

**T.C.
İNÖNÜ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**DÜŞÜRÜCÜ TİP DA-DA KONVERTÖRÜN MODELLENMESİ, TASARIMI VE
KONTROLÜ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Hasan SUCU

Elektrik Elektronik Mühendisliği

Tez Danışmanı: Dr. Öğr. Üyesi Taner GÖKTAŞ

TEMMUZ 2021

**T.C
İNÖNÜ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**DÜŞÜRÜCÜ TİP DA-DA KONVERTÖRÜN MODELLENMESİ, TASARIMI VE
KONTROLÜ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

**Hasan SUCU
(36183615014)**

Elektrik Elektronik Mühendisliği

Tez Danışmanı: Dr. Öğr. Üyesi Taner GÖKTAŞ

TEMMUZ 2021

TEŞEKKÜR VE ÖNSÖZ

Tez çalıőmam boyunca bilgi, birikim ve ilminden her zaman faydalandığım, çalıőmalarımın her safhasında desteğini, yardım ve önerilerini benden eksik etmeyen, büyük fedakârlık gösteren değerli danışman hocam sayın Dr. Öğretim Üyesi Taner GÖKTAŞ'a en içten teőekkürlerimi sunarım.

Tez çalıőmam boyunca bana her türlü desteği sunan, beni değerli bilgileriyle yönlendiren sayın Prof. Dr. Müslüm ARKAN' a teőekkürü bir borç bilirim.

Bugünlere gelmemde büyük pay sahibi olan, hayatımın her evresinde maddi ve manevi olarak beni destekleyen ayrıca tez çalıőmam boyunca bana her zaman destek olup cesaretlendiren, anlayıő ve sabır gösteren aileme en içten teőekkürlerimi sunarım.



ONUR SÖZÜ

Yüksek lisans tezi olarak sunduğum “Düşürücü Tip DA-DA Konvertörün Modellenmesi, Tasarımı ve Kontrolü” başlıklı bu çalışmanın bilimsel ahlak ve geleneklere aykırı düşecek bir yardıma başvurmaksızın tarafımdan yazıldığına ve yararlandığım bütün kaynakların hem metin içinde hem de kaynakçada yöntemine uygun biçimde gösterilenlerden oluştuğunu belirtir, bunu onurumla doğrularım.

Hasan SUCU



İÇİNDEKİLER

TEŞEKKÜR VE ÖNSÖZ	i
ONUR SÖZÜ	ii
İÇİNDEKİLER.....	iii
ÇİZELGELER DİZİNİ.....	v
ŞEKİLLER DİZİNİ.....	vi
SEMBOLLER VE KISALTMALAR	viii
ÖZET	ix
ABSTRACT	x
1. GİRİŞ	1
1.1 Genel Bakış	1
1.2 Tezin Amacı	3
1.3 Tez İçeriği	4
1.4 Litaretür Özeti	4
2. DA-DA KONVERTÖRLER	9
2.1 Doğrusal Güç Kaynakları.....	9
2.2 Anahtarlama Modlu Güç Kaynakları	11
2.3 Da-da Konvertörlerde Kullanılan Anahtarlar.....	14
3. DA-DA DÜŞÜRÜCÜ TİP KONVERTÖRÜN ANALİZİ VE TASARIM PARAMETRELERİNİN BELİRLENMESİ.....	21
3.1 Da-da Düşürücü Tip Konvertörler	21
3.2 Düşürücü Tip Konvertörün Analizi	23
3.3 Tasarım Parametrelerinin Belirlenmesi.....	28
3.4 Da-da Düşürücü Tip Konvertörün Gerilim Mod Kontrolü	30
3.5 Benzetim Modeli	32
3.6 Güç Kaybı Hesabı	39
3.6.1 İndüktör kayıpları.....	39
3.6.2 Mosfet kayıpları	40
3.6.3 Diyot kayıpları	43
3.6.4 Giriş ve çıkış kondansatör kayıpları	43
4. DA-DA DÜŞÜRÜCÜ TİP KONVERTÖRÜN DENEYSEL OLARAK GERÇEKLEŞTİRİLMESİ.....	45
4.1 Devre Elemanlarının Özellikleri ve Seçimi	45
4.1.1 İndüktör.....	45
4.1.2 Giriş kondansatörü	48
4.1.3 Çıkış kondansatörü.....	53
4.1.4 Diyot	54
4.1.5 Mosfet	55
4.1.6 Kapı sürücü	56
4.2 PCB-Kart Tasarımı.....	61
5. DENEYSEL SONUÇLAR	71
5.1 Deneysel Devre Düzenegi.....	71
5.1.1 TMS320F28379D evaluation board.....	72
5.1.2 Code composer studio	73
5.2 Ölçüm Sonuçları.....	74
5.2.1 Açık çevrim çalışma durumu için ölçüm sonuçları	76
5.2.2 Kapalı çevrim çalışma durumu için ölçüm sonuçları.....	84
5.3 Isıl Analiz	92
6. SONUÇLAR ve ÖNERİLER.....	93
KAYNAKLAR.....	95



ÇİZELGELER DİZİNİ

Çizelge 3.1 : Düşürücü konvertör devre parametreleri.	29
Çizelge 3.2 : Devre elemanlarının değerleri.	30
Çizelge 3.3 : Farklı K_p ve K_i değerleri için yükselme zamanı ve yukarı aşım değerleri.	38
Çizelge 3.4 : Düşürücü konvertör güç kayıpları.	44
Çizelge 4.1 : Q_G , I_{HBS} ve I_{HB} değerleri.	60
Çizelge 4.2 : V_{DD} , V_F ve V_{HBR} değerleri.	60
Çizelge 5.1: Konvertör giriş ve çıkış akım, gerilim değerleri.	74
Çizelge 5.2 : Konvertör güç ve verim değerleri.	75

ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 1.1 : Da-da düşürücü konvertör kullanım alanları.	2
Şekil 2.1 : Doğrusal güç kaynağı devre şeması.	9
Şekil 2.2 : Transistör özgeçirileri ($i-v$ karakteristiği).	10
Şekil 2.3 : Darbe genişlik modülasyonu dalga şekilleri.	12
Şekil 2.4 : Basit anahtarlama modlu güç kaynağı.	13
Şekil 2.5 : Anahtarlama modlu güç kaynağı dalga şekilleri.	13
Şekil 2.6 : Mosfet modeli.	15
Şekil 2.7 : Mosfetin iletme geçme anahtarlama dalga şekilleri ve süreleri.	16
Şekil 2.8 : İletime geçme akım akışı. [41]	18
Şekil 2.9 : Mosfetin kesime gitme anahtarlama dalga şekilleri ve süreleri.	19
Şekil 2.10 : Kesime gitme akım akışı.	20
Şekil 3.1 : Da-da düşürücü konvertör temel devre şeması.	21
Şekil 3.2 : Düşürücü tip konvertör indüktör akım dalga şekilleri.	22
Şekil 3.3 : Düşürücü (buck) konvertör temel devre şeması.	23
Şekil 3.4 : Düşürücü konvertör analiz grafikleri. [41]	24
Şekil 3.5 : Dijital kontrollü gerilim mod düşürücü tip konvertör blok diyagramı.	31
Şekil 3.6 : Düşürücü konvertör açık çevrim benzetim modeli.	33
Şekil 3.7 : Açık çevrim giriş ve çıkış gerilimi dalga şekilleri.	33
Şekil 3.8 : Açık çevrim giriş akımı dalga şekli.	34
Şekil 3.9 : Açık çevrim indüktör gerilimi dalga şekli.	34
Şekil 3.10 : Açık çevrim indüktör akımı dalga şekli.	34
Şekil 3.11 : Açık çevrim kondansatör akımı dalga şekli.	35
Şekil 3.12 : Açık çevrim kondansatör dalgalanma gerilimi dalga şekli.	35
Şekil 3.13 : Açık çevrim çıkış akım dalga şekli.	35
Şekil 3.14 : Düşürücü konvertör kapalı çevrim benzetim modeli.	36
Şekil 3.15 : Kapalı çevrim indüktör gerilimi dalga şekli.	37
Şekil 3.16 : Kapalı çevrim indüktör akım dalga şekli.	37
Şekil 3.17 : Kapalı çevrim çıkış gerilimi dalga şekli.	38
Şekil 4.1 : Kondansatörün seri eşdeğer devre modeli.	49
Şekil 4.2 : Kondansatör indüktans frekans ilişkisi.	50
Şekil 4.3 : Sürüklenme sürücü devresi.	57
Şekil 4.4 : PCB-kart blok diyagramı.	61
Şekil 4.5 : Kapı sürücü devresi.	62
Şekil 4.6 : 48V-12V gerilim düşürücü devre.	62
Şekil 4.7 : Sinyal şartlandırıcı devre.	63
Şekil 4.8 : 12V-3.3V Gerilim düşürücü devre.	64
Şekil 4.9 : Tasarlanan düşürücü tip konvertörün PCB görünümü.	67
Şekil 4.10 : Düşürücü konvertör hacim dağılımı.	67
Şekil 4.11 : Düşürücü konvertör devre şeması.	68
Şekil 4.12 : Düşürücü konvertör PCB düzeni(üst katman).	69
Şekil 4.13 : Düşürücü konvertör PCB düzeni(alt katman).	70
Şekil 5.1 : Deneysel devre düzeneği.	71
Şekil 5.2 : LAUNCHXL-F28379D kartı.	72
Şekil 5.3 : Code composer studio(CCS) ekran görüntüsü.	73
Şekil 5.4 : Farklı giriş gerilimleri ve yükler için verim grafiği.	75
Şekil 5.5 : $V_i=24V$ ve $R=10\Omega$ için DGM -indüktans akım ölçüm sonuçları.	76
Şekil 5.6 : $V_i=24V$ ve $R=15\Omega$ için DGM -indüktans akım ölçüm sonuçları.	76
Şekil 5.7 : $V_i=24V$ ve $R=20\Omega$ için DGM -indüktans akım ölçüm sonuçları.	77

Şekil 5.8 : $V_i=24V$ ve $R=25\Omega$ için <i>DGM</i> -indüktans akım ölçüm sonuçları.....	77
Şekil 5.9 : $V_i=24V$ ve $R=10\Omega$ için <i>DGM</i> -çıkış gerilim dalgalanması ölçüm sonuçları.	78
Şekil 5.10 : $V_i=24V$ ve $R=15\Omega$ için <i>DGM</i> -çıkış gerilim dalgalanması ölçüm sonuçları. ...	78
Şekil 5.11 : $V_i=24V$ ve $R=20\Omega$ için <i>DGM</i> -çıkış gerilim dalgalanması ölçüm sonuçları. ...	79
Şekil 5.12 : $V_i=24V$ ve $R=25\Omega$ için <i>DGM</i> -çıkış gerilim dalgalanması ölçüm sonuçları. ...	79
Şekil 5.13 : $V_i=48V$ ve $R=10\Omega$ için <i>DGM</i> -indüktans akım ölçüm sonuçları.....	80
Şekil 5.14 : $V_i=48V$ ve $R=15\Omega$ için <i>DGM</i> -indüktans akım ölçüm sonuçları.....	80
Şekil 5.15 : $V_i=48V$ ve $R=20\Omega$ için <i>DGM</i> -indüktans akım ölçüm sonuçları.....	81
Şekil 5.16 : $V_i=48V$ ve $R=25\Omega$ için <i>DGM</i> -indüktans akım ölçüm sonuçları.....	81
Şekil 5.17 : $V_i=48V$ ve $R=10\Omega$ için <i>DGM</i> -çıkış gerilim dalgalanması ölçüm sonuçları. ...	82
Şekil 5.18 : $V_i=48V$ ve $R=15\Omega$ için <i>DGM</i> -çıkış gerilim dalgalanması ölçüm sonuçları. ...	82
Şekil 5.19 : $V_i=48V$ ve $R=20\Omega$ için <i>DGM</i> -çıkış gerilim dalgalanması ölçüm sonuçları. ...	83
Şekil 5.20 : $V_i=48V$ ve $R=25\Omega$ için <i>DGM</i> -çıkış gerilim dalgalanması ölçüm sonuçları. ...	83
Şekil 5.21 : $V_i=24V$ ve $R=10\Omega$ için <i>DGM</i> -indüktans akım ölçüm sonuçları.....	84
Şekil 5.22 : $V_i=24V$ ve $R=15\Omega$ için <i>DGM</i> -indüktans akım ölçüm sonuçları.....	84
Şekil 5.23 : $V_i=24V$ ve $R=20\Omega$ için <i>DGM</i> -indüktans akım ölçüm sonuçları.....	85
Şekil 5.24 : $V_i=24V$ ve $R=25\Omega$ için <i>DGM</i> -indüktans akım ölçüm sonuçları.....	85
Şekil 5.25 : $V_i=24V$ ve $R=10\Omega$ için <i>DGM</i> -çıkış gerilim dalgalanması ölçüm sonuçları. ...	86
Şekil 5.26 : $V_i=24V$ ve $R=15\Omega$ için <i>DGM</i> -çıkış gerilim dalgalanması ölçüm sonuçları. ...	86
Şekil 5.27 : $V_i=24V$ ve $R=20\Omega$ için <i>DGM</i> -çıkış gerilim dalgalanması ölçüm sonuçları. ...	87
Şekil 5.28 : $V_i=24V$ ve $R=25\Omega$ için <i>DGM</i> -çıkış gerilim dalgalanması ölçüm sonuçları. ...	87
Şekil 5.29 : $V_i=48V$ ve $R=10\Omega$ için <i>DGM</i> -indüktans akım ölçüm sonuçları.....	88
Şekil 5.30 : $V_i=48V$ ve $R=15\Omega$ için <i>DGM</i> -indüktans akım ölçüm sonuçları.....	88
Şekil 5.31 : $V_i=48V$ ve $R=20\Omega$ için <i>DGM</i> -indüktans akım ölçüm sonuçları.....	89
Şekil 5.32 : $V_i=48V$ ve $R=25\Omega$ için <i>DGM</i> -indüktans akım ölçüm sonuçları.....	89
Şekil 5.33 : $V_i=48V$ ve $R=10\Omega$ için <i>DGM</i> -çıkış gerilim dalgalanması ölçüm sonuçları. ...	90
Şekil 5.34 : $V_i=48V$ ve $R=15\Omega$ için <i>DGM</i> -çıkış gerilim dalgalanması ölçüm sonuçları. ...	90
Şekil 5.35 : $V_i=48V$ ve $R=20\Omega$ için <i>DGM</i> -çıkış gerilim dalgalanması ölçüm sonuçları. ...	91
Şekil 5.36 : $V_i=48V$ ve $R=25\Omega$ için <i>DGM</i> -çıkış gerilim dalgalanması ölçüm sonuçları. ...	91
Şekil 5.37 : Konvertör termal görüntüsü.....	92

SEMBOLLER VE KISALTMALAR

D	: Görev periyodu (Duty cycle)
RMS	: Etkin değer (Root mean square)
C	: Kapasitans (Capacitance)
DSP	: Sayısal işaret işleyici (Digital signal processor)
Mosfet	: Metal oksit yarı iletken alan etkili tranzistör (Metal oxide semiconductor field effect transistor)
X_c	: Kapasitif reaktans
PI	: Oransal integral (Proportional integral)
PID	: Oransal integral türev (Proportional integral derivative)
ADC	: Analog sayısal çevirici (Analog to digital converter)
EMI	: Elektromanyetik girişim (Electromagnetic interference)
ESR	: Eşdeğer seri direnç (Equivalent series resistance)
ESL	: Eşdeğer seri indüktans
DCM	: Süreksiz akım modu (Discontinuous conduction mode)
CCM	: Sürekli akım modu (Continuous conduction mode)
DCR	: Doğru akım direnci (Direct current resistance)
DGM	: Darbe genişlik modülasyonu (Pulse width modulation)
DFM	: Darbe frekans modülasyonu (Pulse frequency modulation)

ÖZET

Yüksek Lisans Tezi

DÜŞÜRÜCÜ TİP DA-DA KONVERTÖRÜN MODELLENMESİ, TASARIMI VE KONTROLÜ

HASAN SUCU

İnönü Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektrik Makinaları Anabilim Dalı

101+ X sayfa

2021

Danışman: Dr. Öğr. Üyesi Taner GÖKTAŞ

Yenilenebilir enerji kaynakları ve batarya teknolojisindeki gelişmelerle birlikte doğru akıma dayalı enerji sistemlerinin sanayide ve tüketici elektroniğinde kullanımı her geçen gün artmaktadır. Özellikle tüketici elektroniği gibi düşük güçlü sistemlerde şebekeden çekilen alternatif akımın verimli bir şekilde doğru akıma dönüştürülmesi oldukça önem arz etmektedir. Böylesi sistemlerde alternatif gerilimler basit bir doğrultucu yardımıyla doğrultularak doğru gerilime dönüştürülmekte ve elde edilen gerilimler tüketicinin ve sanayinin kullanım alanına bağlı olarak doğru akım (da-da) konvertörler yardımıyla farklı bir doğru gerilim seviyesine dönüştürülmektedir. Bu dönüşüm devrelerinden biri olan düşürücü tip (buck) da-da konvertörler motor sürücü uygulamaları, led lamba sürücüleri, elektrikli araç şarj istasyonları gibi birçok alanda kullanılmaktadır.

Bu çalışmada, düşük güçlü, yüksek verimli basit bir da kaynaktan beslenebilecek $48 V_{dc}$ giriş gerilimine ve $12 V_{dc}$ çıkış gerilimine sahip yaklaşık $10W$ 'lık dijital PI kontrollü düşürücü tip konvertörün analizi yapılmış, tasarımı deneysel olarak gerçekleştirilmiştir. Konvertörün analizi yapılırken çıkış gerilim dalgalanması ve indüktans akım dalgalanması gibi önemli tasarım parametreleri göz önünde bulundurulmuştur. Belirlenen tasarım parametrelerine göre güç katı devre elemanlarının değerleri hesaplanmıştır. Aynı zamanda *MATLAB @ Simulink* benzetimi farklı yükler altında yapılarak devrenin çıkış parametreleri gözlenmiştir. Daha sonra devre elemanları seçim kriterlerinden bahsedilmiş ve hesaplanan değerlere göre devre elemanları seçilmiştir. Altium Designer programı kullanılarak baskı devre kartı (PCB) tasarımı yapılmıştır. *TMS320F28379D DSP* kullanılarak devrenin gerilim mod kontrolü farklı yükler altında gerçekleştirilmiştir. Deneysel devre düzeneği kurularak farklı giriş gerilimi ve çıkış yükü değerleri için devrenin verimliliği gözlemlenmiştir.

Anahtar Kelimeler: Düşürücü konvertör, *TMS320F28379D*, PI kontrol, dijital kontrol.

ABSTRACT

Master Thesis

MODELING, DESIGN AND CONTROL OF DC-DC BUCK CONVERTER

Hasan SUCU

Inonu University
Graduate School of Nature and Applied Sciences
Department of Electrical-Electronics Engineering

101+ X sayfa

2021

Supervisor: Dr. Öğr. Üyesi Taner GÖKTAŞ

With the developments in renewable energy sources and battery technology, the use of dc current-based energy systems in industry and consumer electronics is increasing day by day. Especially in low power systems such as consumer electronics, it is very important to efficiently convert the ac current taken from the grid to dc current. In such systems, the ac voltages are rectified with the help of a simple rectifier and converted to the dc voltage and the dc voltages obtained are converted to a different dc voltage level with the help of dc-dc converters depending on the usage area of the consumer and the industry. Buck converters, one of these conversion circuits, are used in many areas such as motor driver applications, led lamp drivers, electric vehicle charging stations.

In this study, a digital *PI* controlled buck converter of approximately 10W with $48V_{dc}$ input voltage and $12V_{dc}$ output voltage that can be fed from a low-power, high-efficiency simple dc source are analyzed and its design are experimentally carried out. While analyzing the converter, important design parameters such as output voltage ripple and inductance current ripple are taken into consideration. The values of the power stage elements are calculated according to the determined design parameters. At the same time, the *MATLAB @ Simulink* simulation are performed under different loads and the output parameters of the circuit are observed. Circuit element selection criteria are mentioned and circuit elements are selected according to calculated values. A printed circuit board (*PCB*) are designed using the Altium Designer program. Using *TMS320F28379D DSP*, the voltage mode control of the circuit are carried out under different loads. The efficiency of the circuit are observed for different input voltage and output load values by establishing an experimental circuit setup.

Keywords: Buck Converter, *TMS320F28379D*, *PI* control, digital control.

1. GİRİŞ

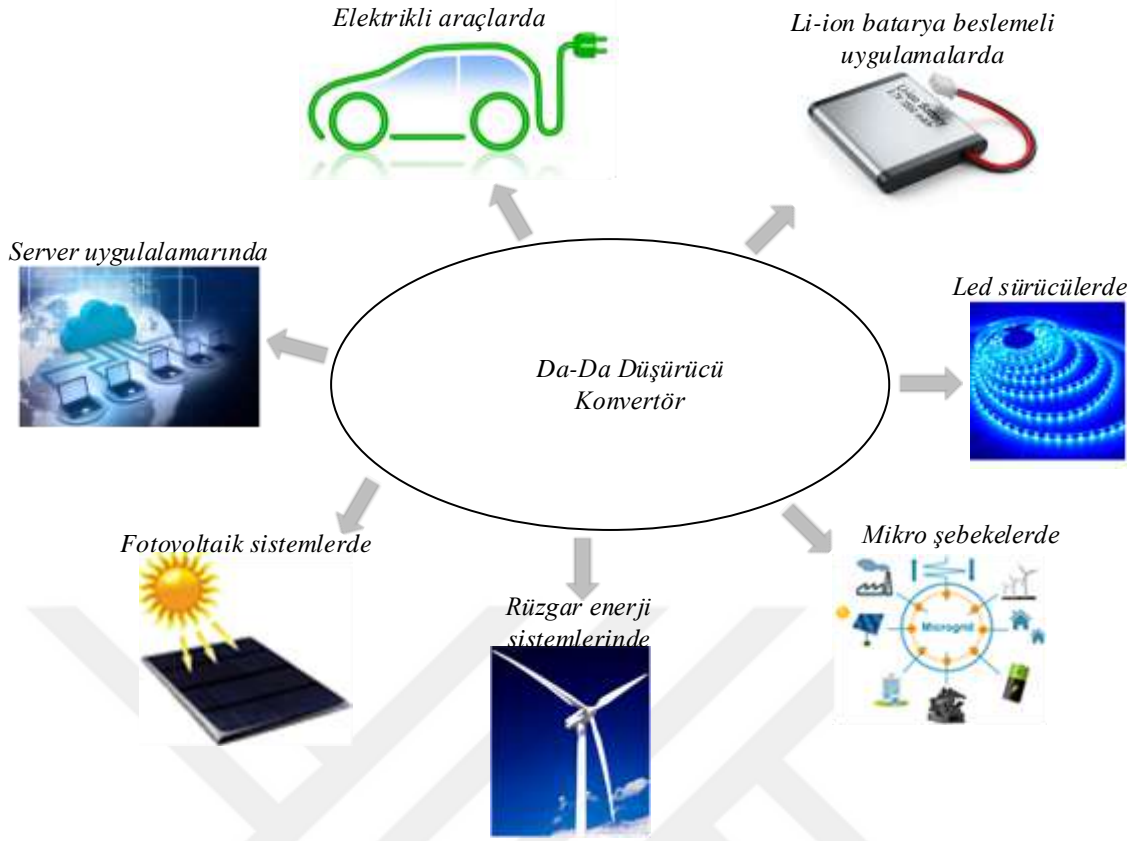
1.1 Genel Bakış

Teknolojideki hızlı gelişmelere paralel olarak günümüzde enerjinin kullanımı, tüketilmesi ve iletilmesi gibi birçok alanda önemli gelişmeler olmaktadır. Bunun yanısıra enerjinin, tüketicinin ve sanayinin kullanabileceği bir seviyeye dönüştürülmesi için yüksek verimli kompakt cihazlar tasarlanmaktadır. Bu cihazlar enerji dönüşümü yapabilen genellikle kompakt bir yapıda olup farklı çıkış gerilim seviyelerine sahiptirler. Kullanılan gerilim türüne göre alternatif gerilim ve doğru gerilim dönüşümü için farklı topolojiler kullanılmaktadır.

Yenilenebilir enerji kaynaklarının yaygınlaşmasıyla akıllı ev sistemleri ve mikrogrid şebekelerin gelecekte yaşantımızda daha çok yer alacağı açıktır. Bütün bunların yanısıra batarya teknolojisindeki gelişmelerle birlikte elektrikli araçların ve taşınabilir cihazların sayısı da gün geçtikçe artmaktadır. Doğru gerilim kullanımının her gün biraz daha artacağı, günümüzde olduğu gibi gelecekte de yaşantımızın vazgeçilmez bir unsuru olacağı öngörülmektedir.

Enerji dönüşümü için güç elektroniği devreleri yıllardan beri kullanılmakta ancak dünyada sürekli büyüyen enerji ihtiyacı, daha verimli ve kontrol edilebilir güç elektroniği devreleri tasarlanmasını ve teknolojik gelişmelerin kullanıcılara sunulmasını zorunlu hale getirmiştir. Artan talebini karşılamak, taşınabilir sistemlerde pil ömrünü uzatmak, güç kayıplarını azaltarak batarya kapasite gereksinimini azaltmak ve elektromanyetik girişim gürültü (EMI) yayımını azaltmak için düşük maliyetli, kaliteli, güvenilir, ayarlanabilir ve verimli bir doğru gerilim güç dönüşümüne ihtiyaç vardır.

Güç kaynağı verimliliği gereksinimlerini belirlemek için çeşitli mevzuatlar oluşturulmuştur. İlk zorunlu standart Kaliforniya Enerji Komisyonu (CEC) tarafından 2004'te uygulamaya konulmuştur. 1 Nisan 2020'de Avrupa Birliği Ecodesign 2019/1872 yönetmeliği yürürlüğe girmiştir. Bu yönetmelik enerji verimliliği gereksinimlerini belirtmekte ve güç kaynağı isim plakasında bir ondalık hassasiyetle çıkış gücü, çıkış gerilimi ve çıkış akımı bilgilerini içermektedir.



Şekil 1.1 : Da-da düşürücü konvertör kullanım alanları.

zorunluluğu getirmektedir. Bu yönetmeliğe göre verimlilik gereksinimi 1W gücünde yaklaşık %67 iken 49W gücünde yaklaşık %88'dir. 10W gücündeki verimlilik standardı yaklaşık olarak %82'dir [1].

Güç elektroniği dönüştürücüleri, temel olarak yarı iletken anahtarların belli bir frekansta anahtarlama hızına dayalıdır. Yarı iletken teknolojisinin gelişmesiyle güç elektroniği elemanlarının taşıyabilecekleri güç, anahtarlama hızları ve verimlilikleri önemli ölçüde artmaktadır. Mikrodenetleyici (DSP) teknolojisindeki ve kontrol algoritmalarındaki ilerlemeler ise güç elektroniği kontrol tekniklerinin geliştirilmesinde çok büyük etkiye sahiptir. Gelişen kontrol teknikleri sayesinde güç elektroniği devreleri daha etkin ve verimli kullanılabilir hale gelmiştir.

Da-da düşürücü konvertörler güç elektroniği uygulamalarında, doğru gerilim dönüşümü için yaygın olarak kullanılan devrelerden biridir. Bu tip konvertörler genellikle motor sürücü uygulamalarında [2], elektrikli araç şarj istasyonlarında [3], li-on batarya beslemeli uygulamalarda [4], led lamba sürücü uygulamalarında [5], da mikro şebeke uygulamalarında [6], rüzgar enerji sistemlerinde [7], fotovoltaik sistemlerde [8], sunucu (server) uygulamalarında [9] kullanılmaktadır (Bakınız Şekil 1.1). Da-da düşürücü konvertör

kullanım alanları Şekil 1.1’de görülmektedir. Verimlerinin yüksek olması, performanslarına göre fiyatlarının düşük olması önemli avantajlarındandır. Teknolojik gelişmelerle paralel olarak düşürücü konvertörlerin özelliklerinin iyileştirilmesi için yeni düşürücü konvertör tasarımlarının yapılması önem arz etmektedir.

1.2 Tezin Amacı

Literatürde da-da düşürücü tip konvertörün tasarımı üzerine birçok çalışma bulunmaktadır. Çalışmalar incelendiğinde da-da konvertörlerin verimlilik, boyut, maliyet, ve düşük dalgalanmalı sabit çıkış gerilimi özelliklerinin iyileştirilmesi için çalışmaların devam ettiği görülmektedir. Bu tezde verimlilik, boyut, maliyet, güvenilirlik, düşük dalgalanmalı sabit çıkış gerilimi gibi özellikler arasında iyi bir denge sağlanarak en uygun tasarımın oluşturulmasına çalışılacaktır. Tasarım verileri kullanılarak ihtiyaca göre farklı değerlerde en uygun konvertörün tasarımının yapılması kolaylaşacaktır.

Bu tezin ana amacı; düşük güçlü düşürücü tip da-da konvertörün modellenmesi, tasarımı ve kontrolüdür. Bu kapsamda $48V_{dc}$ giriş ve $12V_{dc}$ çıkış gerilimine sahip yaklaşık 10 Watt ’lık mikrodenetleyici tabanlı PI kontrollü düşürücü tip da-da konvertörün analizi, tasarım parametrelerinin seçimi, benzetimi, deneysel gerçekleştirilmesi ve kontrolü gerçekleştirilmiştir. Bu kapsamda;

- Sürekli akım modu, çalışma modu olarak belirlenmiş ve frekans değişikliklerindeki filtreleme zorlukları göz önünde bulundurularak darbe genişlik modülasyonlu (DGM) kontrol tekniği kullanılmasına karar verilmiştir.
- Da-da düşürücü tip konvertörün çalışma prensibi, teorik analizi ve çalışma modları detaylı bir şekilde sunulmuştur.
- Tasarlanan konvertörün $MATLAB@Simulink$ ortamında benzetimi yapılmış ve benzetim sonuçlarının tasarım parametrelerine uyumluluğu kontrol edilmiştir. Tasarlanan dönüştürücünün çıkış geriliminin kontrolünde, geri beslemeli sistemlerde yaygın olarak kullanılan Oransal-Integral (PI) kontrol yöntemi kullanılmıştır. Kontrol sisteminin geri beslemesinde, gerilim mod yöntemi kullanılmıştır.
- Elemanların ideal olmayan özellikleri, kayıplar, kontrolör tasarımı gibi özellikler incelenmiş ve malzeme seçimi ayrıntılı olarak açıklanmıştır. Altium Designer programından yararlanılarak konvertör PCB -kart tasarımı gerçekleştirilmiş ve tasarlanan konvertör deneysel olarak laboratuvar ortamında test edilmiştir.

- Deneysel devre düzeneği kurularak farklı giriş gerilimlerinde ve farklı çıkış yüklerinde, ayrıca açık çevrim ve kapalı çevrim kontrolde konvertör performansı incelenmiştir.

1.3 Tez İçeriği

Bu tez çalışması altı ana bölümden oluşmaktadır.

Bölüm 1’de genel bir bakış sunulmuş düşürücü konvertörün kullanım alanları hakkında bilgi verilmiştir. Tezin amacı açıklanmış ve tez içeriği hakkında bilgi verilmiştir. Tez konusunda yapılan çalışmalar incelenmiş ve tezin literatürdeki yeri açıklanmıştır.

Bölüm 2’de doğrusal güç kaynakları ve anahtarlama modlu güç kaynaklarının basit devre yapıları incelenmiştir. Avantajları ve dezavantajları açıklanmıştır. Da-da konvertörlerde kullanılan anahtarlar hakkında bilgi verilmiş ve bu tezde kullanılan yarı iletken MOSFET anahtarların anahtarlama karakteristikleri detaylı olarak incelenmiştir.

Bölüm 3’te düşürücü tip da-da konvertörün analizi yapılmış ve devre elemanlarının değerleri hesaplanmıştır. Kapalı çevrim konvertörün genel yapısından bahsedilmiştir. Hesaplanan devre elemanları değerleri kullanılarak tasarımı yapılacak devrenin açık ve kapalı çevrim çalışma modları için benzetimi yapılmıştır. Deneysel gerçekleştirilmeden önce tasarımın doğruluğu test edilmiştir. Ayrıca güç hesabı yapılarak devrenin verimliliği doğrulanmıştır.

Bölüm 4’te düşürücü tip konvertörde kullanılan devre elemanlarının özellikleri ve seçim kriterleri açıklanmış ve devre elemanlarının seçimi gerçekleştirilmiştir. Kapı sürücü devresinin tasarımı yapılmıştır. PCB-kart tasarımı yapılarak devre deneysel olarak gerçekleştirilmiştir.

Bölüm 5’te deneysel devre düzeneği oluşturulmuş ve deneysel devre düzeneği hakkında bilgi sunulmuştur. Farklı giriş gerilimleri ve farklı yük değerlerinde elde edilen ölçüm sonuçları verilmiştir. Devrenin ısıl analizi ve verimlilik hesabı yapılarak tasarımın doğruluğu kanıtlanmıştır.

Bölüm 6’da tezin sonuçları ve teze ilişkin öneriler sunulmuştur.

1.4 Litaretür Özeti

Güç elektroniği devrelerinin tasarımı ve verimliliklerinin artırılması çalışmaları 1950’li yıllardan beri devam etmektedir. 1950’li yıllarda anahtarlama transistörünün icat edilmesiyle transistör devreleri tasarlanmaya başlamış [10] ve 1960’lı yıllarda transistörlü devrelerin

tasarımı üzerine çalışmalar devam etmiştir [11]. Roberge and Bosco 1966 yılında yüksek çıkış gücünde ve yüksek verimde regüleli çıkış gerilimi elde etmek için değişken frekans kontrolü kullanan flyback dc-dc konvertör-regülatörlerini tanımlamışlardır. Geniş çalışma aralığında giriş gerilimi için çıkış gücünü sürdürmek amacıyla darbe genişliğini ayarlamışlardır. Yüksek verimli da-da konvertör tasarlayarak tasarlanan devrenin geniş çıkış gücü aralığında %85'e yakın verimliliğe sahip olduğunu belirtmişlerdir [12].

Günümüzde de enerjinin verimli kullanılması, taşınabilir cihazların pil ömrünün uzatılması gibi nedenlerle, da giriş gerilimini görev periyodu oranında azaltan güç elektroniği devrelerinden biri olan da-da düşürücü tip konvertörlerin tasarımlarının ve kontrol devrelerinin iyileştirilmesi çalışmaları devam etmektedir. Bunun için farklı tasarımlar, farklı kontrol yöntemleri geliştirilmektedir.

Çoğu elektronik aygıtlar gerilime duyarlıdır ve bu cihazları beslemek için temiz, kararlı gerilim beslemesi gerekmektedir. Bir konvertörde giriş gerilim dalgalanmasının yüksek olması, aynı bara sistemine bağlı diğer cihazları olumsuz etkileyebilir. Ayrıca konvertörün çıkış gerilim dalgalanmasının yüksek olması, konvertörün çıkışına bağlı cihazların olumsuz etkilenmesine neden olabilir. Ek olarak giriş ve çıkış dalgalanmaları, dalgalanma miktarına bağlı olarak kondansatörlerin şarj ve deşarjından dolayı ek kayıplara neden olurlar. Bu nedenlerle düşürücü konvertörlerde giriş ve çıkış gerilim dalgalanmaları mümkün olduğunca azaltılmalıdır. Anahtarlama frekansının artırılması, kondansatörlerin eşdeğer seri direncinin (*ESR-Equivalent Series Resistance*) küçültülmesi gibi yöntemler kullanılarak dalgalanma miktarı azaltılabilmektedir..

Düşürücü tip konvertörlerin boyutunu ve maliyetini azaltmak ve çıkışta yüksek frekansta modüleli bir doğru gerilim elde etmek için yüksek anahtarlama frekanslarında anahtarlama yapılmalıdır. Anahtarlama frekansı artırılarak daha hızlı geçiş cevabı elde edilebilmektedir. Ayrıca anahtarlama frekansı arttıkça pasif devre elemanlarının boyutu küçülmekte, ancak açma ve kapama süreleri anahtarlama kayıplarının artmasına neden olmaktadır [13, 14, 15]. Ancak yüksek hızlı anahtarlama elektromanyetik girişim (EMI) yayımına, parazitik indüktanslarda halkalanmaya ve elektriksel gürültüye neden olmaktadır [16]. Dolayısıyla konvertör tasarımı ve verimliliğinde devre elemanlarının seçimi ve çalışma frekansı önem arz etmektedir.

Düşürücü tip konvertörler darbe genişlik modülasyonu (*DGM*) ve darbe frekans modülasyonu (*DFM*) adı verilen anahtarlama yöntemleri ile çıkış gerilimini

ayarlayabilmektedirler. Darbe frekans modülasyonu genellikle 50 mA altındaki düşük yüklerde kullanılırken, darbe genişlik modülasyonu 100 mA'in üzerindeki yüksek yüklerde kullanılmaktadır [17]. *DGM* modunda yarı iletken anahtar belirli bir frekansta sürekli olarak anahtarlanırken, *DFM* modda çıkış gerilimini ayarlamak için sadece belirli bir sürede anahtarlama yapılmaktadır. Düşük yüklerde genellikle *DFM* modu, anahtarlama kayıplarını azaltmak ve güç tasarrufu sağlamak için kullanılır. *DFM* modunda çoğu konvertör süresiz akım modunda çalıştığı için çıkış gerilim dalgalanmasının yüksek oluşu dezavantaj oluşturmaktadır. [18]. Frekans modülasyonu ile gerçekleştirilen bir kontrol sistemi farklı frekanslarda çeşitli harmoniklerin oluşmasına neden olduğundan ve buna bağlı olarak uygun filtre tasarımı zor olduğundan dolayı anahtarlama kontrolü genellikle *DGM* tekniği kullanılarak yapılır [19].

Referans [20]'de hem *DGM* hem de *DFM* modunu kullanan düşürücü tip konvertör tasarlanmıştır. *DFM* modunun 50 mA altındaki düşük yük akımlarında, *DGM* modunun 100 mA üzerindeki yüksek yük akımlarında en iyi verimliliği sağladığı belirtilmiştir. Bu çalışmada *DFM* modu 70 mA'in altındaki yük akımlarında yüksek güç verimliliği elde etmek ve *DGM* modu daha yüksek yük aralığında çalışmak için kullanılmıştır. 40 mA yük akımında *DFM* modda %82 verimlilik elde edilmiş ve yük akımı 70 mA'e çıkarıldığında verimlilik %50'nin altına düşmüştür. 150 mA yük akımında *DGM* modda %90 verimlilik elde edilmiştir. Önerilen ikili mod konvertörün geniş çıkış akımı aralığında verimli, yüksek performanslı konvertör olduğu görülmüştür.

Düşürücü tip konvertörler açık çevrim ve kapalı çevrim olmak üzere iki tür denetim ile kontrol edilebilmektedirler. Giriş gerilimi ve çıkış yükündeki dinamik değişiklikler ve devre elemanlarının nonlineer özellikleri açık döngü da-da konvertörlerde sabit çıkış gerilimi elde edilmesini zorlaştırır. Bu nedenle bara gerilimi ve yükteki değişikliklere hızlı tepki vermek ve çıkış gerilim regülasyonunu sağlamak için bir geri besleme döngüsü gerekmektedir. Geri besleme için gerilim mod kontrol ve akım mod kontrol olmak üzere iki temel kontrol yöntemi kullanılır [21]. Gerilim mod, yükteki herhangi bir değişiklik durumunda bir çıkış gerilimini düzenlemedeki kolaylığı ve etkinliği nedeniyle en çok tercih edilen kontrol yöntemlerinden biridir. Gerilim mod kontrol, çıkış gerilimini regüle etmek ve kararlı bir çıkış gerilimi sağlamak için diğer kontrol yöntemlerinden farklı olarak yalnızca çıkış gerilimi bilgisine ihtiyaç duymaktadır. Gerilim mod kontrol kullanılarak giriş gerilimi büyük oranda düşürülebilmekte ve düşük yüklü durumlarda da çıkış gerilim regülasyonu sürdürülebilmektedir. Gerilim mod kontrol, çıkış geriliminde kararlılığı sağlayabilmek

için yükteki anlık değişimi dinamik bir şekilde tolere edebilmektedir. Fakat bara gerilimdeki anlık değişimler ile görev periyodunun ayarlanması arasında bir gecikme yaşanmakta ve bu durum dezavantaj oluşturmaktadır [22].

Referans [23]'te hem gerilim hem de akım mod kontrol döngüsüne sahip basit çift döngülü kontrol algoritması sunulmuştur. Hem akım mod hem de gerilim mod kontrolün birlikte kullanılmasının tekli moddan daha önce kararlı duruma ulaşmayı sağladığı belirtilmiştir. Önerilen kontrolörde çıkış gerilimi dalgalanmasının oldukça düşük olduğu, kalıcı duruma geçme zamanının azaltıldığı ve giriş gerilimindeki değişikliklerin çıkış geriliminin kararlılığını etkilemediği görülmüştür.

Düşürücü tip konvertörlerde geri besleme kontrolü analog veya dijital olarak gerçekleştirilebilmektedir. Düşük maliyetli ve yüksek performanslı *DSP*'lerin kullanımı ile anahtarlamalı güç kaynaklarının dijital kontrolü günümüzde giderek daha yaygın hale gelmektedir. Bu tür işlemciler kullanılarak, karmaşık kontrol algoritmaları kolayca gerçekleştirilebilmektedir. Aynı işlemci ile birden fazla konvertör aynı anda kontrol edilebilmekte ve böylece toplam sistem maliyeti azalmaktadır. Dijital kontrolörler kullanılarak, gerektiğinde tasarımdaki değişikliklerin hızlı bir şekilde gerçekleştirilebilmektedir [24,25].

Referans [26]'da, *dsPIC33* serisi mikrodenetleyici kullanılarak dijital PI kontrollü düşürücü tip konvertörün tasarımı gerçekleştirilmiştir. 300 *kHz* anahtarlama frekansında anahtar düğümünde önemli gürültü içermeyen, kararlı senkron düşürücü tip konvertörün tasarımı yapılmıştır. Digital kontrol kullanılarak herhangi bir harici bileşene gerek kalmaksızın düşürücü konvertörün performansının iyileştirilebileceği belirtilmiştir. Ayrıca analog kontrolöre göre digital kontrolün maliyet ve boyut iyileştirmesi sağladığı ifade edilmiştir.

Referans [27]'de güç elektroniği konvertörleri için *DGM* sinyali üretmek amacıyla *TMS320F28379D* kullanımıştır. Güç elektroniği gömülü sistem tasarımında düşük maliyetli *DSP* kullanımının tüm konvertörün maliyetini azaltabileceği belirtilmiştir. Ayrıca *DGM* üretmek için gereken ileri düzeyde matematiksel işlemlerin *TMS320F28379D DSP* ile çok kolay ve hızlı bir şekilde yapılabildiği görülmüştür.

Referans [28]'de elektrikli araç şarj istasyonu için da-da düşürücü konvertörün gerçekleştirilmesi ve *TMS320F28379D*'ye dayalı kapalı döngü kontrolörün tasarımı sunulmuş ve analiz edilmiştir. Bu çalışmada, li-ion batarya şarj cihazı için iyileştirilmiş bir kontrol yönteminin oluşturulması amaçlanmıştır. Kontrol yöntemleri, kapalı döngü akım mod

kontrole ve li-ion pil için gerçek zamanlı bir şarj durumu tahmin tekniğine dayanmaktadır. Deneysel sonuçlara göre hem güç dalgalanmalarının hem de şarj akımı dalgalanmalarının tolere edilebilir aralıkta azaldığı belirtilmiştir.

Kapalı çevrim kontrolde çıkış geriliminde kararlılığı sağlamak için *PI* kontrol [29] gibi doğrusal kontrol yöntemleri ve kayan mod [30] ve bulanık mantık [31] gibi doğrusal olmayan kontrol yöntemleri kullanılmaktadır. Çeşitli uygulamalar için bu kontrol yöntemlerinin her birinin kendi içinde bazı avantajları ve dezavantajları vardır. Kapalı çevrim kontrolde görev döngüsü kontrolü için yaygın olarak iyi bilinen *PID* kontrol kullanılmaktadır [32]. Dinamik ve kararlı durum tepkisi *PID* kontrol yönteminde etkilidir[33]. Ayrıca, *PI / PID* gibi doğrusal kontrolörlerin gerçek fiziksel sistemlerde tasarlanması ve uygulanması kolaydır ve düşürücü konvertörde iyi ayarlanmış bir *PI* kontrolör iyi performans sağlayacaktır [34].

Literatürde görüldüğü gibi da-da konvertör devrelerinin verimliliklerinin artırılması çalışmaları devam etmektedir. Anahtarlama frekansı, devre elemanlarının ideal olmayan özellikleri, kullanılan anahtarlama yöntemi gibi faktörler konvertör devrelerinin verimliliğini etkilemektedir. Verimliliği artırmak için akım mod ve gerilim mod kontrol döngüleri, analog ve dijital kontrol yöntemleri, doğrusal olan ve doğrusal olmayan kontrol yöntemleri kullanılarak tasarımlar yapılmaktadır. İhtiyaca göre ideal devre tasarımlarının oluşturulması amaçlanmaktadır. Bu tezde verimlilik, boyut, maliyet, güvenilirlik, düşük dalgalanmalı sabit çıkış gerilimi gibi özellikler arasında iyi bir denge sağlanarak en uygun tasarımın oluşturulması amaçlanmaktadır.

