

TÜRK HAVA KURUMU ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

YÜKSEK VERİMLİ ANAHTARLAMALI GÜÇ KAYNAĞI



YÜKSEK LİSANS TEZİ

Onur KÜÇÜK

Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

OCAK 2017

TÜRK HAVA KURUMU ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

YÜKSEK VERİMLİ ANAHTARLAMALI GÜÇ KAYNAĞI

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Onur KÜÇÜK

1303620032

Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Tez Danışmanı : Prof. Dr. Doğan ÇALIKOĞLU

OCAK 2017

Türk Hava Kurumu Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü'nün 1203617004 numaralı Yüksek Lisans öğrencisi, Onur KÜÇÜK ilgili yönetmeliklerin belirlediği gerekli tüm şartları yerine getirdikten sonra hazırladığı YÜKSEK VERİMLİ ANAHTARLAMALI GÜÇ KAYNAĞI başlıklı tezini, aşağıda imzaları olan jüri önünde başarı ile sunmuştur.

Tez Danışmanı : Prof. Dr. Doğan ÇALIKOĞLU

Türk Hava Kurumu Üniversitesi

Jüri Üyeleri:

Doç. Dr. Cemal YILMAZ

Gazi Üniversitesi

Yrd. Doç. Dr. Javad RAHEBI

Türk Hava Kurumu Üniversitesi

Tez Savunma Tarihi: 30 OCAK 2017

**TÜRK HAVA KURUMU ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ MÜDÜRLÜĞÜ'NE**

Yüksek Lisans Tezi olarak sunduğum, Yüksek Verimli Anahtarlamalı Güç Kaynağı adlı çalışmamın, tarafımdan akademik etik ve kurallara aykırı düşecek bir yardıma başvurmaksızın yazıldığını ve yararlandığım kaynakların kaynakçada gösterilenlerden oluştuğunu, bunlara atıf yapılarak yararlanılmış olduğunu belirtir ve bunu onurumla doğrularım.

30.01.2017
Onur KÜÇÜK

TEŞEKKÜRLER

Yüksek Lisans tez çalışmam sürecinde öncelikle danışmanım Prof. Dr. Doğan ÇALIKOĞLU'na ve devre tasarımında yardımlarını esirgemeyen meslektaşım Garip ÖZAT'a teşekkürlerimi sunarım.

Yüksek Lisans tez çalışmam sürecinde maddi ve manevi desteklerini hiçbir zaman esirgemeyen eşime teşekkürlerimi, sevgi ve saygılarımı sunarım.

Ocak, 2017

Onur KÜÇÜK



İÇİNDEKİLER

TEŞEKKÜRLER	iii
TABLolar	vi
ŞEKİLLER	vii
KISALTMALAR	x
ÖZET	xiv
ABSTRACT	xiv
BİRİNCİ BÖLÜM	1
GİRİŞ	1
1.1 Çalışmanın Tanıtımı.....	1
1.2 Yüksek Verimli Güç Kaynakları.....	3
1.3 Güç Kaynağının Bileşenleri	5
İKİNCİ BÖLÜM	7
ANAHTARLAMALI ÇALIŞAN DC-DC ÇEVİRİCİLER VE TASARIM İLKELERİ	7
2.1 DC -DC Çeviricilerin Kontrolü.....	8
2.2 Buck Çeviricisi.....	12
2.3 Yükseltici (Boost) Çevirici	13
2.4 Alçaltıcı Yükseltici (Buck – Boost) Çevirici	15
2.5 Cuk DC -DC Çevirici.....	17
2.6 Topolojiler ve Karakteristik Eğrileri.....	20
2.6.1 Buck çevirici	20
2.6.2 Boost çevirici	21
2.6.3 Buck-Boost inverting Çevirici	22
2.6.4 Flyback çevirici.....	24
ÜÇÜNCÜ BÖLÜM	26
ANAHTARLAMALI MODDA ÇALIŞAN LABORATUVAR GÜÇ KAYNAKLARI İÇİN YARI İLETKEN SEÇİMİ VE 0 VOLTAJ ÇIKIŞI	26
3.1 Güç Kaynakları İçin Doğru Entegre Seçimi	26
3.2 Lineer Regülatörler	29
3.3 Neden lineer regülatörlerden başka IC güç kaynakları kullanasınız?	30

3.4 Anahtarlama Regülatörleri(Switch mode güç kaynakları).....	30
3.5 Şarj Pompaları.....	33
3.6 Anahtarlama mod güç kaynakları entegre çıkışlarını 0 Volt seviyesine indirmek	35
3.7 Anahtarlama modda çalışan laboratuvar güç kaynakları için yarı iletken seçimi	36
3.8 Bipolar Güç Transistörleri	37
3.9 Güç Mosfetleri	38
3.10 Anahtarlama Güç Kaynakları Uygulamalarında MOSFET'lerin Çalıştırılması	40
3.11 Diyotlar	41
3.12 IGBT İzole Edilmiş Kapılı, İki Kutuplu Transistör	44
DÖRDÜNCÜ BÖLÜM	45
ANAHTARLAMALI MODDA ÇALIŞAN LABORATUVAR GÜÇ KAYNAĞI UYGULAMASI VE DENEYSEL SONUÇLARI.....	45
4.1 VCC Bölümü.....	48
4.2 Gerilim Regülatörü.....	48
4.3 Rezonans güç bölümü	50
4.4 Çıkış Voltajının Sabitlemesi ve Geri besleme Döngüsü.....	52
4.5 Verim Ölçümleri	56
4.6 Giriş Akımı Harmonik Ölçümü	57
4.7 Regülatör Devresi.....	60
4.8 Yarım Köprü Rezonans LLC Devresi.....	62
4.9 Anahtarlama Güç Kaynaklarında Baskı Devre Çizimi Ve Eleman Yerleştirilmesi	68
4.10 Buck Çevirici Devresi	75
BEŞİNCİ BÖLÜM	76
SONUÇLAR VE ÖNERİLER	76
KAYNAKLAR	78
EKLER.....	81
ÖZGEÇMİŞ.....	102

TABLULAR

Tablo 3.1: Diyot parametreleri 43

Tablo 3.2: Güç yarı iletkenlerinin önemli parametreleri..... 43

Tablo 4.1: 120 VAC'de Verim..... 56

Tablo 4.2: 220 VAC'de Verim..... 56



ŞEKİLLER

Şekil 1.1: Güç elektroniği sistemlerinin temel blok diyagramı.....	2
Şekil 1.2: Gerçekleşen devrenin blok şeması.....	6
Şekil 2.1:DC -DC çevirici sistemi.....	8
Şekil 2.2: Basit anahtarlama DC – DC çevirici	10
Şekil 2.3: Darbe Genlik Modülasyonu (a) Devrenin blok şeması (b)Karşılaştırma işareti.....	11
Şekil 2.4: Alçaltıcı (Buck) çevirici.....	13
Şekil 2.5: Yükseltici DC -DC çevirici.....	14
Şekil 2.6: Sürekli akım iletim modu a)Anahtar İletimde b) Anahtar Kesimde.....	14
Şekil 2.7: Alçaltıcı Yükseltici Çevirici	15
Şekil 2.8: Alçaltıcı – Yükseltici çevirici a) anahtar iletimde b) Anahtar kesimde....	16
Şekil 2.9 Cuk Çevirici.....	17
Şekil 2.10: Cuk Çevirici Dalga şekilleri a) anahtar iletimde b)Anahtar kesimde	19
Şekil 2.11: Buck converter.....	20
Şekil 2.12: Boost converter	21
Şekil 2.13: Buck Boost inverting converter	22
Şekil 2.14: Flyback çevirici.....	24
Şekil 3.1:Transformatörlere bağlı anahtarlama regülatör devresi.....	28
Şekil 3.2:Liner regülatör modeli	29
Şekil 3.3: Anahtarlama regülatörleri (a) Alçaltıcı (buck), (b) Yükseltici (boost) veya (c) Çevirici	32
Şekil 3.4: Şarj pompası modellemesi.....	34

Şekil 3.5 Lm2576 için çıkış voltajını 0'a düşürebilen devre şeması.....	35
Şekil 3.6 : BJT Sürücü	38
Şekil 3.7 : MOSFET Modeli	38
Şekil 3.8- Tipik Mosfet sürücü Dalgaformu	40
Şekil 3.9 : Bipolar ve Fet Temel Sürücü Devreleri	41
Şekil 3.10: İzolasyon transformatörlü Gate Sürücü Devresi.....	41
Şekil 4.1: Temel SMPS blok diagramı	46
Şekil 4.2: Uygulamanın modellemesi	47
Şekil 4.3: Güç Çarpanı	48
Şekil 4.4: Osilatör Karakteristiği	51
Şekil 4.5: Çalışma Modunda Yarım Köprü Koruma Eşikleri	52
Şekil 4.6: Ana devre şeması 220 Ac – 48 DC Çevirici.....	55
Şekil 4.7: Verim Yük Eğrisi.....	57
Şekil 4.8: Tam yükte verim.....	57
Şekil 4.9: Akım harmonikleri 185 VAC/50 Hz, THD=4.86%, PF=0.993 tam yükte	58
Şekil 4.10: Akım harmonikleri 220 VAC/50 Hz, THD=5.98%, PF=0.980 tam yükte	58
Şekil 4.11: Giriş Akımı Dalga Formları-120 VACta Tam Yük.....	59
Şekil 4.12: Giriş Akımı Dalga Formları-230 Vac ta Tam Yükte.....	59
Şekil 4.13: 220 VAC-Tam Yükte Entegre Dalga Formları.....	60
Şekil 4.14: 220 VAC-Tam Yükte Mosfet Dalga Formları.....	61
Şekil 4.15: 220 VAC-Tam Yükte Regülatör Aşaması Dalga Formları	61
Şekil 4.16: 115 Vac ve tam yükte ana taraf LLC dalga formları	62
Şekil 4.17: 230 Vac ve tam yükte ikincil taraf LLC dalga formları	63
Şekil 4.18: 0-30Volt 0-3Amper Ayarlı laboratuvar tipi güç kaynağı devresi.....	64

Şekil-19: Gerçekleşen Devrenin blok şeması	66
Şekil 4.20: Miroişlemci akış şeması	67
Şekil 4.21 :0-30 Volt – 0-3Amper ayarlı güç kaynağı devresi pcb alt görünümü	68
Şekil 4.22:0-30 Volt – 0-3Amper ayarlı güç kaynağı devresi pcb üst görünümü	69
Şekil 4.23:0-30 Volt – 0-3Amper ayarlı güç kaynağı devresi pcb elamanlı yüz	70
Şekil 4.24:220V Ac giriş 48V DC çıkış devresi pcb alt görünümü	71
Şekil 4.25:220V Ac giriş 48V DC çıkış devresi pcb üst görünümü	71
Şekil 4.26: 220V Ac giriş 48V DC çıkış devresi pcb elemanlı yüz.....	72



KISALTMALAR

V	: Volt
A	: Amper
V_o	: Çıkış gerilimi
I_o	: Çıkış akımı
V_{out}	: Çıkış gerilimi
PWM	: Darbe genlik modülasyonu
FB	: Geri besleme
V_d	: Diyot gerilimi
DC	: Doğru akım
LLC	: Bobin kondansatör filtre devresi
DC	: Doğru akım
AC	: Alternatif akım
SMPS	: Anahtarlama mod güç kaynağı
PWM	: Darbe genlik modülasyonu
Ton	: Anahtarın açık konumu
Toff	: Anahtarın kapalı konumu
D	: Anahtar çalışma oranı
Khz	: Kiloherz
V_L	: Bobin gerilimi
V_c	: Kondansatör gerilimi
I_c	: Entegre (tümleşik devre)
I_b	: Beyz akımı
I_c	: Kollektör akımı
hFE	: Akım kazancı
BJT	: Bipolar transistör
Mosfet	: Alan etkili transistör
IGBT	: İzolasyonlu gate bipolar transistör
Ciss	: Gate giriş kapasitörü
Crss	: Drain gate ters kapasitörü
V_{gs}	: Gate source arası gerilim
V_f	: İleri gerilim düşümü
T_{rr}	: Ters polarizasyon süresi

T _{fir}	: İleri toparlanma süresi
SCR	: Silikon kontrollü doğrultucu
HB	: Yarım köprü
THD	: Toplam harmonik bozulma
TM	: İletim modu
Gnd	: Toprak ucu
UVLO	: Düşük voltaj kitlenmesi
Q	: Transistör
ZCD	: Sıfır geçiş dedektör
T	: Transformatör
R	: Direnç
C	: Kondansatör
U	: Entegre
ZVS	: Sıfır voltaj anahtarlama
D	: Diyot
L	: Bobin
EOI	: Tetikleme ve çalışma modu
ADC	: Analog dijital çevirici
DAC	: Dijital analog çevirici
LCD	: Sıvı kristal ekran

ÖZET

Yüksek Verimli Anahtarlama Güç Kaynağı

KÜÇÜK, Onur

Yüksek Lisans, Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Tez Danışmanı: Prof. Dr. Doğan ÇALIKOĞLU

OCAK–2017, 102 sayfa

Bu tez çalışması, iki kademeli bir güç kaynağının tasarımı gerçekleştirilmesi ve ölçümlerinden ibarettir. Birinci kademe 220Volt Ac giriş 48 Volt DC çıkışa sahip olan anahtarlama güç kaynağı devresi, ikinci kısım ise 48Volt DC giriş 0-30 Volt 0-3Amper ayarlı güç kaynağı devresinden oluşmaktadır.

Birçok güç kaynağı çok farklı tekniklerle tasarlanarak çeşitli sonuçlara ulaşılmıştır. Tasarlanan güç kaynaklarının birbirlerine göre avantajları ve dezavantajları vardır. Anahtarlama modlu çalışan güç kaynakları ve liner güç kaynaklarının bir birlerine karşı olan avantajları günümüzde maliyet hesaplamaları dâhilinde uygun olanların tercih edilmesine neden olur. Bu sistemsel veriler enerjinin verimli kullanılması göz önünde bulundurulduğunda anahtarlama modlu çalışan sistemler diğer güç kaynaklarına üstünlük göstermiştir. Anahtarlama mod güç kaynaklarında kullanılacak sistem, eleman seçimi, anahtarlama teknikleri, devre tasarımı ve pcb tasarımı gibi birçok etken bu seçimin ne kadar zor ve karmaşık olduğunu göstermektedir.

Tasarlanan devre 220V Ac giriş 48V Ac çıkış ve 48V DC giriş 0-30 Volt DC çıkışa sahip anahtarlama mod çalışan güç kaynağıdır. Anahtarlama teknikleri ele alındığında devrenin girişinde bulunan aşırı ve düşük gerilim düzeltici ve flyback kısmında boost tipi bir çevirici tercih edilmiştir. Boost devre çıkışına yarım köprü çevirici ve rezonans LLC tipi bir filtreleme devresi konularak 49V'luk bir gerilim elde edildi. Buck dönüştürücüsü için devrenin devamında 2576HV serisi bir entegre seçilerek, akım ve gerilim amfisi ile çıkış 0-30V arasında istenilen seviyeye sabitlemesi sağlanmıştır. Akım gerilim kontrolü için 16F876A serisi mikro

denetleyiciden faydalanılmıştır. Devre kalibrasyon ayarları sonucunda 0-30 Volt 0-3Amper ayarlı güç kaynağı şekline getirildi.

Pcb tasarımı ve eleman yerleşimi dördüncü bölümde anlatılmıştır. Birçok devrede olduğu gibi anahtarlama modda çalışan güç kaynakları için de bu tasarım önem arz eder.

Tasarlanan devreden alınan sonuçlara göre anahtarlama mod çalışan güç kaynağı öncelikle yüksek verimde çalışıp hedeflenen %90 üstü verime ulaşılmıştır.

Anahtar Kelimeler: Flyback, boost, buck, anahtarlama mod çalışan güç kaynakları, anahtarlama teknikleri, yüksek verim ile çalışan güç kaynakları, çıkış harmonikleri

ABSTRACT
HIGH EFFICIENCY SWITCH MODE POWER SUPPLY

KÜÇÜK, Onur

Master, Department of Electrical-Electronic Engineering

Thesis Supervisor: Prof. Dr. Doğan ÇALIKOĞLU

January–2016, 102 page

This thesis is about designing and measuring of two stage powersupply. First stage is switching power supply circuit with 220Volt AC input 48 Volt DC output. Second stage is power supply circuit with 48Volt DC input 0-30 Volt 0-3Amper.

Various power supply is designed with many different techniques and obtained several results. There are some advantages and disadvantages over one designed power supply to another.

Nowadays advantages over switching mode power supply to linear power supply or vice versa make people to choose one of them in the basis of cost advantages. The system data indicate that switching mode power supplies surpass the other power supplies considering the efficientusing of energy. Many factors like the system using in switching mode power supply, choosing the circuit element, switching techniques, design of circuit and pcb design demonstare that choosing one design over another is verycomplicated and difficult.

The designed circuit is a switching mode power supply with operating 220V AC input, 48V AC output and 48V DC input 0-30 Volt DC output. Taking into account the switching techniques, it is preferred touse high and low voltage rectifier at the door way of the circuit and boost type of converter at the flyback part. 49 V voltage is achieved by putting half bridge convertorandresonance LLC type filtering circuit at the output of boost circuit. At the other part of circuit an integrated of 2576HV series is added for buck converter and the output is stabilized with current and voltage amplifier at the desired level between 0-30 Volt DC. To control current and voltage 16F876A series microcontroller is used. As a result of circuit calibration setting it is restored to a power supply adjustable with 0-30 Voltage 0-3Ampere.

Pcb design and circuit component lay out is important for switching mode power supply like other power supplies. These provide a little efficiency fort he circuit.

According to the results of designed circuit the switching mode power supply works primarily at high efficiency and attains over 90% efficiency.

Key words: Flyback, boost, buck, switching mode power supply, switching techniques, high efficient power supplies, output harmonics



BİRİNCİ BÖLÜM

GİRİŞ

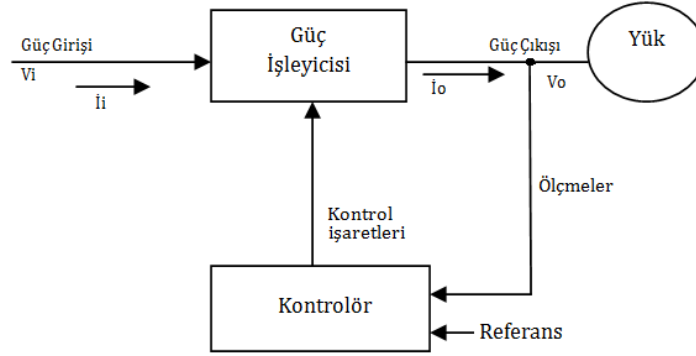
1.1 Çalışmanın tanıtımı

Bu tez çalışması, iki kademeli bir güç kaynağının tasarımının gerçekleştirilmesi ve ölçümlerinden ibarettir. Birinci kademe 220 Volt AC giriş 48 Volt DC çıkışa sahip olan anahtarlama güç kaynağı devresi, ikinci kısım ise 48 Volt DC giriş 0-30 Volt 0-3 Amper ayarlı güç kaynağı devresinden oluşmaktadır. Şekil 1.2.'deki blok diyagram devre aşamalarını göstermektedir. Elektrik elektronik teknolojilerinde enerjinin verimli kullanılması gerekliliği ve Türkiye piyasasında anahtarlama laboratuvar tipi yerli üretim bir güç kaynağının daha önce tasarlanmamış olmasından dolayı böyle bir çalışmaya ihtiyaç duyulmuştur. Bu tasarlanan güç kaynağında %94 verime çıkılmış olup enerji verimliliği kanıtlanmıştır.

Yeni teknolojiler elektronik cihazları daha az enerji ile çalışmaya zorlamaktadır. Cihazların sayısını artması kayıpların da artmasına neden olmuştur. Bu da tasarımcıları güç kaynaklarının verimini artırmaya zorlamıştır. 1960'lı yıllarda ilk tasarımların denendiği ve 1970'lerde üzerinde durulmaya başlayan yüksek verimli anahtarlama güç kaynakları günümüzde geliştirilmeye devam etmektedir. Herhangi bir güç işleyicisindeki güç girişi genellikle bir ya da üç fazlı olarak 50 ya da 60 Hz'lik hat frekanslı bir elektrik şebekesinden gelmektedir. Son yıllarda, güç elektroniği alanı birkaç etken birleşimine bağlı olarak büyük bir gelişme göstermiştir[1]. Güç elektroniği sistemlerinden kullanılan geri besleme katı

kontrolörü özel tasarlanmış entegrelerden veya da sayısal işaret işleyicilerinden (mikro denetleyicilerden) oluşmaktadır.

Mikroelektronik yöntemlerindeki gelişmeler bu tip kontrolörlerin gelişmesine yol açmıştır. Dahası, yarı iletken yapım (fabrikasyon) teknolojisi alanındaki gelişmeler, gerilim ve akımı yönetme becerilerinin ve Şekil 1.1 'DC güç işleyicisi ünitesini oluşturan yarı-iletken güç elemanlarının anahtarlama (açma/kapama) hızlarının belirgin bir şekilde gelişmelerini mümkün kılmıştır. Şekil 1.1'deki blok diyagramda gösterildiği gibi herhangi bir güç çevirme sürecinde, küçük bir güç kaybı ve buna bağlı olarak yüksek bir enerji verimi iki nedenden dolayı önemlidir. Bunlar kayıp enerji bedeli ve enerji kaybindan oluşan ısının ortadan kaldırılma zorluğudur. Üzerinde durulması gereken diğer önemli noktalar büyüklük, ağırlık ve fiyattaki azalmalardır.



Şekil 1.1: Geri beslemeli anahtarlama mod sistemlerinin temel blok diyagramı

Birçok sistemde yukarıda sözü geçen amaçlar yarı-iletken elemanların kendi doğrusal (aktif) bölgelerinde çalıştırıldığı ve bir hat frekanslı transformatörün elektrik izolasyonu için kullanıldığı lineer elektronik sistemleri yoluyla karşılanamaz. Örnek olarak anahtarlama mod çalışan bir devrede bilgisayar güç kaynakları gösterilebilir. Bu tip devrelerde transistor ayarlanabilir bir direnç elemanı

gibi aktif çalışma alanında çalışır, bu da düşük bir enerji verimine neden olur. Hat frekanslı transformatör göreceli olarak büyük ve ağırdır. Anahtarlama mod çalışan güç kaynakları yukarıda belirtilen gerilim regülasyonu ve elektronik izolasyonunu gerçekleştirmektedir.

1.2 Yüksek Verimli Güç Kaynakları

Güç kayıplarının etkilerini azaltmak için güç kaynaklarının yapısı değiştirilmiş ve üretilen yeni elamanlar kullanılmıştır. %90 civarı verim ile çalışan anahtarlama mod güç kaynakları için bu yüksek verimin üzerine çıkılmaya başlanmıştır. Bunun için tasarımcılar daha da yüksek verimli güç kaynakları tasarlamaya devam etmektedirler.

%90 verimle çalışan güç kaynaklarının veriminin %90 üzerine çıkarılması iletken teknolojisi ve tasarım teknolojisini doğrudan ilgilendirmektedir. İletkenlik katsayısı daha yüksek elemanlar piyasada yerini aldıkça verim de buna bağlı olarak artmaktadır. Güç kayıplarının azaltılması elektronik sektörünün başlıca hedeflerdendir.

SMPS'lere duyulan yaygın piyasa talebi aşağıdaki birkaç etkene bağlıdır.

1. Yüksek akım çeken şarj üniteleri çalışan pil devreler (dizüstü bilgisayar şarjları) ve kesintisiz güç kaynakları.
2. Enerji koruması artan enerji fiyatları ve çevreye olan duyarlılık ile birleşerek enerji kayıplarını önlemek öncelikli duruma getirmiştir. Yüksek frekanslı led sürücü devrelerinin kullanılması verimi artırır. Kapasite değişimli ısı pompaları ve klimalar enerjinin korunması için SMPS güç kaynaklarının uygulandığı örneklerdir.
3. Elektrikli araçların akümülatör doldurma sistemleri

4. Elektro-teknik uygulamalar: Bunlar kaynak, elektro kaplama ve endüksiyonlu ısıtma cihazları araçlarını kapsar.
5. Potansiyel olarak yaygın bir uygulama da rüzgar elektrik sistemleriyle şebeke ağı arasındaki karşılıklı bağlantıda kullanılmasıdır.
6. Güneş panelleri uygulamalarındaki enerjinin depolanması ve depolanan enerjinin çevrilmesindeki smps devreleri etkindir.

1.3 Güç Kaynağının Bileşenleri

Tasarlanan devrede 220AC giriş 48 volt DC çıkışlı devre diğer anahtarlamalı DC -DC çeviricilere yöntem olarak benzerdir. Regülatör, osilatör, karşılaştıcı, geri besleme ve kontrol ünitesi son olarak yarım köprü LLC devrelerinden oluşmaktadır. Bu devreler için karmaşıklığı önlemek için güç entegresine başvurulmuştur(6585DE). Güç entegreleri kullanılmayan devrelerde kayıplar artmakta ve devrelerde karmaşık durumlar gözlemlenmektedir. Devrede kullanılan entegre aşırı akım koruma geçiş modu, aşırı gerilim koruma modu, alçak voltaj kilitleme modu, şok doyum dedektörü, geri besleme bağlantı modu, THD (Total Harmonic Distortion) optimizasyonu, yarım köprü çıkışı, yarım köprü için bağımsız programlanabilir ön tetikleme bölümüne ve %3 osilatör hassasiyetine sahiptir. Ayrıca sabit çıkış için uyumlu koruma modu, akıllı yüksek anahtarlama dedektörü, aşırı doyum dedektörü, yarım köprü çıkışı için aşırı akım kontrol modu mevcuttur.

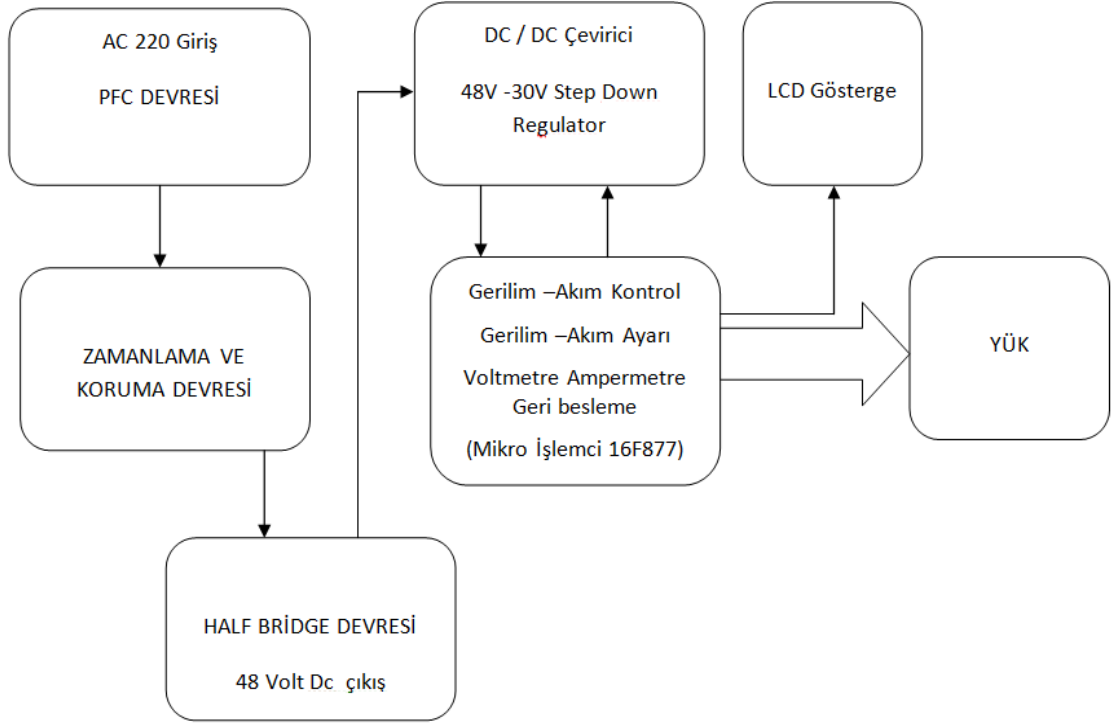
Devrenin DC -DC çevirici kısmında buck çevirici tercih edilmiştir. Burada 2576 entegresi ile 48 volt girişten 0-30Volt aralığında çıkış sağlanmıştır. Entegre 52Khz dahili osilatöre sahip olup yüksek verim sağlamaktadır. Ayrıca akım limitleme ve aşırı sıcaklık korumasına da sahiptir. Bu entegrenin HV serisi 60V giriş gerilim sınırına sahiptir. Akım değeri ise 3A olarak belirtildiği halde yapılan uzun çalışmalarda gözlemlenmiştir ki 5A değerine çok uzun süreler dayanmaktadır. Ancak HV serisi olmayan LM2576ADJ tipi bu kadar dayanıklı değildir. (Demek ki yapısal olarak daha dayanıklı üretilmişler.) Devre tipik olarak step-down (alçaltıcı) şeklinde

çalışmaktadır. Devredeki regüle işleminin büyük bir kısmını, bu çalışma için üretilmiş olan LM2576 HV ADJ entegresi ile yapmaktadır. Feedback gerilim değeri 1,25 V'tur. Eğer FB gerilimi 1,25V da sabit bırakılırsa, entegrenin PWM oranı da sabit kalacaktır. Bu da çıkış geriliminin sabit kalması anlamına gelir. Ancak yükün çektiği akımın artması durumunda PWM değeri yetersiz kalacağından arttırılması gerekecektir. Bu işlem FB geriliminin azaltılarak 1,25V'un altına indirilmesiyle gerçekleşir. Çıkış istenilen seviyeye ulaştığında FB gerilimi yine 1,25V değerine getirilir. Böylece çıkış geriliminin yük akımından etkilenmesi engellenmiş olur.

Çıkış gerilimi değiştirilmek istendiğinde yine FB gerilim değeri değiştirilir. Örneğin çıkış gerilimi azaltılmak istendiğinde FB gerilimi 1,25V'un üstüne çıkarılır. PWM oranı düşeceğinden çıkış gerilimi düşmeye başlar. İstenilen seviyeye geldiğinde FB gerilimi tekrar 1,25V'a getirilir.

Çıkış ucundan geri besleme ucuna gerilim bölücü dirençler kullanılarak geri besleme yapıldığında çıkış gerilimi ancak 1,25V'a kadar düşürülebilir. Eğer ek devreler kullanılırsa çıkış gerilimi sifira kadar rahatlıkla çekilebilir. Devrede bu işlem, oluşturulan ön gerilimin bir opampının çıkışını 1,25V'un üstünde tutmasıyla gerçekleştirilmektedir.

Şekil 1.2'deki blok şemada akım gerilim ayarlama işlemi ve çıkış LCD ekranı kontrolü için 16F876A serisi bir mikro denetleyici kullanılmıştır. Bu mikro denetleyici akım ve gerilim ayarı için birbirinden bağımsız iki döngü içermektedir.(Bkz Şekil4.20.) Döngülerden birisi çıkış gerilimini, diğeri de 0,1ohm'luk direnç üzerindeki akımı denetlemektedir. Gerilimin düşmesi aynı zamanda akımında düşmesi anlamına gelmektedir. Bu iki farklı denetim kısmı iki farklı diyotla birleştirilmiştir. Bu diyotlar OR(veya) kapısını oluştururlar. Gerilimin yüksek olduğu durumlarda, akım denetim kısmı, gerilim sınırının altında kalıncaya kadar gerilimi düşürür. Bu denetim sonucunda gerilim istenen değerde sabitlenir.



Şekil 1.2: Gerçekleşen devrenin blok şeması

İKİNCİ BÖLÜM

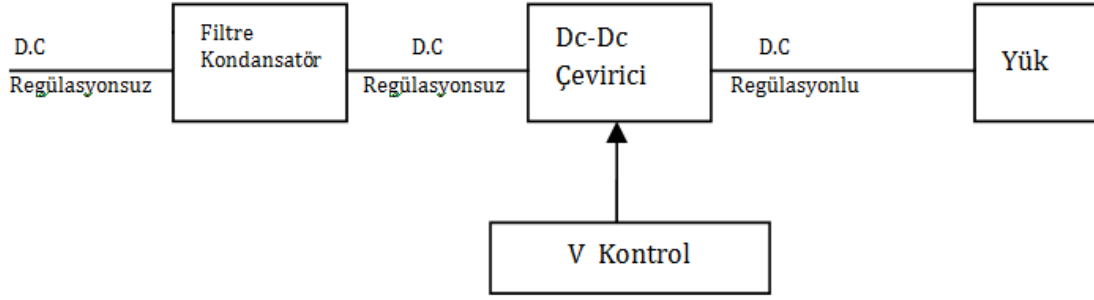
ANAHTARLAMALI ÇALIŞAN DC -DC ÇEVİRİCİLER VE TASARIM İLKELERİ

DC -DC çeviriciler, ayarlanmış anahtarlamalı DC -DC güç kaynaklarında, doğru akım motor sürücü uygulamalarında, led sürücü uygulamalarında ve akü şarj devrelerinde kullanılmaktadır. Bu çeviricilerin girişinde hat geriliminin doğrultulmasıyla elde edilmiş, DC gerilim vardır. Bu nedenle girişte, hat gerilimindeki değişimlerin sonucunda doğrultulmuş gerimde iniş ve çıkışlar meydana gelir. Anahtarlamalı DC-DC çeviriciler, inişli çıkışlı DC girişi, istenilen gerilim kademesinde kontrollü bir DC çıkışa çevirmek için kullanılırlar.

Bu çeviricilerin uygulamalarına göz attığımızda, bu çeviricilerin bir yalıtım transformatörü ile anahtarlamalı güç kaynaklarında olarak kullanıldığını görebiliriz. Bu nedenle, bu devreleri genel bir yaklaşımla incelemek için, yalıtılmış çeviricileri ele alabiliriz. Elektriksel yalıtım ek bir değişiklik olarak düşünülebilir.

Sık kullanılan bazı DC-DC çeviriciler şunlardır.

1. Buck (Alçaltıcı) çevirici
2. Bost (Yükseltici) çevirici
3. Buck Bost Alçaltıcı-Yükseltici Çevirici
4. Cuk Çevirici
5. Tam Köprü Çevirici
6. Yarım köprü çevirici



Şekil 2.1:DC -DC çevirici sistemi

Bu beş çevirici arasında yalnızca alçaltıcı ve yükseltici çeviriciler temel çevirici yapılarıdır. Alçaltıcı yükseltici çevirici ile Cuk çevirici bu iki temel yapının birleşimidir. Tam köprü çevirici ise Buck tip çeviriciden türetilmiştir.[1]

Çeviriciler incelenirken genellikle bunların sürekli çalışma durumunda oldukları varsayılır. Anahtarlar ideal kabul edilecek, devrede bulunan endüktif ve kapasitif elemanlardaki kayıplar ihmal edilecektir. Bu kayıpların çeviricilerin çalışmasını sınırladığı durumlarda ise kayıplar ayrıca ele alınabilir.

