

T.C.  
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

DÖRT FAZLI SENKRON DÜŞÜRÜCÜ  
DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN TASARIMI, ANALİZİ VE  
GERÇEKLEŞTİRİLMESİ

Barış YENER

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı

Elektrik Makinaları ve Güç Elektronik Programı

Danışman

Dr. Nihan Altıntaş

Ocak, 2023

T.C.  
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

DÖRT FAZLI SENKRON DÜŞÜRÜCÜ DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN  
TASARIMI, ANALİZİ VE GERÇEKLEŞTİRİLMESİ

Barış YENER tarafından hazırlanan tez çalışması 11.01.2023 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı, Elektrik Makinaları ve Güç Elektronik Programı **YÜKSEK LİSANS TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

Dr. Nihan Altıntaş  
Yıldız Teknik Üniversitesi  
Danışman

**Jüri Üyeleri**

DR. ÖĞR. ÜYE. NİHAN ALTINTAŞ, Danışman  
Yıldız Teknik Üniversitesi

PROF.DR. AHMET FARUK BAKAN, Üye  
Yıldız Teknik Üniversitesi

DR. ÖĞR. ÜYE. METİN ÖZTÜRK, Üye  
İstanbul Esenyurt Üniversitesi

\_\_\_\_\_  
\_\_\_\_\_  
\_\_\_\_\_

Danışmanım Dr. Nihan ALTINTAŞ sorumluluğunda tarafımda hazırlanan Çok Fazlı Mikrodenetleyici Tabanlı Senkron Düşürücü Dönüştürücüde Çalışma Modu Optimizasyonu başlıklı çalışmada veri toplama ve veri kullanımında gerekli yasal izinleri aldığımı, diğer kaynaklardan aldığım bilgileri ana metin ve referanslarda eksiksiz gösterdiğimi, araştırma verilerine ve sonuçlarına ilişkin çarpıtma ve/veya sahtecilik yapmadığımı, çalışmam süresince bilimsel araştırma ve etik ilkelerine uygun davrandığımı beyan ederim. Beyanımın aksinin ispatı halinde her türlü yasal sonucu kabul ederim.

Bariş YENER

İmza



*Aileme*  
*ve*  
*biricik eşime*

## TEŞEKKÜR

---

Yüksek lisans tezimin hazırlanma sürecinde bilgi ve tecrübelerini benimle paylaşan, en yoğun zamanlarda bile yardımını ve desteğini benden esirgemeyen, değerli danışmanım Dr. Öğr. Üyesi Nihan ALTINTAŞ'a sonsuz teşekkürlerimi ve saygılarımı sunarım.

Yüksek lisans ve iş hayatım boyunca bilgi ve tecrübelerini benimle paylaşan, tanımaktan onur duyduğum, Sn. Akif Hakkı Polat'a teşekkürlerimi sunarım.

Manevi ve teknik desteklerini benden esirgemeyen değerli iş arkadaşlarım olan Sn. Sezer Aslan'a, Sn. Ulaş OKTAY'a ve tüm Arçelik A.Ş. Güç Elektroniği Arge ailesine teşekkürlerimi sunarım.

Eğitim ve iş hayatım boyunca bilgilerini ve yardımlarını esirgemeyen, tanımaktan onur duyduğum Sn. Faruk TAŞ'a, teşekkür ederim.

Ayrıca hayatım boyunca yanımda olan, maddi ve manevi desteklerini esirgemeyen babam Kamil YENER'e, annem Fatma YENER'e, kardeşim Nazlı Eylül YENER'e ve biricik eşim Ekin KÖSE YENER'e sonsuz teşekkürlerimi sunmak isterim.

Barış Yener

# İÇİNDEKİLER

<b>SİMGE LİSTESİ</b>	<b>vii</b>
<b>KISALTMA LİSTESİ</b>	<b>x</b>
<b>ŞEKİL LİSTESİ</b>	<b>xi</b>
<b>TABLO LİSTESİ</b>	<b>xiii</b>
<b>ÖZET</b>	<b>xiv</b>
<b>ABSTRACT</b>	<b>xvi</b>
<b>1 GİRİŞ</b>	<b>1</b>
1.1 LİTERATÜR ÖZETİ.....	1
1.2 TEZİN AMACI.....	3
1.3 HİPOTEZ.....	3
<b>2 DÜŞÜRÜCÜ DÖNÜŞTÜRÜCÜ VE KONTROLÜ</b>	<b>4</b>
2.1 DÜŞÜRÜCÜ DÖNÜŞTÜRÜCÜLER.....	4
2.2 TEMEL DÜŞÜRÜCÜ DÖNÜŞTÜRÜCÜ.....	4
2.3 SENKRON DÜŞÜRÜCÜ DÖNÜŞTÜRÜCÜ.....	5
2.4 MİKROİŞLEMÇİ TABANLI DEVRE KONTROLÜ.....	6
<b>3 DÖNÜŞTÜRÜCÜ TASARIMI</b>	<b>7</b>
3.1 PARALEL DÜŞÜRÜCÜ DÖNÜŞTÜRÜCÜ DEVRE TASARIMI.....	7
3.1.1 Devre Elemanları Seçimi.....	7
3.1.2 Devre Tasarımı.....	11
3.1.3 Teorik Devre Kayıpları.....	16
3.1.4 Mikrokontrolcü Devre Tasarımı.....	23
3.2 ALGORİTMA TASARIMI.....	24
3.2.1 Düşürücü Dönüştürücü Kontrol Algoritması.....	25
3.2.2 Optimizasyon Algoritması.....	29
<b>4 DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN TEST EDİLMESİ</b>	<b>31</b>
4.1 KULLANILAN EKİPMANLAR VE TEST DÜZENİ.....	31
4.1.1 Osiloskop Görüntüleri.....	35
4.1.2 Termal Kamera Görüntüleri.....	38
4.2 BİRİNCİL ÖLÇÜMLER.....	39
4.3 ÖLÇÜMLERİN DEĞERLENDİRİLMESİ VE SİSTEM OPTİMİZASYONU.....	41

4.4 OPTİMİZASYON SONRASI ÖLÇÜMLER .....	42
<b>5 SONUÇ VE ÖNERİLER</b>	<b>44</b>
<b>KAYNAKÇA</b>	<b>45</b>
<b>TEZDEN ÜRETİLEN YAYINLAR</b>	<b>48</b>



## SİMGE LİSTESİ

---

$\Delta I$	Akım Dalgalanması
$k_{Akım}$	Akım Katsayısı
$\frac{di}{dt}$	Akımın Zamana Göre Türevi
$P_{SW-L}$	Alt Mosfet Anahtarlama Kaybı
$P_{ON-L}$	Alt Mosfet İletim Kaybı
$Q_{G-L}$	Alt Mosfet Kapı Şarjı
$t_{alt\_mos\_on}$	Alt Mosft Anahtarlama Süresi
A	Amper
$f_S$	Anahtarlama Frekansı
$T_p$	Anahtarlama Periyodu
$I_{Son}$	Bir Önceki Andaki Akım Değeri
$\Delta I_L$	Bobin Akımı Dalgalanması
L	Bobin Endüktans Değeri
$R_{Bobin}$	Bobin İç Direnci
$P_L$	Bobin İletim Güç Kaybı
$I_{\checkmark}$	Çıkış Akımı
$\Delta V_C$	Çıkış Gerilim Dalgalanması
$V_{\checkmark}$	Çıkış Gerilimi
$I_{CAP(RMS)}$	Çıkış Kapasitesi Rms Akımı
$P_{CAP}$	Çıkış Kapasitörü Güç Kaybı
C	Cloumb
$P_{Diyot}$	Diyot Güç Kaybı
$I_F$	Diyot İleri Yönlü Akımı
$I_{RR}$	Diyot Ters Toparlama Akımı
$t_{RR}$	Diyot Ters Toparlama Süresi
D	Doluluk Oranı (Duty)
$I_{IC}$	Entegre Akımı
$V_{IC}$	Entegre Besleme Gerilimi
$P_{IC}$	Entegre Güç Kaybı
F	Farad

$\frac{dV}{d}$	Gerilimin Türevi
$V_G$	Giriş Gerilimi
H	Henry
Hz	Hertz
C	Kapasite
K	Kilo
$\mu$	Mikro
m	Mili
$I_{Pik}$	Maksimum Akım Değeri
$I_{L(maks)}$	Maksimum Bobin Akımı
$V_{G(maks)}$	Maksimum Giriş Gerilimi
$I_{L(min)}$	Minimum Bobin Akımı
$P_{DT}$	Mosfet Anahtarlama Toplam Ölü Zaman Kaybı
$C_{oss}$	Mosfet Çıkış Kapasitesi
$P_{COSS}$	Mosfet Çıkış Kapasitesi Güç Kaybı
$I_D$	Mosfet Drain Akımı
$V_{DS}$	Mosfet Drain-Source Gerilimi
$t_{Df}$	Mosfet Düşen Anahtarlama Sinyali Ölü Zamanı
$V_{GS}$	Mosfet Gate-Source Gerilimi
$R_{DSon}$	Mosfet İletim Direnci
$P_G$	Mosfet Kapı Şarj Kaybı
$t_f$	Mosfet Kapı Sinyali Düşme Süresi
$t_r$	Mosfet Kapı Sinyali Yükselme Süresi
$I_S$	Mosfet Source Akımı
$t_{Dr}$	Mosfet Yükselen Anahtarlama Sinyali Ölü Zamanı
n	Nano
$\Omega$	Ohm
p	Piko
h	Saat
S	Saniye
$^{\circ}C$	Santigrat Derece
T	Tera
$Q_{RR}$	Ters Toparlama Enerjisi

$P_{SW-H}$	Üst Mosfet Anahtarlama Kaybı
$t_{üst\_mos\_on}$	Üst Mosfet Anahtarlama Sinyali Süresi
$P_{ON-H}$	Üst Mosfet İletim Kaybı
$Q_{G-H}$	Üst Mosfet Kapı Şarjı
$\eta$	Verim
V	Volt
W	Watt



## KISALTMA LİSTESİ

---

ADC	Analog-Digital Converter
DD	Düşürücü Dönüştürücü
ESR	Eşdeğer Seri Direnç
FPGA	Field-Programmable Gate Array (Alan Programlanabilir Kapı Dizisi)
RMS	Karekök Ortalama
PI	Proportional Integral
PID	Proportional Integral Derivative
PWM	Pulse Width Modulation
SDD	Senkron Düşürücü Dönüştürücü
TI	Texas Instruments
ZVS	Zero Voltage Switching (Sıfır Gerilimde Anahtarlama)

## ŞEKİL LİSTESİ

Şekil 1.1	Verim eğrileri .....	2
Şekil 2.1	Temel düşürücü dönüştürücü şeması.....	5
Şekil 2.2	Senkron düşürücü dönüştürücü şeması.....	5
Şekil 3.1	Devre güç dağılım topolojisi.....	12
Şekil 3.2	Basitleştirilmiş bir faz devre şeması .....	12
Şekil 3.3	Faz anahtarlama sinyalleri osiloskop görüntüsü .....	13
Şekil 3.4	Kapı sürücü basitleştirilmiş devre şeması .....	14
Şekil 3.5	Güç kartı tasarımı üst katman görüntüsü .....	15
Şekil 3.6	Güç kartı tasarımı alt katman görüntüsü.....	15
Şekil 3.7	Baskısı tamamlanmış güç kartı .....	16
Şekil 3.8	Mikrokontrolcü kartı tasarım görüntüsü .....	24
Şekil 3.9	Baskısı tamamlanmış mikrokontrolcü kartı .....	24
Şekil 3.10	Mikrokontrolcü yazılım blokları ve bağlantıları .....	25
Şekil 3.11	PI kontrol yöntemi akış diyagramı .....	26
Şekil 3.12	Kesikli bobin akımı grafiği.....	27
Şekil 3.13	Sürekli bobin akımı grafiği .....	28
Şekil 3.14	Kesikli bobin akımı anahtarlama ve bobin akımı osiloskop çıktısı.....	29
Şekil 4.1	Teledyne LeCroy HDO 6104A Osiloskop .....	32
Şekil 4.2	GwInstek GPS3303 Güç Kaynağı .....	32
Şekil 4.3	Anahtarlama güç kaynağı.....	32
Şekil 4.4	Uygulamada kullanılan sabit direnç yükü 1 .....	33
Şekil 4.5	Uygulamada kullanılan sabit direnç yükü 2 .....	33
Şekil 4.6	Test aşamasındaki uygulama kartının görseli 1 .....	33
Şekil 4.7	Test aşamasındaki uygulama kartının görseli 2 .....	34
Şekil 4.8	Test aşamasındaki uygulama kartının görseli 3 .....	34
Şekil 4.9	Sürekli akım modu (sol) ve kesikli akım modu (sağ) .....	35
Şekil 4.10	Anahtarlama anlarındaki ölü zaman .....	36
Şekil 4.11	Çıkış akımı 3A, tek faz çalışırken 100kHz'den 80kHz'e geçiş .....	36
Şekil 4.12	Çıkış akımı 9A'de, tek faz çalışırken 80kHz'den 120kHz'e geçiş .....	37
Şekil 4.13	Çıkış Akımı 11A, tek fazdan çift faza, 120kHz'den 100kHz'e geçiş .....	37

<b>Şekil 4.14</b>	Çıkış akımı 13A, Çift faz çalışırken 100kHz'den 120kHz'ye geçiş .....	37
<b>Şekil 4.15</b>	Çıkış akımı 21A, çift faz çalışmadan üç faz çalışmaya geçiş, 120kHz .....	38
<b>Şekil 4.16</b>	Üç fazdan 4 faza geçiş, çıkış akımı 28A, 120kHz'den 80kHz'y e geçiş.....	38
<b>Şekil 4.17</b>	Genel devre kartı (sol) ve ikinci fazın (sağ) termal kamera görüntüsü ....	39
<b>Şekil 4.18</b>	Tek faz sabit çalışma modu verim grafiği .....	39
<b>Şekil 4.19</b>	İki faz sabit çalışma modu verim grafiği.....	40
<b>Şekil 4.20</b>	Üç faz sabit çalışma modu verim grafiği.....	40
<b>Şekil 4.21</b>	Dört faz sabit çalışma modu verim grafiği.....	40
<b>Şekil 4.22</b>	Dönüştürücü devresinin yüke bağlı maksimum verimlilik grafiği .....	41
<b>Şekil 4.23</b>	Dönüştürücü devresi güç aralığı ve çoklu mod çalışma koşulları .....	41
<b>Şekil 4.24</b>	80kHz sabit modlar ve çoklu mod verimlilik karşılaştırması.....	43
<b>Şekil 4.25</b>	100kHz sabit modlar ve çoklu mod verimlilik karşılaştırması.....	43
<b>Şekil 4.26</b>	120kHz sabit modlar ve çoklu mod verimlilik karşılaştırması.....	43

## TABLO LİSTESİ

---

<b>Tablo 3.1</b>	Hesaplanan endüktans değerleri .....	8
<b>Tablo 3.2</b>	Seçilen bobin için akımı dalgalanma değerin .....	8
<b>Tablo 3.3</b>	AON7318 Mosfet Özellikleri .....	9
<b>Tablo 3.4</b>	L6498D Genel Özellikleri .....	9
<b>Tablo 3.5</b>	Frekanslara göre gereken minimum çıkış kapasitesi .....	11
<b>Tablo 3.6</b>	Hesaplanan çıkış dalgalanması.....	11
<b>Tablo 3.7</b>	Mosfet iletim kayıpları tablosu .....	17
<b>Tablo 3.8</b>	Mosfet ve diyot değerleri tablosu .....	18
<b>Tablo 3.9</b>	Anahtarlama kaybı değerleri .....	18
<b>Tablo 3.10</b>	Diyot ters toparlanma değerleri.....	19
<b>Tablo 3.11</b>	Diyot ters toparlanma kaybı değerleri.....	19
<b>Tablo 3.12</b>	Mosfet giriş çıkış transfer kapasite değerleri .....	20
<b>Tablo 3.13</b>	Üst mosfet çıkış kapasitesi kayıp değerleri .....	20
<b>Tablo 3.14</b>	Ölü zaman kayıp değerleri .....	21
<b>Tablo 3.15</b>	Bobin iletim kayıpları tablosu.....	22
<b>Tablo 3.16</b>	Mosfet kapı şarj kayıpları tablosu .....	22
<b>Tablo 3.17</b>	Kapasitörlerin akım dalgalanma limiti ve eşdeğer direnç değeri .....	23
<b>Tablo 3.18</b>	Bobin iletim kayıpları tablosu.....	23
<b>Tablo 4.1</b>	Çoklu mod ve sabit modların verimlilik karşılaştırma tablosu .....	42

## DÖRT FAZLI SENKRON DÜŞÜRÜCÜ DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN TASARIMI, ANALİZİ VE GERÇEKLEŞTİRİLMESİ

Barış YENER

Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı

Elektrik Makinaları ve Güç Elektroniği Programı

Yüksek Lisans Tezi

Danışman: Dr. Öğr. Üye. Nihan ALTINTAŞ

Son zamanlarda hızla artan enerji tüketimi ve enerji kaynaklarının azalması nedeniyle enerjiyi verimli kullanmak önemli hale gelmiştir. Günlük hayatta karşımıza çıkan hemen hemen her elektronik üründe güç dönüştürücüleri bulunmaktadır. Bunlara örnek olarak arabalar, cep telefonları, bilgisayarlar, ısıtıcı üniteler, akü şarj cihazları, LED sürücüleri gibi ürünlerde bulunur. Bu çalışmada, çok fazlı senkron düşürücü dönüştürücü devresinin verimini artırmak için bir algoritma hazırlanmış ve algoritmanın test edilmesi için bir devre hazırlanmış, bu hazırlanan sistem analiz edilmiştir. Devrenin kayıpları ve teorik hesaplamaları, algoritmanın nasıl çalıştığı ve teorik olarak işleyişi anlatılmıştır. Devrede birbirine eş dört adet senkron düşürücü dönüştürücü kullanılmıştır. Devrenin kontrolü mikrodenetleyici yardımı ile yapılmaktadır. Hazırlanan algoritma mikrodenetleyici içinde çalışmaktadır. Mikrodenetleyici aynı anda sistemdeki güç dönüştürücüsünü kontrol edebilir ve uygulamalara bağlı olarak farklı kompleks görevleri yerine getirebilir. Bu çalışmada sabit ve değişken olmak üzere iki çalışma modu için verim değerleri incelenmiştir. Sistemin

doğrulanmasında ve analizinde laboratuvar ekipmanları ile ölçüm farkları en aza indirilecek şekilde ölçümler alınmıştır. Devrenin birçok koşulda verimi incelenmiştir. Alınan ölçümler incelenip, tasarlanan devre için bir verim tablosu oluşturulmuştur. Oluşturulan tablo mikrodnetleyici yazılıma dahil edilip dönüştürücünün sürekli olarak en yüksek verimde çalışması sağlanmıştır. Ayrıca sensör kullanılmadan bobin akımı tayini mikrodnetleyici ile yapılmıştır. Böylece devrede ilave eleman kullanmadan ve devre maliyetini arttırmadan devrenin tüm yük koşulları altında maksimum verimde çalışması sağlanmıştır.

