

**GERİLİM VE AKIM SINIRLAMA ÖZELLİKLİ
ANAHTARLAMA MODLU GÜÇ KAYNAĞININ
TASARIMI VE GERÇEKLEŞTİRİLMESİ**

Hakan IŞIK

76255


**YÜKSEK LİSANS TEZİ
(ELEKTRONİK - BİLGİSAYAR EĞİTİMİ)**

**GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

Ağustos 1998

ANKARA

Hakan IŞIK tarafından hazırlanan GERİLİM AYARLI VE AKIM SINIRLAMA ÖZELLİĞİ BULUNAN ANAHTARLAMA MODLU GÜÇ KAYNAĞI TASARIMI VE GERÇEKLEŞTİRİLMESİ adlı bu tezin Yüksek Lisans tezi olarak uygun olduğunu onaylarım.


Yrd. Doç. Dr. Yılmaz SAVAŞ
Tez Yöneticisi

Bu çalışma, jürimiz tarafından Elektronik Bilgisayar Anabilim Dalında Yüksek Lisans tezi olarak kabul edilmiştir.

Başkan : Doç. Dr. F. Nihâl GÜLER

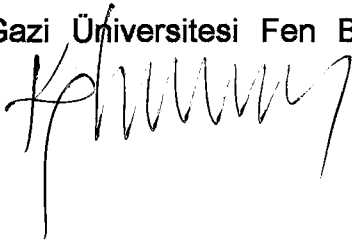
Üye : Yrd. Doç. Dr. Yılmaz SAVAŞ

Üye : Yrd. Doç. Dr. Ö. Faruk BAY

Üye : _____

Üye : _____

Bu tez, Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü tez yazım kurallarına uygundur.



İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖZET.....	I
ABSTRACT.....	II
TEŞEKKÜR.....	III
ÇİZELGELERİN LİSTESİ.....	IV
ŞEKİLLERİN LİSTESİ.....	V
SİMGELER VE KISALTMALAR.....	VII
1. GİRİŞ.....	1
2. ANAHTARLAMA MODLU GÜÇ KAYNAKLARINA GENEL BİR BAKIŞ.....	3
2.1. Anahtarlama Gerilim Regülatörlerinin Temel Prensipleri.....	6
2.2. Anahtarlama Regülatörlerinin Sınıflandırılması.....	8
2.2.1. Buck regülatörler (azaltan - step down).....	8
2.2.2. Boost regülatörler (artıran - step up).....	12
2.2.3. Buck - boost regülatörler.....	13
2.2.4 Cuk regülatörler.....	15
2.2.5. Flyback konvertör.....	17
2.2.6 Forward konvertör.....	18
2.2.7. Push - pull konvertör.....	20
3. ANAHTARLAMA MODLU GÜÇ KAYNAĞININ TASARIMI.....	21
3.1. Devrenin Genel Çalışma Prensipleri.....	22
3.2. Doğrultucu Ünitesi.....	23
3.3. Anahtarlama Elemanı.....	24
3.4 Buck Regülatör.....	24

3.5. Akım Sınırlaması ve Örnekleme Devresi.....	26
3.6. Denetim Devresi.....	27
3.6.1. Referans regülatör.....	28
3.6.2. Osilatör.....	28
3.6.3. Hata yükseltici.....	29
3.6.4. Karşılaştırıcı, pwm sinyalin elde edilmesi ve çıkış geriliminin ayarlanması.....	30
3.6.5. Çıkış devresi.....	33
4. SONUÇLAR.....	35
4.1. Regülasyon Yüzdesi ve Eğrisi.....	35
4.2. Devrenin Ripple Yüzdesi ve Görünümü.....	36
4.3. Devrenin Değişik Yüklerdeki V/A Grafiği ve Verimi.....	38
5. DEĞERLENDİRME VE ÖNERİLER.....	40
KAYNAKLAR.....	42
EKLER.....	44
ÖZGEÇMİŞ.....	55

**GERİLİM AYARLI VE AKIM SINIRLAMA ÖZELLİKLİ
ANAHTARLAMA MODLU GÜÇ KAYNAĞININ
TASARIMI VE GERÇEKLEŞTİRİLMESİ
(Yüksek Lisans Tezi)**

Hakan IŞIK

**GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
AĞUSTOS 1998**

ÖZET

Bu tez, laboratuvar tipi, çıkış gerilimi ayarlı ve akım sınırlama özellikli, anahtarlama modlu güç kaynağının tasarımını ve gerçekleştirilmesini kapsamaktadır.

Labaratuvarlarda kullanılan, lineer güç kaynaklarının birçok olumsuz yanları bulunmaktadır. Verimleri düşük, maliyetleri pahalı, boyutları ve ağırlıkları büyük, bunların yanında, harcadıkları güçte oldukça fazladır.

Gerçekleştirilen güç kaynağı ile, yukarda belirtilen lineer güç kaynaklarındaki olumsuzluklar ortadan kaldırılmıştır. Bunlara ek olarak, devreye gerilim ayarı ve akım sınırlama özelliği de kazandırılmıştır. Yapımı gerçekleştirilen bu güç kaynağında, uygun değişiklikler yapılarak daha geniş bir alanda kullanılabilir.

Bilim Kodu : 225.10.01

Anahtar kelimeler : Anahtarlama Mod Güç Kaynağı

Sayfa adedi : 55

Tez Yöneticisi : Yrd. Doç. Dr. Yılmaz SAVAŞ

**DESIGN AND IMPLEMENTATION OF SWITCHING MODE POWER SUPPLY
WITH THE SPECIFICATIONS OF REGULATED OUTPUT VOLTAGE AND
LIMITING CURRENT
(M.Sc. Thesis)**

**GAZİ UNIVERSITY
INSTITUTE OF SCIENCE AND TECHNOLOGY
August 1988**

ABSTRACT

This thesis covers on design and implementation of switching mode power supply with the specifications of regulated output voltage and limiting current.

Conventional linear power supplies have a lot of disadvantages. Among them, they have low efficiency, expensive cost, big dimensions, and also weight. Beside this, they consume a great deal of power, compared by the switching mode power supply.

These negativities for linear power supplies mentioned above are removed by the switching mode power supply. In addition to this, switching mode power supply has the advantage of regulation of voltage and limiting current. The switching mode power supply can be used in another area with having suitable changes.

Science Code : 225.10.01

Key Words : Switching Mode Power Supply

Page Number : 55

Adviser : Asist Prof. Yılmaz SAVAŞ

TEŞEKKÜR

Çalışmalarım süresince, değerli görüő ve tavsiyeleriyle çalışmalarımı yönlendiren hocam, Sayın Yrd. Doç. Dr. Yılmaz SAVAŞ' a ve bana çalışmalarımda yardımcı olan mesai arkadaşım Okan ÖZGÖNENEL' e teşekkür ederim.