DC -DC çeviricilerinin girişindeki giriş doğru geriliminin iç empedansının sıfır olduğu varsayılır. Giriş gerilimi bir pilden sağlanabileceği gibi, çoğunlukla, Şekil 2.1'de görüldüğü gibi, AC şebeke geriliminin diyotlu doğrultucu ile doğrultulması ile elde edilir. Doğru gerilim uçlarına paralel olarak büyük kapasiteli bir filtre kondansatörünün bağlanmasıyla, düşük iç empedanslı ve düşük dalgalanmalı bir doğru gerilim elde edilir.

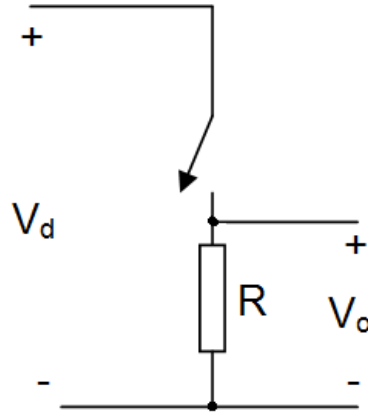
Çeviricinin çıkış katında bulunan küçük filtre (LLC), DC -DC çeviricinin bir parçası olarak düşünülmektedir. Birçok anahtarlamalı DC güç kaynağında olduğu gibi çıkışın, eşdeğer direnç ile temsil edilen bir yükü beslediği varsayılır.

2.1 DC -DC Çeviricilerin Kontrolü

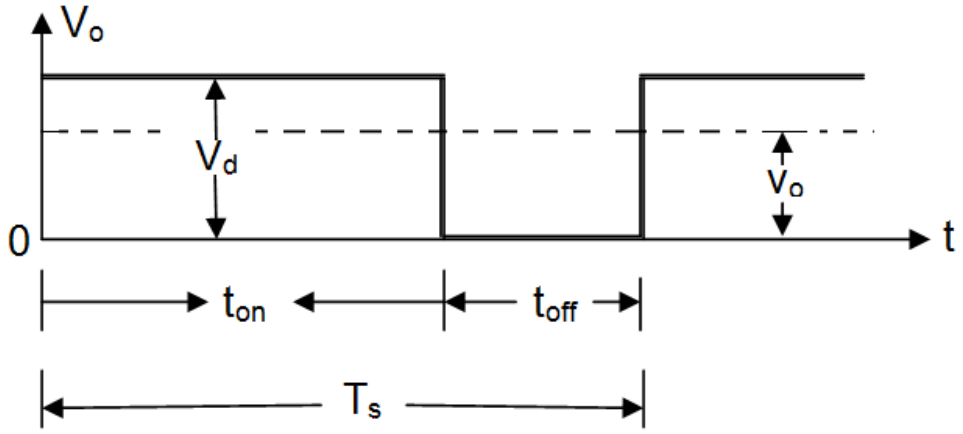
DC -DC çeviricilerde, çıkış doğru gerilimi öylesine denetlenmelidir ki, giriş gerilimi ve çıkış yükü değişse bile, çıkış geriliminin ortalaması istenen değerde

olmalıdır. Anahtarlama DC-DC çeviriciler doğru akımı bir düzeyden diğerine dönüştürmek için bir ya da daha fazla anahtar kullanır[3]. Verilen bir giriş gerilim değeri için bir DC-DC çeviricide çıkış gerilimi, anahtarların iletimde ve kesimde olduğu sürelerin denetlenmesiyle ayarlanır. Anahtarlama gerilim değişimi kavramını gösterebilmek için Şekil 2.2'deki temel DC-DC çeviriciyi göz önüne alalım. Çıkış gerilimi V_o 'nun ortalama değeri V_o , Şekil 2.2-b'de görüldüğü gibi T_1 ve T_k sürelerine bağlıdır. Çıkış gerilimini denetleme yöntemlerinden biri anahtarlama sabit frekansta yapmak (böylece anahtarlama periyodu da sabit olur; $(T_s = T_1 + T_k)$) ve anahtarın iletim zamanını ayarlayarak ortalama çıkış gerilimini denetlemektir. Darbe genişlik modülasyonu (PWM - Pulse Width Modulation) anahtarlama denilen bu yöntemde, anahtar çalışma oranı (D) değiştirilir. D çalışma oranı anahtarın iletimde olduğu sürenin anahtarlama periyoduna oranıdır.

Başka bir denetim yöntemi ise daha geneldir. Bu yöntemde hem anahtarlama frekansı (dolayısıyla periyodun süresi) hem de anahtarın iletimde olduğu süre değişmektedir. Bu yöntem yalnızca tristörlü DC-DC çeviricilerinde kullanılır. Anahtarlama frekansındaki değişimler, çeviricinin giriş ve çıkışındaki dalgalı bileşenlerin filtrelenmesini zorlaştırır.



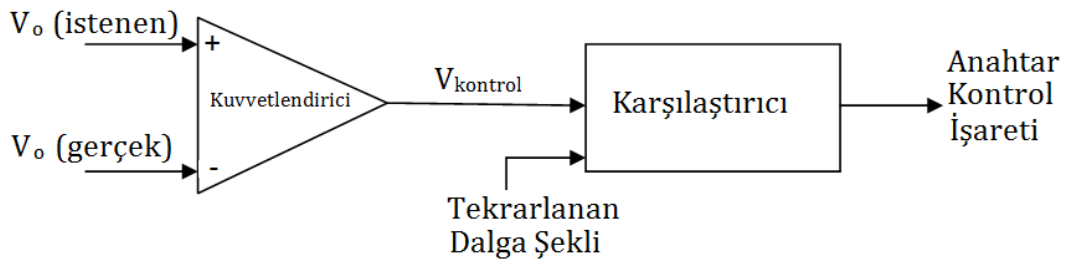
Şekil 2.2 a: Basit anahtarlama DC-DC çevirici



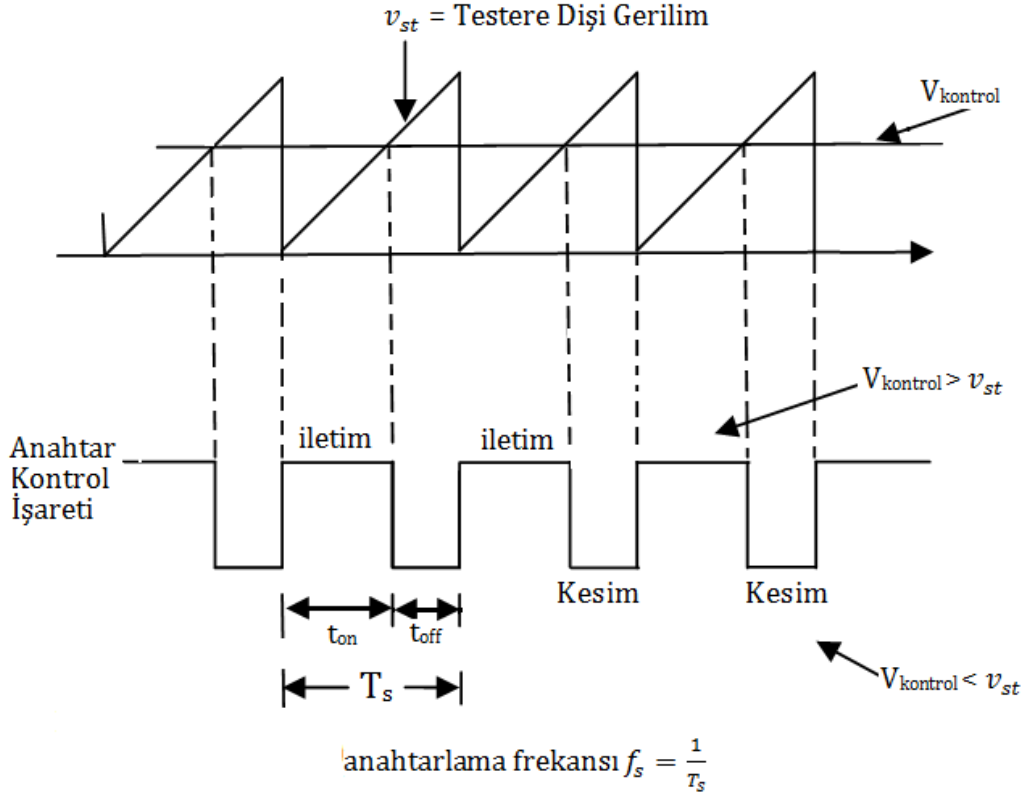
Şekil 2.3b: Basit anahtarlama DC-DC çevirici dalga şekli

Sabit anahtarlama frekansındaki PWM ile anahtarlama, anahtarın iletimde ya da kesimde olduğunu belirleyen anahtar kontrol işareti, Şekil 2.2-a ve 2.2-b'de gösterilen tekrarlayan dalga ile işaret seviyesindeki kontrol geriliminin karşılaştırılmasıyla elde edilir.

Kontrol gerilim işareti, gerçek çıkış gerilimiyle istenen çıkış gerilimi arasındaki farkın (hatanın) kuvvetlendirilmesiyle elde edilir. Testere dişi şeklinde gösterilen ve tepe değeri sabit olan periyodik dalganın frekansı, anahtarlama frekansını oluşturur[4]. PWM ile kontrolden bu frekans sabit tutularak birkaç Khz ile birkaç yüz Khz arasındaki bir değere ayarlanabilir.



Şekil 2.4a: Darbe Genlik Modülasyonu Blok Şeması



Şekil 2.5b: Darbe Genlik Modülasyonunda Karşılaştırma İşareti

Anahtarlama zamanı ile karşılaştırıldığında oldukça yavaş değişen kuvvetlendirilmiş hata işareti, testere dişi dalga şeklinden büyük olduğu zaman, anahtar kontrol işareti üretilerek anahtarı ilettime başlatır ve anahtarın ilettime geçmesini sağlar. Aksi durumda anahtar kesimdedir. Şekil 2-3'de, $V_{kontrol}$ ve testere dişi dalga şeklinin tepesi olan anahtar çalışma oranı;

$$D = \frac{t_{on}}{T_s} = \frac{V_{kontrol}}{V_{st}}$$

Şeklinde gösterilir.

DC-DC çeviriciler iki farklı çalışma durumunda olabilirler. Bunlar (1) sürekli akım ve (2) süresiz akım çalışma durumlarıdır. Uygulamada bir çevirici birbirinden oldukça farklı özellikteki iki durumda da çalışabilir. Bu nedenle, çevirici ve denetim bu iki çalışma durumu temel alınarak tasarlanmalıdır.

2.2 Buck Çeviricisi

Adından da anlaşılacağı gibi, alçaltıcı çevirici V_d doğru gerilim girişinden daha düşük seviyede bir ortalama çıkış gerilimi üretir. Temel uygulama alanları, ayarlı güç kaynakları ile DC motor hız denetimidir.

Kavramsal olarak temel devre ideal dirençten oluşan bir yük için bir alçaltıcı çevirici oluşturur. Anahtar kusursuz, anlık giriş gerilimi V_d sabit ve yük direnci R ideal direnç kabul edildiğinde, anlık çıkış geriliminin dalga şekli Şekil 2-2b'de anahtar durumunun fonksiyonu on of olarak göstermiştir.

Anahtarın çalışma oranı olan t_{ON}/T_s değiştirerek V_{out} denetlenebilir. Başka önemli bir gözlem ise, ortalama çıkış gerilimi V_{out} un doğrusal kuvvetlendiricilerde olduğu gibi, denetim gerilimi ile doğrusal olarak ilişkilidir. Gerçek uygulamalarda, direnç ve anahtar devrelerinin iki sorunu vardır:

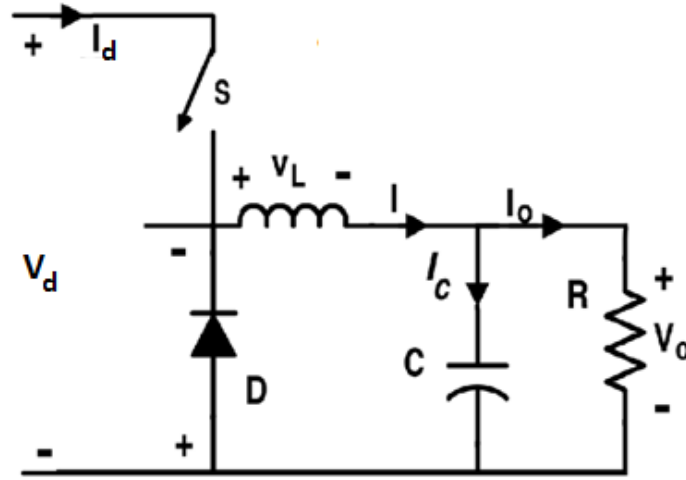
Uygulamada endüktif yükler olabilir. İdeal direnç yüklerinde bile mutlaka az da olsa bir endüktans bulunur. Bu, anahtarın endüktif enerjiyi yok etmesine ya da dağıtmasının gerektiği anlamına gelir ve bu nedenle anahtar yanabilir.

Çıkış gerilimi sıfırla V_d arasında dalgalanır, birçok uygulamada bu kabul edilemez. Birikmiş endüktif enerji sorunu Şekil 2.4a'da görüldüğü şekilde diyot kullanarak çözülebilir. Çıkıştaki gerilim dalgalanmaları büyük ölçüde, bir kondansatör ve bobinden oluşan alçak geçiren bir filtre ile giderilebilir. Şekil 2.4b'de alçak geçiren filtrenin girişi olan V_{oi} 'nin dalga şekli görülmektedir. Bu dalga filtresiz çıkış gerilimi ile aynıdır. Şekil 2.4'de görüldüğü gibi V_{oi} dalgası, V_o DC bileşeni ile anahtarlama frekansı f_s ve bunun katlarındaki harmonikli AC bileşenlerinden oluşur. Alçak geçiren filtrenin, yük direnci R tarafından sağlanan sönümlemeyi de kapsayan karakteristik grafiği spektrum analizi ile görülebilir[5]. Filtrenin köşe frekansı f_c anahtarlama frekansından çok daha düşük olacak şekilde seçilir, bu sayede çıkış geriliminde, anahtarlama frekansı nedeniyle oluşan dalgalanma neredeyse yok edilir.

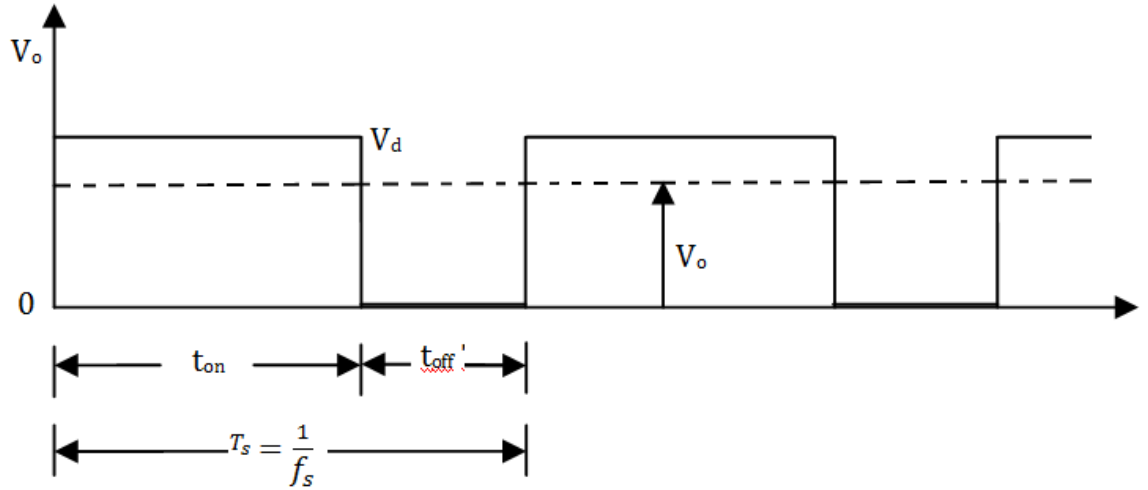
Anahtarın iletimde olduğu sürede, Şekil 2.4-a'daki diyot ters kutuplanır ve giriş devresi hem yüke hem de bobine enerji sağlar. Anahtarın kesimde olduğu

sürede ise, bobin akımı diyot üzerinden akar ve üzerinde biriktirdiği enerjinin bir kısmını yüke aktarır.

Burada ele alınan sürekli durum incelemesinde, çıkıştaki filtre kapasitesinin çok büyük olduğu varsayılmıştır. Birçok uygulamada anlık çıkış geriliminin hemen hemen tamamen dalgasız bir düz gerilim olması istenir.



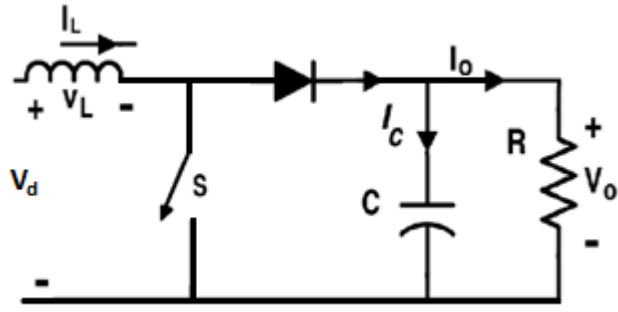
Şekil 2.6a: Alçaltıcı (Buck) çevirici temel devresi



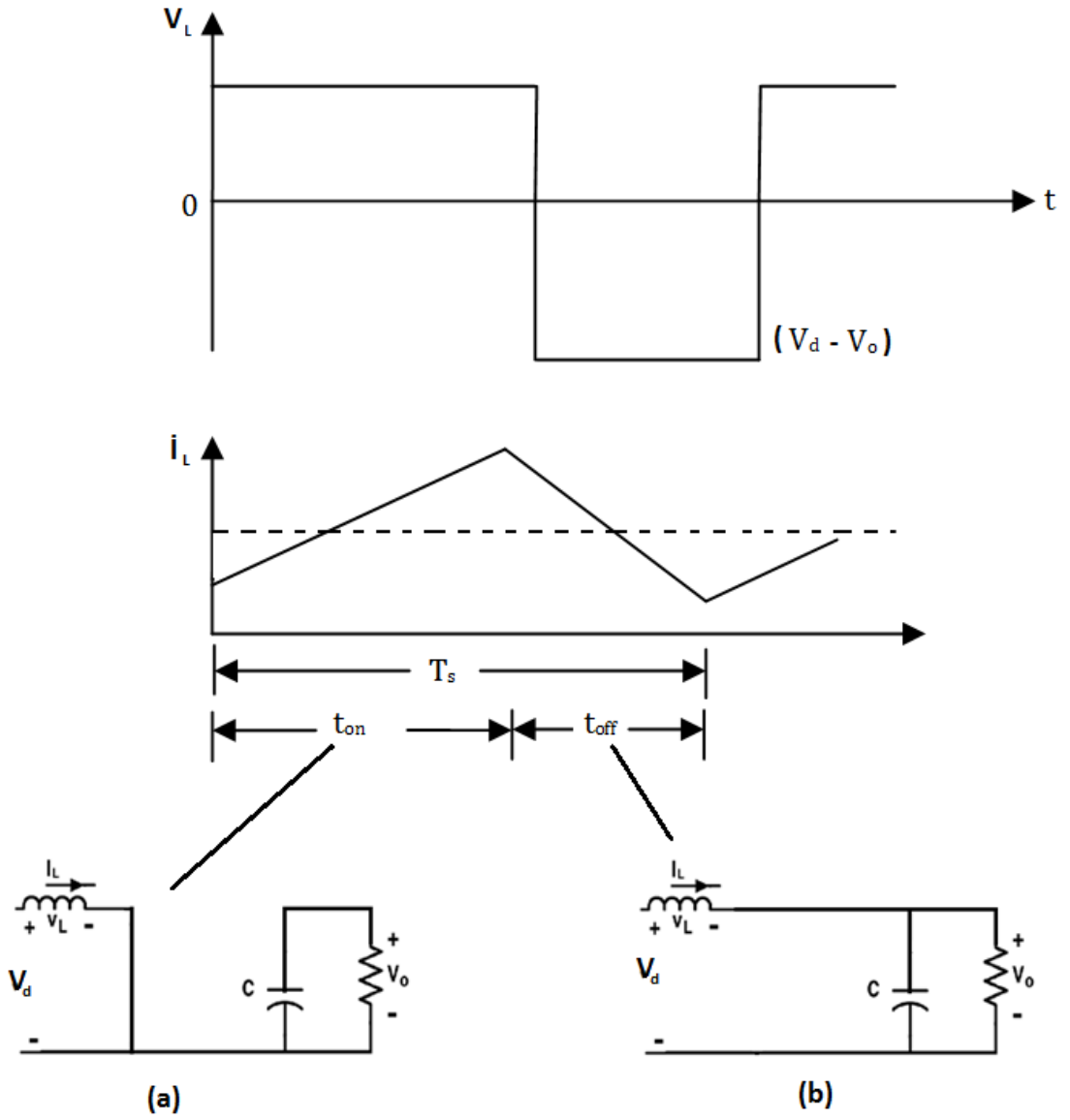
Şekil 2.7b: Alçaltıcı (Buck) çevirici anahtarlama

2.3 Yükseltici (Boost) Çevirici

Şekil 2.5 'de yükseltici bir çevirici görülmektedir. Bu çeviriciler en çok çıkış gerilimi ayarlı DC güç kaynakları olarak ve doğru akım motorlarının enerji geri



Şekil 2.8: Yükseltici DC -DC çevirici



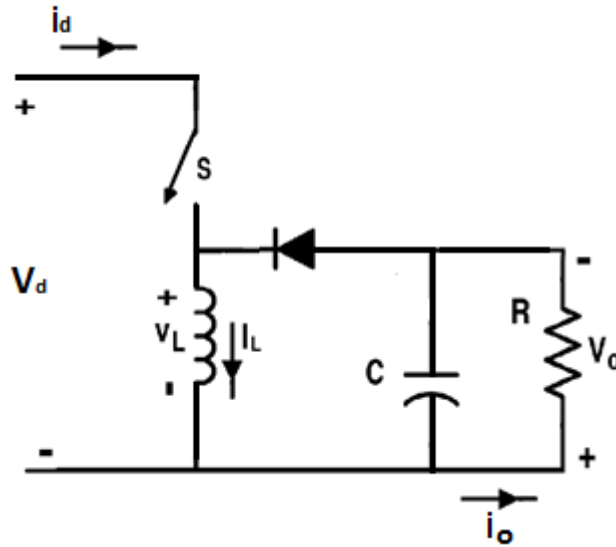
Şekil 2.9: Sürekli akım iletim modu a) Anahtar İletimde b) Anahtar Kesimde

kazanımlı frenlenmesinde kullanılırlar. Adından da anlaşılacağı gibi, çıkış gerilimi her zaman girişteki gerilimden daha büyüktür. Şekil 2.5'deki kontrollü anahtar ilettime geçince diyot ters kutuplanır ve çıkış devresini girişten ayırır, bu esnada girişten bobine enerji uygulanır. Anahtar kesime gidince, devrenin çıkışma, hem girişten hem de bobinden enerji gider. Burada devrenin sürekli durumda bulunduğu ve çıkış filtresindeki paralel kondansatörün çıkış gerilimini sabit tutacak şekilde çok büyük olacak şekilde ele alınır.

2.4 Alçaltıcı Yükseltici (Buck – Boost) Çevirici

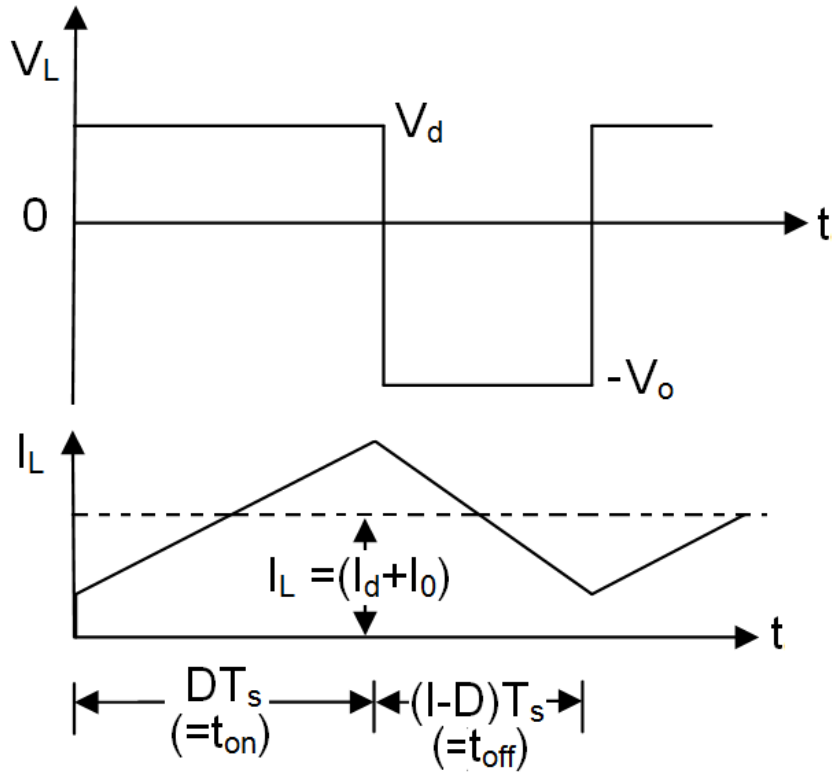
Buck-Boost çeviricilerin başlıca uygulamaları; giriş uçlarına göre ters kutuplu çıkış gereken ve çıkış geriliminin giriş geriliminden yüksek ya da düşük olduğu ayarlı DC güç kaynaklarıdır.

Bir Buck-boost çevirici iki temel çeviricinin, alçaltıcı ve yükseltici çeviricinin ardarda bağlanmasıyla elde edilebilir. Sürekli durumda çıkış geriliminin giriş gerilimine oranı olan gerilim çevirme oranı, ardarda bağlı iki çeviricinin çevirme oranlarının çarpımıdır.

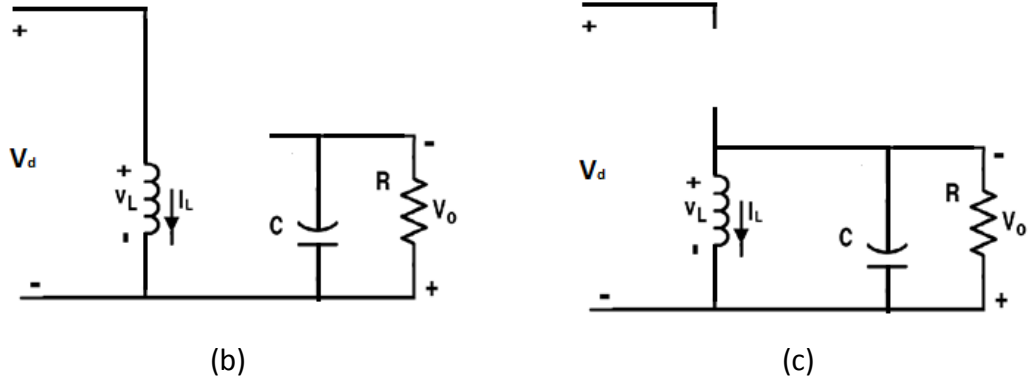


Şekil 2.10: Alçaltıcı Yükseltici Çevirici

Bu devrelerin çıkış gerilimi giriş geriliminden düşük ya da yüksek olabilir.



Şekil 2.11 (a): Alçaltıcı – Yükseltici çevirici dalga şekilleri



Şekil 2.12: Alçaltıcı – Yükseltici çevirici b) Anahtar iletimde c) Anahtar kesimde

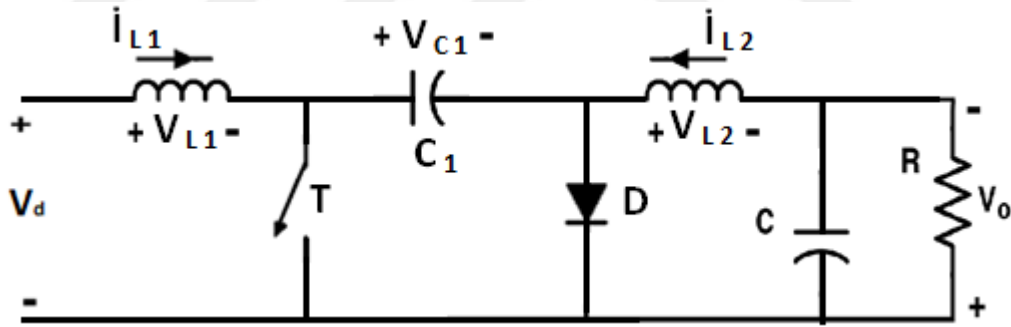
Alçaltıcı ve yükseltici çeviricilerin ard arda bağlanmasıyla, Şekil 2.7'de görüldüğü gibi tek bir alçaltıcı-yükseltici çevirici devresi elde edilir. Kontrollü anahtarın iletme geçirilmesiyle, girişten bobine enerji uygulanır ve bu esnada diyot kutuplanır. Anahtar kesime geçince kaynak devreden ayrılır, bobinde biriken enerji çıkışa aktarılır. Bu sırada giriş tarafından enerji uygulanmaz. Burada gösterilen

sürekli çalışma durumunda, çıkış kondansatörünün çok büyük olduğu ve dolayısıyla çıkış geriliminin sabit tutulduğu varsayılmaktadır.

2.5 Cuk DC-DC Çevirici

Bulan kişinin adı ile anılan Cuk çevirici Şekil 2.9’te görülmektedir. Bu çevirici bir önceki bölümde anlatılan yükseltici-alçaltıcı çevirici devresine birbirini tamamlama ilkesi uygulanarak elde edilebilir. Alçaltıcı-yükseltici çeviriciyle benzer olarak, Cuk çevirici de giriş geriliminin ortak ucuna göre ters kutuplu çıkış gerilimi üretir. Burada, C_1 kondansatörü enerjiyi biriktirmede ve girişten çıkışa aktarmada kullanılan ana bileşendir.

Sürekli çalışmada, ortalama bobin gerilimleri V_{L1} ve V_{L2} sıfırdır. Şekil 2.9’u inceleyerek $V_{C1} = V_d + V_o$ olur. Bu nedenle V_{C1} , V_d ve V_o dan büyüktür. C_1 ’in yeterince büyük olduğunu varsayarsak, sürekli çalışmada, V_{C1} ’in, ortalama değeri V_{C1} den farkının, kondansatörün enerjiyi biriktirmesine ve girişten çıkışa taşınmasına karşın, önemsenmeyecek kadar küçük olduğunu kabul edebiliriz.



Şekil 2.9 : Cuk Çevirici

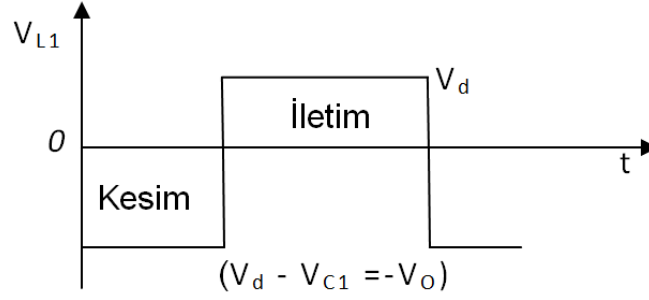
Anahtar kesimdeyken i_{L1} ve i_{L2} Bobin akımları diyot üzerinden akar. Devre, Şekil 2.9a’da gösterilmektedir. C_1 kapasitesi hem girişten hem de L_1 ’den gelen ve diyot üzerinden geçen enerji ile yüklenir. V_{C1} gerilimi V_d ’den daha yüksek olduğu için i_{L1} akımı azalır. Bu zaman aralığında L_2 ’de birikmiş olan enerji çıkışı besler. Bu nedenle, i_{L2} ’de azalmaktadır.

Anahtar iletimdeyken, V_{C1} , diyotu ters kutuplar. Bobin akımları i_{L1} ve i_{L2} Şekil 2.10-e’de görüldüğü gibi anahtar üzerinden akar. $V_{C1} > V_a$ olduğundan, C_1 kapasitesi enerjisini çıkışa ve L_2 ye aktararak anahtar üzerinden boşalır. Bu nedenle, i_{L2} artar. Girişten L_1 ’e enerji aktarıldığından i_{L1} ’de artar.

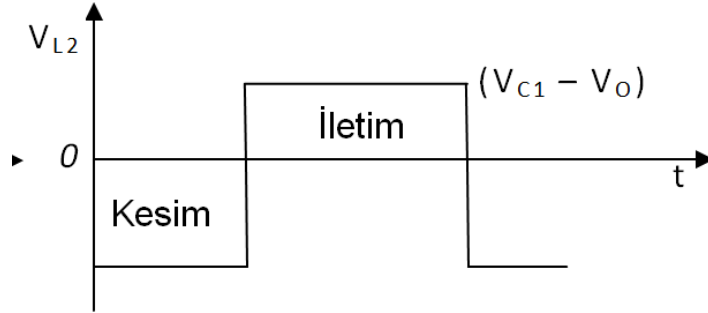
Ortalama giriş ve çıkış ilişkileri yükseltici-alçaltıcı çeviricide olanlara benzerdir.

Uygulamadaki devrelerde, kondansatör geriliminin sabit olması gerekmektedir. Bu devrenin bir üstünlüğü de, hem giriş hem de çıkış akımlarının sabit olması ve çıkış devresini besleyen akımın neredeyse dalgasız olmasıdır. i_{L1} ve i_{L2} akımlarındaki dalgalanmaları eşzamanlı olarak tamamen yok etmek mümkündür ve bu dış filtrelerin gerekliliğini azaltır. Önemli bir olumsuzluk ise, büyük dalgalı akımları taşıyabilen büyük bir C_1 kondansatörü gerekliliğidir.

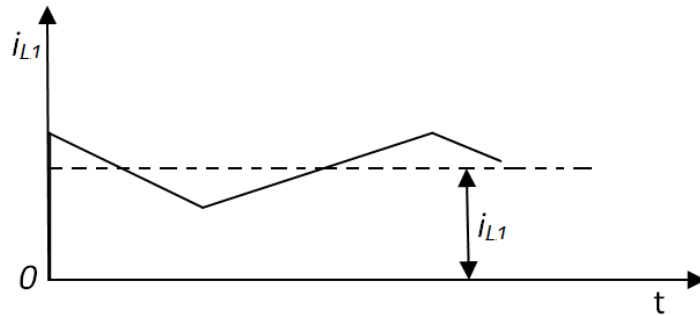
Bu çeviricinin ayrıntılı incelemesi teknik literatürde yeterince yer almasından dolayı burada ele alınmamıştır.