**Anahtar Kelimeler:** Çok fazlı senkron dönüştürücü, mikrodnetleyici, algoritma optimizasyonu, değişken faz ve anahtarlama frekansı



# DESIGN, ANALYSIS, AND REALIZATION OF FOUR PHASE SYNCHRONOUS BUCK CONVERTER

Bariş YENER

Department of Electrical Engineering  
Electricity Machines and Power Electronics

Master of Science Thesis

Supervisor: Asst. Prof. Dr. Nihan ALTINTAŞ

Recently, it has become important to use energy efficiently due to the rapidly increasing energy consumption and the decrease in energy resources. There are power converters in almost every electronic product that we come across in daily life. Examples of these are found in products such as cars, mobile phones, computers, heater units, battery chargers, LED drivers. In this study, an algorithm has been prepared to increase the efficiency of the multiphase synchronous step-down converter circuit and a circuit has been prepared to test the algorithm and this prepared system was analyzed. The losses and theoretical calculations of the circuit, how the algorithm works and how it works theoretically are explained. Four identical synchronous step-down converters are used in the circuit. The control of the circuit is done with the help of microcontroller. The prepared algorithm works in the microcontroller. The microcontroller can simultaneously control the power converter in the system and perform different complex tasks depending on the applications. In this study, efficiency values were examined for two operating modes, fixed and

variable. In the verification and analysis of the system, measurements were taken with laboratory equipment to minimize measurement differences. The efficiency of the circuit under many conditions has been investigated. The measurements taken were examined and an efficiency table was created for the designed circuit. The created table was included in the microcontroller software and the converter was ensured to work at the highest efficiency continuously. In addition, the coil current determination was made with a microcontroller without using a sensor. Thus, it is ensured that the circuit operates at maximum efficiency under all load conditions without using additional elements in the circuit and without increasing the circuit cost.

**Keywords:** Multiphase synchronous converter, microcontroller, algorithm optimization, variable phase and switching frequency

### 1.1 Literatür Özeti

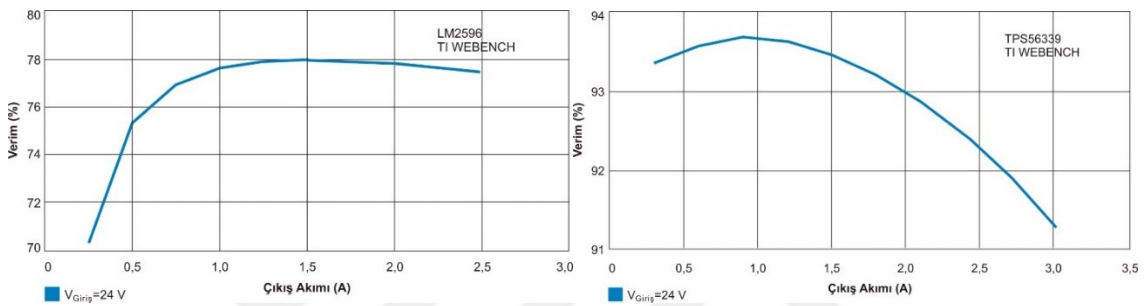
Son yıllarda enerji ihtiyacı artan bir trend izlemektedir. Enerji verimliliği yüksek cihazlar aynı birim iş yükünü yerine getirmek için enerji verimliliği düşük cihazlara göre daha az enerji kullanır. Hızla artan enerji talebini yavaşlatmak için kullandığımız cihazların enerji verimliliğinin artırılması büyük önem taşımaktadır. Günlük hayatımızda kullandığımız tüm elektronik cihazlar alternatif akım veya doğru akım elektrik enerjisi ile çalışır. Şebekeden alınan enerji, güç dönüştürücüleri sayesinde farklı seviyelerdeki regüle edilmiş gerilimlere dönüştürülür. Bu dönüştürücülerin verimi cihazın verimini doğrudan etkiler.

Literatürde birçok doğru akım dönüştürücü topolojisi bulunmaktadır. Düşürücü Dönüştürücü (DD), temel doğru akım dönüştürücü topolojilerinden biridir. Basit bir yapıya sahip olan dönüştürücü kontrol edilebilen anahtar olarak kullanılan yarı iletken bir güç elemanı, bir diyot ve bir endüktanstan oluşur. DD girişindeki gerilimi düşürerek çıkışa aktarır. Dönüştürücülerin verimi devrede kullanılan devre elemanlarına bağlı olarak değişir. Tasarlanan bir dönüştürücünün verimi tüm çalışma koşullarında aynı değildir.

DD'nin bir türü olan Senkron Düşürücü Dönüştürücüler (SDD), günümüzde endüstriyel uygulamalarda yaygın olarak kullanılmaktadır. Pil şarj devreleri, bilgisayarlar, telefonlar, televizyon vb. uygulamalar SDD'nin kullanıldığı uygulamalara örnek olarak verilebilir. SDD'de DD'den farklı olarak diyot yerine bir anahtarlama elemanı bulunur. Yaygın olarak kullanılan bu devre topolojisini entegre bobinli, entegre anahtarlı veya sadece kontrolör olarak bulmak mümkündür. Ayrıca mikroişlemci kontrollü olan türleri de mevcuttur.

DD ile SDD karşılaştırıldığında, SDD'nin daha yüksek verime sahip olduğu görülmektedir. Verimdeki artış; diyot yerine kullanılan yarı iletken anahtarın

iletim esnasında uçlarında meydana gelen gerilim düşümünün daha düşük olması ve bunun sonucu olarak iletim güç kaybının daha az olmasından kaynaklanmaktadır. Ayrıca diyotun ters toparlanması esnasında meydana gelen güç kayıplarının oluşmaması da verimin artışında etkilidir. SDD'nin veriminin DD'den daha iyi olduğunu doğrulamak amacıyla TI WEBENCH programında 24V giriş geriliminden 5V çıkış gerilimi elde etmek için DD ve SDD farklı çıkış akımları altında çalıştırılmıştır. Dönüştürücülerin çıkış akımına bağlı verim eğrileri şekil 1.1'de verilmiştir. Verim eğrilerinden de görüleceği gibi tüm çıkış akımlarında SDD'nin verimi DD'den daha yüksek çıkmıştır.



Şekil 1.1 Verim eğrileri

SDD devrelerinde enerji verimliliğini artırmak için sıfır gerilimde anahtarlama (ZVS) ve sıfır gerilimde geçiş (ZVT) gibi yumuşak anahtarlama teknikleri tercih edilmektedir. Dönüştürücü kontrolünde anahtarın iletim süresini sabit tutup frekansı değiştirerek verim iyileştirmek için frekans modülasyonu kullanılmıştır. İlave elemanlar kullanarak verim arttırabilir. Yeni nesil yarı iletken güç elektroniği elemanları (GaN, SiC) kullanılarak verim iyileştirmesi yapılmıştır. Tasarım sorunları, sınırlamaları ve performans iyileştirmesi için kontrol sinyalleri mikrodenetleyici ve FPGA kullanılarak üretilmiştir. Ayrıca fotovoltaiik paneller için mikrodenetleyici tabanlı maksimum güç noktası izleme uygulamaları da vardır.

Düşük çıkış geriliminde yüksek akımlar elde etmek için çok fazlı (multi phase) SDD devreleri kullanılır. Çok fazlı SDD'lerin aralıklı çalışması, akım ve gerilim dalgalanmalarını azaltabilir. Dönüştürücünün kontrolü, aralıklı ve senkron çalışması nedeniyle daha karmaşıktır.

## 1.2 Tezin Amacı

Günümüzde enerji ihtiyacı giderek artmaktadır. Kullandığımız cihazların enerji verimliliğini artırmak, giderek artan enerji ihtiyacının hızını yavaşlatmaya yardımcı olacaktır. Günlük hayatta birçok güç seviyesinde ve birçok farklı örneğini görebileceğimiz düşürücü dönüştürücüler, kullandığımız cihazların verimliliklerine direkt olarak etki etmektedir.

Dünyamızda 2021 yılında 176.000TWh'ın üzerinde yıllık enerji tüketilmiştir. Toplam enerji tüketimi ele alındığında en ufak verimlilik artışının bile önemi çok büyüktür. Verimlilik artışı ile sadece enerji tasarrufunun yanı sıra, ürün maliyetinde azalma, tasarım hacminde azalma olur. Ayrıca azalan maliyet ile birlikte ürünlere daha kolay ulaşım sağlanabilir.

Devre üzerinde kullanılan devre elemanları, tasarımı, çalışma şekli devrenin verimliliğini belirler. Yüksek kalitede ve düşük kayıplı devre elemanları verimliliği artıracaktır. Ayrıca devrenin çalışma koşulunun optimizasyonun yapılmasının devre elemanlarını ya da tasarımını değiştirmeden de devrenin verimliliğini artırabilir.

Bu tezde birbirine paralel dört eşdeğer senkron düşürücü dönüştürücünün verimliliği izlenerek, algoritma yardımıyla devrenin çalışması optimize edilerek toplam verimliliğinin iyileştirilmesi amaçlanmıştır.

## 1.3 Hipotez

Bir düşürücü dönüştürücü devresi bütün çalışma aralığı boyunca aynı verimliliği gösteremez. Devre elemanları ve tasarımı değiştirilmeden sadece çalışma frekansı değiştirilerek farklı çalışma bölgeleri için optimize edilebilir. Aktif olarak değişken çalışma modlarına sahip bir dönüştürücü anlık olarak kaynaktaki ve çıkıştaki elektriksel özellikleri analiz ederek verimliliği en uygun olacak şekilde kendi çalışma koşullarını güncelleyerek devrenin genel verimliliğini artırır.

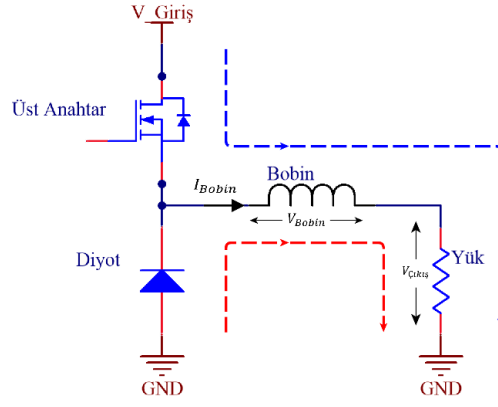
Bobin akımının kontrolü anlık olarak giriş çıkış gerilimlerinin izlenmesi ve uygulanan anahtarlama süresi kullanılarak tahmin edilebilir. Mikroişlemci yardımıyla gerçek zamanlı olarak bu hesaplamalar yapılır ve düşürücü dönüştürücü kontrolü yapılabilir.

### 2.1 Düşürücü Dönüştürücüler

Doğru akım düşürücü dönüştürücü devreleri girişteki gerilim seviyesini düşürerek çıkışa aktaran devrelerdir. Giriş gerilim seviyesi daima çıkış gerilim seviyesinden büyük ya da eşittir. Enerji dönüşüm işleminde temel olarak bir anahtarlama elemanı ve bobin bulunur. Birinci aralıkta anahtarlama elemanı ilettime girer ve girişteki kaynak bobine bağlanmış olur. Kaynaktan çıkışa doğru bobin üzerinden akım akmaya başlar. İkinci aralıkta anahtarlama elemanı kesime girdiğinde kaynak devreden ayrılmış olur. Bu noktada bobin akımı aniden duramayacağı için yardımcı elemanlar devreye girer. Bu yardımcı eleman temel devre topolojisinde kontrolsüz devre elemanı olan diyot, senkron yapılar da ise kontrollü devre elemanı olan mosfet kullanılır.

### 2.2 Temel Düşürücü Dönüştürücü

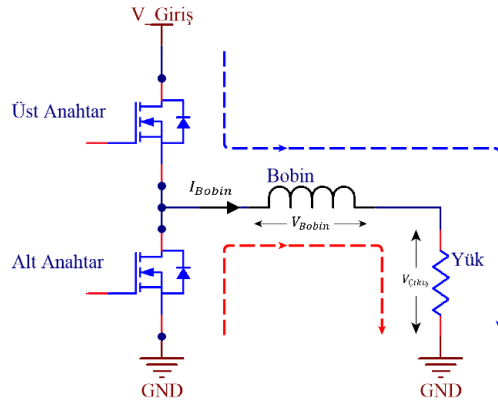
Temel doğru akım düşürücü dönüştürücü devresinde bir adet anahtarlama elemanı, bir adet bobin ve bir adet diyot bulunur. Birinci aralıkta akım anahtarlama elemanından ve bobin üzerinden geçerek yüke doğru akmaya başlar. İkinci aralıkta anahtarlama elemanı kesime girdiğinde bobin üzerindeki akım diyot üzerinden geçerek akım yolunu tamamlar. Şekil 2.1'de temel düşürücü dönüştürücü devresi verilmiştir. Birinci aralık akım yolunu mavi, ikinci aralık akım yolu kırmızı ile temsil edilmiştir.



Şekil 2.1 Temel düşürücü dönüştürücü şeması

### 2.3 Senkron Düşürücü Dönüştürücü

Senkron düşürücü dönüştürücülerde temel devreye fark olarak diyot yerine bir anahtarlama elemanı olan mosfet kullanılır. Bunun temel sebebi mosfetin iletim kayıplarının temel topolojideki diyota göre daha düşük olmasıdır. Dönüştürücünün ikinci aralığında mosfet ilettime sokularak, bobin üzerindeki akım mosfet üzerinden geçerek akım yolunu tamamlar. Mosfetlerin çift yönlü akım geçirebilme özelliğinden yararlanılarak bu devre topolojisi oluşturulmaktadır. Bu özellikten dolayı senkron düşürücü dönüştürücüler aynı zamanda senkron yükseltici dönüştürücü olarak da kullanılabilir. Şekil 2.2'de temel düşürücü dönüştürücü devresi verilmiştir. Birinci aralık akım yolunu mavi, ikinci aralık akım yolu kırmızı ile temsil edilmiştir.



Şekil 2.2 Senkron düşürücü dönüştürücü şeması

Ayrıca bu dönüştürücülerde verimliliği artırabilmek için alttaki mosfete paralel bir hızlı diyot bağlanır. Mosfet iletme geçene kadar geçen sürede diyot iletme geçer ve enerji kaybını azaltmış olur.

## **2.4 Mikroişlemci Tabanlı Devre Kontrolü**

Günümüzde mikroişlemciler gerçek zamanlı kontrol için çok yaygın olarak kullanılmaktadır. Saat frekansı 1GHz e kadar çıkabilen mikroişlemciler hem gerçek zamanlı görevleri yerine getirebilirken hem de yüksek seviye uygulamalar için rahatlıkla kullanılabilir. Örnek olarak NXP firmasının i.MX RT1050 serisi mikroişlemcilerinin gelişmiş kullanıcı arayüzü uygulamaları, kamera uygulamaları ve fırçasız motor kontrolü uygulamaları bulunmaktadır. Anlık olarak analog ölçümlerinin alınıp aynı anda devre elemanlarının kontrolünü sağlayabilen mikroişlemciler, farklı haberleşme protokolleri ile birçok uygulama alanı için ortak çözüm sunabiliyorlar. Aynı zamanda mikroişlemcilerin içerisinde bulunan programlanabilir analog kapılar, işlemci çekirdek zamanını kullanmadan anlık devreleri çok düşük gecikme süreleri ile kontrollerini sağlayabiliyorlar. Mikroişlemciler bu özellikleri ile analog devre hızını, basit kontrol uygulamaları ile çok düşük devre alanlarında ve düşük maliyetlerde birleştirebiliyor.

### 3.1 Paralel Düşürücü Dönüştürücü Devre Tasarımı

Öncelikle uygulamada kullanılacak olan düşürücü dönüştürücünün nominal giriş gerilimi 12V, nominal çıkış gerilimi 5V olarak belirlendi. Çıkış akımı faz başına maksimum 10A olarak belirlendi. Dönüştürücünün faz sayısı 4 olarak belirlendi. Bu sayı mikroişlemcinin aynı anda kontrol edebileceği maksimum miktardır. Bu isterler doğrultusunda uygulamada kullanılacak olan devre elemanları belirlendi.

#### 3.1.1 Devre Elemanları Seçimi

##### 3.1.1.1 Bobin

Devrede kullanılacak bobin üzerindeki akım dalgalanması oranı %100 olacak şekilde hedef alındı. Hedeflenen bu değer için denklem 3.4 kullanılarak 80kHz, 100kHz ve 120kHz için gereken endüktans değeri hesaplandı. Hesaplanan endüktans değerleri Tablo 3.1'de verilmiştir. Tablo 3.1'den elde edilen değerler referans alınarak parça numarası SRI1209-4R7M olan bobin tercih edilmiştir. Seçilen bobin 4.7  $\mu$ H endüktansa sahiptir. Seçilen bobin için akım dalgalanma değerleri tablo 3.2'de verilmiştir. Denklem 3.1'de verim ortalama olarak %90 kabul edilmiştir.

$$D = \frac{V_{\zeta}}{V_G \times \eta} \quad (3.1)$$

$$\Delta I_L = \frac{(V_G(maks) - V_{\zeta}) \times D}{f_S \times L} \quad (3.2)$$

$$I_{L(maks)} = I_{\zeta} + \frac{\Delta I_L}{2} \quad I_{L(min)} = I_{\zeta} - \frac{\Delta I_L}{2} \quad (3.3)$$

$$L = \frac{V_{\zeta} \times (V_G - V_{\zeta})}{f_S \times \Delta I_L \times V_G} \quad (3.4)$$

**Tablo 3.1** Hesaplanan endüktans değerleri

	80 kHz	100 kHz	120 kHz
$I_{L(maks)}$	20 A	20 A	20 A
$L$	3.6 $\mu$ H	2.9 $\mu$ H	2.4 $\mu$ H

**Tablo 3.2** Seçilen bobin için akımı dalgalanma değerin

	80 kHz	100 kHz	120 kHz
$I_{L(maks)}$	18.6189 A	16.8951 A	15.7459 A
$I_{L(min)}$	1.3811 A	3.1049 A	4.2541 A

### 3.1.1.2 Mosfet

Dönüştürücülerdeki anahtarlama görevi için kompakt, düşük hacimli ve yüksek güç yoğunluğu olması için parça numarası AON7318 olan mosfet tercih edildi. Seçilen mosfetin genel özellikleri tablo 3.3'te verilmiştir. Mosfet seçimi yapılırken giriş gerilimi limitlerini karşılaması, sürekli olarak istenilen çıkış akımını sağlama, enerji verimliliği yüksek tutabilmek adına düşük iletim kaybı ve hızlı anahtarlama yapma özellikleri göz önünde bulundurularak bu mosfet tercih edildi

**Tablo 3.3** AON7318 Mosfet Özellikleri

$V_{DS}$	30 V
$R_{DSon}(V_{GS} = 10V)$	1.95m $\Omega$
$I_D (V_{GS} = 10V)$	50A
Kılıf	DFN3.3x3.3
Tip	N-Kanal

### 3.1.1.3 Kapı Sürücü

Dönüştürücüdeki mosfetlerin mikro işlemci tarafından direkt olarak kontrol edilememektedir. Mikroişlemcinin çıkış gerilimi 3.3V ve yüksek empedansa sahip olduğu için mosfet sürmeye uygun değildir. Bu nedenle yüksek frekanslarda çalışabilecek ve mosfetlerin kapı beslemelerini düşük empedans ile sürebilmesi için bir kapı sürücü kullanıldı. Her bir dönüştürücüde üst mosfeti ve alt mosfeti sürebilmesi için toplamda iki adet kapı sürücü devresine ihtiyaç duymaktadır. Tasarlanan devrenin kompakt ve basit yapı oluşturması için L6498D entegresi kullanıldı. L6498D entegresi aynı anda üst ve alt mosfetleri sürebilen ve mosfet kapılarına 2A ile sinyal üretebilen bir sürücü entegresidir. Entegre yarım köprü sürme entegresi olup, üst mosfeti sürebilmek bootstrap topolojisi kullanılmaktadır. Entegrenin genel özellikleri tablo 3.4'te verilmiştir.