ÇİZELGELERİN LİSTESİ

Çizelge	Sayfa
Çizelge 4.1 Devrenin değişik yüklerdeki, giriş, çıkış gerilim, akım değerleri ve verimi.....	38



ŞEKİLLERİN LİSTESİ

Şekil	Sayfa
Şekil 2.1. Lineer gerilim regülatörü blok şeması.....	3
Şekil 2.2. Lineer seri gerilim regülatörü.....	4
Şekil 2.3. Anahtarlama güç kaynaklarının temel yapısı.....	5
Şekil 2.4. Anahtarlama regülatörün elamanları.....	6
Şekil 2.5. PWM sinyalin elde edilmesi.....	7
Şekil 2.6. Buck regülatör.....	9
Şekil 2.7. Boost regülatör.....	12
Şekil 2.8. Buck-Boost regülatör.....	14
Şekil 2.9. Cuk regülatör.....	16
Şekil 2.10. Flyback konvertör.....	18
Şekil 2.11. Forward konvertör.....	19
Şekil 2.12. Push-pull konvertör.....	20
Şekil 3.1. Anahtarlama modlu güç kaynağının blok şeması.....	23
Şekil 3.2. Doğrultucu ünitesi.....	23
Şekil 3.3. Anahtarlama elamanının bağlantı şeması.....	24
Şekil 3.4. Buck regülatör.....	25
Şekil 3.5. Akım sınırlama devresi.....	26
Şekil 3.6. Denetim tümdevresinin blok şeması.....	27
Şekil 3.7. PWM sinyalin elde edilmesi.....	31
Şekil 3.8. Denetim devresinin çıkış katı.....	33
Şekil 4.1. Devrenin 30 V' taki regülasyon eğrisi.....	35
Şekil 4.2. Devrenin 5 V' taki regülasyon eğrisi.....	36
Şekil 4.3. Devrenin 30 V' taki osilaskoptaki ripple görünümü.....	37
Şekil 4.4. Devrenin 5 V' taki osilaskoptaki ripple görünümü.....	37

Şekil	Sayfa
Şekil 4.5. Devrenin gerilim-akım (V-A) grafiği.....	38
Şekil 4.6. Devrenin verim grafiği.....	39
Şekil EK 1.2. Güç kaynağı blok şeması.....	46
Şekil EK 1.3. Güç kaynağı açık şeması.....	46
Şekil EK 1.4. Güç kaynağı baskılı devre kartı alt görünüşü.....	47
Şekil EK 1.5. Güç kaynağı baskılı devre kartı üst görünüşü.....	48
Şekil EK 1.6. Güç kaynağı baskılı devre kartının yerleşim planı.....	49
Şekil EK 2.5. CA 3524 tümdevresinin ayak bağlantıları.....	52
Şekil EK 2.6. CA 3524 tümdevresinin blok şeması.....	52
Şekil EK 2.7. CA 3524 tümdevresinin şematik diyagramı.....	53

SİMGELER VE KISALTMALAR

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

Simgeler	Açıklama
IC	Entegre devre
A .C	Alternatif gerilim-akım
D. C	Doğru gerilim-akım
R	Direnç
C	Kondansatör
L	Bobin
f	Frekans
V _c	Kontrol voltajı
V _r	Osilatör gerilimi
V _g	Anahtarlama gerilimi
T	Peryot
kt	Anahtarlama periyodu
V _s	Giriş gerilimi
V _a	Çıkış gerilimi
I _s	Giriş akımı
I _a	Çıkış akımı
I _L	Bobin akımı
I _p	Transistör akımı tepe değeri
V _{CE}	Transistör kolektör-emitör gerilimi
n	Transformatör dönüştürme oranı
N	Sarım sayısı

Kısaltmalar**Açıklama**

NASA

Amerika uzay araştırmaları merkezi

SMPS

Anahtarlama modlu güç kaynağı

IGBT

Yalıtılmış bipolar kapılı transistör

CRT

Kotod ışın tüpü

PWM

Pals genişlik modülasyonu



1. GİRİŞ

Son yıllarda güç elektroniği alanında daha küçük ve daha hafif güç kaynaklarına talebin artmasıyla yüksek verimli, yüksek frekanslı güç kaynakları gelişme göstermiştir. Bu tip güç kaynakları 20 kHz ve üzerindeki anahtarlama frekanslarında verimli çalışabilmektedirler. Yüksek frekanslardaki çalışma transformatör, bobin ve kondansatör gibi konvertör elamanlarının boyutlarının önemli ölçüde küçülmesine ve konvertörlerin daha çok güç yoğunluğu sağlamasına imkan vermiştir.

Yüksek frekanslarda çalışan güçlü aktif elemanlar hem harcayabilecekleri güç bakımından sınırlı, hem de pahalıdırlar. Verimi düşük olan devrelerde bu verimin bir parça artırılması önemli olmayabilir. Ancak yüksek güçlerde küçük verim artmaları devrede gereksiz harcanan gücü çok azalttığından önemlidir. Örneğin %90 verimle çalışan bir devrenin verimini %95' a çıkarmak devrede harcanan gücü %10'dan, %5'e yani yarı yarıya düşürmek demektir. Ayrıca dc kaynaktan çekilen güçte azalacaktır.

Yukarıda sayılan hususlar yüzünden yüksek verimli, yüksek frekanslı güç devreleri üzerinde yoğun çalışmalar yapılmaktadır. Yüksek frekanslarda daha çok verim sağlanması amacıyla D sınıfı çalışan anahtarlama modlu güç kaynakları geliştirilmiştir. Yapılan araştırmada, bu tip güç kaynaklarının genelde düşük sabit gerilimli ve yüksek akım değerlerinde çalışan kaynak makinaları için tasarımı yapılmıştır.

Bu çalışmada, yeni teknolojide bazı IC' leri (Integrated Circuits) kullanmak suretiyle PWM (Pulse Width Modulation) modülasyonu kullanarak çıkış gerilimi ayarlı (5V - 30V) ve buna ek olarak akım sınırlaması da bulunan anahtarlama modlu güç kaynağının tasarımı ve yapımı amaçlanmıştır. Bu nedenle akım 6 A'de, gerilim ise 30 V'da sınırlı tutulmuştur.

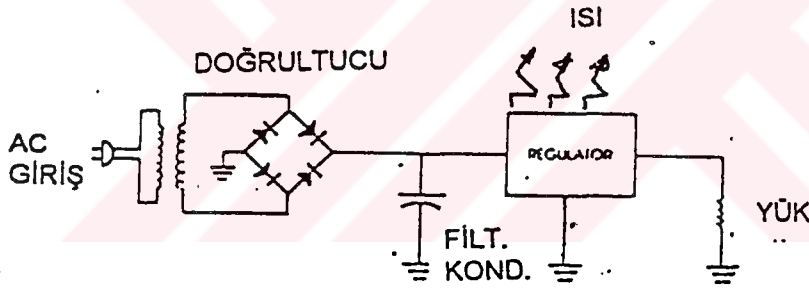
Bu tezin ikinci bölümünde anahtarlama modlu güç kaynakları tanıtılmıştır. Anahtarlama modlu güç kaynaklarına genel olarak bakılmış, yapısı, lineer güç kaynaklarına göre avantajları, dezavantajları ve çeşitleri açıklanmıştır. Üçüncü bölümde, anahtarlama modlu güç kaynağının tasarımı anlatılmış, tasarlanan devrenin katları, devre şemaları ve hesaplamaları ortaya konulmuştur. Dördüncü bölümde tasarlanan devre ile ilgili ölçümler verilmiştir. Beşinci bölümde ise sonuçlar değerlendirilmiş, devam eden ve gelecekte yapılacak olan çalışmalarla ilgili açıklamalara yer verilmiştir.