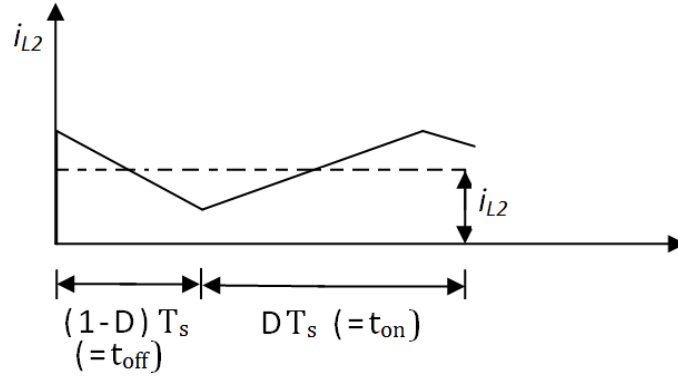
Şekil 2.10a : Cuk Çevirici V_{L1} Dalga şekli



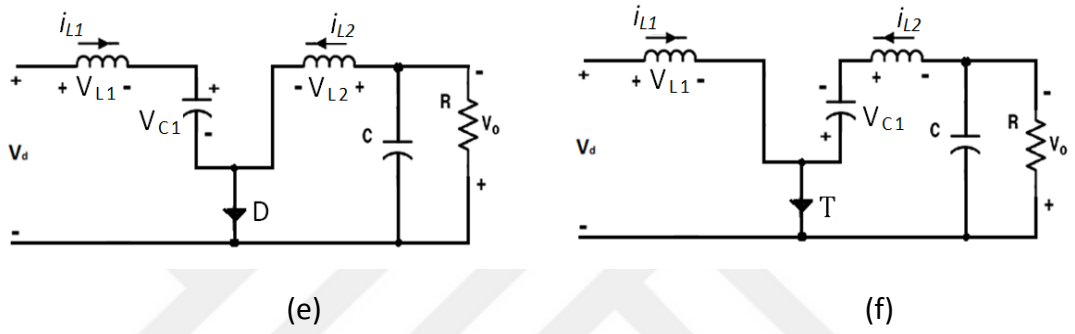
Şekil 2.10b : Cuk Çevirici V_{L2} Dalga şekli



Şekil 2.10c : Cuk Çevirici i_{L1} Dalgı şekli



Şekil 2.10d : Cuk Çevirici i_{L2} Dalgı şekli

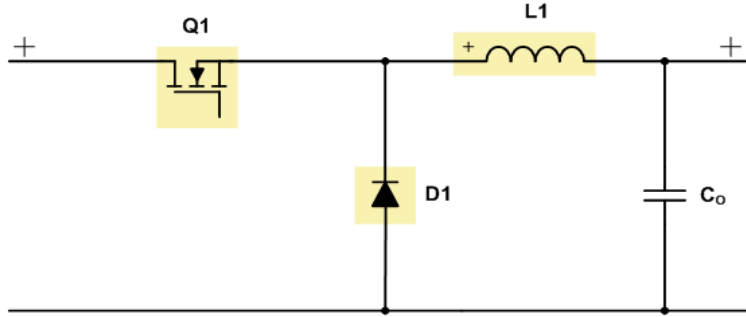


Şekil 2.10: Cuk Çevirici Dalgı şekilleri e) Anahtar iletimde f) Anahtar kesimde

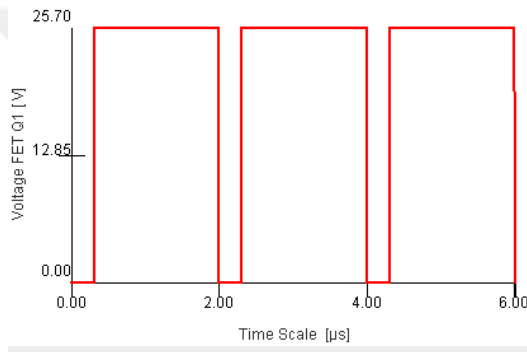
2.6 Topolojiler ve Karakteristik Eğrileri

2.6.1 Buck çevirici

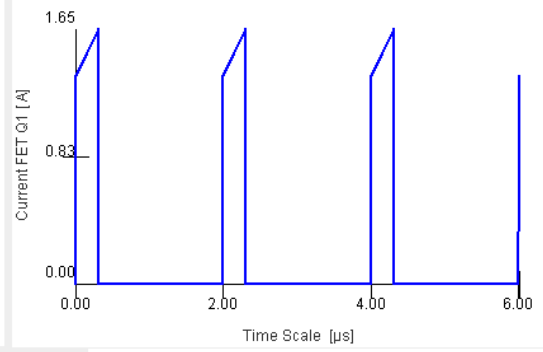
Giriş voltaj aralığı	25-45 Volt
Giriş Akımı	0,2A
Çıkış voltajı	3,3V
Çıkış akımı	1,5A
Anahtarlama frekansı	500kHz
Diyot voltajı	0,7V
Seçilen bobin değeri	22uH



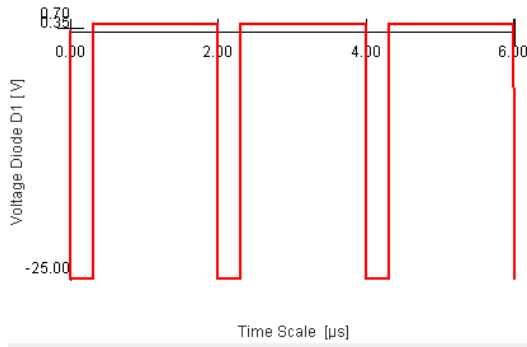
Şekil 2.11: Buck converter



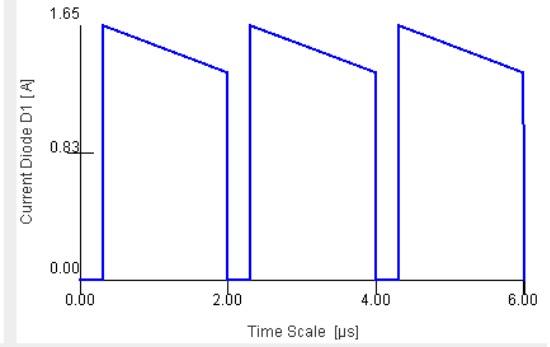
Şekil 2.11a Mosfet Gerilimi dalga şekli



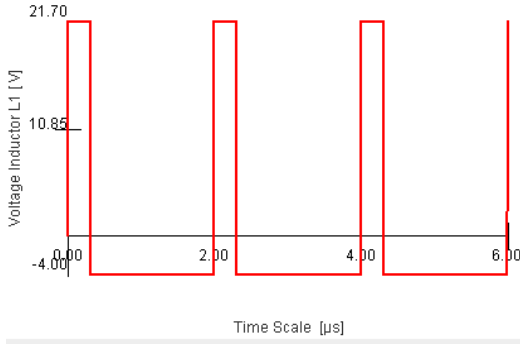
Şekil 2.11b Mosfet Akımı dalga şekli



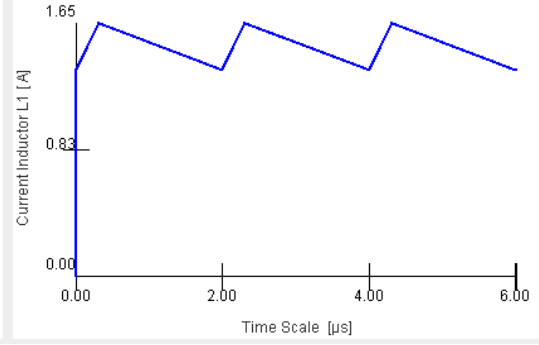
Şekil 2.11c Diyot Gerilimi dalga şekli



Şekil 2.11d Diyot Akımı dalga şekli



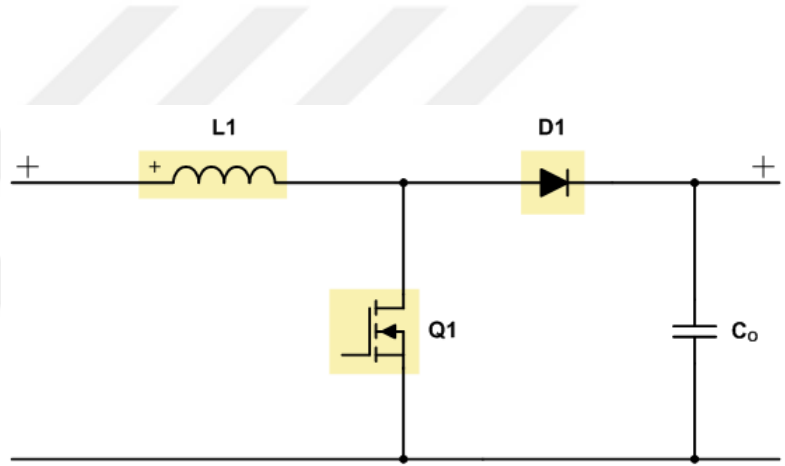
Şekil 2.11e Bobin Gerilimi dalga şekli



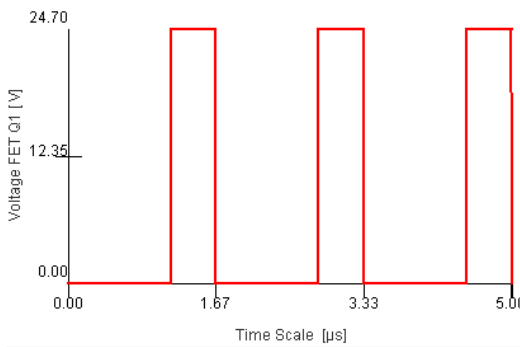
Şekil 2.11f Bobin Akımı dalga şekli

2.6.2 Boost çevirici

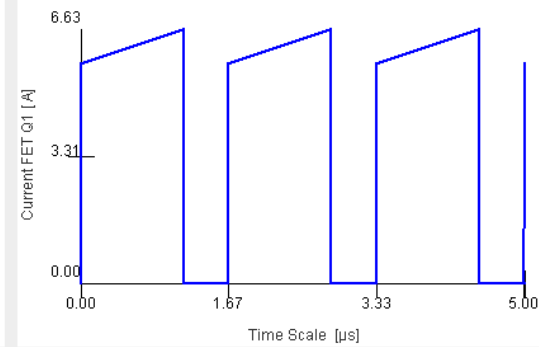
Giriş voltaj aralığı 8-14 Volt
 Giriş Akımı 6 A
 Çıkış voltajı 24 V
 Çıkış akımı 2A
 Anahtarlama frekansı 600kHz
 Diyot voltajı 0,7V
 Seçilen bobin değeri 10uH



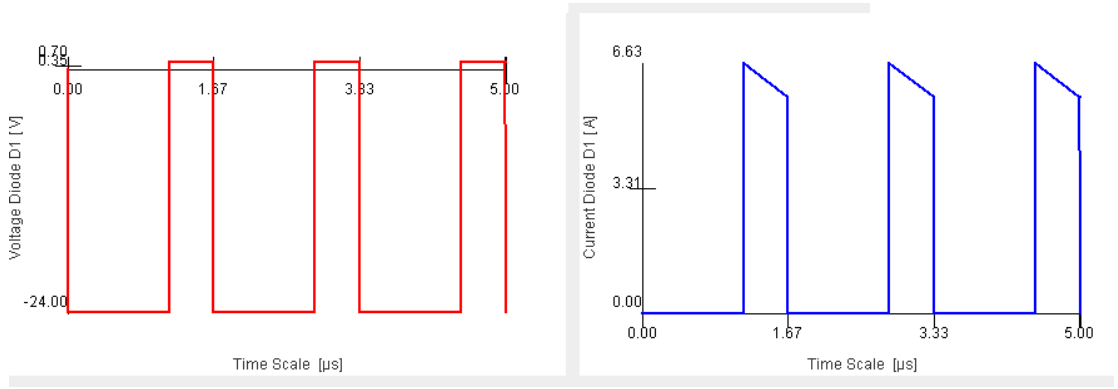
Şekil 2.12: Boost çevirici



Şekil 2.12a Mosfet Gerilimi dalga şekli

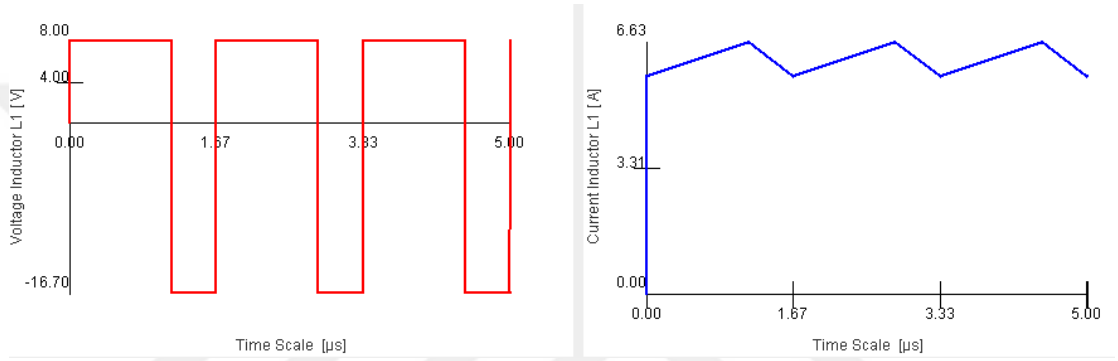


Şekil 2.12b Mosfet Akımı dalga şekli



Şekil 2.12c Diyot Gerilimi dalga şekli

Şekil 2.12d Diyot Akımı dalga şekli

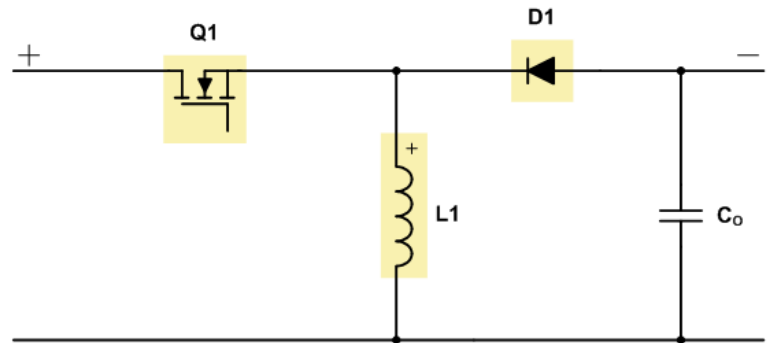


Şekil 2.12e Bobin Gerilimi dalga şekli

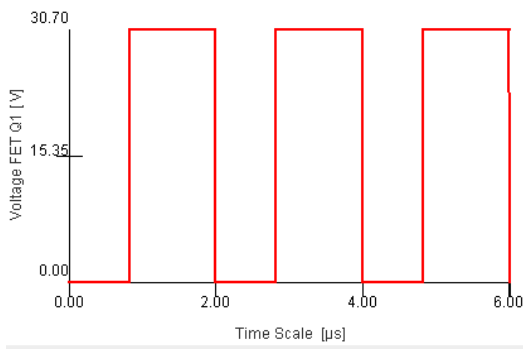
Şekil 2.12f Bobin Akımı dalga şekli

2.6.3 Buck-Boost Inverting Çevirici

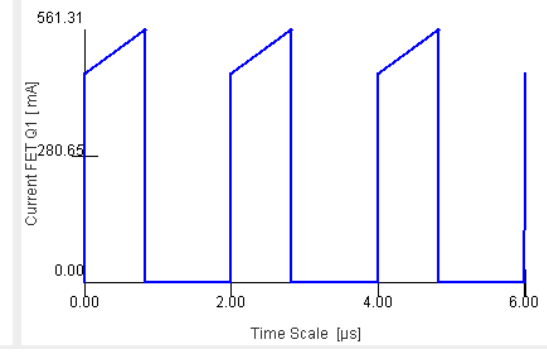
Giriş voltaj aralığı	18-30 Volt
Giriş Akımı	0,2 A
Çıkış voltajı	-12 V
Çıkış akımı	0,3 A
Anahtarlama frekansı	500kHz
Diyot voltajı	0,7V
Seçilen bobin değeri	150uH



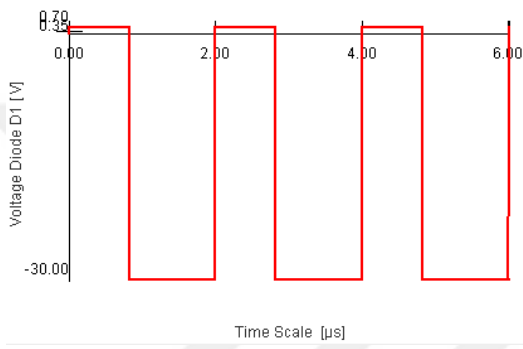
Şekil 2.13: Buck Boost inverting çevirici



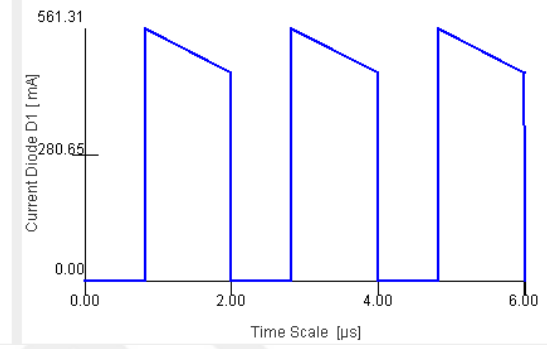
Şekil 2.13a Mosfet Gerilimi dalga şekli



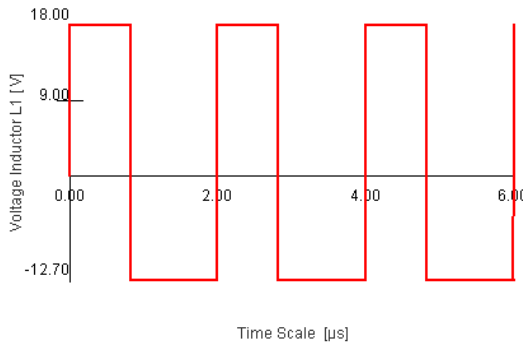
Şekil 2.13b Mosfet Akımı dalga şekli



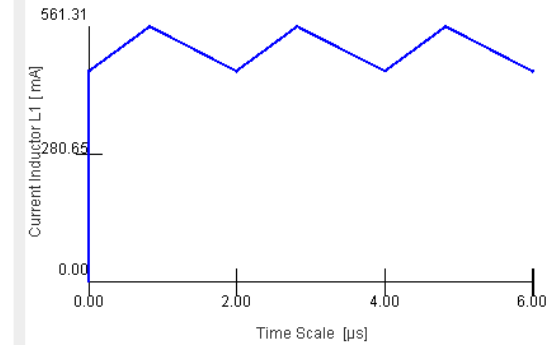
Şekil 2.13c Diyot Gerilimi dalga şekli



Şekil 2.13d Dyot Akımı dalga şekli



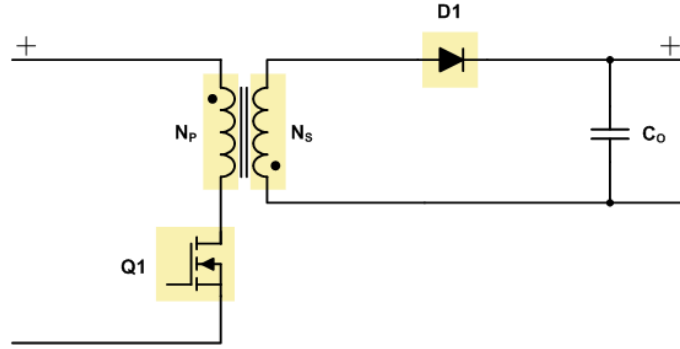
Şekil 2.13e Bobin Gerilimi dalga şekli



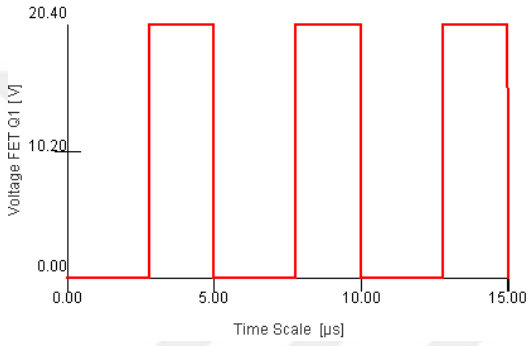
Şekil 2.13f Bobin Akımı dalga şekli

2.6.4 Flyback çevirici

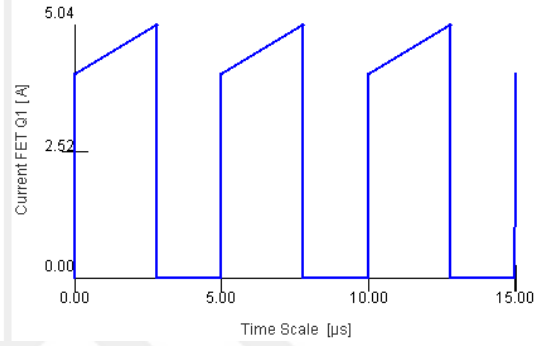
Giriş voltaj aralığı	9-36 Volt
Giriş Akımı	2,5 A
Çıkış voltajı	5 V
Çıkış akımı	4 A
Anahtarlama frekansı	200kHz
Diyot voltajı	0,7V
Seçilen bobin değeri	25uH



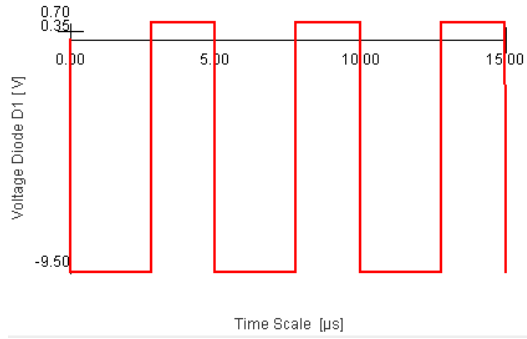
Şekil 2.14: Flyback çevirici



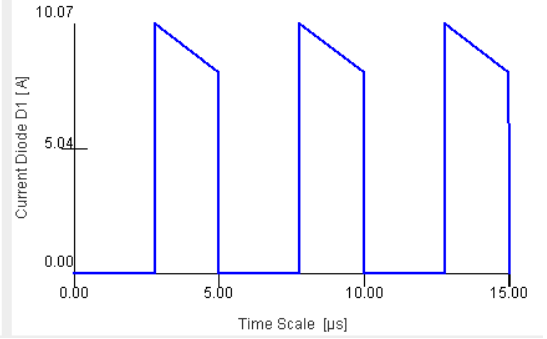
Şekil 2.14a Mosfet Gerilimi dalga şekli



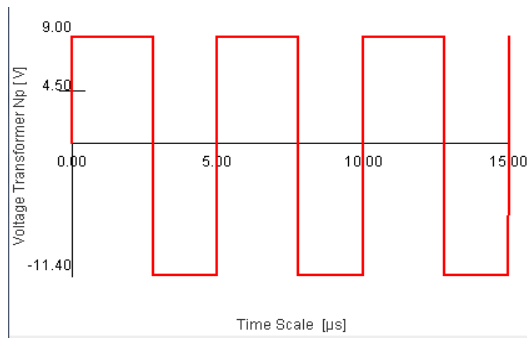
Şekil 2.14b Mosfet Akımı dalga şekli



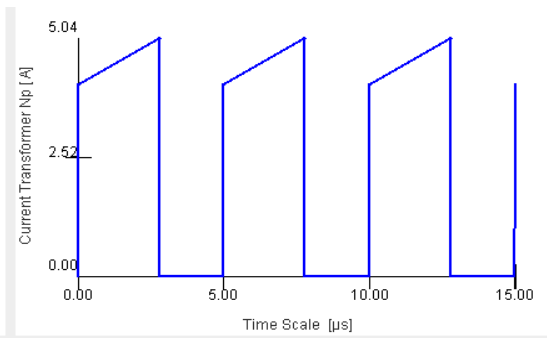
Şekil 2.14c Diyot Gerilimi dalga şekli



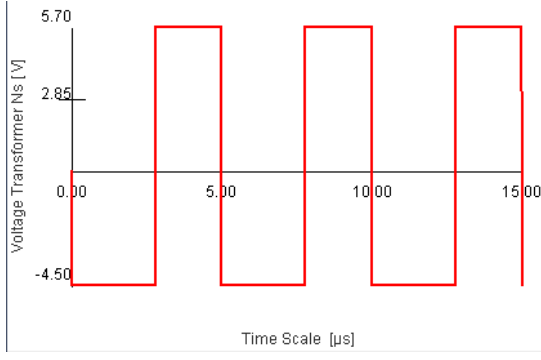
Şekil 2.14d Dyot Akımı dalga şekli



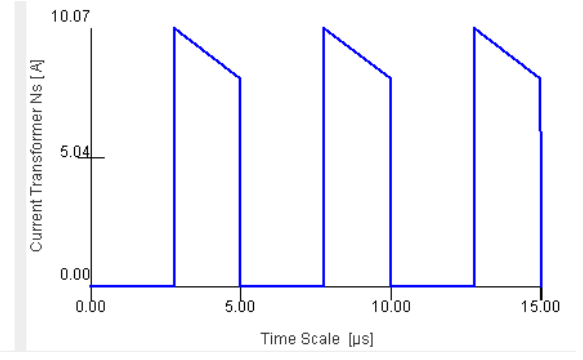
Şekil 2.14e Transformatör Primer Gerilimi dalga şekli



Şekil 2.14f Transformatör Primer Akımı dalga şekli



Şekil 2.14g Transformör Sekonder Gerilimi dalga şekli



Şekil 2.14f Transformör Sekonder Akımı dalga şekli



ÜÇÜNCÜ BÖLÜM

ANAHTARLAMALI MODDA ÇALIŞAN LABORATUVAR GÜÇ KAYNAKLARI İÇİN YARI İLETKEN SEÇİMİ VE SIFIR VOLTAJ ÇIKIŞI

Güç elektroniği sistemlerinde yarı iletken ve entegre seçimi devrenin güç kayıpları ile doğrudan ilişkilidir. Güç elektroniği tristörün icadı ile başlamış ve güç BJT'si, güç MOSFET'i, IGBT ve en son silikon karpit teknolojisi ile hızla ilerlemektedir. Yapılan araştırmalar yarı iletken üretim teknikleri, paket ve kılıf işlenmesini geliştirerek daha küçük ve dayanıklı eleman üretmeyi hedeflemektedirler. Bu bölümde doğru entegre seçimi ve yarı iletkenlerin nasıl ve hangi amaçlar için kullanılacağı anlatılmıştır.

3.1 Güç Kaynakları İçin Doğru Entegre Seçimi

Tecrübesiz birisi için güç kaynağı için entegre seçimi (IC) ve yarı iletkenlerin kullanımı ve seçimi zor bir görev olabilir. Güç kaynağı tasarımcıları için temel düzeyde entegre ve yarı iletken süreci ve kriterleri ele alınacaktır. İlk olarak güç kaynakları için entegrelere (IC) niçin ihtiyaç duyulduğu incelenmiştir. Tasarımcıların en çok karşılaştıkları güç kaynağı devreleri için seçimin nasıl yapılacağı önem arz eder. Bu devreler; lineer güç kaynakları, anahtarlamalı güç kaynakları ve şarj devreleridir. Tezde uygulama notları ile gelişmiş güç kaynakları örneklemeleri ile bağlantılar kurulmaktadır. 0-30 Volt 0-3Amper tam anahtarlamalı ayarlı laboratuvar güç kaynağı uygulamasında 6585DE entegresi seçilmiş ve buck cevirci için 2576HV Adj entegresi kullanılmıştır. 6585DE entegresinin ve 2576HV ADJ entegre yapıları giriş bölümünde anlatılmıştır.

Firmaların ürettikleri bütün güç kaynağı entegrelerinin başlıca amaçları devreler de regülasyonu sağlamaktır. Entegrelerin temel görevi regüle edilmemiş (düzensiz)giriş voltajını alarak, regüle edilmiş (düzenlenmiş) bir çıkış voltajı sağlamak ve değişken giriş gerilimlerine göre sabit bir çıkış voltajı sağlamaktır. Bunu sağlayan iki tip regülatör vardır, bunlar lineer ve anahtarlamalı mod çalışan

regülatörlerdir. Farklı bir uygulama da pil şarj devreleridir. Şarj devrelerinde çıkışın regüle edilmediği durumlar da mevcuttur.

Devreleri regüle edilmiş sinyalden örneğin pil veya akü grubundan veya DC kaynaktan sinüsoydal veya kare dalga üretmek için de tasarlanabilir. Ya da DC sinyali yükseltip alçaltılabilir. Bu durumda entegrenin fonksiyonu çıkış voltajını değiştirmek için mutlaka voltaj düzenlemesi olmadan başka bir gerilim seviyesine çekilmelidir.

Devreleri beslemek için en ideal ve kolay durum, bir akü grubu ya da pil grubu kullanmaktır. Bu kolay yaklaşımın da kendine göre sorunları vardır. Birincisi pilin ve akünün ömrü ikincisi de devreleri sadece belirli gerilim değerleri için besleme yapılabilir.

Regülatör olmadan devreye güç vermek denenebilir ve bazı uygulamalarda yeterlidir. Örneğin taşınabilir bir alet doğrudan pilden beslenebilir. Ancak bu yaklaşım problemlere yol açabilir. Taşınabilir alettaki devre büyük olasılıkla sadece dar bir gerilim aralığında düzgün çalışabilir. Bu özellikle mikro işlemciler ve hafıza için yüksek hız ihtiyacı söz konusuysa geçerlidir. Mikro işlemciler, bellekler ve diğer devre elemanları için pilin çalıştığı gerilim aralığı kabul edilebilir seviyenin üzerindedir. Bir regülatör eklenmesi sizin devre elemanınızın uygun gerilimi aldığını garanti altına alır.

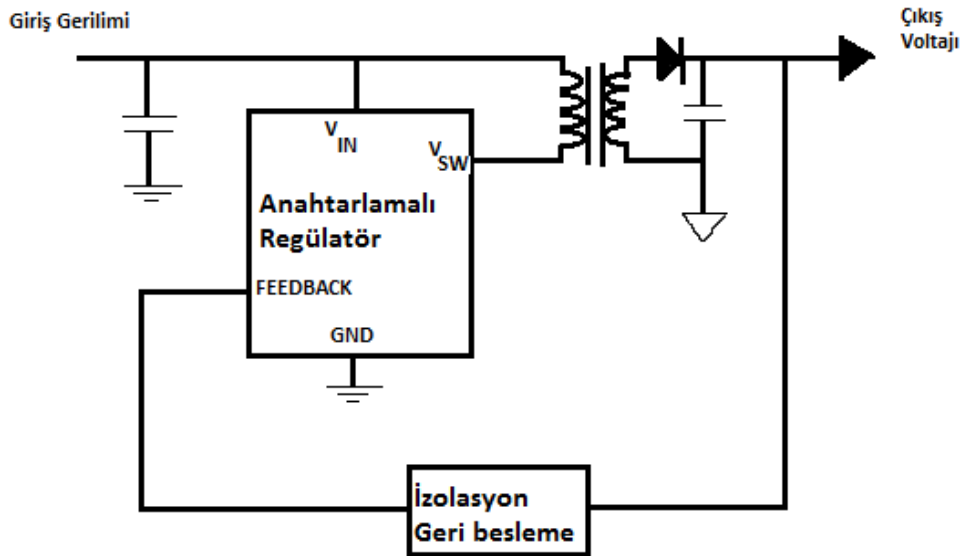
Eğer bir regülatör kullanılmazsa pilin iç direnci de bir problem yaratabilir. Bu zorluk taşınabilir cihazdaki devre elemanının genellikle değişen seviyelerde besleme akımı talep etmesinden kaynaklanmaktadır. Bu değişen akım pilden çekildiği zaman pilin iç direnci sebebiyle değişen pil voltajı yaratır. Devre elemanının bir kısmı bu pil voltajı değişimine karşı gelebilir (diğer bir deyişle devrenin bir çok elemanının güç kaynağı reddetme oranı bu voltaj değişimlerini reddetmek için yeterli olmayabilir.). Bu problemi aşmak için, bir regülatör bu değişen yük akımına rağmen istikrarlı bir çıkış gerilimi sağlar. Regülatör bu istikrarlı voltajı sağlar çünkü aktif devre parçaları pilin seri dirençlerinden önemli ölçüde daha az çıkış direncine sahiptir. Bunu regülatör olmadan yapmak değişen giriş gerilimi veya çıkış akımına karşın regülatörün sağladığı istikrarlı voltajın gerekliliğini vurgulamaktadır. Çoğu durumda anahtarlama ve lineer regülatör regüle edilmiş veya edilmemiş şarj pompası

ile birlikte ilave bir amaca da hizmet etmektedir. Onları besleyen voltajdan farklı büyüklüklerde voltaj üretebilir. Bu ifade DC-DC dönüştürücüye tekabül etmektedir.

Teknik olarak ifade etmek gerekirse üç tip güç kaynağı entegrasyonu normalde anahtarlama regülatörleri için kullanılsa da temelde DC-DC dönüştürücüler için tasarlanır.

Voltaj seviyeleri dönüşümünde sınırlı olsa da bir lineer regülatör sadece kendini besleyen voltajdan düşük voltaj üretmektedir. Çok yönlü olan anahtarlama regülatörü besleme voltajını artırabilir (boost), azaltabilir (buck) veya dönüştürebilir. Şarj pompaları bu üç fonksiyonun aynısını yerine getirebilir fakat sınırlı çıkış akımı sağlayabilir.

Entegreli güç kaynakları kendini besleyen gerilimden daha farklı büyüklüklerde gerilim ürettikleri fikrinin istisnaları sıklıkla transformatör bağlanmış dönüştürücülerde bulunabilir. Çıkış gerilimi giriş gerilime eşit transformatör bağlanmış dönüştürücü görmek mümkündür. Şekil 3.1'de devrenin şekli mevcuttur. Çoğu durumda bu yönde yapılandırılmış dönüştürücünün tek amacı dönüştürücüye sağlanan giriş gerilimi ile dönüştürücü tarafından yaratılan çıkış gerilimi arasında bir DC bağlantıyı koruyan izolasyon sağlamaktır.



Şekil 3.1: Transformatörlere bağlı anahtarlama regülatör devresi

Bu transformatörlere bağlı anahtarlama regülatör devresi giriş voltajını çıkış voltajından izole eder. Güç kaynağı tasarımcıları genellikle devrenin çıkışına regülatörün geri besleme pininden izole etmek için optokuplör kullanır.

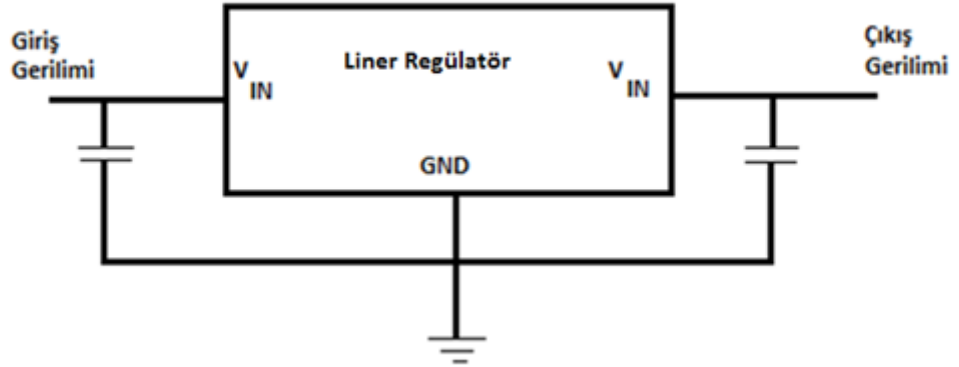
İzolasyon genellikle güvenlik sebepleri ile kullanılır. Elektrotlar aracılığıyla bağlanmış devre elemanları için güç örneğin şok riskine karşı korunmak için duvar fişinden elde edilen güçten izole edilmektedir.

