydırmalı tam köprü çeviricilerden olan ve bu çalışmanın ana kapsamının oluşturan ÇEFKTK çeviricilere de değinilmiş ve bu kısım kondansatör şarjı kavramı ile sonlandırılmıştır.

Çalışmanın devam eden kısmında ÇEFKTK'nin sürekli akım ve kesikli akım modlarındaki çalışma biçimleri ele alınmıştır. Çalışma modlarındaki alt modlar hem grafiksel olarak hem de sözlü olarak açıklanmıştır. Bu modlardaki kazanç hesapları da çalışma içeriğinde hesaplanarak denklem haline getirilmiştir.

Kazanç hesaplarını takiben girişi 22-32VDC ve çıkışı 350VDC/120W olan bir çevirinin tasarımına ilişkin faaliyetler aktarılmıştır. Akabinde, çeviricinin bileşenlerinden yola çıkılarak tasarım ve bileşen seçimlerinin nasıl yapıldığı aktarılmıştır. Bu kapsamda ilgili sonuçlar ve yapılan seçimler aktarılmıştır. Ayrıca çeviricide seçilen elemanlara göre oluşacak kayıplar verilerek seçimin doğruluğu gösterilmiştir. Ayrıca çeviricinin kontrolcü ve trafo tasarımına ilişkin değerler burada verilmiştir.

Daha sonra yapılan tasarımlara göre benzetim modelleri verilmiş ve bu modeller ile yapılan benzetimlerin sonuçları açıklamaları ile birlikte verilmiştir. Benzetim sonuçları hem açık hem de kapalı döngü modeller için verilmiştir. Bu açıklamalarda beklenen sonuçların karşılanma durumu da aktarılmıştır.

Yapılan tasarım ve benzetimler sonucunda gerçekleştirilen çeviricinin deneysel sonuçları paylaşılmıştır. Deneysel sonuçların teori ile olan ilintileri ilgili sonuçlarla birlikte verilmiştir. Deneysel sonuçlar farklı giriş gerilimleri, farklı çıkış yükleri ve yük değişim durumları için verilmiştir. Ayrıca kondansatör şarjörü olarak kullanım durumu için de deneysel sonuçlar paylaşılmıştır.

Yapılan tasarım, benzetim ve testler sonrasında yapılan çalışmanın kondansatör şarjörü ve/veya güç kaynağı olarak kullanılabilceğini göstermiştir. Alınan test sonuçları itibarıyla teorik olarak uygulanabilir gözükken yüksek kazançlı çıkışı endüktörsüz bir dönüştürücünün gerçekleştirebileceği görülmüştür.

İlgili şekiller ve birlikte verilen değerlendirmeler incelendiğinde ÇEFKTK topolojisinin sürekli akım modunda da kesikli akım modunda da diyot gerilimlerini çıkış gerilim seviyesine kenetlediği görülmüştür. Bu özellik sebebiyle ek kenetlenme devrelerine ihtiyaç duyulmadan çıkış diyotları yüksek gerilime karşı korunabilir hale gelmiştir. Bu durum dikkate alındığında ÇEFKTK çeviricisi FKTK çeviriciye göre avantajlıdır. Kenetlenme devrelerine ihtiyaç duyulmaması çeviricideki bileşen sayısını da düşürmüştür. Düşen bileşen sayısı ile da güvenilirliğin arttığı değerlendirilmiştir.

Tasarlanan çeviricinin veriminin %90'dan fazla olduğu görülmüş olmakla birlikte alternatif olabilecek FKTK çevirici ile karşılaştırılmamıştır. Ancak verilen güç seviyesi için çevirici veriminin yüksek olduğu değerlendirilmiştir.

#### Öneriler ve gelecek çalışmalar:

Tasarım düşük baradan yüksek çıkış gerilimine tek katmanlı olacak şekilde tasarlanmış üretilmiş ve test edilmiştir. Özellikle faz kaydırmalı tam köprü çeviricilerde gözükken tınlaşım ve yüksek gerilimle gibi konulara odaklanılmıştır. Yapılan testler sonucunda verim açısından tasarım %90 üzerinde değerlere sahip olsa da bu konu detaylı olarak çalışılmamıştır. İleride yapılacak çalışmalarda faz kaydırmalı tam köprü çeviriciler ile verim açısından da karşılaştırma yapılabilir. Ayrıca çıkış ve giriş gerilimleri arasındaki kazanç farkının düşük olduğu veya çok yüksek giriş geriliminden düşük giriş gerilimine çevrim yapılan dönüştürücüler üzerinde çalışılabilir.