2. ANAHTARLAMA MODLU GÜÇ KAYNAKLARINA GENEL BİR BAKIŞ

Daha verimli, daha küçük ve hafif güç kaynaklarına talebin artmasıyla ve bu talepleri lineer güç kaynaklarının karşılayamamasından dolayı anahtarlama modlu güç kaynakları gelişme göstermiştir.

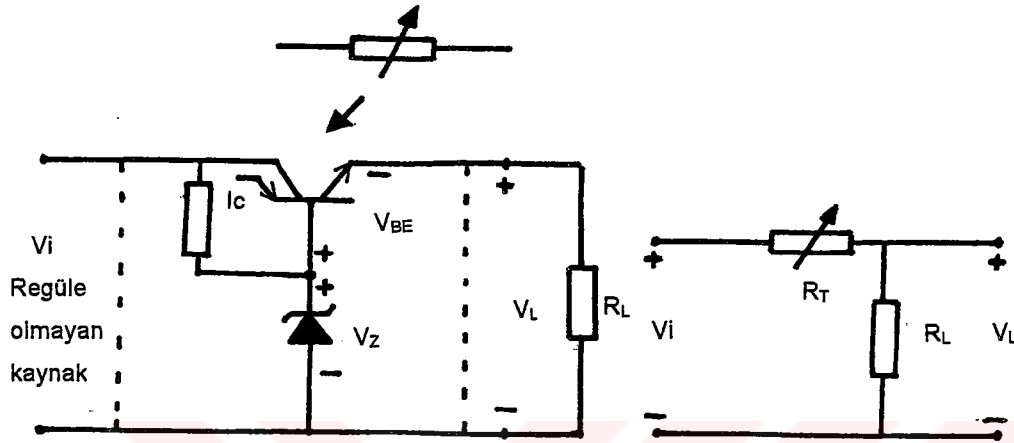
Şekil 2.1 deki lineer bir güç kaynağının blok şemasına bakılırsa, giriş gerilimi transformatör tarafından istenilen gerilim seviyesine düşürülür. Düşürülen bu gerilim doğrultucu tarafından doğrultulur ve filtre kondansatörüne uygulanır. Lineer gerilim regülatörlerinin birinci sakıncası burada oluşur bu da filtre kondansatörünün depo ettiği enerji, yük akımını beslemek zorundadır ve yük akımı arttığında filtre kondansatörünün değeri de büyütülmelidir.



Şekil 2.1. Lineer gerilim regülatörü blok şeması

Gerilim regülatörlerinde, değişik yüklerde, çıkış geriliminin sabit kalması istenir, bu regülasyon işlemi, Şekil 2.2 deki gibi lineer güç kaynaklarında yaygın olarak kullanılan seri veya şönt (paralel) regülatörlerle sağlanır. Burada regülasyon seri veya paralel bağlı değişken dirençlerle sağlanır, bu değişken direnç genellikle bir güç transistördür. Bu tür güç kaynaklarında denetleyici eleman olan transistor devamlı doğrusal bölgede kalır, dolayısıyla da gücün neredeyse yarısına varan bir miktarı, bu eleman üzerinde ısı şeklinde kaybedilir ve dolayısıyla verim % 40' lara kadar düşer. Lineer güç

kaynaklarının diğere bir sakıncası da kullanılan transformatörün kaynak frekansında (50 Hz) çalışması nedeni ile boyutlarının oldukça büyük olmasıdır. Bütün bu sebepler lineer güç kaynaklarının maliyetini, boyutlarını ve ağırlıklarını artırmaktadır.



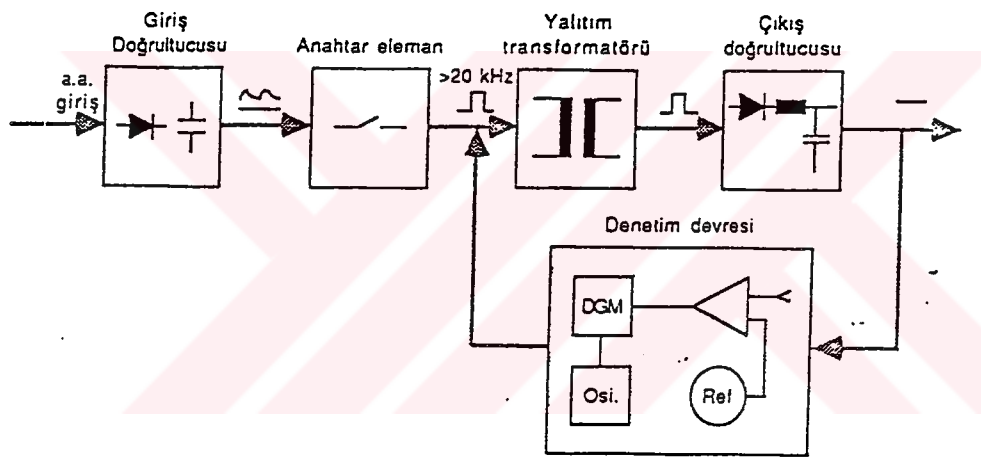
Şekil 2.2. Lineer seri gerilim regülatörü

Yukarıda anlatılan sebeplerden dolayı, ilk defa 1960'lı yıllarda NASA tarafından geliştirilen anahtarlmalı güç kaynaklarında (Switched Mode Power Supply -SMPS) ise çıkışın denetlenmesini sağlayan güç elmanı bir anahtar olarak ya doyumda, yada kesimde tutulur. Böylelikle üzerindeki güç kaybı en az bir düzeyde kalır ve dolayısıyla da verim % 90'lara kadar çıkmaktadır. Ayrıca bu elaman yüksek bir frekansta anahtarılandığından gerilim düşürmek veya yükseltmek veya yalıtım için kullanılacak transformatörün boyutları oldukça küçülür.

Anahtarlmalı gerilim regülatörlerinin lineer gerilim regülatörlerine nazaran bazı sakıncalı yanları da bulunmaktadır. Yapısı, lineer gerilim regülatörüne nazaran daha karmaşıktır. Lineer gerilim regülatörüne göre gürültüleri ve ripılları daha fazladır. Yük değişimlerine karşı devrenin cevabı daha yavaştır. Anahtarlmalı gerilim regülatörleri çalışma biçimleri nedeniyle

elektromanyetik etkileşmeye ve radyo frekanslı girişime neden olur. Bunun için özel filtre devrelerine ve ekranlamaya gereksinim duyar (Kuntman, 1990).

Anahtarlama güç kaynaklarının temel yapısı Şekil 2.3' de görülmektedir. AC giriş doğrultucu tarafından doğrultulur ve bir kondansatörle filtre edilir. Elde edilen doğru gerilim yüksek frekansta çalışan bir kıyıcıyı besler. Kullanılan kıyıcı çıkışında anahtarlanan dc gerilim yalıtım ve / veya gerilim değişimi için bir transformatöre verilir.