Neredeyse tüm tüketici elektroniği ürünleri AC linneyi yük devrelerinden izole eder.

Anahtarlama güç kaynakları ve şarj pompalarının açıklamaları tasarım bölümünde açıklanacaktır.

3.2 Lineer Regülatörler

Liner regülatörler birçok çeşit güç kaynakları arasında en basit, en ucuz ve her zaman en az gürültülü olandır. (Bkz Şekil 3.2) Özellikle de bir lineer regülatör devresi büyük olasılıkla diğer çeşitli güç kaynakları üzerinde inşa edilen devrelerden ilk seferde daha doğru çalışabilir.



Şekil 3.2: Lineer regülatör modeli

Bir lineer regülatör besleme gerilimini en az sayıda eleman ile birlikte hem düşürür hem de regüle eder. Çünkü devreler hiçbir anahtarlama elemanı içermez ve çok az gürültü çıkarır. Ayrıca lineer regülatörlerin PCB modeli anahtarlama regülatörleri ve şarj pompasından daha az önemlidir.

3.3 Neden lineer regülatörlerden başka IC güç kaynakları kullanılır?

Birinci sebep: lineer regülatör sadece giriş voltajından daha küçük çıkış voltajı sağlayabilir. Yukarıda bahsedildiği üzere eğer giriş voltajından daha büyük bir voltaj veya zıt polarite yaratmak isteniyorsa anahtarlama regülatörü ve şarj pompası kullanmaktan başka bir seçenek yoktur.

Diğer sebep: Bir voltajı diğerine çevirmek her zaman güç kayıplarına yol açar. Regülatörde güç kayıplarının olmadığı ideal bir durum verimin %100 olmasıdır. Bu da pratikte günümüz teknolojileri için imkansızdır. Eğer regülatöre sağlanan gücün yarısı regülatörün yükünde yani kendi devre elemanlarında harcanıyorsa, verim %50 olabilir.

Bir lineer regülatör genellikle bir anahtarlama güç kaynağından daha az etkindir. Lineer regülatörün verimini çıkış voltajını giriş voltajına bölerek hesaplayabilirsiniz. (Bu formül eğer regülatörü besleyen akım regülatörün besleme veya çalışma akımı regülatörün çıkışından çekilen akımın küçük bir oranıysa ki çoğu durumda böyledir ve yeterince doğrudur.). Sonuç olarak lineer regülatörü besleyen kaynağın gerilimi regülatörün çıkış voltajına yakın ise verimi yüksektir, bu durumda lineer regülatörler gelecekte anahtarlama regülatöründen daha iyi bir tercih olabilir.

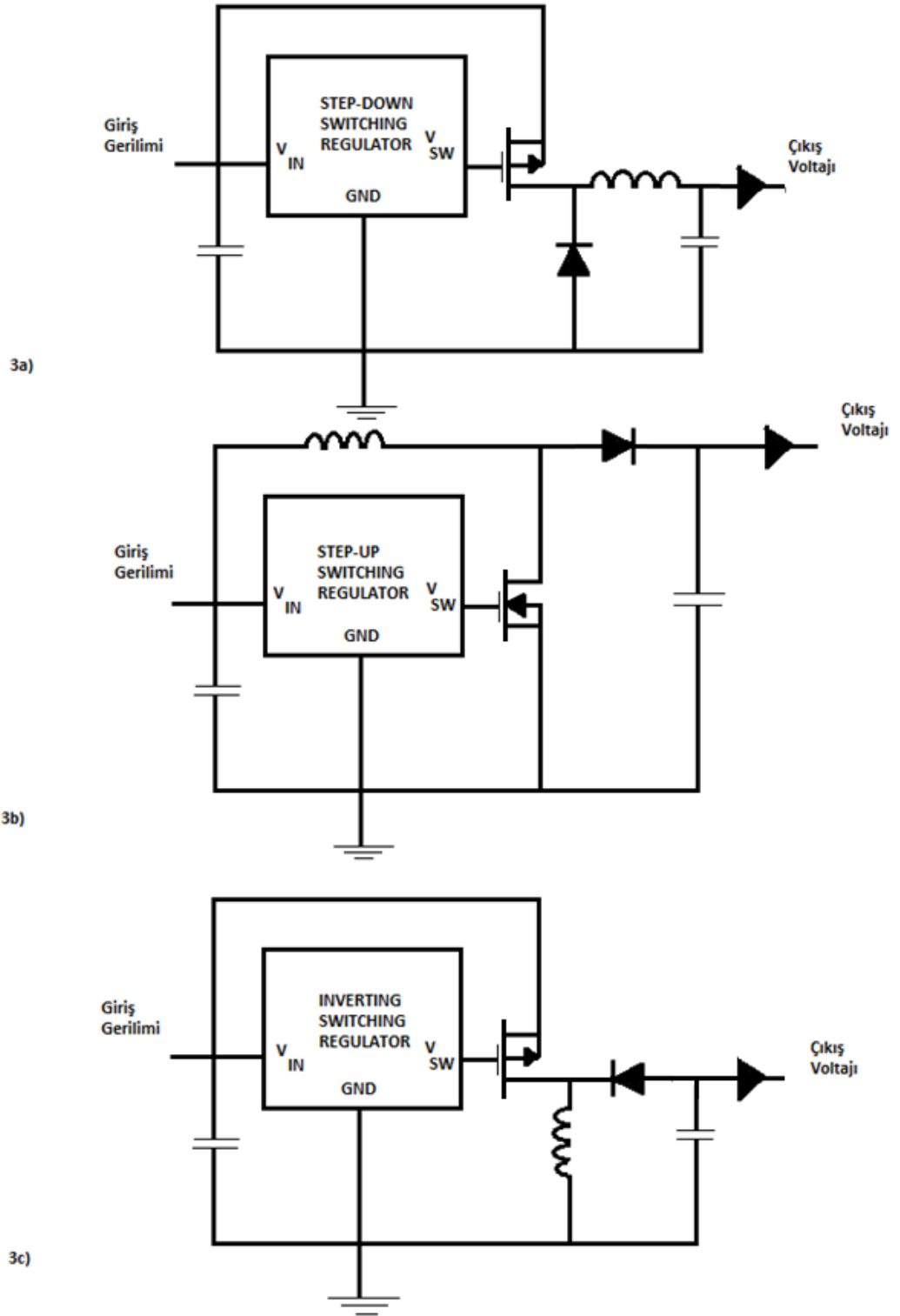
Yüksek verimli regülatör daha az güç israfı daha uzun pil ömrü ile sonuçlandığından taşınabilir bir cihazda belirgin bir avantaja sahiptir. Güç kaybı genelde ısı olarak yayılır. Sonuçta yüksek verimli güç kaynağı taşınabilir cihazlarda olduğu gibi şebekeden beslenen cihazlarla da kullanılmaktadır. Sıcaklığın her iki durumda da da tolere edilebilir bir seviyeye indirilmesi gereklidir.

3.4 Anahtarlama Regülatörler (Switch mode güç kaynakları)

Anahtarlama regülatörleri lineer regülatörlerin hiçbir avantajına sahip değildir. Anahtarlama regülatörleri daha fazla devre alanını kaplar (belki lineer regülatörün güç kaybını yok etmek için soğutucuya ihtiyaç duyduğu durumlar hariç), daha pahalıya gelir ve lineer güç kaynaklarına göre daha fazla gürültü yaratır. Ancak yıllardır anahtarlama regülatörler güç kaynağı tasarlayanlar arasında oldukça popülerdir. Nedeni ise bu devreler giriş voltajı ve yük akımının birçok kombinasyonu ile karşılaştığında mükemmel bir verim ortaya çıkarır (Buck çeviricilerde genel olarak daha etkin olmakla birlikte hem buck hem boost devrelerinde verim %90'e

varan seviyelerdedir). Ayrıca voltajı artırmaya, azaltmaya veya tersine çevirmeye ihtiyaç varsa anahtarlama regülatörlerinin yaklaşık olarak 125mA üzeri yük akımlarında bu işlevleri gerçekleştirmeye yetkin tek araç olacağı görülecektir. Bu işlevler için şarj pompası kullanılabilir ancak bu aletlerin izin verdiği yük akımı sınırlıdır. Çok az şarj pompası birkaç yüz mili amper sağlayabilmesine rağmen 125mA seviyesinin üzerinde yük akımını kullanmak için şarj pompasına bu büyüklükte anahtarlar yapmak oldukça pahalıdır.

Anahtarlama regülatörleri bir endüktör ile birlikte kullanıldığında bir voltajı diğerine etkin bir şekilde dönüştüren bir güç transistörünü anahtarlama olarak adlandırılır. (Bkz Şekil 3.3) Bu güç transistörleri anahtarlama sırasında hızlı bir şekilde regülatörün etkinliğini artırdığından bunu çok çabuk bir şekilde yapar. Dönüşümde olmadığına güç transistörünün güç kaybını ilk olarak düşünmemiz gerekir. Transistör kesimdeyken üzerinde bir gerilim görülür fakat hiçbir akım içinden akmaz böylelikle güç kaybı olmaz. Transistör iletimdeyken içinden kayda değer bir akım akarken üzerinde küçük bir gerilim gözükür, böylece gücün küçük bir kısmı kaybolur. Güç transistörü kesim durumdan aktif duruma geçerken veya tam tersi durumdayken transistör içinden akım akarken üzerinde gerilim gözükür ve sonuçta kayda değer bir güç kaybı yaşanabilir. Anahtarlama sürecini hızlandırmak bu geçiş kayıplarını azaltır.



Şekil 3.3: Anahtarlı regülatörleri (a) Alçaltıcı (buck), (b) Yükseltici (boost) veya (c) Ters Çevirici (inverting)

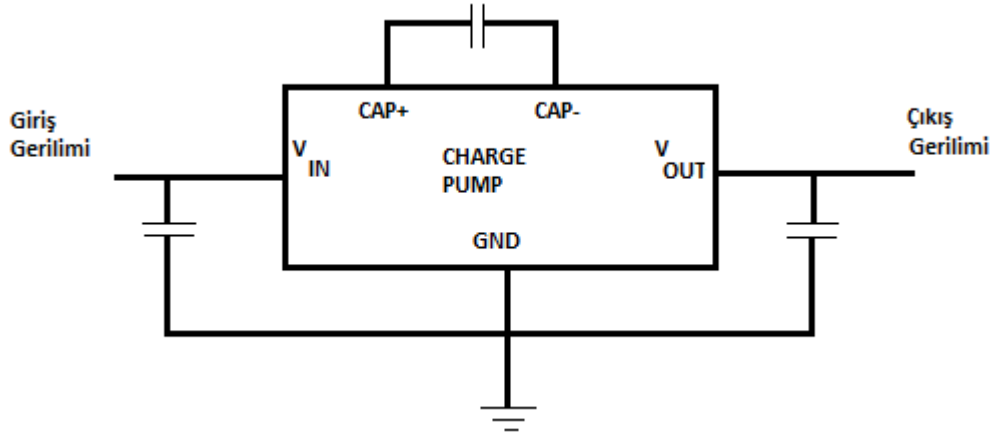
Anahtarlama regülatörleri kendini besleyen voltajı azaltabilir (buck), artırabilir (boost) veya tersine çevirebilir. Bu üç tip anahtarlama regülatörleri için belirtilmiş harici transistör sürücüsü yük akımları için belirlendiğinde genellikle anahtarlama regülatörünün içinde yer alır.

Bu hızlı geçişler devrede genellikle akan yüklü akım ile birlikte devre PCB tasarımını doğrudan etkiler. Çünkü anahtarlama reglatörü devresi iyi düşünülmüş bir tasarım gerektirmekte olup bu sebeple IC anahtarlama regülatörüne ekstra elemanlar doğru bir şekilde belirlenmelidir ve birçok farklı güç kaynağı arasında anahtarlama regülatörü en çok dikkat gerektiren tasarıma ihtiyaç duyar. Neyse ki bu probleme yönelik bir yol bulunmaktadır. Bunlar kit şeklinde hazırlanmış ve firmaların piyasaya sürdüğü güç entegreleridir. Bu entegreler güç kaynağının çalışma tasarımını göstermektedir ve çoğu durumda herhangi devre pcbsi üzerine adapte edilebilir. Ayrıca birçok farklı harici parça için birçok kaynak veri listesinde sıralanmaktadır. Hangi harici elemanın kullanılacağı kararı zaten belirlenmiş ve herhangi IC anahtarlama regülatörü ile iyi çalışma kapasitesine sahip ve birçok sürücü arasından seçilmesi kolaydır.

3.5 Şarj Pompaları

Şarj pompaları burada tartışılan üç tip güç kaynağı arasında en az bilinendir. Bu aletler anahtarlama regülatörleri ile aynı fonksiyonu gerçekleştirmekte fakat endüktör olmaksızın bu işi yapmaktadırlar. Buna karşılık şarj pompaları kendilerini besleyen voltajı azaltmak artırmak ya da tersine çevirmek için kapasitör kullanmaktadır. (Bkz Şekil 3.4)

Anahtarlama regülatörleri gibi şarj pompaları voltajı azaltabilir, artırabilir, tersine çevirebilir fakat bu fonksiyonları yerine getirmek için endüktör yerine kapasitör kullanır. Çoğu durumda şarj pompaları anahtarlama regülatörlerine göre düşük çıkış akımı ile baş edebilir. Topolojileri biraz değişmesine rağmen burada gösterilen devre artırma, azaltma ya da tersine çevirme yapmasına bakılmaksızın hem düzenlenmiş hem de düzenlenmemiş şarj pompalarını temsil etmektedir.



Şekil 3.4: Şarj pompası modellemesi

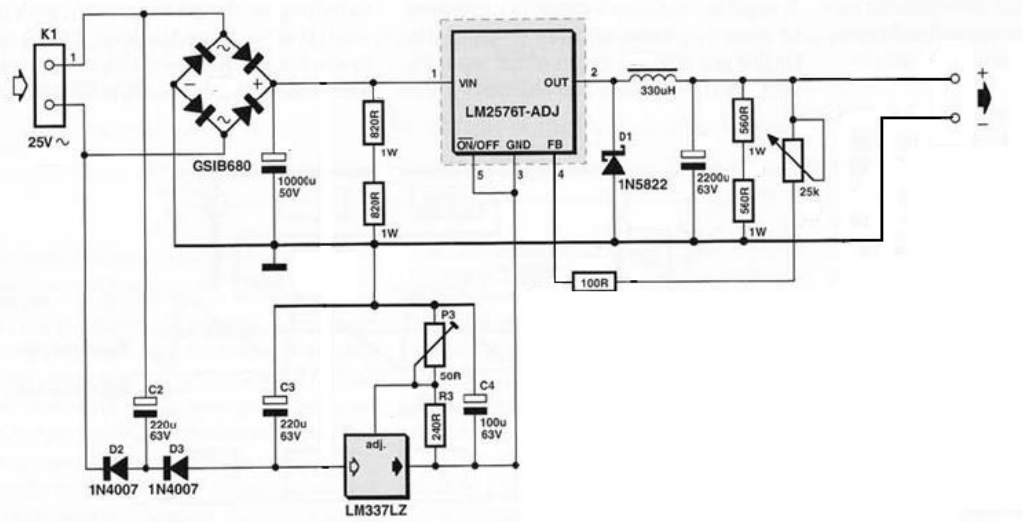
Şarj pompaları regüle edilmiş ve regüle edilmemiş çıkış ile birlikte anılmaktadır. Regülasyonlu şarj pompaları ile birlikte çıkışına bağlı devre daha fazla akım çekeceğinden çıkış voltajı belli bir oranda düşer. Şarj pompasının çıkış direnci sonuç olarak temelde sabit bir dirençtir. Regülasyonlu şarj pompaları tersine çevirme modundayken cihazı besleyen voltaja eşit fakat zıt polaritede bir çıkış voltajı sağlar. Yük akımı arttıkça öncesinde bahsedildiği üzere bu voltajın büyüklüğü düşer. İki katına çıkarma modunda kullanılırken bu şarj pompaları uygulanan voltajı tam olarak iki katına çıkarır ve de çıkış voltajı yük akımı arttıkça düşer.

Regülasyonlu şarj pompaları uygulanan gerilimi artırabilir, azaltabilir ya da tersine çevirebilir. Regülasyonsuz şarj pompalarının tersine bu aletler bütünüyle kendini besleyen voltaja bağlı çıkış voltajı sağlamazlar. Dolayısıyla bu aletler örneğin 3,3V girişten 5V çıkış üretebilirler. Ayrıca regüleli olduklarından çıkış akımı arttıkça çıkış voltajı neredeyse aynı kalır. Yukarıda bahsedildiği üzere bu aletlerden çekilebilecek akım miktarı regülasyonsuz şarj pompalarında olduğu gibi sınırlıdır, çok azı birkaç yüz miliamper ile başa çıkabilse de üst ucu 125mA civarındadır. Geniş yük akımı sağlayan şarj pompaları yapmak ekonomik değildir. Onun yerine bu durum için endüktör temelli anahtarlama regülatörleri daha iyi uymaktadır.

Bir şarj pompası ona bağlı kapasitörü anahtarlar ve bu sonuçta gürültü yaratır. Birkaç sebeple bu gürültü anahtarlama regülatörlerinin gürültüsünden daha düşük seviyededir. İlk olarak yük akımları daha düşüktür. Ayrıca bu devreler endüktör içermediğinden hiçbir manyetik gürültü yaratmaz. Son olarak bir şarj pompası endüktörden geçen akımı kestiğinde bir gerilim sıçraması oluşmaz. Endüktörden

geçen akımı kesen anahtarlama regülatörleri genellikle gerilim sıçraması yaratmaktadır. Şarj pompası veri listesi şarj pompası kullanılırken seçilmesi gereken sadece harici parçaların bilgisini size vermektedir: şöyle ki kapasitörler değerlendirmede şarj pompaları için entegreleri o kadar gerekli olmamasına ve daha az bulunmasına rağmen, tıpkı anahtarlama regülatörleri değerlendirme entegreleri gibi bir parçanın belli bir uygulamaya uygunluğunu belirleme noktasında hızlı bir yol sağlamaktadır.

3.6 Anahtarlama mod güç kaynakları entegre çıkışlarını 0 volt seviyesine indirmek



Şekil 3.5 Lm2576 için çıkış voltajını 0'a düşürebilen devre şeması

Anahtarlama mod çalışan bir çok entegrenin çıkışı normalde gerilimi referans gerilimlerinin altına inmez, bu da yaklaşık 1.2V civarındadır. Piyasada en çok kullanılan Lm2576 entegresini ele alırsak referans gerilimi 1,23 voltur. Bu regülatör entegrenin 4. Bacağındaki voltajı 1.23V referansını karşılaştırarak çalışır. Fark sinyalini güçlendirerek testere dişi dalga formu ile karşılaştırır. Testere dişi her anahtarlama döngüsünün başlangıcında sıfıra gider. Aynı zamanda güç anahtarı kapalıysa yine testere dişi sinyali sıfıra gider. Testere dişi sinyalinin anlık değerini aştığı zaman güç anahtarı açılır ve sonraki anahtarlama döngüsünün başlangıcına kadar açık kalır [6]. Sonuç olarak çıkış voltajı regüle edilir.

Negatif yardımcı voltaj V_{out} değerini sıfıra çekmek için kullanılır. Şekil 3.5'te D_2 , AC girişin pozitif alternansında ilettime geçer ve C_2 yi şarj eder. AC sinyalin negatif alternansı geldiğinde D_2 kesime gider ve C_2 , C_3 ten daha yüksek bir gerilime şarj olduğundan D_3 ilettime geçer. C_2 kondansatörü C_3 üzerinden deşarj olur, bu da C_3 ü toprakla ters ilişkili bir gerilime şarj olmasına neden olur. Bu gerilim Lm337 liner regülatörü ile dengelenir. P_3 LM2576'nın Gnd ucuna toprağa göre negatif bir gerilim ayarlaması yapar. Buda Gnd Ucunu -1.23V yapar. Çıkış voltajı V_{out} Gnd referansında iken bu dengeleme sadece entegredeki regülatör devresini etkiler. Bu hile V_{out} un 0'a düşmesine olanak sağlar.

3.7 Anahtarlamalı Modda Çalışan Laboratuvar Güç Kaynakları İçin Yarı İletken Seçimi

Güç anahtarı fonksiyonu için hangi yarı iletken teknolojisinin kullanılacağı, maliyeti, maksimum çıkış gerilimi ve çıkış akımı, frekansı ve soğutucu gibi birçok faktörden etkilenmektedir[7]. Her teknoloji tasarım aşamasında ele alınması gereken kendine özgü özelliklere sahiptir.

Üç temel güç anahtarı seçimi bulunmaktadır: BJT transistörleri (bipolar jonksiyon transistör), Güç MOSFET'leri ve izole edilmiş kapılı iki kutuplu transistör yani IGBT'lerdir. (Insulated gate bipolar transistor). BJT transistörler bu alanda kullanılan ilk güç anahtarıydı ve şu anda dahi diğerleri karşısında birçok maliyet avantajı taşımaktadır. Hala çok düşük maliyet için veya yüksek güç anahtarlama dönüştürücülerde kullanılmaktadır. Bipolar transistörlerin çalışmasında maksimum frekans anahtarlama özelliklerinin bazılarında dolayı 80-100kHz'den azdır. [8] IGBT yüksek güç anahtarlama dönüştürücülerinde kullanılmakta ve birçok BJT uygulamasının yerini almaktadır. Her ne kadar kimi IGBT'ler 100kHz'e ulaşsa bile bunların da çalışma frekanslarını 30kHz'in aşağısında sınırlayan daha yavaş anahtarlama özellikleri bulunmaktadır. IGBT'ler aynı derecedeki güç MOSFET'lerinden daha az ölü alanlara sahiptir ve bu da daha düşük maliyet anlamına gelmektedir. Güç MOSFET'leri uygulamaların çoğunluğunda kullanım kolaylığı ve yüksek frekans yetenekleri tercih edilmektedir. Bu teknolojilerin her biri aşağıda gözden geçirilmektedir.

3.8 Bipolar Güç Transistörleri (BJT)

BJT akımla çalışan bir yarı iletkenidir. Bunun anlamı base akımı kollektörden çekilen akımla orantılıdır. Bu yüzden $I_b > I_c / h_{FE}$ [9] durumunun sağlanması gerekmektedir.

Güç transistörlerinde yüksek kollektör akımında sergilenen ortalama kazanç (h_{FE}) 5 ve 20 arasındadır [10]. Bu eğer base sürücü devresi uygun bir şekilde tasarlanmazsa yüksek base sürücü kaybı yaratmaktadır. Anahtarlama süresi kısa bile tutulsa yüksek güç kayıplarına neden olmaktadır.

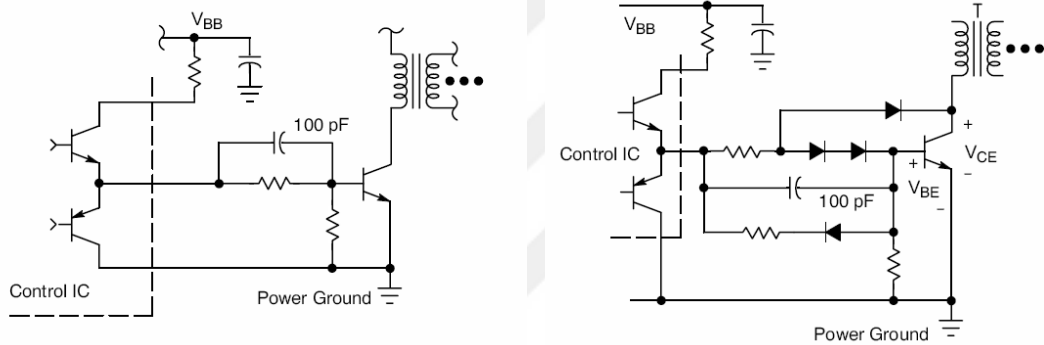
Eğer mümkünse 0,7 volta yakın bir iletim (gate drive voltage) gerilimi oluşturulması gerekmektedir[11]. Bu base sürücü voltajını gerekli base akımında base tarafından istenilen seviyeye düşürerek oluşturulan herhangi bir kaybı azaltmak için kullanılır.

Göz önünde bulundurulacak ikinci durum geçişinin transistörün kesim süresinde kollektör tarafından sağlanan depolama zamanıdır. Base aşırı sürüldüğünde veya base akımının gerekenden yüksek olduğu durumlarda kollektör akımının düşmesine engel olmak için, kollektör akımının kesimde olduğu durumda base akımına bağlı olarak 0,3-2s gecikme olur[12].

Her ne kadar transistör doyumdayken zaman kaybı açısından önemli bir sorun olmasa da bu durum bir anahtarlama güç kaynağının maksimum anahtarlama frekansını önemli ölçüde sınırlandırmaktadır[13]. Transistörün doyum zamanını azaltan ve anahtarlama süresini artıran iki yöntem bulunmaktadır. İlki base akımını sınırlandıran dirence paralel bağlanan (Şekil 3.6a) değeri 100pF civarında olan bir hızlı çalışan bir base kondansatörüdür. İkincisi orantılı base sürücü devresi kullanmaktır (Bkz Şekil 3.6-b). Bu devreler de gereken base akım miktarı, sürücü devresi tarafından kollektör-base akım dengesi sağlanarak oluşturulmaktadır.

BJT'ler ile ilgili göz önünde bulundurulması gereken son durum aşırı kırılma gerilimidir. Bu olay basein kesime gitmesinde zorluk çıkartır ve dolayısıyla transistörün kollektör akımının durmasına engel olur yani akım geçişi devam eder.

Transistörün kesime gittiği durumda endüktif yük tarafından kollektörden ters bir akım geçmesi için zorlar[14]. Bu durumda kesim anında bölgesel aşırı ısınmalara neden olur. Ani akım yükselmesi çok fazla ise bu durum BJT nin kısa devre olmasına sebep olabilir veya oluşan ısı düşük değerde ise Bjt'nin bozulması ileriki zamanlarda olur. Bu da arızanın bulunup yapıldıktan sonra sürekli tekrarlanmasına sebep olur. Endüktif yük kollektöre bağlandığı zaman akımın yüklenmesi her zaman vardır. Turn on –Clock akım mode kontrol devreleri ile hızlı anahtarlama yapılırsa Bjt'nin ikinci kırılma noktası problemi büyük oranda azaltır. Bu da devreyi daha güvenli hale getirir.



a) Temel base sürücü devresi

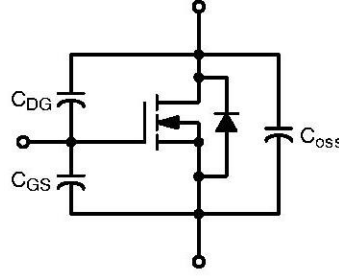
b) Uygunlaştırılmış base sürücü devresi

Şekil3.6 : BJT Sürücü

3.9 Güç Mosfetleri

Güç MOSFET'leri anahtarlama mod çalışan ve senkronize regülasyon sağlanan devrelerde popüler bir tercihtir. Bunlar görünürde kullanım olarak BJTlerden daha kolaydır fakat mosfetlerin bazı karmaşıklıkları bulunmaktadır.

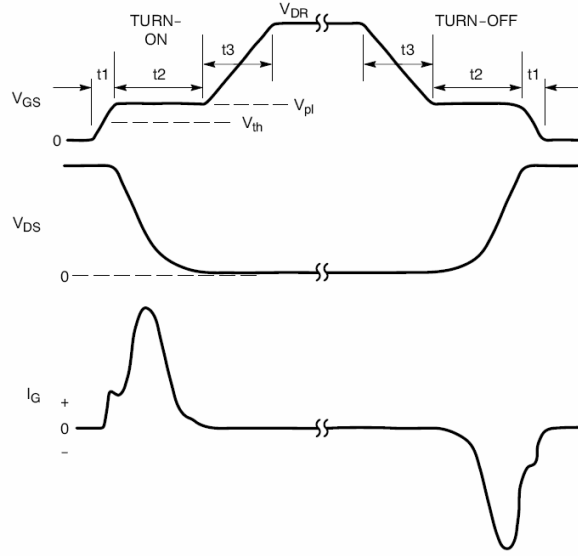
MOSFET için basitleştirilmiş bir model Şekil 3.7'de görülebilir. Modelde görülen kondansatörler MOSFET data sayfasında belirtilir, fakat lineer olmayabilir veya uygulanan gerilim ile değişebilir. [15]



Şekil3.7 : Mosfet Modeli

Gate terminalinde tasarımcının karşılaşacağı iki kondansatör bulunmaktadır: Gate giriş kapasitörü (C_{iss}) ve drain gate ters kapasitörü (C_{rss}). Gate giriş kapasitörü, kapı metalizasyonu ve alt katman arasında oluşturulan kapasitör tarafından meydana gelen sabit bir değerdir. Bu değer genellikle MOSFET'in fiziksel yapısına bağlı olarak, 800-3200pF aralığında olur. C_{rss} drain ve gate arasındaki kapasitans ve 60-150pF aralığında değerlere sahiptir[10]. C_{rss} daha küçük olsa dahi gate sürücü üzerinde daha belirli bir etkisi olmaktadır. Gate ve drain gerilimleri gate çıkış kapasitörü içinde depolanan enerjiyi boşaltır. Tipik bir gate sürücüsü dalga şekli Şekil3.8'de görülmektedir. T_1 sadece C_{iss} 'in şarj edilmesi veya gate sürücü devresinin direnci tarafından boşaltılması için geçen süredir. T_2 ise gateteki C_{rss} aracılığıyla bağlı drain voltajının değişiminin etkisini göstermektedir. Bu periyotta gate sürücü voltajının düzleşmesi MOSFET'in hem iletim hem de kesim sürecinde kolaylıkla gözlemlenebilir[16]. T_3 zaman periyodu sürücü devresi tarafından sağlanan aşırı sürücü voltajının miktarıdır ($V_{gs}-V_{th}$) fakat MOSFET tarafından gerçekte ihtiyaç duyulmamaktadır.

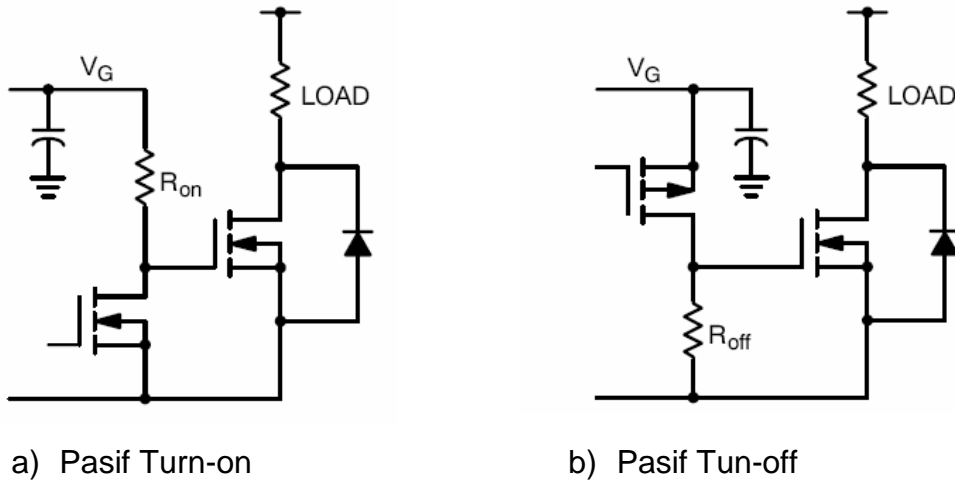
MOSFET'i anahtarlama için gereken süre iletim ve kesim durumları arasında gate sürücü devresinin empedansına bağlıdır. Sürücü devrenin çalışma periyodunda sürücü voltajını sabit tutacak bir kapasitörle bypass edilmesi çok önemlidir. 0,1uF kapasitör yeterlidir.[17]

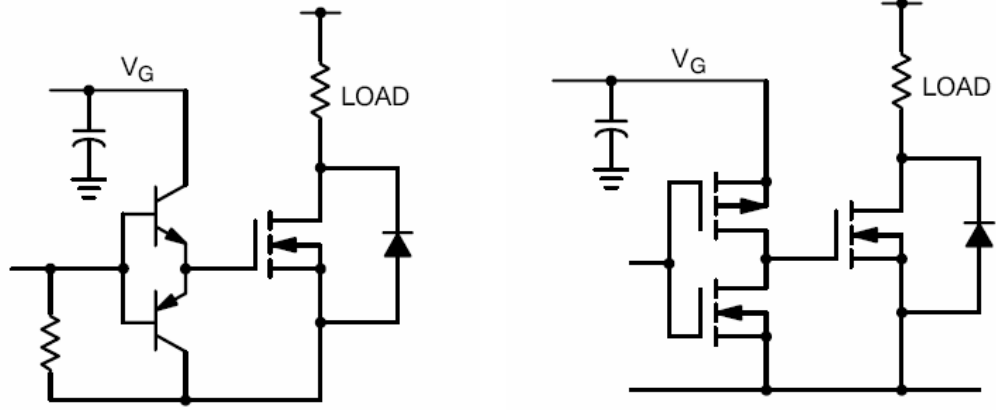


Şekil 3.8- Tipik Mosfet sürücü dalga formu

3.10 Anahtarlama Güç Kaynakları Uygulamalarında MOSFET'lerin Çalıştırılması

MOSFET'lerin yüksek frekansta çalışmasında üç husus çok önemlidir. Totem Pole sürücü mutlaka olmalı, sürücü voltaj kaynağı iyi bay-pass edilmeli, sürücü elemanları çok kısa periyotlarda yüksek seviye akım sağlamalıdır. Optimum sürücü devresi Şekil 3.9'da gösterilmektedir.



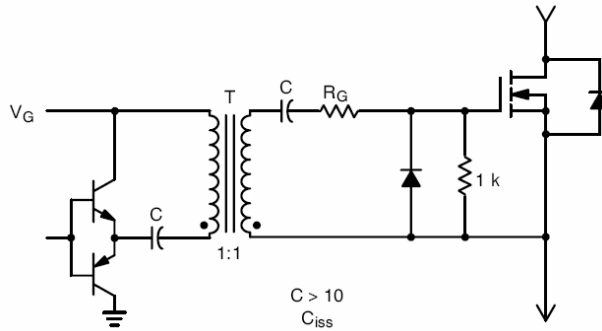


c) Bipolar Totem-Pole

d) Mos Totem-Pole

Şekil 3.9 : Bipolar ve Fet Temel Sürücü Devreleri

MOSFET dielektriksel izole edilmiş sürücüye gereklilik duyar. Bu sürücü transformatörüyle sağlanmaktadır. DC bir kaynaktan sürülen transformatörler totem-kutuplu sürücü devresinden kapasitif bir şekilde birleştirilmesi gerekmektedir. Sekonder sargısı bir DC geri yükleme devresi ile Gate'e bir kondansatör ile birleştirilmelidir[18]. Bu iki seri kapasitör MOSFET'in C_{iss} 'inin değerinin 10 katından fazla olmalıdır[19]. Böylelikle seri kapasitörlerle oluşturulan kapasitif voltaj bölücü aşırı güç kaybına sebep olmaz. Devre Şekil 3.10'da görülmektedir.