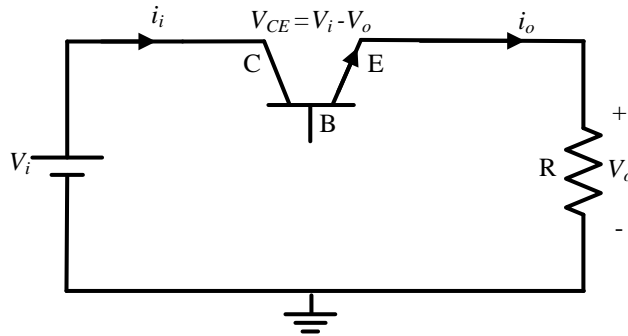
2. DA-DA KONVERTÖRLER

Da-da konvertörler, bir doğru gerilimi farklı seviyede doğru gerilime dönüştüren güç elektroniği devreleridir. Da-da konvertörler, doğrusal (lineer) güç kaynakları ve anahtarlama modlu güç kaynakları olarak sınıflandırılabilir. Doğrusal güç kaynaklarının verimi düşüktür. Anahtarlama mod güç kaynaklarının teoriksel olarak verimi %100 olmasına rağmen devre elemanlarının ideal olmayan özellikleri anahtarlama mod güç kaynaklarında kayıplara neden olmaktadır. Güç elektroniği devrelerinde daha çok anahtarlama modlu güç kaynakları kullanılmaktadır.

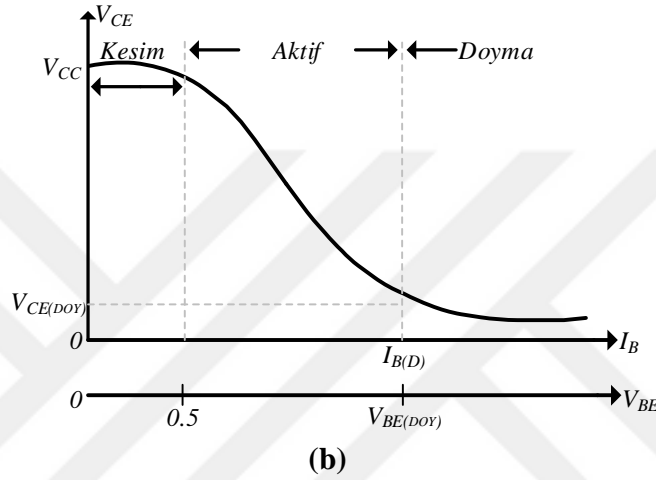
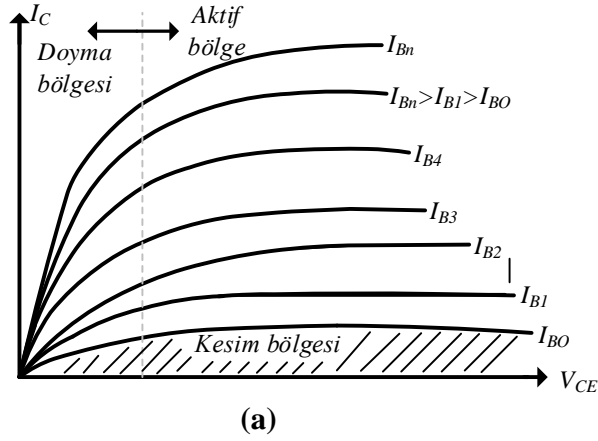
2.1 Doğrusal Güç Kaynakları

Doğrusal güç kaynaklarında yarı iletken anahtar ile çıkış gerilimi ayarlanmakta ve küçük güç uygulamalarında kullanılabilir. Anahtar aktif (doğrusal) bölgede çalıştırılarak değişken bir direnç gibi davranmakta ve çıkış gerilimi direnç değişimine bağlı olarak ayarlanmaktadır [35]. Doğrusal güç kaynaklarında çıkış gerilimi giriş geriliminden düşük olmaktadır.

Şekil 2.1’de basit doğrusal güç kaynağı devresi görülmektedir. Devre gerilim kaynağı, transistör ve direnç elemanlarından oluşmaktadır. V_i ve i_i sırasıyla giriş gerilimini ve giriş akımını, V_o ve i_o sırasıyla çıkış gerilimini ve çıkış akımını göstermektedir. Bu devrede transistör beyz akımı değiştirilerek V_{CE} gerilimi ayarlanmaktadır. Böylece çıkış gerilimi V_{CE} gerilimine bağlı olarak sabit tutulmaya çalışılmaktadır. Transistör üzerinde V_{CE} gerilim düşümü olduğundan devre veriminin düştüğü net bir şekilde görülmektedir.



Şekil 2.1 : Doğrusal güç kaynağı devre şeması.



Şekil 2.2 : Transistör özgeçirileri (*i-v* karakteristiği).

a : Npn transistör çıkış özgeçirileri. **b :** Ortak emitörlü BJT giriş-çıkış özgeçirisi.[19]

V_{CE} geriliminin beyz akımı ile değişimi, giriş ve çıkış özgeçirilerinden gözlemlenebilmektedir. Şekil 2.2a'da bir npn tipi BJT transistöre ait çıkış özgeçirileri ve Şekil 2.2b'de ortak emitörlü BJT için giriş-çıkış özgeçirisi görülmektedir. Burada I_B beyz akımını, I_C kollektör akımını, V_{CE} kollektör-emitör gerilimini, V_{BE} beyz-emitör gerilimini göstermektedir. Aktif bölgede beyz-emitör eklemi ileri kutuplanmaktadır ve kollektör-beyz eklemi ters kutuplanmaktadır. Şekil 2.2a'dan görüldüğü gibi aktif bölgede kollektör akımı, beyz akımıyla orantılı olarak değişmektedir. Şekil 2.2b'den görüldüğü gibi beyz akımı arttıkça kollektör emitör gerilimi (V_{CE}) azalmaktadır. Doyma bölgesinde kollektör emitör gerilimi düşüktür. Beyz-emitör eklemi ve kollektör-beyz eklemi ileri kutuplanmaktadır. Beyz akımının artırılması kollektör akımını değiştirmemektedir.

Doğrusal güç kaynaklarında transistör aktif bölgede çalıştığından dolayı transistör üzerinde $P = V_{CE} \times I_o$ güç kaybı oluşmaktadır. V_{CE} , giriş ve çıkış gerilimleri arasındaki fark kadardır ($V_{CE} = V_i - V_o$). Dolayısıyla çıkış gerilimi ve giriş gerilimi arasındaki oran %40 olan bir

doğrusal güç kaynağında, girişten sağlanan gücün %40'ı yük direnci üzerinde ve %60'ı ise transistör üzerinde harcanacaktır. Bu durum devre veriminin düşük olduğunu göstermektedir.

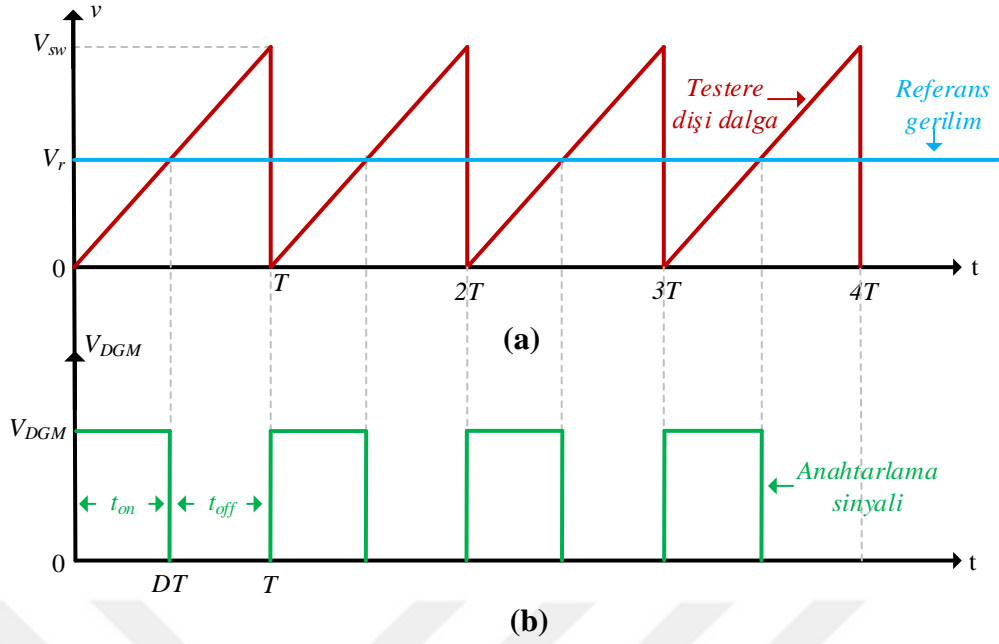
Görüldüğü gibi doğrusal gerilim regülatörlerinde anahtarın aktif bölgede çalışmasından dolayı verimin düşmesi ayrıca yük direncinin değişiminden dolayı çıkış geriliminin değişmesi gibi sebeplerden dolayı sadece düşük güçlü uygulamalarda kullanılmakta ve yüksek güçlerde yüksek verimli dinamik kontrollü ve yükten bağımsız kararlı anahtarlama modlu güç kaynakları tercih edilmektedir.

2.2 Anahtarlama Modlu Güç Kaynakları

Anahtarlama modlu güç kaynaklarında yarı iletken anahtarın yüksek frekansta anahtarlama ile çıkış gerilimi ayarlanabilmektedir. Anahtarlama konvertörlerinde anahtar ya tamamen açık ya da tamamen kapalıdır. Anahtar açık olduğunda üzerinden akım akmamakta, anahtar kapalı olduğunda ise uçları arasında gerilim farkı bulunmamaktadır. Dolayısıyla anahtar üzerinde doğrusal regülatörlerde olduğu gibi akım ve gerilimin çarpımından oluşan güç kayıpları oluşmamaktadır. İdeal durumda bütün güç yük tarafından kullanılmaktadır. Genellikle anahtarlama konvertörlerinde kayıplar devre elemanlarının ideal olmayan özelliklerinden kaynaklanır. Ancak kontrolünün doğrusal güç kaynaklarına göre zor ve pahalı olması ve yüksek frekanslı anahtarlama nedeniyle elektromanyetik girişim(EMI) üretmeleri gibi dezavantajları da bulunmaktadır [36].

Anahtarlama modlu güç kaynaklarında çıkış gerilimi anahtarın iletimde kaldığı sürelerin kontrolüyle ayarlanmaktadır. Çıkış gerilimini kontrolü için darbe genişlik modülasyonu (*DGM*) ve darbe frekans modülasyonu (*DFM*) yöntemleri kullanılmaktadır. *DGM* yönteminde anahtarlama sabit frekansta yapılmaktadır. Anahtarlama periyodu sabittir. Anahtarın iletimde olduğu süre değiştirilerek çıkış gerilimi ayarlanır. *DFM* yönteminde anahtarın iletimde olduğu süre ve anahtarlama frekansı değişmektedir [37]. *DFM* yönteminde anahtarlama frekansının değişken olması öngörülemez frekanslarda çeşitli harmoniklerin oluşmasına neden olur ve filtre tasarımı zordur. Anahtarlama modlu güç kaynaklarında çıkış gerilimi kontrolü için genellikle *DGM* yöntemi kullanılmaktadır.

DGM yönteminde testere dişi dalga ile referans sinyal karşılaştırılarak anahtarın iletim süresi ayarlanmaktadır. Şekil 2.3, darbe genişlik modülasyonu yönteminde kontrol işareti üretimini göstermektedir.

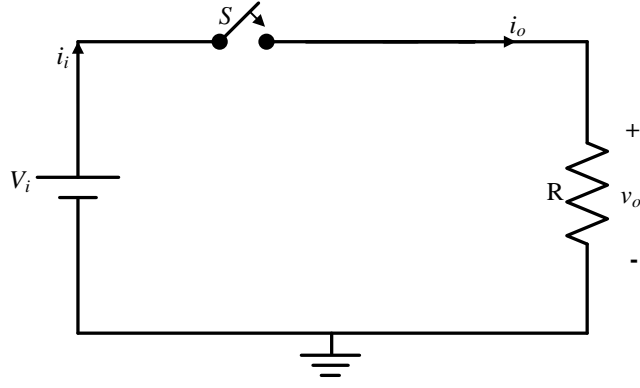


Şekil 2.3 : Darbe genişlik modülasyonu dalga şekilleri.

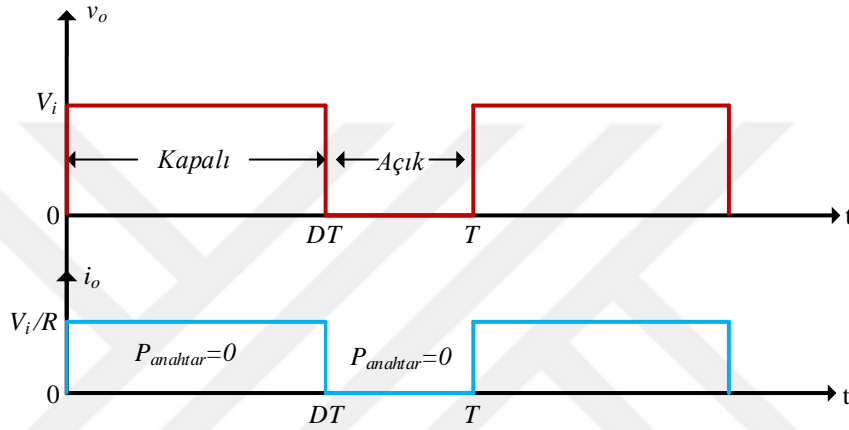
Şekil 2.3a'da görüldüğü gibi testere dişi dalga şekli periyodiktir ve frekansı devrenin anahtarlama frekansına eşittir. Testere dişi dalganın tepe değeri sabittir. Devrenin gerçek çıkış gerilimi ile istenen çıkış gerilimi arasındaki fark referans gerilimi oluşturmaktadır. Referans gerilimin değeri farka bağlı olarak değişmektedir ve referans gerilimin değişimi, testere dişi dalgadan çok yavaştır. Referans gerilimi, testere dişi dalga şeklinden büyük olduğunda anahtarlama sinyali (*DGM*) üretilir. Anahtarlama sinyali anahtara uygulanır ve anahtar iletme geçer. Referans gerilimi testere dişi dalga şeklinden küçük olduğunda anahtarlama sinyali üretilmez ve anahtar kesimdedir. Testere dişi dalga sabit olduğundan referans gerilim değerinin büyüklüğü anahtarlama sinyalinin iletim süresini belirlemektedir.

Anahtarın iletim süresinin anahtarlama periyoduna oranı görev periyodu olarak isimlendirilmektedir. Görev periyodu genellikle *D* ile gösterilir.

Şekil 2.4'te basit bir anahtarlama modlu güç kaynağı devresi görülmektedir. Devre gerilim kaynağı, anahtar ve direnç elemanlarından oluşmaktadır. V_i ve i_i sırasıyla giriş gerilimini ve giriş akımını, v_o ve i_o sırasıyla çıkış gerilimini ve çıkış akımını göstermektedir. Şekil 2.5'te anahtarlama modlu güç kaynağı çıkış akımı ve çıkış gerilimine ait dalga şekilleri görülmektedir. Anahtar kapalı olduğunda yük direnci üzerindeki gerilim giriş gerilimine eşit olmaktadır. Anahtar açık olduğunda yük direnci üzerinde gerilim ve akım bulunmamaktadır. Anahtar kesimdedir.



Şekil 2.4 : Basit anahtarlama modlu güç kaynağı.



Şekil 2.5 : Anahtarlama modlu güç kaynağı dalga şekilleri.

Anahtarlama modlu güç kaynakları, izolasyonlu ve izolasyonsuz konvertörler olarak sınıflandırılabilir. İzolasyonlu konvertörlerin girişleri ve çıkışları arasında yalıtım transformatörü kullanılır. Transformatörlü dönüştürücüler olarak da bilinirler. İzolasyonsuz konvertörler indüktansın enerji aktarım prensibine dayalı dönüştürücülerdir. Giriş ve çıkış arasında herhangi bir izolasyon bulunmamaktadır.

Anahtarlama modlu güç kaynakları için yaygın olarak kullanılan iki temel konvertör yapısı, düşürücü tip (Buck) konvertör ve yükseltici tip (Boost) konvertör yapılarıdır. Bunlar izolasyonsuz konvertör yapısına sahiptir. Cuk ve sepic gibi izolasyonsuz konvertörler ve geri dönüşlü (fly-back), tam köprü (full-bridge) gibi izolasyonlu konvertörler bu ana konvertör yapılarından türetilmiştir. [37].

Da-da düşürücü tip (buck) konvertörler, güç elektroniği uygulamalarında yaygın olarak kullanılmaktadır. Düşürücü tip konvertörlerde, anahtarın iletimde kalma sürelerinin *DGM* yöntemi kullanılarak etkin bir şekilde ayarlanabilmesi için yarıiletken anahtarların özelliklerinin iyi bilinmesi, anahtar seçiminin doğru yapılması gerekmektedir.

2.3 Da-da Konvertörlerde Kullanılan Anahtarlar

Güç elektroniği devrelerinde kullanılan anahtarlama elemanları ideal karakteristiklere sahip değildir. Anahtarlama elemanlarının gerilim değeri, akım değeri, anahtarlama hızı gibi karakteristik özellikleri arasında farklılıklar vardır. Farklı karakteristik özellikler, güç devrelerinde ihtiyaca göre farklı güç elemanlarının kullanılmasını gerektirir.

Anahtarlama modlu güç kaynaklarında en çok kullanılan anahtarlama elemanları mosfet ve IGBT'lerdir. Mosfetin anahtarlama hızlarının IGBT'lerden yüksek olması, düşük güçlü ve orta güçlü anahtarlama modlu güç kaynaklarında güç anahtarı olarak mosfetlerin tercih edilmesini sağlar. IGBT'lerin anahtarlama hızları düşüktür. IGBT'ler yüksek güçlü ve yüksek gerilimli devrelerde kullanılmaktadırlar. IGBT'ler mosfetler gibi gerilim kontrollüdür. IGBT'lerin anahtarlama ve iletim kayıpları mosfete göre düşüktür. Bu tezde anahtarlama elemanı olarak yüksek hızlı mosfet kullanılacaktır.

Modern elektronikte yüksek verimlilik yüksek frekans uygulamalarında mosfet ana elemandır. Mosfetler gerilim kontrollüdürler ve yeterince büyük bir kapı gerilimi ile ilettime geçerler. Kapı gerilimi kaldırıldığında kesime giderler. Yani ilettime geçişi ve kesime gidişi kontrol edilebilen devre elemanlarıdır. Çok büyük giriş empedansına sahiptirler ve çok az kapı akımına ihtiyaç duyarlar. Bu durum mosfeti doyum bölgesine sürmek için gerekli gücün düşük olmasını sağlar. Anahtarlama hızları yüksektir ve nanosaniye mertebesinde bir süreyle anahtarlama yapabilirler. Bu durum anahtarlama güç kaynaklarında yaygın olarak kullanılmalarını sağlamaktadır. Mosfetlerin hızlı ilettime geçmesi için kapı sürme devresinin çıkış empedansının küçük olması gerekir. Mosfetlerde kapıdan nanoamperler seviyesinde bir sızıntı akımı akar [19].

Mosfetler üç uçlu devre elemanlarıdır. Bağlantı uçları kapı (G), savak (D) ve kaynak (S) olarak adlandırılır. Savak ve kaynak arasındaki akım akışı, kapı ucu ile kontrol edilir. Savak akımı (I_D), savak ve kaynak terminallerinden akar. Kapı gerilimi, bu akımı kontrol eder. Mosfeti açmak için kapı-kaynak uçları arasına bir gerilim uygulanması gerekmektedir.

Mosfetler kesim bölgesi, doğrusal bölge ve doyum bölgesi olarak tanımlanan 3 temel çalışma bölgesine sahiptirler. Kesim bölgesinde mosfet kesim durumundadır ve savak-kaynak arasında iletim yoktur, savak akımı sıfırdır. Kapı- kaynak gerilimi (V_{GS}), eşik gerilimi olan V_t değerini geçmediği sürece mosfet kesim bölgesinde kalır.

$$V_{GS} \leq V_t \quad (2.1)$$

Savak-kaynak gerilimi V_{DS} 'nin düşük değerlerinde mosfet doğrusal bölgede çalışır. Bu bölgede mosfet V_{DS}/I_D 'ye eşit sabit bir dirence sahiptir. Mosfet, kapı gerilimi tarafından kontrol edilen bir dirence benzer davranış göstermektedir. Doğrusal bölgede mosfet iletim durumdadır. Doğrusal bölgede iletim durumunda savak-kaynak gerilimi $V_{DS(on)}$ küçüktür. Bu durum, savak akımı büyük olsa da güç kaybının az olmasını sağlamaktadır.

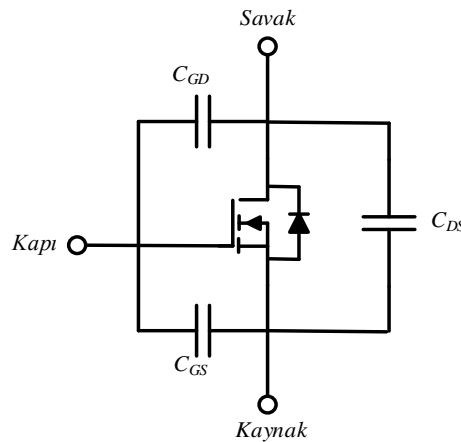
$$V_{GS} > V_t \quad \text{ve} \quad V_{DS} \leq V_{GS} - V_t \quad (2.2)$$

Doyum bölgesinde savak akımı, savak-kaynak geriliminden bağımsızdır ve yaklaşık olarak sabittir. Sadece kapı-kaynak gerilimine bağlıdır. Doyum bölgesinde mosfet tamamen iletimdedir. Sinyal kuvvetlendirmede mosfet doyum bölgesinde çalıştırılmaktadır.

$$V_{GS} > V_t \quad \text{ve} \quad V_{DS} > V_{GS} - V_t \quad (2.3)$$

Mosfet iletimdeyken savak ve kaynak uçları kısa devre gibidir ve ideal durumda savak ve kaynak uçları arasında gerilim yoktur. Gerçekte $R_{DS(ON)}$ direncinden dolayı kaynak ve savak uçlarında gerilim oluşmaktadır. Bu gerilim mosfetin iletim durumu güç kaybını oluşturur. G mosfeti için $R_{DS(ON)}$, mosfet iletimdeyken savak ve kaynak uçları arasındaki toplam dirençtir. $R_{DS(ON)}$, eklem sıcaklığına ve kapı-kaynak gerilimine (V_{GS}) bağlıdır [38].

Da-da düşürücü tip konvertörlerde mosfetin anahtarlama kayıplarının hesaplanabilmesi, mosfet sürücü seçiminin ve mosfet sürücü devre tasarımının doğru yapılabilmesi için mosfet anahtarlama karakteristiklerinin iyi bilinmesi gerekir. Mosfet karakteristiklerini açıklamak için değişik mosfet modelleri oluşturulmaktadır. Şekil 2.6'da gösterilen mosfet modeli yaygın olarak kullanılmaktadır.



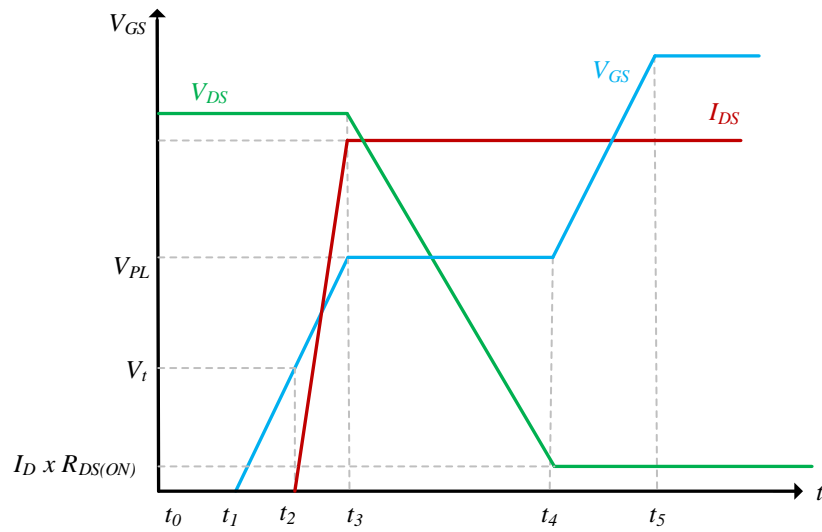
Şekil 2.6 : Mosfet modeli.

Mosfetin uçları arasında oluşan kondansatör etkisi C_{GS} , C_{GD} ve C_{DS} kapasitanslarıyla gösterilmektedir. C_{DS} savak-kaynak arasındaki kapasitans, C_{GS} kapı-kaynak arasındaki kapasitans ve C_{GD} kapı-savak arasındaki kapasitansdır [39]. Mosfetin anahtarlama performansı, bu kapasitanslar üzerinde gerilimin değişim hızıyla belirlenmektedir. Bu nedenle yüksek hızlı anahtarlama uygulamalarında mosfetin parazitik kapasitansları önemlidir.

Savak-kaynak kapasitansı C_{DS} , anahtarlama karakteristiğini veya dalga şekillerinden herhangi birini doğrudan etkilemez. C_{GS} kapasitansı oldukça sabittir. Kapı-savak kapasitansı C_{GD} ve savak-kaynak kapasitansı C_{DS} ; kapı-savak gerilimi (V_{GS}), savak-kaynak gerilimi (V_{DS}) ve uygulanan frekansla değişir [40]. Bu kapasitanslar mosfet kataloglarında Denklem 1.4'teki gibi tanımlanmaktadır:

$$\begin{aligned} C_{ISS} &= C_{GS} + C_{GD} \\ C_{OSS} &= C_{DS} + C_{GD} \\ C_{RSS} &= C_{GD} \end{aligned} \quad (2.4)$$

C_{ISS} , savak-kaynak kısa devre edildiğinde kapı ve kaynak uçları arasındaki giriş kapasitansıdır. C_{OSS} , kapı ve kaynak kısa devre edildiğinde savak ve kaynak uçları arasındaki çıkış kapasitansıdır. C_{RSS} , kaynak ucu toprağa bağlandığında savak ve kapı uçları arasındaki ters transfer kapasitansıdır. C_{GD} ve C_{DS} kapasitansları, V_{DS} gerilimine bağlı olarak değiştikleri için C_{ISS} , C_{OSS} ve C_{RSS} kapasitansları, V_{DS} gerilimine bağlı olarak değişmektedirler.



Şekil 2.7 : Mosfetin ilettime geçme anahtarlama dalga şekilleri ve süreleri.

Şekil 2.7, mosfetin iletme geçme anahtarlama dalga şekilleri ve sürelerini göstermektedir. Burada V_t , eşik gerilimi, V_{PL} miller gerilimi, V_{GS} kapı-kaynak gerilimi, V_{DS} savak-kaynak gerilimi, I_{DS} savak-kaynak akımı'dır.

t_0-t_1 zaman aralığında mosfet kesimdedir ve V_{GS} gerilimi sıfırdır. Bu aralıkta mosfete herhangi bir kapı akımı uygulanmamıştır.

t_1 anında sabit kapı akımı uygulandığında C_{GD} ve C_{GS} kapasitanslarının yüklenmesiyle V_{GS} gerilimi artmaya başlar. t_1-t_2 zaman aralığında savak-kaynak gerilimi (V_{DS}) ve savak akımı (I_D) değişmez. Dolayısıyla C_{GD} ve C_{DS} kapasitansları, V_{DS} gerilimine bağlı olarak değiştikleri için t_1-t_2 zaman aralığında nispeten sabit kalmaktadırlar. V_{DS} ve I_D değişmediği için bu süre iletme geçme gecikme süresi olarak adlandırılmaktadır. Diğer bir ifadeyle iletme geçme gecikme süresi, giriş kapasitansının eşik gerilimine kadar yüklenmesi için geçen süredir. t_1-t_2 zaman aralığında kapı ucundaki gerilim arttıkça kapı-savak kapasitansı (C_{GD}) üzerindeki gerilim değişmektedir. Bu durum C_{GD} kapasitansı içerisine yük akışını gerektirmektedir. Dolayısıyla t_1-t_2 zaman aralığında hem C_{GS} hem de C_{GD} kapasitansları yüklenmektedir. V_{DS} geriliminin sabit olduğu bu aralıkta C_{GS} kapasitansı, C_{GD} kapasitansından daha büyüktür. Bir kondansatör üzerindeki akım, kapasitans değeri ve kondansatör üzerindeki gerilimin zamana göre türevinin çarpımı olarak ifade edilmektedir. Bu durumda kapı sürücü akımının çoğu C_{GD} kapasitansından ziyade C_{GS} kapasitansına akmaktadır. t_1-t_2 zaman aralığının sonunda kapı-kaynak gerilimi V_{GS} , eşik gerilimi V_t 'ye ulaşmaktadır. t_2 anında savak akımı henüz akmaya başlamamıştır.

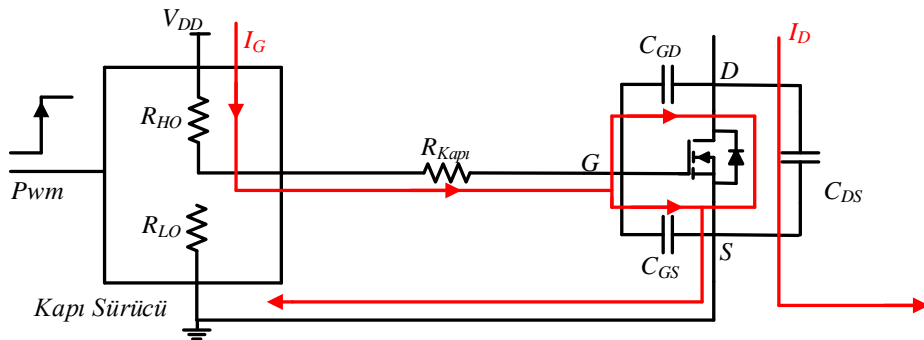
t_2 anında eşik gerilimine ulaşılmıştır. Kapı, eşik seviyesine yüklenir yüklenmez mosfet akım taşımaya hazırdır. Dolayısıyla t_2 anında I_D akımı akmaya başlamaktadır. Eşik gerilimi, savak akımının (I_D) akmaya başladığı andaki kapı-kaynak gerilimi olarak tanımlanabilir. t_2-t_3 zaman aralığında, t_1-t_2 zaman aralığında olduğu gibi C_{GD} ve C_{GS} kapasitanslarına akım akmakta ve V_{GS} gerilimi yükselmektedir. Bu zaman aralığında V_{GS} gerilimi, eşik geriliminden miller gerilimine yükselmektedir. t_2-t_3 zman aralığında, savak-kaynak gerilimi V_{DS} sabit kalmakta ve savak akımı I_D artmaktadır. Bu zaman aralığı yükselme zamanı olarak adlandırılmaktadır.

t_1-t_3 zaman aralığında yük akımının çoğu C_{GS} kapasitansı üzerine aktığı için bu aralıkta kapı yükü, Q_{GS} olarak tanımlanabilmektedir.

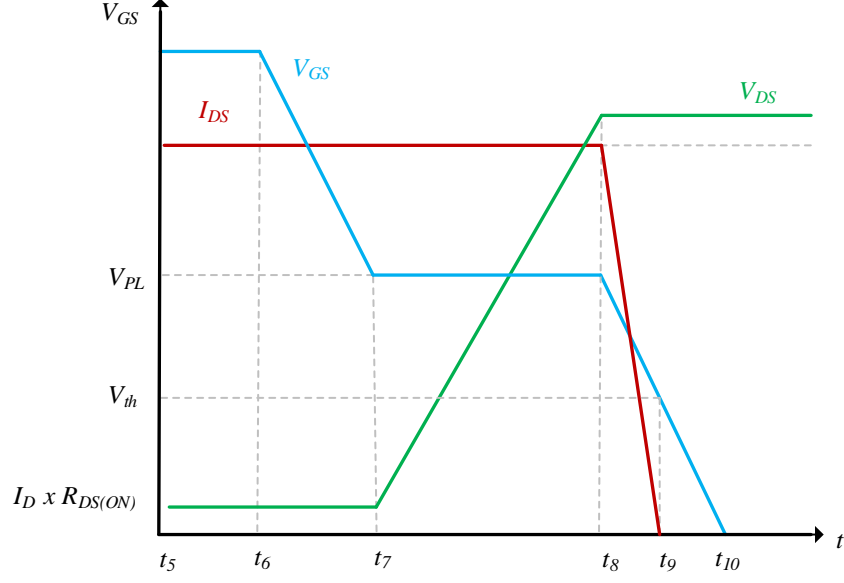
t_3 anında kapı, yük akımını taşımak için yeterli gerilime yüklenmiştir. t_3 anında savak akımı (I_D) akımı maksimum değerine ulaşmakta ve savak-kaynak gerilimi V_{DS} düşmeye

başlamaktadır. t_3-t_4 zaman aralığında kapı-kaynak gerilimi (V_{GS}) gerilimi, kapı akımı tarafından dağıtılan yükten dolayı artmaya devam etmekte ve V_{GS} geriliminin eğimi önemli ölçüde azalmaktadır. Bazı durumlarda tamamen sıfıra düşmektedir. Böylelikle V_{GS} gerilimi, miller olarak adlandırılan bölge içerisine taşınmaktadır. Miller bölgesinin eğimi, kapı akımının C_{GD} ve C_{GS} arasında bölünmesine bağlıdır. Test yada devre şartları bu bölünmeyi belirlemektedir. $C_{GD} \times V_{GD}$ yeterince hızlı artarsa V_{GS} gerilimi miller bölgesinde sabit olacaktır. Bu durumda eğim sıfırdır. Eğimin sıfır olması, kapı akımının $C_{GD} \times V_{GD}$ artmaya devam ederken C_{GD} kapasitansı üzerindeki gerilim değişikliğini karşılamak için kullanıldığını göstermektedir. Eğimin sıfır olduğu durumda kapı akımı C_{GS} kapasitansına akmamaktadır. Eğim sıfır değilse kapı-kaynak gerilimi (V_{GS}) yavaş da olsa yükseliyorsa kapı akımının bir kısmı C_{GS} kapasitansına akmaktadır. Miller bölgesinin eğimi C_{GS} ve C_{GD} kapasitanslarına, kapı sürücü devre elemanlarına bağlıdır. Miller bölgesinin sonunda (t_4 anında) mosfet tam iletim durumuna ulaşmaktadır. t_3-t_4 zaman aralığının tümünde savak-kaynak gerilimi (V_{DS}) azalmakta (V_{GD} 'nin artması anlamındadır) ve C_{GD} kapasitansı artmaktadır. V_{DS} gerilimi, minimum değerine ($I_D \times R_{DS(ON)}$) ulaştığında V_{DS} gerilimindeki azalma ve C_{GD} kapasitansındaki artma durur. t_3-t_4 zaman aralığında kapı akımının çoğu kapı-savak kapasitansı (C_{GD}) üzerine aktığı için bu aralıkta kapı yükü Q_{GD} olarak tanımlanabilmektedir. t_4 anında yüksek kapı gerilimi uygulanarak mosfetin iletim kanalı tamamen açılacaktır [41].

V_{DS} minimum değerine ($I_D \times R_{DS(ON)}$) ulaşır ulaşmaz V_{GS} , yeni bir oranda miller değerinden artmaya başlar. Bu süre sonunda (t_5 anında) V_{GS} gerilimi, V_{PL} değerinden en son gerilim değerine ulaşır. V_{GS} 'nin en son gerilim değeri, mosfetin iletim durumu direncini belirler. t_4-t_5 zaman aralığında V_{GS} 'deki yükselme C_{GS} ve C_{GD} kapasitanslarının yüklenmesiyle gerçekleşir. Sürücü akımının büyük kısmı tekrar C_{GS} kapasitansı içine akar.



Şekil 2.8 : İletime geçme akım akışı. [42]



Şekil 2.9 : Mosfetin kesime gitme anahtarlama dalga şekilleri ve süreleri.

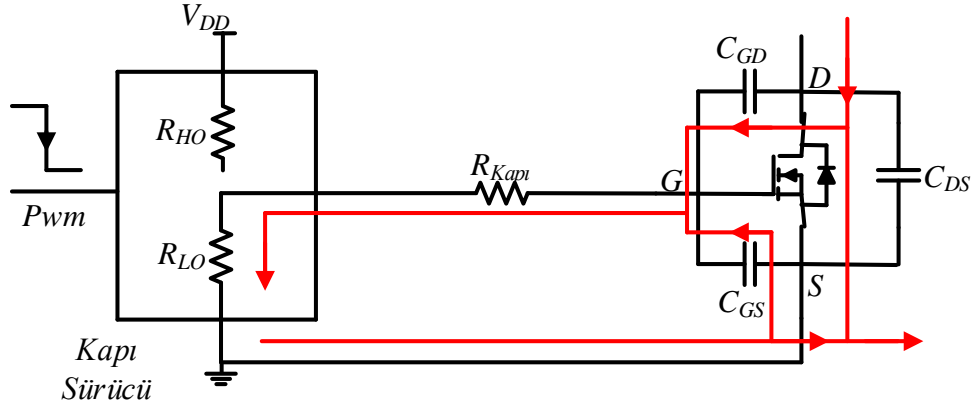
t_4-t_5 zaman aralığında C_{GD} kapasitansının değeri t_1-t_3 aralığındaki değerinden çok daha büyüktür. C_{GD} kapasitansının değeri C_{GS} kapasitansının değerine çok yakındır.

Şekil 2.8, mosfetin iletme geçişindeki akım yönlerini göstermektedir. Mosfetin kesime gitme anahtarlama dalga şekilleri ve süreleri Şekil 2.9’da görülmektedir.

t_5-t_6 zaman aralığında mosfet iletimdedir. t_6 anında kapı sürücü toprağa çekildiğinde(sourcing), kapı-kaynak gerilimi (V_{GS}) gerilimi düşmeye başlar. t_6-t_7 zaman aralığında giriş kapasitansı (C_{ISS}), miller seviyesine deşarj edilir. Bu sürede kapı akımı, C_{GD} ve C_{GS} kapasitanslarından sağlanmaktadır. t_6-t_7 zaman aralığında savak-kaynak gerilimi (V_{DS}) biraz artar. Savak akımı değişmez. t_6-t_7 zaman aralığı, kesime gitme gecikme süresi olarak adlandırılmaktadır.

t_7-t_8 zaman aralığında savak-kaynak gerilimi V_{DS} minimum değerinden($I_D \times R_{DS(ON)}$) maksimum değerine yükselir.

V_{GS} gerilimi t_7-t_8 zaman aralığında miller bölgesindeki benzer davranış göstermektedir. V_{GS} gerilimi sabit olduğundan kapı akımı, C_{GD} kapasitansının şarj akımıdır. Bu akım güç katının baypas kondansatörleri tarafından sağlanmaktadır ve savak akımından sağlanmaktadır. t_7-t_8 zaman aralığında savak akımı hala yük akımına eşittir. t_7-t_8 zaman aralığı sabit akım bölgesi olarak ifade edilmektedir. Sabit akım bölgesinden kasıt, V_{DS} gerilimi değişmesine rağmen I_D akımının sabit kalmasıdır.



Şekil 2.10 : Kesime gitme akım akışı.

t_8-t_9 zaman aralığında kapı-kaynak gerilimi (V_{GS}), miller geriliminden eşik gerilimi V_t 'ye düşer. Bu zaman aralığında kapı akımının çoğu kapı-kaynak kondansatöründen (C_{GS}) sağlanmaktadır. Kapı-kaynak gerilimindeki (V_{GS}) azalma, savak akımının azalmasına neden olmaktadır. t_8-t_9 zaman aralığının sonunda savak akımı sifira yaklaşmaktadır. Bu esnada savak gerilimi kapalı durumdaki V_{DS} geriliminde kararlıdır. t_8-t_9 zaman aralığı düşme süresi olarak adlandırılmaktadır.

t_9-t_{10} zaman aralığında mosfetin giriş kondansatörleri tamamen deşarj edilmektedir. Kapı-kaynak gerilimi (V_{GS}) sifira ulaşana kadar azaltılır. Kapı akımının büyük kısmı t_8-t_9 zaman aralığına benzer şekilde C_{GS} kondansatörü tarafından sağlanır. t_9-t_{10} zaman aralığında savak akımı ve savak gerilimi değişmez. Bu süre kesime gidiş gecikme süresi olarak adlandırılmaktadır [43]. Şekil 2.10, mosfetin kesime gidişteki akım yönlerini göstermektedir.

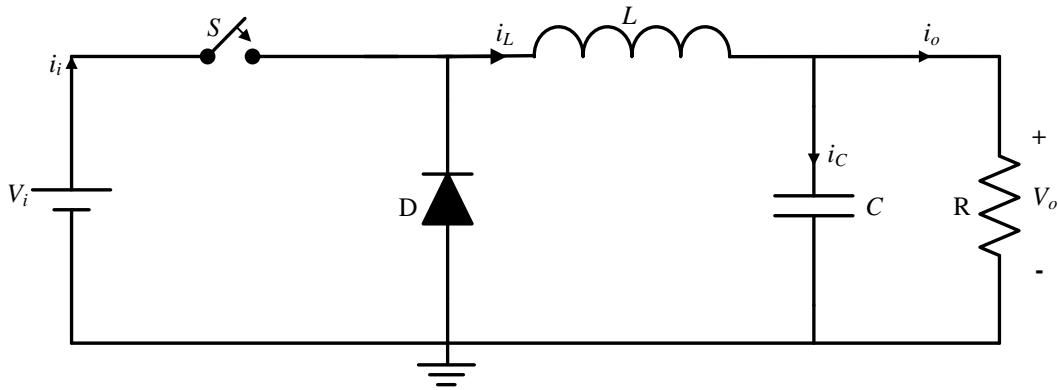
Mosfetin anahtarlama karakteristiklerinden anahtarlama sürelerinin parasitik kapasitans değerlerine, parasitik kapasitanslar üzerindeki gerilim değişimine ve kapı sürücü akımına bağlı olduğu görülmektedir. İletime geçme ve kesime gitme anahtarlama dalga şekillerinden görüldüğü gibi açma ve kapama sırasında akım ve gerilimin aynı anda var olması güç kayıplarına neden olmaktadır. Aynı zamanda $R_{DS(ON)}$ direncinden dolayı iletim durumunda güç kayıpları oluşmaktadır. Yüksek frekans anahtarlama uygulamalarında gerekli olan açma kapama hızlarının elde edilmesine ve güç kaybının azaltılması, anahtarlama elemanının özelliklerine ve uygun sürücü devre tasarımına bağlıdır. Anahtarlama karakteristiklerinin iyi anlaşılması etkin darbe genişlik modülasyonu kontrolü (DGM) ve verimli konvertör devre tasarımı için önem arz etmektedir.

3. DA-DA DÜŞÜRÜCÜ TİP KONVERTÖRÜN ANALİZİ VE TASARIM PARAMETRELERİNİN BELİRLENMESİ

3.1 Da-da Düşürücü Tip Konvertörler

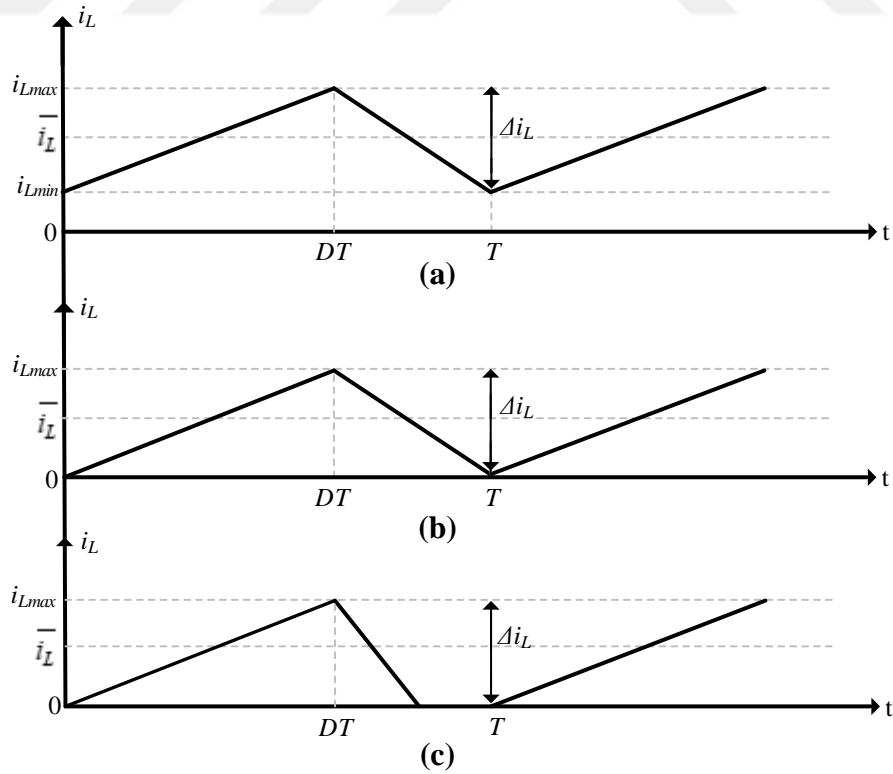
Şekil 2.4'te verilen basit anahtarlama modlu güç kaynağı devresinde çıkış akımı süresizdir ve harmonikler içermektedir. Bu devrenin çıkışına LC süzgeci yerleştirilerek dalgalanma miktarı azaltılabilmekte ve devre akımı sıfıra düşmeden de anahtarlama yapılabilmektedir. Da-da düşürücü tip konvertör güç devresi, çıkışında LC süzgeci içeren en yaygın ve en basit anahtarlama modlu güç kaynağı devrelerinden biridir. Da-da düşürücü konvertör için temel devre şeması Şekil 3.1'de gösterilmektedir. Devre anahtar (S), diyot (D), indüktör (L), kondansatör (C) ve dirençten (R) oluşmaktadır. Burada V_i ve i_i sırasıyla giriş gerilimi ve akımını, i_L indüktans akımını, i_C kondansatör akımını, V_o ve i_o sırasıyla çıkış gerilimi ve akımını göstermektedir.