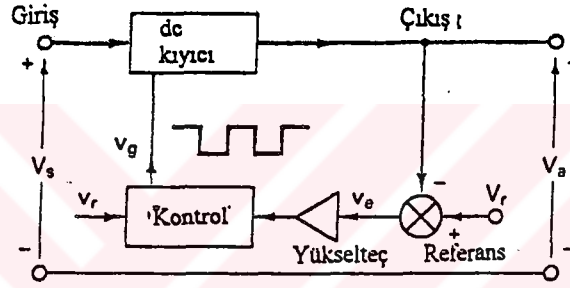


Şekil 2.3. Anahtarlama güç kaynaklarının temel yapısı

Çıkış geriliminin giriş geriliminden çok büyük bir katsayı ile farklılık göstermediği durumlarda transformatör kullanılmaz. Transformatör çıkışı yine bir doğrultucudan geçirilerek filtre edilir ve istenilen D.A çıkış elde edilir. Çıkış geriliminin kontrolü ise şekilde gösterildiği gibi, anahtarlama elemanının on/off oranının (Duty-Saykıl oranı) değiştirilmesi ile sağlanır.

2.1. Anahtarlama Gerilim Regülatörlerinin Temel Prensipleri

DC kıyıcılar veya konvertörler , anahtarlama gerilim regülatörlerinde regülesiz dc gerilimi, regüleli dc gerilime çevirmek için kullanılır. Regülasyon sabit frekanslı puls genişlik modülasyonu (PWM) ile yapılır ve anahtarlama elemanı olarak Güç Transistörü, Mosfet veya IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistör) kullanılır. Anahtarlama regülatörün elemanları Şekil 2.4' de gösterilmiştir.



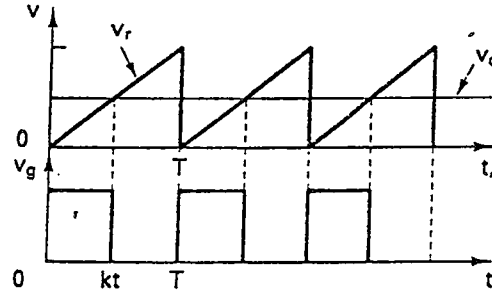
Şekil 2.4. Anahtarlama regülatörün elemanları

Anahtarlama regülatör dizaynında, anahtarlama frekansı, osilatördeki "R" ve "C" elemanlarının değerleri ile ayarlanır. Maksimum verim için osilatör periyodu, transistörün anahtarlama zamanından 100 defa daha büyük olmalıdır. Örneğin transistörün anahtarlama periyodu 0.5 μ s ise osilatör periyodu 50 μ s olmalıdır. Buda bize osilatör frekansını 20 kHz olarak verir.

Bu sınırlama transistördeki anahtarlama kayıpları için gereklidir. Buna ek olarak yüksek frekansta anahtarlama yapmak, bobin çekirdek kayıplarını da azaltır (Cyril, 1987).

Kontrol voltajı (V_c) ile, testere dişi osilatör voltajı (V_r), kontrol devresinde bulunan karşılaştırıcıda karşılaştırılır ve dc kıyıcı (chopper) devresini sürmek

için gerekli olan PWM sinyali elde edilir. Bu işlem Şekil 2.4 ve 2.5' de gösterilmiştir.



Şekil 2.5. PWM sinyalin elde edilmesi.

Dc- dc kıyıcılar (chopper) veya konverter devreleri, devre fonksiyonu ile sınıflandırılır. Buck (azaltan), Boost (artıran), Buck- Boost (Azaltan-Artıran) ve "Cuk" kıyıcı düzenlemeleri temel direkt bağlanmış tipleridir.

Yukarıda bahsedilen devre düzenlemeleri temel kıyıcı tipleridir ve elektriksel izolasyonun gerekmediği durumlarda ve çıkış geriliminin giriş geriliminden çok büyük bir katsayı ile farklılık göstermediği durumlar için uygundur.

Fakat yukarıdaki durumların hepsinin veya bir kısmının uygulanamadığı durumlarda manyetik kupaajlı bir versiyon daha iyi bir seçimdir. Böyle durumlarda ise Flyback (tepki), Forward (ileri), Push-Pull konvertörler kullanılır.

2.2. Anahtarlama Regülatörlerin Sınıflandırılması

Anahtarlama regülatörler temel olarak dört sınıfa ayrılırlar.

- 1- Buck Regülatörler (Azaltan - Step Down)
- 2- Boost Regülatörler (Artıran - Step Up)
- 3- Buck - Boost Regülatörler (Artıran, Azaltan - Step Up - Down)
- 4- Cuk Regülatörler

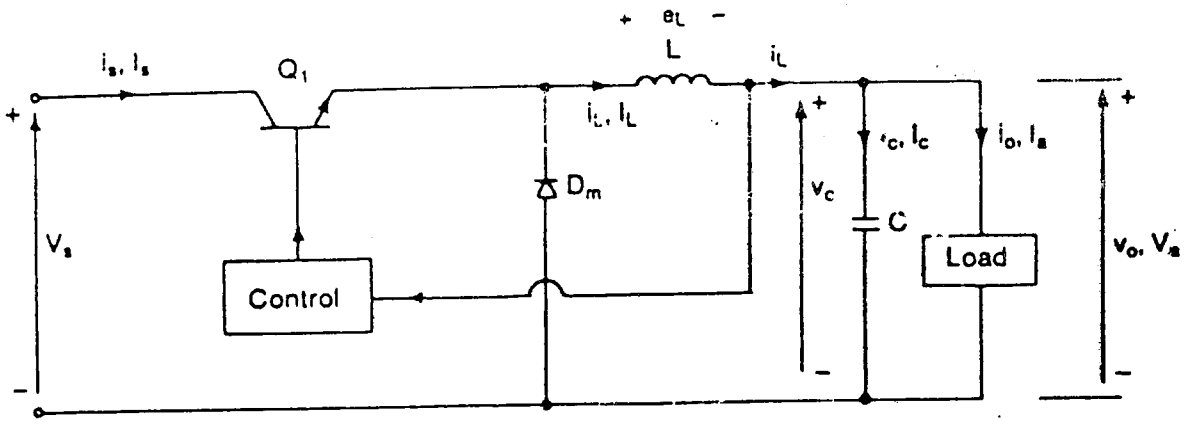
2.2.1. Buck regülatörler (azaltan - step down)

Buck regülatör giriş geriliminden (V_s), daha az çıkış gerilimi (V_a) gereken yerlerde kullanılır. Çok kullanılan popüler bir regülatördür. Devre şeması Şekil 2.6.' da gösterilmektedir. Burada anahtarlama elmanı olarak güç transistörü kullanılmaktadır. Step Down kısıcuya benzemektedir. Devrenin çalışması iki modda incelenebilir.

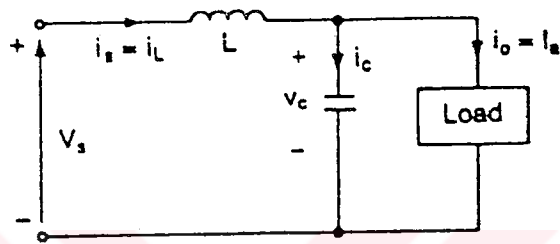
Birinci mod "Q1" transistörünün $t = 0$ anında ilettime geçmesiyle başlar. Giriş akımı artar, filtre bobini "L", filtre kondansatörü "C" ve yük direnci "R" üzerinden akar.