Çevirici test sonuçlarında kesikli akım modunda trafo birincil akımının sıfıra inip bir müddet o bölgede kalması gerekmektedir bu durumun tam olarak gerçekleşmediği görülmektedir. Bu durum trafo mıknatıslanma endüktansı değerinin düşük olmasıdır. Düşük olan mıknatıslanma endüktansının etkisi hem benzetimler hem de testler ile gösterilmiştir. Bu durumun verim açısından etkisinin olumsuz olduğu değerlendirilmiştir. Bu değerlendirmenin nedeni de anahtarlamaların sıfır akımda yapılacağı yerlerden düşük de

olsa bir miktar akım ile yapılmıştır. Düşük miktanılanma endüktansının bu etkisi konusunda teorik ve pratik çalışmalar yapılabilir durumdadır.

ÇEFKTK çeviricide çıkış endüktansının bulunmaması ağırlık ve boyut açısından avantaj sağlayabilir bir durum olarak değerlendirilmiştir. Ancak bu avantajların geçerliliği konusu trafo boyutları ile birlikte ele alınmalıdır. Çıkış endüktansının bulunmaması nedeniyle trafo akımlarının yüksek tepe değerlerine ulaşıyor olmasının da trafo boyutlarını büyütebileceği gözden kaçırılmamalıdır. Ek olarak çıkış bobini bulunmaması ve kesikli akım modu bulunması sebebiyle elektromanyetik gürültü açısından olumsuzluklar olabileceği de dikkate alınmalıdır. Yüksek tepe değerli akımların yüksek harmonik bileşenlere sebep olacağı gerçeği bu noktada gözden kaçırılmamalıdır.

Çıkış bobininin çıkarılmasının avantaj ve dezavantajlar açısından başka bir çalışmada ele alınması önerilebilir bir çalışma olacaktır.

Çeviricinin akım kontrolü ve kontrol modeli konusunda bir miktar bilgi verilmiş olmakla birlikte çeviricinin kontrolüne ilişkin ayrıca çalışmalar detaylandırılabilir durumdadır.

Çevirici hem güç kaynağı hem de kondansatör şarjörü olarak kullanılmak üzere tasarlanmıştır. Anahtarlama frekansı da sabit olarak seçilmiş ve tüm operasyon bölgelerinde sabit tutulmuştur. Bu nedenle de kondansatör şarjı sabit RMS akım modunda gerçekleştirilmiştir. Bu çalışmanın sabit akımlı şarjör olarak kullanımı ayrıca ele alınabilir durumdadır.



## KAYNAKLAR

1. Hart, D.W., (2011). *Power Electronics*, the McGraw-Hill Companies.
2. Mohan, N., Undeland, T. M. and Robbins, W. M. (2003). *Power Electronics, Converters, Applications and Design*, (Third Edition) USA: John Wiley & Sons, Inc.
3. Erickson, R.W and Maksimovic, D. (2004). *Fundamentals of Power Electronics*, (Second Edition), Kluwer Academic Publishers.
4. Arya, P.S. and Chitra, R. (2005). Phase Shifted Full Bridge DC-DC Converter. *International Research Journal of Engineering and Technology*, 2(4), 1757-1761.
5. Bhajana, V.V.S.K., Drabek, P. and Jara M. (2018). *Design and Analysis of a full Bridge LC DC-DC Converter for Auxillary Power Supplies in Traction*.
6. Panda, K.P. and Rout, S. (2016). A Cost-Effective Design and Analysis of full Bridge LLC Resonant Converter, *International Journal of Energy and Power Engineering* 10(8), 1143-1150.
7. Internet: How to Specify the Best Power Supply Topology, (2009). [www.emea.lambda.tdk.comm/ru/KB/How-to-specify-the-best-power-supply-topology.pdf](http://www.emea.lambda.tdk.comm/ru/KB/How-to-specify-the-best-power-supply-topology.pdf), Son Erişim Tarihi: 01.09.2020.
8. Zhang, J.M., Xie, X.G. and Qian, Z. (2004). *Comparison Study of Phase-Shifted Full Bridge ZVS Converters*. 35th Annual Power Electronics Specialists Conference.
9. Bhajana, V.V.S.K., Drabek, P. and Jara, M. (2015). Performance Evaluation of LLC Resonant Full Bridge DC-DC Converter for Auxillary Systems in Traction. *Electronique et Transmission de L'information*. 60(1), 79-88.
10. Redl, R., Balogh, L. and Wdwards, D.W. (1994). Optimum ZVS Full-Bridge DC/DC Converter with PWM Phase-Shift Control: Analysis, Design Considirations, and Experimental Results. *IEEE*.
11. Lee, W. and Moon, G. (2008). A New Phase-Shifted Full-Bridge Converter with Voltage Doubler-Type Rectifier for High-Efficiency PDP Sustaining Power Module. *IEEE Transactions On Industrial Electronics*, 55(6), 2450-2458.
12. Guatam, D.P., Musavi, F., Eberle, W. and Dunford, W.G. (2013). A Zero-Voltage Switching Full-Bridge DC-DC Converter With Capacitive Output Filter for Plug-In Hybrid Electric Vehicle Battery Charging. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 28(12), 5728-5735.
13. Jitaru, I.D. (2000). *3kW Soft Switching DC-DC Converter*.
14. Sabate, J.A., Vlatkovic, V., Ridley R.B., Lee F.C. (1991). High-Voltage, High-Power, ZVS, Full-Bridge PWM Converter Employing an Active Snubber. *IEEE*.