Şekil3.10 İzolasyon Transformatörlü Gate Sürücü Devresi

3.11 Diyotlar

Doğrultmaçlar senkronize olmayan anahtarlamalı güç kaynaklarındaki kayıpların yaklaşık olarak %60'ını oluşturmaktadır. Seçimleri laboratuvar güç kaynaklarının etkinliği üzerinde çok büyük bir etkiye sahiptir. Anahtarlamalı

laboratuvar güç kaynaklarının çalışmasını etkileyen önemli doğrultmaç parametreleri ileri gerilim düşümü (forward voltage drop) (V_f), ileri yönde akım akarken diyot üzerinde oluşan gerilimdir.

Ters toparlanma süresi(the reverse recovery time (t_{rr}), bir diyotun bağlantı alanındaki küçük şarjları temizlemesi ve ters gerilim uygulandığında akım geçişinin durması için gereken süredir[20].

İleri toparlanma süresi(the forward recovery t_{frr})), bir diyotun ileri voltaj uygulandıktan sonra ileri akım uygulamaya başlamasında geçen süredir.

Temelde dört çeşit olmakla birlikte çok bilinmeyen carbide diyotlar ile beş çeşit diyot teknolojisi bulunmaktadır: Standart, hızlı ve ultra hızlı ve Schottky ve carbide diyotlardır.

Standart doğrultmaç diyotları yavaş kapanış özelliklerinden dolayı sadece 50-60 Hz kırpıcılar için uygundur. Bunlar 1N4000 seri diyotları gibi ortak yapıdadırlar.

Hızlı diyotlar (Fast-recovery diodes) ilk kez anahtarlama güç kaynaklarında kullanılmış fakat çoğu modern uygulama için kesim zamanları çok yavaş bulunmuştur. Ancak düşük maliyetin en önemli unsur olduğu durumda uygulama alanları bulabilmektedir.

Ultra hızlı düzeltme diyotları (Ultra-fast recover ydiodes) çabuk kapanır ve 1000 V'a kadar yüksek ters voltaj kapasitesi ile birlikte 0,8V -1,3V ileri voltaj düşüşüne sahiptirler. Schottky diyotlar çok hızlı kapanır ve ortalama ileri voltaj düşüşü 0,35V 0,8V arasındadır fakat düşük ters kırılma gerilimine ve yüksek ters kaçak akıma sahiptir. 12 voltun altında çalışan tipik anahtarlama güç kaynağı uygulamaları için en iyi tercih genellikle Schottky diyotlardır, diğer voltaj değerleri için en uygun diyot ultra-fast recovery diotlardır. [21]

Çıkış doğrultmalarında temel kayıp iletim ve anahtarlama kayıplarıdır. İletim kaybı ileri voltaj düşüşü ile iletim periyodu süresince akan akımın çarpımıdır. Eğer voltaj düşük ve akım yüksekse kayıplar belirgin olabilir. Anahtarlama kaybı bir diyotun ne kadar hızlı kapanması (t_{rr}) ve doğrultmaç üzerinde ters gerilimin çarpımı tarafından belirlenir. Bu yüksek çıkış voltajı ve akımında belirgin olabilir.

Tablo 3.1: Diyot parametreleri

Diyot Tipi	Average Vf	Ters Toparlanma Süresi	Tipik Uygulamalar
Standart Diyot	0.7-1.0 V	1,000ns	50-60Hz Doğrultmaçlar
FastRecovery	1.0-1.2 V	150-200 ns	Çıkış doğrultmaçları
Ultra FastRecovery	0.9-1.4 V	25-75 ns	Çıkış doğrultmaçları (Vo>12 V)
Schottky	0.3-0.8V	<10 ns	Çıkış doğrultmaçları (Vo>12 V)

Tablo 3.2: Güç yarı iletkenlerinin önemli parametreleri

Topology	Bipolar Pwr Sw		MOSFET Pwr SW		Doğrultmaçlar	
	V _{CEO}	I _c	V _{DSS}	I _D	V _R	I _F
Buck	V _{in}	I _{out}	V _{in}	I _{out}	V _{in}	I _{out}
Boost	V _{out}	$\frac{(2.0P_{out})}{V_{in(min)}}$	V _{out}	$\frac{(2.0P_{out})}{V_{in(min)}}$	V _{out}	I _{out}
Buck/Boost	V _{in} - V _{out}	$\frac{(2.0P_{out})}{V_{in(min)}}$	V _{in} - V _{out}	$\frac{(2.0P_{out})}{V_{in(min)}}$	V _{in} - V _{out}	I _{out}
Flyback	1.7 V _{in(max)}	$\frac{(2.0P_{out})}{V_{in(min)}}$	1.5 V _{in(max)}	$\frac{(2.0P_{out})}{V_{in(min)}}$	5.0 V _{in}	I _{out}
1 Transistor Forward	2.0 V _{in}	$\frac{(1.5P_{out})}{V_{in(min)}}$	2.0 V _{in}	$\frac{(1.5P_{out})}{V_{in(min)}}$	3.0 V _{in}	I _{out}
Push-Pull	2.0 V _{in}	$\frac{(1.2P_{out})}{V_{in(min)}}$	2.0 V _{in}	$\frac{(1.2P_{out})}{V_{in(min)}}$	2.0 V _{in}	I _{out}
Half-Bridge	V _{in}	$\frac{(2.0P_{out})}{V_{in(min)}}$	V _{in}	$\frac{(2.0P_{out})}{V_{in(min)}}$	2.0 V _{in}	I _{out}
Full-Bridge	V _{in}	$\frac{(1.2P_{out})}{V_{in(min)}}$	V _{in}	$\frac{(2.0P_{out})}{V_{in(min)}}$	2.0 V _{in}	I _{out}

3.12 IGBT İzole edilmiş kapılı, iki kutuplu transistör (Insulated Gate Bipolar Transistor)

IGBT bir giriş elemanı olarak MOSFET'le birlikte hibrit bir eleman olup daha sonra bir anahtarlamalı çıkış aygıtı olarak bir SCR (silikon kontrollü doğrultucu) çalıştırır. SCR nin geri dönüşüm kazanımını 1'den az yaparak tipik bir SCR'nin kilitlenme özelliğini sergilemeyecek şekilde tasarlanmıştır. Tipik bir IGBT'nin ölü alanı aynı derecedeki güç MOSFET'inin yarısından az olup ve bu durum IGBT'yi yüksek güç dönüştürücülerinde daha az pahalı yapmaktadır. Tek sorun IGBT'nin kapanma(turn-off) karakteristiğidir. IGBT Bipolar azınlık taşıyıcı bir eleman olduğundan, kapalı durum boyunca oluşan yükler P-N birleşme bölgesinden uzaklaştırılmalıdır. Bu, turn-off akım grafiğinin sonunda "akım kuyruğuna neden olmaktadır. Bu anda IGBT üzerindeki gerilim çok yüksek olduğundan bu çok önemli bir kayıp olabilir. Bu da IGBT'yi 20kHz'den düşük frekanslarda çalışmak zorunda bırakır, özel üretim IGBT'lerde bu frekans 100kHz'de bile uygun olabilir. IGBT'yi çalıştırmak için temel MOSFET sürücü devreleri kullanılmalıdır. IGBT kapısını daha hızlı kullanmak IGBT'nin performansında çok küçük bir fark yaratır böylelikle sürücü akımında bazı azalmalar olur. Kollektör-Emitör (V_{CE}) terminalleri üzerindeki gerilim düşümü Darlington bağlanmış BJT'lerle veya yüksek akımlarda çalışan MOSFET'lerle karşılaştırılabilir. IGBT'nin tipik bir V_{CE} 'si standart 1,5-2,2 voltur. Daha dayanıklı olduğunu bildiğimiz MOSFET'ler bazı yüksek akım rampalarının sonunda 5 volta kadar gerilim düşüşü yaşayabilir. 5-30kHz'den düşük uygulamalar ve yüksek akım devreleri IGBT leri ve MOSFET'leri karşılaştırmak için uygun ortamlardır.

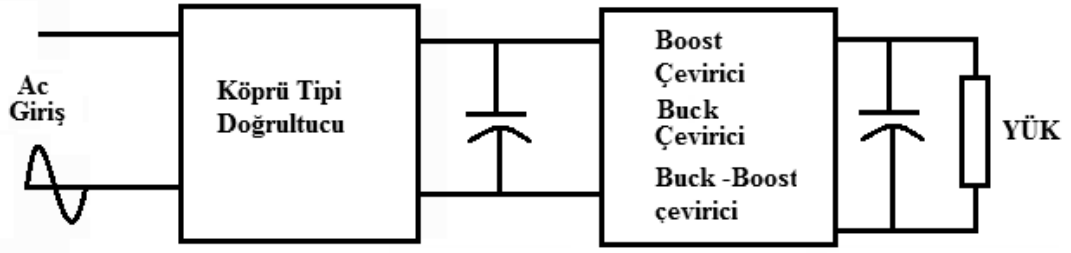
DÖRDÜNCÜ BÖLÜM

ANAHTARLAMALI MODDA ÇALIŞAN LABORATUVAR GÜÇ KAYNAĞI UYGULAMASI ve DENEYSEL SONUÇLARI

Bu tezin uygulama kısmında 100 W anahtarlama mod (switched-mode power supply (SMPS)) AC–DC çevirici ile DC-DC çevirici kısmı anlatılmaktadır. Bu tasarım yüksek performans iletim modunu (transition mode(TM)) aşırı ve düşük gerilim düzelticiyi, yarım köprü kontrol ediciyi (Half Bridge (HB)) ve DC-DC çeviriciyi, akım ve gerilim amfisini, mikro işlemci kontrollü akım gerilim ayarını ve gerekli tüm ilgili sürücüleri kapsamaktadır. Bu laboratuvar SMPS güç kaynağı devresi için enerji tasarruflu, uygun maliyetli çözüm sağlamak için çok çeşitli özellikleri içinde barındırmaktadır.

Önceki bölümde anlatıldığı gibi SMPS uygulamaları için kullanılan özel entegreler (IC) tasarımcının iyi bir sürücü etkinliği elde etmesine imkan vermektedir. Aşırı ve düşük gerilim regülatörü çok iyi performansa vermektedir. İletim modu güç operasyonları ve yarım köprü topolojinin yüksek etkinliği toplam devre etkinliğinin çok iyi olmasını sağlar.

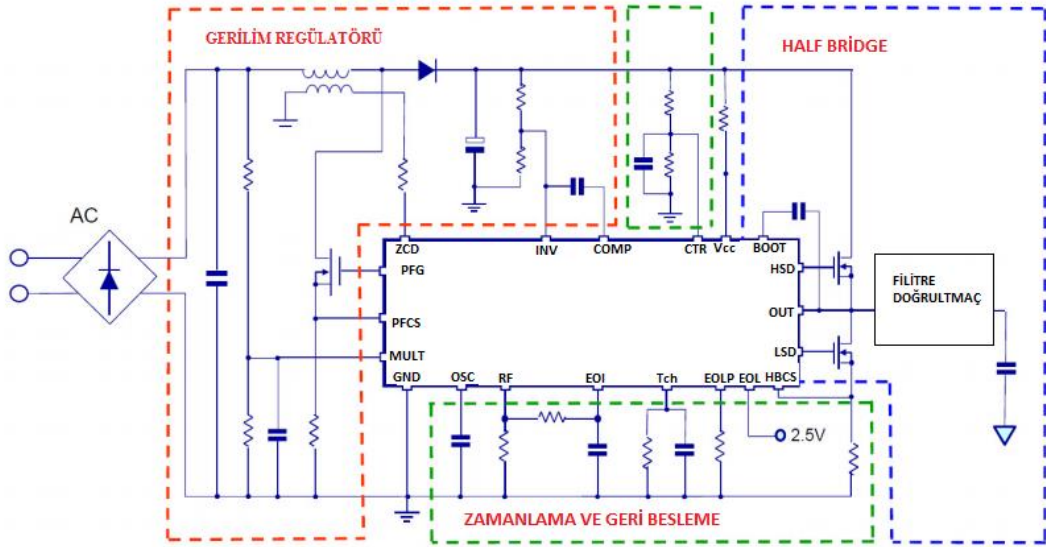
Film kapasitörleri ayrık elemanların en popüler çeşitlerinden biridir. Bunlar genelde mükemmel şarj deşarj, filtre özellikleri sunar ve yüksek akım ve yüksek sıcaklık durumlarında avantajlıdır. Bu sebeple, film kapasitörleri SMPS uygulamalarında sıklıkla kullanılmaktadır[22]. Bu tür uygulamaların gerektirdiği yükün kullanım süresi boyunca bakım gerektirmeyen operasyonları garanti altına almak için devrenin tasarımında elektrolitik kapasitörlerin yerini film kapasitörleri almıştır. Frekans artışıyla yarım köprü aşırı gerilimi ve düşük voltaj korunumu gibi diğer özellikler devrede güvenilir sabit bir çıkışa olanak vermektedir[23].



Şekil 4.1: Temel SMPS sistemi

Kullanılan entegre gerilim regülatörü ve yarım köprü rezonans devresinin ikisini birden tek bir güç entegresi paketi içine yerleştirmektedir. Buda fazla eleman kullanımını ve kayıpları azaltmaktadır. Bu güç entegresinde;

- Aşırı voltaj ve aşırı akım koruması
- Yüksek voltaj sürücüsü (600V DC) ve bütünleşik karşı yönlü yükselteç diyot (bootstrap diode), yarım köprü kontrol edici
- 3% hassas, bütünüyle programlanabilir osilatör
- Yüksek akım koruması
- Sabit anahtarlama algılaması bulunmaktadır.



Şekil 4.2: Uygulamanın modellenmesi

Laboratuvar güç kaynağının ana özellikleri aşağıda sıralanmaktadır:

- Geniştirilmiş giriş şebeke aralığı: 90 ~ 265V AC - 50/60Hz frekans
- Çıkış voltajı ve çıkış akımı: 0-30V –0-3A
- AC - DC çevirici kısmında elektrolitik kapasitörler kullanılmıştır.
- Şebeke harmonikleri uluslar arası standartlar kapsamındadır.(IEC 61000-3-2 "Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 3-2: Limits)
- Tam yükte verim %90 üzerindedir
- Devre pcb ölçüleri:

AC - DC çevirici devresi: 16cm -10cm

DC - DC çevirici devresi: 14cm -9cm

Akım gerilim kontrol ünitesi: 10cm -6 cm

Ölçüler smd tasarımla 10*10cm iki adet pcb karta yerleştirilebilir.

4.1 VCC Bölümü

Devre entegrenin, Vcc pini ve Gnd pini arasına uygulanan gerilim tarafından sağlanmaktadır. Düşük voltaj kilitlemesi (under voltage lockout (UVLO)) entegrenin iç yapısının düzgün işleyişini garanti altına almak için çok düşük besleme gerilimi ile çalışmaktan korumaktadır. Bir iç gerilim tutucusu voltajı 17 V civarında, çıkışı 20 mA'ya kadar sınırlandırmaktadır.

Bu sebeple şarj pompası tutucusu (akım çıkışları genelde birkaç yüz mA'e ulaşır) doğrudan kullanılamaz fakat Vcc kondansatörünü kolayca şarj etmek için başlatma sırasında kullanılabilir ya da entegreyi iletimde tutmak için koruma modunda kolayca kullanılabilir[24]. Devrede Vcc bir direnç aracılığıyla giriş voltajına bağlanmıştır. Entegrenin başlangıçta voltajını mosfet Q₄ ve C₂₅ kapasitörünü şarj eden R₄₀ tarafından sağlanmaktadır. HB taransformatörü T₂'nin yardımcı sargısına bağlı şarj pompası Q₇ tarafından temsil edilen küçük lineer regülatör aracılığıyla kontrol etmektedir.(Bkz Şekil 4.6.) Her iki aşama bir kez aktive edildiğinde, kontrol ediciler de tüm yük şartları boyunca doğru besleme gerilimini garanti etmek için rezonans trafosunun yardımcı sarımı tarafından sağlanmaktadır. Vcc pini üzerindeki voltaj iletim eşiğine ulaştığında, entegre iletime geçer ve yarım köprü ve regülatör bölümleri aynı anda çalışır.

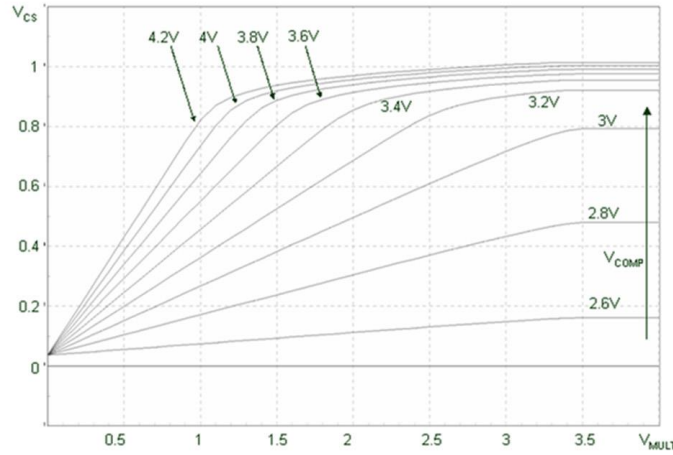
4.2. Gerilim Regülatörü

Çıkış voltajı, voltaj mod hata yükselteç ve hassas iç gerilim referansı aracılığıyla kontrol edilmektedir. Regülatör bölümü çok çeşitli giriş gerilimlerinde ve yükleme koşullarında oldukça düşük THD'ye izin veren THD optimizasyonunu içeren yüksek derecede lineer çarpan sunan, geçiş modunda çalışan frekans mod kontrolünü elde etmektedir[25].

Kontrol edici geçiş modunda çalışan ve regülasyonu yerine getirmek için gerekli tüm fonksiyonları içeren işi yapan entegredir(U₁). Sabit 450V DC yi dağıtmaktadır. Köprü tipi doğrultucusunun çıkışına bağlı klasik boost çevirici vardır. Bu bölümü oluşturan elemanlar T₁ trafosu, regülatör, D₂ (STTH3L06U) diyot ve 5µF/800V'nin kondansatörler (5µF/800V standart dışı bir değer olduğundan uygulama aşamasında 10µF/400V iki kondansatör seri bağlanmıştır) tarafından regülatör çıkış kapasitörleri C₂, C₃ ve C₄'ü içermektedir.

T_1 yardımcı sargısı Entegrenin 11. pinine (ZCD) R_{10} direnci aracılığıyla bağlanmıştır. Amacı iç mantık tarafından yeni bir anahtarlama periyodu başlatmak için T_1 'in manyetiksizleştirildiği bilgisini sağlamaktır. Hızlı anahtarlama (boost switch) MOSFET Q_2 gücü tarafından temsil edilir. T_1 'in ikincil sargısı (pin 8 ve 6) ve ilgili devre normal çalışma boyunca entegreye (U_1) güç sağlamaya tahsis edilmiştir.

R_6 , R_9 , R_{14} ve R_{16} gerilim bölücüsü, U_1 çarpanına boostun maksimum (tepe) akımını ayarlamak için kullanılan anlık şebeke gerilimi bilgisini sağlamaktadır. R_1 , R_3 , R_7 dirençleri R_{11} ve C_{31} ile birlikte çıkış voltajını algılamak ve düzenlenmiş çıkış gerilimini korumak için gerekli geri besleme bilgisi için tahsis edilmiştir. C_7 , R_{13} ve C_8 parçaları döngü kararlılığını korumak için gerekli hata yükselteci dengeleme ağını oluşturmaktadır. R_2 , R_4 , R_5 dirençleri R_8 ile birlikte iki farklı aşırı gerilimi tespit etmeye tahsis edilmiştir. Bunlar genellikle hızlı yük geçişinden kaynaklanan dinamik aşırı gerilim ve aşırı giriş geriliminden kaynaklanan statik aşırı gerilimdir. Boost tepe akımı MOSFET kaynağına seri halinde R_{23} direnci tarafından algılanmaktadır. Sinyal U_1 in 12. pininin içine gelmektedir. Koruma bir anahtar ile kapatıldığında aşırı gerilimi MOSFET ile bir direnç üzerinden algılar. Elde edilen gerilimi bu pine uygular ve entegre içinde referans sinüzoidal şekilli ile karşılaştırıldığında, üretilen çarpan, MOSFET 'i kesime götürür. İkinci karşılaştırma düzeyi anormal akımları algılar ve bu oluşum üzerinde, entegre 12. pinin içerisindeki anahtarı kapatır. Bir dahili LEB (Leading edge blanking (tetikleme istenmeyen fonksiyonları engeller.)) bir kez 1,7 V'un altına düştüğünde regülatör sürücüleri yeniden çalışmaya başlar.



Şekil 4.3: Güç Çarpanı

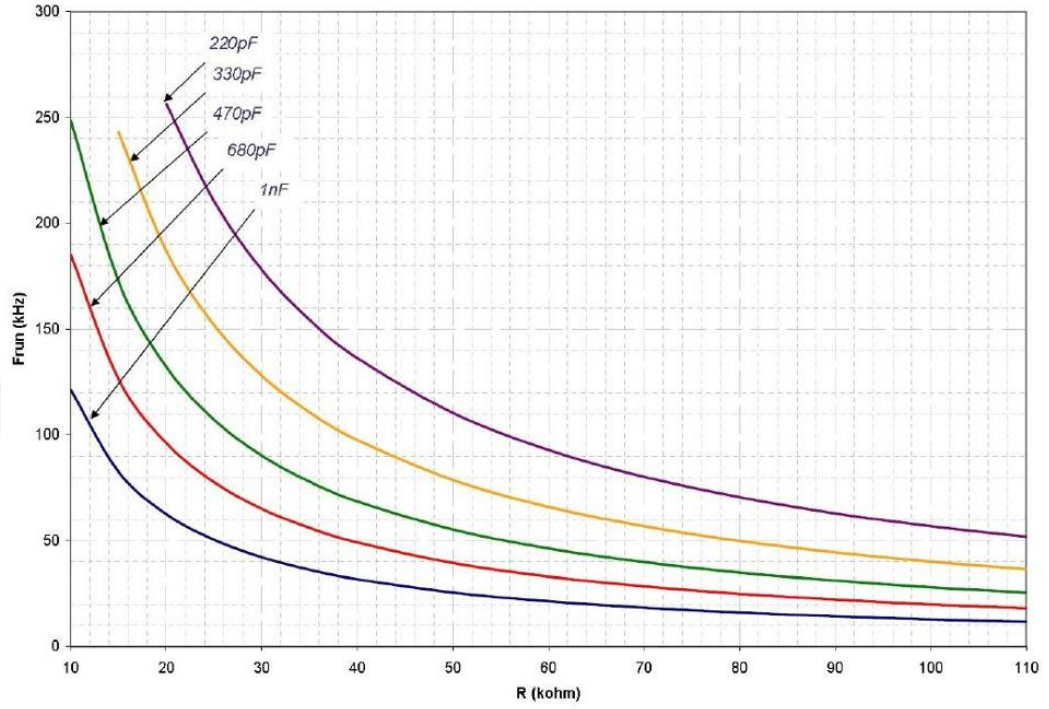
4.3 Rezonans güç bölümü

Rezonans çeviricisi yarım köprü topolojisi ZVS'de (Zero Voltage Switching) çalışır. Rezonans transformatörü T_2 , tümleşik manyetik yaklaşımı kullanmaktadır. Kaçak endüktans devrenin rezonans operasyonu için kullanılmaktadır. T_2 transformatörü rezonans için harici bir bobine ihtiyaç duymamaktadır. T_2 transformatörü sekonder sargı yapılandırması bir çift D_5 ve D_7 çeşidi güç Schottky diyot kullanan tipik merkez çekirdek yapısına sahiptir. Çıkış kapasitörleri film tipi seçilmiş olan C_{15} ve C_{16} ($4.7\mu\text{F}/63\text{ V}$)'dir. Yüksek frekanstaki hafif dalgalanmaları filtrelemek için L_2 ve C_{17} filtre olarak çıkışa eklenmiştir.

Yarım köprü sürücü osilasyonu bir akım kontrollü osilatör tarafından düzenlenir. Entegre 1. Pinine bağlı bir kapasitöre ihtiyacı vardır ve entegre 2. pin (RF)'inin dışında akım akışını referans olarak kullanmaktadır. Entegrenin 2. pini (RF)'si, tasarımcının R_{17} direncini 2. pine (RF) ve GND arasında bağlayarak çalışma modu frekansını kolaylıkla sabitlemesine imkan veren 2V hassas voltaj referansına sahiptir. Her eğri C_{13} kapasitörünün bir değerine ilişkilidir ve Şekil 4.4'te tarif edilmiştir. U_1 in 3. pinine (EOI)'si başlangıç boyunca frekansı ayarlamak amacıyla iç yapısına mantıksal bir sürücü eklenmiştir.

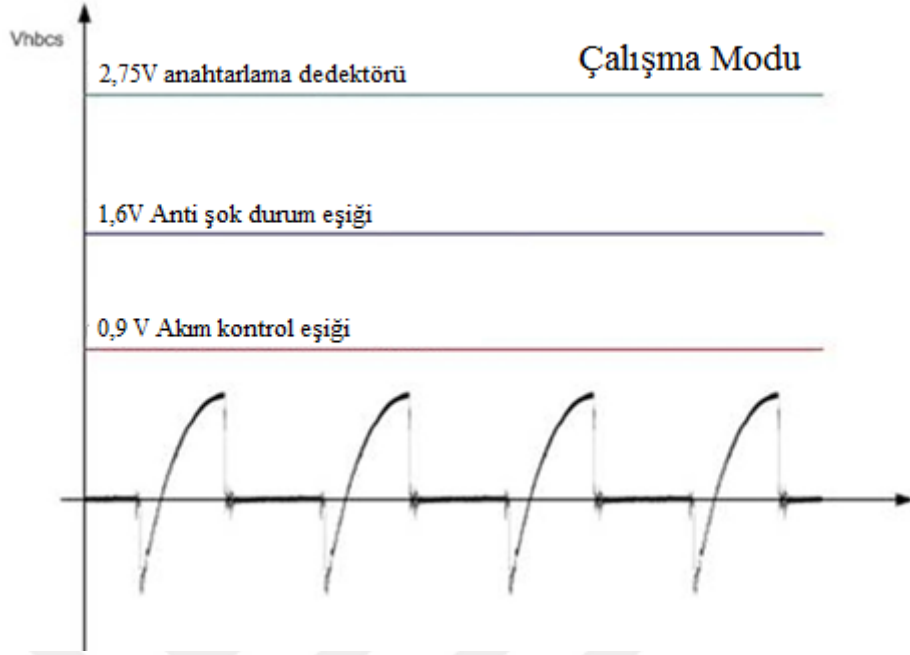
U_1 'in 4. pinine (Tch) R_{18} direnci ve C_{11} kondansatörü paralel bağlıdır ve koruma zamanını belirlemek için kullanılır. U_1 'in 6. pini (EOL) doğrultucunun etkisinden kaynaklanan gerilim değişimlerinde tetiklenen pencere tipi bir karşılaştırıcının girişidir. Karşılaştırıcı referansını ve pencerenin genliğini uygun bir

direnci U_1 'in 5. pinine (EOLP) bağlayarak ayarlanabilir. Bu karşılaştırıcının referansı sabit bir voltajda veya U_1 'in 7. pinindeki (CTR) aynı voltajda ayarlanabilir.



Şekil 4.4: Osilatör Karakteristiği

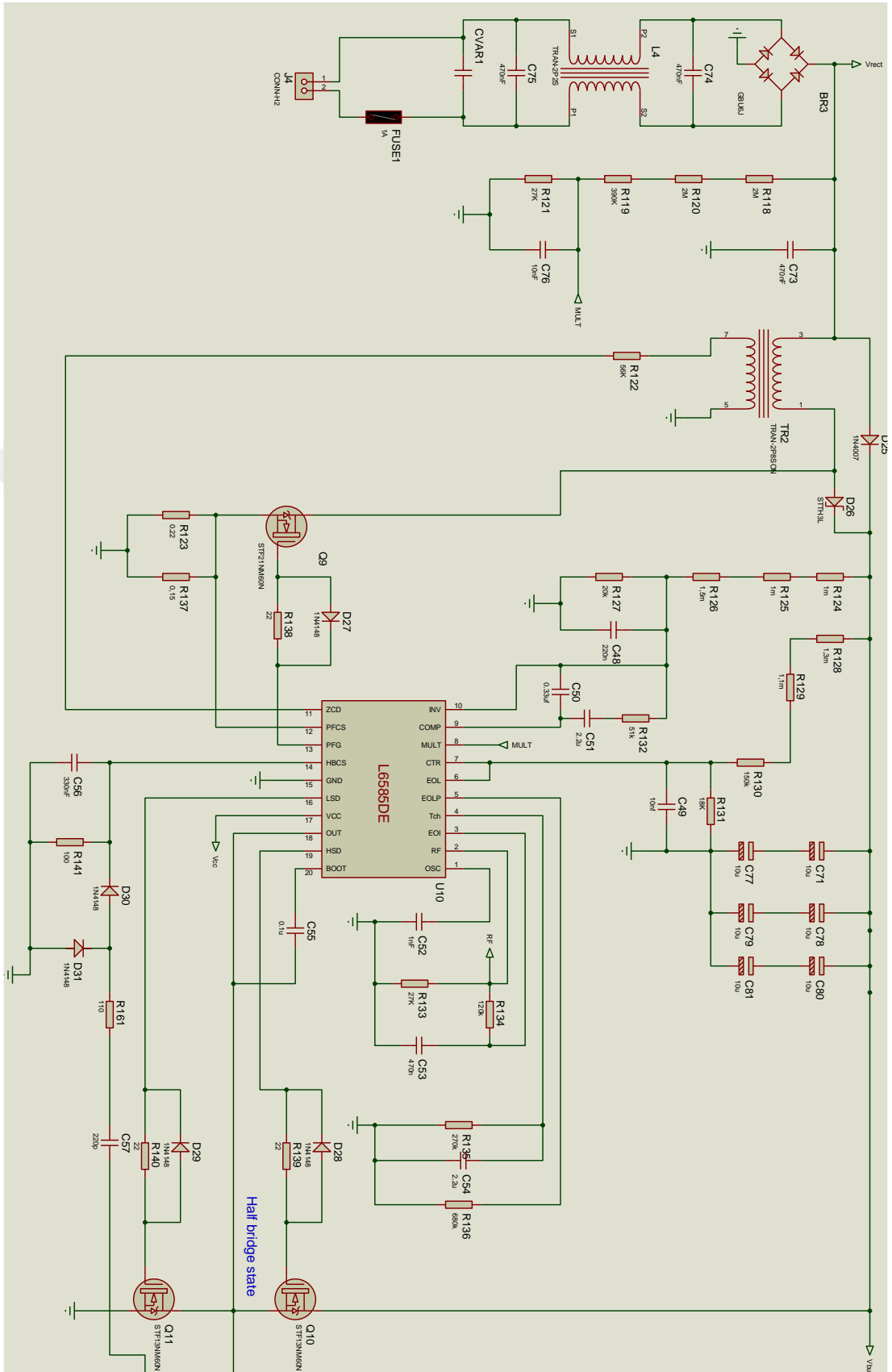
U_1 'in 14. pininde (HBCS) akım algılayan ve özel aşırı akım yönetim sistemi vardır. EOI voltajı 1.9 V ulaştığında, U_1 çalışma moduna girer ve anahtarlama frekansı sadece R_{17} (RRUN) tarafından ayarlanır. Şekil 4.5'te koruma eşikleri gösterilmektedir. Bu C_{18} , R_{26} , D_8 , D_9 , R_{27} , ve C_{19} elektrik devresi tarafından algılanır ve U_1 'in 14. pini (HBCS) içine aktarılır.



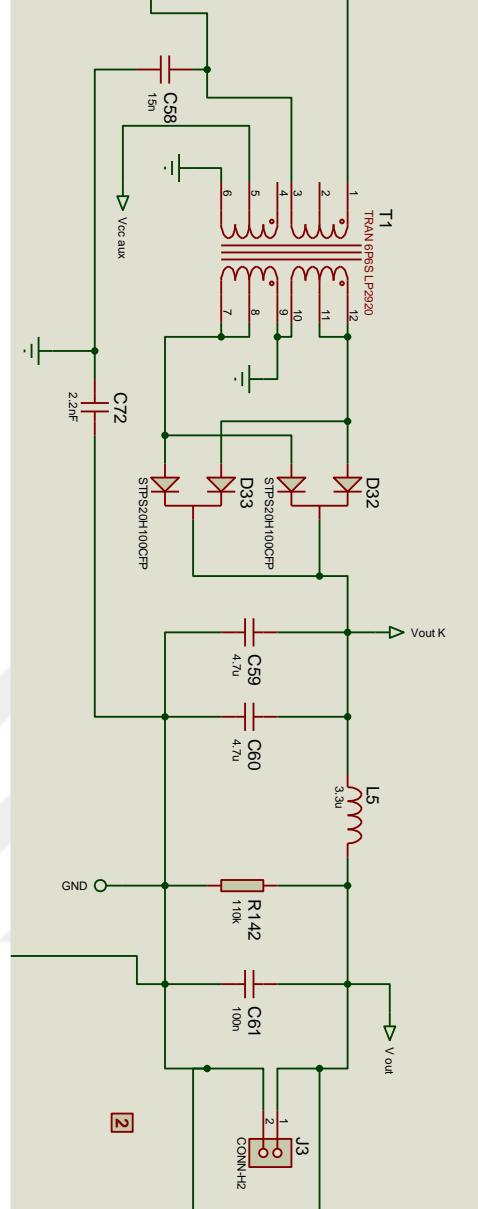
Şekil 4.5: Çalışma Modunda Yarım Köprü Koruma Eşikleri

4.4. Çıkış Voltajının Sabitlenmesi ve Geri besleme Döngüsü

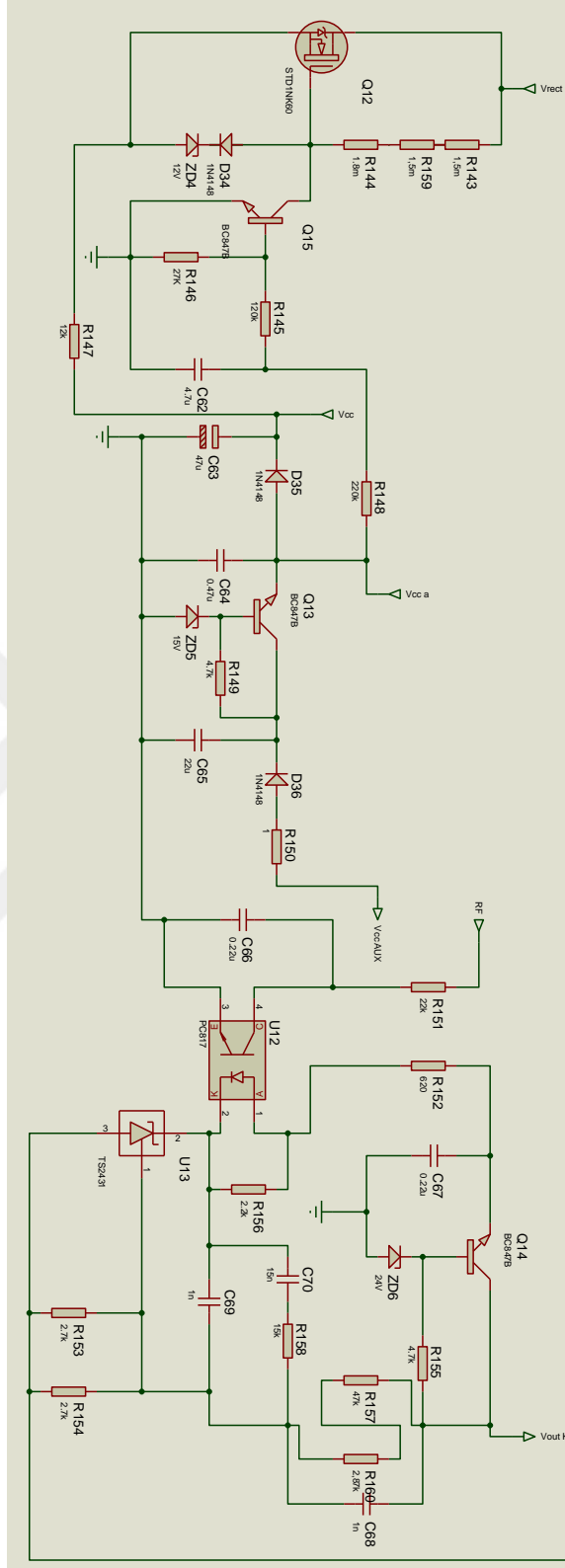
Çıkış voltajı optokuplör diyottaki akımı ayarlayan U_3 'ün (TS2431) kullanıldığı klasik bir devre uygulamasıdır. Devre voltajı uygulamadaki geri besleme döngüsü aracılığıyla sabit kalmaktadır. Birinci aşamada, U_1 'in 2. pini (RF) optokuplörün foto transitörüne bağlayan R_{34} , U_1 'in osilatör frekansının ayarlanmasına imkan vermekte böylelikle çıkış voltajının regüle edilmesini sağlamaktadır. R_{17} aynı pini topraklamaya bağlamakta ve minimum anahtarlama frekansını ayarlamaktadır.