İkinci mod Q1 transistörünün $t = t_1$ anında kesime geçmesiyle başlar. Bobin üzerinde depo edilen enerjiden dolayı, bobin akımı , "L" bobini, "C" kondansatörü ve "Dm" diyodu üzerinden akar ve tekrar Q1 transistörünün, bir sonraki saykılada ilettime geçmesine kadar azalmaya devam eder

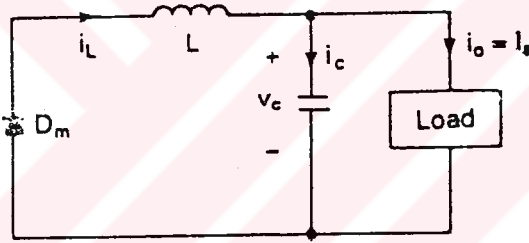
Devrenin çalışma modları için eşdeğer devre Şekil 2.6.b' de gösterilmiştir.



a



Mode 1



Mode 2

b

Şekil 2.6. Buck regülatör a. Buck regülatör devre Şeması b. Eşdeğer devresi

Burada "L" bobinindeki gerilim $eL = L \frac{di}{dt}$ dir.

Bobin akımının t_1 anında I_1 ' den I_2 ' ye değiştiği varsayılırsa,

$$V_a = L \frac{I_2 - I_1}{t_1} = L \frac{\Delta I}{t_1} \quad (1.1)$$

$$t_1 = \frac{\Delta I L}{V_s - V_a} \quad (1.2)$$

ve t_2 anında bobin akımı I_2 ' den I_1 ' e düşerse,

$$V_A = -L \frac{\Delta I}{t_2} \quad (1.3)$$

$$t_2 = \frac{\Delta I}{t_2} \quad (1.4)$$

Burada $\Delta I = I_2 - I_1$ olup, L bobininin tepeden tepeye dalgacık akımıdır.

Eşitlik 1.1 ve 1.2 den,

$$\Delta I = \frac{(V_s - V_a)t_1}{L} = \frac{V_a t_2}{L} \text{ dir.}$$

$t_1 = kT$ ve $t_2 = (1 - k)T$ olarak yerine konulursa, çıkış gerilimi,

$$V_a = V_s \frac{t_1}{T} = kV_s \quad (1.5)$$

Devre kayıplarının az olduğu farzedilirse, $V_s - I_s = V_a I_a = kV_s I_a$ ve giriş akım değeri ise,

$$I_s = kI_a \text{ dır} \quad (1.6)$$

Anahtarlama periyodu T ise şöyle ifade edilebilir,

$$T = \frac{1}{f} = t_1 + t_2 = \frac{\Delta I \cdot L}{V_s - V_a} + \frac{\Delta I \cdot L}{V_a} = \frac{\Delta I \cdot L \cdot V_s}{V_a (V_s - V_a)} \quad (1.7)$$

Tepeden- tepeye ripple akımı ΔI ise,

$$\Delta I = \frac{Va(Vs - Va)}{f.LVa} \quad (1.8)$$

$$\Delta I = \frac{Vsk(1 - k)}{f.L} \quad (1.9)$$

Kirşofun akım kanunundan bobin akımı ΔI_L Şu şekilde yazılabilir.

$$\Delta I_L = \Delta I_o$$

Kondansatör akımı $\frac{t_1}{2} + \frac{t_2}{2} = \frac{T}{2}$ de akar ve $\Delta I_c = \frac{\Delta I}{4}$ tür.

Yük ripple akımı ΔI_o çok küçük ve önemsizse, $\Delta I_L = \Delta I_c$ olarak yazılabilir.

Kondansatör gerilimi ise şöyle ifade edilebilir,

$$\Delta V_c = \frac{1}{C} \int I_c dt + V_c(t=0) \text{ dir.}$$

Kondansatör tepeden - tepeye ripple gerilimi,

$$\Delta V_c = V_c - V_c(t=0) = \frac{1}{C} \int \frac{\Delta I}{4} dt = \frac{\Delta IT}{8C} = \frac{\Delta I}{8fC} \text{ dir.} \quad (1.10)$$

Eşitlik 1.8 ve 1.9, eşitlik 1.10' da yerine konulursa,

$$\Delta V_c = \frac{Va(Vs - VA)}{8.L.C.f^2} \quad (1.11)$$

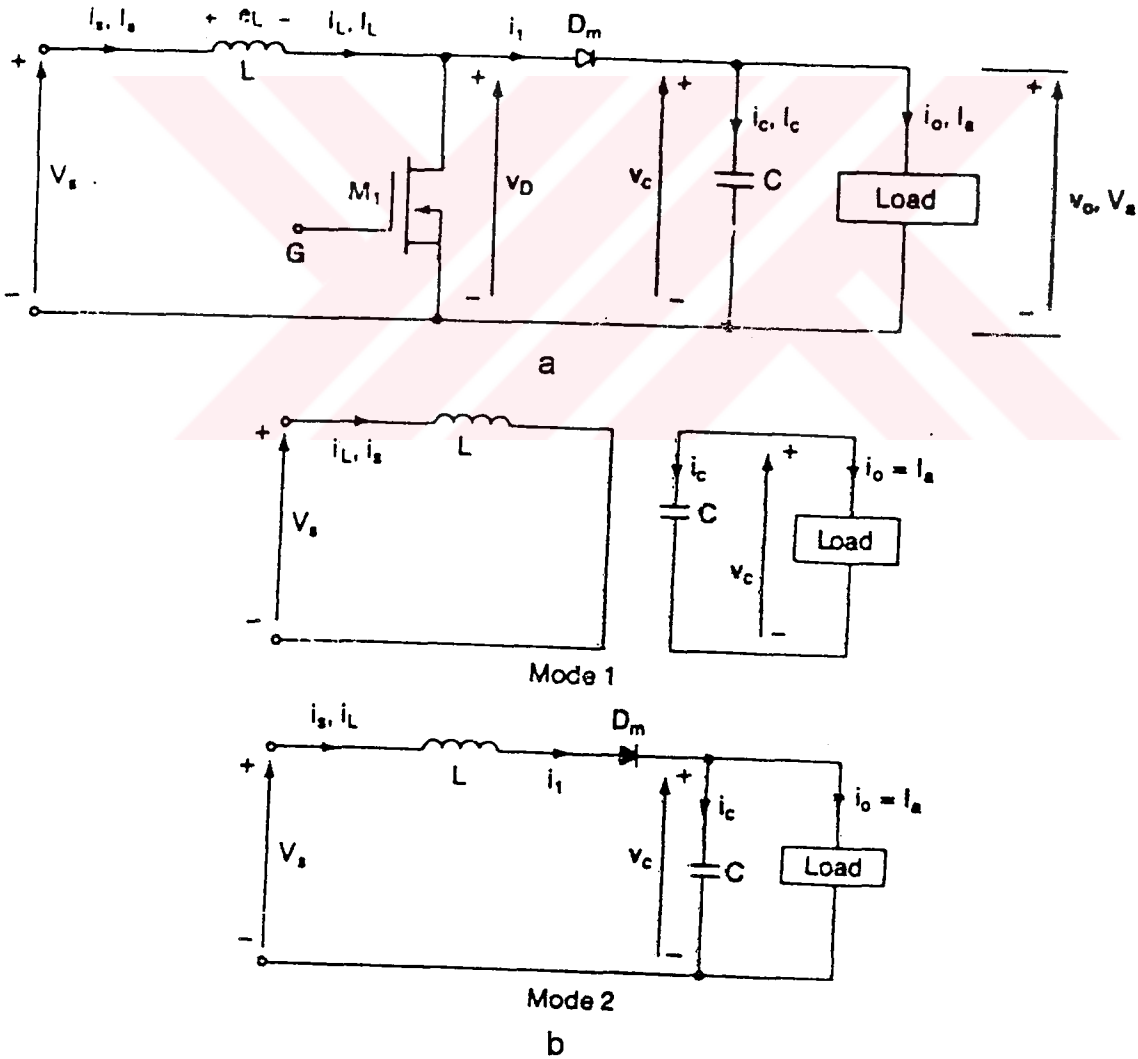
$$\Delta V_c = \frac{Vsk(1 - k)}{8.L.C.f^2} \quad (1.12)$$