15. Bouvier, Y.E, Serrano, D., Borovic, U., Moreno, G., Vasic M., Oliver, J.A., Alou, P., Cobos, J.A. and Carmena, J. (2019). *ZVS Auxillary Circuit for a 10 kW Unregulated LLC Full-Bridge Operating at Resonant Frequency for Aircraft Application*. *Energies* 2019.
16. Shen, Y., Zhao, W., Chen, Z. and Cai, C. (2018). Full-Bridge LLC Resonant Converter with Series-Parallel Connected Transformers for Electric Vehicle On-Board Charger. *IEEE Access*.
17. Wang, H., Dusmez, S. and Khaligh, A. (2014). Design and Analysis of a Full-Bridge LLC-Based PEV Charger Optimized for Wide Battery Voltage Range. *IEEE Transactions on Vehicle at Technology*, 63(4), 1603-1613.
18. Internet: Lind, A. (2013). LLC Converter Design Note. Mouser.com/pdfdocs72-11.pdf, Son Erişim Tarihi: 01.09.2020.
19. Internet: LLC Resonant Converter. [www.st.com/en/applications/power-supplies-and-converters/llc-resonant-converter.html](http://www.st.com/en/applications/power-supplies-and-converters/llc-resonant-converter.html), Son Erişim Tarihi: 01.09.2020.
20. Hu, Y. and Shao, J. (2019). *3.3 kW High-Frequency Full-Bridge LLC DC7DC Converter with SiC MOSFETs*. PCIM Europe 2019.
21. Jovanovic, M.M. and Irving B.T. (2016). On-the-Fly Topology-Morphing Control-Efficiency Optimization Method for LLC Resonant Converters Operating in Wide Input-and/or Output-Voltage Range. *IEEE Transactions On Power Electronics*, 31(3), 2596-2608.
22. Maniktala, S. (2013). Understanding and Using LLC Converters to Great Advantage. PART 1: Overview of the Transition from Conventional PWM Power Conversion to Resonant Topologies. *Microsemi, Application Note*.
23. Feng, W., Lee, F.C., Mattavelli, P. Huang, D. and Prasantanakorn, C. (2011). LLC Resonant Converter Burst Mode Control with Constant Burst Time and Optimal Switching Pattern. *IEEE*.
24. Wang, B., Xin, X., Wu, S. and Wu, H. (2009). *Analysis and Implementation of LLC Burst Mode for Light Load Efficiency Improvement*. Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC 2009.
25. Ma, W., Xie, X. and Jiang, S. (2017). LLC Resonant Converter with Variable Resonant Inductor for Wide LED Dimming Range. *IEEE*.
26. Chandrasekhar, P. and Reddy, S.R. (2011). Design Consideration of LLC Resonant Converter for Electrolyser. *International Journal on Electrical Engineering and Informatics*, 3(3), 278-291.
27. Morren, J., de Haan, S.W.H. and Ferreira J.A. (2001). Design Study and Scaled Experiments for High-Power DC-DC Conversion for HVDC-Systems. *IEEE*.
28. Zhang, X. (20016). Switched Capacitor Based Isolated Power Converters. Doctorate of Philosophy, *Ohio State University*.