Düşürücü tip konvertörlerde çıkış gerilimi daima giriş geriliminden düşüktür. Giriş ve çıkış gerilimleri aynı polaritededir. Düşürücü tip konvertörler, senkron konvertörler ve senkron olmayan konvertörler olarak iki grupta sınıflandırılmaktadır. Diyodun ileri gerilim düşümü, mosfetin iletim durumu gerilim düşümünden daha fazla olduğu için verimliliği artırmak amacıyla senkron konverterlerde diyodun yerine ikinci bir mosfet kullanılır [44]. Ancak senkron konvertörlerde iki anahtarın anahtarlanmasından dolayı sürücü devre tasarımı daha karmaşıktır. Giriş güç kaynağı üzerindeki kısa devreyi önlemek için her iki anahtarın aynı anda iletimde olmaması gerekir.



Şekil 3.1 : Da-da düşürücü konvertör temel devre şeması.

Anahtarlama modlu da-da konvertörlerin sürekli, süreksiz ve kritik iletim modu olarak üç çalışma modu vardır [45]. Kararlı durum çalışmasında sürekli akım modunda, tüm anahtarlama periyodu boyunca indüktör akımı pozitifdir. Bu durum Şekil 3.2a’da görülmektedir. İndüktör akımının sıfıra düşmemesi ile çıkış akım dalgalanması diğer çalışma modlarına göre daha düşük olabilmektedir. Kritik iletim modunda (eşik koşulu) indüktör akımı sıfırdan geçer. İndüktör akımı sıfıra düştüğünde, hemen bir sonraki anahtarlama periyodu başlamaktadır. Şekil 3.2b, kritik iletim modu indüktör akım dalga şeklini göstermektedir. Kritik iletim modu genellikle değişken yüklü uygulamalarda kullanılır [46]. Süreksiz akım çalışma modunda çalışan bir düşürücü konvertörde indüktör akımı sıfıra düşer ve bir sonraki anahtarlama periyodunun başlangıcına kadar sıfırda kalır. Şekil 3.2c, süreksiz akım modu indüktör akımı dalga şeklini göstermektedir. Düşürücü tip konvertör süreksiz akım modunda çalışırken akım sıfıra düştüğünde çıkış akımında dalgalanma oluşur [47]. Çıkış akımındaki bu dalgalanmalar gürültü oluşumuna sebep olmaktadır ve görev periyodunu değiştirerek çıkış gerilimini önemli oranda etkileyebilirler. Ayrıca ek güç kayıplarına neden olabilirler. Süreksiz akım modunda indüktördeki enerjinin sönümlenmesi özellikle yüksek güçlerde önemlidir. Süreksiz akım modunda indüktör boyutu ve açma kayıpları ile diyot ters toparlanma kayıpları azaltılır [48].



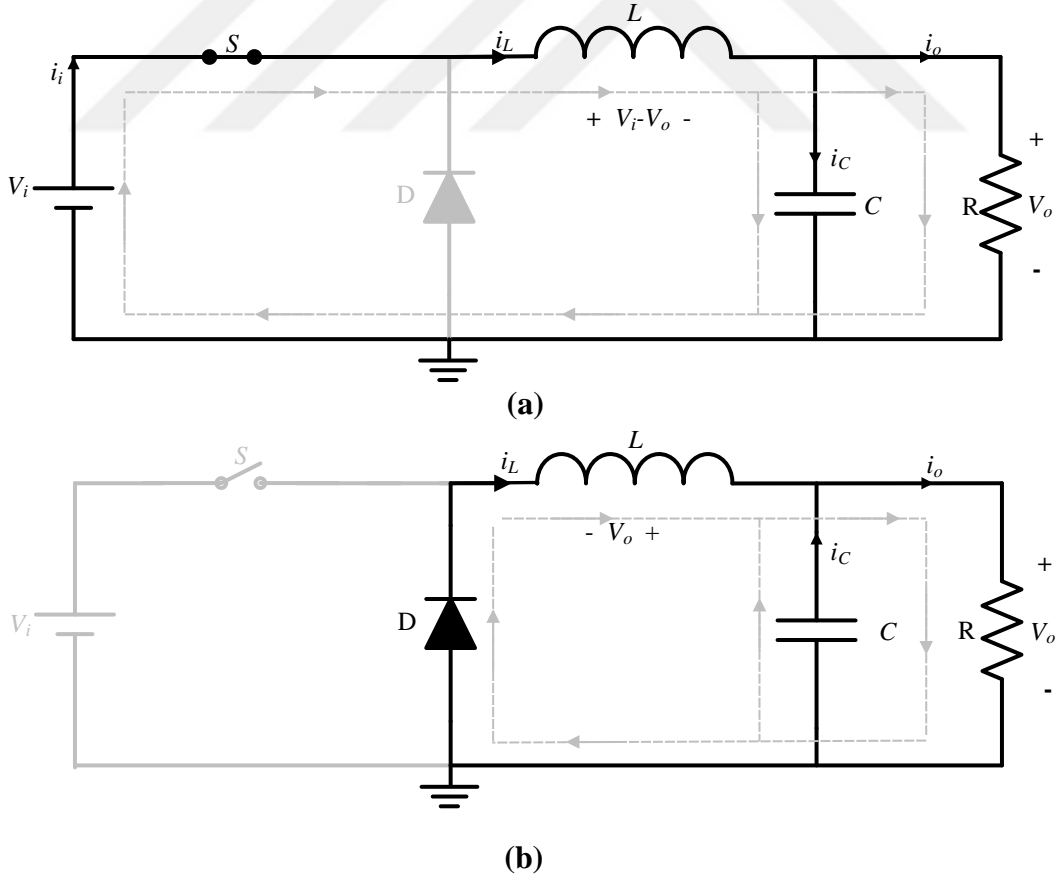
Şekil 3.2 : Düşürücü tip konvertör indüktör akım dalga şekilleri.

a : Sürekli akım modu. **b :** Kritik iletim modu. **c :** Süreksiz akım modu.

3.2 Düşürücü Tip Konvertörün Analizi

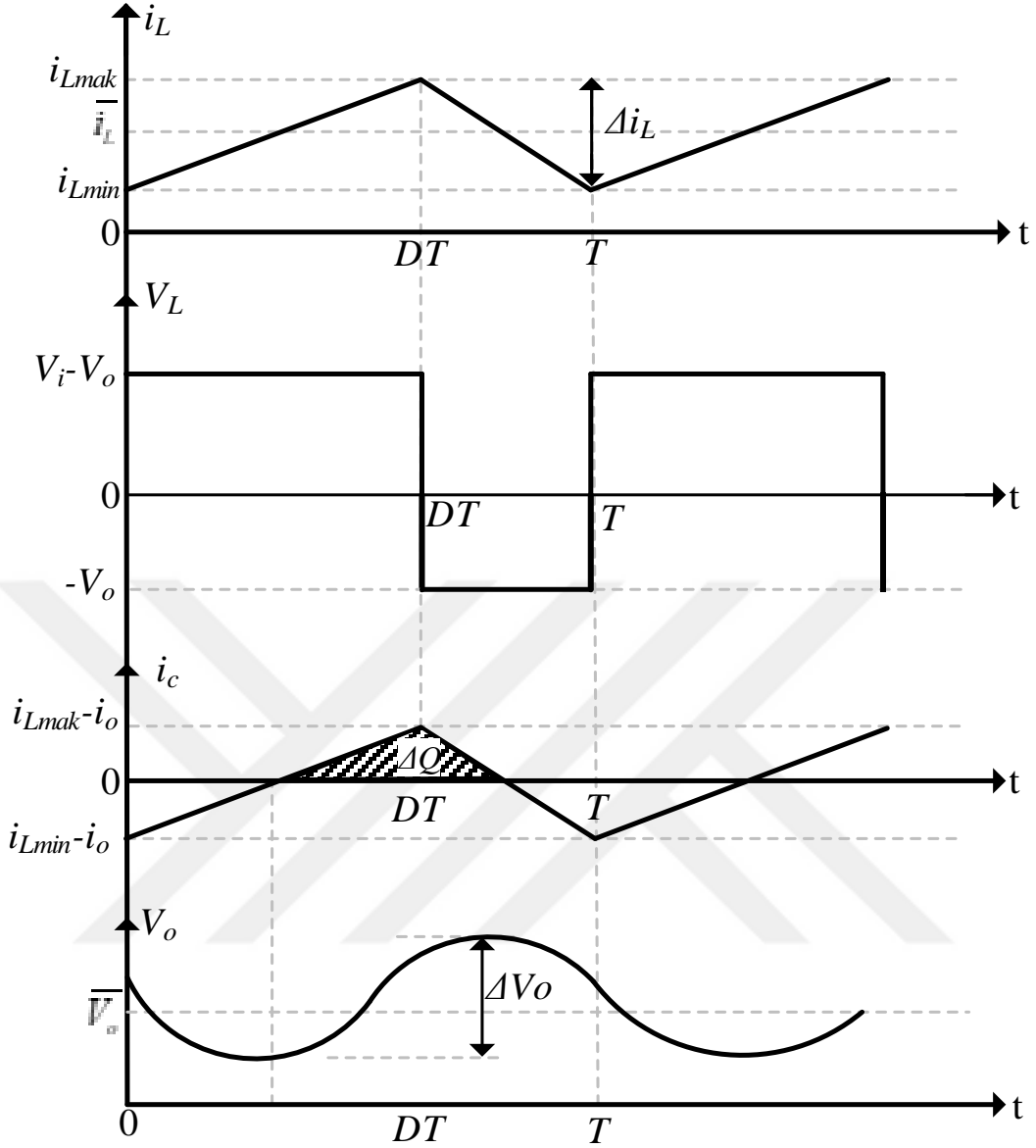
Sürekli akım çalışma durumunda her anahtarlama periyodunda düşürücü konvertör iki çalışma durumuna sahiptir. Anahtarın açık ve kapalı olması durumları için düşürücü tip konvertörün temel devre şeması ve akım yolları Şekil 3.3'te, analiz grafikleri ise Şekil 3.4'te gösterilmiştir.

Şekil 3.3a'da görüldüğü gibi $t=0$ anında S -anahtarı kapatıldığında giriş gerilimi indüktörün girişine uygulanır. Giriş akımı indüktör, kondansatör ve yük üzerinden akarak devresini tamamlar. Bu durumda diyod ters kutuplanmıştır ve kesimdedir. Anahtarın iletim süresi DT olarak ifade edilebilir. T anahtarlama periyodunu, D görev periyodunu temsil etmektedir. S -anahtarı açıldığında indüktans üzerindeki gerilim yön değiştirir ve çıkışa akım sağlar (Bakınız Şekil 3.3b). Bu sürede diyod ileri kutuplanır ve indüktör akımı için yol sağlar. İndüktör akımı indüktör, kondansatör, yük ve diyod üzerinden akarak devresini tamamlar. Anahtarın iletim süresi DT olarak ifade edildiğinden anahtarın kesimde olduğu süre $(1-D)T$ olarak elde edilir.



Şekil 3.3 : Düşürücü (buck) konvertör temel devre şeması.

a : S -anahtarı kapalı durumda b : S -anahtarı açık durumda



Şekil 3.4 : Düşürücü konvertör analiz grafikleri. [42]

Kararlı durumda sürekli akım modunda çalışan düşürücü konvertörde Şekil 3.4'te görüldüğü gibi S -anahtarını iletimdeyken indüktör üzerindeki gerilim, giriş ve çıkış gerilimleri arasındaki farka eşit olacaktır.

$$V_L = V_i - V_o = L \frac{di_L}{dt} \quad (3.1)$$

Akım değişim oranını belirlemek için Denklem 3.1 yeniden düzenlenirse;

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_i - V_o}{L} \quad (3.2)$$

elde edilir. Denklem 3.2 yeniden düzenlenirse;

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{DT} = \frac{V_i - V_o}{L} \quad (3.3)$$

bulunur. Buradan anahtar iletimdeyken akımın zamana göre değişim oranının giriş gerilimine, çıkış gerilimine ve indüktans değerine bağlı bir sabit olduğu görülebilir. Akımın zamana göre değişim oranının sabit olması, akımın zamanla doğrusal olarak arttığını gösterir. Bu doğrusal artış Şekil 3.4'ten görülebilir. Denklem 3.3 yeniden düzenlenirse indüktör akımındaki dalgalanma Denklem 3.4 kullanılarak bulunabilir.

$$(\Delta i_L)_{on} = \left(\frac{V_i - V_o}{L}\right)DT \quad (3.4)$$

Şekil 3.4'te görüldüğü gibi S-anahtarı kesimdeyken indüktör üzerindeki gerilim çıkış gerilimine eşit olacaktır (Bknz. Şekil 3.3b).

$$V_L = -V_o = L \frac{di_L}{dt} \quad (3.5)$$

Akım değişim oranını belirlemek için Denklem 3.5 yeniden düzenlenirse;

$$\frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{(1-D)T} = \frac{-V_o}{L} \quad (3.6)$$

elde edilir. Buradan anahtar kesimdeyken akımın zamana göre değişim oranının çıkış gerilimine ve indüktans değerine bağlı bir sabit olduğu görülebilir. Akımın zamana göre değişim oranının – işaretli bir sabit olması, akımın zamanla doğrusal olarak azaldığını gösterir. Çünkü bu süre boyunca indüktördeki enerji çıkış gerilimini ve kondansatörü beslemek için kullanılacaktır. Bu doğrusal azalış Şekil 3.4'ten görülebilir. Denklem 3.6 yeniden düzenlenirse anahtar açık durumda indüktör akımındaki dalgalanma Denklem 3.7'deki gibi olur:

$$(\Delta i_L)_{off} = \frac{-V_o}{L}(1-D)T \quad (3.7)$$

Kararlı durum çalışmasında indüktör akımı periyodiktir. Yani anahtarlama periyodunun başlangıcındaki indüktör akımı periyodun sonundaki indüktör akımıyla aynıdır. Bu da anahtarlama periyodu süresince indüktör akımındaki net değişimin sıfır olduğunu gösterir.

$$(\Delta i_L)_{on} + (\Delta i_L)_{off} = 0 \quad (3.8)$$

Denklem 3.8’de değerler yerine yazılırsa;

$$\left(\frac{V_i - V_o}{L}\right)DT - \frac{V_o}{L}(1-D)T = 0 \quad (3.9)$$

elde edilir. Bu denklem sadeleştirilirse;

$$V_o = V_i D \quad (3.10)$$

Denklem 3.10’da görüldüğü gibi çıkış gerilimi ve giriş gerilimi arasındaki oran görev periyodu ($0 < D < 1$) kadardır ve ideal durumda çıkış gerilimi yalnızca giriş gerilimi ve görev periyoduna bağlıdır. Görev periyodunun 1’den küçük olması, çıkış geriliminin giriş geriliminden her zaman daha düşük olacağını göstermektedir. Görev periyodu Denklem 3.11 ile ifade edilebilir:

$$D = \frac{t_{on}}{T} \quad (3.11)$$

Burada $t_{kapalı}$ anahtarın iletimde kaldığı süreyi, T ise anahtarlama periyodunu göstermektedir. Kararlı durum çalışmasında ortalama kondansatör akımının sıfır olduğu göz önüne alınırsa ortalama indüktör akımının ortalama çıkış akımına eşit olacağı Şekil 3.3’ten görülebilir. Bu durumda;

$$\bar{I}_L = \bar{I}_R = \frac{V_o}{R} \quad (3.12)$$

olur. Şekil 3.4’teki indüktör akımı göz önünde bulundurulduğunda ve 3.4, 3.7 ve 3.12 numaralı denklemler kullanıldığında maksimum ve minimum indüktör akımı için aşağıdaki denklemler yazılabilir:

$$\hat{I}_{L-max} = \bar{I}_L + \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{V_o}{R} + \frac{1}{2} \left[\frac{V_o}{L} (1-D)T \right] = V_o \left(\frac{1}{R} + \frac{1-D}{2Lf} \right) \quad (3.13)$$

$$I_{L-min} = \bar{I}_L - \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{V_o}{R} - \frac{1}{2} \left[\frac{V_o}{L} (1-D)T \right] = V_o \left(\frac{1}{R} - \frac{1-D}{2Lf} \right) \quad (3.14)$$

Sürekli akım çalışma durumunda indüktördeki akım daima sıfırdan büyük olmalıdır. Denklem 3.14 kullanılarak minimum akım değeri sıfıra eşitlenirse;

$$I_{L-\min} = 0 = V_o \left(\frac{1}{R} - \frac{1-D}{2Lf} \right) \Rightarrow (Lf)_{\min} = \frac{(1-D)R}{2} \Rightarrow L_{\min} = \frac{(1-D)R}{2f} \quad (3.15)$$

elde edilir. Devrenin sürekli akım modunda çalışabilmesi için en küçük indüktör değeri L_{\min} değerinden daha büyük olmalıdır.

Düşürücü tip konvertörlerin tasarımı yapılırken tasarım kriteri olarak indüktör dalgalanma akımı da kullanılabilir. Sürekli akım modu çalışma için Denklem 3.4 ve 3.10 birleştirilirse;

$$\Delta i_L = \left(\frac{V_i - V_o}{L} \right) DT = \left(\frac{V_i - V_o}{Lf} \right) D = \frac{V_o(1-D)}{Lf} \quad (3.16)$$

elde edilir. Buradan L değeri çekilirse;

$$L = \left(\frac{V_i - V_o}{\Delta i_L f} \right) D = \frac{V_o(1-D)}{\Delta i_L f} \quad (3.17)$$

elde edilir. Belirlenen indüktör akım dalgalanma değerini sağlayacak indüktans değeri Denklem 3.17 kullanılarak bulunabilir.

Pratik uygulamalarda çıkış gerilimi belirli miktarda dalgalanma içermesine rağmen devrenin ideal olduğu, kondansatörün çıkış gerilimini sabit tutmak için yeterince büyük olduğu ve ortalama çıkış kondansatör akımının sıfır olduğu varsayılmıştır. Kondansatör üzerindeki akım Şekil 3.3'ten;

$$i_c = i_L - i_R \quad (3.18)$$

olarak yazılabilir. Bu durumda Şekil 3.4'teki kondansatör akım grafiği çizilebilir. Kondansatör akımı pozitif olduğunda kondansatör şarj olur. Kondansatör üzerindeki yük Denklem 3.19 ve Denklem 3.20 ile ifade edilebilir:

$$Q = I \times t \quad (3.19)$$

$$Q = C \times V \quad (3.20)$$

Şekil 3.4'teki kondansatör akım grafiği ve Denklem 3.19 göz önünde bulundurularak kondansatördeki yük değişikliği taralı alan ile bulunabilir:

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \frac{T}{2} \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{T \Delta i_L}{8} \quad (3.21)$$

Denklem 3.20'yi kullanarak yükü(Q), kapasitans cinsinden tanımlarsak;

$$\Delta Q = C \Delta V_o \quad (3.22)$$

elde edilir. Burada ΔV_o tepeden tepeye çıkış gerilim dalgalanmasıdır. Bu değer Denklem 3.21'de yerine yazılırsa;

$$\Delta V_o = \frac{T \Delta i_L}{8C} \quad (3.23)$$

olur. Denklem 3.7'deki Δi_L değeri yerine yazılırsa;

$$\Delta V_o = \frac{V_o}{8fCL} (1-D)T = \frac{V_o(1-D)}{8LCf^2} \quad (3.24)$$

bulunur. Belirli çıkış gerilim dalgalanmasını elde etmek için gerekli kondansatör değeri Denklem 3.25 kullanılarak bulunabilir.

$$C = \frac{1-D}{8L(\Delta V_o/V_o)f^2} \quad (3.25)$$

3.3 Tasarım Parametrelerinin Belirlenmesi

Bu tezde 100 kHz anahtarlama frekansında sürekli akım modunda çalışan 48V giriş gerilimi ve 12V çıkış gerilimine sahip yaklaşık 10 Watt'lık da-da düşürücü tip konvertörün tasarımı yapılmıştır. Filtre elemanlarının ve tasarlanan devrenin boyutlarının küçük olması için anahtarlama frekansı yüksek seçilmiştir. Çıkış gerilim dalgalanması 0.6V olarak belirlenmiştir. Tasarım parametreleri belirlenirken devre elemanlarının ideal olmayan özellikleri göz önünde bulundurulmayacak, malzeme seçiminde bu özellikler dikkate alınacaktır. Tasarlanmak istenen konvertörün tasarım kriterleri Çizelge 3.1'de verilmiştir.

Çizelge 3.1 : Düşürücü konvertör devre parametreleri.

Parametre	Değer
Giriş Gerilimi, V_i	48
Çıkış gerilimi, V_o	12
Anahtarlama frekansı, kHz	100
Çıkış gücü, W	9.6
Çıkış gerilimi dalgalanması, $\Delta V_o/V_o$	0.05

Devre elemanlarının değerlerinin belirlenebilmesi için ilk olarak görev periyodu ve yük belirlenmelidir. Çizelge 3.1'teki parametreler kullanılarak görev periyodu ve yük direnci;

$$D = \frac{V_o}{V_i} = 0.25 \quad (3.26)$$

$$R = \frac{V_o^2}{P} = 15\Omega \quad (3.27)$$

olarak hesaplanır.

Anahtar iletimdeyken akım dalgalanmasını sınırlamak ve anahtar kesimdeyken devreye akım sağlamak için kullanılan indüktör, devrenin sürekli veya süresiz akım modunda çalışmasını belirleyen ana elemandır. Konvertörün kritik iletim modunda çalışması için gerekli indüktans (L_{min}) değeri;

$$L_{min} = \frac{(1-D)R}{2f} = 56.25\mu H \quad (3.28)$$

Konvertörün sürekli akım modunda çalışabilmesi için L_{min} değerinden daha büyük indüktans kullanılmalıdır. Bu nedenle bu değer %25 arttırılarak Denklem 3.29'daki indüktans değeri belirlenmiştir:

$$L = 1.25 \times L_{min} = 70.31\mu H \quad (3.29)$$

Anahtarın iletimde kaldığı süre ile giriş gerilimi, çıkış gerilimi ve hesaplanan indüktans değeri kullanılarak indüktör akımındaki dalgalanma hesaplanırsa:

$$\Delta i_L = \left(\frac{V_i - V_o}{L} \right) DT = 1.28 A \quad (3.30)$$

Çizelge 3.2 : Devre elemanlarının değerleri.

Parametre	Değer
Yük Direnci, Ω	15
İndüktans, μH	100
Çıkış Kondansatörü, μF	26

Bu dalgalanma miktarına (Δ_{iL}) bağlı olarak, anahtar iletimdeyken indüktör akımındaki artma ve anahtar kesimdeyken indüktör akımındaki azalma hesaplanabilir:

$$\hat{I}_{L-\max} = \bar{I}_L + \frac{\Delta I_L}{2} = 1.44A \quad (3.31)$$

$$I_{L-\min} = \bar{I}_L - \frac{\Delta I_L}{2} = 0.16A \quad (3.32)$$

Denklem 3.31 ve 3.32’de görüldüğü gibi kararlı durumda anahtar iletimdeyken indüktör akımındaki artış ve anahtar kesimdeyken indüktör akımındaki azalış birbirine eşittir. Ayrıca $I_{L\min}$ değeri sıfırdan büyüktür ve sürekli akım modunu sağlamaktadır.

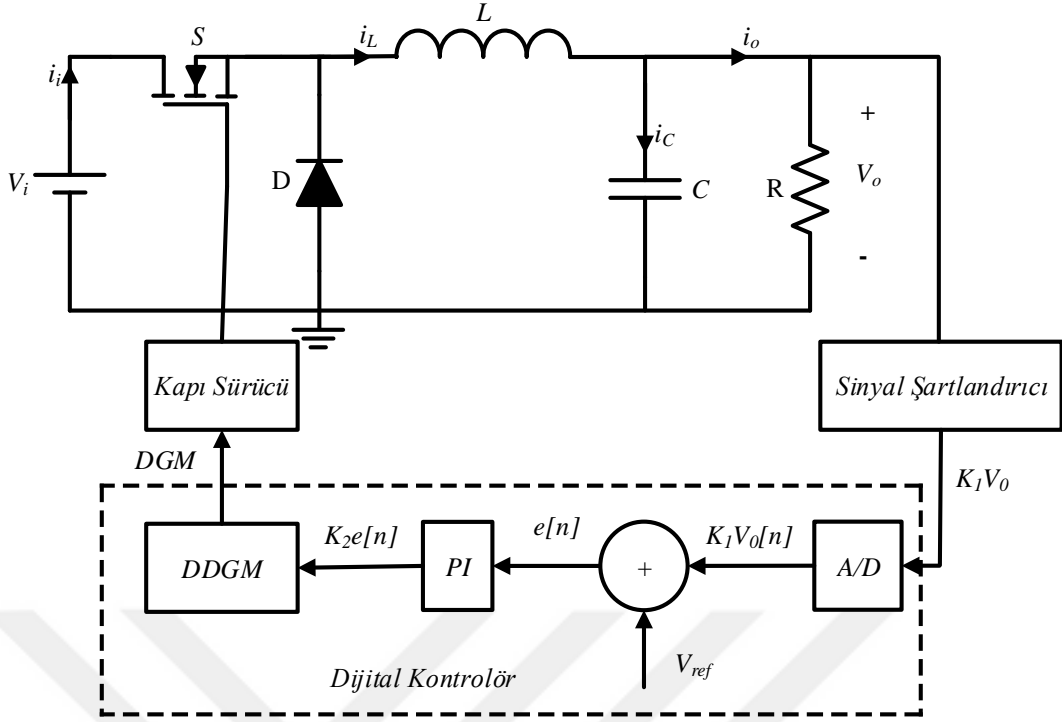
Çıkış kondansatörünün ideal olmayan özelliklerinin çıkış gerilim dalgalanmasına etkisi göz ardı edilerek çıkış gerilim dalgalanmasının ($\Delta V_o/V_o$) tasarım kriterlerini sağlaması için gereken kondansatör değeri Denklem 3.33’teki gibi hesaplanabilir:

$$C_0 = \frac{1-D}{8L(\Delta V_o/V_o)f^2} = 26 \mu F \quad (3.33)$$

Devre tasarım kriterleri ve tasarım parametreleri göz önüne alınarak sürekli akım modunda çalışan da-da düşürücü tip konvertörde devrede kullanılan elemanların değerleri belirlenmiş ve Çizelge 3.2’de birleştirilmiştir.

3.4 Da-da Düşürücü Tip Konvertörün Gerilim Mod Kontrolü

Kapalı çevrim konvertörler, kararlı çıkış gerilimini sürdürmek için bir güç transfer katı ve gerilim veya akımı ölçerek güç transfer katını ayarlamak için bir geri besleme kontrol devresine sahiptir. Geri besleme devresi, akım mod veya gerilim mod kontrol tekniği kullanılarak oluşturulabilmektedir. Bu tezde çıkış gerilimini ayarlamak için gerilim mod kontrol tekniği kullanılmıştır. Güç ve geri besleme katından oluşan gerilim mod dijital *PI* kontrollü düşürücü tip konvertörün blok diagramı Şekil 3.5’te görülmektedir.



Şekil 3.5 : Dijital kontrollü gerilim mod düşürücü tip konvertör blok diyagramı.

Gerilim mod kontrolünde çıkış gerilimi V_o ölçülür, bir sinyal şartlandırıcı devre ile mikrodenetleyicinin analog giriş kanalları için uygun gerilim değerine dönüştürülür ve analog giriş kanalları vasıtasıyla mikrodenetleyiciye uygulanır. Mikrodenetleyici tarafından örneklenen çıkış gerilimi, V_{ref} referans gerilim ile karşılaştırılır. Elde edilen hata $e[n]$, PI kontrolör tarafından minimize edilmeye çalışılır. Bu kontrolörün çıkışı $K_2 e[n]$, dijital darbe genişlik modülasyonu ($DDGM$) modülünde görev periyodu üretmek için kullanılmaktadır. $DDGM$, görev periyodu sağlamak ve DGM sinyali üretmek için D/A dönüştürücü olarak kullanılmaktadır. DGM sinyali, sürücü üzerinden mosfeti açıp kapatmak için kullanılmaktadır.

Kapalı çevrim kontrol, çıkış geriliminin (V_o), referans gerilimi V_{ref} 'i takip etmesi için kullanılmaktadır. Kapalı çevrim kontrolde düşük maliyeti ve gerçekleştirilmesi kolay olduğu için genellikle PI kontrolör kullanılmaktadır. PI kontrol aşağıdaki transfer fonksiyonu ile tanımlanabilir.

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^{\tau} e(\tau) d\tau \quad (3.34)$$

Burada $u(t)$ kontrol sinyalini ve $e(t)$ hatayı temsil etmektedir. K_p oransal kazancı ve K_i integral kazancı temsil etmektedir. Oransal terim, sistemden gelen hatayı belli bir katsayı ile

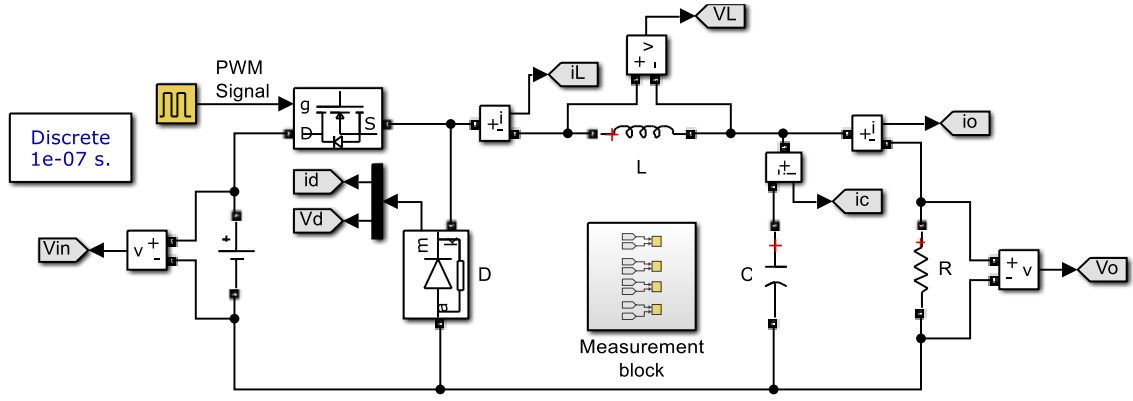
çarparak hatayı azaltmaya çalışır. Büyük K_p değerleri, hatanın küçük değerlerinde bile çıkışta büyük değişiklikler oluşturabilir. Bu sistem kararsızlığına neden olabilir. K_p 'nin küçük değerlerinde giriş hatalarının giderilmesi yavaş olabilir ve bu durum kontrolörün regülasyonunun gecikmesine neden olabilir. Bu çoğu uygulamada arzu edilmeyen bir durumdur. İntegral hatanın alanını bulmak anlamındadır. Her görev periyodunda hata K_i katsayısıyla çarpılarak toplanır. İntegral terimi oransal terimden kalan küçük hatayı azaltmaktadır. Kontrolör parametreleri kapalı döngü konvertörün performansını önemli ölçüde etkilemektedir.

Dijital kontrollü anahtarlama güç kaynaklarında *DGM* sinyalinin üretmek için mikrodnetleyiciler kullanılmaktadır. Mikrodnetleyici tarafından üretilen *DGM* sinyalinin genliği düşüktür. Bu nedenle anahtarın giriş kapasitanslarını şarj ve deşarj etmek için mikrodnetleyicinin çıkışı ve güç anahtarının kapısı arasında bir sürücü devrenin kullanılması gerekmektedir. Sürücü devresi mikrodnetleyicinin çıkışındaki 0-5V arasındaki gerilimi anahtarlama için gerekli seviyeye yükseltecektir [49]. Güç anahtarının hızlı anahtarlanması, anahtarlama ile ilişkili kayıplarının azaltılması, anahtar düğümündeki parazitik kapasitansların azaltılması için kapı sürücü kullanımı önem arz etmektedir. Ayrıca kapı sürücünün kullanılması, mikrodnetleyiciyi gerilim yükselmeleri ve gürültülerden koruyacaktır. Aynı zamanda kapı yükü güç kayıpları azalacak, güç kayıpları mikrodnetleyiciden sürücüye taşınarak mikrodnetleyicideki termal baskı azaltılacaktır [50, 51].

Gerilim mod kontrol tekniği, yükteki herhangi bir değişiklik durumunda çıkış geriliminin kararlılığı sağlamada etkili bir kontrol tekniğidir. Çıkış gerilimi kararlılığını sağlamak için sadece çıkış gerilimi bilgisine ihtiyaç duymaktadır. Yüksüz durumlarda ya da çok düşük yüklü durumlarda regülasyonu sürdürme yeteneğine sahiptir. Gerilim mod tekniği kullanılarak giriş gerilimi büyük oranda düşürülebilmektedir. Gerilim mod tekniğinde indüktör akım ölçümü gerekmediğinden *PCB* yerleşimi diğer kontrol yöntemlerine göre daha kolay yapılabilir.

3.5 Benzetim Modeli

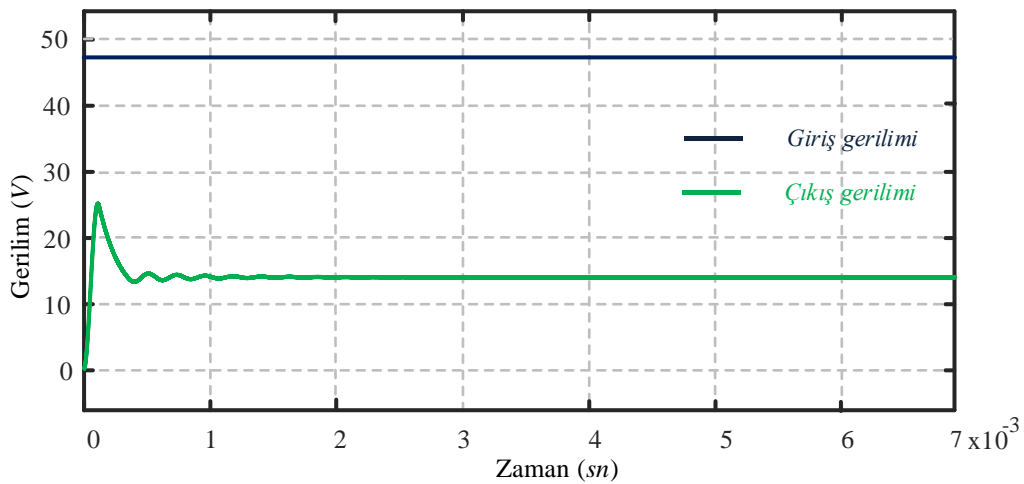
Tasarlanan dijital kontrollü düşürücü tip konvertörün verimliliğini doğrulamak amacıyla açık çevrim ve kapalı çevrim çalışma durumları için *Matlab@Simulink* modelleri oluşturulmuştur. Benzetim modelleri oluşturulurken Çizelge 3.1 ve Çizelge 3.2'de verilen değerler kullanılmıştır.



Şekil 3.6 : Düşürücü konvertör açık çevrim benzetim modeli.

Açık çevrim çalışma modu için Şekil 3.6'daki *Matlab @ Simulink* modeli oluşturulmuştur. Benzetim modeli düşürücü tip konvertör temel devre elemanlarından oluşmaktadır. Benzetim modeli, Çizelge 3.1 ve Çizelge 3.2'deki değerler kullanılarak oluşturulmuştur. Mosfeti anahtarlama için gerekli *DGM* sinyalini üretmek için darbe jeneratör bloğu kullanılmıştır. *DGM* sinyalinin frekansı 100kHz ve genliği 1V 'tur. *DGM* sinyali, mosfetin kapısına 0.25 görev periyoduyla uygulanmaktadır. Simülasyon tam yük şartlarında çalıştırılmıştır. Giriş akımı, giriş gerilimi, indüktör akımı, indüktör gerilimi, kondansatör gerilimi ve çıkış gerilimini gözlemlemek için uygun osiloskoplar kullanılmıştır. Ölçüm sonuçları $60\ \mu\text{s}$ zaman aralığı için verilmiştir.

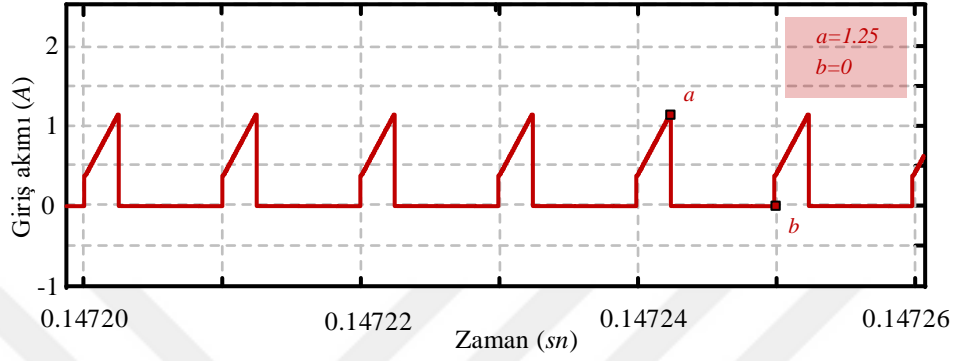
Şekil 3.7'de açık çevrim benzetim modeline ait giriş gerilimi ve çıkış gerilimi dalga şekilleri görülmektedir. Giriş gerilimi 48V ve çıkış gerilimi 12V 'tur. Çıkış gerilimi, giriş geriliminden görev periyodu oranında daha düşüktür.



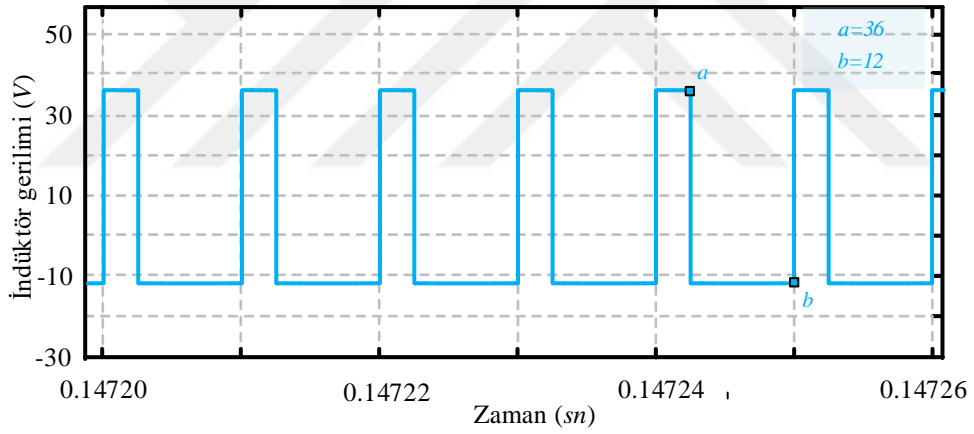
Şekil 3.7 : Açık çevrim giriş ve çıkış gerilimi dalga şekilleri.

Şekil 3.8'de giriş akımı dalga şekilleri görülmektedir. Mosfet kesimde olduğunda giriş akımı sıfırdır. Mosfet iletimde olduğunda giriş akımı indüktör akımına eşittir.

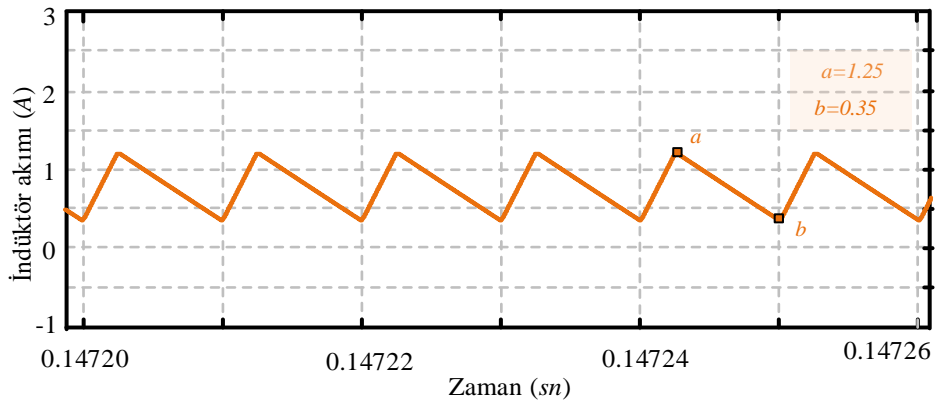
Şekil 3.9’da indüktör gerilimi dalga şekli görülmektedir. İndüktör üzerindeki gerilim, mosfet iletimde olduğunda giriş ve çıkış gerilimleri arasındaki fark kadardır. Anahtar kesimde olduğunda indüktör üzerindeki gerilim, negatif çıkış gerilimine eşittir. Açık çevrim çalışma durumunda indüktör akımı dalga şekli Şekil 3.10’da görülmektedir. İndüktör akım dalgalanması düşüktür ve akım değeri, sürekli akım çalışma durumunu sağlamaktadır.



Şekil 3.8 : Açık çevrim giriş akımı dalga şekli.

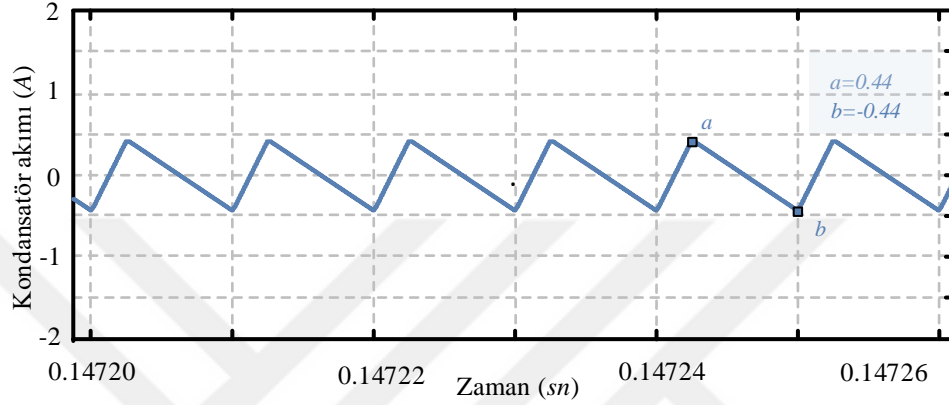


Şekil 3.9 : Açık çevrim indüktör gerilimi dalga şekli.

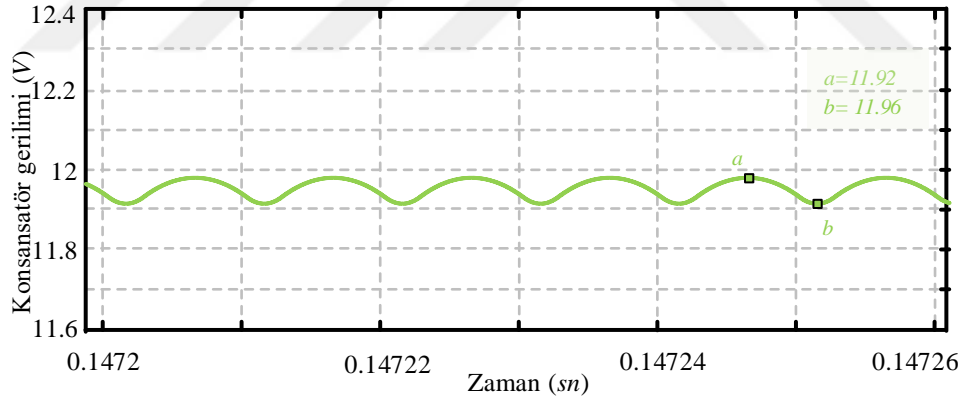


Şekil 3.10 : Açık çevrim indüktör akımı dalga şekli.