Şekil 4.6 -a Gerilim Regülatörü Devresi



Şekil 4.6-b Half bridge devresi ve 48 Volt çıkış devresi



Şekil 4.6-c Zamanlama ve geri besleme devresi

Şekil 4.6: Ana devre şeması 220V AC – 48V DC Çevirici

4.5. Verim Ölçümleri

Tablo 1 devrenin güç trafosu kısmının 120 VAC - 50 Hz'de ölçülen toplam verimini göstermektedir. Tablo 2 devrenin güç trafosu kısmının 220 VAC - 50 Hz.'de ölçülen toplam verimini göstermektedir.

Tablo 4.1: 120 VAC'de Verim

Yük	120 V _{AC} - 50 Hz					
	Vout (V)	Iout (A)	Pout (W)	Pin (W)	PF	Verim (%)
25%	49.54	0.525	25.55	29.30	0.982	87.21
50%	49.54	1.050	51.10	55.87	0.996	91.47
75%	49.54	1.560	75.93	82.01	0.995	92.58
100%	49.54	2.086	101.53	109.28	0.991	92.90
Ortalama verim						91.04

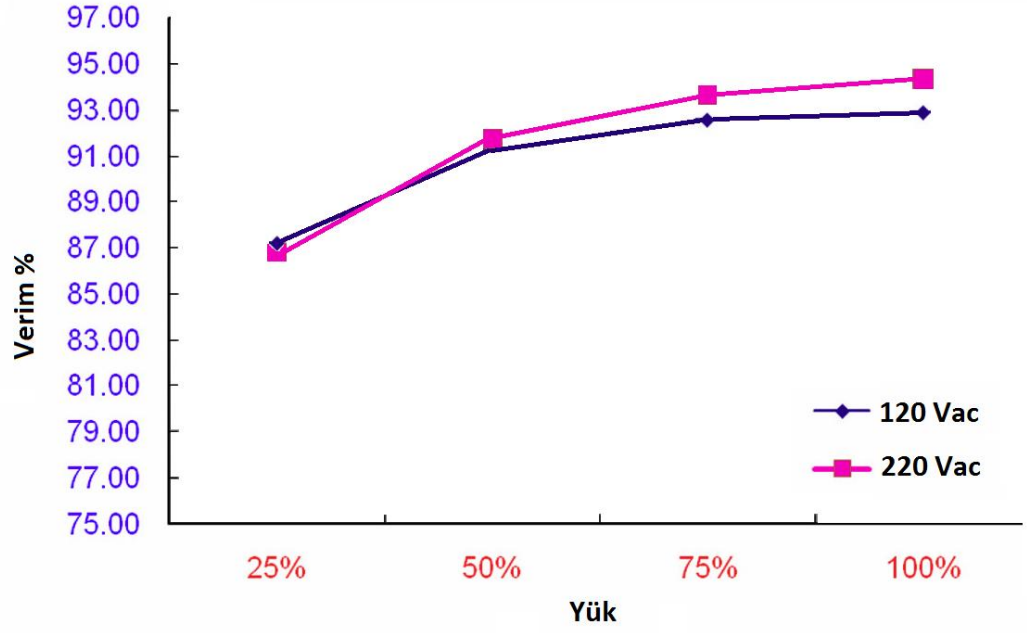
Tablo 4.2: 220 VAC'de Verim

Yük	120 V _{AC} - 50 Hz					
	Vout (V)	Iout (A)	Pout (W)	Pin (W)	PF	Verim (%)
25%	49.54	0.525	25.55	30.02	0.743	86.76
50%	49.54	1.050	51	55.02	0.913	91.87
75%	49.54	1.560	75.99	82.01	0.970	93.67
100%	49.54	2.105	101.20	108.54	0.981	95.06
Ortalama verim						91.89

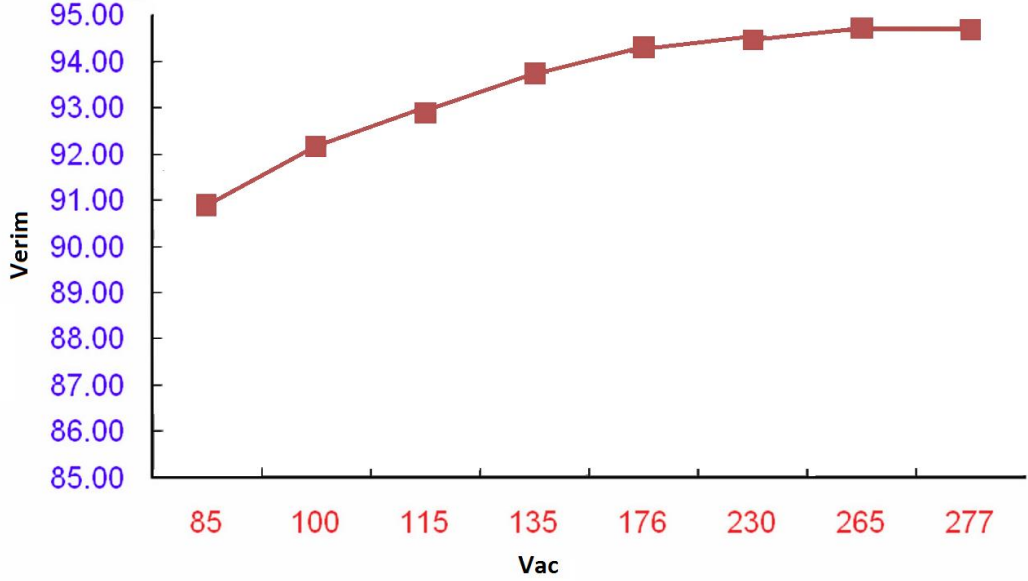
Toplam devre verimi panoya iki nominal farklı şebeke voltajı ile farklı yüklemelerle ölçülmüştür. Yük olarak reosta kullanılmıştır. Ölçümler devre yüke bağlandıktan sonra bir kaç dakika içinde ölçülmüştür. Geçiş modunda çalışan regülâtörün en yüksek verimi ve ZVS'de çalışan rezonans devresi verimi %90'dan daha iyi bir değere çekmektedir.

Şekil 4.7 yukarıdaki tablolarda gösterilen 120 VAC ve 220 VAC'da %25, %50, %75 ve %100 yükteki verimi göstermektedir.

Şekil 4.8 tüm AC giriş voltajı üzerinde tam yükte verimi göstermektedir.



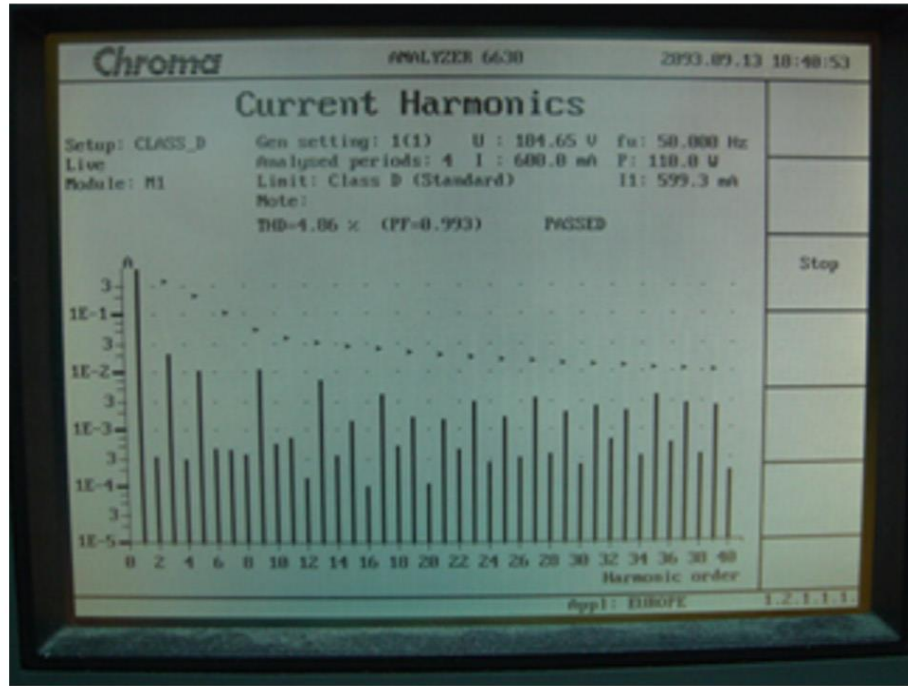
Şekil 4.7: Verim Yük Eğrisi



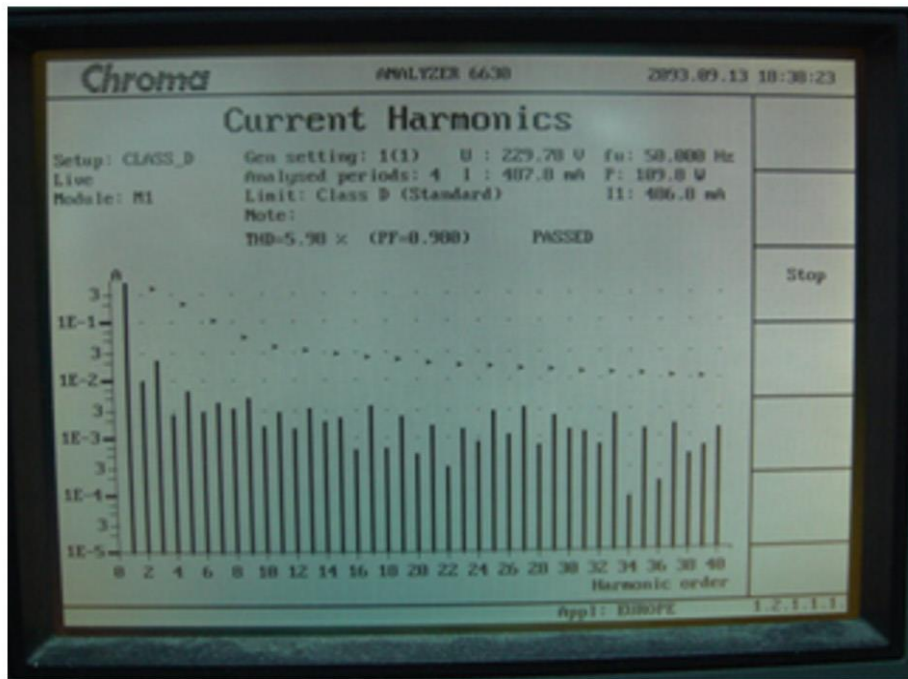
Şekil 4.8: Tam yükte verim

4.6.Giriş Akımı Harmonik Ölçümü

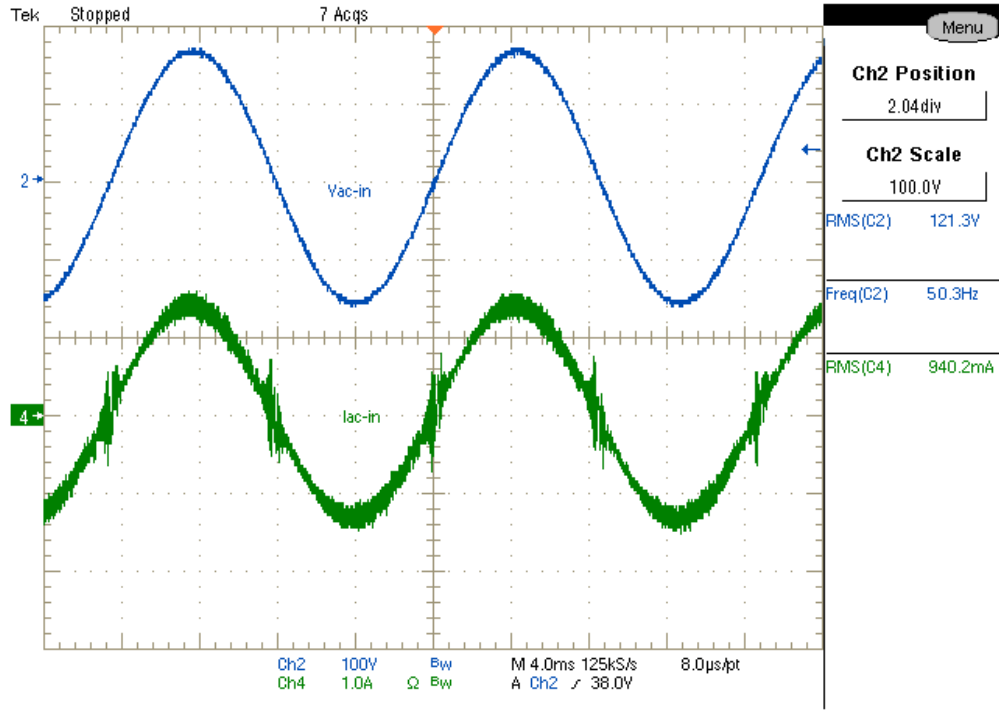
Regülatör bölümünün ana amaçlarından biri giriş gerilimi atış ve azalmalarının düzeltilmesidir. Devre tam yükte ve normal şebeke giriş geriliminde 220V 50Hz de test edilmiştir. Şekil 4.9 ve 4.10 ölçüm sonuçlarını göstermektedir.



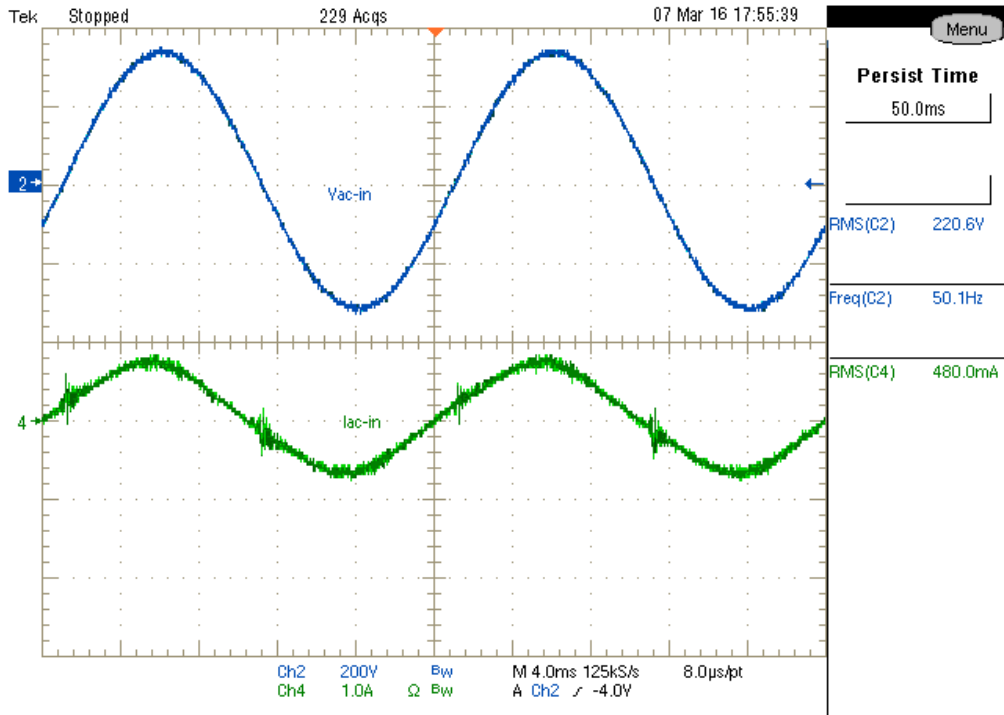
Şekil 4.9: Akım harmonikleri 185 VAC/50 Hz, THD=4.86%, tam yükte



Şekil 4.10: Akım harmonikleri 220 VAC/50 Hz, THD=5.98%, tam yükte



Şekil 4.11: Giriş Akımı Dalga Formları-120 VACta Tam Yük
(Kanal 2 = Vac Kanal 4 = Iac)

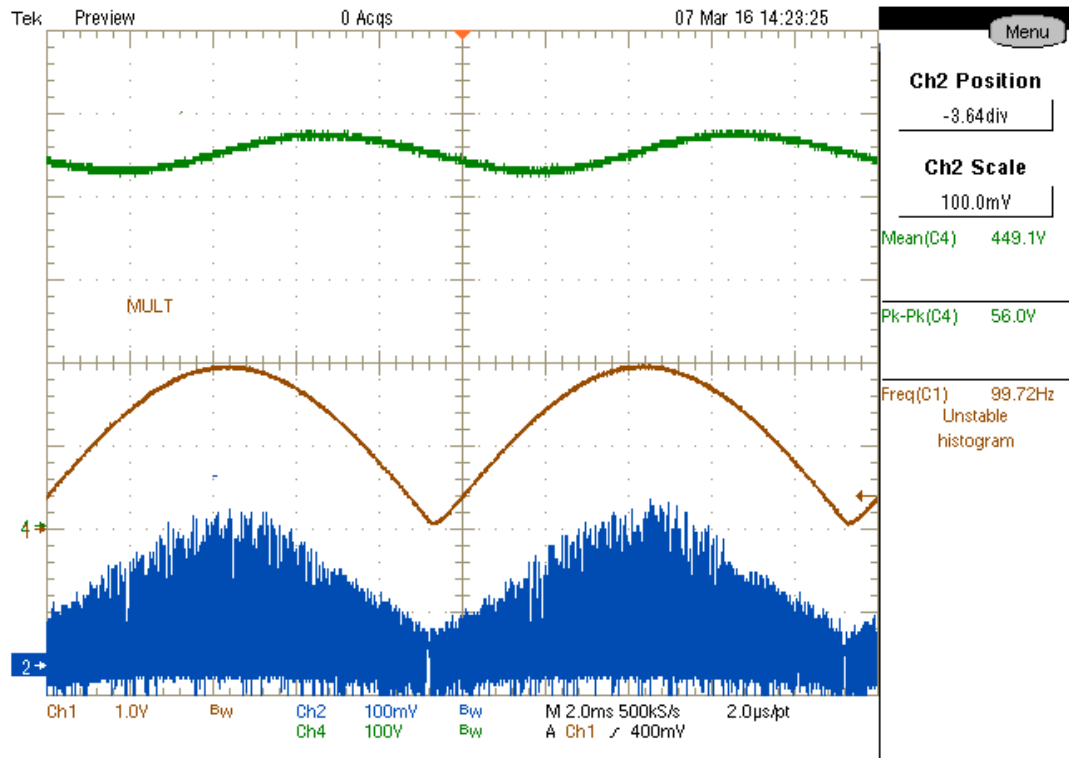


Şekil 4.12: Giriş Akımı Dalga Formları-220 Vac ta Tam Yükte
Kanal 2 =Vac Kanal 4 = Iac

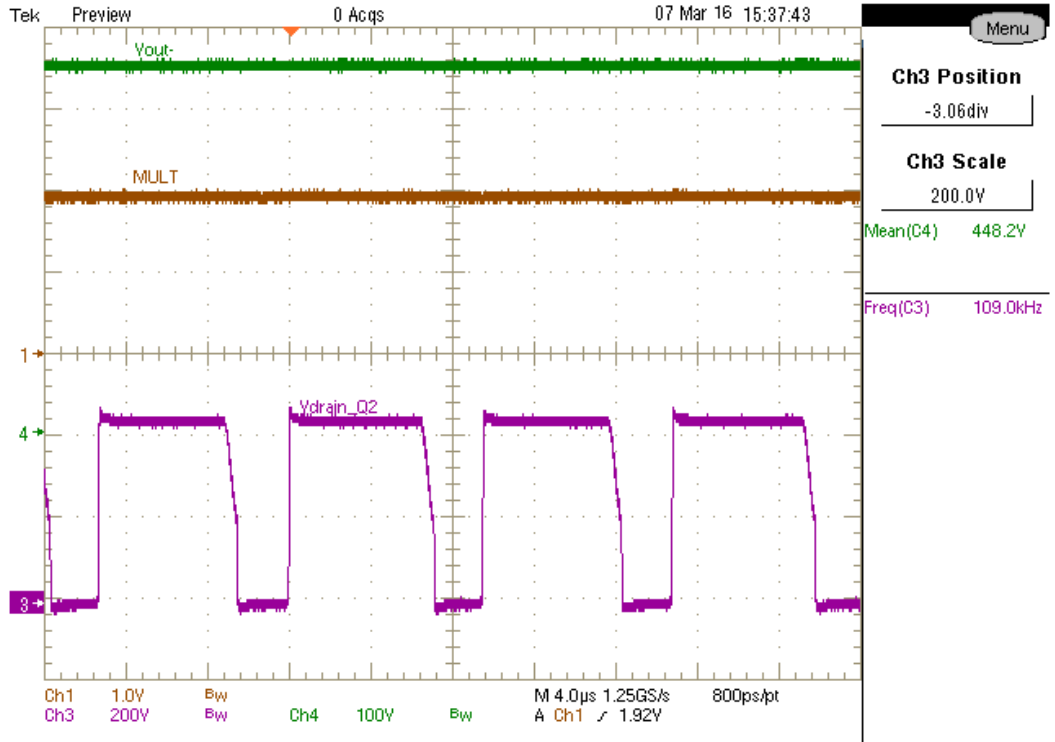
Şekil 4.11. ve şekil 4.12. tam yük süresince 120 VAC ve 220 VAC’da giriş akım ve voltajının dalga formlarını göstermektedir.

4.7. Regülatör Devresi

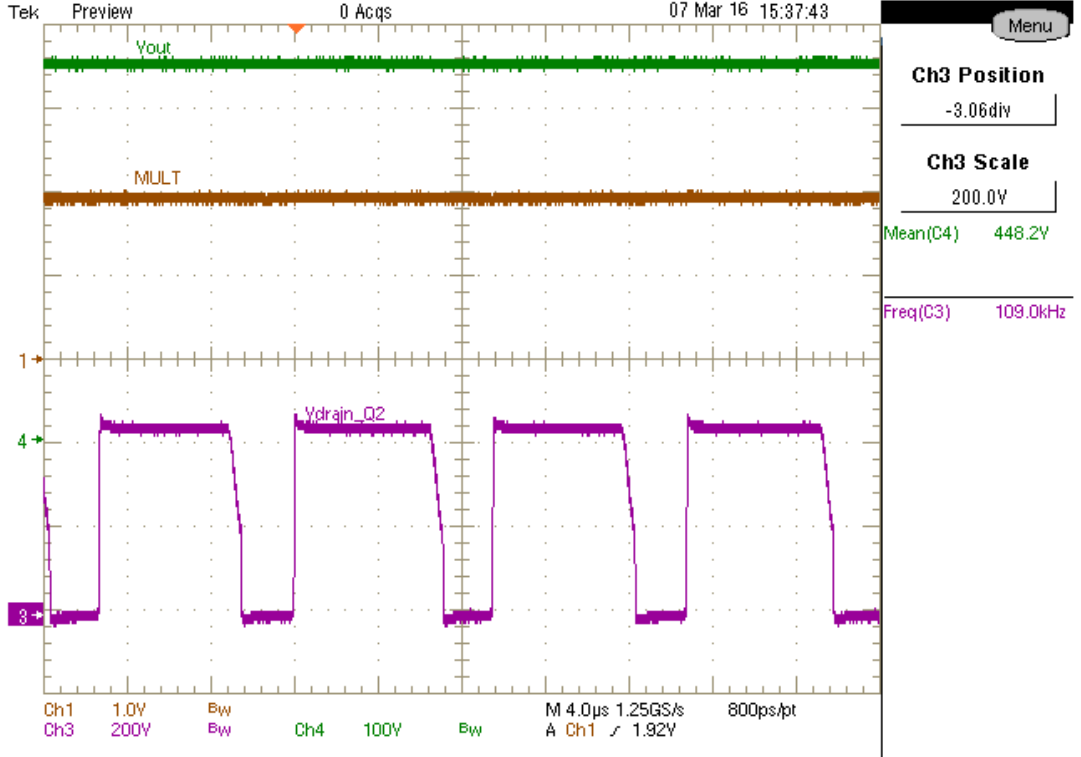
Şekil 4.13’te ölçülen dalga formları nomal şebeke geriliminde 220 VAC ‘de devre tam yükte ölçümler alınmıştır. Entegrenin 12. pininin dalga şekillerinin 8. pininkiyle (MULT) uyum içerisinde olduğu ve regülatör devresinin uygun fonksiyonelliğini gösteren aynı sinüsoidal şekle sahip olduğu görülebilmektedir. Refülatör çıkış kapasitörlerinin düşük değerinden dolayı çıkış voltajında birleştirilmiş dalgalı voltajın tepeden tepeye değerini ölçmek ayrıca mümkündür. Frekans anahtarlamada dalga formlarının detayları Şekil 4.15 ve 4.16’de ölçülmüştür.



Şekil 4.13: 220 VAC-Tam Yük Dalga Formları
Kanal 1 = Mult Kanal 2= Pin 12 Kanal 4= Pin 8



Şekil 4.14: 220 VAC-Tam Yükte Mosfet Dalga Formları
 Kanal 1 = Mult Kanal 2=Pin 12 Kanal 4= Pin 8

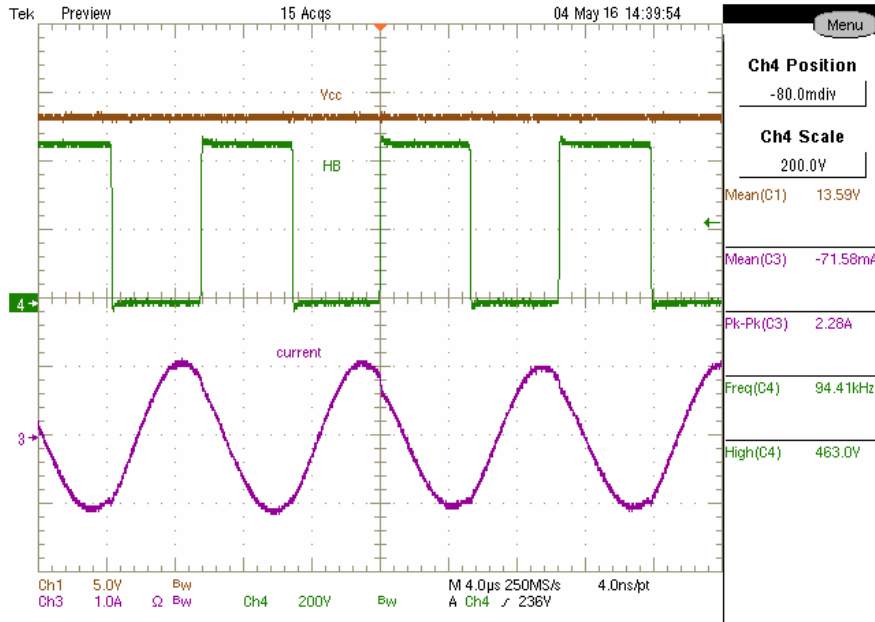


Şekil 4.15: 120 VAC-Tam Yük Dalga Formları
 Kanal 1: MULT Kanal 3: Vdrain_Q2 Kanal 4: Vout

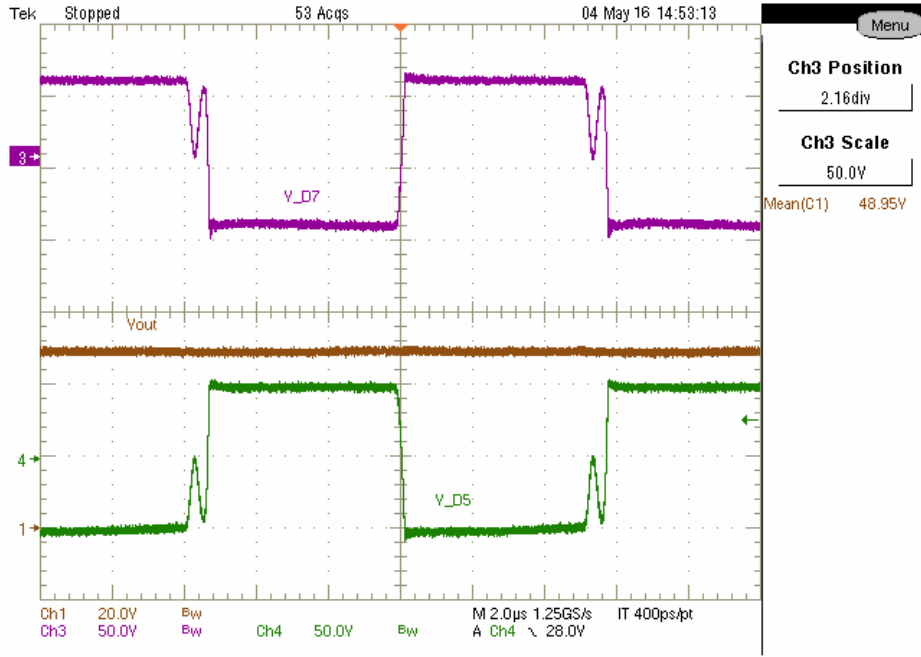
4.8. Yarım Köprü Rezonans LLC Devresi

Şekil 4.16'de dalga formları rezonans aşaması ZVS operasyonunda ölçülmüştür. Her iki mosfet akımı hızlı diyotlar üzerinden akarken ve drain-source voltajı neredeyse sıfırdır. Anahtarlama frekansı 94kHz civarında ölçülmüştür.

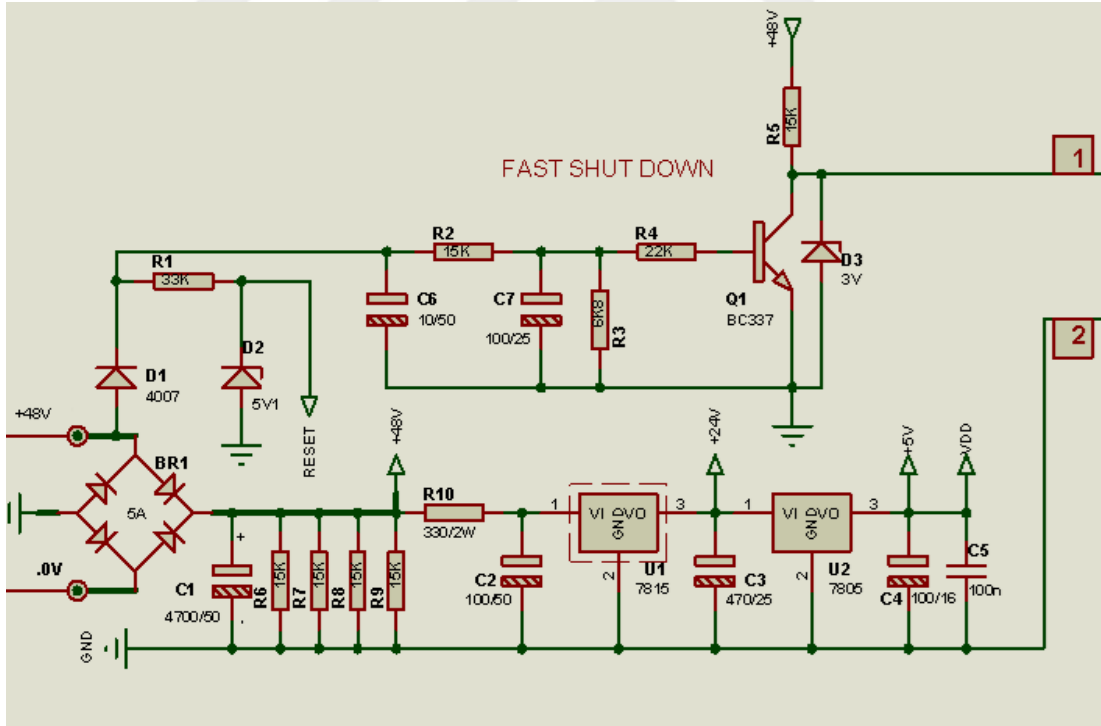
Şekil 4.16'de devrenin tam yükte dalga formlarını ölçtüğümüzde sinus dalgasının her yarım periyodunun operasyon modlarının çok az bir asimetrisi görülebilir. Bir yarım periyot rezonans frekansı üzerinde çalışırken diğer yarım rezonans frekansında çalışır. Bu çok az farklı rezonans sıklığı oluşturan trafonun asıl tarafına yansıtılan her iki yarımın ikincil kaçak endüktansı arasındaki küçük farktan kaynaklanır. Bu tipik olarak trafonun ikincil sargısını farklı eşleşmesinden kaynaklanır ve bu durumda bir sorun yaratmaz. Şekil 4.17 devam eden yarım periyotta rezonans frekansında çalışırken bir yarım periyot boyunca devrenin rezonans frekansı altında çalıştığını göstermektedir. Diğer tarafla ilgili dalga formları gösterilmektedir: Doğrultmanın ters gerilimi şeklin sağ tarafında Ch3 ve Ch4 ile ölçülmektedir. Bu V_{out} olması beklenen teorik değerden çok az yüksek çıkmıştır. Fakat DC-DC çevirici kısmında bir sorun yaratmamıştır.