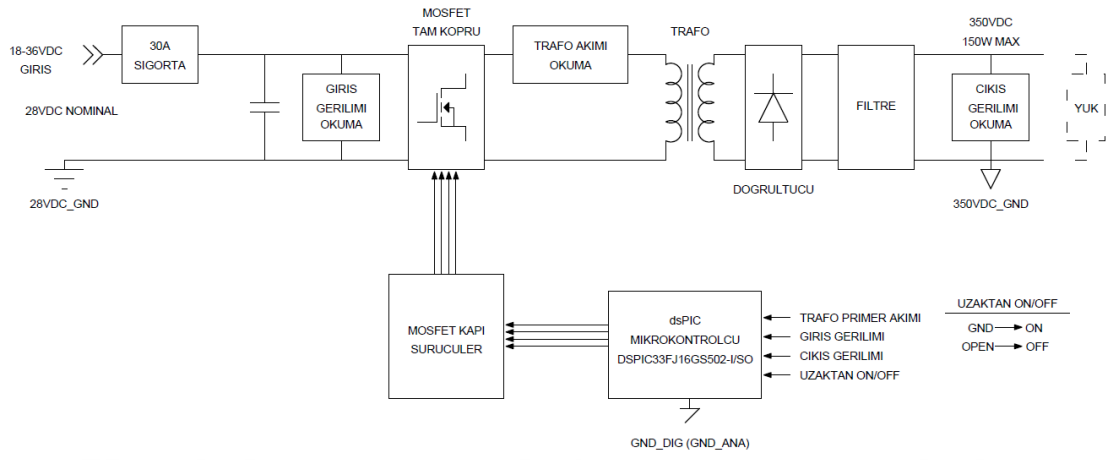
29. Hayashi, Y., Matsugaki, Y. and Ninomiya, T. (20017) Capacitively Isolated Multicell DC-DC Transformer for Future DC Distribution System. *IEEE Journal of Industry Applications*.
30. Cuk, S. and Middlebrook, R.D. (1983). Advances in Switched-Mode Power Conversion Part I. *IEEE Transactions On Industrial Electronics*, IE-30(1), 10-19
31. Alaql, F. and Bataresh, I. (2019) *Review and Comparison of Resonant DC-DC Converters for Wide-Input Voltage Range Applications*. 2019 IEEE Conference on Power Electronics and Renewable Energy.
32. Bogdan, A.I. and Bizon, N. (20015). *Voltage-mode Control of the DC-DC Power Converter- a Short Review*. ECAI 2015-International Conference-7th Edition.
33. Chen, C., Hsu, K. and Hung, C. (2010). A High Efficiency Current-Mode DC-DC Step-Down Converter with Wide Range of Output Current. *IEEE*.
34. Forouzesh, M., Siwakoti, Y.P., Gorji, S.A., Blaabjerg, F. and Lehman, B. (2017). Step-Up DC–DC Converters: A Comprehensive Review of Voltage-Boosting Techniques, Topologies, and Applications. *IEEE Transactions On Power Electronics*, 32(12), 9143-9178.
35. Karaarslan, A. and İskender, İ. (2011). A novel Method in Power Factor Correction in Circuits Using Average Current Control Technique and Digital Signal Processor. *Journal of Faculty of Engineering Archieve Gazi University* 26(2), 193-203.
36. Rosas-Caro, J.C., Ramirez, J.M., Peng, F.Z. and Valderrabano, A. (2008). A DC–DC Multilevel Boost Converter. *IET Power Electronics*.
37. Fairchild Semiconductor (2014). High Gain Step-up Converter with Coupled Inductor for Piezoelectric Element Drive. *AN-5081 Application Note*.
38. Pittini, R., Zhang, Z. and Andersen, M.A.E. (2013). Isolated Full Bridge Boost DC-DC Converter Designed for Bidirectional Operation of Fuel Cells/Electrolyzer Cells in Grid-Tie Applications. *Proceedings of EPE '13-ECCE Europe*.
39. Almalaq, Y. and Matin, M. (2018). Three Topologies of a Non-Isolated High Gain Switched-Inductor Switched-Capacitor Step-Up Cuk Converter for Renewable Energy Applications. *MPDI Electronic Journals*.
40. Falin J. (2008). Designing DC/DC Converters Based on SEPIC Topology. *Analog Applications Journal. Texas Instruments*.
41. Perumal, S., Sivanand, K.K. and Rajashekar, J.S. (2015). Ducal Switch Forward & Flyback Converter: A comparison. *International Journal of Innovative Science & Technology, Vol. 2, Issue 4*.
42. Internet: High Voltage Capacitor Charger Controller with Regulation. (2017). [www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/lt3752.pdf](http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/lt3752.pdf), Son Erişim Tarihi: 01.09.2020.