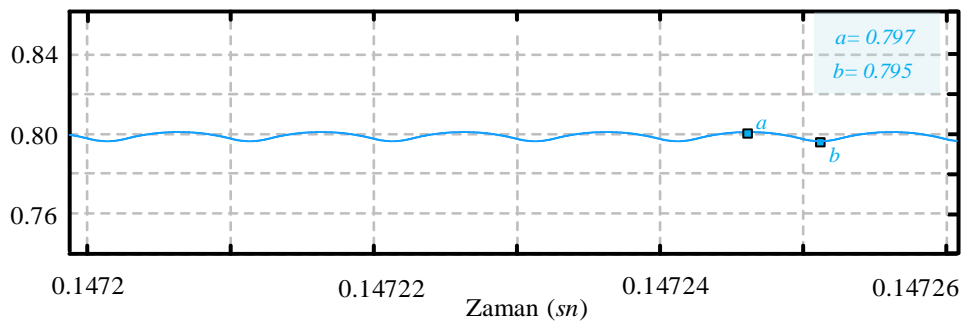
Şekil 3.11, kondansatör akımı dalga şeklini göstermektedir. Kondansatör akımı, indüktör akımı ve çıkış akımı arasındaki fark kadardır. Kondansatör akımı dalga şekli, indüktör akımı dalga şekliyle uyumludur. Kondansatör gerilimi dalga şekli Şekil 3.12’ de görülmektedir. Kondansatör gerilimindeki dalgalanma çok düşüktür ve tasarım değerlerini sağlamaktadır. Şekil 3.13, çıkış akım dalga şeklini göstermektedir. Çıkış akımındaki dalgalanmanın küçük olduğu görülmektedir.



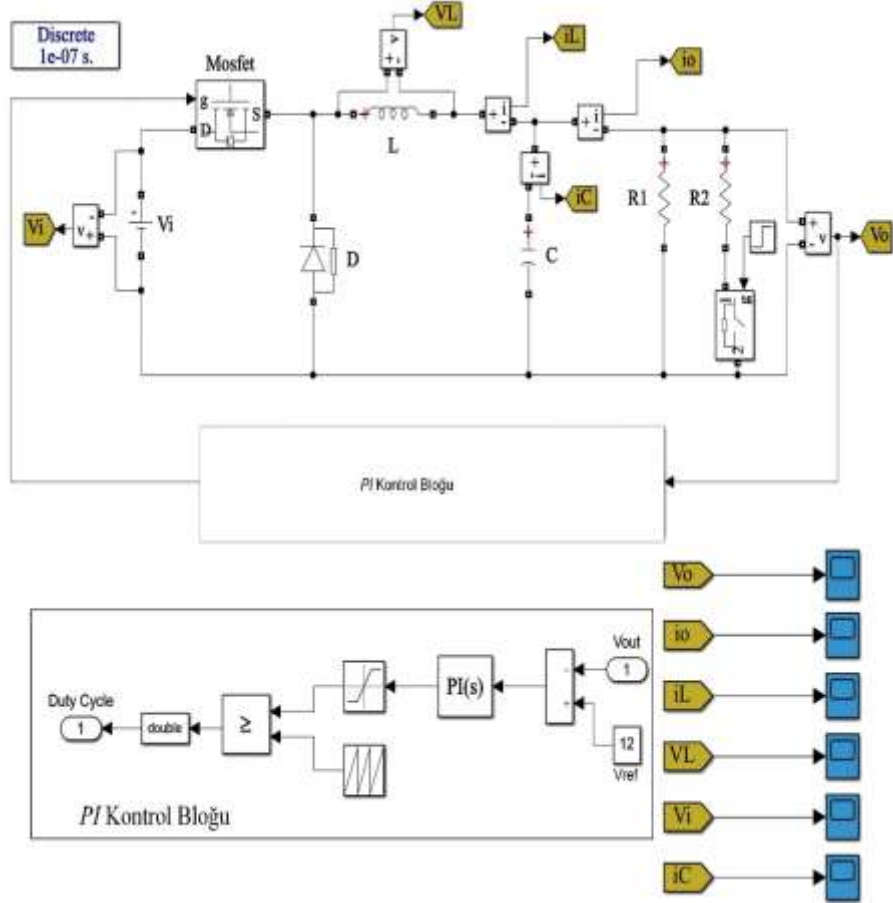
Şekil 3.11 : Açık çevrim kondansatör akımı dalga şekli.



Şekil 3.12 : Açık çevrim kondansatör dalgalanma gerilimi dalga şekli.



Şekil 3.13 : Açık çevrim çıkış akım dalga şekli.

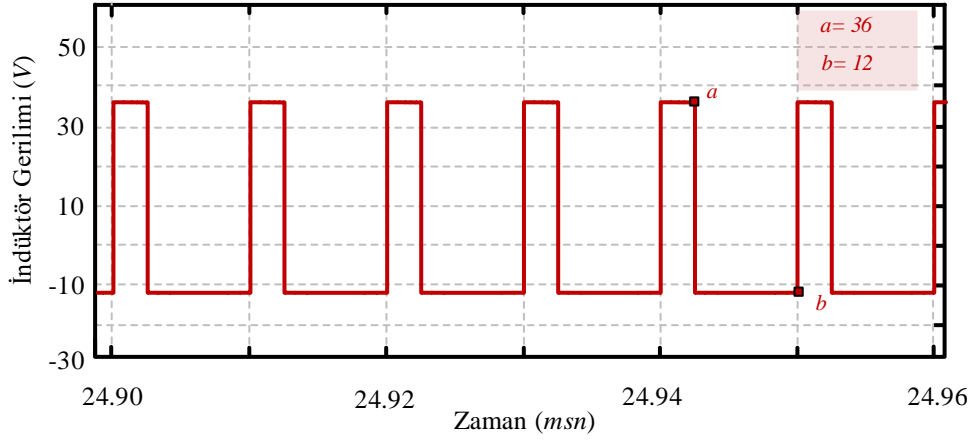


Şekil 3.14 : Düşürücü konvertör kapalı çevrim benzetim modeli.

Kapalı çevrim çalışma modu için Şekil 3.14'teki *Matlab @ Simulink* modeli oluşturulmuştur. Benzetim modeli düşürücü tip konvertör güç devresi ve geri besleme devresinden oluşmaktadır. Çıkış gerilimini, indüktör akımını, indüktör gerilimini gözlemek için uygun osiloskoplar kullanılmıştır.

Kapalı çevrim modelde çıkış gerilimi ölçülür ve $12V_{dc}$ referans gerilimle karşılaştırılır. Elde edilen hata *PI* kontrol kullanılarak minimize edilmeye çalışılır. *PI* kontrol parametreleri K_p ve K_i , *Matlab @ Simulink* *PID* ayarlama (tuning) araçları kullanılarak belirlenmiştir. K_p değeri 0.02752 and K_i değeri 8.1185'tir. Saturasyon bloku, *PI* kontrolörün çıkışındaki hatayı üst ve alt saturasyon değerleri ile sınırlar. Saturasyon blokunun çıkışı görev periyodunu belirlemek için tekrarlayan dizi blokundan üretilen testere dişi dalga şekli ile karşılaştırılır. Testere dişi dalga şeklinin frekansı, devre için arzu edilen anahtarlama frekansı $100kHz$ 'dir. Hata değeri testere dişi dalga şeklinden daha büyük olduğunda mosfet anahtarlanmaktadır.

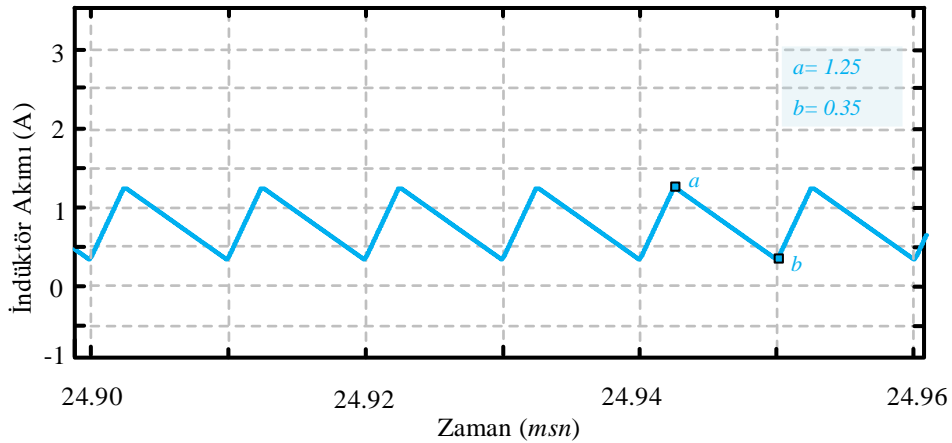
Yük değişiklikleri karşısında devrenin çıkış gerilimini gözlemek için anahtar çalışma anından 0.03 saniye sonra aktif edilmekte ve devrenin yükü yaklaşık $20W$ 'a artırılmaktadır.



Şekil 3.15 : Kapalı çevrim indüktör gerilimi dalga şekli.

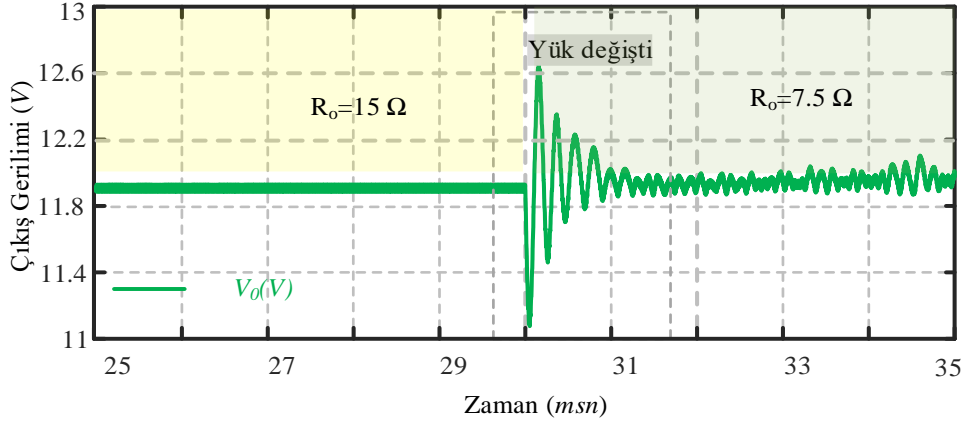
Şekil 3.15'te kapalı çevrim benzetim modeline ait indüktör gerilimi dalga şekli görülmektedir. İndüktör üzerindeki gerilim mosfet iletimde olduğunda giriş ve çıkış gerilimleri arasındaki fark kadardır. Anahtar kesimde olduğunda indüktör üzerindeki gerilim negatif çıkış gerilimine eşittir.

Şekil 3.16'da indüktör akımı dalga şekli görülmektedir. İndüktör akım dalgalanması düşüktür ve akım değeri, sürekli akım çalışma durumunu sağlamaktadır. İndüktör akımı, anahtar iletimdeyken belirli bir eğimle artmaktadır ve anahtar kesime gittiğinde belirli bir eğimle azalmaktadır. İndüktör akım dalgalanması Şekil 3.4 'teki analiz grafikleri ve Denklem 3.31 ve 3.32'de hesaplanan tasarım değerleriyle uyumaktadır.



Şekil 3.16 : Kapalı çevrim indüktör akım dalga şekli.

Şekil 3.17'de çıkış gerilimi dalga şekli görülmektedir. Yük 20W'a artırıldığında PI kontrolörün çıkış gerilimi kararlılığı sağladığı ve devrenin geçici durum yanıtının iyi olduğu görülmektedir. Yukarı ve aşağı aşım değerleri kabul edilebilir değerlerdedir. Çıkış gerilimindeki dalgalanma, tasarım kriterlerinde verilen dalgalanma değerini sağlamaktadır.



Şekil 3.17 : Kapalı çevrim çıkış gerilimi dalga şekli.

Kapalı çevrim modelinde devre yüksüz durumdan tam yük durumuna geçerken çıkış gerilimindeki yukarı aşım ve yükselme zamanı değişiklikleri gözlemlenmiştir. Farklı K_p ve K_i değerleri ile elde edilen sonuçlar Çizelge 3.3’de verilmiştir. İlk önce K_i değeri sabit tutulmuş, K_p değeri yarıya düşürüldüğünde ve iki katına çıkarıldığında yükselme zamanı ve yukarı aşım gözlemlenmiştir. Daha sonra K_p değeri sabit tutulmuş, K_i değeri yarıya düşürüldüğünde ve iki katına çıkarıldığında yükselme zamanı ve yukarı aşım gözlemlenmiştir. Simülasyon sonuçlarından K_i değeri sabit tutularak K_p değeri artırıldığında yükselme süresinin azaldığı ve aşımın arttığı, K_p değeri azaldığında yükselme süresinin arttığı ve aşımın azaldığı görülmektedir. Ayrıca K_p değeri sabit tutularak K_i değeri artırıldığında yükselme süresinin azaldığı ve aşımın arttığı, K_i değeri azaldığında yükselme süresinin arttığı ve aşımın azaldığı görülmektedir.

Çizelge 3.3 : Farklı K_p ve K_i değerleri için yükselme zamanı ve yukarı aşım değerleri.

Parametre	Yükselme zamanı (Sn)	Yukarı aşım(V)
$K_p = 0.02752, K_i = 8.1185$	0.022	5.1
$K_p = 0.05504, K_i = 8.1185$	0.015	6.8
$K_p = 0.01376, K_i = 8.1185$	0.030	3.4
$K_p = 0.02752, K_i = 16.237$	0.011	5.3
$K_p = 0.02752, K_i = 4.05925$	0.041	5.0

Açık çevrim ve kapalı çevrim benzetim sonuçları, tasarım değerlerinin uygun olduğunu göstermektedir. Devrenin bara gerilimdeki ve yükteki değişimler karşısındaki kararlılığını sürdürmesi için bu tezde düşürücü tip konvertör kapalı çevrim olarak tasarlanmıştır. Devre deneysel olarak gerçekleştirilmeden güç hesabı yapılarak devrenin verimliliği doğrulanacaktır.

3.6 Güç Kaybı Hesabı

Gerçekte ideal devre elemanları olmadığından güç kaynağının verimliliğini etkileyen parametreler arasında tasarımcı seçim yapmalıdır. Tasarımcı kataloglara bakarak devre elemanının özelliklerini ve verimliliği etkileyen parametreleri anladığında, düşürücü tip konvertörün verimliliğini optimize edebilecektir. Bu bölümde konvertörün verimliliğini etkileyen devre elemanlarına ait parametreler tartışılacak ve tasarlanan konvertör için yaklaşık güç kaybı hesabı yapılacaktır. Düşürücü tip konvertörde ana güç kayıpları;

- Mosfet kayıpları
- Diyot kayıpları
- İndüktör kayıpları
- Kondansatör kayıpları
- Kontrol entegrelerinin neden olduğu kayıplar
- Ölü zaman kayıpları olarak sıralanabilir [52].

Senkron konvertörlerde ve senkron olmayan konvertörlerde güç kayıpları, senkron konvertörde diyot yerine ikinci bir mosfet kullanılmasından dolayı farklılaşmaktadır.

3.6.1 İndüktör kayıpları

İndüktör kayıpları, sargı ve çekirdek kayıplarından oluşmaktadır. Sargı kayıpları, indüktör eşdeğer seri direncinin neden olduğu kayıplardır. İndüktör veri sayfasında belirtilen R_{DCR} değeri indüktör eşdeğer seri direnci olarak kullanılacaktır. Çekirdek kayıpları, değişen manyetik alanın çekirdek malzemesinde oluşturduğu kayıplardır. Bu kayıplar, indüktör çekirdek malzemesi, çalışma frekansı, çıkış akımı ve indüktördeki akım dalgalanmasıyla ilişkilidir [53]. Bu tezde indüktör kayıp hesabında çekirdek kayıpları ihmal edilmiştir.

İndüktör sargı kayıpları (iletim kayıpları) Denklem 3.35 kullanılarak hesaplanabilir:

$$P_L = I_{L_RMS}^2 \times R_{DCR} \quad (3.35)$$

Burada R_{DCR} , indüktörün doğru akım direncidir ve I_{L_RMS} , rms indüktör akımıdır. Görüldüğü gibi iletim kayıpları anahtarlama frekansından bağımsızdır. İndüktör rms akımı Denklem 3.36 kullanılarak hesaplanabilir:

$$I_{L_RMS} = \sqrt{\left[\frac{1}{3} \times \left[\left(I_L + \frac{\Delta i_L}{2} \right)^2 + \left(I_L + \frac{\Delta i_L}{2} \right) \times \left(I_L - \frac{\Delta i_L}{2} \right) \right] + \left(I_L - \frac{\Delta i_L}{2} \right)^2 \right]} \quad (3.36)$$

Δi_L , indüktör dalgalanma akım değeridir. İndüktör akım dalgalanması Denklem 3.37 kullanılarak bulunabilir:

$$\Delta i_L = \left(\frac{V_i - V_o}{L} \right) DT = 0.9 \text{ A} \quad (3.37)$$

Değerler Denklem 3.36'da yerine konularak I_{RMS_L} ;

$$I_{L_RMS} = \sqrt{I_L^2 + \frac{\Delta i_L^2}{12}} = \sqrt{0.8^2 + \frac{0.9^2}{12}} = 0.841 \text{ A} \quad (3.38)$$

olarak bulunur. R_{DCR} değeri ve Denklem 3.35 kullanılarak indüktör iletim kayıpları:

$$P_L = I_{L_RMS}^2 \times R_{DCR} = 0.841^2 \times 110 \times 10^{-3} = 0.0778 \text{ W} \quad (3.39)$$

olarak hesaplanır.

3.6.2 Mosfet kayıpları

Mosfet güç kayıpları, anahtarlama ve iletim kayıplarından oluşmaktadır. İletim kayıpları anahtarlama frekansına bağlı olmayıp iletim durumunda mosfetin direncinden kaynaklanan kayıplardır [54,55]. Mosfet anahtarlama kayıpları, anahtarlama frekansına bağlıdır ve anahtarlama kayıpları, mosfet çıkış kapasitans kayıpları ve sürüş kayıplarından oluşur. Anahtarlama frekansı arttıkça anahtarlama kayıpları artmaktadır.

Mosfet güç kayıpları Denklem 3.40 kullanılarak hesaplanabilir [56]:

$$P_{mosfet} = P_{iletim} + P_{anahtarlama} + P_{sürüş} + P_{çıkış} \quad (3.40)$$

Mosfet iletim kayıpları, Denklem 3.41 kullanılarak hesaplanabilir:

$$P_{iletim} = I_{Q_RMS}^2 \times R_{DS(ON)} \quad (3.41)$$

Burada $R_{DS(ON)}$, mosfetin iletim durumu direncidir ve I_{Q_RMS} , rms mosfet akımıdır.

Mosfet üzerinden görev periyodu oranında akım akmaktadır. Rms akımı, Denklem 3.42 kullanılarak hesaplanabilir:

$$I_{Q_RMS} = \sqrt{\left[\frac{D}{3} \times \left[\left(I_L + \frac{\Delta i_L}{2} \right)^2 + \left(I_L + \frac{\Delta i_L}{2} \right) \times \left(I_L - \frac{\Delta i_L}{2} \right) \right] + \left(I_L - \frac{\Delta i_L}{2} \right)^2 \right]} \quad (3.42)$$

$$I_{Q_RMS} = \sqrt{D \left(I_L^2 + \frac{\Delta i_L^2}{12} \right)} = \sqrt{0.25 \left(0.8^2 + \frac{0.9^2}{12} \right)} = 0.421 A \quad (3.43)$$

Denklem 3.41 kullanılarak mosfet iletim kayıpları Denklem 3.44'te hesaplanmıştır.

$$P_{iletim} = I_{Q_RMS}^2 \times R_{DS(ON)} = 0.421^2 \times 69 \times 10^{-3} = 0.0122 W \quad (3.44)$$

Mosfetin açılıp kapanması belirli bir sürede gerçekleşmektedir. Bu sürede akım (I_D) ve gerilimin (V_{DS}) aynı anda var olmasından dolayı mosfette anahtarlama güç kayıpları meydana gelmektedir.

Kapı-kaynak gerilimi (V_{GS}), eşik gerilim değerine (V_i) ulaştığında mosfetin savak akımı I_D , sıfırdan t_1 süresinin sonunda $I_o - \Delta i_L / 2$ değerine artmaktadır (Bakınız Şekil 1.3). Mosfetin iletime geçişinde oluşan kayıplar Denklem 3.45 kullanılarak hesaplanabilir:

$$P_{anahtarlama,on} = \frac{1}{2} \times V_i \times \left(I_L - \frac{\Delta i_L}{2} \right) \times f \times \left(\frac{Q_{gs2}}{I_{g1(on)}} + \frac{Q_{gd}}{I_{g2(on)}} \right) \quad (3.45)$$

Yük değeri (Q), akım ve zaman çarpımına eşit olduğundan ($Q = I \times t$) burada

$\left(\frac{Q_{gs2}}{I_{g1(on)}} + \frac{Q_{gd}}{I_{g2(on)}} \right)$ ifadesi Q_{GS2} ve Q_{GD} yüklerine ulaşılması için gereken zamanı vermektedir.

Q_{GS2} yükü, V_{GS} geriliminin eşik geriliminden miller gerilimine ulaşması için geçen süredeki yükü ifade etmektedir. Q_{GD} yükü miller yüküdür. Q_{GS2} yükü farklı markalara ait veri sayfalarında farklı yerler için tanımlanabilmektedir. Tasarımda kullanılan mosfet veri sayfasında bu değer açma süresi olarak verilmiştir. Açma süresi, mosfet veri sayfasından 21ns olarak elde edilmektedir. V_i değeri giriş gerilimi değeridir. Açma sırasında mosfet üzerindeki gerilim (V_{DS}), giriş gerilimine eşit olduğundan formülde V_{DS} gerilimi yerine giriş gerilimi kullanılmıştır. Mosfetin iletime geçişinde oluşan anahtarlama kaybı;

$$P_{anahtarlama,on} = \frac{1}{2} \times 48 \times \left(0.8 - \frac{0.9}{2} \right) \times 100 \times 10^3 \times 21 \times 10^{-9} = 0.0176W \quad (3.46)$$

olarak bulunur.

Yüksek taraf mosfet iletim süresinin sonunda indüktör akımı tepe değerine ($I_o + \Delta i_L / 2$) ulaşmaktadır. Sonrasında mosfet kapanmaya başlar (Bakınız Şekil 1.5). Mosfetin kesime gidişinde oluşan anahtarlama kaybı Denklem 3.47 kullanılarak bulunabilir:

$$P_{anahtarlama,off} = \frac{1}{2} \times V_i \times \left(I_L + \frac{\Delta I_L}{2} \right) \times f \times \left(\frac{Q_{gs2}}{I_{g1(off)}} + \frac{Q_{gd}}{I_{g2(off)}} \right) \quad (3.47)$$

$\left(\frac{Q_{gs2}}{I_{g1(off)}} + \frac{Q_{gd}}{I_{g2(off)}} \right)$ ifadesi, Q_{GS2} ve Q_{GD} yüklerinin boşaltılması için gereken zamanı vermektedir. Mosfet veri sayfasında bu değer kapama süresi olarak verilmiştir. Burada Q_{GS2} , kapama sırasında miller geriliminden eşik gerilimine ulaşılan kadar geçen süredeki yükü ifade etmektedir. Q_{GD} , miller yüküdür. Mosfetin kesime gidişinde oluşan anahtarlama kaybı;

$$P_{anahtarlama,off} = \frac{1}{2} \times 48 \times \left(0.8 + \frac{0.9}{2} \right) \times 100 \times 10^3 \times 16 \times 10^{-9} = 0.048W \quad (3.48)$$

olarak bulunur. Toplam mosfet anahtarlama kaybı;

$$P_{anahtarlama} = 0.0176 + 0.048 = 0.0656W \quad (3.49)$$

hesaplanır.

Mosfet kapı sürüş kayıpları, mosfetin kapısını şarj ve deşarj etmek için gerekli kapı yükü tarafından belirlenir. Kapı yükü kayıpları Denklem 3.50 kullanılarak hesaplanabilir [57].

$$P_{sürüş} = Q_g \times V_{sürüş} \times f = 3.2 \times 10^{-9} \times 11.3 \times 100 \times 10^3 = 0.0036W \quad (3.50)$$

Sürüş kayıpları, mosfet açılıp kapatıldığında devrenin rezistif elemanlarında oluşan kayıplardır. Bu güç, mosfet ve sürücü arasında kapı direnci kullanılmışsa bu direnç üzerinde, kapı ve sürücü arasındaki baskı devre yolu üzerinde ve sürücü içerisinde kaybolan güçtür. Toplam gücün yarısı açma süresince mosfet kapasitansları yüklenirken, diğer yarısı ise kapama süresince mosfet kapasitansları deşarj olurken harcanır.

Burada Q_G toplam yük, $V_{\text{sürüş}}$ kapı sürücü gerilimi ve f anahtarlama frekansdır. Kapı sürüş kayıpları frekansa bağımlıdır ve mosfetin kapı kapasitansının bir fonksiyonudur. Formülden görüldüğü gibi daha düşük kapı yükü daha düşük anahtarlama kaybı sağlar.

Çıkış kapasitans kayıpları, mosfet çıkış kapasitanslarının şarj ve deşarjı ile oluşan kayıplardır. Çıkış kapasitans kayıpları Denklem 3.51 kullanılarak hesaplanabilir:

$$P_{\text{çıkış}} = \frac{1}{2} \times Q_{\text{oss}} \times V_i \times f = 0.5 \times 2.4 \times 10^{-9} \times 48 \times 100 \times 10^3 = 0.0058W \quad (3.51)$$

3.6.3 Diyot kayıpları

Diyot güç kayıpları, diyodun ileri gerilim düşümü tarafından belirlenir. Diyot, mosfet kesimde olduğu sürede iletimde olduğundan kayıplar Denklem 3.52'deki gibi hesaplanabilir:

$$I_{D_RMS} = \sqrt{(1-D) \left(I_L^2 + \frac{\Delta I_L^2}{12} \right)} = \sqrt{0.75 \left(0.8^2 + \frac{0.9^2}{12} \right)} = 0.728 A \quad (3.52)$$

$$P_{\text{diyot}} = I_{D_RMS} \times V_F = 0.728 \times 0.62 = 0.452W \quad (3.53)$$

Aynı giriş gerilimi için çıkış gerilimi daha düşükse görev periyodu daha düşük olacağı için diyot daha uzun süre iletimde kalacaktır. Diyot güç kayıpları mosfet'e göre daha büyük olduğu için düşük görev periyodunda senkron tip konvertör daha verimli olacaktır.

3.6.4 Giriş ve çıkış kondansatör kayıpları

Giriş ve çıkış kondansatöründeki güç kayıpları kondansatörlerin ESR'si nedeniyle dalgalanma akımı tarafından oluşan kayıplardır.

Giriş kondansatör kayıpları Denklem 3.54 kullanılarak hesaplanabilir [52].

$$P_{ci} = I_{CI_RMS}^2 \times ESR_{ci} \quad (3.54)$$

Giriş kondansatörü rms akım değeri;

$$I_{CI_RMS} = I_o \sqrt{D(1-D)} = 0.346 A \quad (3.55)$$

olarak bulunur. Denklem 3.55'te hesaplanan akım değeri kullanılarak giriş kondansatör kayıpları;

$$P_{ci} = 0.346^2 \times 130 \times 10^{-3} = 0.0156W \quad (3.56)$$

olarak hesaplanır. Çıkış kondansatör kayıpları ise Denklem 3.57 kullanılarak hesaplanabilir.

$$P_{co} = I_{CO_RMS}^2 \times ESR_{co} \quad (3.57)$$

Çıkış kondansatörü rms akım değeri ;

$$I_{CO_RMS} = \frac{\Delta I_L}{2\sqrt{3}} = \frac{0.9}{2\sqrt{3}} = 0.26A \quad (3.58)$$

bulunur. Denklem 3.58'de hesaplanan akım değeri kullanılarak çıkış kondansatör kayıpları;

$$P_{co} = 0.26^2 \times 40 \times 10^{-3} = 0.0027W \quad (3.59)$$

olarak hesaplanır. Tasarımı yapılan düşürücü konvertör için hesaplanan kayıplar Çizelge 3.4'de birleştirilmiştir.

Çizelge 3.4 : Düşürücü konvertör güç kayıpları.

Parametre	Güç (W)
İndüktör kayıpları	0.0778
Mosfet iletim kayıpları	0.0122
Mosfet anahtarlama kayıpları	0.0656
Mosfet sürüş kayıpları	0.0036
Mosfet çıkış kayıpları	0.0058
Diyot kayıpları	0.4520
Giriş kondansatör kayıpları	0.0156
Çıkış kondansatör kayıpları	0.0027
Toplam kayıplar	0.6350

Toplam güç kaybı 0.63 W olarak hesaplanmıştır. Güç kaybı yaklaşık olarak %4'tür. Benzetim sonuçları ve elde edilen bulgulardan tasarımın uygun olduğu görülmektedir.

4. DA-DA DÜŞÜRÜCÜ TİP KONVERTÖRÜN DENEYSEL OLARAK GERÇEKLEŞTİRİLMESİ

4.1 Devre Elemanlarının Özellikleri ve Seçimi

Düşürücü konvertörün tasarımı yapılırken verimliliğin artırılması, maliyet ve boyutun küçültülmesi, performansın optimize edilmesi, elektriksel ve termal gereksinimlerin, geçiş (transient) ve gerilim dalgalanması özelliklerinin karşılanması arzu edilir. Bir konvertörün performansını etkileyen birçok parametre vardır ve devrede kullanılan yarı iletken devre elemanları performansı etkileyen en önemli unsurlardandır.

Güç yarı iletken teknolojisindeki ilerlemelere rağmen ideal karakteristik özelliklerinin tümüne sahip güç elemanları yoktur. Yarı iletken teknolojisindeki ilerlemelerin hala kuramsal, teknik ve uygulama sınırları vardır. Kırılma gerilimi arttıkça bir elemanın iletim kaybı da artar. Azınlık taşıyıcılı elemanlarda anahtarlama hızları arttıkça iletim kayıpları artar. Gerilim değerleri arttıkça iletim durumu dirençleri artar. İşte ideal özelliklere sahip devre elemanlarının olmaması, devre elemanları seçiminde performans parametreleri arasında tercih yapılmasını, tasarlanan sistemin özelliklerine göre farklı elemanların kullanılmasını gerektirir.

Güç katı devre elemanları seçimi, tasarım sürecinin en önemli aşamasıdır. İndüktör ve kondansatör gibi devre elemanları genellikle giriş gerilimi ve yük akımının en yüksek olduğu en kötü durum şartları göz önünde bulundurularak seçilir. Tasarımı yapılan devre, farklı giriş gerilimi ve çıkış yükü değerlerinde test edileceğinden devre elemanlarının seçimi sırasında akım vb. değerler gerekenden biraz daha yüksek seçilmiştir. Düşürücü tip konvertör tasarımında kullanılan devre elemanlarının özellikleri ve seçim kriterleri alt bölümlerde tanımlanmıştır.

4.1.1 İndüktör

İndüktör, düşürücü tip da-da konvertörde devrenin sürekli, süreksiz akım modunda çalışmasını belirleyen devre elemanıdır. Üzerinden akan akımdan dolayı enerji depolarlar ve devrenin sürekli-süreksiz akım çalışma moduna göre devreye akım sağlarlar. Ayrıca devrede dalgalanma akımını sınırlarlar.

İndüktörlerin, düşürücü tip da-da konvertörde arzu edilen enerjiyi devreye sağlayacak ve dalgalanma akımını istenilen seviyeye sınırlayacak şekilde boyutlandırılması gerekmektedir. İndüktör tepeden tepeye dalgalanma akımının değeri giriş gerilimine, çıkış gerilimine, indüktör değerine ve çalışma frekansına bağlıdır. Devrede giriş ve çıkış gerilimleri genellikle belli olduğundan, indüktör değeri ve çalışma frekansı dalgalanma akımının değerini belirlemektedir. Dalgalanma akımının büyük olması, çıkış akımının maksimum değeri ve etkin değeri ile kondansatör akımının etkin değerinin büyük olmasına neden olur. Bu durum indüktör ve mosfetlerdeki güç kaybını, çıkış kondansatörlerindeki *ESR* kaybını artıracaktır. Ayrıca dalgalanma akımı büyüdükçe çıkış gerilim dalgalanması artacağından daha büyük çıkış kondansatör kullanılması gerekecektir. Tepeden tepeye dalgalanma akımını küçültmek için daha büyük değerli indüktör kullanılması gerekmektedir. Büyük değerli indüktörler büyük hacme sahiptir ve büyük değerli indüktör kullanılması tasarlanan devrenin boyutunu artırmaktadır. Ayrıca büyük değerli indüktörler daha pahalıdır ve bakır kayıpları daha büyüktür. İndüktörün boyutunu azaltmak için yüksek frekanslarda çalışılması gerekir. Yüksek frekanslarda anahtarlama kayıpları büyük olmaktadır. Bu nedenle indüktör seçiminde boyut, maliyet ve kayıplar arasındaki dengenin sağlanması gerekir [58].

İndüktör da-da düşürücü tip çeviricide en önemli devre elemanlarından biridir. Bu nedenle uygun indüktör seçimi büyük önem arz etmektedir. İndüktör seçiminde, aşağıdaki özellikler göz önünde bulundurulmalıdır:

- İndüktans
- Doğru akım değeri
- Doyma Akımı (I_{sat})
- Doğru akım direnci (DCR)
- Self rezonans frekansı
- Boyut gereksinimleri
- Çekirdek kayıpları

İndüktans, indüktörün devrede arzu edilen işlevini sağlayan ana parametresidir. Devre tasarım kriterlerine göre hesaplanması gerekmektedir. Denklem 3.29'da $70.31\mu H$ olarak hesaplanmıştır. Dalgalanma akımının daha küçük olması için ve diğer parametreler göz önünde bulundurularak $100\mu H$ indüktans değerine sahip indüktör seçilmiştir.

İndüktans değeri hesaplandıktan sonra akım değerleri belirlenmelidir. İndüktörün aşırı ısınmasını ve doyuma gitmesini önlemek için indüktör, veri sayfalarında belirtilen akım değerlerinde kullanılmalıdır. İlk bakılması gereken akım değeri doğru akım (*DC current*) değeridir. Doğru akım değeri, indüktör üzerinden sürekli akabilecek akım değeridir. Doğru akım değeri olarak rms akım değeri kullanılmaktadır. İndüktör telinin rms akım değerine dayanması gerekir. Rms indüktör akımı, indüktördeki bakır güç kayıplarını hesaplamak için kullanılmaktadır. Güç kaybı, indüktörde sıcaklık artışına neden olmaktadır. Aşırı sıcaklık, sargıların yalıtımının bozulmasına ve aynı zamanda çekirdek kayıplarının artmasına neden olacaktır. 2.5A doğru akım değerine sahip bir indüktör seçilmiştir.

Göz önünde bulundurulacak bir diğer akım değeri, indüktör doyma akımı (I_{sat}) değeridir. I_{sat} değeri, maksimum yük akımından büyük olan bir indüktör seçilmesi gerekmektedir. İndüktörün maksimum akım değerinin aşılması sonucu, bakır tel kayıpları nedeniyle indüktör aşırı ısınabilir veya çekirdek doygunluğu oluşabilir. İndüktansda çekirdek doygunluğu oluşması sonucu, indüktans değeri hızla düşecektir. İndüktans değerinin düşmesi sonucu indüktör, devredeki görevini yerine getiremeyecek ve devrede direnç etkisi gösterecektir. İndüktans çekirdeği ve etrafındaki alanın bir kısmı belirli bir miktarda akı yoğunluğunu sağlayabildiğinden maksimum akı yoğunluğunun aşılması çekirdeğin geçirgenliğinin azalmasına neden olacaktır. Çekirdeğin doygunluğa girmemesi için çevre sıcaklığındaki yükselme ve baskı devre kartı sıcaklığındaki yükselmelerin de göz önünde bulundurulması gerekmektedir. Maksimum indüktör akımı 1.44A hesaplandığından giriş gerilimi ve yükteki değişiklikler göz önünde bulundurularak 3.1A doyma akım değerine sahip bir indüktör seçilmiştir.

İndüktör seçiminde diğer önemli bir parametre doğru akım direnç (*DCR*) değeridir. Doğru akım direnç değeri, indüktör tasarımında kullanılan sargı telinin uzunluk ve çapından dolayı oluşan direnç değeridir. *DCR* değeri sıcaklıkla değişmektedir. Kayıpları azaltmak için *DCR* değeri küçük olan bir indüktör seçilmesi gerekmektedir. Genellikle daha küçük indüktörler daha küçük *DCR* değerlerine sahiptir [59]. $110m\Omega$ doğru akım direnç değerine sahip bir indüktör seçilmiştir.

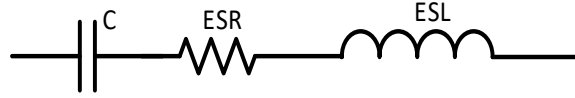
İndüktörün çok yüksek empedans değerlerine ulaşmasını ve dolayısıyla açık devre gibi davranmasını önlemek için indüktör, self rezonans frekansından daha düşük frekans değerlerinde çalıştırılması gerekmektedir. Dolayısıyla seçilecek indüktörün self rezonans frekansı'nın anahtarlama frekansından yüksek olmasına dikkat edilmesi gerekir. Seçilen indüktör self rezonans frekansı $4.3MHz$ 'dir.

4.1.2 Giriş kondansatörü

Düşürücü tip konvertörde giriş gerilimindeki dalgalanmaların filtrelenmesi çok önemlidir. Yük akımı, görev periyodu ve anahtarlama frekansı giriş dalgalanma geriliminin büyüklüğünü etkileyen çeşitli faktörlerdir.

Düşürücü tip konvertörde giriş akımı, görev periyodu tarafından ölçeklenmekte ve çıkış akımının görev periyodu ile çarpılmasıyla elde edilmektedir ($I_i = I_o \times D$). Çıkış akım geçişi(transient) sırasında, elektronlar konvertörün girişinden gelmektedir. Bara tarafından sağlanan akım ve konvertörün giriş akımı arasındaki fark giriş yığın(bulk) kondansatörleri tarafından sağlanır. Yığın kondansatörleri üzerinden akan akım, kondansatörün ESR'si ile çarpılarak girişte bir gerilim dalgalanması ve güç kaybı oluşturmaktadır. Bu güç kaybı kondansatörde sıcaklık artışına neden olacaktır. Aşırı derecede sıcaklık, kondansatörün beklenen yaşam ömrünü ciddi şekilde kısaltmaktadır. Kondansatörler, çevre sıcaklığına bağlı dalgalanma akımı değerine sahiptir ve bu değerin aşılması gerekir. Ayrıca bu gerilim dalgalanmalarının veya ani gerilim yükselmelerinin, konvertörün giriş gerilimi yukarı aşım ve aşağı aşım değerlerinden küçük olması gerekir. Bu nedenle giriş yığın kondansatörü, çıkış akım geçişi ve izin verilen giriş gerilim dalgalanmasına göre belirlenmelidir.

Mosfet çok hızlı anahtarılandığından giriş akımının değeri, sıfır ve çıkış akım değeri arasında ($0-I_o$) çok hızlı değişmektedir. Bu durum düşürücü tip konvertör girişinde dalgalanma akımı oluşturur. Anahtarlama frekansı arttıkça mosfet daha hızlı anahtarlanmakta ve girişte akım dalgalanması artmaktadır. Bu akım dalgalanması, baskı devre kartı direnci ve indüktansından dolayı girişte ve anahtar düğümünde ani gerilim yükselmeleri oluşturur. Bu gerilim yükselmeleri, iletilen ve yayılan EMI'yı artırmakta, giriş barasını etkilemekte ve dolayısıyla baraya bağlı cihazlarda arızalara neden olmaktadır. Ayrıca bir konvertörde giriş gerilimi arttıkça indüktans akım dalgalanması artmaktadır. Akım dalgalanmasındaki artış, çıkış gerilimindeki dalgalanmayı da artıracaktır. Dolayısıyla maksimum giriş geriliminde çıkış gerilim dalgalanması en yüksek olacaktır [60]. Bu nedenlerle giriş kondansatörü, devrenin girişinde görülen dalgalanma geriliminin genliğinin azaltılması, elektromanyetik parazitlerin giriş barasını ve dolayısıyla baraya bağlı diğer cihazları etkilemesinin önlenmesi, çıkış yükünün giriş gerilimindeki geçişlerden korunması ve konvertörün düzgün çalışması için önemlidir.



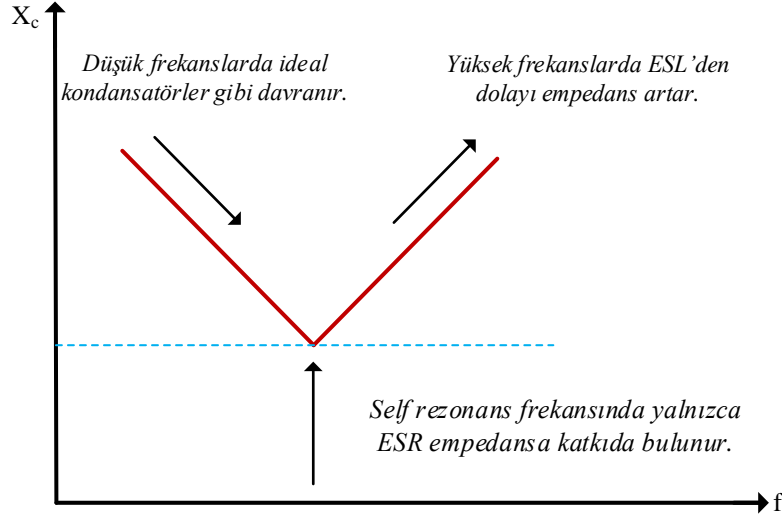
Şekil 4.1 : Kondansatörün seri eşdeğer devre modeli.

Giriş filtresinde kullanılacak elemanların özelliklerinin bilinmesi etkili bir giriş filtre tasarımı yapılabilmesi için önemlidir. Kondansatörler, ideal duruma göre daha kötü performans göstermelerine neden olan parazitik bileşenler içermektedirler. Bir kondansatörün seri eşdeğer devre modeli Şekil 4.1'deki gibi gösterilebilir.

Buradan kondansatörün C, ESR ve ESL değerlerinin kondansatörün empedansına katkıda bulunduğu görülmektedir. Burada C kapasitans, ESR eşdeğer seri direnç ve ESL eşdeğer seri indüktans'tır. Kondansatör ESR, ESL ve C'si, rezonans frekansı olabildiğince yüksek olması gereken bir rezonans devresi oluşturmaktadır. Anahtarlamalı regülatörlerin çıkışlarında çok yüksek frekanslı ($> 10 \text{ MHz}$) bileşenlere sahip dalgalanma gerilimleri oluşmaktadır. Kondansatör rezonans frekansının dalgalanma gerilimlerinin frekansına yakın olması, çıkış voltajında halkalanmalar oluşturacaktır [61].

İdeal kondansatörlerin empedansları kapasitans ve frekanslarına bağlıdır. İdeal bir kondansatörde büyük kapasitans değerlerinde ve yüksek frekanslarda empedansın düşük olması istenmektedir. İdeal kondansatörlerden farklı olarak gerçek kondansatörlerin empedansı ESL'den dolayı belirli frekanslarda büyüktür. Bu frekans self rezonans frekansı olarak adlandırılmaktadır. Self rezonans frekansı kondansatörlerin kullanılabileceği maksimum frekans olarak tanımlanabilir. Self rezonans frekansından daha yüksek frekans aralığında ESL'nin empedansa etkisinden dolayı frekans arttıkça empedans daha yüksek olacaktır. ESL, kondansatörün yüksek frekans etkinliğini sınırlamaktadır. Self rezonans frekansında empedans sadece ESR'den oluşmaktadır. Şekil 4.2 bu durumu özetlemektedir. Burada X_c kondansatörün empedansını, f ise frekansı göstermektedir. Şekil 4.2'den de görüleceği üzere her kondansatörün daha etkili olduğu bir frekans aralığı vardır. Seramik kondansatörler, yüksek frekanslar için iyi empedans değerleri sağlamaktadırlar.

Kondansatörlerin ESR ve ESL değerleri devre performansını azaltmaktadır. Genel olarak düşük ESR ve ESL'ye sahip kondansatörler yüksek ESR ve ESL'ye sahip kondansatörlerden daha iyi performans sunmaktadırlar. Kondansatörün ESR değerindeki artış, yüksek giriş ve çıkış gerilim dalgalanmasına, ısı üretilmesine, gerilim düşümü ve güç kaybına neden olacaktır. Bir kondansatörün ESR değeri; kapasitans değeri, gerilim değeri gibi birçok faktörle ilişkilidir.



Şekil 4.2 : Kondansatör empedans frekans ilişkisi.