**Tablo 3.4** L6498D Genel Özellikleri

Giriş Sinyal Seviyesi	0-3.3V
Sağlama Akımı	2A
Çekme Akımı	2.5A
Üst Mosfet Dayanma Gerilimi	500 V

### 3.1.1.4 Filtre Elemanları

Tasarlanan dönüştürücünün çıkış gerilimi 5V kabul alındığında, çıkıştaki gerilim dalgalanmasını %1 olması için  $\Delta V_C = 0.05V$  olması gerekiyor. Çıkıştaki gerilimi 0.05V ile limitleyebilmek için gereken kapasite miktarı, devrenin kullanılacağı frekans aralığı için denklem 3.2 ve denklem 3.5 kullanılarak hesaplandı. Yapılan hesaplamalar tablo 3.6'da verilmiştir. Bu değer doğrultusunda bağımsız çalışma sırasında tek bir dönüştürücünün çıkışta bulunması gereken minimum kapasite miktarı 269.34  $\mu F$  olarak belirlendi. Ancak dönüştürücünün stabil çalışabilmesi adına, girişteki akım dalgalanmasını ve çıkıştaki gerilim dalgalanmasını en aza indirebilmek için her dönüştürücünün en yakın giriş ve çıkış noktalarına 4x100  $\mu F$  elektrolitik, 10  $\mu F$  seramik ve 100 nF seramik kapasite kullanılmıştır. Seçilen kondansatörlerin doğrultusunda çıkıştaki gerilim dalgalanma değerleri tablo 3.6'da verilmiştir. Kullanılan kapasiteler resim 1 ve resim 2 de verilmiştir. Kullanılan seramik kapasiteler yüksek frekanstaki akım ihtiyaçları, elektrolitik kapasiteler ise düşük frekanstaki akım ihtiyacını karşılayabilmesi için eklenmiştir. Elektrolitik kapasitelerin karşılayabileceği maksimum anlık akım değişim limitlerinde kalmak için tek bir büyük kapasite yerine 4 adet küçük paralel kapasite tercih edilmiştir. Böylece daha düşük eşdeğer seri direnç değeri yakalanmıştır. Bunlara ek olarak devrenin stabilitesi için dönüştürücülerin ortak giriş ve çıkış noktalarına 2x100uF elektrolitik ve 2x10uF seramik kapasiteler eklenmiştir.

$$\Delta V_C = \frac{\Delta I_L}{8xf_s \times C} \quad (3.5)$$

**Tablo 3.5** Frekanslara göre gereken minimum çıkış kapasitesi

Anahtarlama Frekansı	Bobin Akım Dalgalanması	Kapasite Miktarı
80 kHz	8.6189 A	269.34 $\mu$ F
100 kHz	6.8951 A	172.37 $\mu$ F
120 kHz	5.7459 A	119.7 $\mu$ F

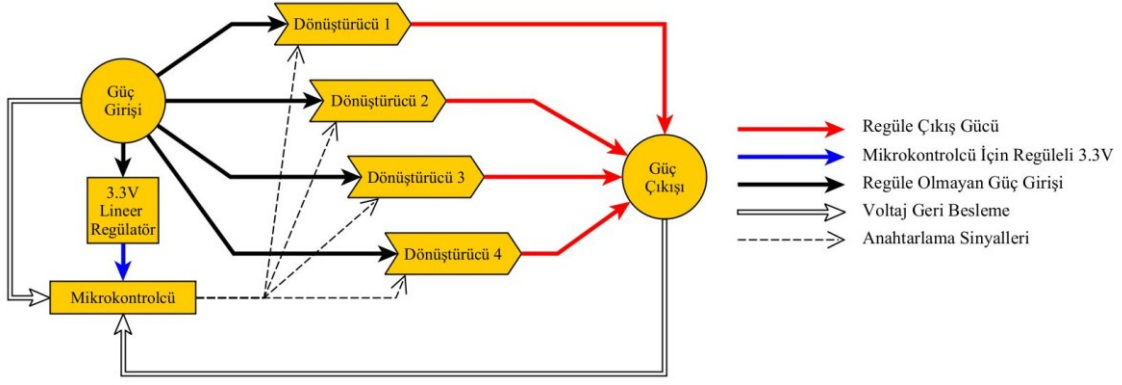
**Tablo 3.6** Hesaplanan çıkış dalgalanması

Anahtarlama Frekansı	Çıkış Gerilimi Dalgalanması
80 kHz	%0,65
100 kHz	%0,42
120 kHz	%0,29

Dönüştürücü çıkışındaki kapasitelerin toplamda 4 adet 100nF seramik, 6 adet 10 10uF seramik ve 18 adet 100uF elektrolitik kapasite bulunmaktadır. Çıkış kapasitelerin hepsi birbirine paralel olduğu için düşük eşdeğer seri direnç değeri elde edilmiştir. Ayrıca çıkıştaki akım dalgalanması bu kapasitörlerin hepsine dağılacaktır. Bu sayede çıkış akım dalgalanması kapasitelerin akım dalgalanma limitinin altında kalmaktadır.

### 3.1.2 Devre Tasarımı

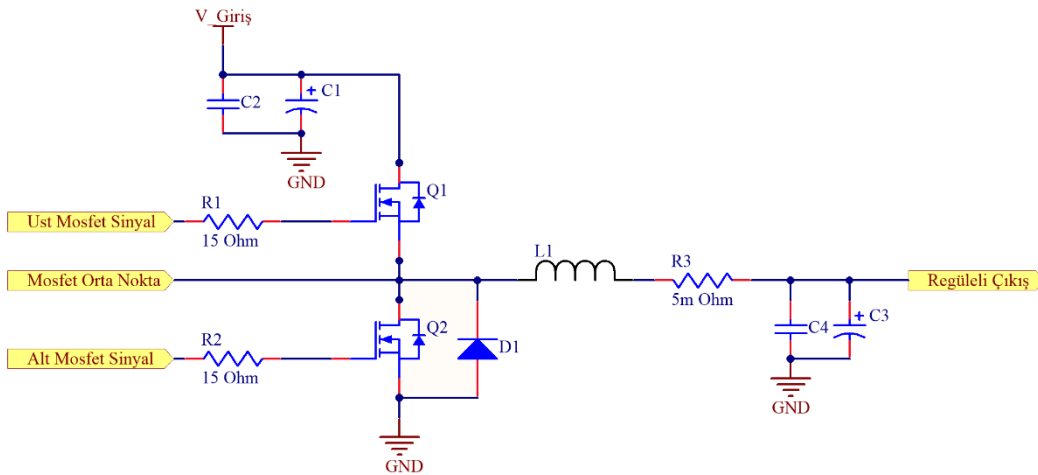
Bu uygulamada dönüştürücü kartı ve mikroişlemci kartı olmak üzere iki kart tasarlanmıştır. Mikroişlemci kartının ayrı bir kartta olmasıyla baskı devre üzerinde ekstra bir topraklama katına yer açılmış, gürültü tabanlı sorunlar azaltılmak amaçlanmıştır. Güç kartı üzerinde birbirine eş dört adet dönüştürücü devresi bulunmaktadır. Tasarlanan devrelerin giriş ve çıkış noktaları ortak noktalarda birleştirilmiştir. Ayrıca mikroişlemci kartını besleyebilmesi için bir lineer regülatör bulunmaktadır. Güç dağılım topolojisi şekil 3.1'de verilmiştir.



**Şekil 3.1** Devre güç dağılım topolojisi

Girişteki gerilim ve çıkıştaki gerilim bilgisinin mikroişlemci tarafından algılanabilmesi için bu noktalardan geri besleme hattı oluşturulmuştur. Ayrıca devrenin ve algoritmanın geliştirilme aşamasında kullanılmak amacıyla her bir düşürücü dönüştürücü devresi için birer akım ölçüm devresi eklenmiştir. Ancak uygulamada bobin akımı uygulanan sinyaller ve gerilim geri beslemeleri yardımıyla hesaplandığı için akım ölçüm devresi kullanılmamaktadır.

Senkron düşürücü dönüştürücü topolojisi temel alınmıştır. Bu topolojiye ek olarak alt taraf mosfetine paralel bir adet schottky diyot eklenmiştir. Bu diyotun iletim kayıpları mosfet diyotunun iletim kayıplarından daha düşüktür. Alt taraf mosfetinin kendi diyotu iletimdeyken bu eklenen ekstra diyot iletime girerek iletim kaybını düşürür ve devrenin verimliliğine pozitif etki yapar. Ekstra olarak eklenen diyot şekil 3.2’de D1 olarak isimlendirilmiştir.

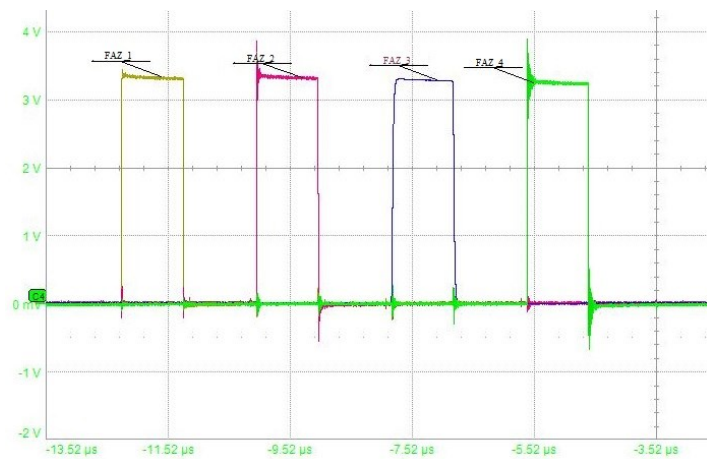


**Şekil 3.2** Basitleştirilmiş bir faz devre şeması

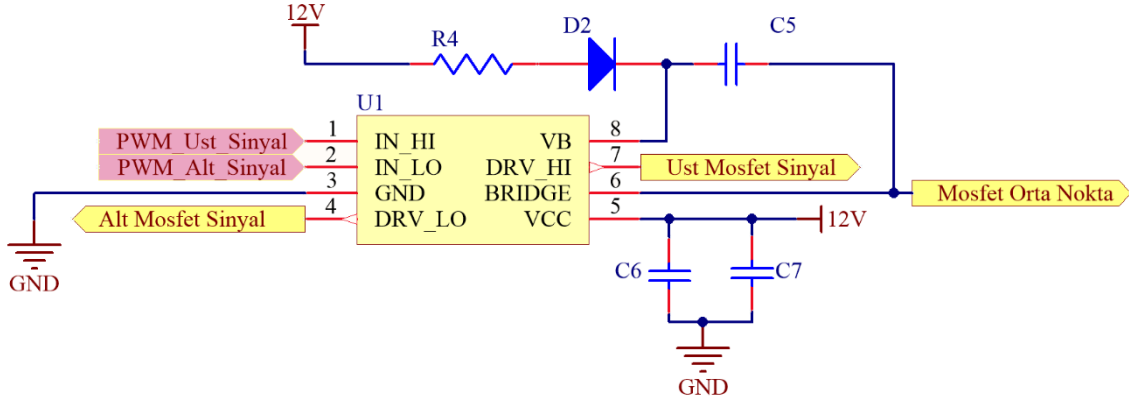
Şekil 3.2’de verilen basitleştirilmiş tek faz devre şemasında R1 ve R2 dirençleri, kapı sürücünden gelen ve mosfetin kapılarına giden anahtarlama sinyallerinin akımını sınırlar. Böylece mosfetin kapısında uygun şekilde kapı gerilim yükselme hızı ayarı yapıldı. Devreye eklenen R3 direnci ise devrenin ve yazılımın geliştirilme aşamasında akım ölçümü için kullanıldı.

Mosfetlerin kapılarının sürülmesinde ise yarım köprü sürücü olan L6498D sürücüsü kullanıldı. Kapı sürücü entegresinin basitleştirilmiş devresi şekil 3.4’te verilmiştir. Sürücü entegre devresine mikrokontrolcü tarafından PWM sinyalleri uygulanır. Gelen bu sinyalleri bootstrap topolojisi kullanılarak üst ve alt taraf mosfetlerinin sürülme işlemi yapılmış olur. Bu devrenin stabilitesi ve sonradan yapılacak ölçümlere etkisi en aza indirmek için harici bir 12 volt kaynak ile beslenmiştir.

Uygulamada çıkıştaki kapasitelerdeki akım dalgalanma ve gerilim dalgalanmasını azaltabilmek, girişten çekilen akımın dalgalanmasını azaltabilmek ve regülasyonu daha pürüzsüz hale getirmek için fazlar 90 derecelik faz farklarıyla çalıştırıldı. Birinci dönüştürücü fazı sıfır derece kabul edilirse, sırasıyla ikinci dönüştürücü 90 derecede, üçüncü dönüştürücü 180 derecede ve son olarak dördüncü faz 270 derecede çalışacak şekilde anahtarlama sinyalleri uygulandı. Örnek anahtarlama sinyali şekil 3.3’te verilmiştir.