43. Mweene, L.H., Wright, C.A. and Schlecht, M.F. (1989). A 1 kW, 500 kHz Front-End Converter for a Distributed Power Supply System. *IEEE*.
44. Texas Instruments, (2017). 2-kW, 48- to 400-V, >93% Efficiency, Isolated Bidirectional DC-DC Converter Reference Design for UPS. *TI Designs: TIDA-00951*.
45. Internet: Transformer Design with Magnetics Ferrite Cores. [www.mag-inc.com/Design/Design-Guides/Transformer-Design-with-Magnetics-Ferrite-Cores](http://www.mag-inc.com/Design/Design-Guides/Transformer-Design-with-Magnetics-Ferrite-Cores), Son Erişim Tarihi: 01.09.2020.
46. Texas Instruments, (2001). Section 4-Power Transformer Design.
47. IXYS Corporation, (2017). X3-Class HiPerFET™ Power MOSFET: N-Channel Enhancement Mode Avalanche Rated.
48. Cree Inc. (2013). CSD01060 Silicon Carbide Schottky Diode, Zero Recovery Rectifier. *CSD01060Rev.P*.
49. Candan, M.Y., Kavak H. and Ankaralı M.M. (2019) *Modelling and Simulation of High Gain Output Inductor-less Full-Bridge Capacitor Charger with 28VDC Military Bus Input and 700VDC Output*. 8th National Defence Modelling and Simulation Conference.
50. Microchip, (2008-2014). 16-Bit Digital Signal Controllers (up to 16-Kbyte Flash and up to 2-Kbyte SRAM) with High-Speed PWM, ADC and Comparators.
51. Kavak, H., Candan, M.Y. and Aydemir, M.T. (2020). Experimental Verification of Output Inductor-less Phase-Shifted Full-Bridge Converter for Capacitor Charger Application. *Gazi University Journal of Science Part A: Engineering and Innovation*, 7(2), 59-68.