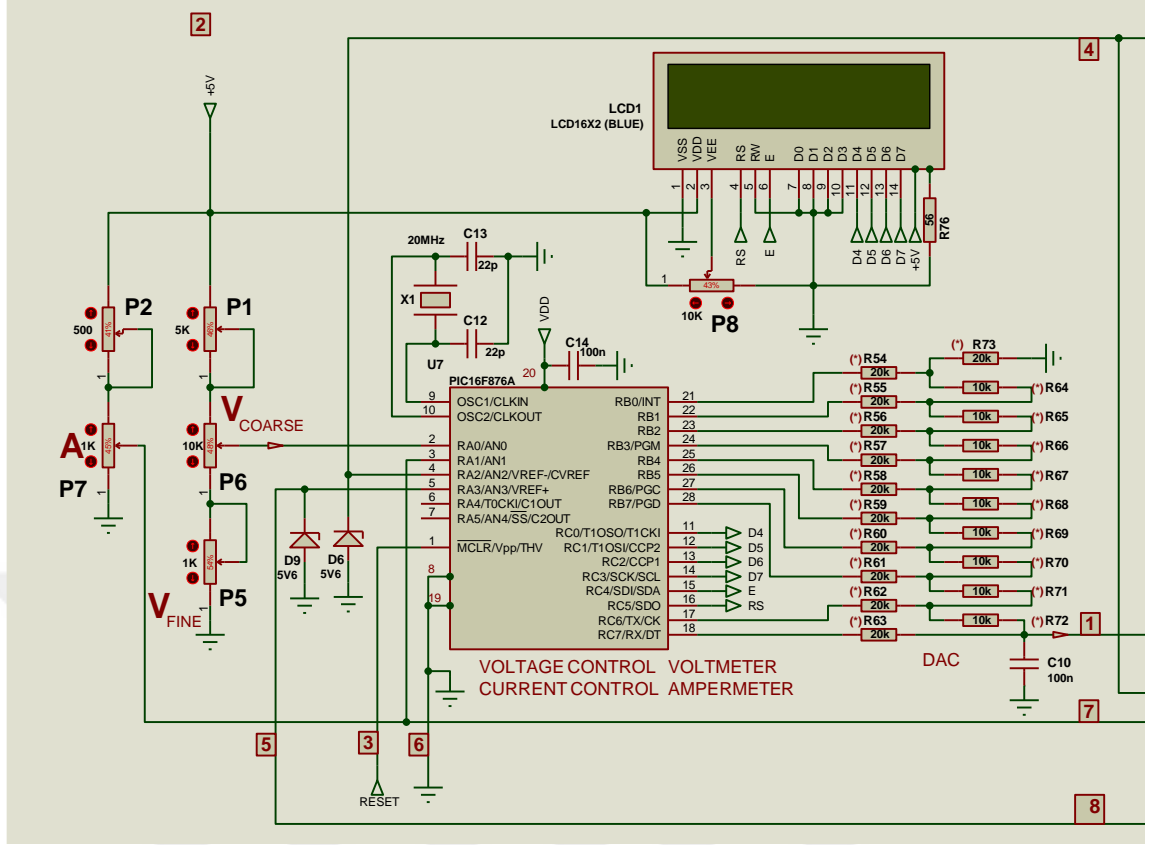
Şekil 4.16: 115 Vac ve tam yükte ana taraf LLC dalga formları
Kanal 1: Vcc Kanal 3: Akım Kanal 4: HB



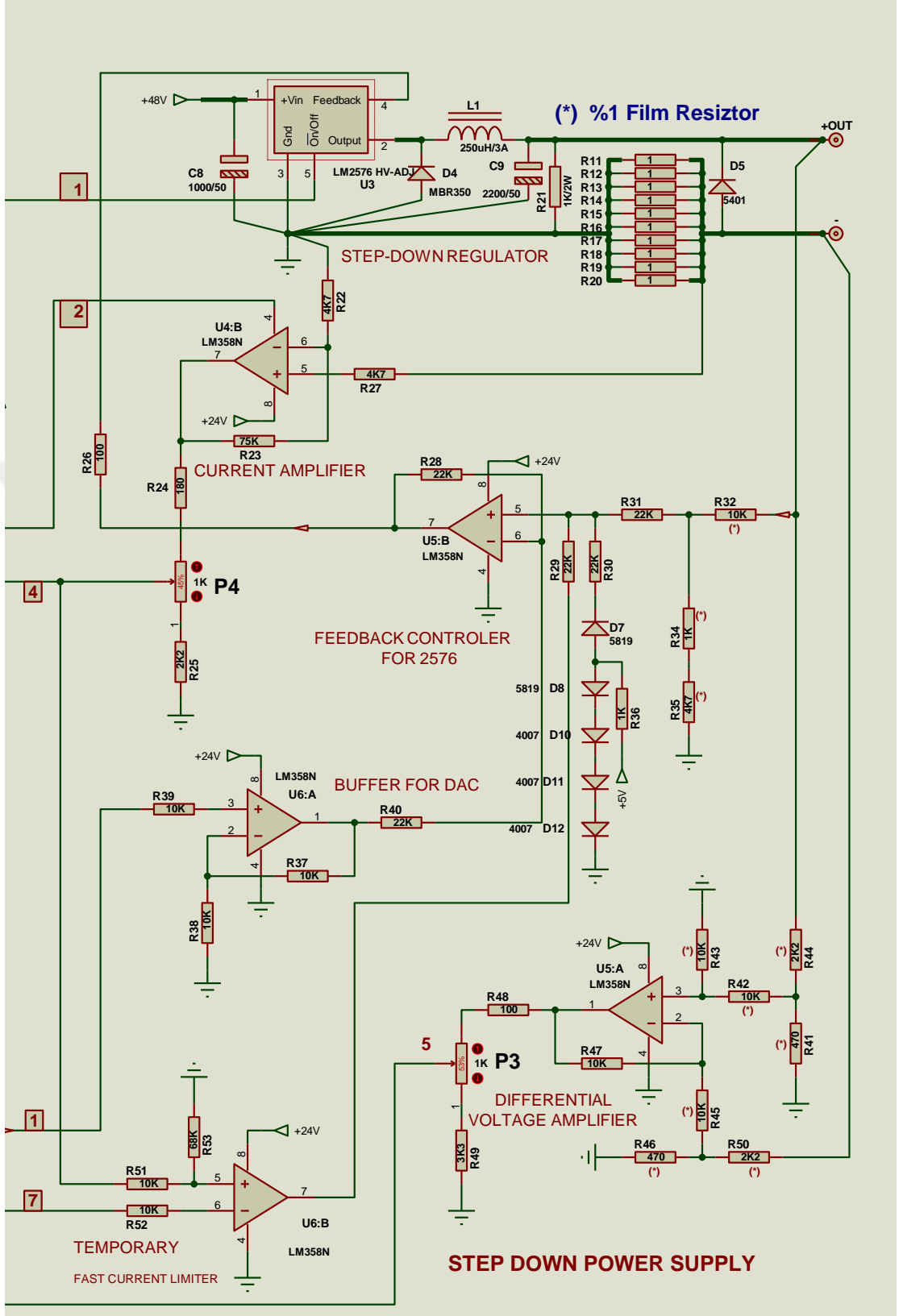
Şekil 4.17: 230 Vac ve tam yükte ikincil taraf LLC dalga formları
Kanal 1: Vout Kanal 3: D7 Kanal 4: D5



Şekil 4.18 –a DC – DC çevirici (48Volt + 24 ve + 5 volta çeviriliyor)

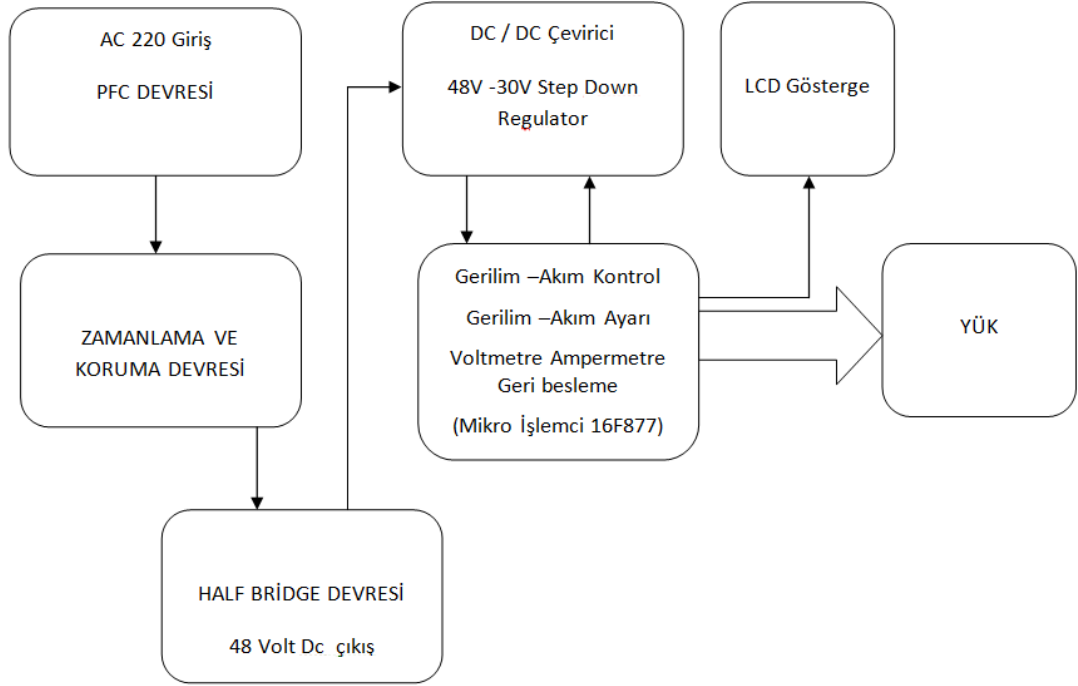


Şekil 4.18-b: Mikro işlemci kontrollü akım ve gerilim ayarı



Şekil 4.18- c: DC –DC step down regülötör

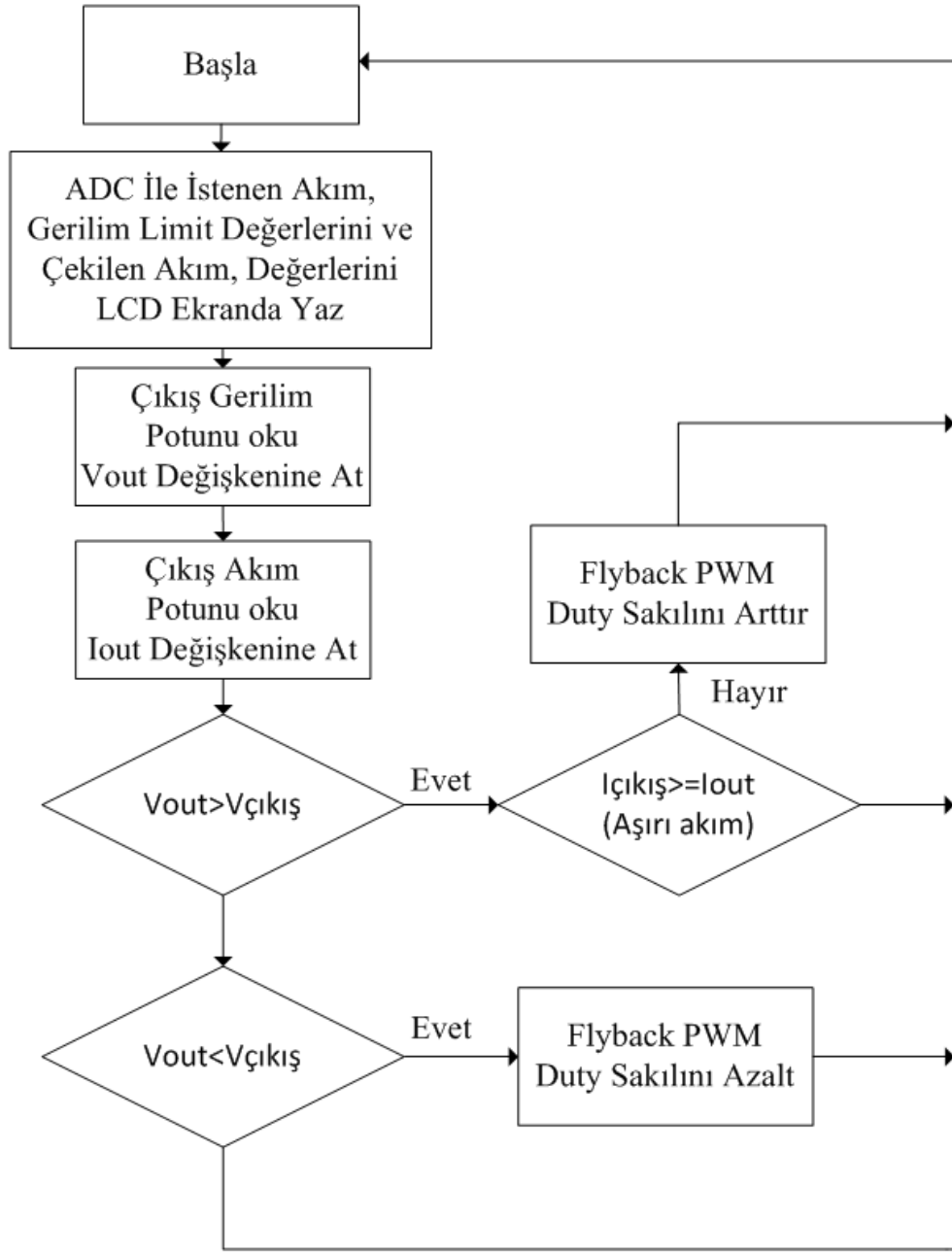
Şekil 4.18: 0-30Volt 0-3Amper Ayarlı laboratuvar tipi güç kaynağı devresi



Şekil 4.19: Gerçekleşen Devrenin Blok Şeması

Devre Şekil 4.19’da gösterilen blok şemasında devrenin girişindeki AC-DC çevirici ile devam eden 0-30Volt 0-3Amper step down regülatör devresinden oluşmaktadır. İlk aşamada devre AC 220V girişi flyback çevirici ile 48V DC çıkış vermektedir. Bu devrenin deneysel sonuçları önceki bölümde ayrıntılandırılmıştır. Test aşamalarında 48V çıkışı DC-DC çeviriye bir liner transformatör ve liner regülatör ile sağlanmıştır. DC-DC çeviricide akım ve gerilim kontrolü için devrede 16F877A mikro denetleyicisi ve çıkış değerlerini görmek amacı ile mikro denetleyici kontrolü ile LCD ekrana yansıtılmaktadır. Mikro denetleyici karşılaştırmalı gerilim ve akım değerleri ile çıkışı sürekli sabit tutar. Şekil 4.18’deki akım ve gerilim potansiyometreleri ile akım ve gerilim çıkışa limitlenerek aktarılır. Böylece çıkış akımı istenenden fazla akımın çıkmasına izin vermez. Şekil 4.20’deki akış şemasındaki akım gerilim potu direk referans değerlerine göre karşılaştırma yaptığından P3 ve P4 potansiyometreleri ile devre çıkışları ilk çalışmada iyi bir ölçü aleti ile kalibrasyon yapılmalıdır. Aksi halde LCD’de gösterilen değerler yanlış olur.

Şekil 4.21’de ki Pcb tasarım teknikleri Şekil 4.23’te de uygulanmıştır. Bu tasarım bir sonraki bölümde anlatılmıştır.



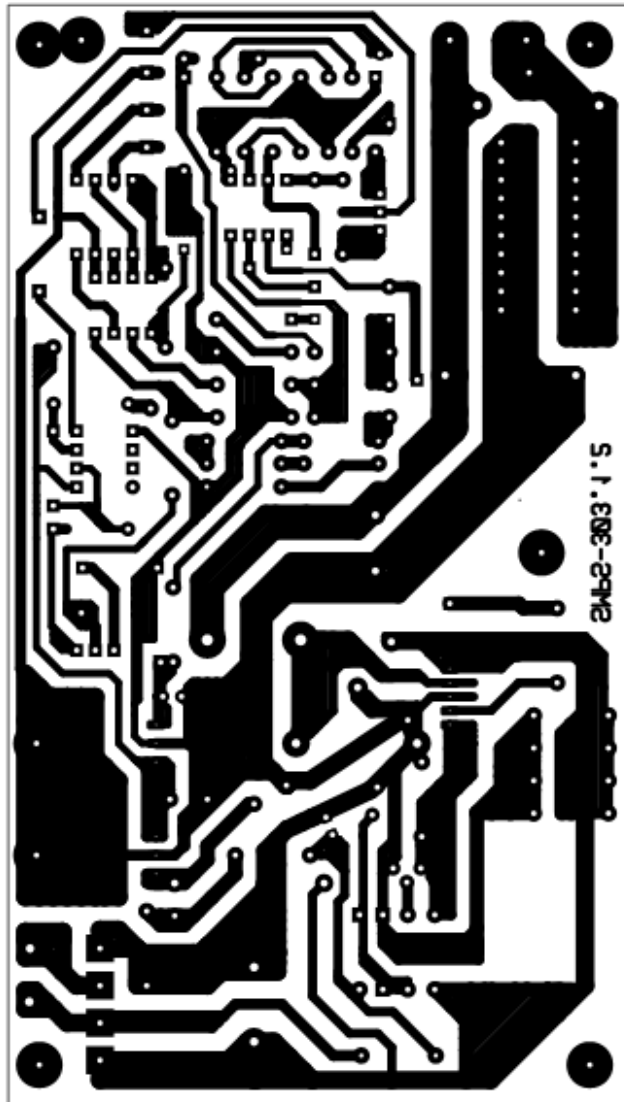
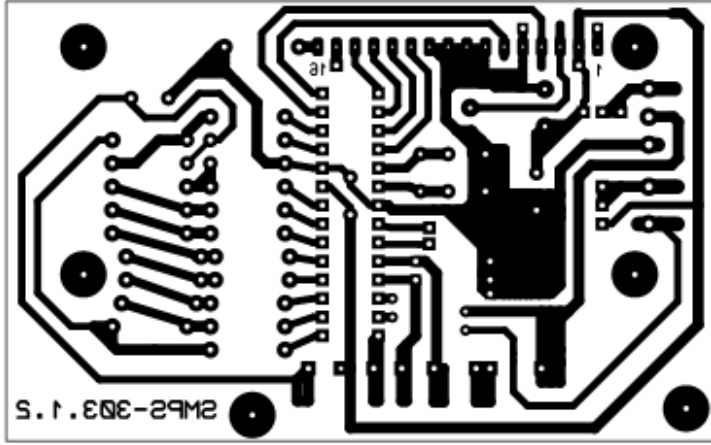
Şekil 4.20: Mikro denetleyici akış şeması

4.9. Anahtarlmalı Güç Kaynaklarında Baskı Devre Çizimi Ve Eleman Yerleştirilmesi

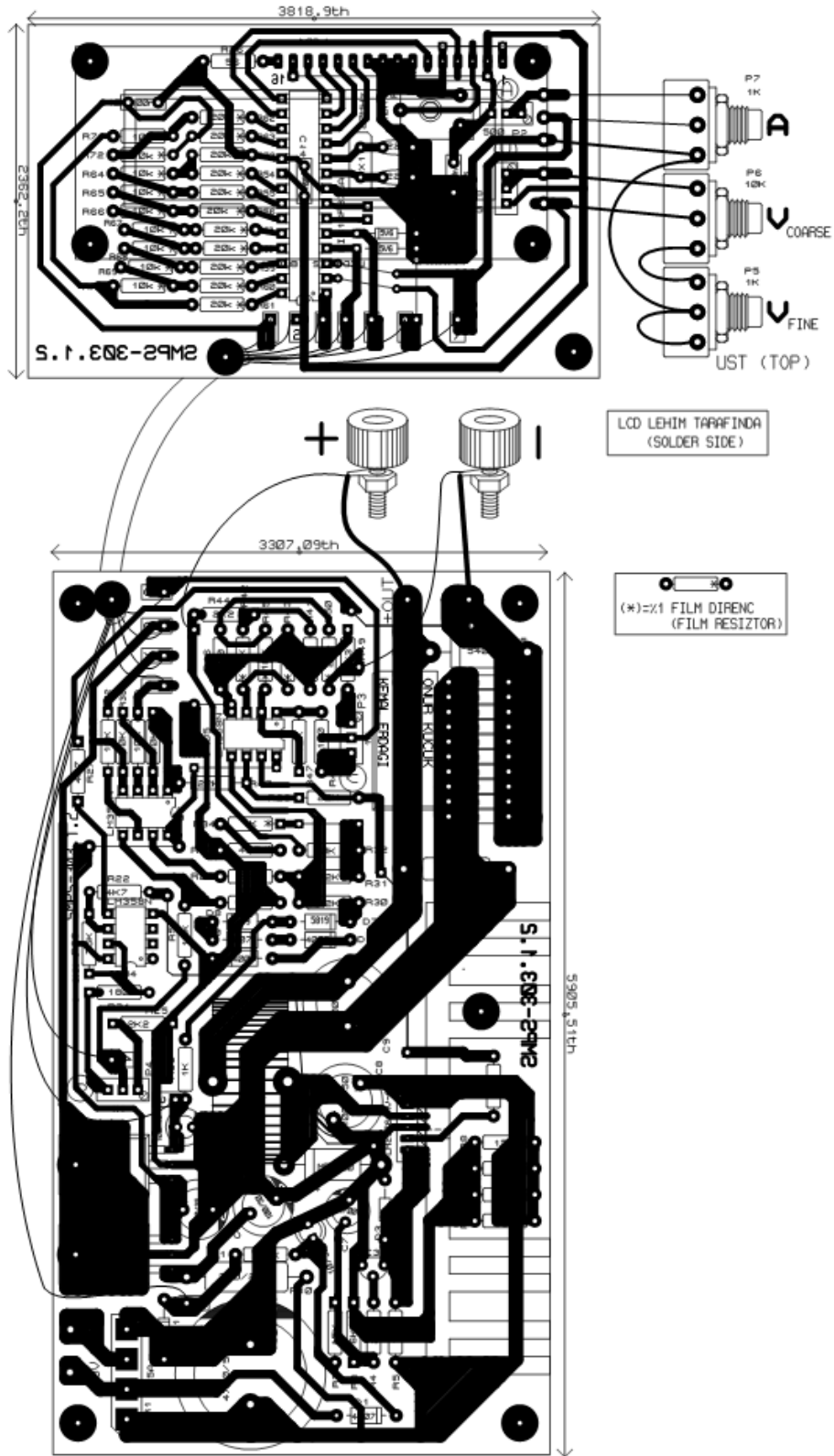
Baskılı devre kartı (PCB) genelde elektrik iletkenli yalıtım malzemesinin bir veya daha fazla tabakasından yapılmış bir yapıdır. Bu kartlar yalıtkan tipik olarak, fiber takviyeli reçineler, seramik, plastik veya bazı dielektrik malzemelerden yapılmışlardır. Tasarım sırasında, devre elemanlarının gerekli olmayan bacak bağlantıları çıkarılır ve bu bacak bağlantıları için baskı devre kartında delikler açılmak için yerler işaretlenir. PCB tasarımının ana genel standardı, malzemedan bağımsız olarak, IPC-2221B'dir. Üretilbilirlik ve kalite için kurallar sağlar, malzeme özellikleri için gereklilikler, yüzey kaplaması için kriterler, iletken kalınlığı, elemanların yerleşimi, boyutlandırma ve tolerans kuralları ve daha fazlasını bu standart içerir. Bu standart tek taraflı, çift taraflı ve çok katmanlı tüm baskı devre kart türleri için geçerlidir. Belirli bir devre tasarımı için, bir tasarımcı IPC-2220 serisinden uygun bir kesit standardı seçebilir. SMPS güç kaynakları tasarımları için ek parametreler IPC-9592B tarafından önerilir. Baskı devre çizimine başlamadan önce, açıkçası tüm bileşenlerin şematik ve bütün elemanların bacak izlerini (footprint) oluşturmanız gerekir. Şekil 4.21'deki yolların genişliği ve kalınlığı, IPC-2152'ye göre normal akımdaki maksimum izin verilen sıcaklık artışına ve kabul edilebilir bir empedansa dayalı olarak seçilmiştir. Sıklıkla gözden kaçan bir başka kriter daha var. Baskı devredeki yollar devrede meydana gelebilecek kısa dalgalanmalar sırasında erimemelidir. Şekil 4.21 ve Şekil 4.24 deki kalın yollar devreden maksimum 3Amper geçmesine rağmen 6 Amper geçecek şekilde tasarlanmıştır. Köprü diyot ve mosfet bağlantıları 8mm kalınlığındadır. PCB devre kartındaki yollar arasındaki boşluk tepe çalışma voltajı, devre konumu ve ürün uygulaması tarafından belirlenir. Baskı devre yolları mümkün olan en az aralıkta ve genişliği tasarımcının üretim yetenekleri tarafından sınırlıdır. Her durumda, genişlik 4 milimetreden az olmamalıdır. Uygulamaya ve ürünün kullanımına bağlı olarak, diğer standartlar da geçerli olabilir.

Tasarım aşamalarını belirledikten sonra, parçaları yerleştirilir ve yönlendirme yapılır. IPC ve diğer standartlar PCB devre kartının düzgün şekilde nasıl tasarlayacağınız konusunda size yeterli bilgiyi vermez. İyi bir tasarım, empedansının etkilerini ve oluşabilecek kapasitansları ve kablo iletimi yoluyla bir devreden

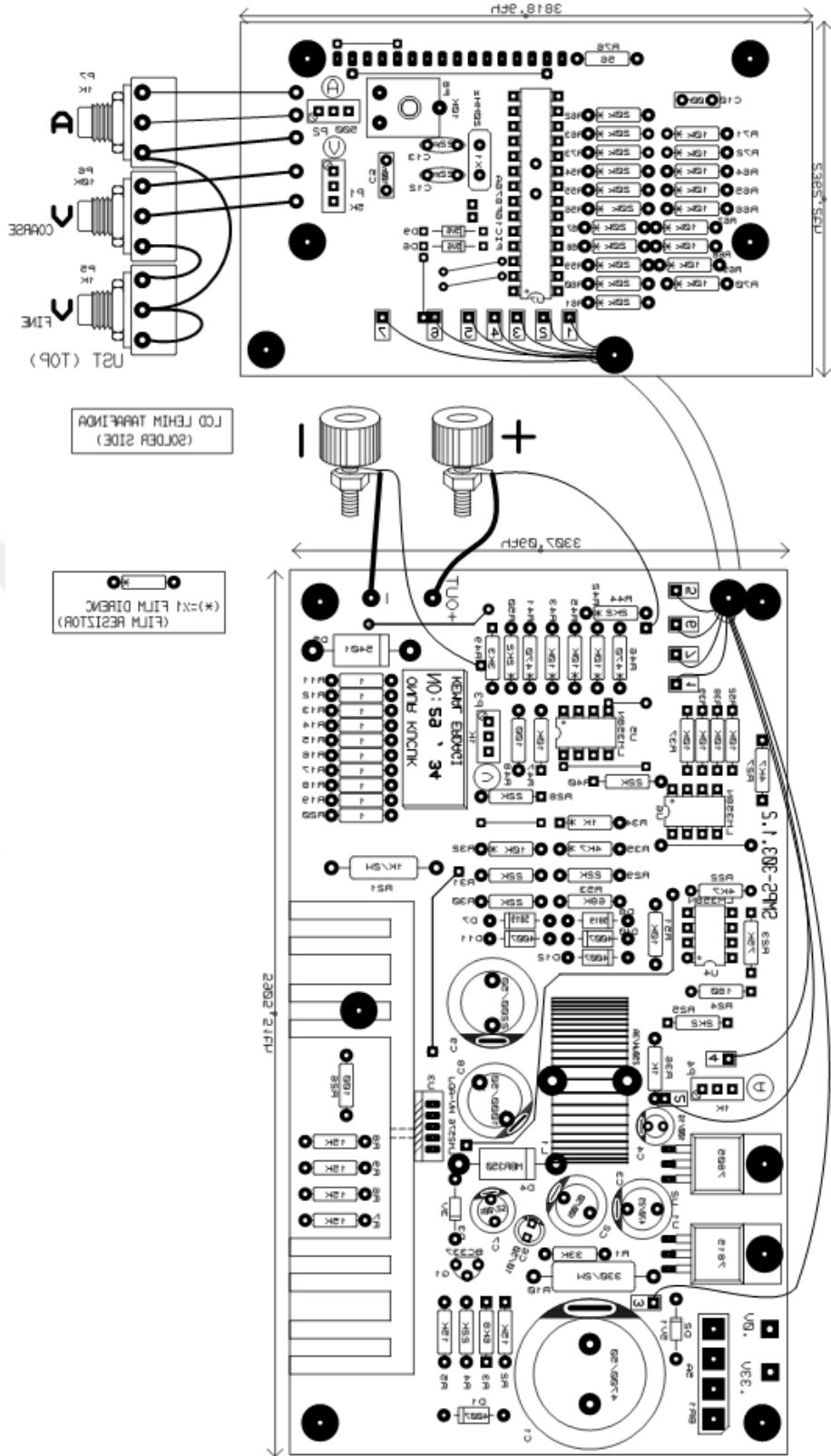
diğerine veri iletimde bozulmalar olmasının önüne geçer. Farklı durumlarda çıkışta bozulmalar saptanır. Pcb çizim programlarındaki otomatik yerleşim yazılımı kontrol devrelerinin çoğu için kullanılabilir, ancak anahtarlamalı mod güç kaynakları, toprak ve yüksek akım gerilim devreleri için kullanılamaz. Tasarım elle yapılmalıdır. Şekil 4.23. ve Şekil 4.26.'daki tasarımlarda dirençlerin, kondansatörlerin ve yarı iletkenlerin gruplar halinde olduğu görülmektedir. Bu da bir birlerini manyetik ve fiziksel olarak etkilememesi için aynı tip elemanlar birbirlerine yakın tutulmuştur. Transformatörler ve bobinler Şekil 4.26. birbirlerine uzak tutulmuştur. Oluşan manyetik yoğunluğun yarı iletkenleri etkilemesinden dolayı devre birkaç defa yeniden tasarlanmış ve en uygun sonuç Şekil 4.26.'da elde edilmiştir. Half bridge katındaki transformatör ve mosfetler tasarlanan devrede çıkışa yakın tutulmuştur. Bu mosfetler Smmps sistemlerinde çıkış yerine farklı yerlerde olmasından dolayı devre çıkışında ciddi bozulmalara neden olup regülatör entegresinin yanmasına sebep olmaktadır.