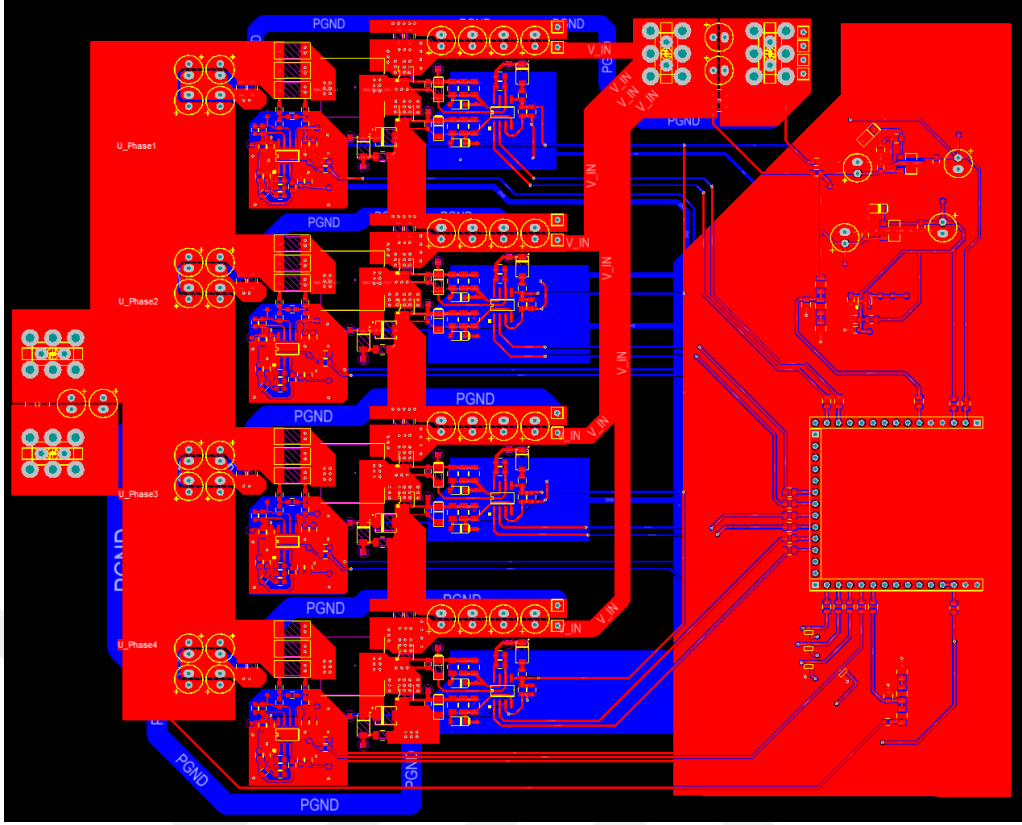


**Şekil 3.3** Faz anahtarlama sinyalleri osiloskop görüntüsü

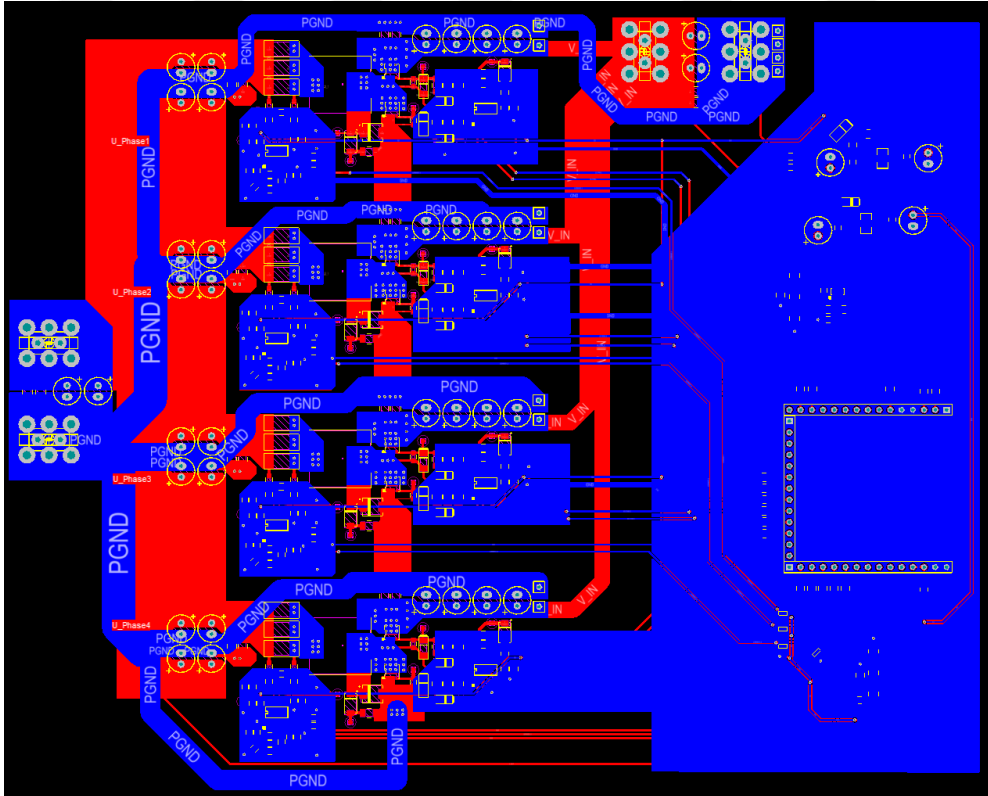


**Şekil 3.4** Kapı sürücü basitleştirilmiş devre şeması

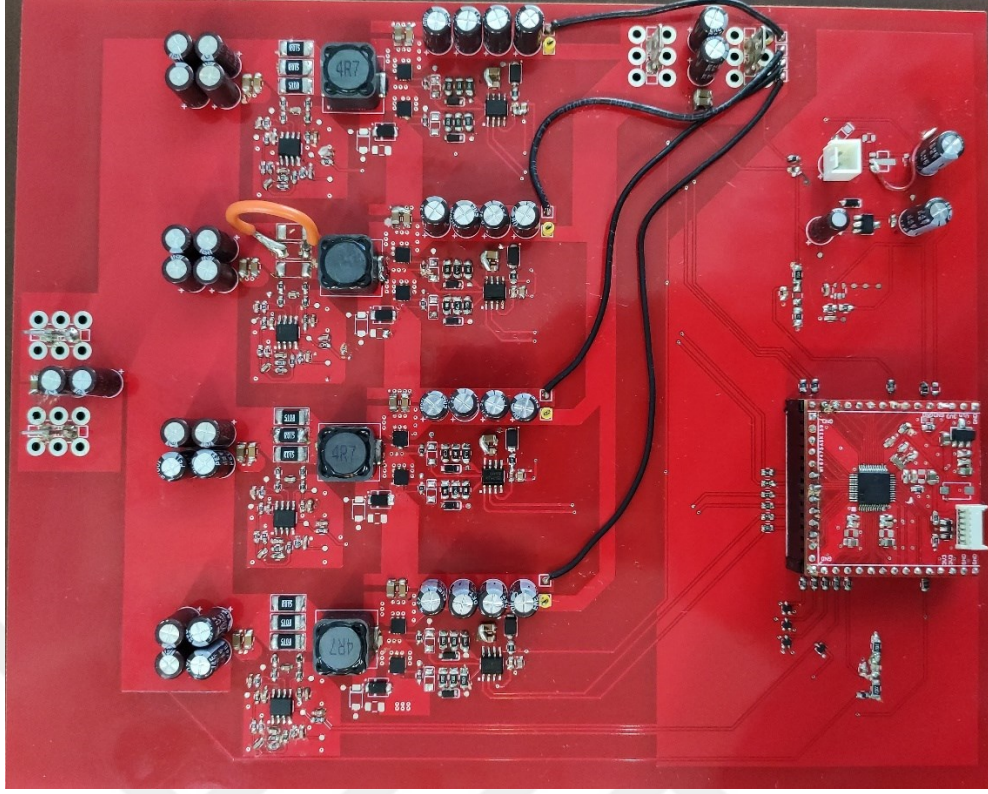
Güç kartı iki katlı bir baskı devredir. Dönüştürücüler birbirine eş olacak şekilde tasarlanmıştır. Komponent dizgileri sadece üst katta bulunmaktadır. Mikrokontrolcü kartının gürültülerden etkilenmemesi için kartının konumlandırıldığı yerde iki katmanda geniş bir toprak paneli bulunmaktadır. Ayrıca mikroişlemci kartına olan bütün giriş çıkış hatlarına seri direnç konumlandırılmıştır. Analog ölçümlerin yapıldığı hatlara gerilim bölücüler ve gerilimi negatif ve pozitif yönde limitleyebilmek için BAT54SW schottky diyot eklenmiştir. Sinyal gürültülerini bastırabilmek için ayrıca ölçüm hatlarına seramik kondansatör eklenmiştir. Devre tasarımında Altium Designer kullanılmıştır. Oluşturulan projenin üst katman baskı devre görüntüsü şekil 3.5'te verilmiştir. Devrenin alt katman görüntüsü şekil 3.6'te verilmiştir. Devrenin basımı tamamlanmış ve komponentlerinin dizilmiş hali şekil 3.7'da verilmiştir. Tasarlanan devrenin boyutları 225mm x 181mm'dir.



Şekil 3.5 Güç kartı tasarımı üst katman görüntüsü



Şekil 3.6 Güç kartı tasarımı alt katman görüntüsü



Şekil 3.7 Baskısı tamamlanmış güç kartı

### 3.1.3 Teorik Devre Kayıpları

Senkron düşürücü dönüştürücüdeki kayıpları temel olarak dokuz ana maddede sıralayabiliriz. Bunlar kayıplar aşağıda belirtilmiştir;

- Mosfet iletim kayıpları
- Mosfet anahtarlama kayıpları
- Diyot ters toparlama kayıpları
- Mosfet çıkışındaki kapasite kayıpları
- Ölü zaman kayıpları
- Entegre devre ve sürücü kayıpları
- Bobin iletim kayıpları
- Kapı şarj kayıpları
- Çıkış kapasitesi kayıpları

Yukarıda belirtilen kayıplara ek olarak devre tasarımının doğurduğu kayıplar da vardır. Bunlar komponentlerin ve devre yollarının birbiri ile etkileşimi ile oluşan

parazitik kayıplar ve devre yolları, bağlantı noktalarının oluşturduğu direnç ile meydana gelen iletim kayıplarıdır.

### 3.1.3.1 Mosfet İletim Kayıpları

Bu kayıplar mosfetlerin iletim anındaki kayıplarıdır. Üst mosfet kayıplarını denklem 3.6, alt mosfet kayıplarını denklem 3.7 kullanılarak hesaplanmıştır. Hesaplanan değerler tablo 3.7’de verilmiştir.

$$P_{ON-H} = \left[ I_C^2 + \frac{(I_{L(maks)} - I_{L(min)})^2}{12} \right] \times R_{ON-H} \times \frac{V_C}{V_G} \quad [W] \quad (3.6)$$

$$P_{ON-L} = \left[ I_C^2 + \frac{(I_{L(maks)} - I_{L(min)})^2}{12} \right] \times R_{ON-L} \times \left( 1 - \frac{V_C}{V_G} \right) \quad [W] \quad (3.7)$$

**Tablo 3.7** Mosfet iletim kayıpları tablosu

	Üst Mosfet İletim Kaybı	Alt Mosfet İletim Kaybı	Toplam İletim Kaybı
80 kHz	0.1014 W	0.1419 W	0.2433 W
100 kHz	0.0941 W	0.1318 W	0.2259 W
120 kHz	0.0901 W	0.1263 W	0.2165 W

### 3.1.3.2 Mosfet anahtarlama kayıpları

Bu kayıplar mosfetlerin anahtarlama anındaki kayıplarıdır. Mosfetlerin yükselme ve düşme zamanları, alt mosfetin diyotunun ileri yönlü gerilim düşümü ve alt mosfete eklenen paralel diyotun değerleri tablo 3.8’de verilmiştir. Uygulama devresinde alt mosfetin diyotuna eklenen paralel diyot, alt mosfetin diyotundan daha hızlı ve daha az gerilim altındayken iletme girdiği için hesaplamalarda bu diyotun değerleri kullanıldı. Üst mosfetin anahtarlama kayıplarını denklem 3.8, alt mosfetin anahtarlama kayıplarını denklem 3.9 kullanılarak hesaplanmıştır. Hesaplanan değerler tablo 3.9’da verilmiştir.

**Tablo 3.8** Mosfet ve diyot değerleri tablosu

Mosfet yükselme süresi	3.5 nS @ $V_{GS} = 10V, V_{DS} = 15V$
Mosfet düşme süresi	4 nS @ $V_{GS} = 10V, V_{DS} = 15V$
Mosfet diyotu gerilim düşümü	0.68 V @ $I_S = 1A$
Alt mosfete paralel diyotun gerilim düşümü	0.325 V @ $I = 2A$

$$P_{SW-H} = \frac{1}{2} \times V_G \times I_C \times (t_r + t_f) \times f_s \text{ [W]} \quad (3.8)$$

$$P_{SW-H} = \frac{1}{2} \times V_D \times I_C \times (t_r + t_f) \times f_s \text{ [W]} \quad (3.9)$$

**Tablo 3.9** Anahtarlama kaybı değerleri

	Üst Mosfet Anahtarlama Kaybı	Alt Mosfet Anahtarlama Kaybı	Toplam Anahtarlama Kaybı
80 kHz	0.036 W	0.000975 W	0.036975 W
100 kHz	0.045 W	0.00121875 W	0.04621875 W
120 kHz	0.054 W	0.0014625 W	0.0554625 W

### 3.1.3.3 Diyot ters toparlama kayıpları

Dönüştürücünün alt mosfeti kesime girdiğinde ve üst mosfet ilettime girdiğinde, alt mosfetin diyotu bir süre ters yönde akım geçirir. Bu geçiş süresine ters toparlanma süresi denir ve diyot ters yönde toparlanma akımı geçirir. Bu ters yönde geçen akım bir kayıp oluşturur. Bu kayıp denklem 3.10 kullanılarak hesaplanmıştır. Kullanılan diyotun özellikleri tablo 3.10'da verilmiştir. Toplam kayıplar tablo 3.11'de verilmiştir.

**Tablo 3.10** Diyot ters toparlanma değerleri

Mosfet Diyotunun Ters Toparlama Süresi	15.5nS @ $I_F = 20A, \frac{di}{dt} = 500A/\mu S$
Mosfet Diyotunun Ters Toparlama Şarjı	36.5 nC @ $I_F = 20A, \frac{di}{dt} = 500A/\mu S$

$$P_{Diyot} = \frac{1}{2} \times V_G \times I_{RR} \times t_{RR} \times f_s \quad [W] \quad (3.10)$$

Denklem 3.11’de verilen Amper yasası denklem 3.10’a uyarlanınca elde edilen denklem 3.12’de verilmiştir.

$$Q = I \times t \quad (3.11)$$

$$P_{Diyot} = \frac{1}{2} \times V_G \times Q_{RR} \times f_s \quad [W] \quad (3.12)$$

**Tablo 3.11** Diyot ters toparlanma kaybı değerleri

80 kHz	0.01752 W
100 kHz	0.0219 W
120 kHz	0.02628 W

#### 3.1.3.4 Mosfet çıkışındaki kapasite kayıpları

Her anahtarlama döngüsünde ortaya çıkan bu kayıp, üst mosfetin çıkışındaki kapasitenin şarj olmasından kaynaklanır. Aynı mosfet alt tarafta kullanılmış olmasına rağmen genelde anahtarlama ihmal edilir. Çünkü alt mosfet iletme girmeden önce bu kapasite bobin akımı sayesinde deşarj olur. Mosfet çıkışındaki kapasite kaybı denklem 3.13 kullanılarak hesaplandı. Bu hesaplamalarda tablo 3.12’deki değerler kullanıldı. Toplam mosfet çıkış kapasitesi kaybı tablo 3.13’de verilmiştir.

**Tablo 3.12** Mosfet giriş çıkış transfer kapasite değerleri

Mosfet giriş kapasitesi	2840 pF	@ $V_{GS} = 10V, V_{DS} = 15V, f_s = 1MHz$
Mosfet çıkış kapasitesi	740 pF	
Mosfet ters transfer kapasitesi	80 pF	

$$P_{COSS} = \frac{1}{2} \times C_{oss} \times V_G^2 \times f_s \text{ [W]} \quad (3.13)$$

**Tablo 3.13** Üst mosfet çıkış kapasitesi kayıp değerleri

80 kHz	0.0042624 W
100 kHz	0.005328 W
120 kHz	0.0063936 W

### 3.1.3.5 Ölü zaman kayıpları

Senkron dönüştürücülerde aynı anda üst mosfet kesime ve alt mosfet ilettime sokulduğunda mosfetlerin yükselme ve düşme zamanları ve gecikmeleri yüzünden mosfetler anlık kısa devreye girebilir. Bu durumu engellemek için senkron dönüştürücülerde ölü zaman adı verilen bir gecikme süresi eklenir. Üst mosfet kesime girdikten bir süre sonra alt mosfet ilettime sokulur. Bu esnada bobindeki akım mosfetin vücut diyotu üzerinden ya da bu uygulamada olduğu gibi alt mosfete bağlı paralel diyottan geçer. Bu sırada oluşan diyot iletim kaybı ölü zaman kayıpları olarak adlandırılır. Bu uygulamada anahtarlamalar arasındaki ölü zaman 100nS olarak belirlenmiştir. Bu ölü zaman değeri denklem 3.14'de verilen denklem ile hesaplandığında ölü zaman kayıpları tablo 3.14'de verilmiştir. Diyotun iletim anındaki gerilim düşümü tablo 3.8'de verilmiştir.

$$P_{DT} = V_D \times I_{\zeta} \times (t_{Dr} + t_{Df}) \times f_s \text{ [W]} \quad (3.14)$$

**Tablo 3.14** Ölü zaman kayıp değerleri

80 kHz	0.052 W
100 kHz	0.065 W
120 kHz	0.078 W

### 3.1.3.6 Entegre devre ve sürücü kayıpları

Mosfetlerin anahtarlama için kullanılan entegrenin tüketiminden kaynaklı oluşan kayıplardır. Uygulamalarda kullanılan mikrokontrolcü farklı görevleri de yerine getirebileceği için enerji tüketimi değişkenlik gösterecektir. Bu nedenle bu uygulamada kullanılan mikrokontrolcünün kaybı ihmal edilmiştir. Bu uygulamada kullanılan kapı sürücünün 12V altında ortalama 7.3mA ölçülmüştür. Ölçülen değer ile denklem 3.15 kullanılarak mosfet sürücü kaybı 0.0876W olarak bulunmuştur.

$$P_{IC} = V_{IC} \times I_{IC} [W] \quad (3.15)$$

### 3.1.3.1 Bobin iletim kayıpları

Düşürücü dönüştürücünün çıkışında bulunan bobinin direnç özelliğinden kaynaklanan kayıptır. Kullanılan bobinin tel kalınlığı ve uzunluğu ile orantılıdır. Bu uygulamada tercih edilen bobinin doğru akım direnci 20mΩ'dur. Bobin akımı sürekli olarak değişken olduğu için ortalama akım temel alınır. Denklem 3.16 kullanılarak hesaplanan bobin iletim kayıpları tablo 3.15'te verilmiştir.

$$P_L = \left[ I_C^2 + \frac{(I_{L(max)} - I_{L(min)})^2}{12} \right] \times R_{Bobin} [W] \quad (3.16)$$

**Tablo 3.15** Bobin iletim kayıpları tablosu

80 kHz	2.4952 W
100 kHz	2.3169 W
120 kHz	2.2201 W

### 3.1.3.2 Kapı şarj kayıpları

Kapı şarj kayıpları anahtarlama esnasında mosfetlerin kapılarındaki kapasitenin şarj deşarj döngüsünden kaynaklanmaktadır. Sürücü entegresi mosfetleri anahtarlarken mosfetlerin kapılarındaki kapasiteleri sürekli olarak şarj deşarj eder. Bu durum da sürekli olarak bir kayıp ortaya çıkartır. Uygulamada kullanılan mosfetin kapı gerilimi 10V'da toplam kapı şarjı 37 nC'dur. Denklem 3.17 kullanılarak bu kayıplar hesaplanmıştır. Hesaplanan değerler tablo 3.16'da verilmiştir.

$$P_G = (Q_{G-H} + Q_{G-L}) \times V_{GS} \times f_s \text{ [W]} \quad (3.17)$$

**Tablo 3.16** Mosfet kapı şarj kayıpları tablosu

80 kHz	0.0192 W
100 kHz	0.024 W
120 kHz	0.0288 W

### 3.1.3.3 Çıkış kapasitesi kayıpları

Düşürücü dönüştürücü devresinin çıkışındaki kapasitelerin ideal olmamasından kaynaklanan kayıplardır. Bu kayıplar kapasitörlerdeki seri direnç, sızıntı akımı, dielektrik kayıpları gibi faktörlerden kaynaklanır. Bu kayıpları tek bir değere indirgenmesi ile seri eşdeğer direnç değeri bulunur. Çıkış kapasitesi olarak kullanılan kapasitörlerin eşdeğer dirençleri ve akım dalgalanması değerleri Tablo

3.17’de verilmiştir. Çıkış kapasitör kayıpları denklem 3.18’de verilen denklem ile hesaplanmıştır. Elde edilen değerler tablo 3.18’de verilmiştir.

**Tablo 3.17** Kapasitörlerin akım dalgalanma limiti ve eşdeğer direnç değeri

ESR	0.520 $\Omega$ /100kHz @ 20 °C
Ripple Current	0.255 A @ 105 °C, 100kHz

$$P_{CAP} = I_{CAP(RMS)}^2 \times ESR [W] \quad (3.18)$$

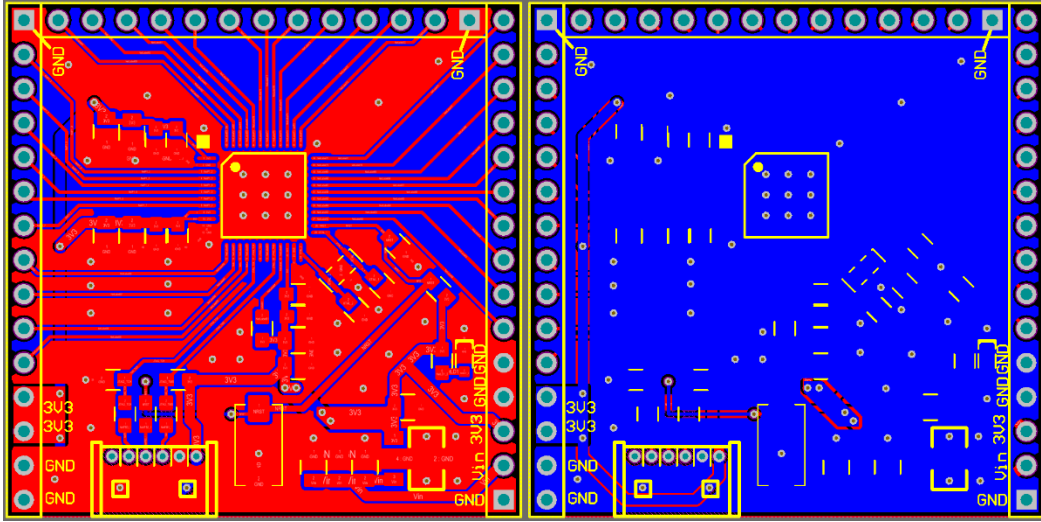
Sistemin çıkışında toplam 18 adet elektrolitik ve 10 adet seramik kondansatör bulunmaktadır. Tablo 3.18’de seramik kondansatörler ihmal edilip sadece elektrolitik kapasitelerin olduğu durumda ki kayıplar hesaplanmıştır.

**Tablo 3.18** Bobin iletim kayıpları tablosu

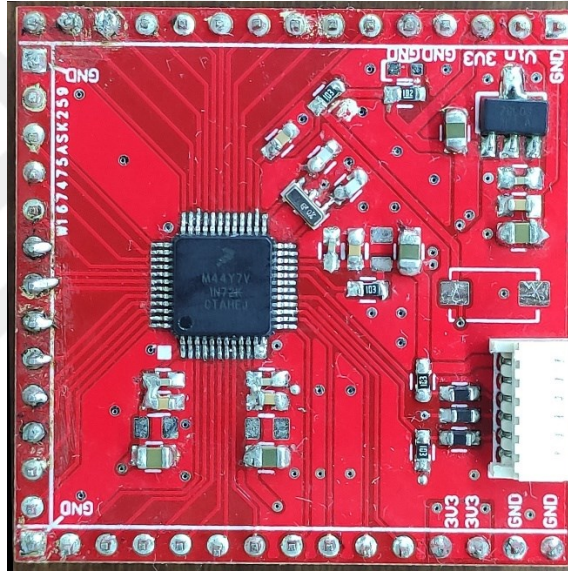
80 kHz	2.146 W
100 kHz	1.3734 W
120 kHz	0.9538 W

### 3.1.4 Mikrokontrolcü Devre Tasarımı

Mikrokontrolcünün üzerinde program geliştirme, hata ayıklama aşamalarını kolay hale getirebilmek için ve daha stabil çalışması için mikroişlemci kartı ayrı olarak tasarlandı. Kartın üzerinde gerekli filtre ve güç kondansatörleri, bir adet lineer regülatör ve 10Mhz kristal eklendi. Kartın sağ tarafta üst katman, sol tarafta alt katman olmak üzere tasarım görüntüsü şekil 3.8’de verilmiştir. Baskı ve dizgi işlemi tamamlanmış mikrokontrolcü kartı görseli şekil 3.9’de verilmiştir.