ESR, büyük oranda sıcaklığa bağlıdır ve yaklaşık 10°C 'nin altındaki sıcaklıklarda çok hızlı artmaktadır [61]. Çoğu durumda, yüksek gerilim değerine sahip kondansatörler daha düşük ESR değerine sahiptir. Dalgalanma geriliminin düşük olması için ESR değeri düşük kondansatörlerin kullanılması gerekmektedir. Tasarımda düşük ESR değerlerini sağlamak için, gerekenden daha yüksek gerilim değerine sahip kondansatörler kullanılabilir. ESL, düşük megahertz bölgesinde (yüksek frekanslarda) halkalanmaya neden olabilir. ESL, geçiş sırasında yük akımındaki hızlı değişimden dolayı (di/dt) bir miktar gerilim aşağı aşımı oluşturabilir. Bu nedenlerle düşük ESL'ye sahip kondansatör kullanmak daha iyi performans elde etmek için önemlidir. Kondansatörlerde ESL, malzeme ve yapı ile değişmektedir. Genel bir kural olarak daha küçük kondansatörler daha küçük ESL'ye sahiptir. ESL özelliği genellikle ihmal edilir ve kondansatör satıcısı tarafından belirtilmez. Bununla birlikte, anahtarlama frekansları arttıkça, ESL özelliği daha önemli olmaktadır.

Elektrolitik kondansatörler en ucuz fakat ESR değeri en yüksek olan kondansatör tipidir. ESR'leri sıcaklık vb. ile büyük ölçüde değişmektedir. Kapasitans değerleri zamanla gerilim ve sıcaklığa bağlı olarak düşer ve ESR değerleri artar. Yüksek kapasitans değerleri elde edilebildiği için yüksek kapasitans ve yüksek gerilim gerektiren uygulamalarda kullanılabilir. Hacimleri büyüktür. Elektrolitik kondansatörler, -25°C 'nin altındaki sıcaklıklar için önerilmez. -25°C 'nin altındaki sıcaklıklarda güvenilir çalışma için daha büyük giriş kondansatörü gerekebilir.

Tantalyum kondansatörler elektrolitik kondansatörlerden daha iyi hacim başına kapasitans değerleri sunmaktadır. ESR değerleri elektrolitik kondansatörlerden düşük fakat polimer kondansatörlerden daha yüksektir. Gerilim değerleri kısıtlıdır. Dalgalanma akım kapasiteleri

kötüdür. Katı tantal kondansatörler, soğuk havalarda alüminyum kondansatörlerden çok daha iyi ESR özelliği sunmaktadır ve -25°C 'nin altındaki sıcaklıklarda tantalyum kondansatörlerin kullanımı önerilmektedir. Düşük sıcaklıklarda tantal kondansatörlerle alüminyum elektrolitik kondansatörler paralel kullanılması soğuk havalarda regülatör kararlılığını artıracaktır [62]. Tantal kondansatörün değeri, toplam kapasitansın yaklaşık % 10'u veya % 20'si olmalıdır.

Polimer kapasitörler birim hacim başına en yüksek kapasitans değerleri sunarlar. ESR'leri tantalyuma göre daha düşüktür. Tantalyuma göre daha yüksek dalgalanma akım kapasitesine sahiptir ve daha yüksek frekanslarda kullanılabilir. Polimer kondansatörlerin ESR'leri seramik kondansatörlerin ESR'lerinden daha yüksektir. Ömürleri tantalyum ve elektrolitik kondansatörlere göre iyidir. Tantalyum polimer, alüminyum polimer ve organik yarı iletken çeşitleri vardır.

Seramik kondansatörler en düşük ESR ve ESL değerlerine sahip kondansatörlerdir. ESL ve ESL değerleri çoğu zaman veri sayfalarında belirtilmez. Yerel baypas için en iyi kondansatörlerdir. Kutupsuz kondansatörlerdir. Kapasitans değerleri sınırlıdır. PCB-kartındaki esnemeler büyük boyutlu seramik kondansatörlerde çatlamaya neden olabilir. Bu nedenle bir tane büyük boyutlu seramik kondansatör yerine birkaç tane küçük seramik kondansatör paralel bağlanmalıdır [63].

Seramik kondansatörler düşük karakteristik empedanslarından dolayı yüksek frekanslı anahtarlama gürültüsünün bastırılması için kullanılırlar. Ancak seramik kondansatörlerin kapasitans değerleri küçük olduğu için geçiş durumlarında gereken yığın kapasitansa sahip değildirler. Bu nedenle empedans ve rms akım tutma gereksinimini karşılamak için kuru tantal, özel polimer, alüminyum elektrolitik ve seramik kondansatörler paralel yerleştirilebilir.

Kondansatör seçiminde, yukarıda bahsedilen hususlar dikkate alınarak aşağıdaki özellikler göz önünde bulundurulmalıdır:

- Ürün kategorisi
- Kapasitans değeri
- Gerilim değeri
- Eşdeğer seri direnç (ESR) değeri
- Dalgalanma akımı
- Çalışma sıcaklık aralığı

Yığın kapasitans gereksinimini karşılamak için alüminyum organik polimer kondansatörler ve düşük dalgalanma özelliklerini karşılamak için seramik kondansatörler birlikte kullanılmıştır. Giriş kondansatörleri, dalgalanma akımı için kısa baypas yolu sağlamak ve rms akımı giriş kondansatörleri tarafından paylaşılmaktadır. Seramik kondansatörlerin empedansı, alüminyum organik polimer kondansatörün empedansından önemli ölçüde küçük olduğundan rms akımının çoğu yüksek ESR'ye alüminyum organik polimer kondansatörlerden değil de düşük ESR seramik kondansatörlerden akacaktır. Böylece ESR'den kaynaklanan gerilim düşümü ve güç kaybı azalacaktır. Düşük ESR değerlerine sahip alüminyum organik polimer kondansatörler seçilmiştir. İki adet alüminyum organik polimer kondansatör paralel kullanılarak düşük ESR gereksinimi karşılanmıştır. Seçilen kondansatörler $30m\Omega$ ve $100m\Omega$ ESR değerlerine sahiptir ve ESR değerleri veri sayfalarında $100kHz$ anahtarlama frekansı için belirtilmiştir.

Kondansatör seçiminde diğer önemli bir parametre anma gerilimi değeridir. Anma gerilimi, bir kondansatörün uçları arasında uygulanabilecek maksimum tepe gerilim değerini belirtmektedir. Kondansatöre uygulanan gerilim arttıkça kondansatörlerin kapasitansı azalmaktadır [64]. Giriş gerilimindeki dalgalanmalar, kondansatör kapasitansının gerilim ve sıcaklıkla değişmesi ve 48V giriş gerilimi göz önünde bulundurularak gerilim değeri 100V olan giriş kondansatörleri seçilmiştir.

Giriş kondansatörünün diğer önemli bir parametresi dalgalanma akım değeridir. Rms akım değerinin üzerinde bir kondansatör kullanılması, kondansatörün çalışma ömrünü kısaltacaktır. Maksimum kondansatör çalışma ömrünü garanti etmek için giriş kondansatörünün rms dalgalanma akım değeri, Denklem 3.55'te hesaplanan 0,346A giriş rms akım değerinden büyük olmalıdır. Girişte 0,94A ve 1,06A dalgalanma akım değerlerine sahip kondansatörler seçilmiştir.

Kondansatörlerin veri sayfalarından belirtilen çalışma sıcaklığı aralığında kullanılması gerekmektedir. Kondansatörlerin farklı sıcaklıklarda kullanılması sonucu, dielektrik özelliklerinden dolayı kapasitans değerleri değişebilmektedir. Kondansatörlerin yüksek sıcaklıklarda kullanılması, kondansatörün ömrünün azalmasına ve kondansatörün bozulmasına neden olabilir. Ayrıca kondansatörün ESR değeri sıcaklığa bağlı olarak değişmektedir. Bu nedenle $-55^{\circ}C$ ve $+125^{\circ}C$ çalışma sıcaklık aralığına sahip kondansatörler seçilmiştir. Seçilen seramik kondansatörler X7R dielektrik sınıfındadır.

4.1.3 Çıkış kondansatörü

Bir çıkış kondansatörü devrenin çıkışını filtreler ve döngü kararlılığı sağlar. Da-da düşürücü tip konvertörde çıkış filtrelenmeden bırakılırsa çıkış gerilimi bir testere dişi dalgalanma gerilimi içerecektir. Çıkış kondansatörünün boyut ve özelliklerini iki ana gereksinim belirlemektedir[65,66]:

- Kararlı durum dalgalanması
- Yük geçişi sırasında maksimum gerilim sapması

Çıkış gerilim dalgalanması, kondansatörün ESR ve ESL'sinin neden olduğu gerilim dalgalanması ve yük akımının neden olduğu gerilim dalgalanmasının toplamıdır. Çoğu durumda çıkış gerilim dalgalanmasının büyük çoğunluğu çıkış kondansatörünün ESR'sinden kaynaklanmaktadır. Temelde indüktörden kaynaklanan testere dişi dalgalanma akımı, çıkış kondansatörünün seri empedansı ile çarpılır. Dolayısıyla çıkış kondansatörünün seri empedansı ve indüktör dalgalanma akımının tepeden tepeye değeri genellikle çıkış dalgalanmasının ana nedenidir ve kararlılık bakımından kontrol döngüsünü etkilemektedir.

Bir yük geçişi meydana geldiğinde konvertör geri besleme kontrol döngüsü, çıkış gerilimindeki değişikliği algılar ve çıkış geriliminin kararlılığını sağlamak için görev periyodunu ayarlamaya çalışır. Görev periyodu anlık olarak yüzde yüze yükselse bile çıkış filtre indüktörü çıkış akımının değişim oranını sınırlayacaktır. Bu durumda ilk akım açığının çıkış kondansatörleri tarafından karşılanması gerekmektedir. Da-da düşürücü tip konvertörde çıkış kondansatörünün esas görevi, çıkış gerilim dalgalanmasını tasarım özelliklerinde belirtilen gerekli seviyeye sınırlamaktır. Bu nedenle çıkış kondansatörü, tam yükten yüksüz duruma geçerken indüktör enerjisini emmeye yetecek kadar yüksek olmalıdır.

Çıkış kondansatörü seçiminde giriş kondansatörü seçimindeki hususlar göz önünde bulundurulmalıdır. Yığın kapasitans gereksinimini karşılamak için alüminyum organik polimer kondansatörler ve düşük dalgalanma özelliklerini karşılamak için seramik kondansatörler çıkışta birlikte kullanılmıştır. Düşük ESR değerlerine sahip alüminyum organik polimer kondansatör seçilmiştir. Seçilen kondansatörün ESR değeri $40m\Omega$ 'dur.

Tasarlanan düşürücü tip konvertörün çıkış gerilimi 12V olduğu için çıkış kondansatörlerinin gerilim değeri 25V olarak seçilmiştir.

Kondansatörlerin çalışma sıcaklık aralığı -55°C ve $+125^{\circ}\text{C}$ olarak seçilmiştir. Sıcaklık ve gerilimden dolayı kondansatörün kapasitansında çok büyük değişiklik olmaması için X7R dielektrik sınıfında seramik kondansatörler seçilmiştir .

Çıkış rms akım değeri Denklem 3.58'de 0.26A hesaplandığından çıkışta 0.94A ve 1.06A dalgalanma akım değerlerine sahip kondansatörler seçilmiştir.

4.1.4 Diyot

Düşürücü tip konvertörlerde diyot, akımı dolaştırmak (serbet döngü) için kullanılır. Düşürücü tip konvertörde güç anahtarı kapatıldığında indüktansta biriken enerji serbest dolaşım diyodu üzerinden devresini tamamlayarak çıkışı beslemektedir.

Diyot, anahtarlama güç kaynaklarında diyot üzerinde önemli miktarda gerilim düşümü ve güç kaybı olduğundan, konvertör tasarımında diyodun seçimi önem arz etmektedir. Diyot seçiminde öncelikli olarak aşağıdaki parametreler göz önünde bulundurulmalıdır:

- Kırılma gerilimi
- İleri gerilim düşümü
- İleri akım değeri
- Toparlanma süresi
- Hızlı anahtarlama
- Uygun paket

Kırılma gerilimi, diyot ters kutuplandığında diyodu iletme geçirecek minimum gerilim olarak tanımlanabilir. Güç anahtarı iletimde olduğunda diyodun ters yönde kutuplanması yani kesimde olması gerekmektedir. Diyot kesimde olduğunda uçlarındaki gerilim güç anahtarının çıkışındaki gerilime yani giriş gerilimine eşittir. Bu nedenle diyot ters kutuplandığında ters akımda aşırı bir artış oluşmaması için maksimum giriş geriliminden daha büyük kırılma gerilimine sahip olması gerekmektedir. Ani gerilim yükselmeleri ve geçiş durumları için ekstra tolerans eklenmelidir. Giriş gerilimi 48V olduğundan diyot kırılma gerilimi 100V olarak seçilmiştir.

Diyot iletme geçtiğinde diyot üzerinden yük akımı akacaktır. Bu nedenle diyodun ileri akım değerinin maksimum yük akımından büyük olması gerekmektedir. Güç kaybı ve eklem sıcaklığı göz önünde bulundurularak düşürücü konvertör çıkış akım değerinden çok daha

yüksek seçilmesi gerekmektedir. Giriş gerilimi ve çıkış yükündeki değişiklikler gözönünde bulundurularak 3A ileri akım değerine sahip bir diyot seçilmiştir.

Anod gerilimi katod gerilimine göre pozitif olduğunda diyot iletme geçmektedir. Bu durumda diyodun ileri yönde kutuplanmıştır. Diyodun iletme geçmesi için eşik geriliminin aşılması gerekmektedir. Güç kaybının az olması için eşik gerilim değeri küçük olan yani ileri gerilim düşümü küçük olan bir diyot seçilmelidir. Diyot güç kaybı, diyot iletimde olduğunda diyodun gerilimi ve çıkış yük akımının çarpımı olarak hesaplanmaktadır. Seçilen diyot eşik gerilim değeri 0.65V'dur.

Seçilen diyot -40°C ve $+150^{\circ}\text{C}$ sıcaklık aralığında çalışabilmektedir.

Güç anahtarı kapatıldığında indüktör akımına bir dönüş yolu sağlamak için hızlı bir diyot gerekmektedir. Bu diyot kısa ters toparlanma süresine sahip olmalıdır. Schottky diyotlar, anahtarlama hızlarının yüksek olması ve düşük ileri gerilim düşümleri nedeniyle iyi performansı sağlamaktadırlar.

4.1.5 Mosfet

Düşürücü tip konvertörlerde güç anahtarının görevi, giriş güç kaynağından enerji akışını kontrol etmektir. Anahtar iletimde olduğunda giriş gerilim kaynağını çıkış filtresine bağlamakta ve anahtar kesimde olduğunda giriş gerilim kaynağı çıkış filtresinden ayrılmaktadır.

Mosfet savak akımı (I_D), mosfet iletim durumundayken savak ve kaynak uçları arasından akacak maksimum akımdır. Mosfet iletimde olduğunda üzerinden akan akım, maksimum indüktans akımına yani yük akımına eşit olacağından savak-kaynak akımı (I_D) maksimum yük akımından büyük olmalıdır. $I_{L\text{mak}}=1,44\text{A}$ olduğundan savak akımı 1,44A'den daha büyük bir güç mosfeti seçilmelidir. Giriş gerilimi ve çıkış yükü değişiklikleri ile parazitik etkiler çıkış akımını etkileyeceğinden savak akımı (I_D) 3,5A olan bir mosfet seçilmiştir.

İletim durumu direnci $R_{DS(on)}$, mosfet iletimde olduğunda kayıplara neden olmaktadır. Bu nedenle iletim kayıplarını azaltmak için mosfet düşük iletim durumu direncine sahip olmalıdır. Seçilen mosfetin iletim durumu direnci $69\text{ m}\Omega$ 'dur.

Mosfetin yüksek anahtarlama hızlarında kullanılabilmesi için devrenin anahtarlama frekansına göre küçük açma ve kapama sürelerine sahip olması gerekmektedir. Anahtarlama frekansı 100kHz olduğu için seçilen mosfetin $1/100000=10^{-5}\text{sn}$ 'den daha küçük açma ve kapama sürelerine sahip olması gerekmektedir. Seçilen mosfetin açma süresi 21ns ve

kapama süresi $9ns$ 'dir. Bu değerler $10^{-5}sn$ 'den küçük olduğu için seçilen mosfet uygundur. Ayrıca güç anahtarlarının anahtarlama hızlarının yeterince yüksek olması açma ve kapama süresindeki güç kayıplarını minimize edecektir.

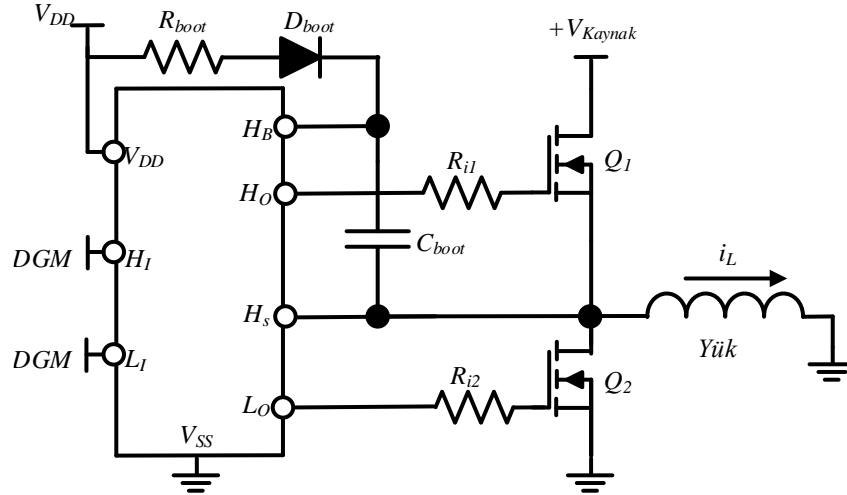
Mosfet kesim durumundayken savak ucundaki gerilim giriş gerilimine eşittir. Bu nedenle mosfet savak-kaynak gerilimi maksimum giriş geriliminden yüksek olmalıdır. Giriş gerilimi $48V$ 'tur. Toleranslar göz önünde bulundurularak savak-kaynak gerilimi $100V$ olan bir mosfet seçilmiştir.

4.1.6 Kapı sürücü

Düşürücü tip konvertörlerde yarı iletken güç anahtarını anahtarlama için direkt sürme, kapı sürücü yüzer besleme kaynağı, darbe trafosu, yük pompası, sürüklenme (*bootstrap*) gibi sürüş teknikleri kullanılmaktadır [19-67]. Bu devrelerin her birinin kendine göre avantaj ve dezavantajları bulunmaktadır. Kapı sürücü yüzer besleme kaynağı tekniğinde maliyet ve gürültüye duyarlılık, darbe trafosu yönteminde boyut ve parazitik etkiler sorun oluşturabilmektedir. Yük pompası tekniğinde seviye kaydırıcı sorunları oluşabilmektedir. Düşürücü tip konvertörde konverterlerde güç anahtarını anahtarlama için en uygun çözüm maliyet ve basitlik açısından sürüklenme sürücü devresi kullanılmaktadır [50]. Sürücü devresinin temel limiti, sürücü kondansatörünü yeniden doldurmak için gerekli zamandır. Görev periyodu ve düşük taraf (*low-side*) anahtar iletme süresi sürüklenme kondansatörü üzerindeki yükü yenileme gereksinimi tarafından kısıtlanmaktadır [68].

Düşürücü tip konvertörün mosfetini anahtarlama için bu çalışmada sürüklenme sürücü devresi kullanılacaktır. Basit sürücü devresi Şekil 4.3'te görülmektedir.

Sürüklenme sürücü devresi; sürüklenme direnci R_{boot} , sürüklenme diyodu D_{boot} , sürüklenme kondansatörü C_{boot} , yüksek taraf mosfet kapı devre direnci R_{i1} ve düşük taraf mosfet kapı devre direnci R_{i2} 'den oluşmaktadır. Sürüklenme kondansatörü C_{boot} , kapı sürücüsünün yüksek taraf çıkışı için güç kaynağıdır ve yüksek taraf anahtarının anahtarlama için periyodik olarak şarj edilmesi gerekmektedir. Sürüklenme direnci (R_{bs}), sürüklenme kondansatörü şarj oluyorken akımı sınırlamak için kullanılmaktadır. Q_1 kapı direnci R_{i1} ve Q_2 kapı direnci R_{i2} , anahtarlama süresini ayarlamak için opsiyonel olarak kullanılmaktadır. H_B yüksek taraf sürüklenme beslemesi, H_1 yüksek taraf *DGM* girişi, H_O yüksek taraf *DGM* çıkışı, H_S yüksek taraf kaynak bağlantısı, L_1 düşük taraf *DGM* girişi, L_O düşük taraf *DGM* çıkışıdır. V_{DD} ve V_{SS} kapı sürücü beslemesidir. Bu yapılandırılmada Q_1 ve Q_2 her zaman zıt durumdadır. Q_1 iletmedeyken Q_2 kesimde veya Q_1 kesimdeyken Q_2 iletmededir.



Şekil 4.3 : Sürükleme sürücü devresi.

C_{boot} kondansatörü H_s pini üzerindeki gerilim, kapı sürücü besleme geriliminden (V_{DD}) düşük olduğunda şarj edilir (Q_2 iletimde ve Q_1 kesimde iken). Bu sürede, şarj akımı V_{DD} beslemesinden hem sürücünün H_B girişine hem de R_{boot} , D_{boot} , C_{boot} ve Q_2 üzerinden toprağa akar. Düşük taraf mosfet iletim süresinin sonunda Q_2 kapatılır ve Q_1 açılır. Q_1 'in kaynak ucundaki gerilim V_{kaynak} gerilimine ulaşır. Q_1 iletime geçtiğinde diyot ters öngerilimlenir ve V_{DD} gerilimini bloke eder. Bu durumda H_B, V_{DD} 'den beslenemez. Düşük taraf mosfet tekrar iletime geçtiğinde C_{boot} kondansatörü yeniden diyot üzerinden şarj olur. Sürükleme kondansatörü yalnızca yüksek taraf anahtarı açıldığında deşarj olmaktadır.

Bir anahtarlama güç kaynağında açma ve kapama hızları, sistemin tüm termal ve EMI performansını etkilemektedir. Bir anahtarlama güç sistemi tasarlandığında iki akım parametresinin incelenmesi gerekmektedir. Bu parametreler tepe kapı sürücü akımı ve ortalama kapı sürücü akımıdır [69]. Tepe kapı sürücü akımı; açma ve kapama periyodu süresince kapı sürücünün güç mosfetine kaynaklayacağı(sourcing) ya da güç mosfetinden toprağa göndereceği(sinking) tepe akım değeridir. Hedeflenen anahtarlama hızını elde etmek için kapı sürücü entegrenin gerekli tepe akımını sağlaması gerekmektedir.

Anahtarlama kayıplarını minimize etmek için açma ve kapama sırasında güç anahtarlarının anahtarlama hızlarının yeterince yüksek olması istenmektedir. Mosfette anahtarlama kayıpları, açma sırasında savak akımının akmaya başlamasından V_{DS} geriliminin minimum değerine ulaşmasına kadar geçen sürede akım ve gerilimin çarpılmasından oluşmaktadır. Kapama sırasında ise V_{DS} geriliminin artmaya başlamasından savak akımının sıfır olmasına kadar geçen sürede oluşmaktadır. Genellikle anahtarlama hızları için sistem gereksinimi güç mosfetinin savak-kaynak geriliminin zamanla değişim oranı açısından tanımlanmaktadır.

Savak-kaynak geriliminin (V_{DS}) eğimi, kapı-savak kapasitansı (C_{GD}) üzerinden akan kapı akımı vasıtasıyla belirlenmektedir. Savak-kaynak gerilimi miller bölgesinde değiştiği için miller bölge süresi anahtarlama hızı gereksinimini göstermektedir. Savak-kaynak gerilim salınımı meydana geldiğinde güç mosfetinin miller yükü (Q_{GD}), kapı sürücünün tepe akımı tarafından beslenmektedir. Bu durumdaki tepe akımı Denklem 4.1 kullanılarak hesaplanabilir:

$$I_{kaynaklama} = \frac{Q_{GD}}{t_{PL}} \quad (4.1)$$

Burada t_{PL} miller süresi ve Q_{GD} kapı-savak yüküdür. Normalde anahtarlama periyodunun yüzde birinden daha küçük anahtarlama süresi seçilerek mosfet sürücü için gerekli toprağa gönderme (sinking) ve kaynaklama (sourcing) akım kapasiteleri belirlenebilmektedir. Burada tahmini yaklaşık 4.5A kaynaklama ve 3.7A toprağa gönderme akım kapasitesine sahip bir mosfet sürücü entegre seçilmiştir. Mosfet sürücünün istenilen anahtarlama hızını sağlayıp sağlamadığı aşağıda denetlenmiştir.

Seçilen kapı sürücü entegre 4.5A tepe kaynaklama akımı sağlama yeteneğine olması durumunda miller süresi;

$$t_{PL} = \frac{Q_{GD}}{I_{kaynaklama}} = \frac{1.5 \times 10^{-9}}{4.5} = 0.33 \times 10^{-9} s = 0.33 ns \quad (4.2)$$

olarak hesaplanır. Mosfetin iletim süresi 0.25×10^{-5} sn olduğu için yaklaşık olarak mosfet iletim süresinin %1'inden çok daha düşük bir miller süresi elde edilmektedir. Bu da anahtarlama hızı gereksinimini karşılamakta ve Q_{GD} parametresindeki değişiklikler, PCB yol indüktansının etkileri ve harici kapı direnci eklemek için yeterli tolerans sağlamaktadır. Seçilen kapı sürücü entegre 3.7A toprağa gönderme akım kapasitesine sahip olduğu için yeterli anahtarlama hızı gereksinimi sağladığı görülmektedir. Seçilen mosfet sürücü tepe akım gereksinimini karşılamaktadır.

Ortalama kapı sürücü akımı, güç mosfeti sabit şekilde anahtarlandığında mosfet sürücünden sağlanması gereken ortalama akımdır. Bir güç mosfetini anahtarlama için gerekli yük değeri küçüktür. Ancak güç mosfeti yüksek frekanslarda anahtarlandığında bu yük, mosfet sürücünden ortalama bir akım çekecektir. Gerekli ortalama kapı sürücü akım değeri,

anahtarlama süresince taşınması gereken kapı yüküne bağlı olarak Denklem 4.3 kullanılarak hesaplanabilir:

$$I_{G,ort} = \frac{Q_G}{t_{anltr,ilm}} = \frac{3.2 \times 10^{-9}}{0.25 \times 10^{-5}} = 1.28 \times 10^{-3} A = 1.28 mA \quad (4.3)$$

Burada Q_G , maksimum kapı yüküdür ve mosfet veri sayfasından alınmıştır. $t_{anltr,ilm}$, mosfetin iletim durumu süresidir.

Bu çalışmada kullanılan kapı sürücü devresi mosfeti sırasıyla açıp kapatmak için 12V gerilim sağlamaktadır. Bu sürücüler aşırı gerilim ve akım koruma, düşük gerilim kilitleme (*UVLO*), ölü band üretimi, ani gerilimleri karşılamak için *ESD* devresi gibi özelliklere sahiptir. Kapı sürücü besleme gerilimi 6,7V'un altına düştüğünde düşük gerilim kilitleme özelliği aktif olmaktadır. Seçilen sürücü iki ayrı n kanal mosfeti bağımsız olarak sürme yeteneğine sahiptir. *DGM* girişlerine -10V ve +20V aralığındaki gerilim uygulanabilmektedir.

Kapı sürücü seçimi yapıldıktan sonra sürüklenme devre tasarımı, kapı sürücünün işlevini yerine getirebilmesi için önemlidir. Sürüklenme devre tasarımında en önemli devre elemanı sürüklenme kondansatörüdür. Sürüklenme kondansatörü, yüksek taraf mosfetini sürmek için düşük empedanslı yoldan akım sağlamaktadır. Sürüklenme kondansatörü üzerindeki dalgalanmanın düşük olmasına dikkat etmek gerekmektedir. Dalgalanmanın yüksek olması, sürücünün düşük gerilim kilitleme özelliğinin aktif olmasına ve dolayısıyla yüksek taraf mosfetin erken kapanmasına yol açacaktır. Çoğu kapı sürücü entegre, sürüklenme gerilimi belirli seviyenin altına düştüğünde harici mosfetin sürülmesini engelleyen düşük gerilim kilitleme devresine sahiptir.

Sürüklenme kondansatörünün izin verilen maksimum dalgalanmayı sağlaması gerekmektedir. Bu nedenle sürüklenme kondansatörünün değeri, kabul edilebilir dalgalanma genliğine dayalı olarak hesaplanmalıdır. Sürüklenme kondansatörü üzerindeki yükün yenilenmesi doğrulanmalıdır. Sürüklenme kondansatör değeri Denklem 4.4 kullanılarak belirlenebilir:

$$C_B \geq \frac{Q_T}{\Delta V_{HB}} \quad (4.4)$$

Burada Q_T , önyüklenme kondansatörü tarafından sağlanması gereken toplam yük ve ΔV_{HB} , sürüklenme kondansatörü üzerinde izin verilen maksimum gerilim düşümüdür.

Çizelge 4.1 : Q_G , I_{HBS} ve I_{HB} değerleri.

Parametre	Değer
Toplam kapı yükü, Q_G, nC	3.2
HB'den VSS'ye kaçak akım $I_{HBS}, \mu A$	0,065
HB boşta çalışma akımı $I_{HB}, \mu A$	0,0005

İlk olarak yüksek taraf anahtarının iletimde olduğu sürede yani maksimum görev periyodunda sürüklenme kondansatörünün beslemesi gereken toplam yük belirlenmelidir. Toplam yük Denklem 4.5 kullanılarak hesaplanabilir:

$$Q_T = Q_G + I_{HBS} \times \frac{D_{mak}}{f} + \frac{I_{HB}}{f} \quad (4.5)$$

Denklem 4.5 için veri sayfalarından elde edilen değerler Çizelge 4.1'de birleştirilmiştir. Q_G değeri mosfet veri sayfasından, I_{HB} ve I_{HBS} değerleri sürücü veri sayfasından alınmıştır. Seçilen devre elemanlarına göre sürüklenme kondansatörünün sağlaması gereken toplam yük;

$$Q_T = 3.2 \times 10^{-9} + 5 \times 10^{-10} \times \frac{0.25}{10^5} + \frac{65 \times 10^{-6}}{10^5} = 3.85 \times 10^{-9} C = 3.85 nC \quad (4.6)$$

olarak hesaplanmıştır. Sürüklenme kondansatöründe izin verilen maksimum dalgalanma Denklem 4.7 kullanılarak hesaplanabilir:

$$\Delta V_{HB} = V_{DD} - V_{DH} - V_{HBL} \quad (4.7)$$

Formülde kullanılan değer tanımlamaları ve veri sayfalarından elde edilen değerler Çizelge 4.2'de birleştirilmiştir. V_{DD} , V_{HBR} ve V_F değerleri kapı sürücüsü veri sayfasından alınmıştır.

$$\Delta V_{HB} = 12 - 0.85 - 6.7 = 4.45V \quad (4.8)$$

Denklem 4.8 kullanılarak sürüklenme kondansatöründe izin verilen maksimum dalgalanma 4.45V olarak elde bulunmuştur.

Çizelge 4.2 : V_{DD} , V_F ve V_{HBR} değerleri.

Parametre	Gerilim(V)
Kapı sürücüsü besleme voltajı, V_{DD}	12.0
Sürüklenme diyodu ileri voltaj düşüşü, V_F	0.85
HB düşük voltaj kilitleme açma eşik değeri, V_{HBR}	6.70

Q_T ve ΔV_{HB} değerleri kullanılarak kondansatör değeri;

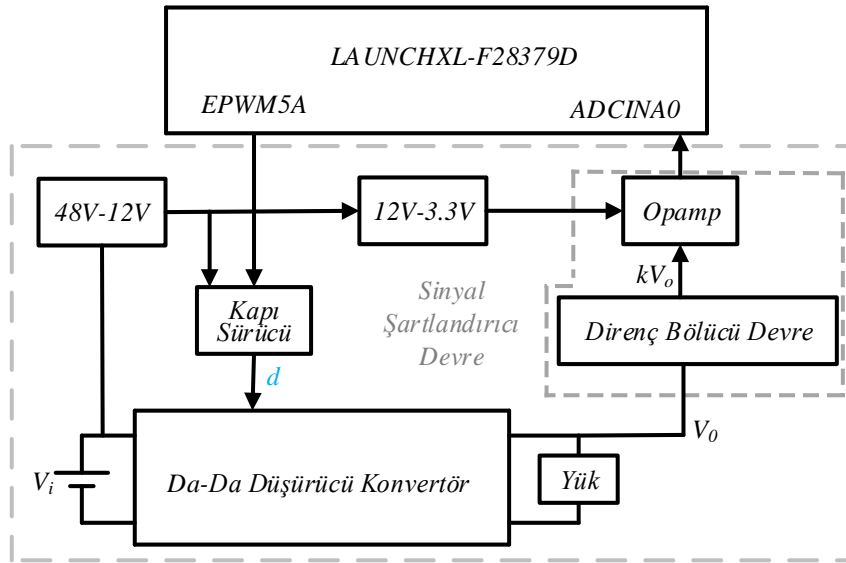
$$C_B \geq \frac{Q_T}{\Delta V_{HB}} = \frac{3.85 \times 10^{-9}}{4.45} = 0.86 \times 10^{-9} F = 0.86 nF \quad (4.9)$$

bulunur. Sürüklenme kondansatöründen daha düşük değerde bir kondansatör kullanılması, kapı sürücünün düşük gerilim kilitleme özelliğinin aktif olmasına ve yüksek taraf mosfetin erken kapamasına neden olacaktır. Sürüklenme kondansatörü olarak, mosfet sürücü veri sayfası tasarım önerileri dikkate alınarak $0,01 \mu F$ kapasitans değerine sahip seramik kondansatör seçilmiştir. Seçilen kapasitans değeri denklem 4.9'daki en küçük sürüklenme kondansatörü değerini sağlamaktadır. Mosfet sürücünün besleme gerilimi $12V$ olduğu için sıcaklık katsayısı ve kapasitans toleransı göz önünde bulundurularak seramik kondansatör gerilim değeri yaklaşık $25V$ olarak seçilmiştir.

Devre elemanları, şematik ve *PCB*-kart tasarımları da-da konvertör devresinin performansında büyük etkiye sahiptir. Devre elemanlarının seçimi gerçekleştirildikten sonra şematik ve *PCB*-kart tasarımları gerçekleştirilecektir.

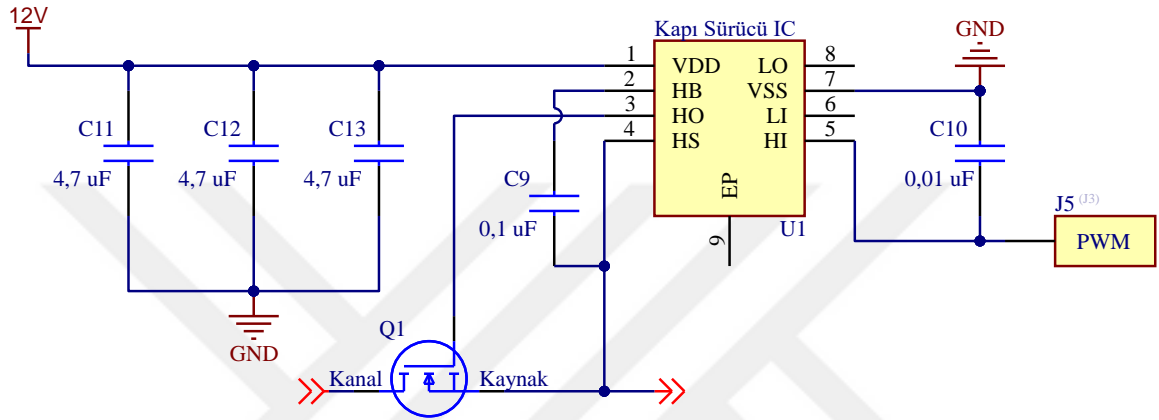
4.2 PCB-Kart Tasarımı

Şematik tasarımın kolay anlaşılabilmesi için Şekil 4.4'te görülen blok diyagramı oluşturulmuştur.



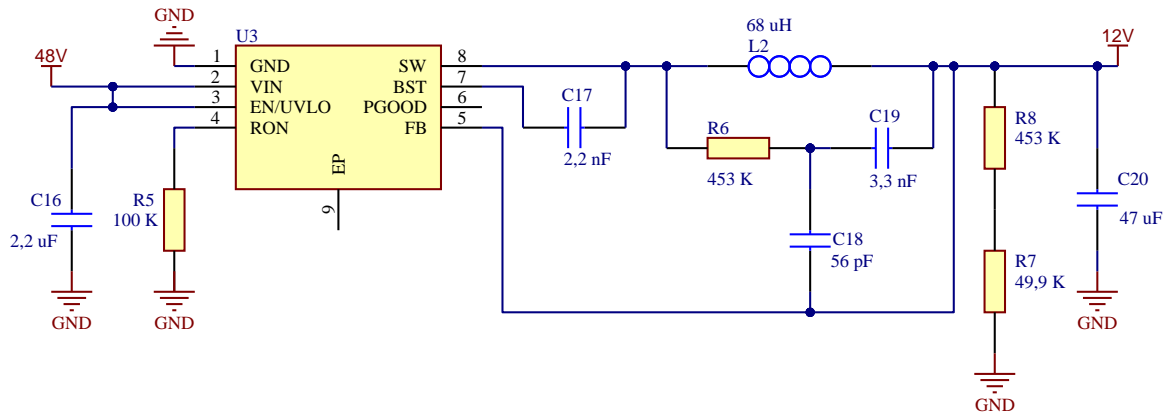
Şekil 4.4 : *PCB*-kart blok diyagramı.

Blok diyagramından görüldüğü gibi düşürücü tip konvertör beş ana bölümden oluşmaktadır. Bir sürüklenme kapı sürücü devresi, mosfet'i anahtarlamak için tasarlanmıştır. Kapı sürücü entegre, gerekli tepe akımını sağlayacak şekilde seçilmiştir. Kapı sürücü devresi ile yaklaşık 3.3V gerilime sahip *DGM* sinyali +12V gerilim değerine dönüştürülmekte ve güç anahtarı uygun şekilde açılıp kapatılmaktadır. Bölüm 4.1.6'da sunulan tasarım özellikleri ve seçilen kapı sürücü entegre veri sayfası tasarım önerileri göz önünde bulundurularak Şekil 4.5'te görülen kapı sürücü devresi oluşturulmuştur.



Şekil 4.5 : Kapı sürücü devresi.

Kapı sürücü entegre beslemesi için 12V gerilim gerekmektedir. 48V-12V bölümü, kapı sürücü entegre beslemesi için gerekli 12V gerilimi sağlamaktadır. 48V giriş gerilimini 12V çıkış gerilimine dönüştürmek için senkron da-da konvertör entegresi kullanılmıştır. Kullanılan entegre 6-100V arası giriş gerilimlerinde 1A çıkış akımı sağlama yeteneğine sahiptir. Entegre veri sayfası tasarım önerilerinden yararlanılarak oluşturulan 48V-12V gerilim düşürücü devre şeması Şekil 4.6'da görülmektedir.



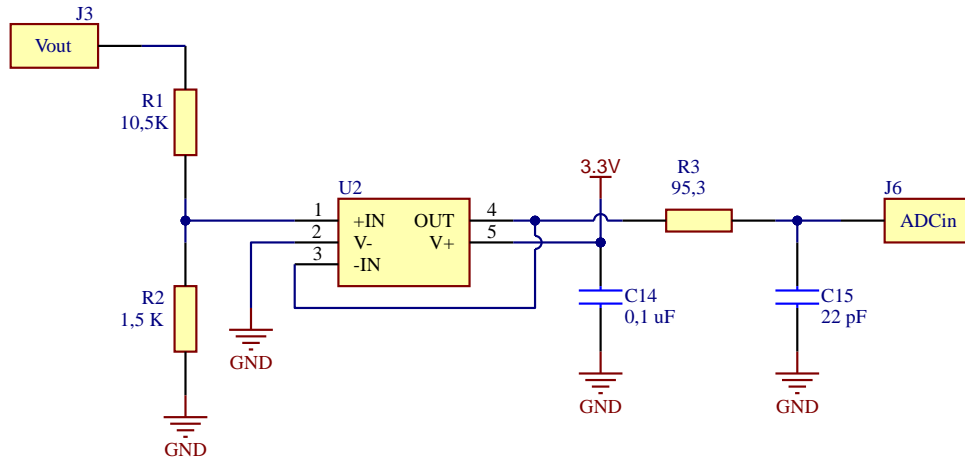
Şekil 4.6 : 48V-12V gerilim düşürücü devre.

Gerilim bölücü direnç devresi ve gerilim izleyici opamp devresinden oluşan sinyal şartlandırıcı devre, çıkış gerilimini *TMS320F28379D DSP*'nin *ADCIN* kanalları için uygun gerilim değerlerine dönüştürmek ve *TMS320F28379D DSP*'nin *ADCIN* kanallarını korumak için kullanılmaktadır. Çıkış gerilimi algılanır ve *DSP*'nin analog giriş kanalına uygulanır. *TMS320F28379D DSP*'nin *ADCIN* kanallarına uygulanan analog giriş geriliminin 0V-3.3V aralığında tutulması gerekmektedir. Bu amaçla, gerilim modu kontrolünde, V_o çıkış gerilimi, bir gerilim bölücü direnç devresi ile ölçeklenir. Gerilim bölücü devre, iki dirençten oluşmaktadır. Direnç değerleri 1.5k Ω ve 10.5k Ω olarak belirlenmiştir. 12V çıkış gerilimi için *TMS320F28379D*'nin *ADCIN* kanalına uygulanacak gerilim;

$$V_{\text{çıkış}} = V_{\text{giriş}} \times \frac{R_b}{R_a + R_b} = 12 \times \frac{1.5 \times 10^3}{(1.5 + 10.5) \times 10^3} = 1.5V \quad (4.10)$$

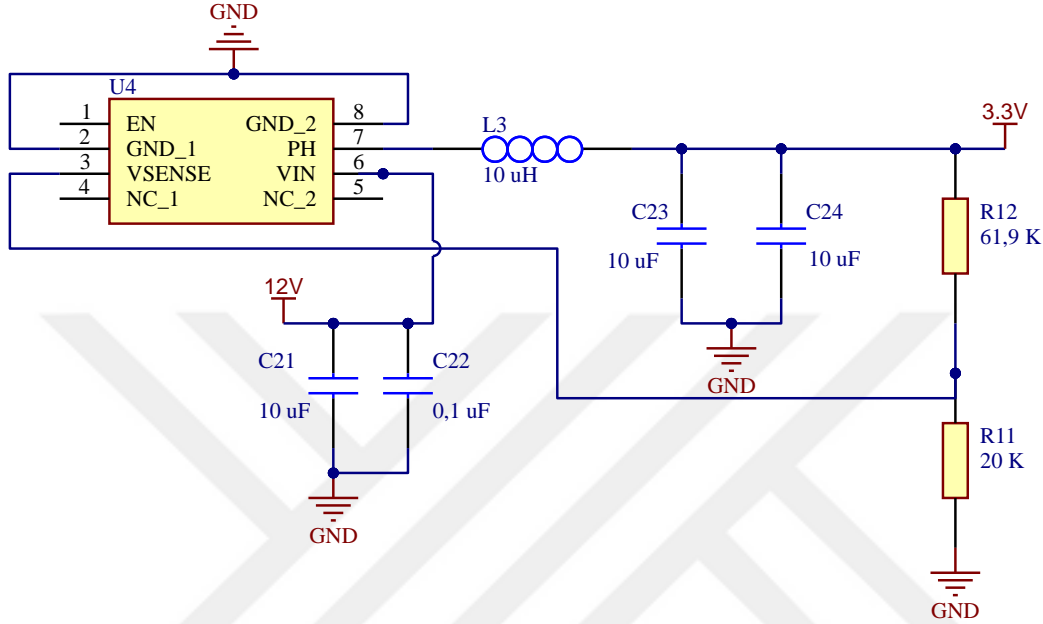
olacaktır. Bu değer 0V-3.3V arasındadır ve *ADCIN* kanalları için gerekli gerilim değerini sağlamaktadır. Formülde R_b ve R_a sırasıyla alt ve üst direnç değerleridir.

Geri besleme gerilimi, çıkış gerilimini ayarlamak için dahili bir referans gerilimi ile karşılaştırılmaktadır. Geri besleme gerilimindeki herhangi bir yanlışlık, çıkış geriliminde hatalara neden olacaktır. *ADC* girişlerini korumak için düşük gürültülü opamp sürücü devresi kullanılmıştır. Opamp, birim kazanç evirmeyen tampon(buffer) olarak bağlanmıştır. Bu opamp devresi, yüksek giriş empedansına ve düşük çıkış empedansına sahip bir gerilim izleyici devredir. Opamp girişleri arasında gerilim farkı olmadığı için opampın çıkış gerilimi, giriş gerilimine eşittir. Opamp sürücü entegre ve *TMS320F28379D DSP*'nin *ADCIN* kanallarının özellikleri göz önünde bulundurularak Şekil 4.7'de görülen sinyal şartlandırıcı devre tasarlanmıştır.



Şekil 4.7 : Sinyal şartlandırıcı devre.

Opamp sürücü entegreyi beslemek için gerekli 3.3V'luk gerilim, kapı sürücü entegre beslemesi için oluşturulan 12V giriş geriliminden senkron düşürücü konvertör entegre kullanılarak sağlanmıştır. Kullanılan entegre 4.5V-17V arası giriş gerilimlerinde 0.5A çıkış akımı sağlama yeteneğine sahiptir. Entegre veri sayfası tasarım önerilerinden yararlanılarak oluşturulan 12V-3.3V gerilim düşürücü devre şeması Şekil 4.8'de görülmektedir.