elde edilir.

Buck regülatör için, sadece bir tane anahtarlama transistörüne ihtiyaç vardır. Regülatörün dizaynı basittir ve verimi % 90' dan fazladır. Yük akımının di/dt oranı L bobini tarafından sınırlanır. Bununla beraber giriş akımı devamsızdır, bu akımı giriş filtresinde düzeltmek gerekir (Muhammad, 1993).

2.2.2. Boost regülatörler (artıran - step up)

Boost regülatör, giriş geriliminden (V_s) daha fazla çıkış gerilimi verir, bundan dolayı bu adı almıştır. Boost regülatörde Şekil 2.7.a' da görüldüğü gibi anahtarlama elmanı olarak MOSFET transistör kullanılır. Devrenin çalışması iki moda incelenebilir.



Şekil 2.7. Boost regülatör a. Boost regülatör devre şeması b. Eşdeğer devresi

Birinci mod M_1 transistörünün $t=0$ anında ilettime geçmesiyle başlar, giriş akımı yükselerek L bobini ve M_1 transistörü üzerinden akar.

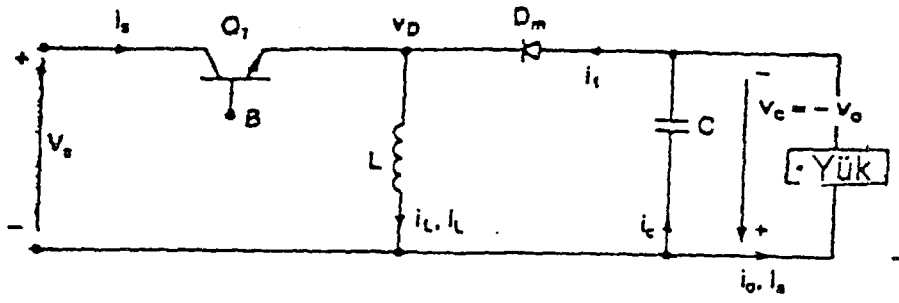
İkinci mod M_1 transistörünün $t= t_1$ anında yalıtıma geçmesi ile meydana gelir ve akım L bobini, C_1 kondansatörü, yük ve D_m diodu üzerinden akar. Bobin akımı, bir sonraki saykılada M_1 transistörü tekrar ilettime geçinceye kadar azalmaya devam eder. Her iki mod içinde devrenin eşdeğeri Şekil 2.7.b' de gösterilmiştir.

Bir boost regülatör, çıkış gerilimini bir transformatör olmaksızın yükseltir. Tek bir transistör kullanılır ve çok verimlidir. Giriş akımı devamlıdır. Bununla beraber yüksek tepe akımı güç transistörü üzerinden akar. Giriş gerilimi Duty-saykıl (k) değişimine çok duyarlıdır ve regülatörün kararlı hale getirilebilmesi zordur. Çıkış akımının ortalama değeri, $(1-k)$ faktörü tarafından meydana getirilen bobin akımının ortalama değerinden daha düşüktür. Yüksek değerdeki rms akımı filtre kondansatörü üzerinden akabilir. Kullanılan filtre kondansatörü ve bobini, buck regülatörde kullanılanlardan büyük olmalıdır (Cyril, 1987).

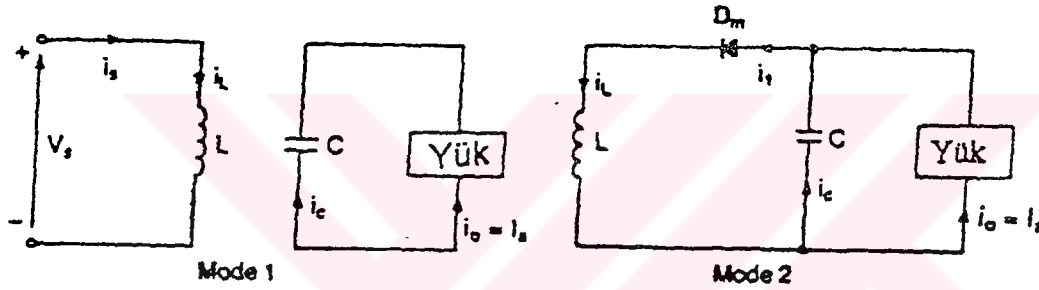
2.2.3. Buck - boost regülatörler

Buck- Boost regülatör, çıkış geriliminin giriş geriliminden küçük veya büyük olmasını sağlar. Çıkış geriliminin polaritesi, giriş geriliminin polaritesinin tersidir. Bu regülatör inverting regülatör olaraktan bilinmektedir. Bu regülatörün düzenlenmiş devresi Şekil 2.8.a.' da görülmektedir. Devrenin çalışması iki modda incelenebilir.

Birinci mod esnasında Q1 transistörü ilettime geçirilir. D_m diodu ters bağlı olduğundan, giriş akımı yükselir ve L bobini ile Q1 transistörü üzerinden akar.



a



b

Şekil 2.8. Buck- Boost regülatör a. Buck- Boost regülatör devre şeması
b. eşdeğer devresi

İkinci modda Q1 transistörü kesime götürülür ve akım L bobini, C kondansatörü, D_m diodu ve yük üzerinden akar. L bobini üzerinde depo edilen enerji yük üzerine transfer edilir ve bobin akımı, Q1 transistörü bir sonraki saykılda yeniden ilettime geçinceye kadar düşer. Her iki mod içinde devrenin eşdeğeri Şekil 2.8.b.' de verilmiştir.

Buck- Boost regülatör, çıkış geriliminin polaritesini transformator olmaksızın tersler. Yüksek verimlidir. Transistörün arıza durumunda, L bobini tarafından

arıza akımının türevi $\frac{di}{dt}$ sınırlanır ve bu akım $\frac{V_s}{L}$ olacaktır. Kısa devre koruması kolaydır. Bununla birlikte giriş akımı devamsızdır ve yüksek tepe akımı Q1 transistörü üzerinden akar (Cyril, 1987).