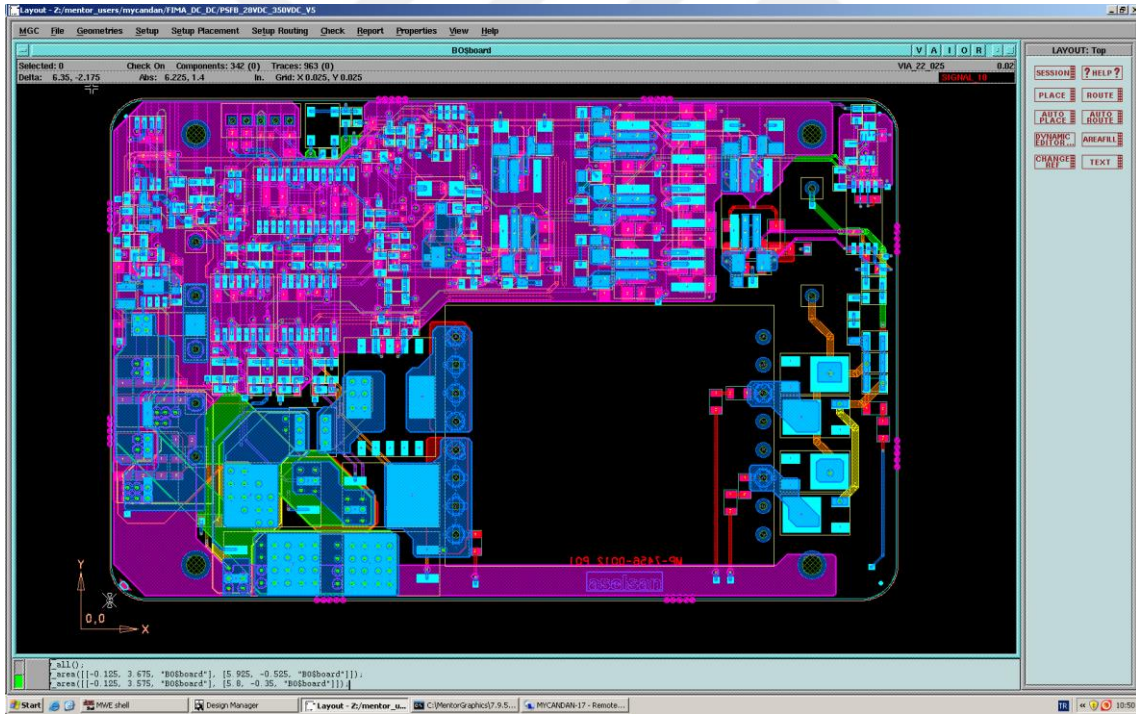


**EKLER**

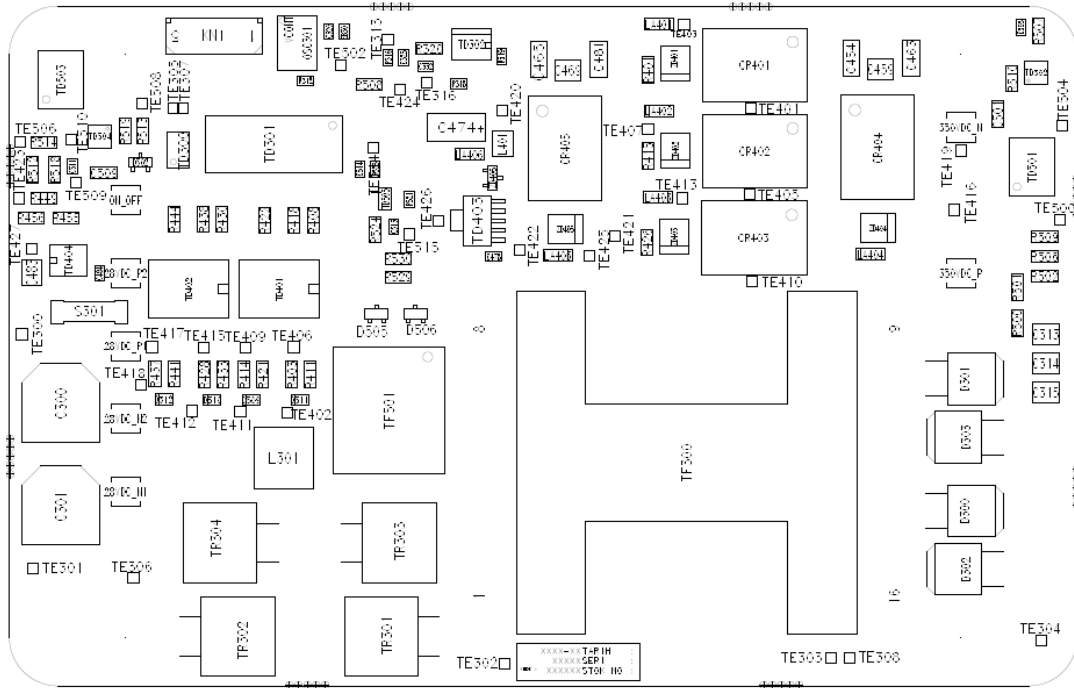
## EK-1. Temel Blok Şema



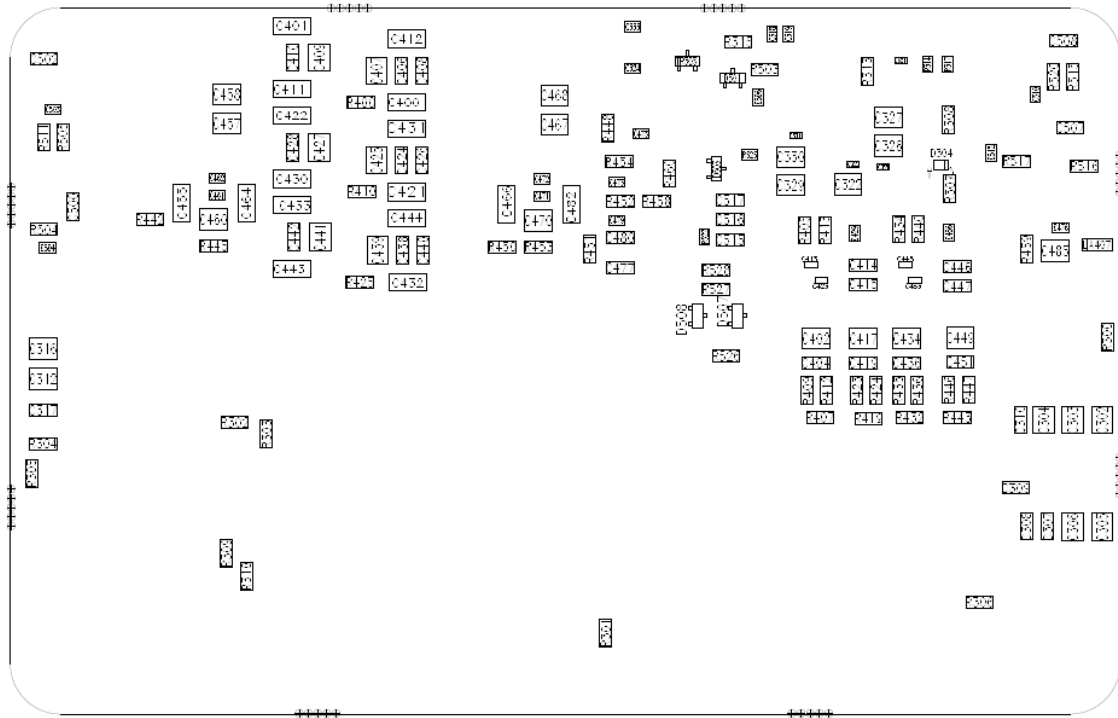
## EK-2. Çevirici Baskı Devre Tasarımı

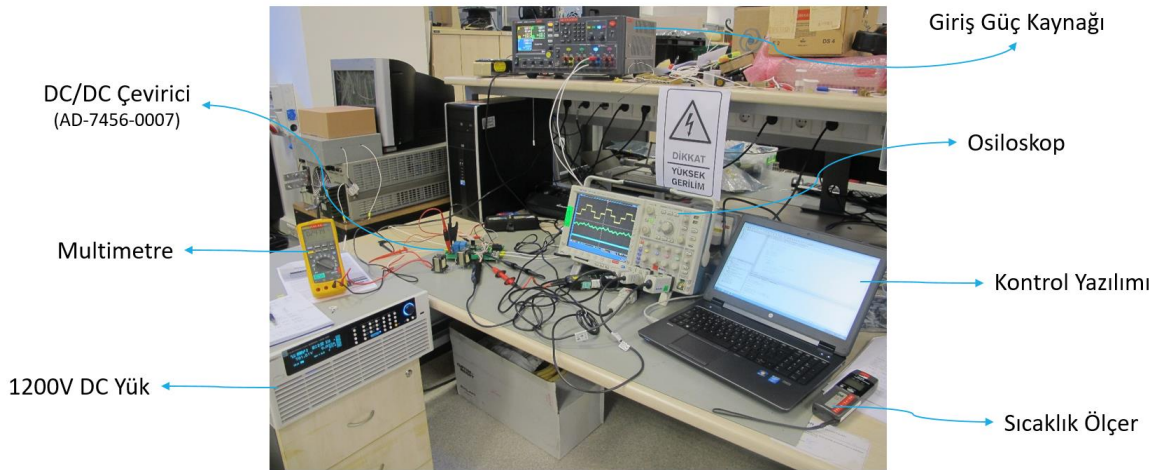


### EK-3. Çevirici Baskı Devre Bileşen Yerleşim Tasarımı (Ön Yüz)




### EK-4. Çevirici Baskı Devre Bileşen Yerleşim Tasarımı (Arka Yüz)



**EK-5. Soğutucu Takılmış Çevirici Bütünü****EK-6. Çevirici Test Düzeneği**

## EK-7. Çevirici Kontrol Yazılımı Değişken Tanımları



```
File Edit View Project Debugger Programmer Tools Configure  
#include "variables_CMC.h"  
#include "dsp.h"  
  
int VoutQ15 = 0;  
int IpsfbQ15 = 0;  
int IinputQ15 = 0;  
int VinputQ15 = 0;  
int Iinput = 0;  
int Vinput = 0;  
int Verr = 0;  
int Ierr = 0;  
int ADcount = 0;  
int FirstPass = 1;  
int SoftStart = 1;  
int InputVoltageShutDown = 0;  
int OutputVoltageShutDown = 0;  
int RemoteShutDown = 0;  
int VrefQ15 = 0;  
int PISaturationFlag = 0;  
int NISaturationFlag = 0;  
int PVSaturationFlag = 0;  
int NVSaturationFlag = 0;  
int PID_Output_Open_Loop = 0;  
  
long New_Phase = 0;  
long Integral_V = 0;  
long Prop_V = 0;  
long Integral_I = 0;  
long Prop_I = 0;  
long Iref = 0;  
long Ierrlong = 0;  
long PID_Output = 0;
```