Şekil 4.8 : 12V-3.3V gerilim düşürücü devre.

Düşürücü konvertör devre şemaları oluşturulduktan sonra tasarımın deneysel gerçekleştirilmesi için baskı devre tasarımı gerçekleştirilmelidir. Anahtarlamalı güç kaynakları için, baskı devre kartı (*PCB*) düzeni iyi performans elde edilmesi ve devrenin güvenli çalışması için önem arz etmektedir. Gürültülü dijital ortamda performansı sürdürmek; uygun sinyal yönlendirme, dekaplaj, topraklama gibi iyi devre tasarım tekniklerine bağlıdır. *PCB* yerleşimindeki hatalar, zayıf çıkış gerilimi regülasyonu, gerilimde dalgalanmaları ve cihaz arızası gibi çeşitli sorunlar oluşturmakta ve bu sorunların giderilmesi genellikle bir *PCB* tasarım değişikliği gerektirmektedir. *PCB*'ler sipariş edilmeden önce *PCB* tasarım sürecinde, iyi bir baskı devre tasarımı için gerekli hususlar göz önünde bulundurularak bu sorunların oluşması önlenmelidir.

Baskı devre yolları direnç, indüktans ve kapasitansa sahiptir. Bir telin direnci, telin cinsine bağlıdır ve telin uzunluğuyla doğru, kesit alanıyla ters orantılıdır. Dolayısıyla uzun baskı devre yolları direnci artırmakta, gerilim düşümü ve güç kaybı oluşturmaktadır. Ayrıca ölçüm devrelerinde oluşan direnç ve indüktanslar ölçümün hassas yapılmasını engellemekte ve ölçüm hataları oluşturmaktadır.

Bir kondansatör, iki iletken levha arasındaki bir yalıtkan levhadan oluşmaktadır. Bir baskı devre kartı göz önüne alındığında iletken akım yollarının kendi aralarında bir kondansatör etkisi oluşturabileceği görülmektedir. İletken yolların alanının artması ve aralarındaki mesafenin azalması kondansatör etkisini artıracaktır. Kondansatör, alternatif akımın akmasına izin verdiği için yüksek frekanslı akımlar, baskı devre yolları arasında akabilir. Kaçak kapasitansın azaltılabilmesi için zamanla gerilim değişiminin yüksek olduğu anahtar düğümünün alanının en aza indirilmelidir.

Bir baskı devre yolunun indüktansı yol genişliğiyle ters, yol uzunluğuyla doğru orantılıdır. Yani uzun baskı devre yolları daha yüksek indüktansa ve geniş yollar daha az indüktansa sahiptir. Bu nedenle indüktansın azaltılması için kısa ve geniş yollar kullanılmalıdır. Ancak geniş yolların kapasitansı artırdığı unutulmamalıdır.

Düşürücü tip kondansatör için L, C ve diyottan oluşan yüksek di/dt 'ye sahip döngüdeki indüktans, akım değiştikçe $L \times di/dt$ 'den gerilimde ani yükselmelere neden olur. Gerilimdeki ani yükselmeler belirli kırılma gerilimine sahip elemanları etkileyebilir, devrenin çıkışında ani gerilim artışına neden olabilir, komşu devrelerle gürültüyü birleştirebilir, kontrolörün düzensiz çalışmasına ve anahtarlama kayıplarına neden olabilir.

Baskı devre kartında topraklama devresi gömülü bir sisteme gürültü taşıyabilir ve devre elemanlarını etkileyebilir. Bir ideal topraklama devresi eşpotansiyelidir. Bu, akım ne olursa olsun devrenin geriliminin sabit olması anlamındadır. Gerçek topraklama devreleri bir karakteristik empedansa sahiptir ve akım değişikliğinde gerilim değişikliğine neden olurlar. Gerçek topraklama devrelerinde farklı noktalarda GND gerilimleri farklı olabilmektedir. Bu nedenle iyi bir PCB tasarımı için, akım için düşük empedanslı dönüş yolu sağlayan bir topraklama devresi oluşturularak bu ideal olmayan davranış minimize edilmesi gerekmektedir. Topraklamanın doğru şekilde bağlanması, aynı zamanda cihazın iyi termal rahatlamasını sağlar. Bu nedenlerle cihazların dönüş akımı gürültüsünün diğer bileşenler üzerindeki etkisini azaltmak ve dönüş yolundaki kısa bağlantılarla indüktans ve direncin neden olduğu gerilim düşüşlerini en aza indirmek için toprak düzlemi kullanılır. Yol uzunluğu korunarak direnç ve EMI'ye duyarlılık azaltılır. Toprak düzlemi kartın mekanik mukavemetini artırır. Devredeki tüm toprak bağlantılarının empedansını düşürerek istenmeyen iletilen gürültüyü azaltır.

Konvertörün gerçekleştirileceği baskı devre kartı 2 katmanlı olarak tasarlanmıştır. Üst katmana devre elemanları yerleştirilmiş ve alt katman toprak düzlemi olarak kullanılmıştır.

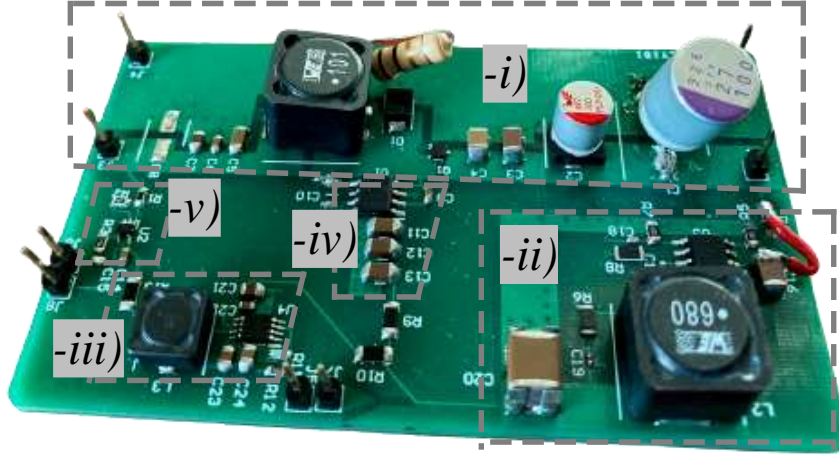
Tasarlanan düşürücü tip konvertörün *PCB* çizimi için Altium Designer programı kullanılmıştır.

Düzene ilk olarak mosfet yerleştirilmiştir. Giriş kondansatörü, herhangi bir düşürücü konvertörün güvenilir çalışması için en önemli bileşendir. Bu nedenle mosfetten sonra düzene yerleştirilen ikinci devre elemanı giriş kondansatörleridir. Giriş kondansatörü ve mosfet arasındaki ekstra parazitik indüktans, anahtarlama sırasında $V = L \times di / dt$ 'den aşırı gerilim yükselmeleri oluşturacaktır. Giriş kondansatörü, mosfetin anahtarlamasından dolayı oluşan yüksek frekans gürültülerini bastırmak için kullanıldığından seramik giriş kondansatörleri mosfete yakın olarak yerleştirilmiştir [69,70]. Seramik kondansatörlerin mosfete daha yakın yerleştirilmesinin nedeni gerilim dalgalanmalarının büyüklüğünün baskı devre yolu boyunca tüm noktalarda farklı ve güç anahtarının yakınında en büyük olmasıdır. Seramik kondansatörler diğer kondansatör türlerine göre yüksek frekans gürültüsünün bastırılmasında daha etkilidirler. Seramik kondansatörlerden sonra polimer kondansatörler seramik kondansatörün yakınına yerleştirilmişlerdir.

Bir sonraki aşamada indüktör ve serbest dolaşım diyodu yerleştirilmiştir. Anahtar düğümü gerilimi, çok hızlı yükselme ve düşme süreleri ile giriş gerilimi ve GND(0V) arasında değişmektedir ve anahtarlama modlu güç kaynağında EMI'nin ana kaynağıdır. Anahtar düğümü ve toprak arasında mümkün olan en kısa yönlendirme, parazitik indüktansını en aza indirecektir [71]. Yayılan EMI'yi azaltmak için, indüktör ve diyot mosfete mümkün olduğunca yakın yerleştirilmiş ve anahtar düğümü bakır alanı minimumda tutulmaya çalışılmıştır. Anahtar düğümünün alanı küçültülerek kaçak kapasitans azaltılmıştır. Çünkü anahtar düğümüne bağlı olan bakır, diğer plakası devredeki her bir düğüm olan bir parazitik kapasitans oluşturmaktadır. Ayrıca anahtar düğümü diğer yollardan mümkün olduğunca uzak tutulmuştur.

Güç devresinde son olarak seramik kondansatörler indüktöre daha yakın olacak şekilde çıkış kondansatörleri yerleştirilmiştir. Çıkış kondansatörü indüktörden güç toprağına olan mesafeyi en aza indirecek şekilde yerleştirilmiştir. Yanlış çıkış kondansatörü yerleşimi tipik olarak düşük çıkış voltaj regülasyonuna neden olacaktır.

Sağlam ve güvenli bir çalışma için kapı sürücüsünün *PCB* yerleşimi önemlidir. Parazitik yol indüktansı anahtarlama hızını yavaşlatabilir ve kapı akımında halkalanmalara neden olabilir. Mosfet sürücü mosfete yakın yerleştirilmiştir. Böylece *PCB* yol indüktansı azaltılmıştır. Yüksek frekanslı anahtarlama gürültülerinin etkisi minimize edilmiştir.

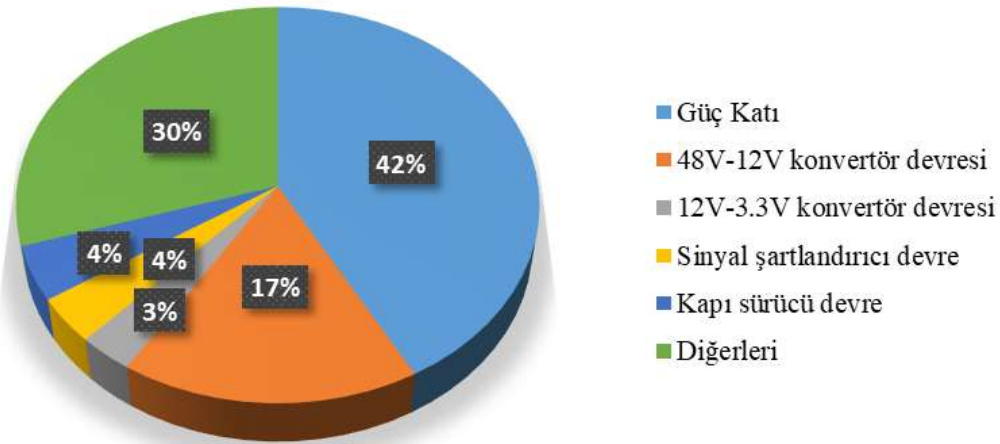


Şekil 4.9 : Tasarlanan düşürücü tip konvertörün *PCB* görünümü.

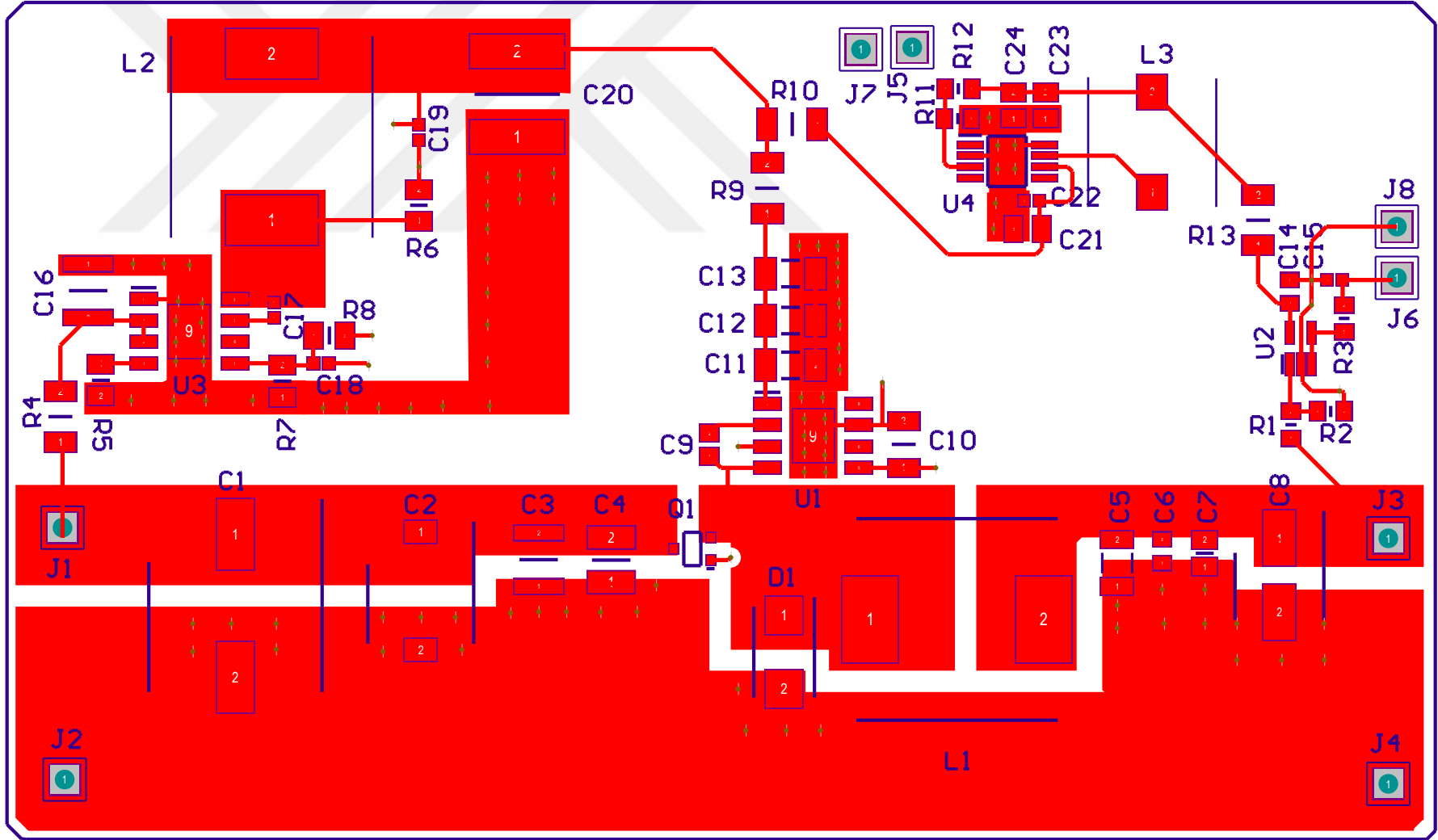
Geri besleme sinyalinin gürültü içermesi çıkış geriliminin yanlış ölçülmesine neden olacaktır. Sonuç olarak devrenin çalışması kararsız olacaktır. Bu nedenle çıkış gerilimini algılayan kısım çıkış kondansatöründen sonra bağlanmıştır. Geri besleme devresi kapı sürücü sinyali gibi gürültülü hatlardan uzağa yönlendirilmiştir. Geri besleme düğümü mümkün olduğunca küçük tutulmuştur [72].

Tasarımı yapılan düşürücü tip konvertörün deneysel gerçekleşmesi Şekil 4.9'da görülmektedir. Deneysel olarak gerçekleştirilen konvertörün boyutları $5\text{cm} \times 8.47\text{cm} \times 0.16\text{cm}$ olarak ölçülmüştür. Bu hacim $9,6\text{W}$ anma çıkış gücü için $1.416\text{W}/\text{cm}^3$ güç yoğunluğu değerine karşılık gelmektedir. Tasarlanan konvertörün hacim dağılımı Şekil 4.10'da görülmektedir. Güç katı, toplam hacmin %42'sini oluşturmaktadır.

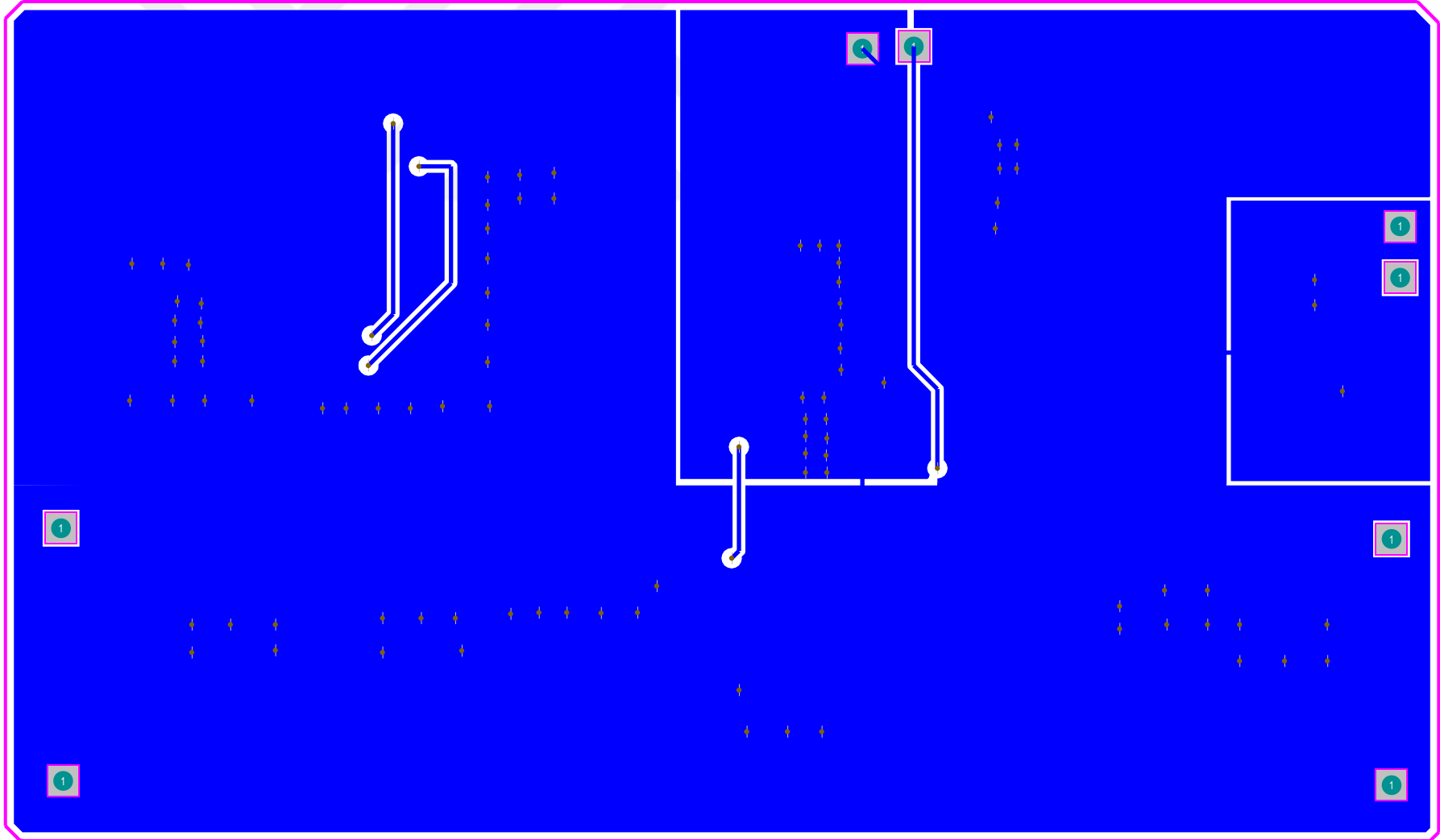
Tasarımı yapılan konvertörün devre şeması ve *PCB* tasarımı sırasıyla Şekil 4.11 ve 4.12'de verilmiştir.



Şekil 4.10 : Düşürücü konvertör hacim dağılımı.



Şekil 4.12 : Düşürücü konvertör PCB düzeni(üst katman).



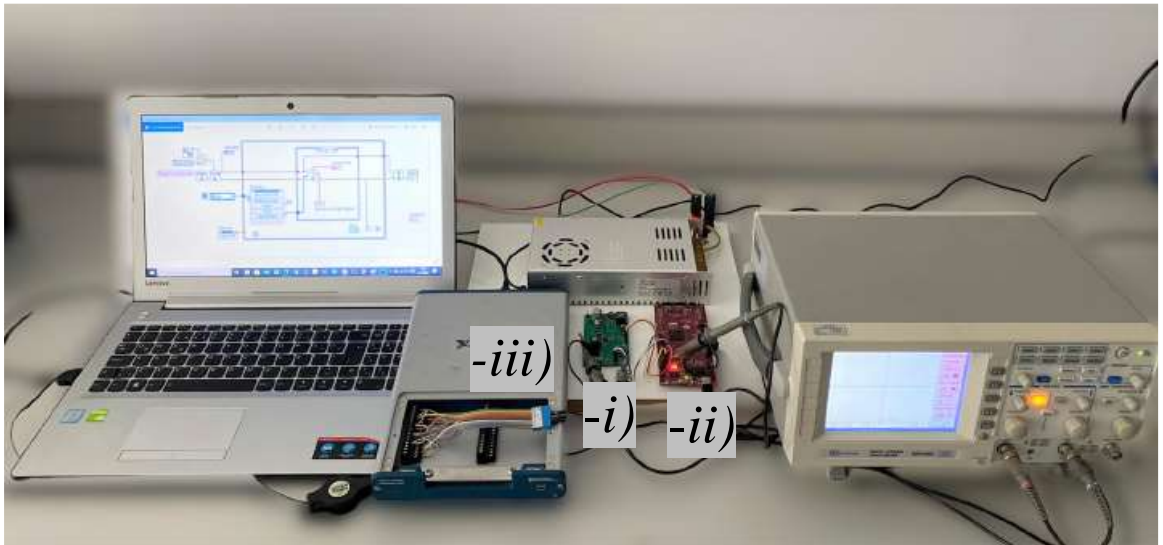
Şekil 4.13 : Düşürücü konvertör *PCB* düzeni(alt katman).

5. DENEYSEL SONUÇLAR

Deneysel olarak gerçekleştirilen düşürücü tip konvertörün performansını gözlemlemek için deneysel devre düzeneği oluşturulmuştur. Farklı giriş gerilimi değerlerinde ve farklı çıkış yüklerinde deneysel sonuçlar elde edilmiştir.

5.1 Deneysel Devre Düzeneği

Oluşturulan deneysel devre düzeneği Şekil 5.1’de görülmektedir. Texas Instruments firmasına ait TI-C2000 serisi *F28379D DSC* kontrol kartı, görev periyodunu ayarlamak ve kapı sürücü entegre için uygun anahtarlama işaretleri üretmek kullanılmıştır. Açık çevrim çalışmada kontrol kartının analog girişlerine bir ayarlı direnç bağlanarak görev periyodu ayarlanmaktadır. Kapalı çevrim çalışmada görev periyodunu ayarlamak için tasarımı yapılan sinyal şartlandırıcı geri besleme devresinden alınan çıkış gerilimi, kontrol kartının analog girişlerine uygulanmaktadır. Tasarımı yapılan devreye güç sağlamak için 24V ve 48V gerilim sağlayan iki adet dc güç kaynağı kullanılmıştır. İndüktör akımını, çıkış gerilim dalgalanmasını ölçmek için 70MHz, 2 kanal dijital osiloskop (AATECH ADS-3072B) kullanılmıştır. Giriş ve çıkış akımlarını ölçmek için dijital multimetre (BRYMEN BM907) kullanılmıştır.



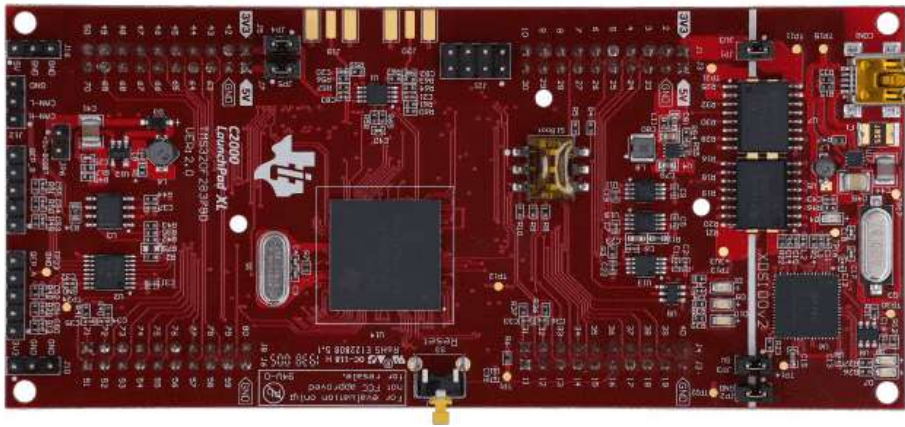
Şekil 5.1 : Deneysel devre düzeneği.

5.1.1 TMS320F28379D evaluation board

Tasarımı yapılan düşürücü konvertörün dijital kontrolünü gerçekleştirmek için Texas Instruments firmasına ait *TI-C2000* serisi *F28379D DSC* kontrol kartı kullanılmıştır.

LAUNCHXL-F28379D; *F2837xD*, *F2837xS* ve *F2807x* serisi Texas Instrument mikrodenetleyicileri için düşük maliyetli geliştirme aracıdır. *LAUNCHXL-F28379D* yapısında gerçek zamanlı hata ayıklama ve flaş programlama için *USB* bağlantılı yalıtılmış *XDS100v2 JTAG* hata ayıklama probu, *TMS320F28379D* mikrodenetleyicisi, 4x 20-pin konektör, programlanabilir butonlar ve ledler içerir. Yeni bir uygulama geliştirirken standartlaştırılmış ve kullanımı kolay bir platform sağlar.

TMS320F28379xD, gelişmiş kapalı döngü kontrol uygulamaları için tasarlanmış 32 bit kayan noktalı mikrodenetleyici birimdir (*MCU*). Elektrikli araçlar, radar uygulamaları, şarj istasyonları, motor kontrolü vb. uygulamalarda kullanılmaktadırlar. Çift çekirdek mimarisine sahiptir. Her bir çekirdek 200Mhz sinyal işleme yeteneğine sahiptir. İşlemciler, trigonometrik işlemlerde algoritmaların hızlı olarak yürütülmesini sağlayan *TMU* hızlandırıcılar ve karmaşık matematiksel işlemler için zamanı azaltan *VCU* hızlandırıcı içermektedirler. *F28379xD* mikrodenetleyicisi ana işlemciler dışında iki adet de ana işlemciler ile eşzamanlı çalışan *CLA* gerçek zamanlı kontrol yardımcı işlemcisine sahiptir. Böylece kontrol sisteminde hesaplama performansı iki katına yükseltilebilir. Zamanın önemli olduğu görevlerde *CLA* kullanılarak, haberleşme gibi görevlerde ana işlemci kullanılabilir. İkili *CLA*, görevleri paylaşmaya olanak tanır. Örneğin bir *CLA* işlemcisi tork kontrolü için kullanılırken diğer *CLA* işlemcisi hız ve pozisyon kontrolünü gerçekleştirebilir. Bütünleşik analog ve kontrol çevrebirimleri, üst düzey sistemlerde çoklu işlemci kullanılmasını ortadan kaldırmaktadır [73].



Şekil 5.2 : *LAUNCHXL-F28379D* kartı.

Kontrol sistemi, blok diyagramları kullanılarak modellenir. Blok diyagramına uygun C kodları, Matlab programı tarafından otomatik olarak üretilir. Matlab programı, Code Composer programına bağlanarak bu kodların derlenmesini ve DSP'ye yüklenmesini sağlar. Blok diyagramları kullanılarak kod hazırlanması, kod yazarken DSP'nin özellikleri hakkında detaylı bilgiye duyulan gereksinimi azaltır. Kod yazımındaki süreci kısaltır. Kod yazımındaki hataları azaltır [74,75].

5.2 Ölçüm Sonuçları

Tasarımı yapılan devrenin verimliliğini doğrulamak için 24V giriş geriliminde 10Ω, 15Ω, 20Ω, 25Ω çıkış yükü değerlerinde ve 48V giriş geriliminde 10Ω, 15Ω, 20Ω, 25Ω çıkış yükü değerlerinde giriş akımı, giriş gerilimi, çıkış akımı ve çıkış gerilimi dijital multimetre kullanılarak ölçülmüştür. Ölçüm sonuçları Çizelge 5.1'de birleştirilmiştir.

Çizelge 5.1: Konvertör giriş ve çıkış akım, gerilim değerleri.

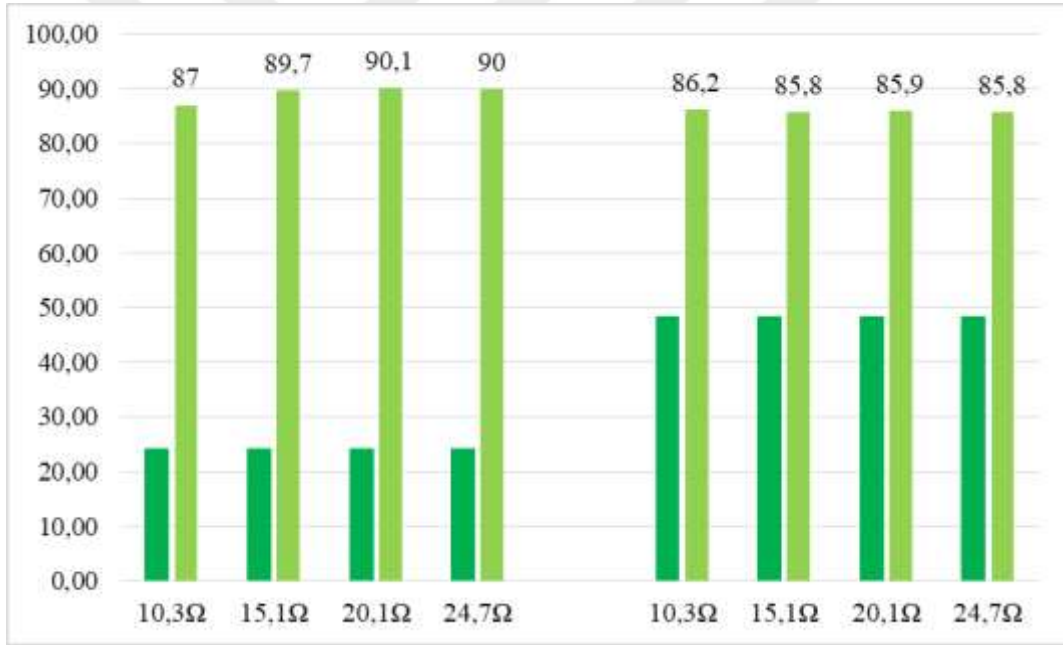
Direnç Değeri	Giriş Akımı(A)	Giriş Gerilimi(V)	Çıkış Akımı(A)	Çıkış Gerilimi(V)
10.3Ω	0.530	24.01	1.029	10.76
15.1Ω	0.354	24.01	0.701	10.88
20.1Ω	0.269	24.01	0.534	10.90
24.7Ω	0.217	24.01	0.431	10.89
10.3Ω	0.272	48.22	1.036	10.92
15.1Ω	0.185	48.22	0.696	11.00
20.1Ω	0.141	48.22	0.532	10.98
24.7Ω	0.115	48.22	0.432	11.02

Çizelge 5.1 verilerine göre hesaplanan giriş ve çıkış güçleri ile konvertörün verimliliği Çizelge 5.2'de görülmektedir.

Şekil 5.4'te, Çizelge 5.2 değerleri grafik haline getirilmiştir. Grafikten de görüldüğü üzere 24V giriş geriliminde en düşük %87 ve 48V giriş geriliminde en düşük %85.8 verimlilik elde edilmiştir. 48V giriş gerilimi ve 15Ω yük direnci değerlerinde verimlilik %86 civarındadır. Güç hesabında da belirtildiği üzere diyot üzerinde oluşan kayıp devrenin verimliliğini düşürmüştür. Diyot yerine ikinci bir mosfet kullanılması durumunda devrenin verimliliği artacaktır.

Çizelge 5.2 : Konvertör güç ve verim değerleri.

Direnç Değeri	Giriş Gerilimi(V)	Giriş Gücü(W)	Çıkış Gücü(W)	% Verim
10.3Ω	24.01	12.72	11.07	87.0
15.1Ω	24.01	8.499	7.626	89.7
20.1Ω	24.01	6.458	5.820	90.1
24.7Ω	24.01	5.210	4.694	90.0
10.3Ω	48.22	13.12	11.31	86.2
15.1Ω	48.22	8.920	7.65	85.8
20.1Ω	48.22	6.790	5.84	85.9
24.7Ω	48.22	5.540	4.76	85.8



Şekil 5.4 : Farklı giriş gerilimleri ve yükler için verim grafiği.

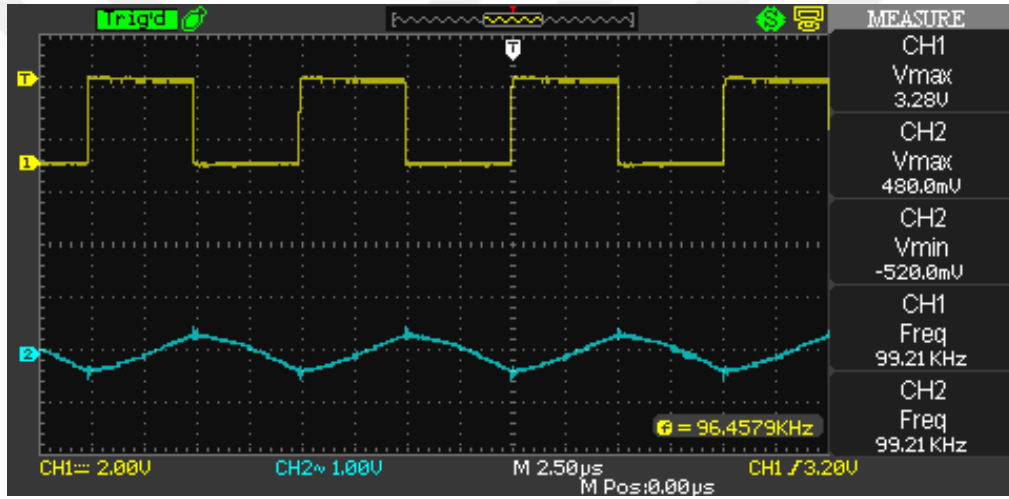
Tasarımı yapılan devre açık döngü ve kapalı döngü çalışma durumunda test edilmiştir. Farklı giriş gerilimi ve çıkış yükü değerlerinde devrenin indüktans akımı ve çıkış gerilim dalgalanmaları gözlemlenmiştir.

Açık çevrim ve kapalı çevrim çalışma durumları için 24V ve 48V giriş geriliminde ve 10Ω, 15Ω, 20Ω, 25Ω yük değerlerinde osiloskop ile yapılan ölçüm sonuçları aşağıda sunulmaktadır. Yük direnci olarak 50W gücünde alüminyum gövdeli güç dirençleri kullanılmıştır.

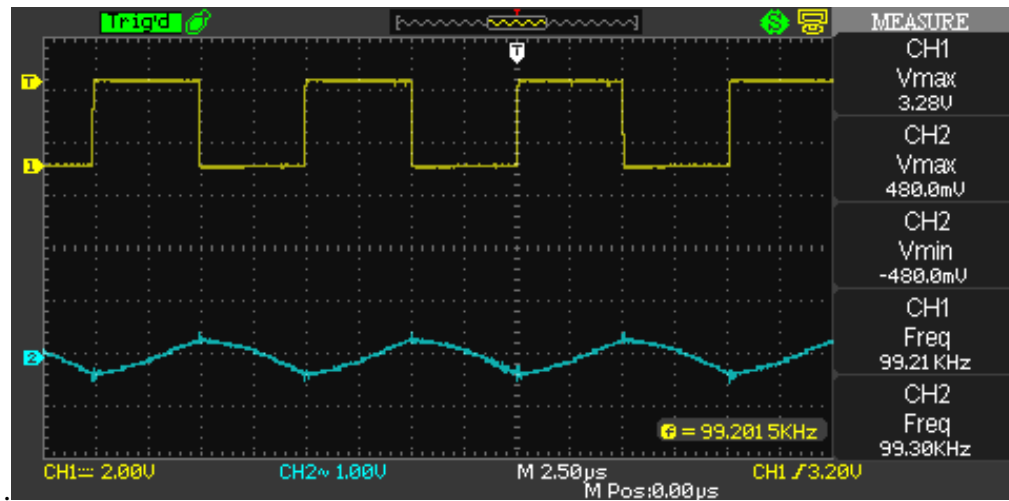
5.2.1 Açık çevrim çalışma durumu için ölçüm sonuçları

Açık çevrim çalışma durumunda mosfeti anahtarlama için gerekli anahtarlama sinyalinin görev periyodu, *TMS320F28379D DSP*'nin analog girişlerine ayarlı bir direnç bağlanarak ayarlanmıştır. Sinyal şartlandırıcı devre, açık çevrim kontrolde kullanılmamaktadır.

24V giriş geriliminde 10Ω yük direnci için *DGM*-indüktans akımı ölçüm sonuçları Şekil 5.5'te verilmiştir. *DGM* işaretinin genliği 3.28V'tur. İndüktans akım dalgalanması 1A'dır. Bu değer Denklem 3.30'da hesaplanan değerlerle ve simulink sonuçlarıyla uyumludur. 24V giriş geriliminde 15Ω yük direnci için *DGM*-indüktans akımı ölçüm sonuçları Şekil 5.6'da verilmiştir. *DGM* işaretinin genliği 3.28V'tur. İndüktans akım dalgalanması 0.96 A'dır. Bu değer Denklem 3.30'da hesaplanan değerlerle ve simulink sonuçlarıyla uyumludur.



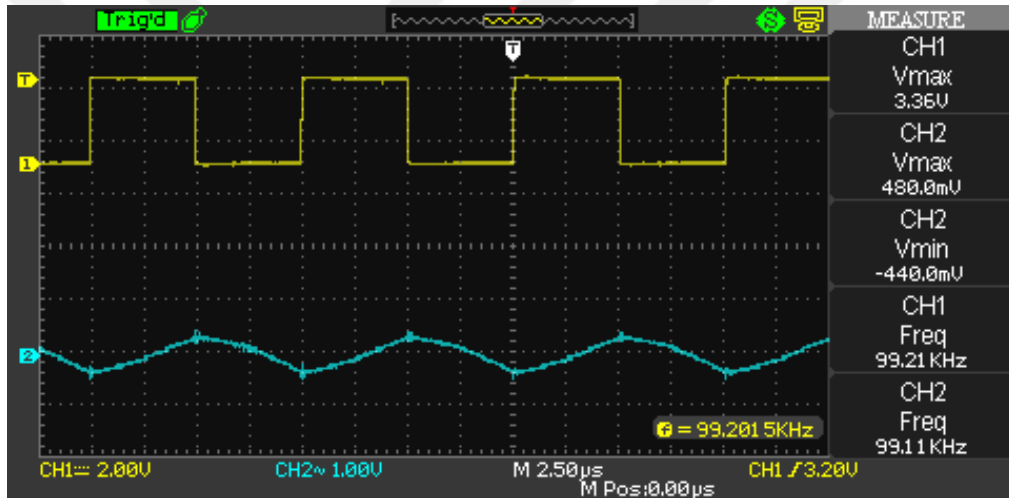
Şekil 5.5 : $V_i=24V$ ve $R=10\Omega$ için *DGM* -indüktans akım ölçüm sonuçları.



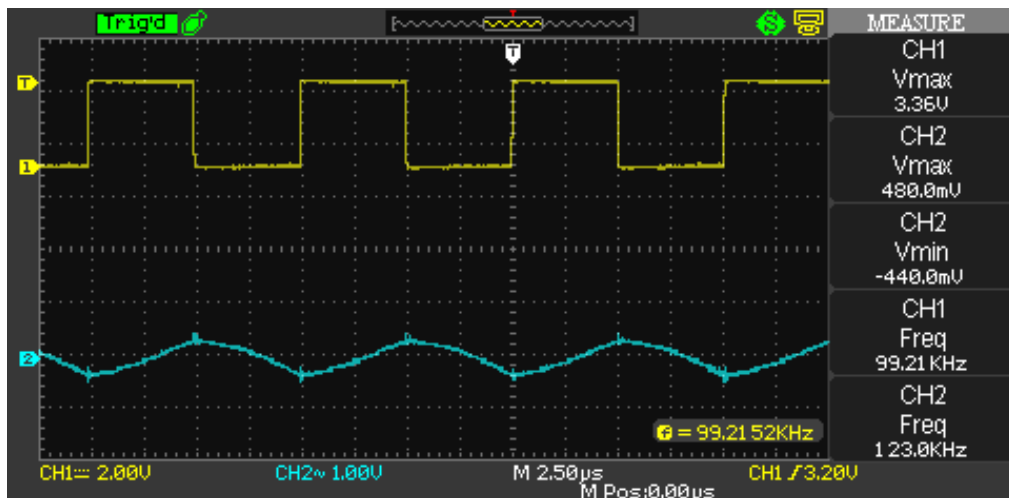
Şekil 5.6 : $V_i=24V$ ve $R=15\Omega$ için *DGM* -indüktans akım ölçüm sonuçları.

24V giriş geriliminde 20 Ω yük direnci için *DGM*-indüktans akımı ölçüm sonuçları Şekil 5.7’de verilmiştir. *DGM* işaretinin genliği 3.36V’tur. İndüktans akım dalgalanması 0.92A’dır. Bu değer Denklem 3.30’da hesaplanan değerlerle ve simulink sonuçlarıyla uyumludur. 24V giriş geriliminde 25 Ω yük direnci için *DGM*-indüktans akımı ölçüm sonuçları Şekil 5.8’de verilmiştir. *DGM* işaretinin genliği 3.36V’tur. İndüktans akım dalgalanması 0.92A’dır. Bu değer Denklem 3.30’da hesaplanan değerlerle ve simulink sonuçlarıyla uyumludur.

24V giriş geriliminde açık çevrim çalışma modunda farklı yük değerleri için indüktans akım dalgalanmasının Denklem 3.30’da hesaplanan değerlerle ve simulink sonuçlarıyla uyumlu olduğu görülmüştür. Açık çevrim çalışma modunda 24V giriş gerilimi için indüktans akım dalgalanması açısından tasarım doğrulanmıştır.



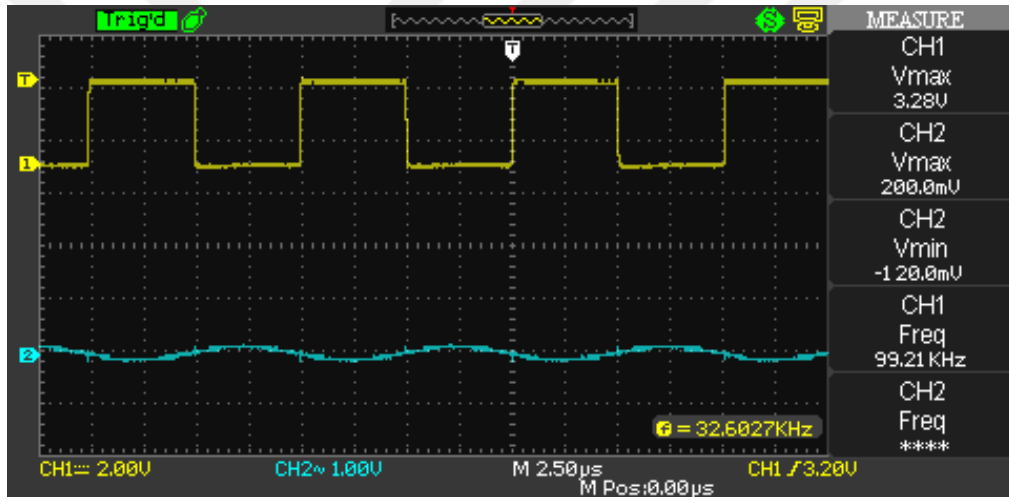
Şekil 5.7 : $V_i=24V$ ve $R=20\Omega$ için *DGM* -indüktans akım ölçüm sonuçları.



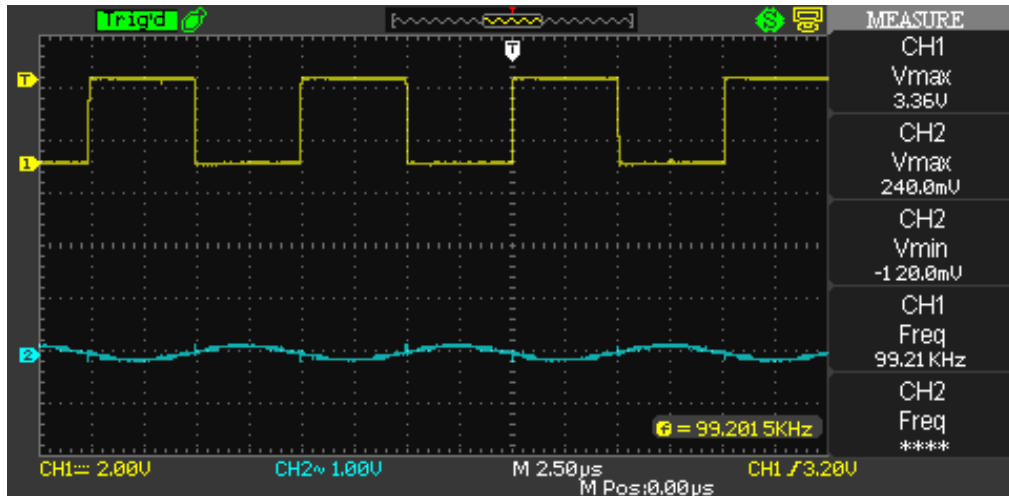
Şekil 5.8 : $V_i=24V$ ve $R=25\Omega$ için *DGM* -indüktans akım ölçüm sonuçları.