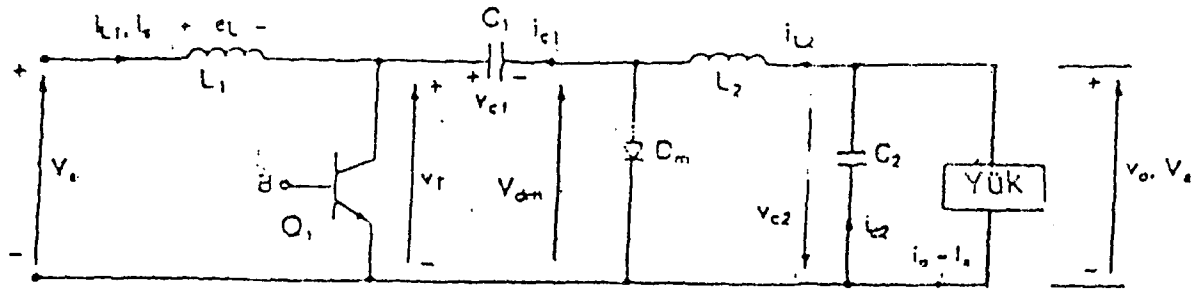
2.2.4. Cuk regülatörler

Cuk regülatör devresinde Şekil 2.9.a' da görüldüğü gibi güç transistörü kullanılır. Cuk regülatör çıkış geriliminin giriş geriliminden küçük veya büyük olmasını sağlar. Fakat çıkış geriliminin polaritesi, giriş geriliminin polaritesinin tersidir ve buck-boost regülatöre benzer.

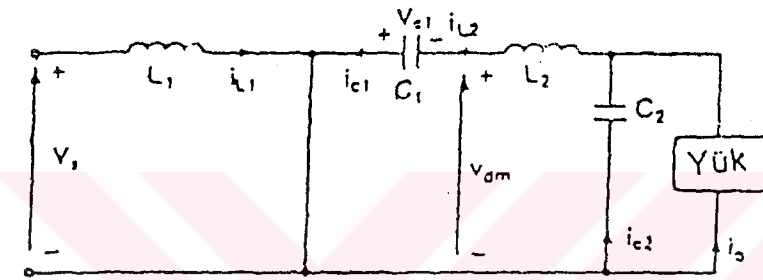
Devrenin çalışması iki moda incelenebilir. Birinci mod Q1 transistörünün $t=0$ anında iletme geçmesiyle başlar. Akım L_1 bobini üzerinden geçerek yükselir ve aynı zamanda C_1 kondansatörü üzerindeki gerilimde ters bağlı D_m diodu üzerinden boşalır. C_1 kondansatörünün deşarj enerjisi C_1 , C_2 , yük ve L_2 tarafından sağlanır.

İkinci mod ise Q1 transistörünün $t=t_1$ anında kesime gitmesi ile meydana gelir. C_1 kondansatörü kaynak üzerinden şarj olur ve L_2 bobini üzerinde enerji depo edilir. Bu enerji yük üzerine transfer edilir. D_m diodu ve Q1 transistörü anahtarlamanın senkronize olmasını sağlar. C_1 kondansatörü orta büyüklükte olup, kaynaktan yüke enerji transferini sağlar. Devamlı yük akımında, her iki mod içinde devrenin eşdeğeri Şekil 2.9.b' de gösterilmiştir.

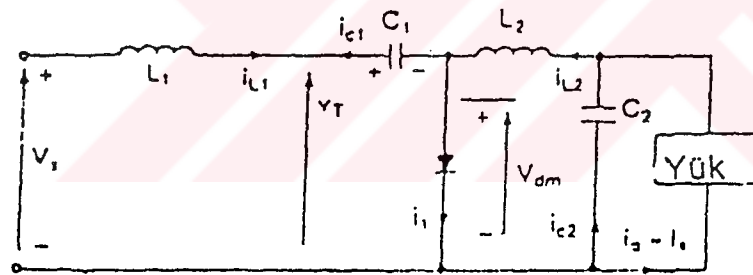
Cuk regülatörün temeli, kondansatörün enerji transferine dayanır. Sonuç olarak giriş akımı devamlıdır. Devrenin anahtarlama kayıpları düşük, verimi yüksektir.



a



Mode 1



Mode 2

b

Şekil 2.9. Cuk regülatör a. Cuk regülatör devre şeması b. Eşdeğer devresi

Yüksek tepe akımları Q_1 transistörü üzerinden akar. C_1 kondansatörü enerji transferini sağlar ve bu kondansatörün tepe akımı yüksektir. Ayrıca bu devreye kondansatör ve bobin eklemek gerekir (Pressman, 1987).

2.2.5. Flyback konvertör

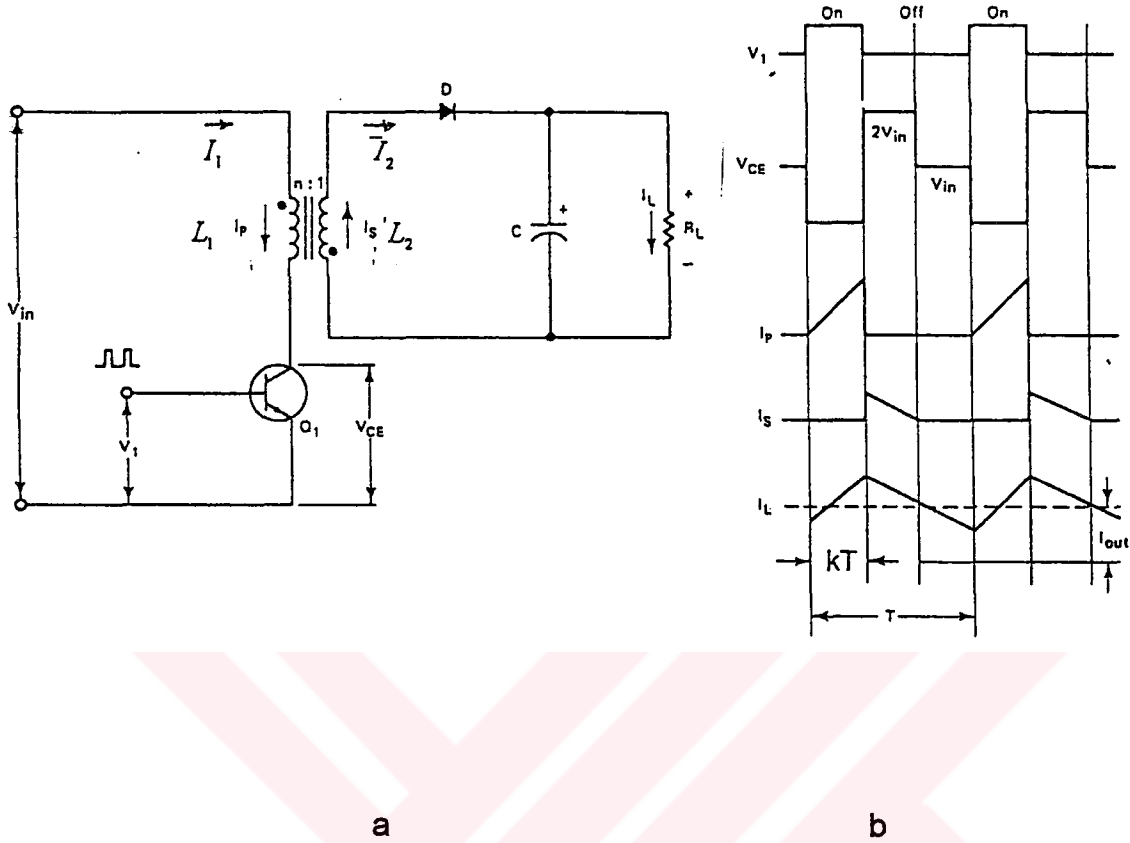
Flyback konvertör uzun yıllardır kullanılmaktadır. Televizyon ekranları ve diğer CRT (Cathode Ray Tube) uygulamalarında yüksek gerilim ve düşük güç sağlamak için kullanılmaya devam edilmektedir (Chryssis, 1989).