Şekil 3.8 Mikrokontrolcü kartı tasarım görüntüsü

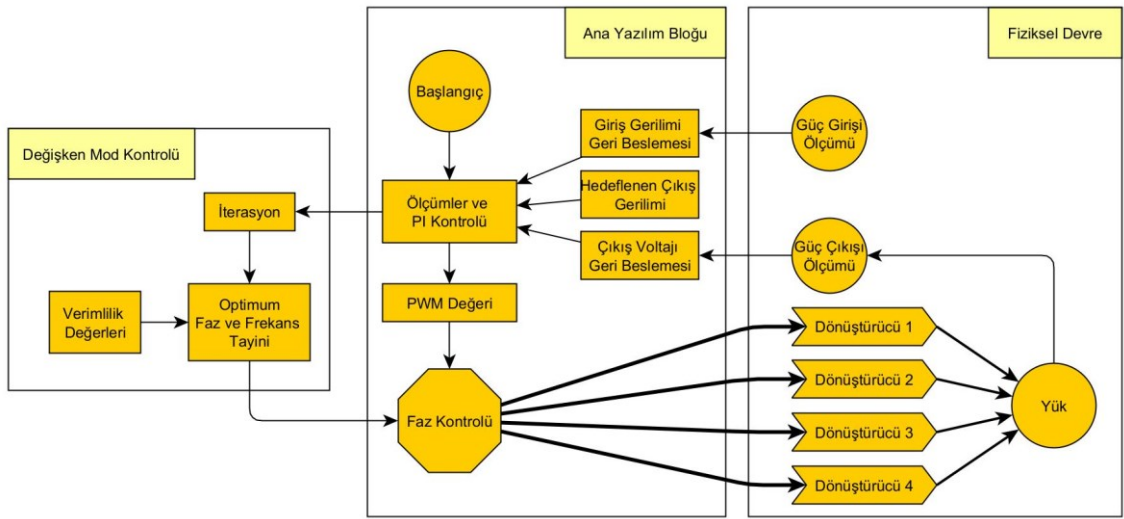


Şekil 3.9 Baskısı tamamlanmış mikrokontrolcü kartı

## 3.2 Algoritma Tasarımı

Bu uygulamada birbirine paralel bağlı dört adet eşdeğer senkron düşürücü dönüştürücü vardır. Her bir dönüştürücü için üst ve alt mosfetler için birer, her dönüştürücü için ikişer ve toplamda 8 adet PWM sinyal çıkışı gerekmektedir. Aynı zamanda devrenin giriş ve çıkış gerilim değerlerini ölçebilmesi için 2 adet ADC girişi gerekmektedir. Bu gereksinimleri sağlayabilmesi için parça numarası MKV44F128VLF16 olan mikroişlemci tercih edildi. Seçilen mikroişlemcinin fazladan giriş çıkışlarının ve haberleşme portlarının olması da devrenin başka uygulamalarla bütünleşmiş şekilde kullanılmasını kolaylaştırıyor.

Uygulama için iki ana bloktan oluşan bir kontrol mekanizması oluşturuldu. Bunlardan ilki sadece düşürücü dönüştürücüyü istenilen çıkış geriliminde tutmaya çalışan ve PID tabanlı bir algoritmadır. İkinci bloktaki algoritma ise devrenin optimizasyon sonrasında çalışan ve aktif dönüştürücü sayısı ve frekansını çıkıştaki yüke göre ayarlayan algoritmadır. Sabit frekansta ve aktif faz sayısı değiştirmeden çalışan dönüştürücü modu sabit çalışma modu, değişken frekanslı ve değişken aktif faz sayısı ile çalışan mod ise değişken çalışma modu olarak adlandırıldı. Mikrokontrolcüde kullanılan yazılım blokları ve bağlantıları şekil 3.10'de verilmiştir.

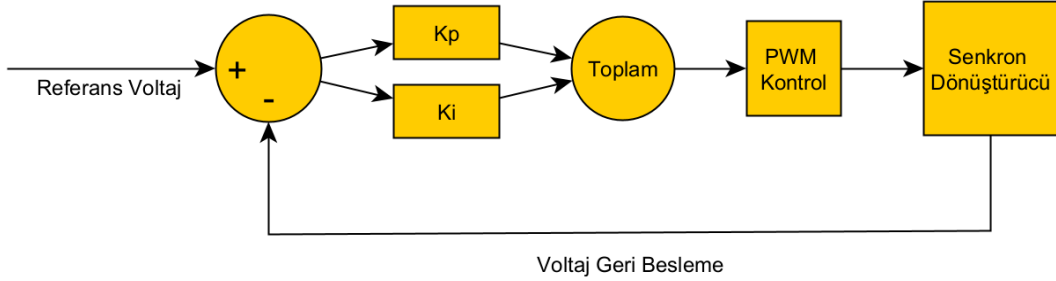


Şekil 3.10 Mikrokontrolcü yazılım blokları ve bağlantıları

### 3.2.1 Düşürücü Dönüştürücü Kontrol Algoritması

Düşürücü dönüştürücü devresinin kontrolü için giriş ve çıkış gerilim değerleri okundu. Çıkış geriliminin sabit tutulabilmesi için PI kontrol yöntemi kullanıldı. Hesaplanan PI sonuç değeri mikroişlemcinin anahtarlama sinyali üreten modülüne atandı. İstenilen çıkış gerilimi referans voltaj olarak sisteme eklenirken, çıkış gerilimi geri besleme sinyali alınarak negatif olarak kontrol sinyaline eklendi. PI kontrol yönteminin akış diyagramı şekil 3.11'de verilmiştir. Sistemin PI parametreleri Ziegler-Nichols yöntemi ile deneysel olarak test edilecek bulundu. Ancak PI çıkışındaki değerlerin ileri yönlü maksimum adım

artırımı, maksimum değeri ve bobin akımı gibi kontrolleri eklenerek daha kontrollü hale getirildi.



**Şekil 3.11** PI kontrol yöntemi akış diyagramı

Bobinlerin doyuma girmeden kontrol edilebilmesi için, giriş gerilimi, çıkış gerilimi ve en son uygulanan anahtarlama süreleri hesaplandı.

$$\Delta I = \frac{dV}{a} \quad (3.19)$$

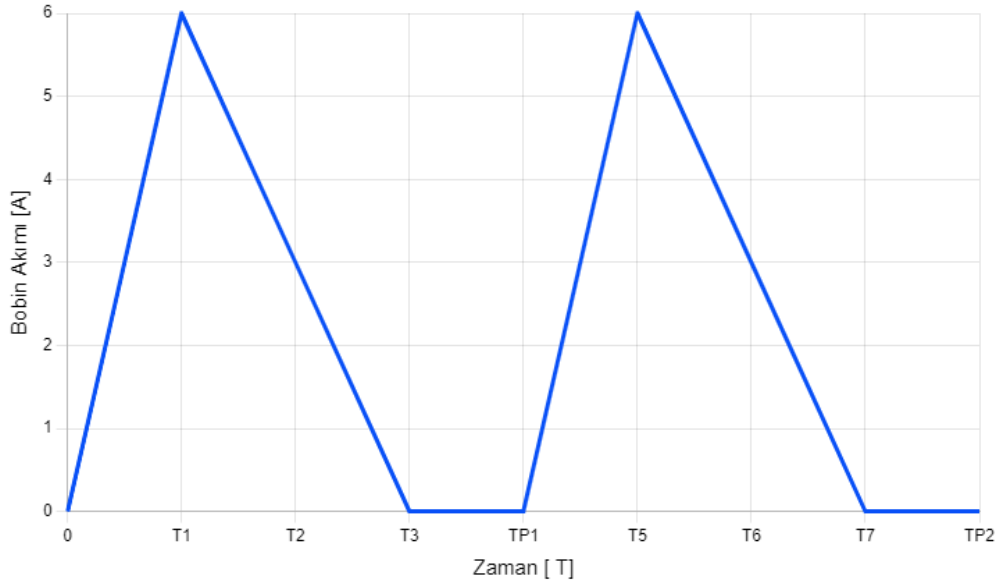
Kesikli mod ya da ilk başlangıçta bobin akımının tayini için denklem 3.19'temel alınarak denklem 3.20 türetilmiştir. Uygulanan üst ve alt mosfetlerin anahtarlama süresi hesaba katılarak bobin akımının maksimum noktasını bulunur. Giriş ve çıkış gerilimleri ADC ölçümüyle elde edilir. Üst mosfete uygulanacak sinyalin süresi PI hesaplaması sonucunda elde edilir. Üst mosfet kesime girdiğinde alt mosfetin açılması gerekmektedir. Ancak alt mosfeti tam olarak üst mosfete zıt şekilde sürülmemelidir. Bobin akımı sıfıra düştüğünde ya da toplam anahtarlama periyodu bittiğinde alt mosfetin kapatılması gerekir. Bobin akımı sıfıra düştüğünde alt mosfet kapatılmaz ise çıkış kapasitesindeki gerilim, bobin ve alt mosfetin üzerinden kısa devre durumu oluşturur. Bu yüzden alt mosfete uygulanacak anahtarlama süresinin tayini için denklem denklem 3.19 temel alınarak oluşturulan denklem 3.21 kullanıldı.

$$I_{Pik} = \frac{V_G - V_{\zeta}}{t_{üst\_mos\_on}} \quad (3.20)$$

$$t_{alt\_mos\_on} = \frac{V_{\zeta}}{I_{Pik}} \quad (3.21)$$

Dönüştürücü kesikli bobin akımında çalışırken alt mosfetin ve üst mosfetin anahtarlama süresi toplamı, dönüştürücünün bir anahtarlama periyotuna eşit ya da daha azdır. Bu durumda oluşacak olan akımın temsili görseli şekil 3.12’te verilmiştir.

$$t_{alt\_mos\_on} + t_{üst\_mos\_on} \leq T_p \quad (3.22)$$



**Şekil 3.12** Kesikli bobin akımı grafiği

Hesaplanan üst ve alt mosfet anahtarlama süresi dönüştürücü periyotundan fazla olarak hesaplandığında dönüştürücü sürekli bobin akım moduna geçmiş kabul edilir. Bu durumda üst mosfetin anahtarlama süresi hesaplanan değerde tutularak alt mosfetin anahtarlama süresi kısaltılarak toplam periyot süresinin aşılması engellenir. Sürekli çalışma modunda bobin akımı sıfıra düşmeyeceği için denklem 3.19’ temel alınarak oluşturulan denklem 3.23 kullanıldı. Denklemden yer alan  $I_{Son}$  değeri, bir önceki periyottaki hesaplanan akımdır.  $I_{Son}$  değeri değiştirilen alt mosfet anahtarlama süresi kullanılarak bulunur.

$$I_{Pik} = \frac{V_G - V_{\zeta}}{t_{üst\_mos\_on}} + I_{Son} \quad (3.23)$$

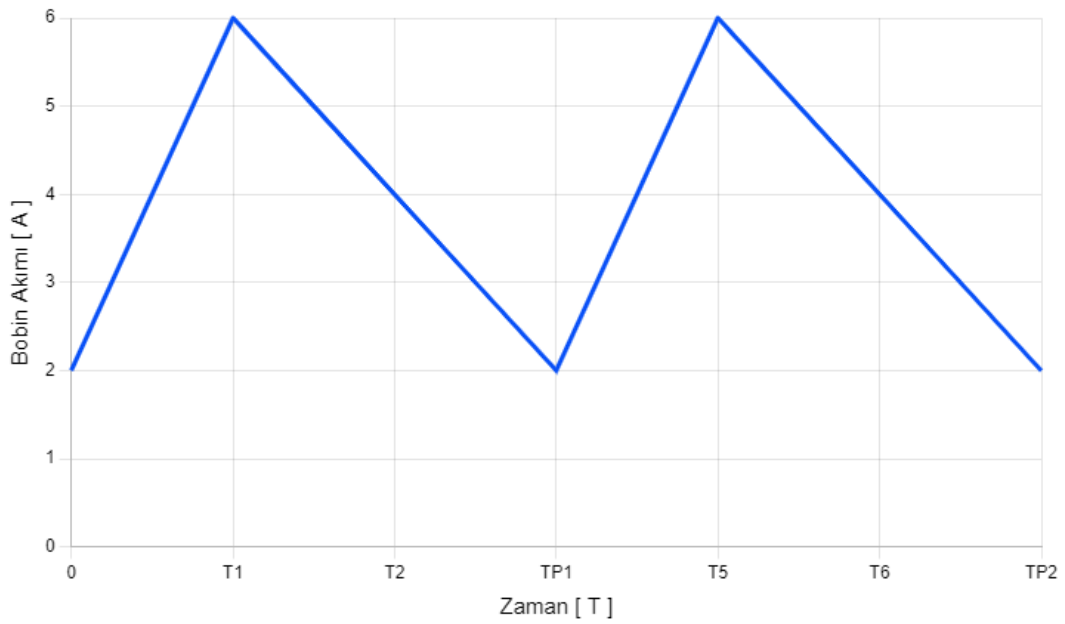
Uygulanacak alt mosfet anahtarlama süresi denklem 3.24’te verilmiştir. Bu süre ile denklem 3.21’de bulunan süre oranı, azalan akımın oranını verecektir. Bu

sabite  $k_{Akim}$  adı verilmiştir. Denklem 3.25 kullanılarak  $k_{Akim}$  hesaplanır. Bu sabit kullanılarak, bobin akımının periyot sonundaki akım değeri bulunmuş olur. Denklem 3.26'de periyot sonu bobin akımı hesabı verilmiştir. Sürekli bobin akımı modundaki bobin akımı görseli şekil 3.13'te verilmiştir.

$$t_{alt\_mos\_on\_gercek} = T_p - t_{üst\_mos\_on} \quad (3.24)$$

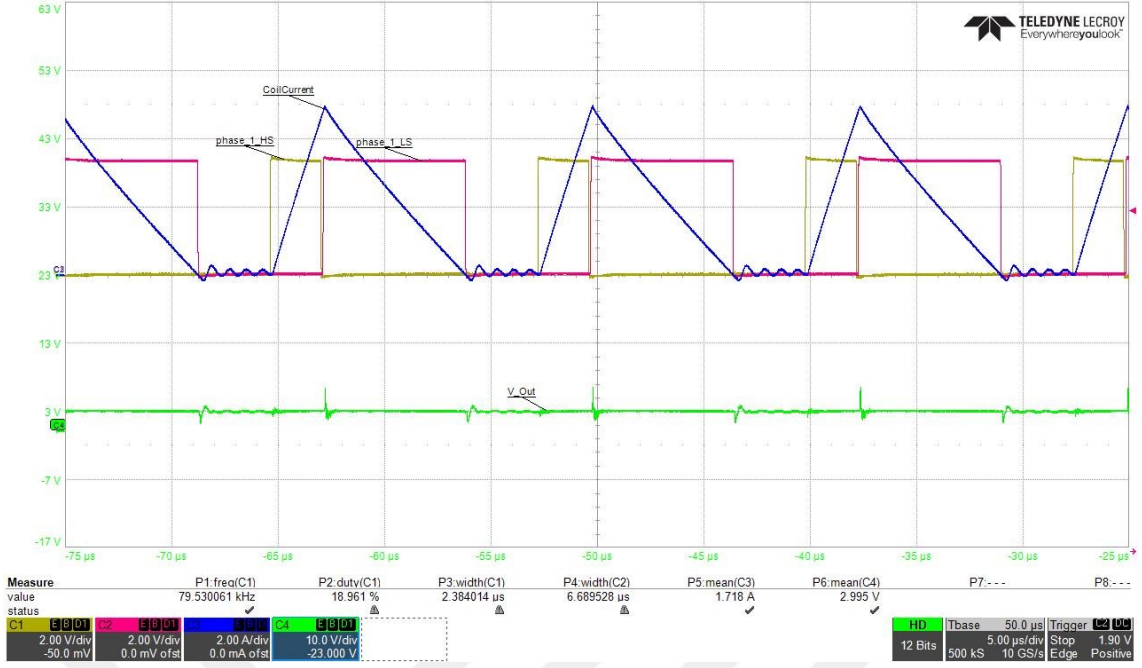
$$k_{Akim} = 1 - \frac{t_{alt\_mos\_on\_gercek}}{t_{alt\_mos\_on}} \quad (3.25)$$

$$I_{Son} = k_{Akim} \times I_{Pik} \quad (3.26)$$



**Şekil 3.13** Sürekli bobin akımı grafiği

Kesikli bobin akımı modunda alınmış gerçek osiloskop görüntüsü şekil 3.14'da verilmiştir. Şekil 3.14'da çıkış gerilimi 3V olup kanal C4, üst mosfet anahtarlama sinyali C1, alt mosfet anahtarlama sinyali C2 ve bobin akımı C3 ile gösterilmektedir.



Şekil 3.14 Kesikli bobin akımı anahtarlama ve bobin akımı osiloskop çıktısı

### 3.2.2 Optimizasyon Algoritması

Optimizasyon algoritmasının devreye alınabilmesi için öncelikle devrenin sabit çalışma modundaki her bir yük durumu için verimlilik analizi yapılması gerekiyor. Bu analiz sonucunda alınan ölçümler mikroişlemci içerisindeki bir tabloya aktarılıyor. Mikroişlemci çoklu çalışma modunda her yük durumu için önceden tayin edilmiş en yüksek verimlilik çalışma modunu otomatik olarak seçerek devrenin genel verimliliğini en yüksek noktada tutmayı amaçlamaktadır. Anlık olarak aktif olan dönüştürücü sayısı ve bu dönüştürücülerin frekansını kontrol eden algoritma, çıkış gerilim kontrolüne herhangi bir etkisi bulunmamaktadır.

#### 3.2.2.1 PWM sinyalleri Üretilmesi

Düşürücü dönüştürücüyü kontrol etmek için birbirinden ayrı ayarlanabilen 4 adet sayıcı bloğu kullanıldı. Her sayıcı bloğunda aynı frekansta çalışan ancak birbirinden bağımsız şekilde yükselen ve düşen kenarları ayarlanabilen iki adet karşılaştırıcı ile PWM sinyalleri üretildi. Üretilen sinyaller mosfetlerin kontrolü için anahtar sürücüyü yönlendirildi. Bu sinyallerin güncelleme zamanları, devrenin çalışmasını olumsuz etkilememesi için PWM periyodu sonlarında

güncellendi. Ayrıca algoritma ile her sinyal için maksimum görev süresi kontrolü yapıldı. Böylece anlık olarak oluşabilecek kontrolsüz durumlar engellendi.

Oluşturulan PWM sinyalleri için temel noktalar belirlendi. Bunlar 80kHz, 100kHz, 120kHz olmak üzere toplam üç adettir. Aktif olan dönüştürücüler ve bunların çalışma frekansları, optimizasyon algoritması tarafından kontrol ediliyor.