Açık çevrim çalışma modunda 24V giriş geriliminde farklı yük değerlerinde osiloskop kullanılarak çıkış gerilim dalgalanmaları ölçülmüştür.

24V giriş geriliminde 10Ω yük direnci için DGM-çıkış gerilim dalgalanması ölçüm sonuçları Şekil 5.9’da verilmiştir. Kanal 1, DGM işaretini ve kanal 2 çıkış gerilim dalgalanmasını göstermektedir. DGM işaretinin genliği 3.28V’dir. Çıkış gerilim dalgalanması 0.32V olarak ölçülmüştür. Bu değer Çizelge 3.1’de verilen tasarım değerleriyle ve simulink sonuçlarıyla uyumludur. 24V giriş geriliminde 15Ω yük direnci için DGM-çıkış gerilim dalgalanması ölçüm sonuçları Şekil 5.10’da verilmiştir. . Kanal 1, DGM işaretini ve kanal 2 çıkış gerilim dalgalanmasını göstermektedir. DGM işaretinin genliği 3.36V’dir. Çıkış gerilim dalgalanması 0.36V olarak ölçülmüştür. Bu değer Çizelge 3.1’de verilen tasarım değerleriyle ve simulink sonuçlarıyla uyumludur.



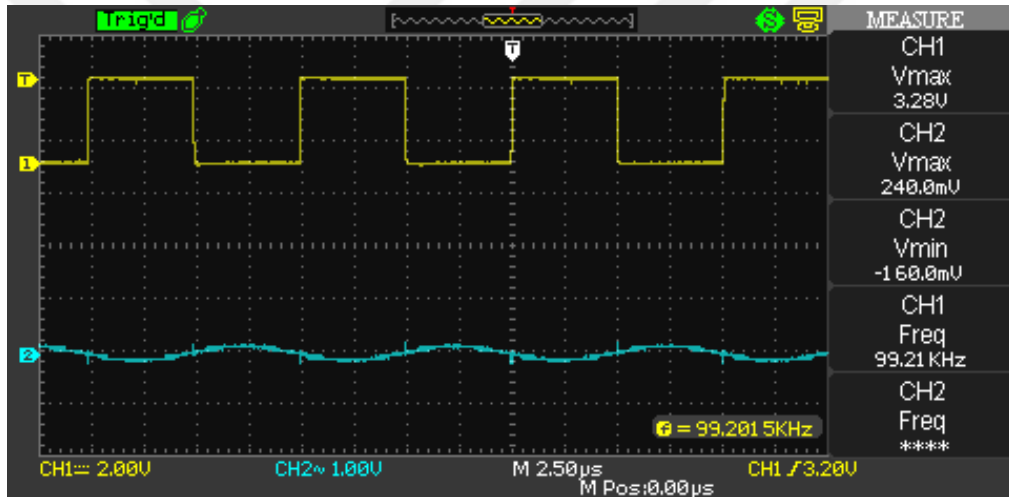
Şekil 5.9 : $V_i=24V$ ve $R=10\Omega$ için DGM-çıkış gerilim dalgalanması ölçüm sonuçları.



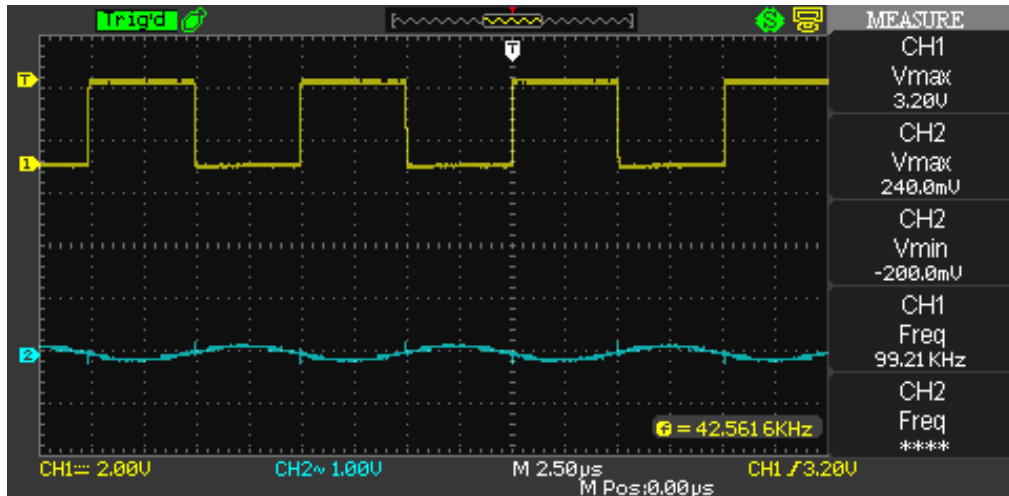
Şekil 5.10 : $V_i=24V$ ve $R=15\Omega$ için DGM-çıkış gerilim dalgalanması ölçüm sonuçları.

24V giriş geriliminde 20Ω yük direnci için DGM-çıkış gerilim dalgalanması ölçüm sonuçları Şekil 5.11’de verilmiştir. DGM işaretinin genliği 3.28V’ur. Çıkış gerilim dalgalanması 0.4V olarak ölçülmüştür. Bu değer Çizelge 3.1’de verilen tasarım değerleriyle ve simulink sonuçlarıyla uyumludur. 24V giriş geriliminde 25Ω yük direnci için DGM-çıkış gerilim dalgalanması ölçüm sonuçları Şekil 5.12’de verilmiştir. DGM işaretinin genliği 3.20V’ur. Çıkış gerilim dalgalanması 0.44V olarak ölçülmüştür. Bu değer Çizelge 3.1’de verilen tasarım değerleriyle ve simulink sonuçlarıyla uyumludur.

24V giriş geriliminde açık çevrim çalışma modunda farklı yük değerleri için çıkış gerilim dalgalanmasının Çizelge 3.1’de verilen tasarım değerleriyle ve simulink sonuçlarıyla uyumlu olduğu görülmüştür. Açık çevrim çalışma modunda 24V giriş gerilimi için çıkış gerilim dalgalanması açısından tasarım doğrulanmıştır.



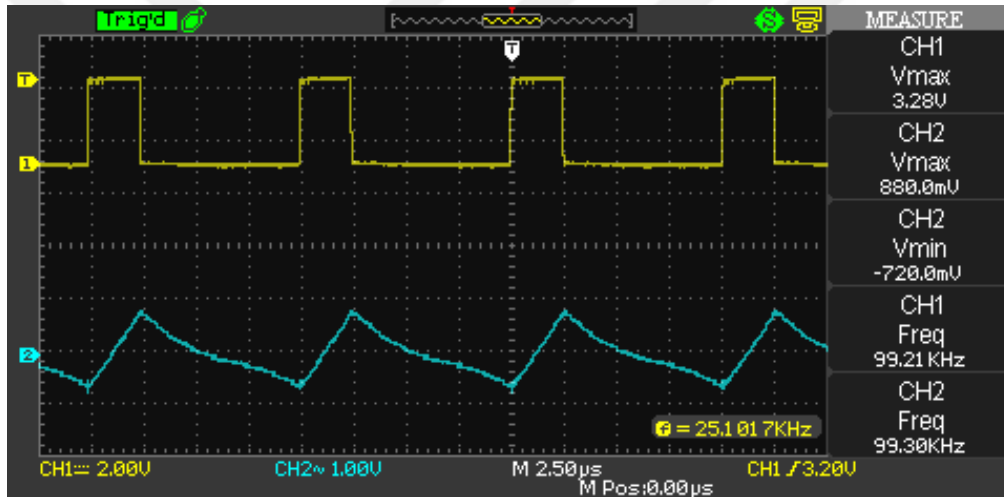
Şekil 5.11 : $V_i=24V$ ve $R=20\Omega$ için DGM-çıkış gerilim dalgalanması ölçüm sonuçları.



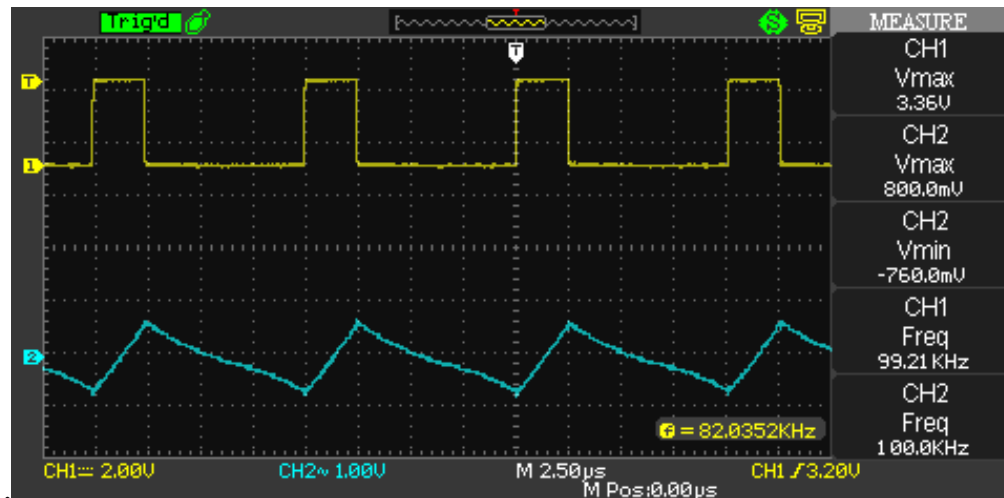
Şekil 5.12 : $V_i=24V$ ve $R=25\Omega$ için DGM-çıkış gerilim dalgalanması ölçüm sonuçları.

Açık çevrim çalışma modunda 48V giriş geriliminde farklı yük değerlerinde osiloskop kullanılarak indüktans akımları ölçülmüştür.

48V giriş geriliminde 10Ω yük direnci için DGM-indüktans akımı ölçüm sonuçları Şekil 5.13'te verilmiştir. DGM işaretinin genliği 3.28V'tur. İndüktans akım dalgalanması 1.6A'dır. Bu değer, Denklem 3.30'da hesaplanan değerden daha büyüktür. 48V giriş geriliminde 10Ω yük direnci için açık çevrim çalışma modunda tasarımda belirlenen indüktans akım dalgalanma değeri sağlanmamaktadır. 48V giriş geriliminde 15Ω yük direnci için DGM-indüktans akımı ölçüm sonuçları Şekil 5.14'te verilmiştir. DGM işaretinin genliği 3.36V'tur. İndüktans akım dalgalanması 1.56A'dır. Bu değer Denklem 3.30'da hesaplanan değerden daha büyüktür. 48V giriş geriliminde 15Ω yük direnci için açık çevrim çalışma modunda tasarımda belirlenen indüktans akım dalgalanma değeri sağlanmamaktadır.



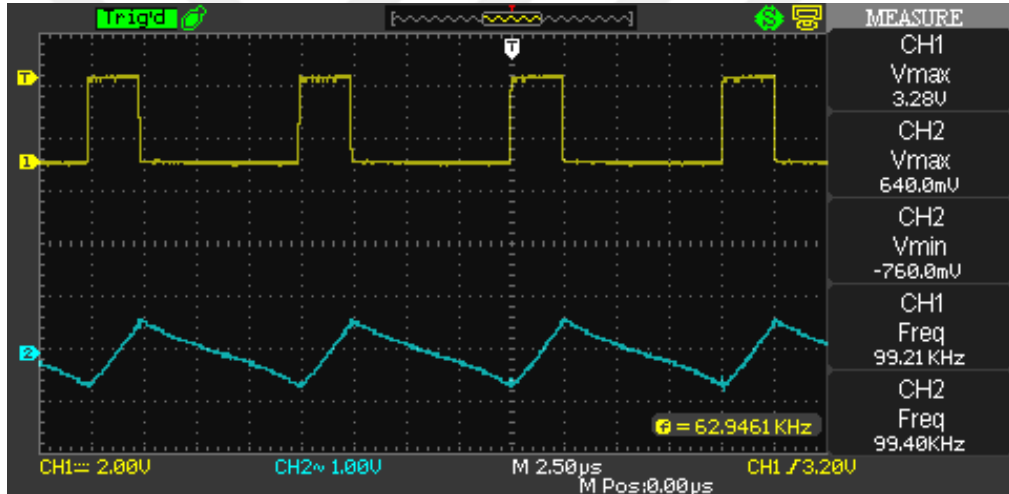
Şekil 5.13 : $V_i=48V$ ve $R=10\Omega$ için DGM -indüktans akım ölçüm sonuçları.



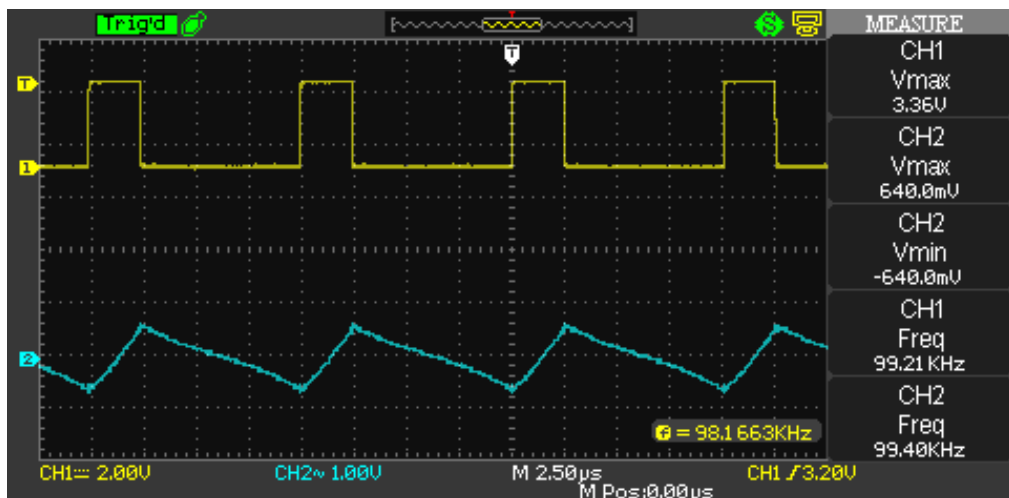
Şekil 5.14 : $V_i=48V$ ve $R=15\Omega$ için DGM -indüktans akım ölçüm sonuçları.

48V giriş geriliminde 20Ω yük direnci için *DGM*-indüktans akımı ölçüm sonuçları Şekil 5.15'te verilmiştir. *DGM* işaretinin genliği 3.28V'tur. İndüktans akım dalgalanması 1.4A'dır. Bu değer Denklem 3.30'da hesaplanan değerden daha büyüktür. 48V giriş geriliminde 20Ω yük direnci için açık çevrim çalışma modunda tasarımda belirlenen indüktans akım dalgalanma değeri sağlanmamaktadır. 48V giriş geriliminde 25Ω yük direnci için *DGM*-indüktans akımı ölçüm sonuçları Şekil 5.16'da verilmiştir. *DGM* işaretinin genliği 3.36V'tur. İndüktans akım dalgalanması 1.28A'dır. Bu değer Denklem 3.30'da hesaplanan değer ile uyumludur.

48V giriş geriliminde açık çevrim çalışma modunda 10Ω, 15Ω ve 20Ω yük değerleri için indüktans akım dalgalanmasının tasarım değerlerinden büyük olduğu görülmüştür. 25Ω yük değeri için indüktans akım dalgalanması tasarım değerleriyle uyumludur. Kapalı çevrim ölçüm sonuçları tasarımın doğrulanması için önemlidir.



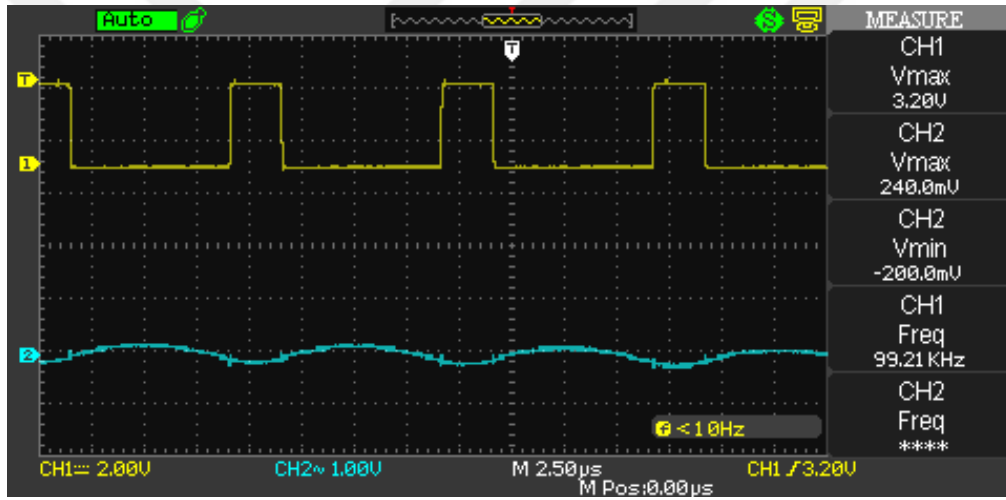
Şekil 5.15 : $V_i=48V$ ve $R=20\Omega$ için *DGM* -indüktans akım ölçüm sonuçları.



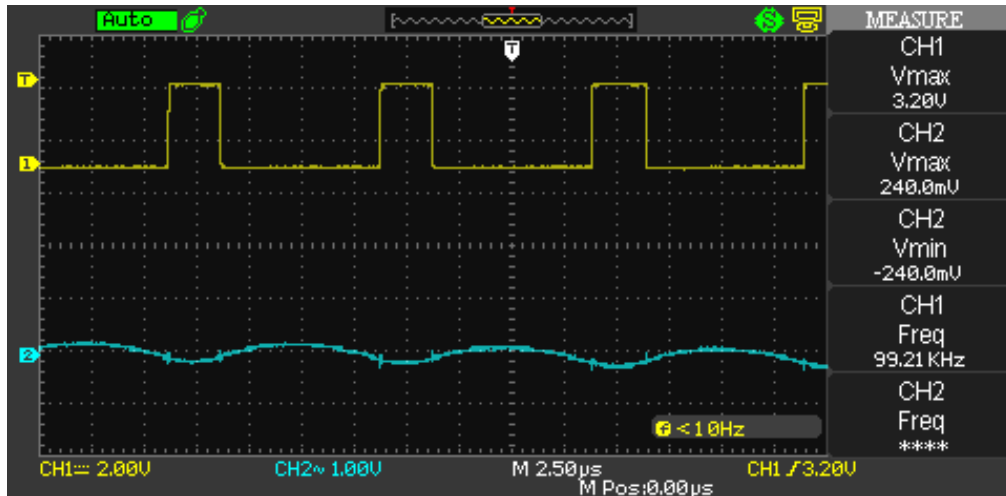
Şekil 5.16 : $V_i=48V$ ve $R=25\Omega$ için *DGM* -indüktans akım ölçüm sonuçları.

Açık çevrim çalışma modunda 48V giriş geriliminde farklı yük değerlerinde osiloskop kullanılarak çıkış gerilim dalgalanmaları ölçülmüştür.

48V giriş geriliminde 10Ω yük direnci için DGM-çıkış gerilim dalgalanması ölçüm sonuçları Şekil 5.17’de verilmiştir. Kanal 1, DGM işaretini ve kanal 2 çıkış gerilim dalgalanmasını göstermektedir. DGM işaretinin genliği 3.20V’dir. Çıkış gerilim dalgalanması 0.44V olarak ölçülmüştür. Bu değer Çizelge 3.1’de verilen tasarım değerleriyle ve simülasyon sonuçlarıyla uyumludur. 48V giriş geriliminde 15Ω yük direnci için DGM-çıkış gerilim dalgalanması ölçüm sonuçları Şekil 5.18’de verilmiştir. Kanal 1, DGM işaretini ve kanal 2 çıkış gerilim dalgalanmasını göstermektedir. DGM işaretinin genliği 3.20V’dir. Çıkış gerilim dalgalanması 0.48V olarak ölçülmüştür. Bu değer Çizelge 3.1’de verilen tasarım değerleriyle ve simülasyon sonuçlarıyla uyumludur.



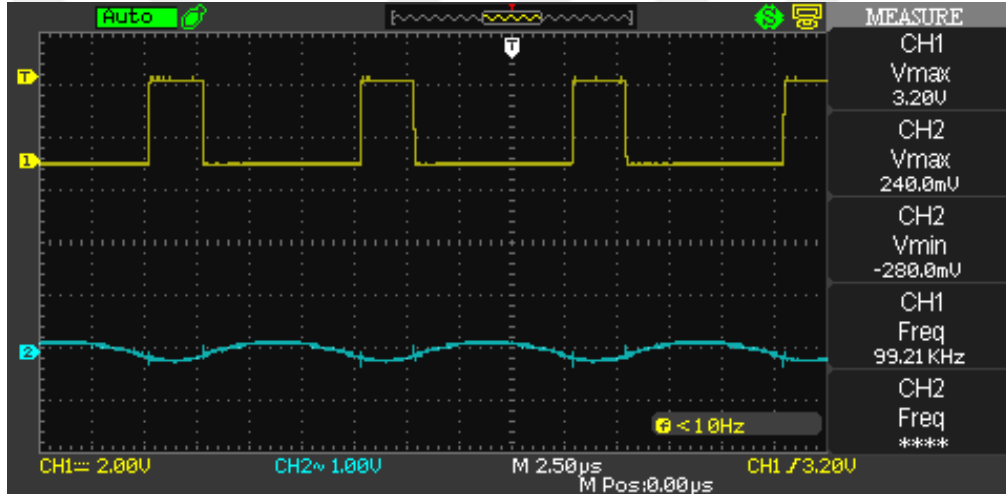
Şekil 5.17 : $V_i=48V$ ve $R=10\Omega$ için DGM-çıkış gerilim dalgalanması ölçüm sonuçları.



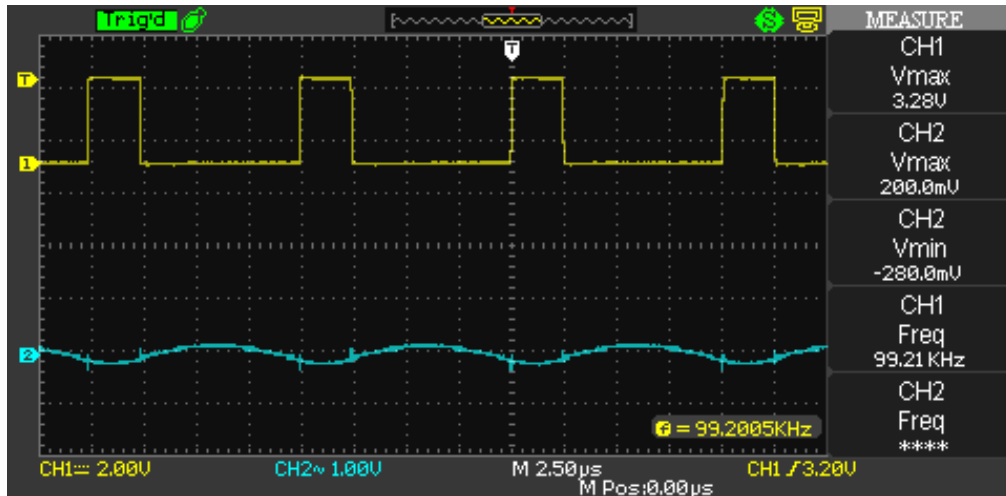
Şekil 5.18 : $V_i=48V$ ve $R=15\Omega$ için DGM-çıkış gerilim dalgalanması ölçüm sonuçları.

48V giriş geriliminde 20Ω yük direnci için *DGM*-çıkış gerilim dalgalanması ölçüm sonuçları Şekil 5.19'da verilmiştir. *DGM* işaretinin genliği $3.20V$ 'tur. Çıkış gerilim dalgalanması $0.52V$ olarak ölçülmüştür. Bu değer Çizelge 3.1'de verilen tasarım değerleriyle ve simulink sonuçlarıyla uyumludur. 48V giriş geriliminde 25Ω yük direnci için *DGM*-çıkış gerilim dalgalanması ölçüm sonuçları Şekil 5.20'de verilmiştir. *DGM* işaretinin genliği $3.28V$ 'tur. Çıkış gerilim dalgalanması $0.48V$ olarak ölçülmüştür. Bu değer Çizelge 3.1'de verilen tasarım değerleriyle ve simulink sonuçlarıyla uyumludur.

48V giriş geriliminde açık çevrim çalışma modunda farklı yük değerleri için çıkış gerilim dalgalanmasının Çizelge 3.1'de verilen tasarım değerleriyle ve simulink sonuçlarıyla uyumlu olduğu görülmüştür. Açık çevrim çalışma modunda 48V giriş gerilimi için çıkış gerilim dalgalanması açısından tasarım doğrulanmıştır.



Şekil 5.19 : $V_i=48V$ ve $R=20\Omega$ için *DGM*-çıkış gerilim dalgalanması ölçüm sonuçları.

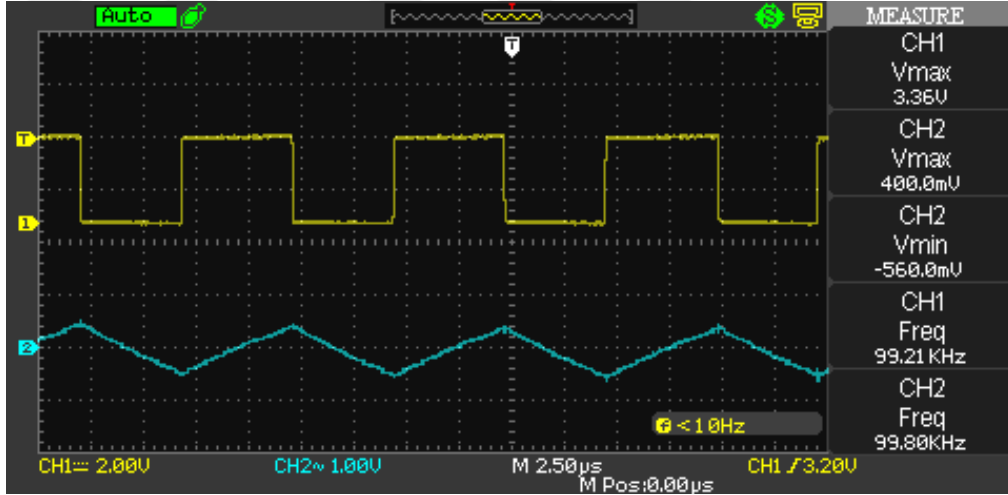


Şekil 5.20 : $V_i=48V$ ve $R=25\Omega$ için *DGM*-çıkış gerilim dalgalanması ölçüm sonuçları.

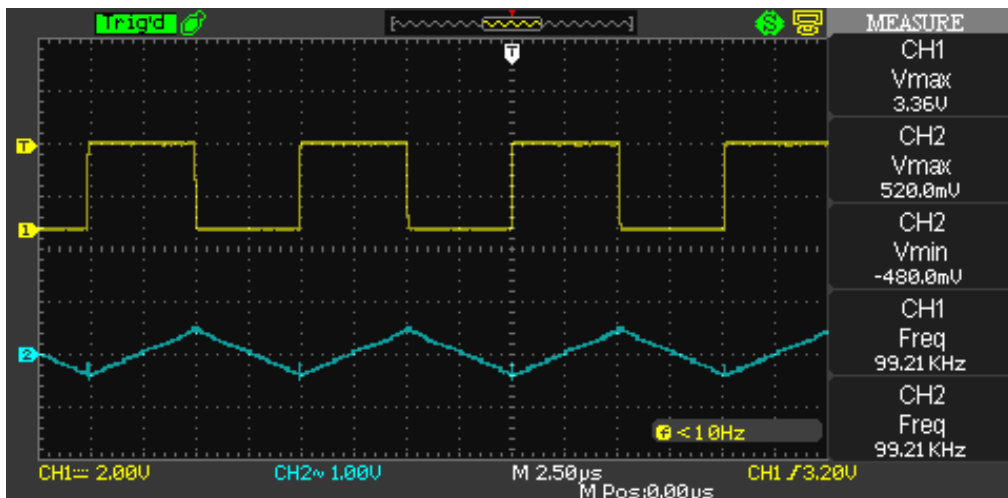
5.2.2 Kapalı çevrim çalışma durumu için ölçüm sonuçları

Kapalı çevrim çalışma durumunda, tasarımı yapılan sinyal şartlandırıcı geri besleme devresinden alınan çıkış gerilimi *TMS320F28379D* DSP'nin analog girişlerine uygulanmaktadır. Mosfeti anahtarlama için gerekli anahtarlama siyalinin görev periyodu yazılımsal olarak ayarlanmaktadır.

24V giriş geriliminde 10Ω yük direnci için *DGM*-indüktans akımı ölçüm sonuçları Şekil 5.21'de verilmiştir. İndüktans akım dalgalanması 0.96A'dır. Bu değer Denklem 3.30'da hesaplanan değerlerle ve simulink sonuçlarıyla uyumludur. 24V giriş geriliminde 15Ω yük direnci için *DGM*-indüktans akımı ölçüm sonuçları Şekil 5.22'de verilmiştir. İndüktans akım dalgalanması 1A'dır. Bu değer Denklem 3.30'da hesaplanan değerlerle ve simulink sonuçlarıyla uyumludur.



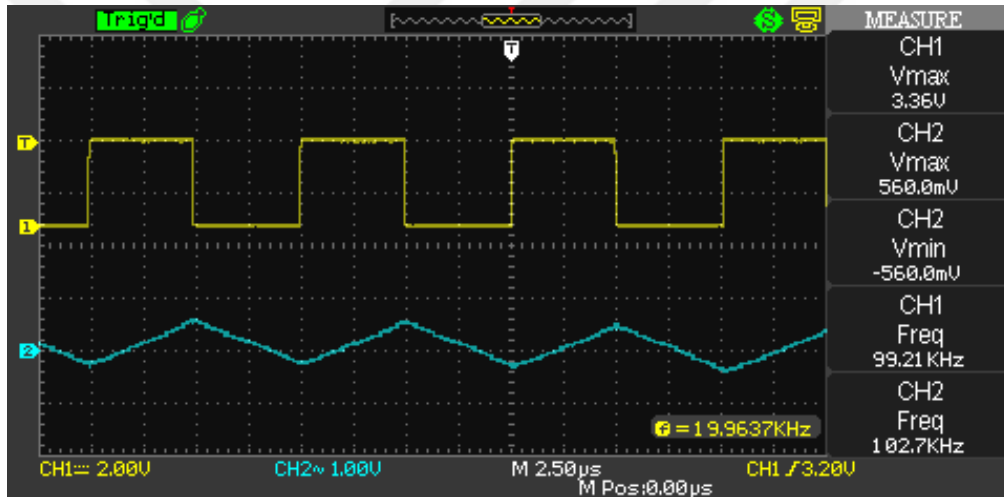
Şekil 5.21 : $V_i=24V$ ve $R=10\Omega$ için *DGM* -indüktans akım ölçüm sonuçları.



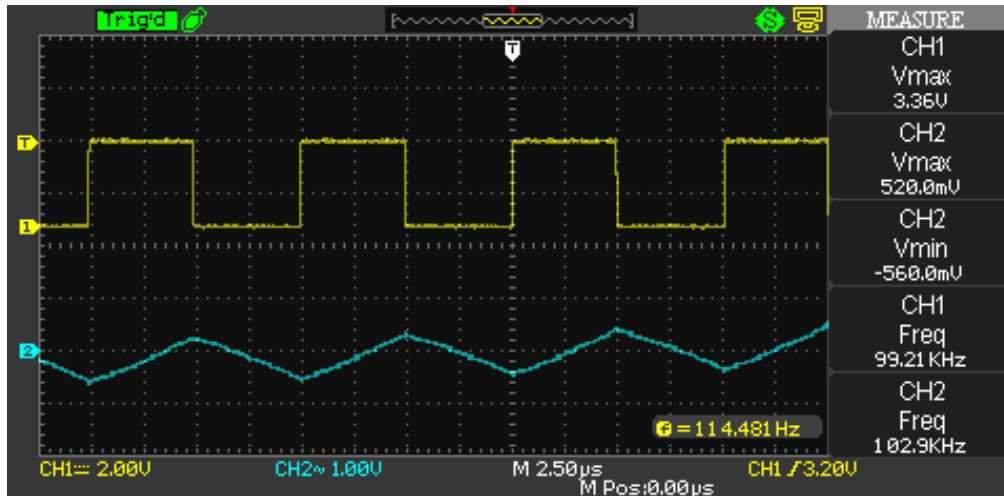
Şekil 5.22 : $V_i=24V$ ve $R=15\Omega$ için *DGM* -indüktans akım ölçüm sonuçları.

24V giriş geriliminde 20Ω yük direnci için DGM-indüktans akımı ölçüm sonuçları Şekil 5.23'te verilmiştir. DGM işaretinin genliği 3.36V'tur. İndüktans akım dalgalanması 1.12A'dır. Bu değer Denklem 3.30'da hesaplanan değerlerle ve simulink sonuçlarıyla uyumludur. 24V giriş geriliminde 25Ω yük direnci için DGM-indüktans akımı ölçüm sonuçları Şekil 5.24'te verilmiştir. DGM işaretinin genliği 3.36V'tur. İndüktans akım dalgalanması 1.08A'dır. Bu değer Denklem 3.30'da hesaplanan değerlerle ve simulink sonuçlarıyla uyumludur.

24V giriş geriliminde kapalı çevrim çalışma modunda farklı yük değerleri için indüktans akım dalgalanmasının Denklem 3.30'da hesaplanan değerlerle ve simulink sonuçlarıyla uyumlu olduğu görülmüştür. Tasarım, kapalı çevrim çalışma modunda 24V giriş gerilimi için indüktans akım dalgalanması açısından doğrulanmıştır.



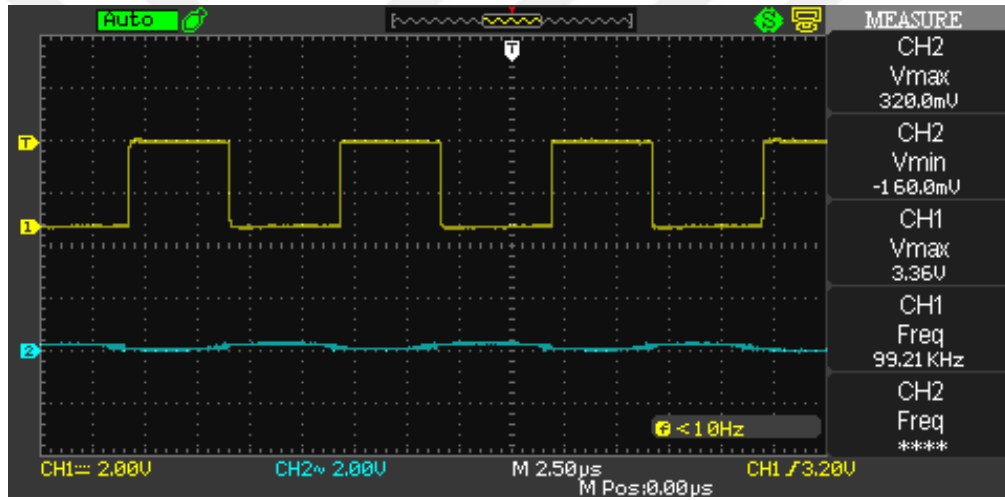
Şekil 5.23 : $V_i=24V$ ve $R=20\Omega$ için DGM -indüktans akım ölçüm sonuçları.



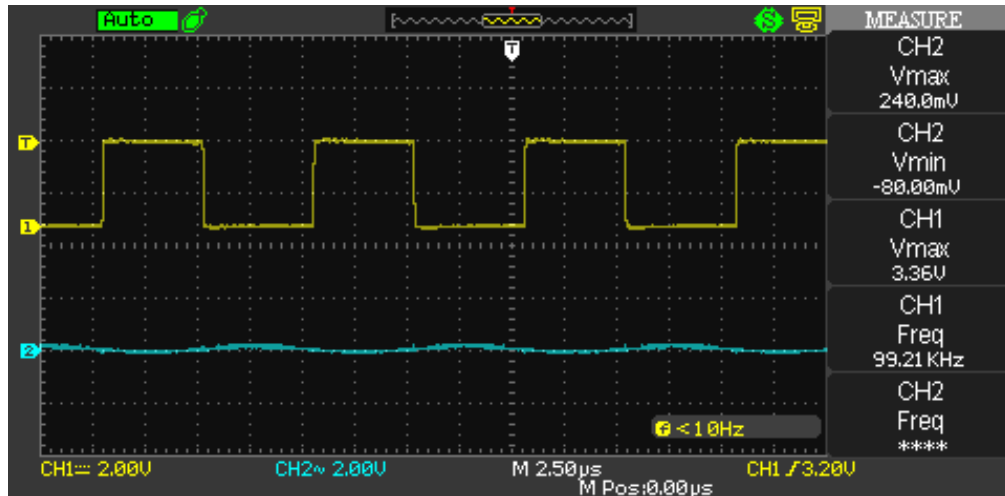
Şekil 5.24 : $V_i=24V$ ve $R=25\Omega$ için DGM -indüktans akım ölçüm sonuçları.

Kapalı çevrim çalışma modunda 24V giriş geriliminde farklı yük değerlerinde osiloskop kullanılarak çıkış gerilim dalgalanmaları ölçülmüştür.

24V giriş geriliminde 10Ω yük direnci için DGM-çıkış gerilim dalgalanması ölçüm sonuçları Şekil 5.25'te verilmiştir. Kanal 1, DGM işaretini ve kanal 2 çıkış gerilim dalgalanmasını göstermektedir. DGM işaretinin genliği 3.20V'tur. Çıkış gerilim dalgalanması 0.48V olarak ölçülmüştür. Bu değer Çizelge 3.1'de verilen tasarım değerleriyle ve simulink sonuçlarıyla uyumludur. 24V giriş geriliminde 15Ω yük direnci için DGM-çıkış gerilim dalgalanması ölçüm sonuçları Şekil 5.26'da verilmiştir. Kanal 1, DGM işaretini ve kanal 2 çıkış gerilim dalgalanmasını göstermektedir. DGM işaretinin genliği 3.36V'tur. Çıkış gerilim dalgalanması 0.32V olarak ölçülmüştür. Bu değer Çizelge 3.1'de verilen tasarım değerleriyle ve simulink sonuçlarıyla uyumludur.



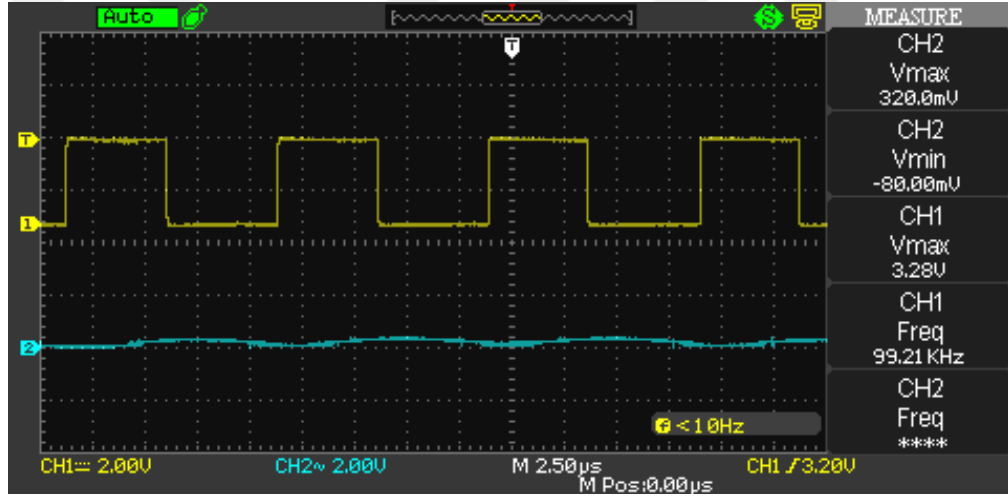
Şekil 5.25 : $V_i=24V$ ve $R=10\Omega$ için DGM-çıkış gerilim dalgalanması ölçüm sonuçları.



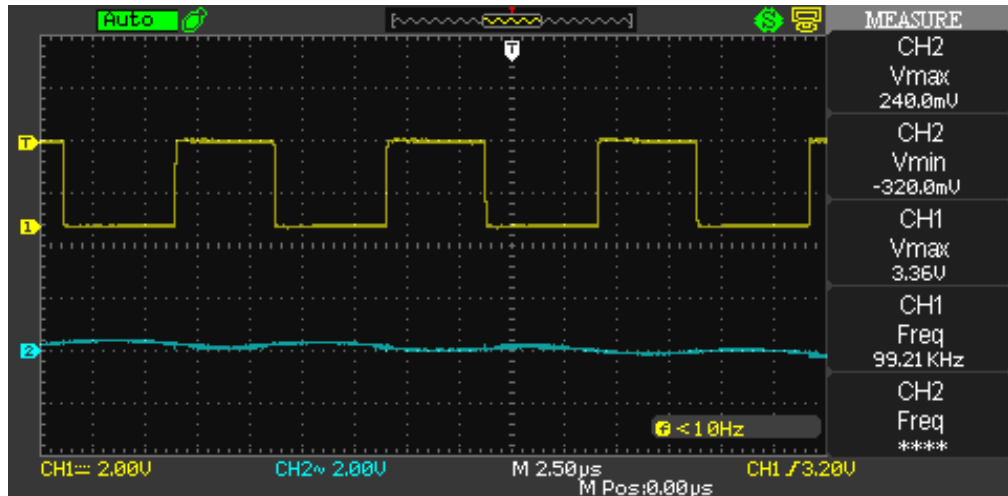
Şekil 5.26 : $V_i=24V$ ve $R=15\Omega$ için DGM-çıkış gerilim dalgalanması ölçüm sonuçları.

24V giriş geriliminde 20Ω yük direnci için *DGM*-çıkış gerilim dalgalanması ölçüm sonuçları Şekil 5.27’de verilmiştir. *DGM* işaretinin genliği $3.28V$ ’tur. Çıkış gerilim dalgalanması $0.4V$ olarak ölçülmüştür. Bu değer Çizelge 3.1’de verilen tasarım değerleriyle ve simulink sonuçlarıyla uyumludur. 24V giriş geriliminde 25Ω yük direnci için *DGM*-çıkış gerilim dalgalanması ölçüm sonuçları Şekil 5.28’de verilmiştir. *DGM* işaretinin genliği $3.36V$ ’tur. Çıkış gerilim dalgalanması $0.56V$ olarak ölçülmüştür. Bu değer Çizelge 3.1’de verilen tasarım değerleriyle ve simulink sonuçlarıyla uyumludur.

24V giriş geriliminde kapalı çevrim çalışma modunda farklı yük değerleri için çıkış gerilim dalgalanmasının Çizelge 3.1’de verilen tasarım değerleriyle ve simulink sonuçlarıyla uyumlu olduğu görülmüştür. Tasarım, kapalı çevrim çalışma modunda 24V giriş gerilimi için çıkış gerilim dalgalanması açısından doğrulanmıştır.



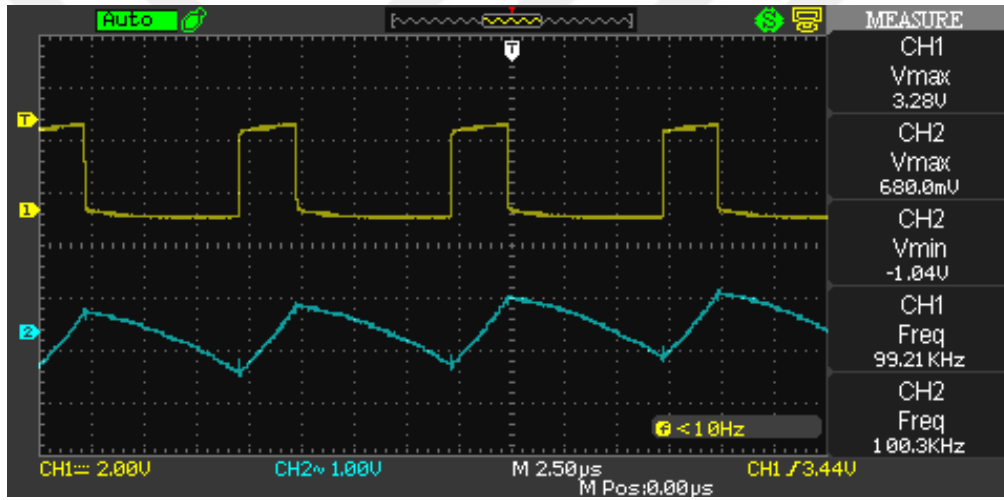
Şekil 5.27 : $V_i=24V$ ve $R=20\Omega$ için *DGM*-çıkış gerilim dalgalanması ölçüm sonuçları.