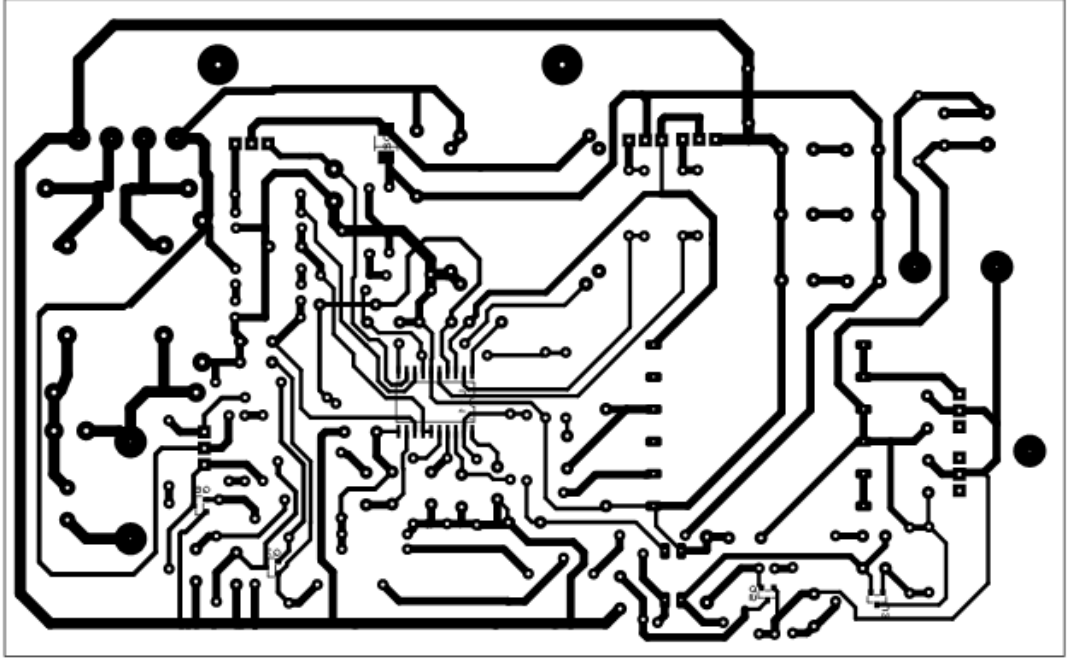
Şekil 4.21 :0-30 Volt – 0-3Amper ayarlı güç kaynağı devresi pcb alt görünümü



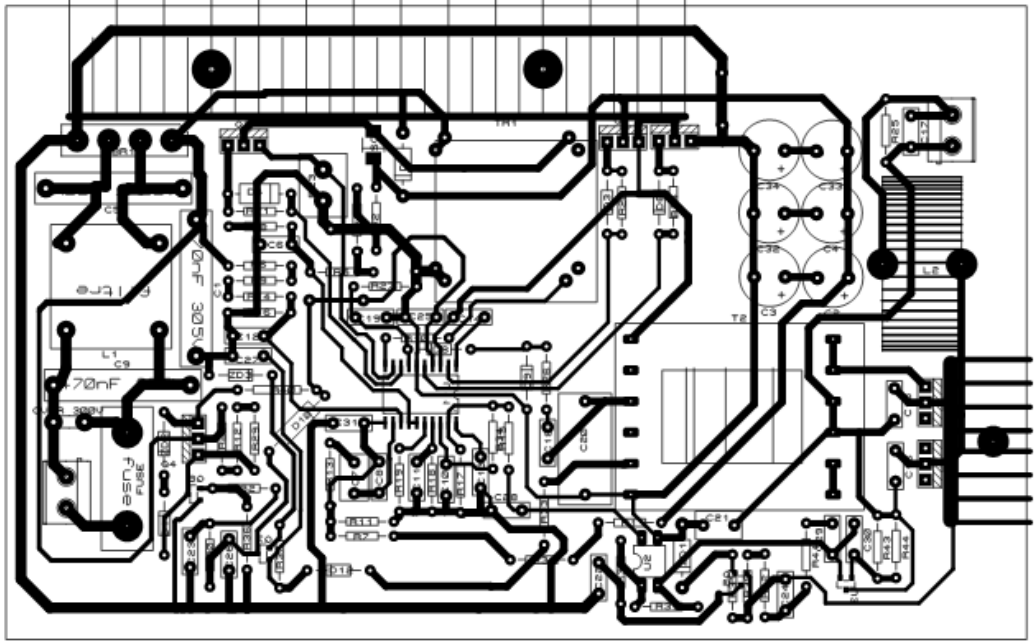
Şekil 4.22:0-30 Volt – 0-3Amper ayarlı güç kaynağı devresi pcb üst görünümü



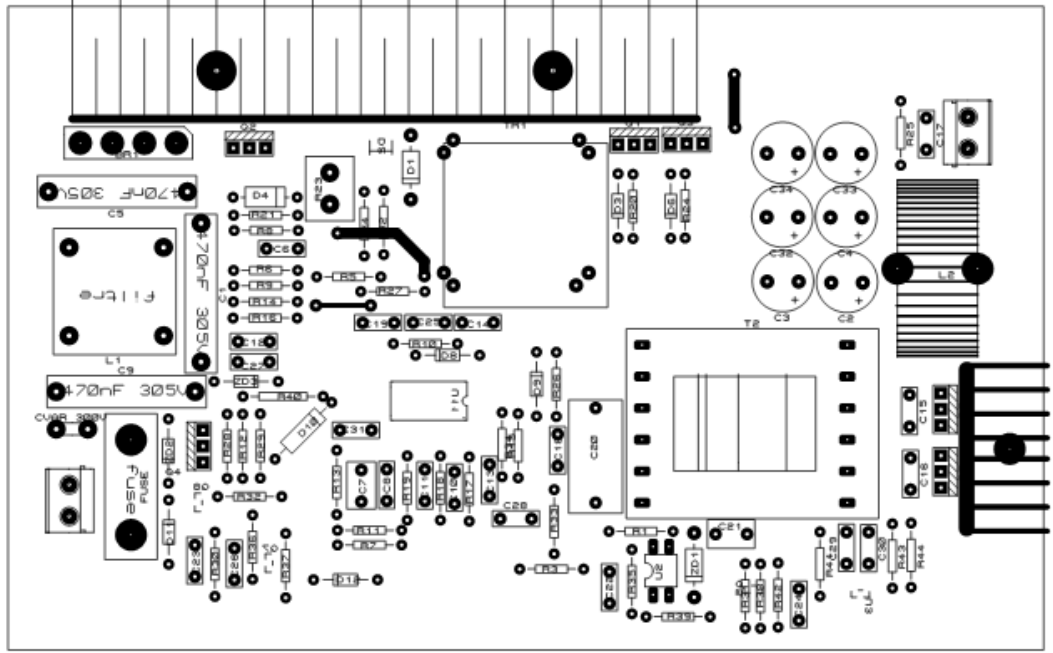
Şekil 4.23:0-30 Volt – 0-3Amper ayarlı güç kaynağı devresi pcb elamanlı yüz



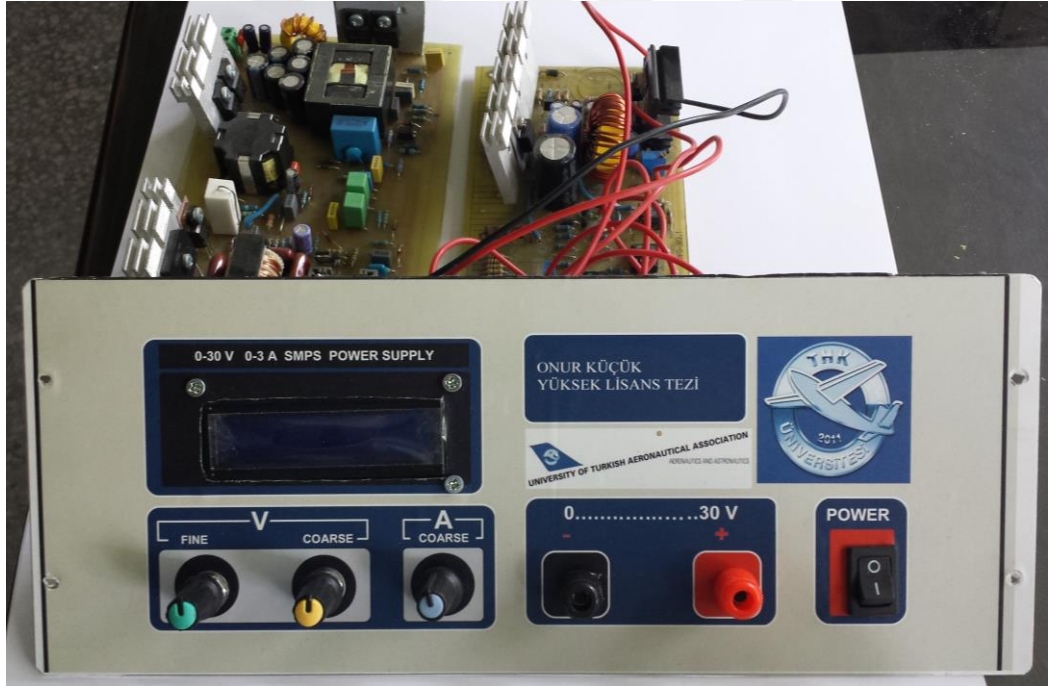
Şekil 4.24:220V AC giriş 48V DC çıkış devresi pcb alt görünümü



Şekil 4.25:220V AC giriş 48V DC çıkış devresi pcb üst görünümü



Şekil 4.26: 220V AC giriş 48V DC çıkış devresi pcb elemanlı yüz



Şekil 4.27:Gerçekleşen devre resmi

4.10. Buck Çevirici Devresi

Alçaltıcı (buck) devre flyback devresinin çıkışındaki 48 Volt gerilimi 2576HV-ADJ ve 16F876A mikro denetleyicisi yardımıyla çıkışa aktarmaktadır. Bu işlemci ile ayarlanan gerilimin çıkışta doğru olup olmadığını örnekleme alınan (R_{44} ve R_{41}) dirençlerle mikrodenetleyicinin ADC girişinde değerlendirilmektedir. Eğer çıkış voltajı düşükse devre aşırı akım pozisyonunda değilse çıkış voltajı artmaktadır. Şekil 4.18 de gösterilen bu voltaj DAC yardımıyla artırılmaktadır. Aynı şekilde 10 adet 1ohmluk direnç paralel bağlanarak elde edilen 0,1ohmun üzerinden geçen akımın bize devreden geçen akımı vermektedir. Bu dirençlerin üzerine düşen gerilim mikrodenetlecinin ADC girişinde örneklenerek Şekil 4.20'deki akış şemasında da olduğu gibi aşırı akımın kontrol edimesini sağlar

2x16 LCD ile devre üzerinden geçen akım gerilim değerleri ekranına yansıtır. Bu işlem için mikro denetleyicinin C portu kullanılmıştır. Bu devrede mikro denetleyici 5 Volt ile çalışmakta, bu voltajı 7805 regülatör entegresi ile elde edilmiştir.

Akım yükseltici, gerilim yükseltici DAC yükseltici ve geri besleme kontrolü için LM358N opampı kullanılmıştır. Bu opampı beslemek için 7815 regülatör entegresi kullanılmıştır.

Devrenin step down regülatör kısmında LM2576 entegresi kullanıldı. Entegrenin 4 nolu bacağı ile geri besleme verilmektedir. Şekil 4.20'deki algorithmada belirtilen akım gerilim örnekleme için kullanılan potansiyometreler (P_6 , P_7) ile ayarlanmaktadır.

BEŞİNCİ BÖLÜM

SONUÇLAR ve ÖNERİLER

Bu çalışmada yüksek verim sağlanan anahtarlamalı güç kaynağı tasarımı başarılı olmuş ve ölçümler kayıt edilmiştir. Yüksek verim elde etmek için boost chopper devresindeki diyotu sürekli olarak aktif çalıştırmamız gerekmektedir. Bunun için devrede STTH3L06U diyotu kullanılarak boost diyotu sürekli çalışma modunda çalıştırılmıştır. Alınan sonuçlara göre devrenin verimi diğer devrelere göre %3-%4 oranında artış göstermiştir. AC-DC çevirici kısmında kullanılan kutupsuz film kapasitörleri ayırık elemanların en popüler çeşitlerinden biridir. Bunlar genelde mükemmel şarj deşarj, filitre özellikleri sunar ve yüksek akım ve yüksek sıcaklık durumlarında avantajlıdır. Bu sebeple, film kapasitörleri devresin ilk kısmında kullanılmaktadır. Bu tür uygulamaların gerektirdiği yükün kullanım süresi boyunca bakım gerektirmeyen operasyonları garanti altına almak için devrenin tasarımında elektrolitik kapasitörlerin yerini film kapasitörleri almıştır. Frekans artışıyla yarım köprü aşırı gerilimi ve düşük voltaj korunumu gibi diğer özellikler devrede güvenilir sabit bir çıkışa olanak vermektedir.

Devrede kullanılan 7815 ve 7805 regülatörleri yerine Lm2576 entegresi kullanılırsa, mevcut wattlık dirençlere ihtiyaç olmadığı tespit edilmiştir. Ayrıca R_{10} direncindeki ısınma ortadan kalkacaktır. R_{10} üzerindeki ekstra enerji ortadan kalkacağı için devrenin veriminde de artış olur. Verim yeterince yüksek olduğu için bu yöntem denenmemiştir.

Smmps devrelerin ölçümleri için çeşitli yöntemler olsa da bu yöntemleri bulan kişilerin ölçüm cihazlarına sahip olmadan birçok yöntem kullanılamamaktadır. Smmps devreler ile çeşitli osiloskopların toprakları arasında potansiyel farklar tespit edilmiştir. Topraklar arasındaki bu farktan dolayı hassas gerilimleri referans alan entegre akım ve gerilim dengelenme sorunu yaşayıp giriş mosfetleri ile kendisini yakmaktadır. Bunun önüne geçmek için Smmps devresini ve osiloskopu aynı hat trafosundan beslemek gerekir. Yani empedans uygunlaştırma denilen sarım sayıları ve nüve çekirdek yapıları aynı olan iki transformatörü birbirlerine seri bağlayarak

elde edilen sabit gerilimi Smps girişine ve osiloskop girişine vererek bu sorunun üstesinden gelinebilir. Bu sorun genellikle eski tip osiloskoplarda meydana gelmektedir.

Günümüzde Smps sistemlerinin elektrikli araçlarda kullanımı ile yeni ve daha karmaşık tasarımları görmekteyiz. Fakat literatüre girmiş çeşitli transformatör çeşitleri ile nüve ve akı kayıpları zamanla azalmaktadır. Yeni sarım teknikleri ve yeni materyal (alaşım) nüveler ile tasarlanan transformatörler eskilere göre daha küçük ve daha güçlü olduğu görülmektedir. Bu yeni tip transformatörler çok yüksek manyetik alan oluşturduklarından dolayı kullanıma hazır değildirler. Küçük ve kayıpları az olan transformatörlerin tekrar popüler olması ile liner devreler geçmişteki gibi ilgi odakları olabilirler ya da smps sistemler ile harmanlanıp yeni modeller geliştirilebilir.

Temiz ve verimli enerji kullanarak geleceğimizi daha yaşanabilir bir hale getirebiliriz.

KAYNAKLAR

- [1] Mohan, Ned. *First Course on Power Electronics*. MNPERE, Minnesota Power Electronics Research & Education, 2009.
- [2] Bodur, H., (2004), “Güç Elektroniği Ders Notları” YTÜ
- [3] <http://320volt.com/en/projects/smpps-circuits/> (11.10.2016)
- [4] Çabuk, G. Kılınç S., “Reducing electromagnetic interferences in flyback AC-DC converters based on the frequency modulation technique” *Turk J Elec Eng & Comp Sci*, Vol.20, No.1, 2012
- [5] Bodur, H., “DC -DC Dönüştürücülerde Yumuşak Anahtarlama Teknikleri”YTÜ Ders Notları
- [6] Sinha S, Chandel SS. Review of software tools for hybrid renewable energy systems. *Renew Sust Energ Rev* 2014; 32: 192-205.
- [7] MOSFET failure modes in the zero-voltage-switched full-bridge switching mode power supply applications A. Fiel; T. Wu *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2001. APEC 2001. Sixteenth Annual IEEE Year: 2001, Volume: 2*
- [8] ESD effects on power supply clamps [CMOS ICs]Teong-San Yeoh *Physical&Failure Analysis of Integrated Circuits,Proceedings of the 1997 6th International Symposium*
- [9] Switching power supply topology voltage mode vs. currentmode Robert Mammano
- [10] Practical switching power supply design book 2012
- [11] A novel partially insulated Schottky source/drain MOSFET: Short channel and self heating effects 2010 Ganesh C. Patil , S. Qureshi

- [12] Sensing power MOSFET junction temperature using gate drive turn-on current transient properties He Niu, Robert D. Lorenz
- [13] E.R. Olson, "Integrating giant magnetoresistive current and thermal sensors in power electronic modules", *Proc. Appl. Power Electron. Conf. and Expo*
- [14] *Texas Instruments Inc., ADC 081000 1 GSPS A/D Converter*, 2013,
- [15] W. Yu, J. S. Lai, H. Qian and C. Hutchens, "High-efficiency MOSFET inverter with H6-type configuration for photovoltaic non-isolated AC-module applications", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 56, no. 4, pp. 1253-1260, 2011
- [16] V. Barkhordarian, "Power MOSFET basics", *International Rectifier*, 2003
- [17] Evaluation of modern MOSFET models for bulk-driven applications Rui He; Lihong Zhang 2008 51st Midwest Symposium on Circuits and Systems Year: 2008 Pages: 105 - 108,
- [18] Rashid, Muhammad H. *Power electronics: circuits, devices, and applications*. Pearson Education India, 2009.
- [19] Silicon carbide based DSG MOSFET for high power, high speed and high frequency applications Sonam Rewari; R. S. Gupta; S. S. Deswal; Vandana Nath 2014 IEEE 6th India International Conference on Power Electronics (IICPE) Year: 2014 Pages: 1 - 4
- [20] Design Considerations for a Fast Stacked-MOSFET Switch Martin Sack; Sebastian Keipert; Martin Hochberg; Mario Greule; Georg Mueller *IEEE Transactions on Plasma Science* Year: 2013
- [21] Silicon carbide based DSG MOSFET for high power, high speed and high frequency applications Sonam Rewari; R. S. Gupta; S. S. Deswal; Vandana Nath 2014 IEEE 6th India International Conference on Power Electronics (IICPE) Year: 2014 Pages: 1 - 4

- [22] Špánik, P., et al. "Efficiency increase of switched mode power supply through optimization of transistor's commutation mode." *Elektronika ir Elektrotechnika* 105.9 (2015): 49-52.
- [23] Singh, Shikha, et al. "Power factor correction in switched mode power supply for computers using canonical switching cell converter." *IET Power Electronics* 8.2 (2015): 234-244.
- [24] Louvel, Jean-Paul. "Method of forming a switched mode power supply controller device with an off mode and structure therefor." U.S. Patent No. 8,942,012. 27 Jan. 2015.
- [25] Xie, Xiaogao, et al. "Study on the Single-Stage Forward-Flyback PFC Converter With QR Control." *IEEE Transactions on Power Electronics* 31.1 (2016): 430-442.

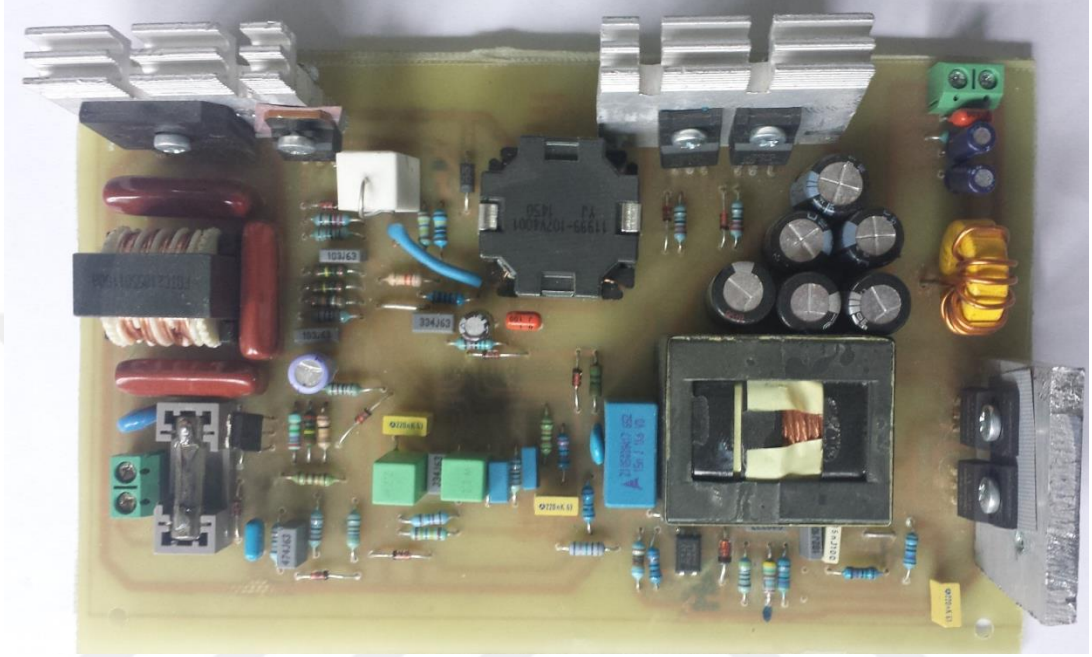
EKLER

EK-A GÜÇ KAYNAĞI KARTI 220 V AC – 48 VOLT DC ÇIKIŞ KARTI RESMİ

**EK- B AKIM GERİLİM KONTROLÜ VE LCD ÇIKIŞI İÇİN 16F876A MİKRO
DENETLEYİCİ KODLARI**



Ek-A Güç Kaynağı Kartı 220 V Ac – 48 Volt DC Çıkış Kartı Resmi



Güç Kaynağı Kartı 220 V Ac – 48 Volt DC

Ek- B Akım Gerilim Kontrolü ve Lcd Çıkışı İçin 16f876A Mikro Denetleyici Kodları

```
'  
-----  
' DOSYA ISMI : GUCKAY.BAS  
' TARİH      : BASLAMA 13,08,2011 BITIS --,--,2011  
' ACIKLAMA   : ANAHTARLAMALI (30V - 3A) LCD DISPLAYLI  
GUCKAYNAGI  
' PIC ADI    : 16F876A  
'  
-----
```

```
PORTC.6=0
```

```
PORTC.7=0
```

```
PORTB=0
```

```
DEFINE OSC 20
```

```
@ DEVICE HS_OSC
```

```
@ DEVICE pic16F876A
```

```
@ DEVICE pic16F876A, WDT_OFF ;WDT DEVRE DISI
```

```
@ DEVICE pic16F876A, PWRT_ON
```

```
@ DEVICE pic16F876A, PROTECT_OFF
```

```
TRISA=%00101111
```

```
TRISB=%00000000
```

```
TRISC=%00000000
```

```
PORTA.4=1
```

SETGER2 VAR BYTE

SETGER1 VAR BYTE

SETGER0 VAR BYTE

GER2 VAR BYTE

GER1 VAR BYTE

GER0 VAR BYTE

SETAK2 VAR BYTE

SETAK1 VAR BYTE

SETAK0 VAR BYTE

AK2 VAR BYTE

AK1 VAR BYTE

AK0 VAR BYTE

SETGER VAR WORD

SETAK VAR WORD

GER VAR WORD

AK VAR WORD

AKTOP VAR WORD

GERTOP VAR WORD

AKHAM VAR WORD

ONCSETGER VAR WORD

ONCSETAK VAR WORD

ONCGER VAR WORD

ONCAK VAR WORD

GERONC VAR WORD

X VAR WORD

PORTDEG VAR WORD

SAY VAR BYTE

SAY2 VAR BYTE

SAYBIP VAR BYTE

SAYFLASH VAR BYTE

FARK VAR WORD

UART VAR WORD

HATA VAR BYTE

' _____LCD AYARLARI _____

```
DEFINE LCD_DREG PORTC 'BILGILERI PORTC DEN AL
DEFINE LCD_BBIT 0 'BASLANGIC BITI PORTC NIN 0 NOLU PINI
DEFINE LCD_RSREG PORTC 'REGISTER PORTC YE BAGLI
DEFINE LCD_RSBIT 5 'REGISTER 5 NOLU PINE BAGLI
DEFINE LCD_EREG PORTC 'ENABLE PORTC YE BAGLI
DEFINE LCD_EBIT 4 'ENABLE 4 NOLU PINE BAGLI
DEFINE LCD_BITS 4 '4 BIT OLARAK HABERLES
DEFINE LCD_LINE 2 '2 SATIRLIK LCD KULLAN
```

PAUSE 500

??
????????????????????????????

' _____TIMER VE INTERRUPT AYARLARI _____

' ADCON0=%00000001 'ADC AKTIF

```
ADCON1=%10000010      'REF:VDD, AN5 DIJITAL DIGERLERI ANALOG,  
SONUCU SAGA YASLA 10 BIT
```

```
' ON INTERRUPT GOTO KESME 'KESME OLDUGUNDA(-- mSn'DE BIR)  
KESME'YE GIT
```

```
DEFINE ADC_BITS 10 'A/D çevirim sonucu 10 bit
```

```
DEFINE ADC_CLOCK 3 'Clock kaynagi (3=rc)
```

```
DEFINE ADC_SAMPLEUS 100 'Örnekleme zamani 100 mikro saniye cinsinden.
```

```
'OOOOOOOOOOOOOOOOOOOOOOOOOOOOOOOOOOOOOOOOOOOOOOOOOOOOOOOOOOOOOOOO  
OOOOOOOOOOOOOOOOOOOOOOOOOOOOOOOOOOOOOOOOOOOOOO
```

```
PORTB.0=1
```

```
PAUSE 10
```

```
BASLA:
```

```
LCDOUT $FE, 1, " S M P S "
```

```
PAUSE 1000
```

```
LCDOUT $FE, $C0, " 303.1 "
```

```
PAUSE 2000
```

```
LCDOUT $FE, 1, " iYi CALISMALAR "
```

```
LCDOUT $FE, $C0, " KOLAY GELSİN "
```

```
PAUSE 2000
```

```
PORTB=3
```

'=====

OKU:

'PAUSE 5

IF GER<50 THEN PAUSE 2

GERONC=GER

GER=0 : SETGER=0 : AK=0 : SETAK=0

OKUSETAK:

ADCIN 1,X '1 nolu kanaldan AKIM SET DEGERINI OKU

BEKLE1:

IF ADCON0.2=1 THEN BEKLE1 'AKTARMA BITMEDIYSE BEKLE

SETAK=SETAK+X

OKUSETGER:

ADCIN 0,X '0 nolu kanaldan GERILIM SET DEGERINI OKU

BEKLE0:

IF ADCON0.2=1 THEN BEKLE0 'AKTARMA BITMEDIYSE BEKLE

SETGER=SETGER+X

OKUGER:

ADCIN 3,X '3 nolu kanaldan GERILIM DEGERINI OKU

BEKLE3:

IF ADCON0.2=1 THEN BEKLE3 'AKTARMA BITMEDİYSE BEKLE
GER=GER+X

OKUAK:

ADCIN 2,X '2 nolu kanaldan AKIMI oku

BEKLE2:

IF ADCON0.2=1 THEN BEKLE2 'AKTARMA BITMEDİYSE BEKLE

OKUAK2:

AK=AK+X

SAY2=SAY2+1

IF SAY2>29 THEN

SAY2=0

SETAK=SETAK/6 '2 kez okunan degerin ortalamasini al ve 3 e böl

SETGER=SETGER/6 '3 A DE 900 OKUNUYOR 900/3=300 3,00A

AKHAM=AK

AKHAM=AKHAM/30 'AK2 AMPERMETRENIN 10,20, mA
GÖSTEREMEMESİ NEDENİYLE KULLANILDI. DEGER 3 E
BÖLÜNMEDEN ÖNCE İSLENECEK

AK=AK/90 '30 KEZ OKLUNDU ORTALAMASI ALINIP 3 E
BOLUNDU

GER=GER/90

IF AK<200 THEN 'AKIM 2000mA DEN KUCUKSE 3 E BOLUNMEMIS
HALIYLE ISLEM YAPILACAK

```

IF AKHAM=1 THEN AK=2    '10mA GOSTER
IF AKHAM=2 THEN AK=3    '20mA GOSTER

IF AKHAM>2 THEN
AK=AK+1                  '2000mA DEN KÜÇÜKLERE 1 EKLE
IF AK<100 THEN AK=AK+1 '1000mA DEN KÜÇÜKLERE 1 DAHA EKLE
ENDIF
ENDIF

GOTO PORTOKU
ENDIF
IF SAY2>1 THEN OKUGER
GOTO OKUSETAK

PORTOKU:
PORTDEG=PORTB+(256*PORTC.6)+(512*PORTC.7)  'PORT DEGERINI
OKU

SAY=SAY+1
AKTOP=AKTOP+AK
GERTOP=GERTOP+GER
IF                               SAY>19                              THEN
'????????????????????????????????????????????????????????????????????????????????
AKTOP=AKTOP/20  '20 ADET ORTALAMA AKIMIN DA
ORTALAMASINI AL
GERTOP=GERTOP/20  '20 ADET ORTALAMA GERILIMIN DE
ORTALAMASINI AL
SAY=0

```

GOSUB EKCRAN

ENDIF

KARAR:

IF SETAK=0 THEN

PORTB=0

PORTC.6=0

PORTC.7=0

GOTO OKU

ENDIF

IF GER>SETGER THEN GERAZALT

IF AK>SETAK THEN AKAZALT

IF GER<SETGER THEN

IF AK=SETAK THEN OKU

GOTO GERARTTIR

ENDIF

IF GER=0 THEN

PORTB=0

PORTC.6=0

PORTC.7=0

ENDIF

GOTO OKU

'=====

=====

GERARTTIR:

IF SETAK<10 OR GER<20 THEN GERARTTIR2 'KUCUK AKIMLARDA VE
DAHA GER YOKSA YAVAS ARTTIR

FARK=SETGER-GER

IF FARK>9 THEN 'FARK 1V VE UZERI ISE

IF AK=0 THEN 'AKIM CEKILMIYOR ISE

IF SETGER>150 THEN

FARK=FARK*3 'FARKIN PORT DEGERI

GOTO GERARTTIR3

ENDIF

FARK=FARK*2

GOTO GERARTTIR3

ENDIF

UART=(GER*10/AK)*SETAK 'ARTTIRILABILINECEK GER DEGERINI
HESAPLA

UART=UART/10 'KUCUK DEGERLER KAYBOLDUGUNDAN ONCE 10
ILE CARPILMISTI

IF UART>=SETGER THEN 'SETGER KADAR ARTTIRILABILINIYORSA

IF SETGER>150 THEN

FARK=FARK*3 'FARKIN PORT DEGERI

GOTO GERARTTIR3

ENDIF

'FARK=FARK*2

GOTO GERARTTIR3

ENDIF

FARK=UART-GER

IF FARK=0 THEN

FARK=1

GOTO GERARTTIR2

ENDIF

IF (UART+GER)>150 THEN

FARK=FARK*3 'ARTTIRMA MIKTARININ PORT DEGERI

GOTO GERARTTIR3

ENDIF

FARK=FARK*2 'ARTTIRMA MIKTARININ PORT DEGERI

GOTO GERARTTIR3

ENDIF

GERARTTIR2:

IF PORTB<255 THEN

PORTB=PORTB+1

GOTO OKU

ENDIF

IF PORTC.6=0 THEN

PORTB=0

PORTC.6=1

GOTO OKU

ENDIF

IF PORTC.7=0 THEN

PORTB=0

PORTC.6=0

PORTC.7=1

GOTO OKU

ENDIF

GOTO OKU

GERARTTIR3:

IF FARK>(1023-PORTDEG) THEN GERARTTIR2

PORTDEG=PORTDEG+FARK

GOTO PORTYUKLE

'=====

=====

GERAZALT:

FARK=GER-SETGER

IF FARK>9 THEN

IF SETGER>150 THEN

FARK=FARK*3

GOTO GERAZALT3

ENDIF

FARK=FARK*2

GOTO GERAZALT3

ENDIF

GERAZALT2:

'IF PORTA.5=1 and AK<100 THEN OKU

IF PORTB>0 THEN

PORTB=PORTB-1

PAUSE 5

GOTO OKU

ENDIF

IF PORTC.6=1 THEN

PORTC.6=0

PORTB=255

PAUSE 5

GOTO OKU

ENDIF

IF PORTC.7=1 THEN

PORTC.7=0

PORTC.6=1

PORTB=255

PAUSE 5

GOTO OKU

ENDIF

IF GER>SETGER THEN HATA=2

GOSUB EKCRAN

GOTO OKU

GERAZALT3:

'IF PORTA.5=1 THEN OKU

IF GERONC>GER THEN

IF AK<=SETAK THEN

PAUSE 10/(AK+1) 'KOND BOSALIRKEN BEKLEME SURESINI HESAPLA

ENDIF

GOTO OKU

ENDIF

GERAZALT4:

IF FARK<=PORTDEG THEN

PORTDEG=PORTDEG-FARK

GOTO PORTYUKLE

ENDIF

PORTDEG=PORTDEG/2

GOTO PORTYUKLE

'=====

=====

AKAZALT:

IF AK>SETAK AND GER<10 THEN GERAZALT2

'PORTC.7=0

'PORTC.6=0

'PORTB=5

'GOTO OKU

'ENDIF

IF SETAK=0 THEN

PORTB=0

PORTC.6=0

PORTC.7=0

GOTO OKU

ENDIF

FARK=AK-SETAK

IF FARK>9 THEN

IF FARK<50 THEN

IF GERONC>GER AND AK<100 THEN PORTYUKLE 'cikis dusuyorsa

DAC DEGERI SABIT KALSIN

ENDIF

IF GER>100 THEN

FARK=(GER*(SETAK/10))/AK

FARK= FARK*10

FARK=GER-FARK

FARK=3*FARK

GOTO GERAZALT4

ENDIF

IF GER<101 THEN

FARK=(GER*SETAK)/AK

FARK=GER-FARK

FARK=3*FARK

GOTO GERAZALT4

ENDIF

'FARK=(10*GER/AK)*SETAK

'FARK=((10*GER)-FARK)/10

'FARK=3*FARK

'GOTO GERAZALT4

ENDIF

GOTO GERAZALT2

'=====

=====

PORTYUKLE:

PORTC.7=PORTDEG.9

PORTC.6=PORTDEG.8

PORTB.7=PORTDEG.7

PORTB.6=PORTDEG.6

PORTB.5=PORTDEG.5

PORTB.4=PORTDEG.4

PORTB.3=PORTDEG.3

PORTB.2=PORTDEG.2

PORTB.1=PORTDEG.1

PORTB.0=PORTDEG.0

PAUSE 1 'CIKISIN DEGISMESINI BEKLE

GOTO OKU

EKRAN:

'IF HATA=2 THEN

'HATA=0

'LCDOUT \$FE, 1, "!GER. AZALMIYOR!"

'LCDOUT \$FE, \$C0, "!GER. AZALMIYOR!"

'PAUSE 100

'ONCGER=GERTOP : ONCSETGER=SETGER : ONCAK=AKTOP :
ONCSETAK=SETAK

'GERTOP=0 : AKTOP=0

'RETURN

'ENDIF

IF (ONCAK=AKTOP) AND (ONCSETAK=SETAK) AND
(ONCGER=GERTOP) AND (ONCSETGER=SETGER) AND
(AKTOP<SETAK) THEN

GERTOP=0 : AKTOP=0

RETURN

ENDIF

GER2=GERTOP DIG 2 'GERILIM DEGERININ 10 LAR BASAMAGINI
AYIR

GER1=GERTOP DIG 1 'GERILIM DEGERININ 1 LER BASAMAGINI
AYIR

GER0=GERTOP DIG 0 'GERILIM DEGERININ ONDALIK BASAMAGINI
AYIR

AK2=AKTOP DIG 2 'AKIM DEGERININ 1 LER BASAMAGINI AYIR

AK1=AKTOP DIG 1 'AKIM DEGERININ ONDALIK 1 BASAMAGINI
AYIR

AK0=AKTOP DIG 0 'AKIM DEGERININ ONDALIK 2 BASAMAGINI
AYIR

SETGER2=SETGER DIG 2 'SETGERILIM DEGERININ 10 LAR
BASAMAGINI AYIR

SETGER1=SETGER DIG 1 'SETGERILIM DEGERININ 1 LER
BASAMAGINI AYIR

SETGER0=SETGER DIG 0 'SETGERILIM DEGERININ ONDALIK
BASAMAGINI AYIR

SETAK2=SETAK DIG 2 'SETAKIM DEGERININ 10 LAR BASAMAGINI
AYIR

SETAK1=SETAK DIG 1 'SETAKIM DEGERININ 1 LER BASAMAGINI
AYIR

SETAK0=SETAK DIG 0 'SETAKIM DEGERININ ONDALIK BASAMAGINI
AYIR

IF SETGER2=0 THEN LCDOUT \$FE, 1, " ", #SETGER1,",", #SETGER0, "V
SET ", #SETAK2, ",", #SETAK1, #SETAK0, "A"

IF SETGER2>0 THEN LCDOUT \$FE, 1, #SETGER2, #SETGER1,",",
#SETGER0, "V SET ", #SETAK2, ",", #SETAK1, #SETAK0, "A"

IF GER2=0 AND AK<SETAK THEN LCDOUT \$FE, \$C0, " ", #GER1,",",
#GER0, "V OUT ", #AK2, ",", #AK1, #AK0, "A"

IF GER2>0 AND AK<SETAK THEN LCDOUT \$FE, \$C0, #GER2, #GER1,",",
#GER0, "V OUT ", #AK2, ",", #AK1, #AK0, "A"

IF GER2=0 AND AK>=SETAK THEN

IF SAYFLASH<3 THEN LCDOUT \$FE, \$C0, " ", #GER1,",", #GER0, "V OUT
", #AK2, ",", #AK1, #AK0, "A"

IF SAYFLASH>2 THEN LCDOUT \$FE, \$C0, " ", #GER1,",", #GER0, "V
<OUT>", #AK2, ",", #AK1, #AK0, "A"

SAYFLASH=SAYFLASH+1

IF SAYFLASH>4 THEN SAYFLASH=0

ENDIF

IF GER2>0 AND AK>=SETAK THEN

IF SAYFLASH<3 THEN LCDOUT \$FE, \$C0, #GER2, #GER1,",", #GER0, "V
OUT ", #AK2, ",", #AK1, #AK0, "A"

IF SAYFLASH>2 THEN LCDOUT \$FE, \$C0, #GER2, #GER1,",", #GER0, "V
<OUT>", #AK2, ",", #AK1, #AK0, "A"

SAYFLASH=SAYFLASH+1

IF SAYFLASH>4 THEN SAYFLASH=0

ENDIF

```
ONCGER=GERTOP : ONCSETGER=SETGER : ONCAK=AKTOP :  
ONCSETAK=SETAK  
GERTOP=0 : AKTOP=0  
RETURN  
END
```



ÖZGEÇMİŞ

KİŞİSEL BİLGİLER

Adı Soyadı: Onur KÜÇÜK

Uyruğu: T.C.

Doğum Yeri ve Tarihi: Sivas 1982

Medeni Hali: Evli

Adres: Üniversiteler Mahallesi Bilkent 3 Ufuk Sitesi E1/7 Çankaya
ANKARA

E-Posta Adresi: onurkucuk@yahoo.com

İletişim (Telefon) : 555 258 06 22

EĞİTİM

Lise : Balgat Anadolu T. Lisesi 2000

Lisans : Gazi Üniversitesi 2005

Yüksek Lisans : Türk Hava Kurumu Üniversitesi /Elektrik Elektronik
Mühendisliği (Devam Etmekte)

MESLEKİ DENEYİM

1999	Vet Bilgisayar	Teknik servis
2004	Emse Mühendislik	Yaz Stajı
2005	Meta Sondaj	Şantiye Şefi
2007	M.E.B.	Öğretmen (devam etmekte)

YABANCI DİL: İngilizce