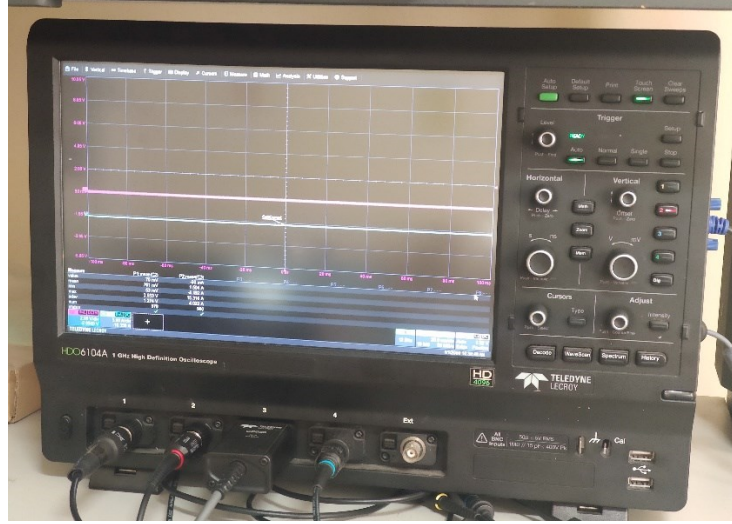
### **3.2.2.2 Analog Ölçümler**

Devrenin giriş ve çıkış gerilimlerinin ölçülebilmesi için iki adet ADC girişi kullanıldı. Bu girişlerin seviyeleri gerilim bölücü yardımıyla mikroişlemci gerilim aralığına düşürüldü. Ölçümler sabit periyotla alındıktan sonra algoritma için gerçek değerlere dönüştürüldü. Bu değer bobin akımı hesapları, PI hesaplarında kullanıldı. Ayrıca devrenin güvenliğini sağlamak amacıyla oluşturulan maksimum gerilim kontrolleri tarafından da kullanılmaktadır.

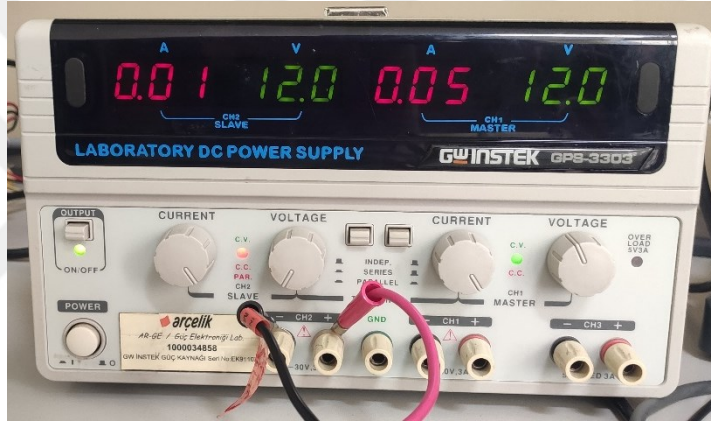
Düşürücü dönüştürücüde kullanılmak üzere hazırlanan değişken çalışma modunu için öncelikle devrenin çalışma bölgesi ve verim grafiğinin elde edilmesi gerekmektedir. Bu bilgileri sağlayabilmek adına devrenin tüm çalışma bölgelerinde test edilip değerleri alındı. Çalışma frekansları 80kHz, 100kHz ve 120kHz olmak üzere, her bir faz 0 ila 10A arasında ve aktif olarak çalışan faz sayısı 1,2,3 ve 4 olmak üzere devre test edildi.

#### **4.1 Kullanılan Ekipmanlar ve Test Düzeneği**

Testler sırasında çıkış gerilimi, giriş gerilimi, çıkış akımı ve giriş akımı ölçümleri için osiloskop kullanıldı. Akım ölçümlerinde manyetik akım problemleri kullanıldı. Devrenin çıkışında sabit direnç yükleri kullanıldı. Farklı akımlarda test edilebilmesi için devrenin çıkış gerilimi 0 ila 5V arasında kademeli olarak değiştirilerek ölçümler alındı. Testler ve geliştirme aşamasında kullanılan Teledyne LeCroy HDO6104A osiloskop görseli şekil 4.1'de verilmiştir. Ayrıca ölçümler için Tektronix TPS2024B osiloskopda kullanılmıştır. Uygulamada iki adet Gwinstek GPS3303 güç kaynağı ve MRV-360-12 anahtarlamalı güç kaynağı kullanılmıştır. Kullanılan güç kaynaklarının görseli şekil 4.2 ve şekil 4.3'da verilmiştir. Şekil 4.4'de ve şekil 4.5 uygulama için hazırlanan sabit direnç yükü görseli verilmiştir. Şekil 4.6, şekil 4.7 ve şekil 4.8'de test aşamasında olan güç kaynakları, akım ölçümü için kullanılan Teledyne LeCroy CP030 akım sensörü ve güç kaynaklarının görseli verilmiştir. Ayrıca testler sırasında Tektronix TCPA300 akım prop seti ve yüksek akımları ölçebilmek adına Teledyne LeCroy CP150'de kullanılmıştır.



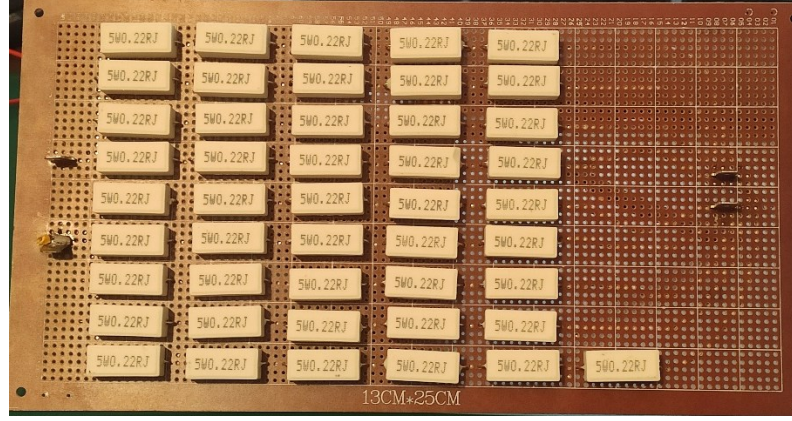
Şekil 4.1 Teledyne LeCroy HDO 6104A Osiloskop



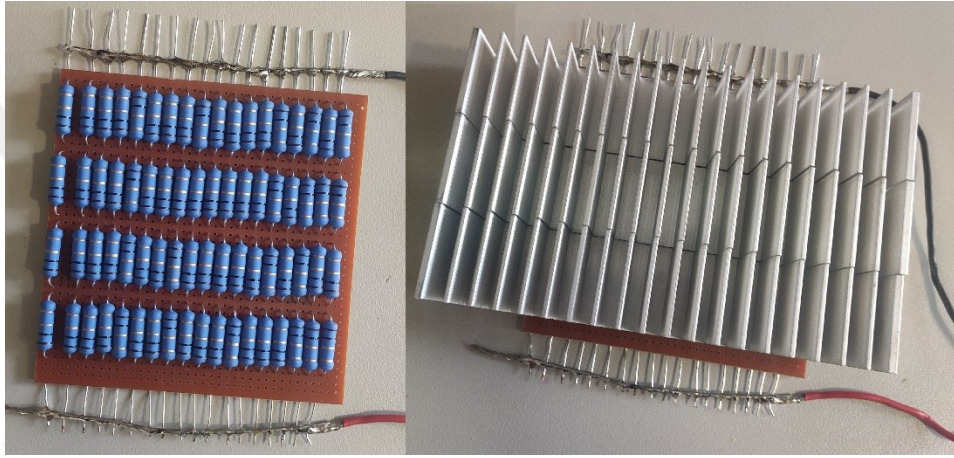
Şekil 4.2 Gwinstek GPS3303 Güç Kaynağı



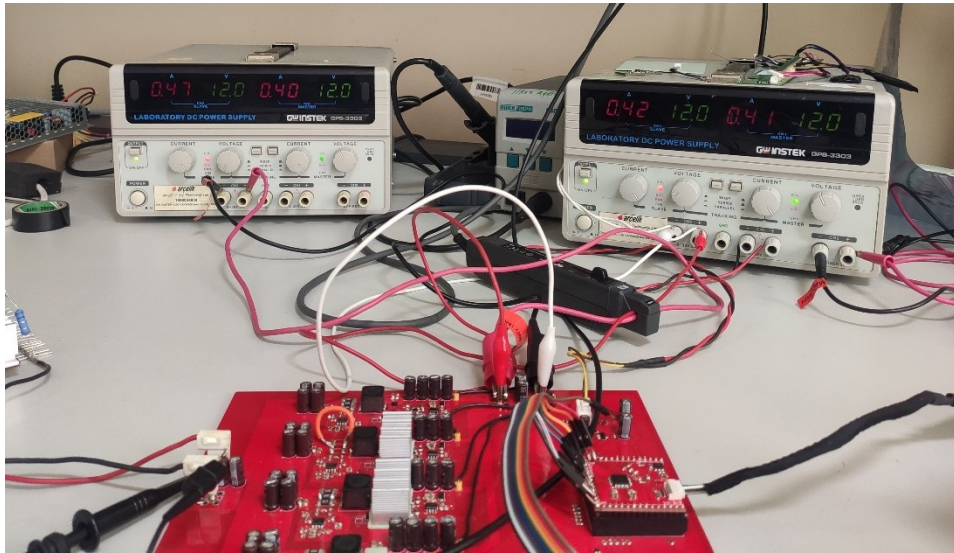
Şekil 4.3 Anahtarlmalı güç kaynağı



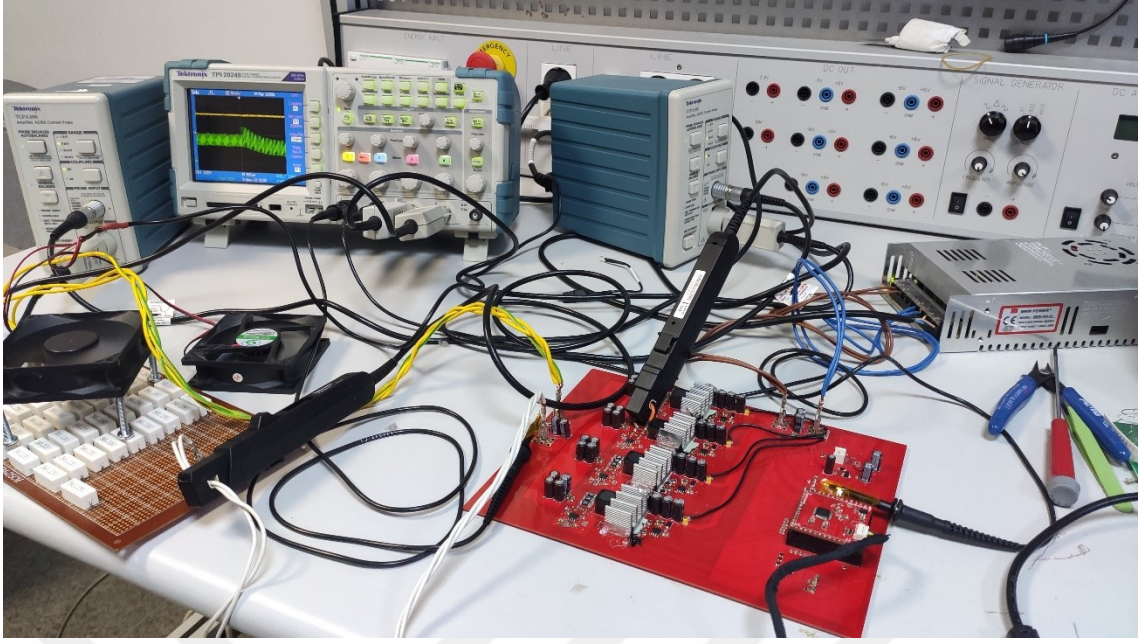
Şekil 4.4 Uygulamada kullanılan sabit direnç yükü 1



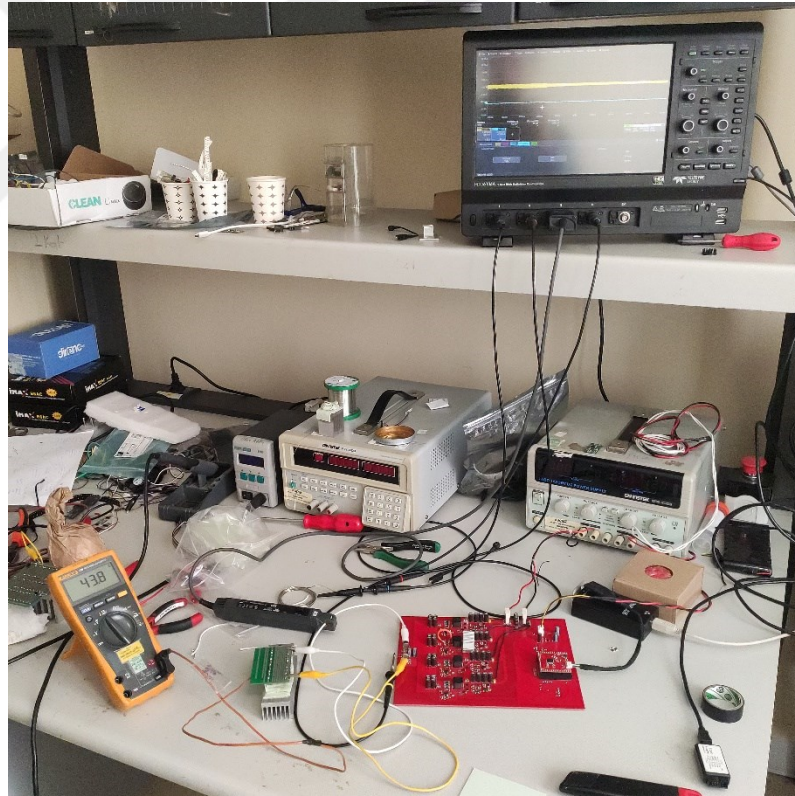
Şekil 4.5 Uygulamada kullanılan sabit direnç yükü 2



Şekil 4.6 Test aşamasındaki uygulama kartının görseli 1



Şekil 4.7 Test aşamasındaki uygulama kartının görseli 2

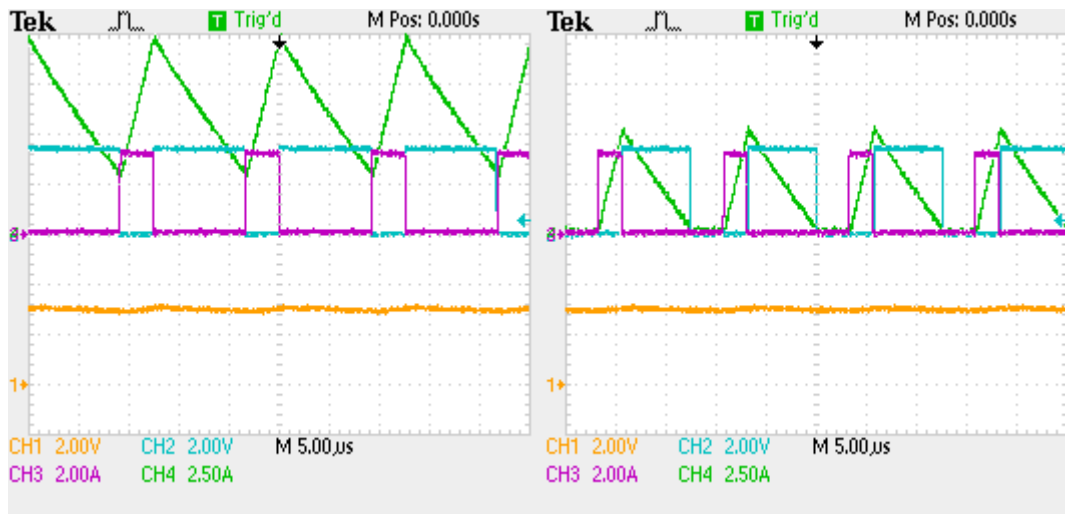


Şekil 4.8 Test aşamasındaki uygulama kartının görseli 3

## 4.1.1 Osiloskop Görüntüleri

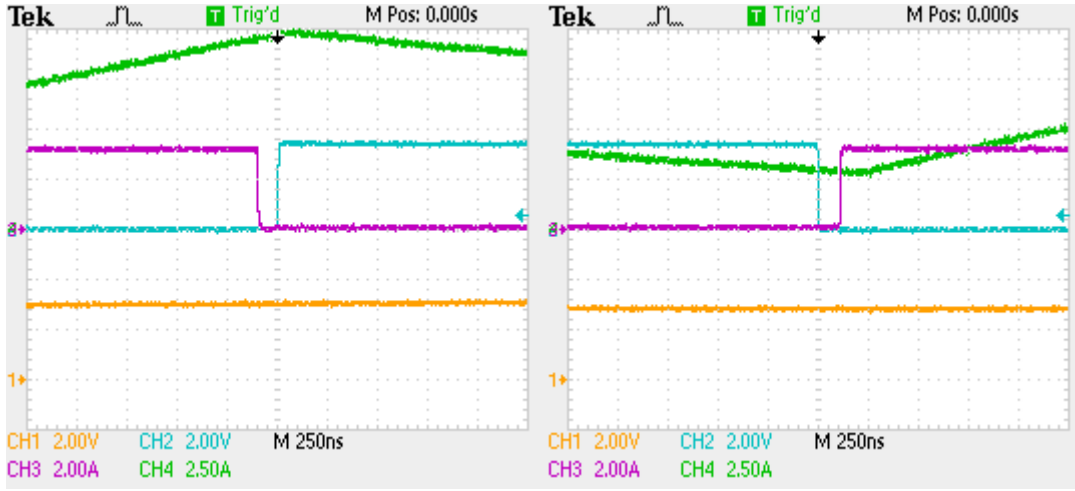
### 4.1.1.1 Kesikli ve Sürekli Akım Görüntüleri

Uygulama devresi çalışma sırasında çıkıştaki yük miktarına göre bobin akımını hesaplar. Hesaplanan bobin akımına göre dönüştürücünün kesikli ya da sürekli akım modunda olduğu tayin edilir. Devrenin kesikli çalışma modunda ve sürekli akım modunda çalışırken alınmış osiloskop görüntüleri şekil 4.9’de verilmiştir. Şekil 4.9’de birinci kanal çıkış gerilimini, ikinci kanal alt mosfetin anahtarlama sinyalini, üçüncü kanal üst mosfetin anahtarlama sinyalini ve kanal dört bobin akımını göstermektedir.



Şekil 4.9 Sürekli akım modu (sol) ve kesikli akım modu (sağ)

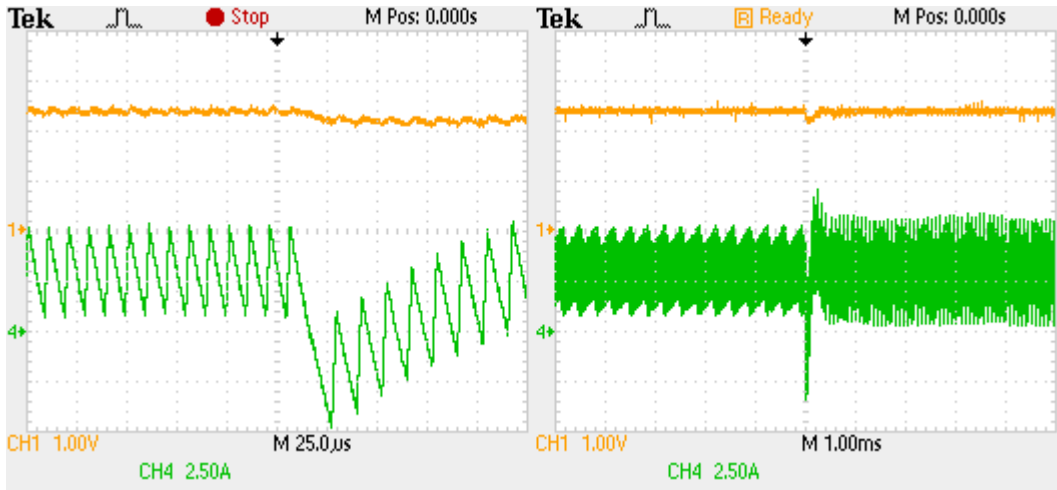
Uygulama devresi her bir dönüştürücü için anahtarlama sinyallerinde üst ve alt mosfetin aynı anda iletimde olmasını engellemek için anahtarlama sinyalleri arasına ölü zaman bırakır. Şekil 4.10’de üst mosfet ve alt mosfetin sinyallerindeki yükselen köşe anında alınmış görselleri verilmiştir.