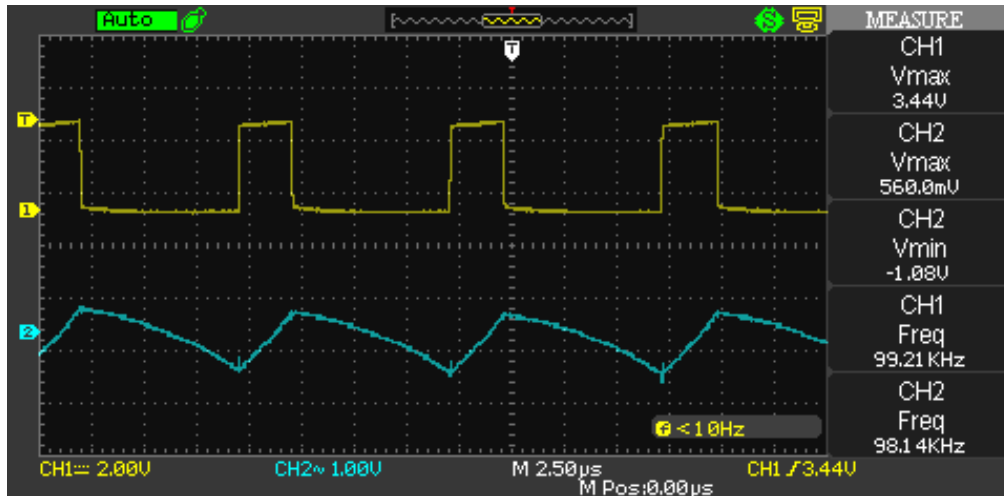
Şekil 5.28 : $V_i=24V$ ve $R=25\Omega$ için *DGM*-çıkış gerilim dalgalanması ölçüm sonuçları.

Kapalı çevrim çalışma modunda 48V giriş geriliminde farklı yük değerlerinde osiloskop kullanılarak indüktans akımları ölçülmüştür.

48V giriş geriliminde 10Ω yük direnci için *DGM*-indüktans akımı ölçüm sonuçları Şekil 5.29'da verilmiştir. Kanal 1, *DGM* işaretini göstermektedir. Kanal 2 indüktans akımını göstermektedir. *DGM* işaretinin genliği 3.28V'tur. İndüktans akım dalgalanması 1.72A'dır. Bu değer, 48V giriş geriliminde 10Ω yük direnci için kapalı çevrim çalışma modunda tasarımda belirlenen indüktans akım dalgalanma değerinden biraz büyüktür. 48V giriş geriliminde 15Ω yük direnci için *DGM*-indüktans akımı ölçüm sonuçları Şekil 5.30'da verilmiştir. *DGM* işaretinin genliği 3.44V'tur. İndüktans akım dalgalanması 1.64A'dır. Bu değer, 48V giriş geriliminde 15Ω yük direnci için kapalı çevrim çalışma modunda tasarımda belirlenen indüktans akım dalgalanma değerinden biraz büyüktür.



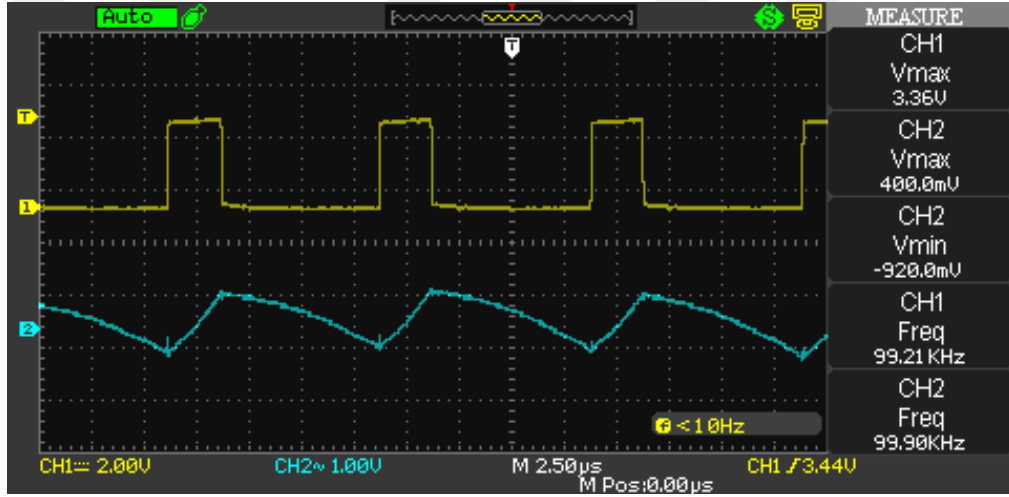
Şekil 5.29 : $V_i=48V$ ve $R=10\Omega$ için *DGM* -indüktans akım ölçüm sonuçları.



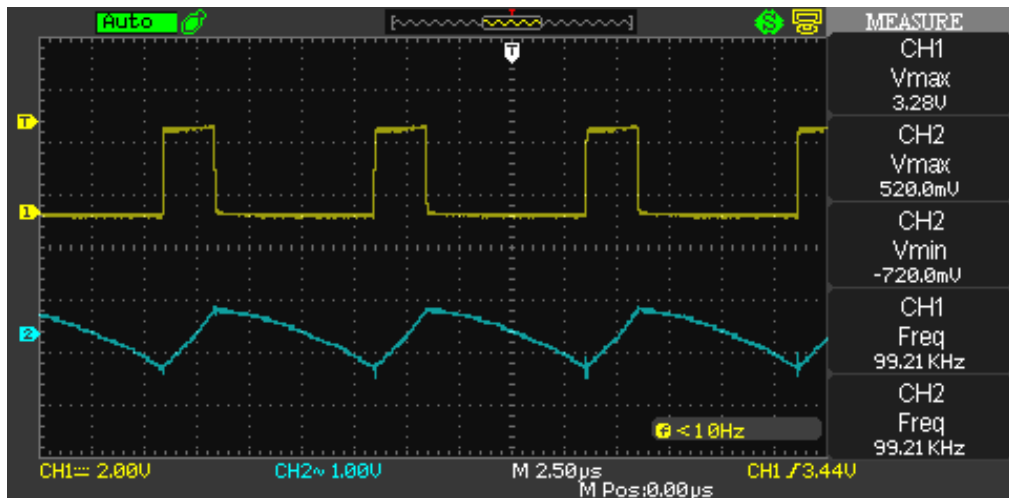
Şekil 5.30 : $V_i=48V$ ve $R=15\Omega$ için *DGM* -indüktans akım ölçüm sonuçları.

48V giriş geriliminde 20Ω yük direnci için *DGM*-indüktans akımı ölçüm sonuçları Şekil 5.31’de verilmiştir. *DGM* işaretinin genliği 3.36V’tur. İndüktans akım dalgalanması 1.32A’dır. Bu değer, 48V giriş geriliminde 20Ω yük direnci için kapalı çevrim çalışma modunda tasarımda belirlenen indüktans akım dalgalanma değerinden biraz büyüktür. 48V giriş geriliminde 25Ω yük direnci için *DGM*-indüktans akımı ölçüm sonuçları Şekil 5.32’de verilmiştir. *DGM* işaretinin genliği 3.28V’tur. İndüktans akım dalgalanması 1.24A’dır. 48V giriş geriliminde 25Ω yük direnci için kapalı çevrim çalışma modunda tasarımda belirlenen indüktans akım dalgalanma değeri sağlanmaktadır.

48V giriş geriliminde kapalı çevrim çalışma modunda 10Ω, 15Ω ve 20Ω yük değerleri için indüktör akım dalgalanmasının tasarım değerlerinden büyük olduğu görülmüştür. 25Ω yük değeri için indüktans akım dalgalanması tasarım değerleriyle uyumludur.



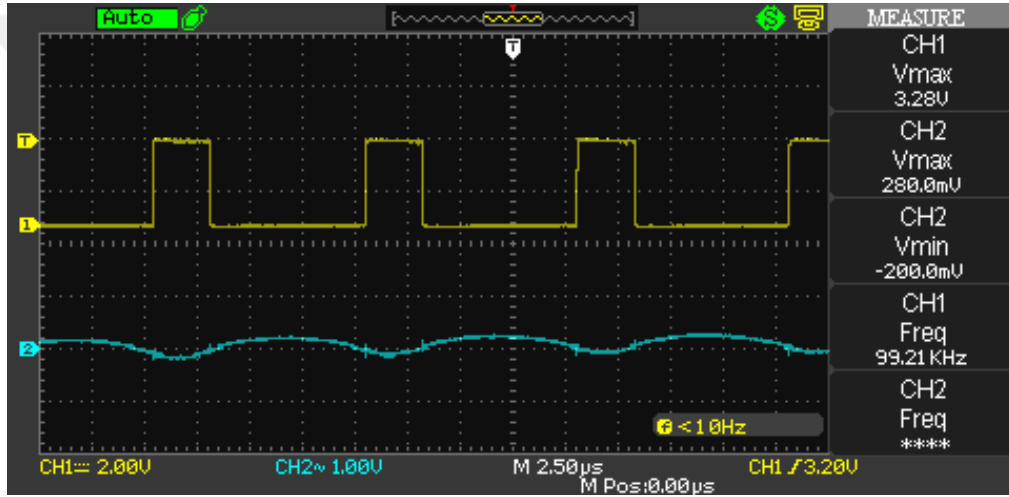
Şekil 5.31 : $V_i=48V$ ve $R=20\Omega$ için *DGM* -indüktans akım ölçüm sonuçları.



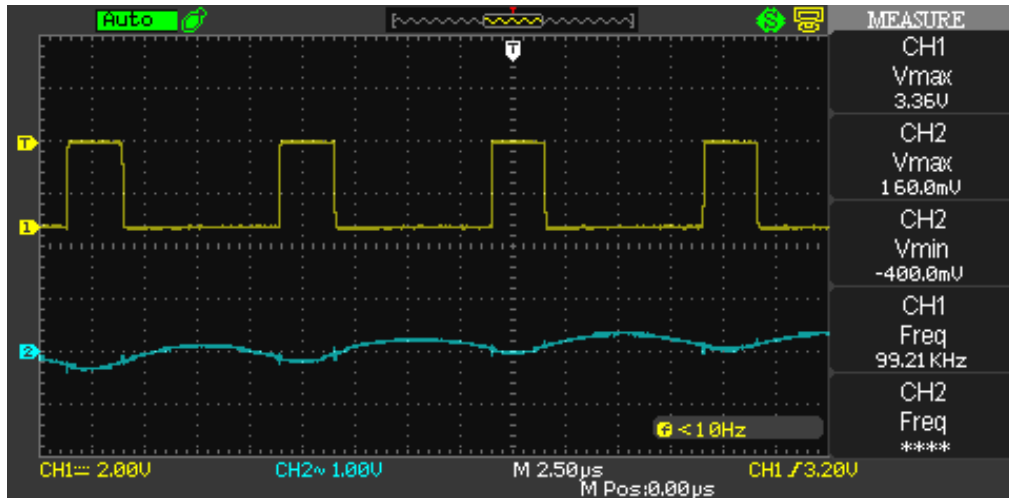
Şekil 5.32 : $V_i=48V$ ve $R=25\Omega$ için *DGM* -indüktans akım ölçüm sonuçları.

Kapalı çevrim çalışma modunda 48V giriş geriliminde farklı yük değerlerinde osiloskop kullanılarak çıkış gerilim dalgalanmaları ölçülmüştür.

48V giriş geriliminde 10Ω yük direnci için DGM-çıkış gerilim dalgalanması ölçüm sonuçları Şekil 5.33'te verilmiştir. Kanal 1, DGM işaretini ve kanal 2 çıkış gerilim dalgalanmasını göstermektedir. DGM işaretinin genliği 3.28V'tur. Çıkış gerilim dalgalanması 0.48V olarak ölçülmüştür. Bu değer Çizelge 3.1'de verilen tasarım değerleriyle ve simulink sonuçlarıyla uyumludur. 48V giriş geriliminde 15Ω yük direnci için DGM-çıkış gerilim dalgalanması ölçüm sonuçları Şekil 5.34'te verilmiştir. DGM işaretinin genliği 3.36V'tur. Çıkış gerilim dalgalanması 0.56V olarak ölçülmüştür. Bu değer Çizelge 3.1'de verilen tasarım değerleriyle ve simulink sonuçlarıyla uyumludur.



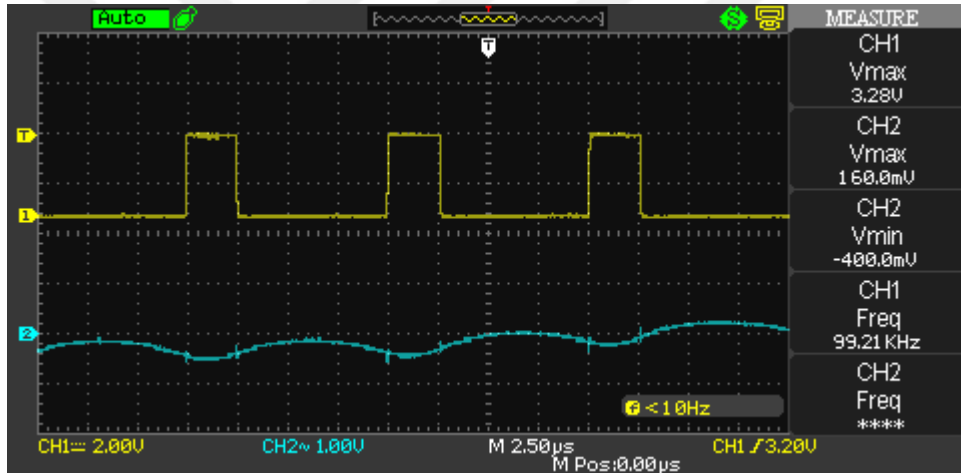
Şekil 5.33 : $V_i=48V$ ve $R=10\Omega$ için DGM-çıkış gerilim dalgalanması ölçüm sonuçları.



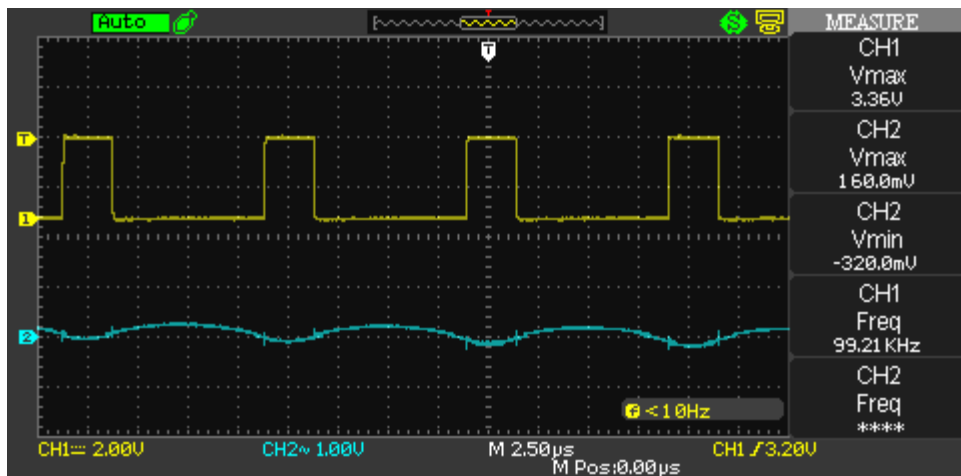
Şekil 5.34 : $V_i=48V$ ve $R=15\Omega$ için DGM-çıkış gerilim dalgalanması ölçüm sonuçları.

48V giriş geriliminde 20Ω yük direnci için *DGM*-çıkış gerilim dalgalanması ölçüm sonuçları Şekil 5.35'te verilmiştir. Kanal 1, *DGM* işaretini ve kanal 2 çıkış gerilim dalgalanmasını göstermektedir. *DGM* işaretinin genliği $3.28V$ 'tur. Çıkış gerilim dalgalanması $0.56V$ olarak ölçülmüştür. Bu değer Çizelge 3.1'de verilen tasarım değerleriyle ve simulink sonuçlarıyla uyumludur. 48V giriş geriliminde 25Ω yük direnci için *DGM*-çıkış gerilim dalgalanması ölçüm sonuçları Şekil 5.36'da verilmiştir. *DGM* işaretinin genliği $3.36V$ 'tur. Çıkış gerilim dalgalanması $0.48V$ olarak ölçülmüştür. Bu değer Çizelge 3.1'de verilen tasarım değerleriyle ve simulink sonuçlarıyla uyumludur.

48V giriş geriliminde kapalı çevrim çalışma modunda farklı yük değerleri için çıkış gerilim dalgalanmasının Çizelge 3.1'de verilen tasarım değerleriyle ve simulink sonuçlarıyla uyumlu olduğu görülmüştür. Tasarım, kapalı çevrim çalışma modunda 48V giriş gerilimi için çıkış gerilim dalgalanması açısından doğrulanmıştır.



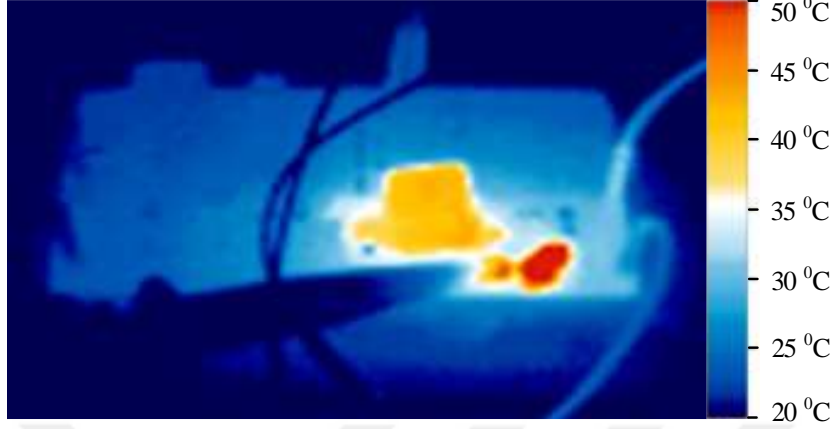
Şekil 5.35 : $V_i=48V$ ve $R=20\Omega$ için *DGM*-çıkış gerilim dalgalanması ölçüm sonuçları.



Şekil 5.36 : $V_i=48V$ ve $R=25\Omega$ için *DGM*-çıkış gerilim dalgalanması ölçüm sonuçları.

5.3 Isıl Analiz

Tasarımı yapılan konvertörün ısıl performansı Şekil 5.37’de görülmektedir.



Şekil 5.37 : Konvertör termal görüntüsü.

Isıl analiz $48V_{dc}$ giriş gerilimi ve 15Ω yük dirençli çalışmada $25^{\circ}C$ ortam sıcaklığında gerçekleştirilmiştir. PCB'nin maksimum sıcaklığa sahip bölümü kırmızı ile gösterilmiştir. Bu bölüm, indüktans akımını ölçmek için kullanılan düşük güçlü 1Ω direnci içermektedir. Bu direnç, tasarlanan devreye dahil değildir ve ölçümden hemen önce eklenmiştir. $25^{\circ}C$ ortam sıcaklığında yapılan ölçümde, ölçüm için kullanılan direncin sıcaklığının $50^{\circ}C$ 'ye çıktığı görülmüştür. Sarı kısım indüktans ısıısını göstermektedir. Devrede en çok ısınan eleman indüktördür ve sıcaklığı $50^{\circ}C$ 'den daha düşüktür. Genel devre sıcaklığının $25^{\circ}C$ - $35^{\circ}C$ civarında olduğu görülmektedir. Devrede kullanılan elemanların çalışma sıcaklığı $105^{\circ}C$ civarında olup sıcaklığa dayalı devre eleman arızası beklenmemektedir.

Deneysel sonuçlardan açık çevrim çalışma modunda $24V_{dc}$ giriş geriliminde farklı yük değerleri için indüktans akım dalgalanmasının ve çıkış gerilim dalgalanmasının tasarım değerlerini sağladığı görülmektedir. $48V_{dc}$ giriş geriliminde tasarım çıkış gerilim dalgalanması kriterini sağlamaktadır. Fakat indüktans akım dalgalanması tasarım değerlerini aşmıştır. Kapalı çevrim çalışma modunda $24V_{dc}$ farklı yük değerleri için indüktans akım dalgalanmasının ve çıkış gerilim dalgalanmasının tasarım değerlerini sağladığı görülmektedir. $48V_{dc}$ giriş geriliminde tasarım çıkış gerilim dalgalanması kriterini sağlamaktadır. Fakat indüktans akım dalgalanması tasarım değerlerini aşmıştır. Devrenin ısıl performansı iyi olup sıcaklığa bağlı devre arızası beklenmemektedir. Devrede kullanılan diyottan dolayı devrenin verimi %86'dır. Daha düşük on-direncine sahip bir diyot kullanılarak devrenin verimi artırılabilir.

6. SONUÇLAR ve ÖNERİLER

Bu çalışmada, $48V_{dc}$ giriş ve $12V_{dc}$ çıkış gerilimine sahip yaklaşık $10Watt$ 'lık mikrodenetleyici tabanlı PI kontrollü düşürücü tip da-da konvertörün analizi, tasarım parametrelerinin seçimi, benzetimi, deneysel gerçekleştirilmesi ve kontrolü gerçekleştirilmiştir. Düşürücü konvertörün çalışma prensibinden bahsedilmiş, ayrıntılı olarak teorik analizi yapılmıştır. Belirlenen tasarım parametrelerine göre güç katı devre elemanlarının değerleri hesaplanmıştır. Devre elemanlarının özelliklerinden ve seçim kriterlerinden bahsedilmiş ve hesaplanan değerlere göre devre elemanları seçilmiştir. Kapı sürücü devre özelliklerinden bahsedilmiş ve ayrıntılı kapı sürücü tasarımı yapılmıştır. Kataloglardan elde edilen değerlere göre devrenin güç kaybı hesaplanmış ve devrenin verimliliği gözlemlenmiştir. Aynı zamanda *MATLAB @ Simulink* benzetimi yapılarak deneysel tasarımdan önce devrenin doğruluğu test edilmiştir. Baskı devre tasarımında dikkat edilmesi gereken hususlar anlatılmış ve Altium Designer programı kullanılarak baskı devre kartı (*PCB*) tasarımı gerçekleştirilmiştir. *PCB* tasarımı yapılan devre deneysel olarak laboratuvar ortamında test edilmiştir. *TMS320F28379D DSP* kullanılarak açık çevrim ve kapalı çevrim olarak devre testleri farklı yükler altında gerçekleştirilmiştir. *TMS320F28379D DSP*'nin programlanmasında Code composer studio programı kullanılmıştır. Kapalı çevrim kontrolde gerilim mod kontrol tekniği kullanılmıştır. Deneysel devre düzeneği oluşturularak $24V$ ve $48V$ giriş gerilimleri ve 10Ω , 15Ω , 20Ω ve 25Ω çıkış yükü değerleri için devrenin akım gerilim değerleri gözlemlenmiştir. Devrenin verimliliği ve ısıl performansı incelenmiştir.

Tasarımı yapılan devrede hacim başına $1.416 W/cm^3$ güç yoğunluğu elde edilmiştir. Deneysel sonuçlarından çıkış gerilim dalgalanmalarının kabul edilebilir değerlerde olduğu görülmüştür. Güç katında en çok güç kaybının serbest dolaşım diyodu üzerinde olduğu belirlenmiştir. Tasarımı yapılan devrenin ısıl performansı iyi olup en çok ısınma indüktansta görülmüştür. Sunulan simülasyon sonuçları ve deneysel sonuçlar ile tasarlanan konvertörün etkin ve güvenilir sonuçlar verdiği gözlemlenmiştir.

Bu tasarımdan elde edilen bilgi, bulgu ve sonuçlar ışığında daha yüksek güçlerde kompakt ve yüksek verimli bir düşürücü tip konvertör tasarlanabilir. Ayrıca elektrikli araçlarda kullanılmak üzere yüksek verimli konvertörler de tasarlanabilir. Gelecek çalışmalarda

tasarımı yapılan konvertör, kullanıcı arayüzüne sahip bir kompakt ürün haline getirilerek sanayide kullanılabilir. Bunun yanısıra farklı anahtarlama algoritmaları ve devre yapıları kullanılarak ve çıkıştaki gerilim dalgalanması düşürülerek ucuz güvenilir ve yüksek güçlü bir konvertör tasarlanabilir. Bu çalışmadan elde edilen tecrübeler ile birlikte farklı tip konvertörlerin hızlı bir şekilde tasarımı, modellenmesi ve gerçekleştirilmesi üzerine çalışmalar yapılacaktır.



KAYNAKLAR

- [1] **Bilim etiği.** (t.y.). Erişim: 25 Mayıs 2021, <https://www.cui.com/efficiency-standards>
- [2] **A. A. A. A. Ismail & A. Elnady.** (2019). "Advanced Drive System for DC Motor Using Multilevel DC/DC Buck Converter Circuit," in *IEEE Access*, vol. 7, (pp. 54167-54178).
- [3] **S. Kamat & S. Jadhav.** (2019) "Design and Simulation of Low Power Charging Station for Electric Vehicle," 2019 International Conference on Advances in Computing, Communication and Control (ICAC3), Mumbai, India, pp. 1-4.
- [4] **K. Hu, Y. Chen, H. Lin and C. Tsai.** (2018). "Digital Buck Converter with Adaptive Driving Circuit for Cascode Power MOS," 2018 IEEE 7th Global Conference on Consumer Electronics (GCCE), Nara, pp. 126-127.
- [5] **R. T. Yadlapalli & A. Kotapati.** (2017). "Efficiency analysis of Quadratic buck converter for LED lamp driver applications," 2017 International Conference on Trends in Electronics and Informatics (ICEI), Tirunelveli, 2017, pp. 210-214.
- [6] **N. Rigogiannis et al.** (2019). "Experimental Investigation of a Digitally Current Controlled Synchronous Buck DC/DC Converter for Microgrids Applications," 2019 Panhellenic Conference on Electronics & Telecommunications (PACET), Volos, Greece, pp. 1-5.
- [7] **A. A. Patil, et al.** (2016). "Output voltage control scheme for standalone wind energy system," 2016 Int. Conf. on Computation of Power, Energy Information and Com. Chennai, pp. 534-541.
- [8] **K. Pal & M. Pattnaik.** (2019). "Performance of a Synchronous Buck Converter for a Standalone PV System: an Experimental Study," 2019 IEEE 1st International Conference on Energy, Systems and Information Processing (ICESIP), Chennai, India, 2019, pp. 1-6.
- [9] **C. Fei, M. H. Ahmed, F. C. Lee and Q. Li.** (2017). "Two-Stage 48 V-12 V/6 V-1.8 V Voltage Regulator Module With Dynamic Bus Voltage Control for Light-Load Efficiency Improvement," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 7, pp. 5628-5636, July
- [10] **Baker, R. H.** (1956). "Maximum Efficiency Transistor Switching Circuits," Lincoln Laboratory Technical Report No. 110, March 22.
- [11] **Texas Instrument Company Engineering Staff.** (1963). *Transistor Circuit Design*, McGraw Hill Book Company, Inc., New York, N.Y., 1963 Pages 433-446.
- [12] **Roberge, J. K. Bosco, J.A.** (1966). High-Efficiency D-C to D-C Converter-Regulators Research Grant No. NsG-234-61, M.I.T. DSR Project No. 76343. November 1966 Electronic Systems Laboratory 'Department of Electrical Engineering Massachusetts Institute of Technology, Cambridge, Massachusetts 02139 Electrom'c Systems Laboratory
- [13] **Quian, Xun. and Boyang, Xun. and Zuxin, Li. and Peiliang, Wang. and Zhiduan, Cai.** (2017). "Application of SiC power electronic devices in secondary power source for Aircraft", *Elsevier Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 70, 1336-1342, 2017.

- [14] **Drisya K, Sasi. and A S, Haryhar. and Lalgy, Gopi.** (2018). An Improved Step-down Conversion Ratio Interleaved Buck Converter for Aircraft Applications”, IEEE International Conference on Power Instrumentation Control and Computing (PICC).
- [15] **Hoiam Elobaid, Mohamed. and Abbas A. Fardoun.** (2016). High Gain Dc-Dc Converter for Pv Applications. IEEE 59th International Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS), Abu Dhabi, UAE.
- [16] **Di, Han. ve Sarlioglu, Bulent.** (2016). Comprehensive Study of the Performance of SiC MOSFET-Based Automotive DC–DC Converter Under the Influence of Parasitic Inductance”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol: 52 No:6, 5100-5111.
- [17] **Y. Chen, J. Chen and D. Lai.** (2018). Dual mode digital buck converter controller without current sensor. 2018 IEEE International Conference on Industrial Electronics for Sustainable Energy Systems (IESES), Hamilton, pp. 118-123
- [18] **Uysal, E.** (2009). SMPS Buck Converter Design for Portable Devices (Yüksek Lisans tezi). Dokuz Eylül University, Graduate School of Natural and Applied Sciences, İzmir.
- [19] **MH Rashid.** (2003). Power Electronics Circuits, Devices and Applications”, 3rd Ed., Prentice-Hall, pp 761~789.
- [20] **J. Yu, I. Hwang and N. Kim.** (2017). High performance CMOS integrated PWM/PFM dual-mode DC-DC buck converter," 2017 18th International Scientific Conference on Electric Power Engineering (EPE), Kouty nad Desnou, Czech Republic, 2017, pp. 1-4, doi: 10.1109/EPE.2017.7967233.
- [21] **Y. Moursy, R. Khalil, S. Lecce, V. Poletto, R. Iskander and M. Louërat.** (2016). Mixed-signal PI controller in current-mode DC-DC buck converter for automotive applications," 2016 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS), Montreal, QC, Canada, 2016, pp. 1610-1613, doi: 10.1109/ISCAS.2016.7538873.
- [22] **STMicroelectronics Application Note AN-5496** : Buck voltage mode with the B-G474E-DPOW1 Discovery kit
- [23] **M. N. S. K. Shabbir, E. Haque and A. B. Shams.** (2016). Reduction of settling time and minimization of transient overshoot of a buck converter," 2016 5.th International Conference on Informatics, Electronics and Vision (ICIEV), Dhaka, Bangladesh. pp. 345-350, doi: 10.1109/ICIEV.2016.7760023.
- [24] **M. Truntič & M. Milanovič.** (2014). Voltage and Current-Mode Control for a Buck-Converter based on Measured Integral Values of Voltage and Current Implemented in FPGA. in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 29, no. 12, pp. 6686-6699, Dec. 2014, doi: 10.1109/TPEL.2014.2301935.
- [25] **Texas Instruments.** “Designing a TMS320F280x Based Digitally Controlled DC-DC Switching Power Supply,” Available: <https://www.ti.com/lit/an/spraab3/spraab3.pdf>

- [26] **A. Platon, S. Oprea, A. Florescu and S. G. Rosu.** (2018). "Simple and Digital Implementation of PI Controller Used in Voltage-Mode Control," 2018 10th International Conference on Electronics, Computers and Artificial Intelligence (ECAI), Iasi, Romania, 2018, pp. 1-6, doi: 10.1109/ECAI.2018.8679078.
- [27] **S. B. Santra, K. Bhattacharya, T. R. Chudhury and D. Chatterjee.** (2018). "Generation of PWM Schemes for Power Electronic Converters," 2018 20th National Power Systems Conference (NPSC), Tiruchirappalli, India, pp. 1-6, doi: 10.1109/NPSC.2018.8771819.
- [28] **Hassoune, A., Khafallah, M., Mesbahi, A., Nouaiti, A., & Bouragba, T.** (2020). "Experimental implementation of a smart battery charger for electric vehicles charging station. International Journal of Power Electronics and Drive Systems, 11, 1689-1699. DOI: 10.11591/ijped.v11.i4.pp1689-1699
- [29] **P. Suskis & D. Nikonorov.** (2018). "Buck Converter Digital Control System Design and Performance Evaluation," 2018 IEEE 6th Workshop on Advances in Information, Electronic and Electrical Engineering (AIEEE), Vilnius, pp. 1-4.
- [30] **M. Deshmukh & M. K. Namboothiripad.** (2018). "DSP Based Second Order Sliding Mode Controller for Buck Converter," 2018 3rd International Conference for Convergence in Technology (I2CT), Pune, 2018, pp. 1-5.
- [31] **M. K. Asy'ari, A. Musyafa' and K. Indriawati.** (2019). "Design of Wind Turbine Output Voltage Control Systems in Multi-Input Buck Converter Using Fuzzy Logic Control for Battery Charging," 2019 Int. Conference on Advanced Mechatronics, Intelligent Manufacture and Industrial Automation (ICAMIMIA), Batu, Malang, Indonesia, 2019, pp. 249-252.
- [32] **S. Seshagiri, E. Block, I. Larrea and L. Soares.** (2016). "Optimal PID design for voltage mode control of DC-DC buck converters," 2016 Indian Control Conference (ICC), Hyderabad, 2016, pp. 99-104.
- [33] **S. Ghosh, S. Satpathy, S. Das, S. Debbarma and B. K. Bhattacharyya.** (2018). "Different Controlling Method of Closed Loop DC-DC Buck Converter: A review," 2018 International Conference on Smart Systems and Inventive Technology (ICSSIT), Tirunelveli, India, pp. 29-33.
- [34] **M. M. Garg, Y. V. Hote, M. K. Pathak and L. Behera.** (2018). "An Approach for Buck Converter PI Controller Design Using Stability Boundary Locus," 2018 IEEE/PES Transmission and Distribution Conference and Exposition (T&D), Denver, CO, pp. 1-5.
- [35] **Daniel W. Hart.** (2011). Power Electronics. McGraw-Hill, New York-Americas.
- [36] **N. Mohan, T.M. Undeland, and W.P. Robbins.** (2003). Power Electronics- Converters, Applications and Design, 3rd ed. John Wiley.
- [37] **Markus Zehendner, Matthias Ulmann.** Power Topologies Handbook. [Online] Available: <https://www.ti.com/seclit/ug/slyu036/slyu036.pdf>

- [38] **T. Harrison, J. Chen and R. Murugan.** (2019). System Co-Design of a High Current (40A) Synchronous Step-Down Converter in an Innovative Multi-chip Module (MCM) LQFN-Type Packaging Technology," 2019 IEEE 69th Electronic Components and Technology Conference (ECTC), Las Vegas, NV, USA, 2019, pp. 1653-1659, doi: 10.1109/ECTC.2019.00254.
- [39] **Toshiba.** (2018). Power MOSFET Electrical Characteristics," Application Note, 2018-07-26. [Online] Available: <https://toshiba.semicon-storage.com/ap-en/semiconductor/knowledge/faq/mosfet/electrical-characteristics-of-mosfetsdynamic-characteristics-cis.html>
- [40] **Ralph McArthur.** (2001). Making Use of Gate Charge Information in MOSFET and IGBT Data Sheets," Application Note APT0103, Rev October 31. [Online] Available: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/Appnotes/APT0103.pdf>
- [41] **Vishay Siliconix.** (2016). Power MOSFET Basics: Understanding Gate Charge and Using it to Assess Switching Performance," Power MOSFETs Device Application Note AN608A, Document Number: 73217, Revision: 16-Feb-16, [Online] Available: <https://www.vishay.com/docs/73217/an608a.pdf>
- [42] **On Semiconductor.** (2018). SiC MOSFETs: Gate Drive Optimization," TND6237/D, July,– Rev. 1. [Online] Available: https://www.ispsd2020.com/exhibitor/document?file=16_1597925304.pdf
- [43] **Laszlo Balogh.** (2018). Fundamentals of MOSFET and IGBT Gate Driver Circuits," Application Report, Texas Instruments, SLUA618A–March 2017–Revised October 2018 [Online] Available: <https://www.ti.com/lit/ml/slua618a/slua618a.pdf>
- [44] **Uğur, A, Yılmaz, M.** (2018). A GaN-Based Synchronous Buck Converter for High Power Laser Diode Drive Applications. *Balkan Journal of Electrical and Computer Engineering*, 6 (1), 62-68. DOI: 10.17694/bajece.402018
- [45] **B. Yuan, J. Ying, W. T. Ng, X. Lai and L. Zhang.** (2020). A High-Voltage DC–DC Buck Converter With Dynamic Level Shifter for Sürüklemeped High-Side Gate Driver and Diode Emulator," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 7, pp. 7295-7304, July.
- [46] **Çoban, G.** (2007). Programlanabilir Çapraz Dönüştürücü (Yüksek Lisans Tezi). İstanbul Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- [47] **C. Yang, J. Huang and J. Weng.** (2017). Realization of buck converter with adaptive variable-frequency control," 2017 30th IEEE International System-on-Chip Conference (SOCC), Munich, Germany, 2017, pp. 211-214, doi: 10.1109/SOCC.2017.8226042.
- [48] **P. V. Nandankar, P. P. Bedekar and P. V. Dhawas.** (2020). Variable Switching Frequency for Synchronous Buck Converter," 2020 5th IEEE International Conference on Recent Advances and Innovations in Engineering (ICRAIE), Jaipur, India, pp. 1-6, doi: 10.1109/ICRAIE51050.2020.9358339.
- [49] **. Yuan, J. Ying, W. T. Ng, X. Lai and L. Zhang.** (2020). A High-Voltage DC–DC Buck Converter With Dynamic Level Shifter for Sürüklemeped High-Side Gate Driver and Diode Emulator," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 7, pp. 7295-7304, July.

- [50] **A. M. Elrajoubi & S. S. Ang.** (2018). Design and evaluation of a high-current gate driver circuit for six paralleled 1.2kV 36A SiC MOSFETs," 2018 IEEE Power and Energy Conference at Illinois (PECI), Champaign, IL, USA. pp. 1-8, doi: 10.1109/PECI.2018.8334986.
- [51] **Texas Instruments.** (2015). UCC27211A-Q1 120V Boot, 4A Peak, High Frequency High Side and Low Side Driver," SLUSCG0A datasheet.
- [52] **Rohm.** (2016). Application note "Semiconductor Switching Regulator IC Series Efficiency of Buck Converter," December 2016 - Rev.001 AEK59-D1-0364-0 [Online] Available: https://rohms.rohm.com/en/products/databook/applinote/ic/power/switching_regulator/buck_converter_efficiency_app-e.pdf
- [53] **Xing He, Daniel Li, Vincent Zhang.** (2020). An Accurate Approach for Calculating the Efficiency of a Synchronous Buck Converter Using the MOSFET Plateau Voltage," Texas Instruments, July. [Online] Available: <https://www.ti.com/lit/an/slvaeq9/slvaeq9.pdf>
- [54] **D. Jauregui, B. Wang, and R. Chen.** (2011, June–Revised 2011, July). Power Loss Calculation with Common Source Inductance Consideration for Synchronous Buck Converters, Texas Instruments, SLPA009A. [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/an/slpa009a/slpa009a.pdf>
- [55] **J. Klein.** (2014, Nov. 21). Synchronous Buck MOSFET Loss Calculations with Excel Model, Fairchild Semiconductor, AN6005. [Online]. Available: <http://www.bdtic.com/datasheet/fairchild/AN-6005.pdf>
- [56] **International Rectifier & Infineon.** IRF6604 HEXFET Power MOSFET," [Online] Available: <http://pdf.datasheetcatalog.com/datasheet/irf/irf6604.pdf>
- [57] **By George Lakkas.** (2016). MOSFET power losses and how they affect power-supply efficiency. Texas Instruments, AAJ 1Q 2016, Analog Applications Journal. [Online] Available: <https://www.ti.com/lit/an/slyt664/slyt664.pdf>
- [58] **Shafinaz A. Lopa, S. Hossain, M. K. Hasan, T. K. Chakraborty.** (2016). Design and Simulation of DC-DC Converters", International Journal of Electronic and Electrical Engineering ISSN 2395 -0056, Vol 3 No 1 Jan 2016, pp. 63-70.
- [59] **Maxim Integrated.** 24V, 300mA, Buck Converter with 1.1 μ A IQ," MAX77596, 19-7733; Rev 1; 3/16. [Online] Available: <https://datasheets.maximintegrated.com/en/ds/MAX77596.pdf>
- [60] **Richtek.** (2013). 5A, 24V, 570 kHz Step-Down Converter," DS8251-04, February. [Online] Available: https://www.richtek.com/assets/product_file/RT8251/DS8251-04.pdf
- [61] **A. Castaldo.** (2012-2019). Switching regulator fundamentals," Texas Instruments, September 2012–Revised 2019 February. [Online] Available: <https://www.ti.com/lit/an/snva559c/snva559c.pdf>
- [62] **On Semiconductor.** (2009). 1.0 A Step-Down Switching Regulator" LM2595/, February, Rev. 2. [Online] Available: <https://www.onsemi.com/pdf/datasheet/lm2595-d.pdf>
- [63] **Martin. A. Marc. D-M. Giuseppe P. Ismail. Jorio.** (2012). Capacitor Selection For Dc/Dc Converters. Avnet Power Forum Online Technical Seminars. TI – Silicon Valley Analog in Santa Clara, California, USA

- [64] **Texas Instruments.** (2016). TPS54062 4.7-V to 60-V Input, 50-mA Synchronous Step-Down Converter with Low IQ," SLVSAV1D –May 2011–Revised July. [Online] Available: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tps54062.pdf>
- [65] **Microchip.** (2016-2018). I2C Programmable 4.5V - 19V Input, 5A Step-Down Converter," MIC24045, DS20005568B. [Online] Available: <https://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/MIC24045-I2C-Programmable-4point5V-19V-Input-5A-Step-Down-Converter-DS20005568B.pdf>
- [66] **Vishay** "4.5 V to 60 V Input, 2 A, 4 A, 6 A, 10 A microBUCK® DC/DC Converter," SiC461, S21-0217-Rev. O, 08-Mar-2021. [Online] Available: <https://www.vishay.com/docs/65124/sic46x.pdf>
- [67] **Fairchild,** Application Note AN-6076: Design and Application Guide of Bootstrap Circuit for High Voltage Gate Drive IC.
- [68] **Silicon LaBS,** AN486: High-Side Sürükleme Design Using ISODrivers in Power Delivery Systems, <https://www.silabs.com/documents/public/application-notes/AN486.pdf>
- [69] **Nicholas Oborny, Ashish Ojha.** (2015). Understanding Smart Gate Drive," Texas Instruments, SLVA714D – June 2015 – Revised March 2021. [Online] Available: <https://www.ti.com/lit/an/slva714d/slva714d.pdf>
- [70] **By Chris Glaser.** (2015). "Five steps to a great PCB layout for a step-down converter," Texas Instruments, Analog Design Journal. [Online]. Available: <https://www.ti.com/lit/an/slyt614/slyt614.pdf>
- [71] **Jeff Falin.** (2006). Minimizing Ringing at the Switch Node of a Boost Converter," Application Note, Texas Instruments, September 2006. Available: www.ti.com/1q15-slva255
- [72] **Silicon Labs.** AN203: 8-bit MCU Printed Circuit Board Design Notes." [Online] Available: <https://www.silabs.com/documents/public/application-notes/AN203.pdf>
- [73] **Texas Instruments.** Datasheet."TMS320F2837xD Dual-Core Microcontrollers," SPRS8800 – December 2013 – Revised February 2021. [Online]. Available: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tms320f28378d.pdf>
- [74] **Morkoç, T.** (2014). SMSM Denetim Sisteminin Hızlı Modellenmesi ve DSP Gömülü Kodlarının Otomatik Üretilmesi (Yüksek Lisans Tezi). Bilecik Şeyh Edebali Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Bilecik.
- [75] **Çepni, M, E.** (2010). Linear Servo Motor ve Kontrolü (Yüksek Lisans Tezi). İstanbul Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.

ÖZGEÇMİŞ

ÖĞRENİM DURUMU:

- **Lisans** : 2009, İnönü Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü
- **Yüksek Lisans** : 2018- Devam (Tez Teslimi), İnönü Üniversitesi, Fen bilimleri Enstitüsü, Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

MESLEKİ DENEYİM:

- Çalık Holding A.Ş. Gap Tekstil Elektrik Bakım Mühendisi (13.09.2010-30.05.2012)
- Akedaş Elektrik Dağıtım A.Ş. Proje ve Tesis Mühendisi (01.06.2012-08.08.2016)
- Arapgir Meslek Yüksekokulu Öğretim Görevlisi(08.08.2016-Çalışıyor)

YÜKSEK LİSANS TEZİNDEN TÜRETİLEN ÇALIŞMALAR (Makaller, Bildiriler, Patentler v.b.)

- **Sucu, H., Goktas, T., Arkan, M. (2021).** Design, Simulation and Application of Buck Converter with Digital PI Controller . Balkan Journal of Electrical and Computer Engineering , 9 (2) , 106-113 . DOI: 10.17694/bajece.884290
- **Sucu, H., Goktas, T., Yetiş, H., Arkan, M. (2021).** Mikrodenetleyici Tabanlı Düşürücü Tip Da-Da Konvertörün Tasarımı, Benzetimi ve Uygulanması. In 2021 International Conference on Innovative Surveys in Positive Sciences Icontech Symposium-3 (ICONTECH) (pp. 187-196)