## EK-8. Çevirici Kontrol Yazılımı Ana Döngü Başlangıcı

```

File Edit View Project Debugger Programmer Tools Configure Window Help
Checksum: 0x82d8

#include "p33FJ16GS502.h"
#include "dsp.h"
#include "define_CMC.h"
#include "variables_CMC.h"

void init_PWM(void)
{

    PTPER = PWMPeriod;
    PDC1 = HalfPeriod ;
    PDC2 = HalfPeriod ;

    PHASE2 = MinPhase;

    /* Enable Immediate Update of PWM */
    PTCONbits.EIPU = 1; /* Update active period register immediately */

    /* Initialization of the PWM for the left leg */

    IOCON1bits.PENH = 1; // PWM module controls PWMxH pin
    IOCON1bits.PENL = 1; // PWM module controls PWMxL pin
    IOCON1bits.POLH = 0; // PWM Output Polarity is high
    IOCON1bits.POLL = 0; // PWM Output Polarity is high
    IOCON1bits.FMOD = 0; // PWM I/O pin pair is in the Complementary Output mode
    PWMCON1bits.DTC = 0; // Positive dead time is actively applied for all output modes
    PWMCON1bits.ITB = 0; // PTPER register provides timing for this PWM generator
    PWMCON1bits.MDCS = 0; // PDCx and SDCx registers provide duty cycle information
    PWMCON1bits.IUE = 1; // Update active duty cycle, phase immediately

    DTR1 = Deadtime1; // Dead time setting
    ALTDTR1 = ALTDeadtime1; // Dead time setting

    PWMCON1bits.TRGIEN = 1;
    TRGCON1bits.TRGDIV = 1;
    TRIG1 = trigger;

    /* Initialization of the PWM for the right leg */

```

# ÖZGEÇMİŞ

## Kişisel Bilgiler

Soyadı, adı : KAVAK, Halil  
Uyruğu : T.C.  
Doğum tarihi ve yeri : 07.01.1983, Kahramanmaraş

## Eğitim

Derece	Eğitim Birimi	Mezuniyet Tarihi
Yüksek lisans	Gazi Üniversitesi / Elektrik Elektronik-Mühendisliği	Devam ediyor
Lisans	ODTÜ / Elektrik Elektronik Mühendisliği	2009
Lise	Kırşehir HFE Anadolu Lisesi	2003

## İş Deneyimi

Yıl	Yer	Görev
2011-Halen	ASELSAN	Tasarım Müh.
2009-2011	TÜBİTAK UZAY	Tasarım Müh.

## Yabancı Dil

İngilizce

## Yayınlar

- Kavak, H., Candan, M.Y. and Aydemir, M.T. (2020). Experimental Verification of Output Inductor-less Phase-Shifted Full-Bridge Converter for Capacitor Charger Application. *Gazi University Journal of Science Part A: Engineering and Innovation*, 7(2), 59-68
- Candan, M.Y., Kavak H. and Ankaralı M.M. (2019) *Modelling and Simulation of High Gain Output Inductor-less Full-Bridge Capacitor Charger with 28VDC Military Bus Input and 700VDC Output*. 8th National Defence Modelling and Simulation Conference.
- Kavak, H., Iskender, I. and Jahi, A. (2018). Conducted EMI Performance Comparison of Si and SiC MOSFETS in a CCM Boost PFC Converter For MIL-STD-461F CE102. *Poznan University of Technology Academic Journals*, 95, 87-94

- Ozkaya, H., Colak, B., Imre, E., Ozdemir, B.G., Akkus, E., Kavak, H. and Karagoz, E. (2001)Power Subsystem of RASAT Flight Model. *RAST*.

## **Hobiler**

Kitap, Bitki Yetiştirme





*GAZİ GELECEKTİR..*