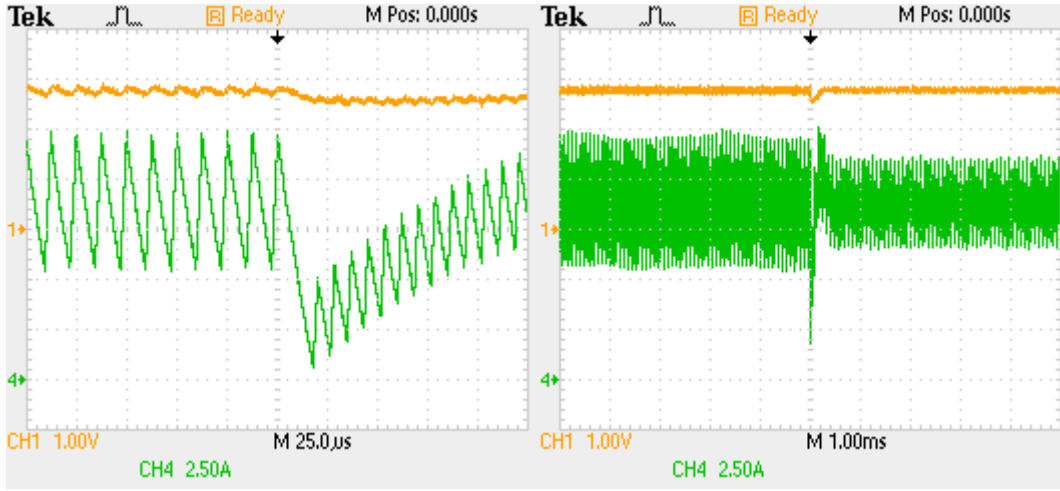
Şekil 4.10 Anahtarlama anlarındaki ölü zaman

#### 4.1.1.2 Dinamik Modda Faz ve Frekans Geçişleri

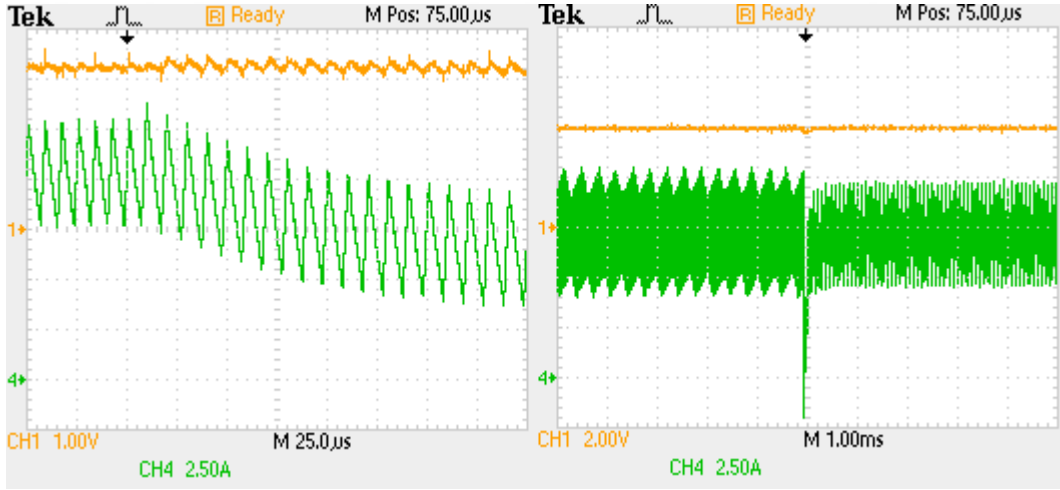
Uygulama devresi çoklu modda çalışırken faz ve frekans değerleri şekil 4.23'da verilmiştir. Bu tabloda yer alan faz ve frekans geçişleri çıkış akımına bağlı olarak sırasıyla 3A, 9A, 11A, 13A, 21A ve 28A olmak üzere altı noktadan oluşmaktadır. Bu geçiş noktaları şekil 4.11, şekil 4.12, şekil 4.13, şekil 4.14, şekil 4.15, şekil 4.16'da verilmiştir. Verilen görsellerde birinci kanal çıkış gerilimini, dördüncü kanal bobin akımını göstermektedir.



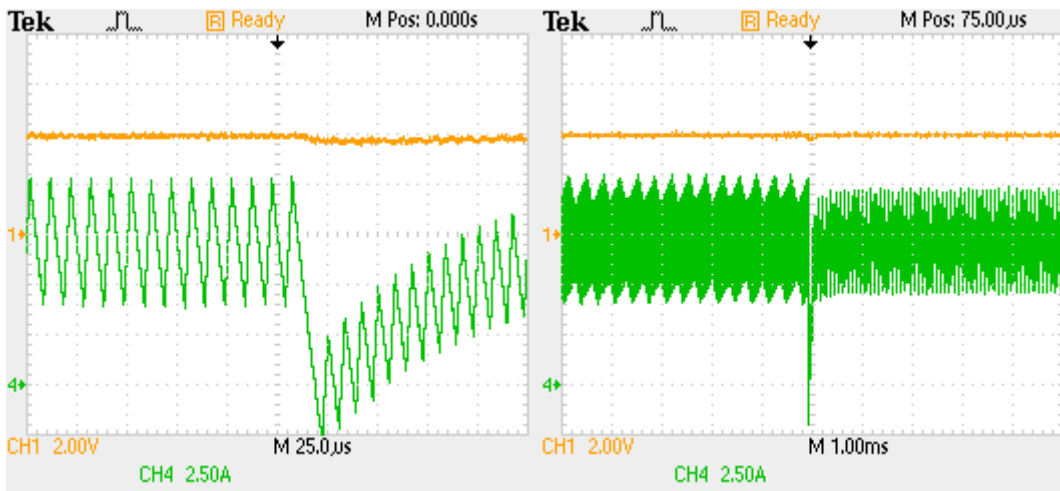
Şekil 4.11 Çıkış akımı 3A, tek faz çalışırken 100kHz'den 80kHz'e geçiş



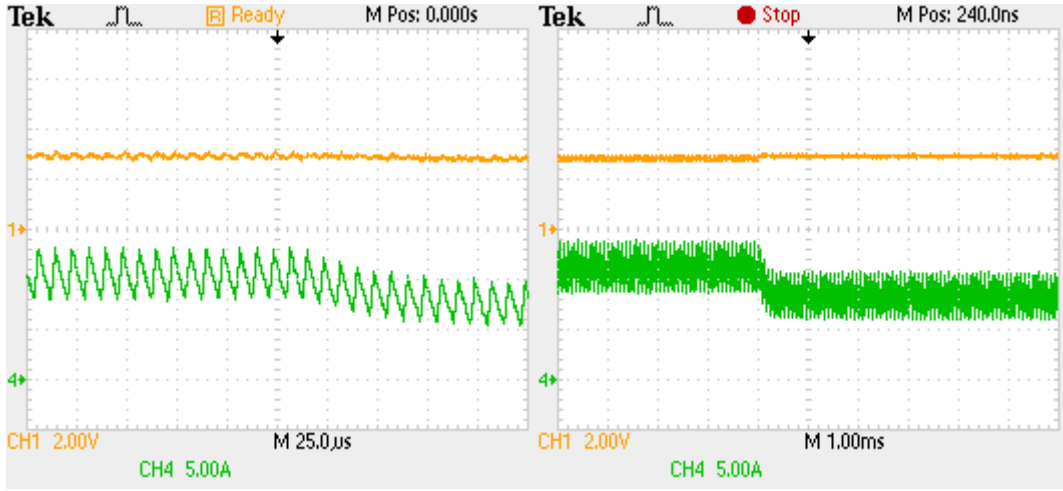
Şekil 4.12 Çıkış akımı 9A'de, tek faz çalışırken 80kHz'den 120kHz'e geçiş



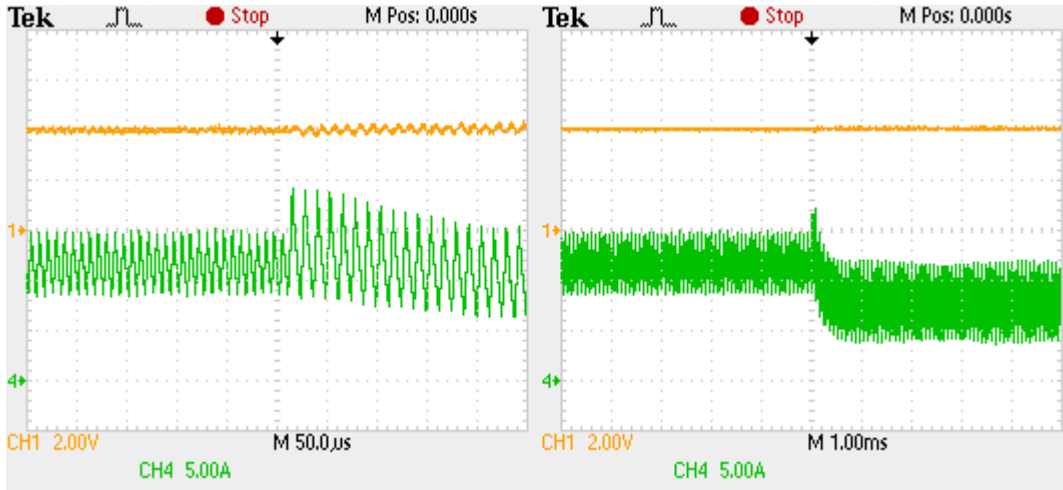
Şekil 4.13 Çıkış Akımı 11A, tek fazdan çift faza, 120kHz'den 100kHz'e geçiş



Şekil 4.14 Çıkış akımı 13A, Çift faz çalışırken 100kHz'den 120kHz'ye geçiş



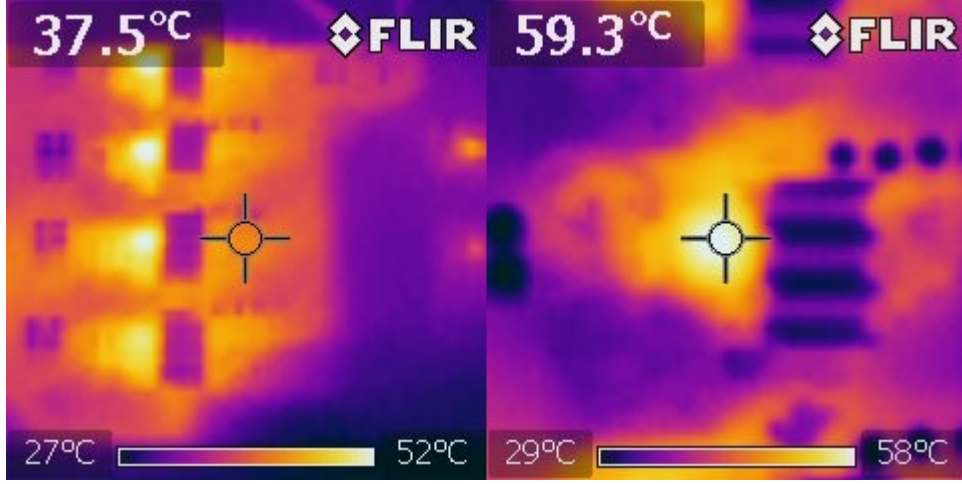
Şekil 4.15 Çıkış akımı 21A, çift faz çalışmadan üç faz çalışmaya geçiş, 120kHz



Şekil 4.16 Üç fazdan 4 faza geçiş, çıkış akımı 28A, 120kHz'den 80kHz'ye geçiş

#### 4.1.2 Termal Kamera Görüntüleri

Uygulama devresinin sıcaklık değerleri kararlı hale gelene kadar tam yükte çalıştırıldı. Bu süre sonunda termal kamera ile alınan ölçümlerde en çok ısınan bölgenin dönüştürücü fazlarındaki bobin olduğu anlaşılmıştır. Devrenin genel görüntüsü ve tek bir fazın termal kamera görüntüsü şekil 4.17'da verilmiştir. Anahtarlama elemanları alüminyum soğutucu altında kaldığı için net bir sıcaklık değeri okunamamaktadır. Ölçümleri ve görüntüleri alabilmek için Flir i3 termal kamera kullanıldı.



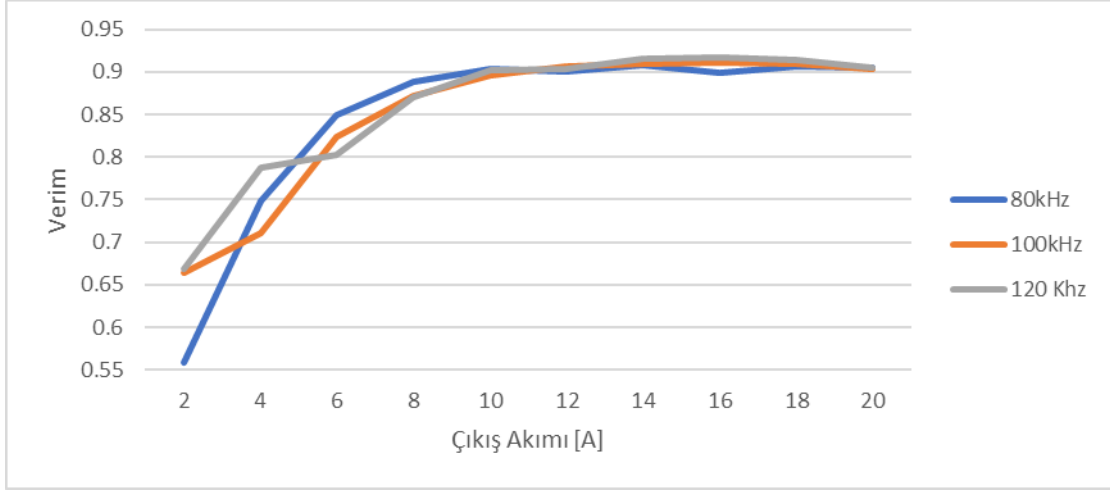
Şekil 4.17 Genel devre kartı (sol) ve ikinci fazın (sağ) termal kamera görüntüsü

## 4.2 Birincil Ölçümler

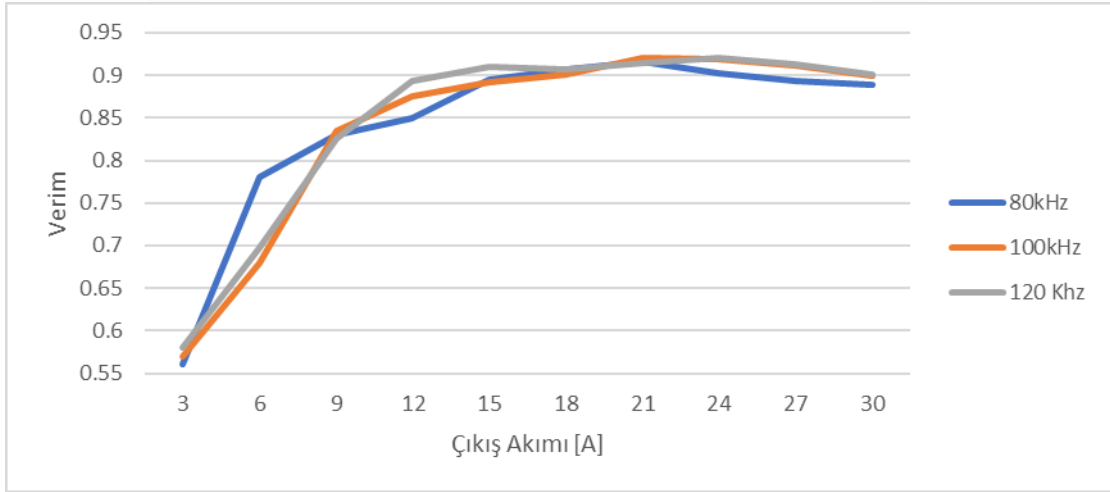
Tasarlanan devrenin limitleri dahilinde sabit çalışma modunda bütün çalışma bölgesindeki verimlilik değerleri alındı. Sabit çalışma modundaki değerlerinin grafikleri şekil 4.18, şekil 4.19, şekil 4.20 ve şekil 4.21’de verilmiştir.



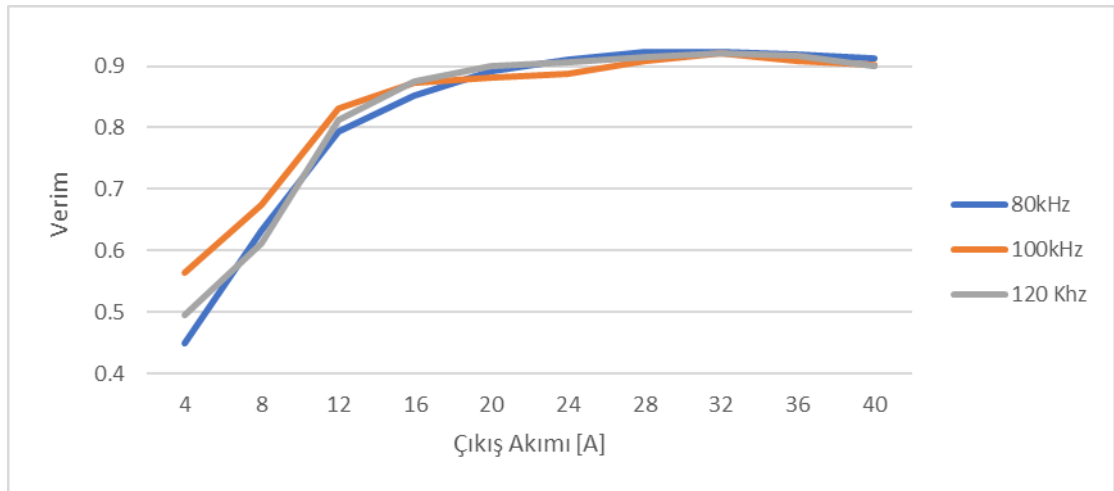
Şekil 4.18 Tek faz sabit çalışma modu verim grafiği



Şekil 4.19 İki faz sabit çalışma modu verim grafiği



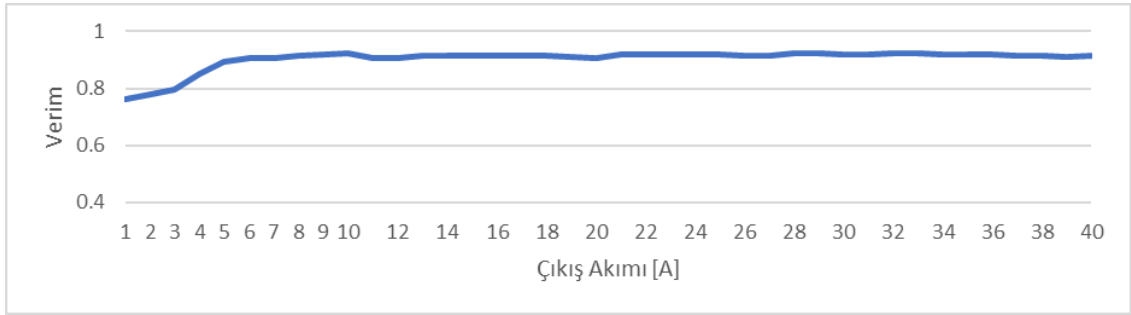
Şekil 4.20 Üç faz sabit çalışma modu verim grafiği



Şekil 4.21 Dört faz sabit çalışma modu verim grafiği

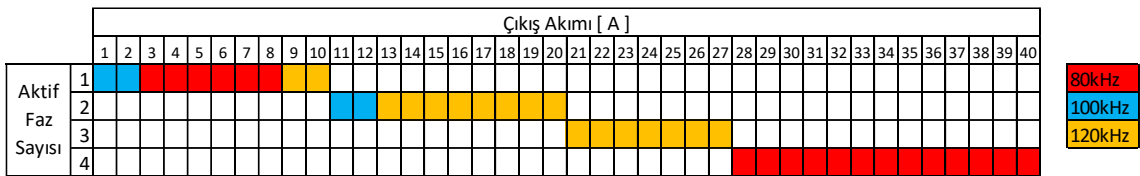
### 4.3 Ölçümlerin Değerlendirilmesi ve Sistem Optimizasyonu

Birincil ölçümlerde elde edilen veriler değerlendirilerek bütün çalışma koşullarında 0 A ila 40 A arasındaki en yüksek verimin olduğu çalışma koşulları belirlendi. Belirlenen noktalar, deneysel olarak dönüştürücü devresinin çalışabileceği en yüksek verimlilik noktalarını belirtmektedir. Bu değerlerin grafiği şekil 4.22’te verilmiştir.



Şekil 4.22 Dönüştürücü devresinin yüke bağlı maksimum verimlilik grafiği

Ayrıca en yüksek verimlilik tablosu ile birlikte, bu noktalardaki çalışma koşulları tespit edildi. Tespit edilen çalışma koşulları şekil 4.23’te görselleştirilmiştir. Şekil 4.23’te renkli olan bölgeler, istenilen çıkış akımı için en yüksek verimliliğin elde edilebilmesi için kaç adet fazın aktif ve bu fazların hangi frekanslarda çalışması gerektiğini göstermektedir.



Şekil 4.23 Dönüştürücü devresi güç aralığı ve çoklu mod çalışma koşulları

Elde edilen tablolardaki değerler mikrokontrolcü yazılıma aktarıldı ve yazılım içerisinde çoklu çalışma modu aktif edildi. Çoklu çalışma modu, bu tabloyu referans alarak dönüştürücünün çıkışındaki yük miktarına göre dönüştürücünün çalışan faz sayısını ve frekans kontrolünü aktif olarak yapar.

#### 4.4 Optimizasyon Sonrası Ölçümler

Çoklu mod ve tekli modlarda alınan bütün verimlilik değerleri karşılaştırmalı olarak bir tabloda toplandı. Hazırlanan karşılaştırma tablosu tablo 4.1’da verilmiştir. Çoklu çalışma modu, devrenin çıkışında istenilen akım için önceden belirlenen kombinasyonda çalışacaktır. Bu kombinasyon şekil 4.23’da renkli olarak gösterilen bölgelere karşılık gelmektedir. Tablo 4.1’da kalın punto ile yazılmış değerler, çoklu modun çalıştığı modu göstermektedir. Çoklu modun çalıştığı değer baz alınarak, diğer modlarda göre verim farkını göstermektedir.

**Tablo 4.1** Çoklu mod ve sabit modların verimlilik karşılaştırma tablosu

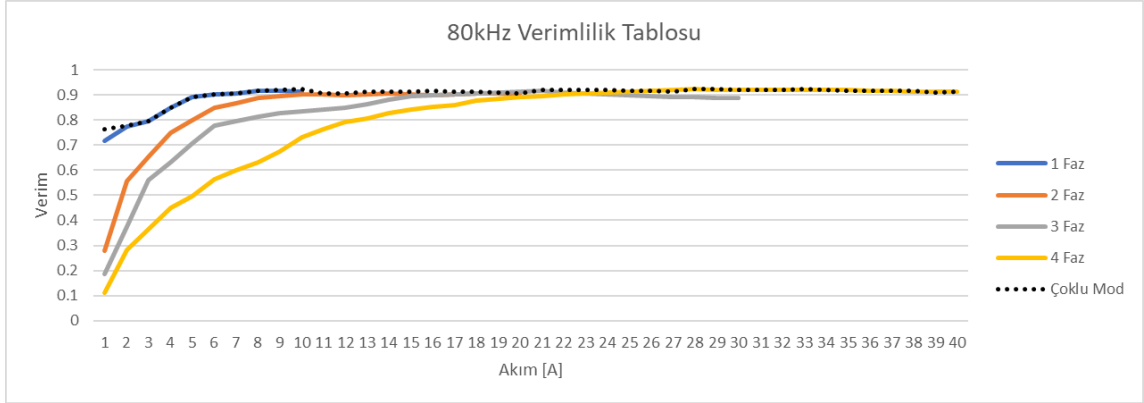
Akım [A]	1 Faz		
	80 kHz	100 kHz	120 kHz
1	4.79	<b>0.00</b>	6.24
2	0.62	<b>0.00</b>	3.24
3	<b>0.00</b>	3.77	3.38
4	<b>0.00</b>	1.51	1.64
5	<b>0.00</b>	2.03	2.39
6	<b>0.00</b>	0.70	1.00
7	<b>0.00</b>	1.26	1.47
8	<b>0.00</b>	1.25	0.22
9	0.45	2.72	<b>0.00</b>
10	0.96	1.09	<b>0.00</b>
%Verimlilik Farkı			

Akım [A]	2 Faz		
	80 kHz	100 kHz	120 kHz
2	22.07	11.61	11.16
4	10.10	13.89	6.18
6	5.49	8.03	10.26
8	2.74	4.38	4.59
10	2.16	2.83	2.28
12	0.56	<b>0.00</b>	0.23
14	0.81	0.68	<b>0.00</b>
16	1.75	0.49	<b>0.00</b>
18	0.66	0.37	<b>0.00</b>
20	0.13	0.18	<b>0.00</b>
%Verimlilik Farkı			

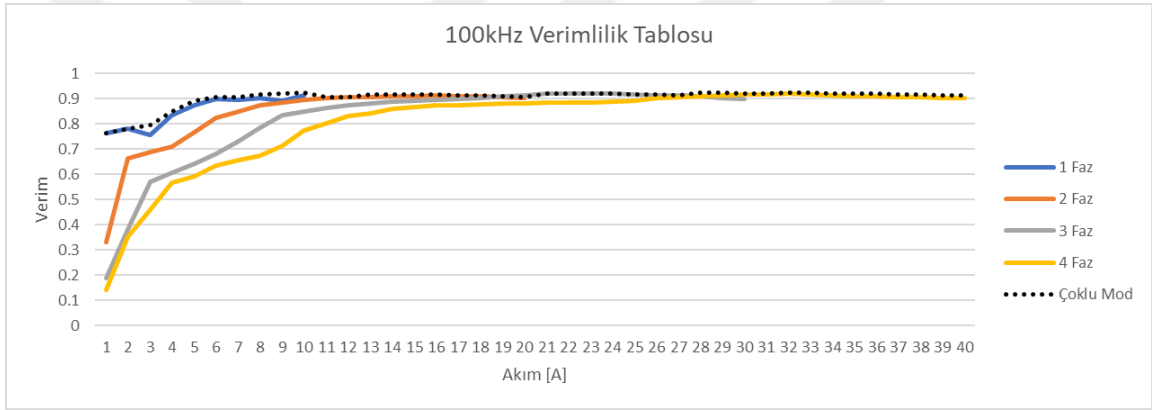
Akım [A]	3 Faz		
	80 kHz	100 kHz	120 kHz
3	23.47	22.47	21.47
6	12.46	22.46	20.66
9	9.02	8.52	9.42
12	5.61	3.11	1.31
15	2.00	2.30	0.50
18	0.65	1.25	0.65
21	0.50	0.60	<b>0.00</b>
24	1.80	0.20	<b>0.00</b>
27	2.00	0.10	<b>0.00</b>
30	3.10	2.10	1.90
%Verimlilik Farkı			

Akım [A]	4 Faz		
	80 kHz	100 kHz	120 kHz
4	39.94	28.44	35.44
8	28.31	24.11	30.41
12	11.31	7.41	9.41
16	6.45	4.35	4.25
20	1.36	2.36	0.46
24	1.00	3.40	1.40
28	<b>0.00</b>	1.40	0.80
32	<b>0.00</b>	0.20	0.10
36	<b>0.00</b>	1.10	0.30
40	<b>0.00</b>	1.00	1.20
%Verimlilik Farkı			

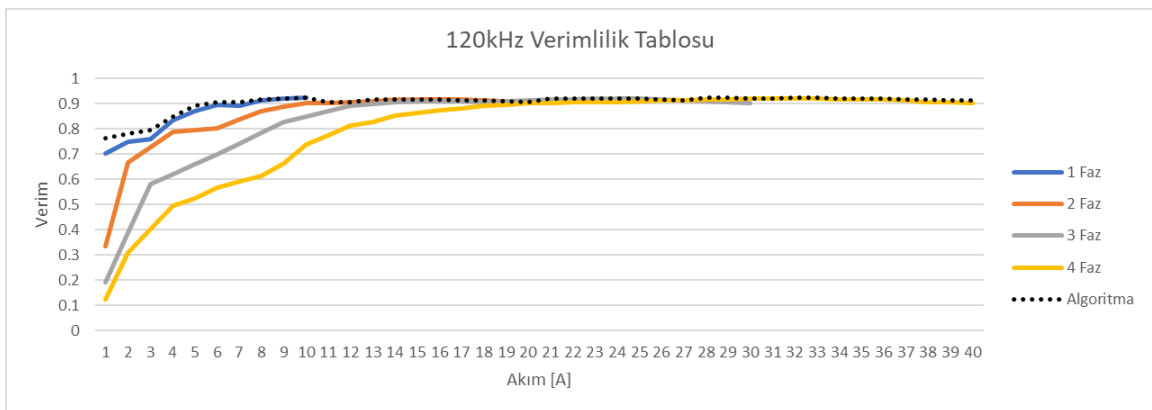
Çoklu modun kullanıldığı durumda ve sabit modlarla olan verimlilik karşılaştırması grafikleri şekil 4.24, şekil 4.25, şekil 4.26’de verilmiştir.



Şekil 4.24 80kHz sabit modlar ve çoklu mod verimlilik karşılaştırması



Şekil 4.25 100kHz sabit modlar ve çoklu mod verimlilik karşılaştırması



Şekil 4.26 120kHz sabit modlar ve çoklu mod verimlilik karşılaştırması

# 5

## SONUÇ VE ÖNERİLER

---

Bu çalışmada çok fazlı doğru akım düşürücü dönüştürücünün farklı koşullarda değişken aktif faz ve farklı anahtarlama frekansı ile çalıştırılarak devrenin genel verimliliği artırılmıştır. Önerilen algoritmanın doğruluğunu göstermek üzere devrenin farklı çalışma koşullarında verimlilikleri ölçülüp, daha sonradan algoritmanın sağladığı verimlilik farkı analiz edilmiştir. Uygulamada kullanılan devrelerin ve algoritmanın tasarımı ve hesaplamaları yapılmıştır. Hazırlanan algoritma ve çözümün sabit çalışma moduna göre devrenin genel verimliliğinin artırıldığı kanıtlanmıştır.

Birçok uygulamada kullanılan düşürücü dönüştürücü ve mikrokontrolcü birimlerini birleştirerek, uygulamalarda daha az komponent kullanarak maliyet ve devre tasarımında alan tasarrufu sağlayabilmektedir. Çok yüksek hızlı kontrol gerektirmeyen uygulamalarda basit bir mikrokontrolcü, üst düzey hız ve kontrol istenilen uygulamalarda ise programlanabilir kapı dizisi ya da üst düzey sinyal çıkış kontrollerine sahip olan mikrokontrolcüler tercih edilebilir.

Bu uygulamada hazırlanan devre batarya şarj, ısıtıcı, nokta kaynak, bilgisayar ve sunucu güç kaynağı, düşük gerilimli motor kontrol, lazer kontrol gibi devrelerde kullanılabilir. Uygulamadaki tasarım baz alınarak komponentlerin ve devre tasarımının daha yüksek ya da düşük akım ve gerilimlere göre uyarlanması ile kolaylıkla devrenin uygulanabilir alanları artırılabilir. Ayrıca mikrokontrolcü üzerinde bulunan haberleşme portları ile dönüştürücü internete bağlanılarak uzaktan kontrol sağlanabilir. Bu haberleşme portlarını kullanarak birden çok modül birbirine paralel olarak bağlanıp çok daha yüksek akımlar için 8, 12 ya da daha fazla faza sahip sistemler oluşturulabilir.

- Abe, K., Nishijima, K., Harada, K., Nakano, T., Nabeshima, T., & Sato, T., 2007. A novel multi-phase buck converter for lap-top pc. Power Conversion Conference-Nagoya, 885-891.
- Alpha & Omega Semiconductor, 2017, AON7318 Datasheet Rev. 1.0
- Chang, R. C. H., Chen, W. C., & Huang, J. K. S., 2019. A 93.4% efficiency 8-mV offset voltage constant on-time buck converter with an offset cancellation technique. IEEE transactions on circuits and systems II: express briefs, 67 (10), 2069-2073.
- Erfidan, T., & Coruh, N., 2009. Microcontroller based soft-switched buck converter. 4th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications, 1381-1385.
- Haque, M. R., Das, S., Uddin, M. R., Leon, M. S. I., & Razzak, M. A., 2020. Performance Evaluation of 1kW Asynchronous and Synchronous Buck Converter-based Solar-powered Battery Charging System for Electric Vehicles. IEEE Region 10 Symposium, 770-773.
- Haque, M. R., Eka, S. Z., Ferdous, S., & Razzak, M. A., 2021. Analysis of Loss Profile and Thermal Distribution of Heat Sink of IGBT-Based Asynchronous and Synchronous Buck Converters for EV Charging System. 5th International Conference on Electronics, Materials Engineering & Nano-Technology, 1-6.
- Huang, X., Lee, F. C., Li, Q., & Du, W., 2015. High-frequency high-efficiency GaN-based interleaved CRM bidirectional buck/boost converter with inverse coupled inductor. IEEE Transactions on Power Electronics, 31 (6), 4343-4352.
- Kim, J. H., Lim, J. G., Chung, S. K., & Song, Y. J., 2009. DSP-based digital controller for multi-phase synchronous buck converters. Journal of Power Electronics, 9(3), 410-417.
- Koran, A., LaBella, T., & Lai, J. S. 2013. High efficiency photovoltaic source simulator with fast response time for solar power conditioning systems evaluation. IEEE Transactions on Power Electronics, 29 (3), 1285-1297.
- Koutroulis, E., Kalaitzakis, K., & Voulgaris, N. C., 2001. Development of a microcontroller-based, photovoltaic maximum power point tracking control system. IEEE Transactions on power electronics, 16(1), 46-54.
- Kroics, K., 2013. Digital control of variable frequency interleaved DC-DC converter. Proceedings of the International Scientific and Practical Conference, pp. 124-129.
- Kumar, S., & Thakura, P., 2017. Microcontroller based DC-DC Cascode Buck-Boost Converter. Third International Conference on Advances in Electrical, Electronics, Information, Communication and Bio-Informatics, 289-294.

- Li, Q. M., 2003. A low-cost configurable PWM controller using programmable system-on-chip. 34th Annual Conference on Power Electronics Specialist, 3, 1169-1174.
- Morais, V., & Martins, A., 2022. Modelling, Analysis and Control of Multiphase Synchronous Buck Converters. *Journal of Electrical Systems*, 18 (1), 132-149.
- Nagaraja, H. N., Kastha, D., & Petra, A. (2010). Design principles of a symmetrically coupled inductor structure for multiphase synchronous buck converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58(3), 988-997.
- NXP Semiconductors, 2017, Developing a Camera Application with i.MX RT Series, AN12110
- NXP Semiconductors, 2021, Smart Kitchen Demo, AN13408
- Parisi, C., 2021. Multiphase Buck Design from Start to Finish (Part 1) Application Report. Texas Instruments.
- Piispanen, S., 2019. SIMPLIS efficiency model for a synchronous multiphase buck converter. *Yüksek Lisans Tezi, Tampere Üniversitesi, Finlandiya*.
- Prasad, S.A.H., Kariyappa, B. S., Nagaraj, R., & Thakur S. K., 2009. Micro Controller Based Ac Power Controller. *Wireless Sensor Network*, 2, 61-121.
- ROHM Semiconductor, 2021, Efficiency of Buck Converter, 64AN035E Rev.004
- Sanchez, J., & Canton, M. P., 2009. *Microcontroller Programming the microchip pic*, 1st edition.
- Shen, W., Renken, F., & Lascu, D., 2020. A New Multiphase ZVT-PWM Synchronous Buck Converter. *International Symposium on Electronics and Telecommunications*, 1-4.
- STMicroelectronics, 2017, L6498 Datasheet, DocID030318 Rev. 3
- STMicroelectronics, 2019, STPS2L30 Datasheet, DS1526 Rev. 8
- Stephens, K. P., 2021. Multiphase Buck Converter Implementing Gallium Nitride Semiconductors. *Bitirme Projesi Sonuç Raporu, California Politeknik Eyalet Üniversitesi, ABD*.
- Talebian, I., Alavi, P., Marzang, V., Babaei, E., & Khoshkbar-Sadigh, A., 2021. Analysis, Design, and Investigation of a Soft-Switched Buck Converter with High Efficiency. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 37 (6), 6899-6912.
- Texas Instruments, 2019. TPS56339 Datasheet, SLVSEI2A.
- Texas Instruments, 2021. LM2596 Datasheet, SNVS124F.
- Tutaev, G., Bobrov, M., Fedotov, Y., Dubov, N., & Artamonov, V., 2019. Research of IGBTs Thermal Modes in Power Converters. *International Conference on Control Systems, Mathematical Modelling, Automation and Energy Efficiency*, 478-481.
- Varghese, M., Manjunatha, A., & Snehaprabha, T., 2021. Method for improving ripple reduction during phase shedding in multiphase buck converters for SCADA systems. *Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science*, 24 (1), 29-36.

- Viswanatha V., & Venkata S. R. R., 2018. Microcontroller based bidirectional buck–boost converter for photo-voltaic power plant. *Journal of Electrical Systems and Information Technology*, 5 (3), 745-758.
- Wentzel, A., Hilt, O., Würfl, J., & Heinrich, W., 2020. A highly efficient GHz switching GaN-based synchronous buck converter module. *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, 12 (10), 945-953.
- World Energy & Climate Statistics, 2022. *World Consumption Statistics, Yearbook*.
- Yıldız, B., Gülbahçe, M. O., & Kocabaş, D. A., 2016. Nonideal Analysis and Voltage Mode Control of a Synchronous Buck Converter. *Elektrik-Elektronik-Bilgisayar Mühendisliği Sempozyumu*, 392-396.



### Makaleler

1. Altıntaş N., Yener B., 2022. Çok Fazlı Mikrodenetleyici Tabanlı Senkron Düşürücü Dönüştürücüde Çalışma Modlarının Verime Etkisinin İncelenmesi, Mühendislik Bilimleri ve Tasarım Dergisi