Flyback konvertör devre şekli, Şekil 2.10.a' da görülmektedir. Devrenin başlangıç analizinde, giriş kondansatörü çıkış geriliminde ripple oluşturmayacak şekilde büyük seçilir. S anahtarı kT zamanında kapalı ve $(1-k)T$ zamanı için açılır. Analizde kolaylık açısından $N_1=N_2=N$ olsun.

Anahtarın kapalı olduğu zaman süresince " i_1 " akımı, (E/L_1) oranıyla artar. Bu zaman süresince " i_2 " akımı sıfırdır ve diyot, C kondansatöründen dolayı tıkalıdır. Bu zaman süresince yük akımını kondansatör sağlar. Anahtar açıldığında i_1 azalır sıfıra düşer, sekonder sargıda diodu ilettime sokacak şekilde bir gerilimin indüklenmesine neden olur ve bu enerji yüke ve kondansatöre aktarılır. Akım ve gerilim dalga şekilleri, Şekil 2.10.b.' de görülmektedir.

Flyback konvertör buck-boost kıyıcıya benzemektedir (Cyril, 1987). Flyback konvertör, izolasyon özelliğinin yanında sekonder sarım sayısının değiştirilmesi ile çıkış gerilimi değiştirilebildiğinden ayrı bir özelliğe sahip olmaktadır.

Olabilecek metodlardan birisi, izolasyon ve gerilimin düşürülmesi için standart 50Hz transformatör ve daha sonra regülasyon için bir azaltan kıyıcıyı takiben bir diyot doğrultucu kullanılır. Daha iyi bir çözümde ilk önce doğrultma işlemi yapılır ve sonra istenilen gerilimin azaltılması için $N_2 < N_1$ 'li manyetik kuplajlı kıyıcı kullanılır.



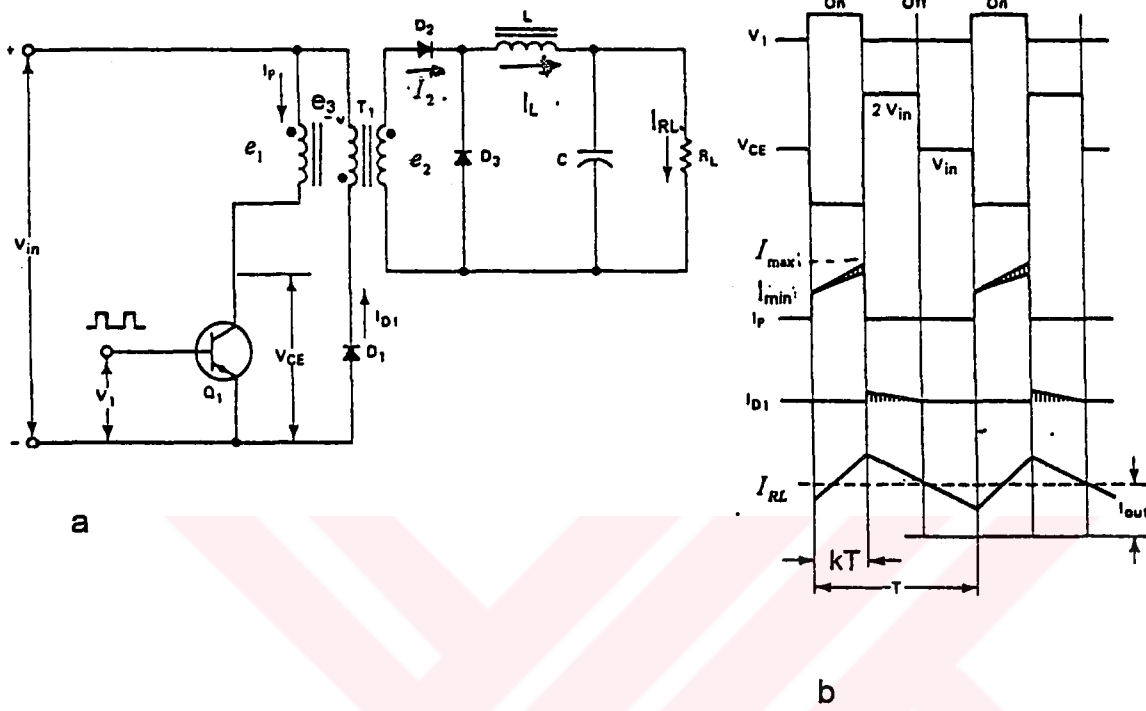
Şekil 2.10. Flyback konvertör a. Flyback konvertör devre şeması b. Gerilim ve akım dalga şekilleri

Çok kullanılan bir uygulama alanı, standart 220 V, 50Hz' lik bir kaynaktan regüleli 5V' luk gerilimin alınmasıdır. Güvenlik nedenlerinden dolayı izolasyon gerekmektedir (Chrysis, 1989).

2.2.6. Forward konvertör

Forward konvertörde, flyback konvertörün aksine anahtar kapalı iken enerji yüke, harici indüktöre ve depolama kondansatörüne verilir. Bunu yapmak için sarım bağlantıları flyback durumunun tersi yönünde yapılmıştır. Anahtar açıkken yani transistör kesime sokulunca, yük akımı kondansatör ve L bobini üzerinde depo edilen enerjiden karşılanır.

Forward konvertör devre şeması ve akım gerilim dalga şekilleri Şekil 2.11.a ve 2.11.b' de gösterilmiştir.



Şekil 2.11. Forward konvertör a. Forward konvertör devre şeması b. Gerilim ve akım dalga şekilleri.

Üç sarımın ideal manyetik kupaçlı olup, $N_1=N_2=N_3=N$ ve her üç sarımın öz indüktör değerleri L ' ye kıyasla büyüktür. Bu büyük öz indüktans normal bir AC transformatörü gibi kasıtlı olarak hava aralığı bırakılmamış bir nüve kullanılarak elde edilir.

Anahtar kapalıyken, yani transistör iletimde iken, üç sarımın gerilimleri,

$$e_1=e_2=e_3=E$$

D_3 diodu kaynaktan dolayı ters polariteli ve dolayısıyla $I_{D1}=0$ ' dır ve

$$V_{D1}=(E+e_3)=-2E$$

Sekonder devrenin gerilim eşitliği ise şöyledir,

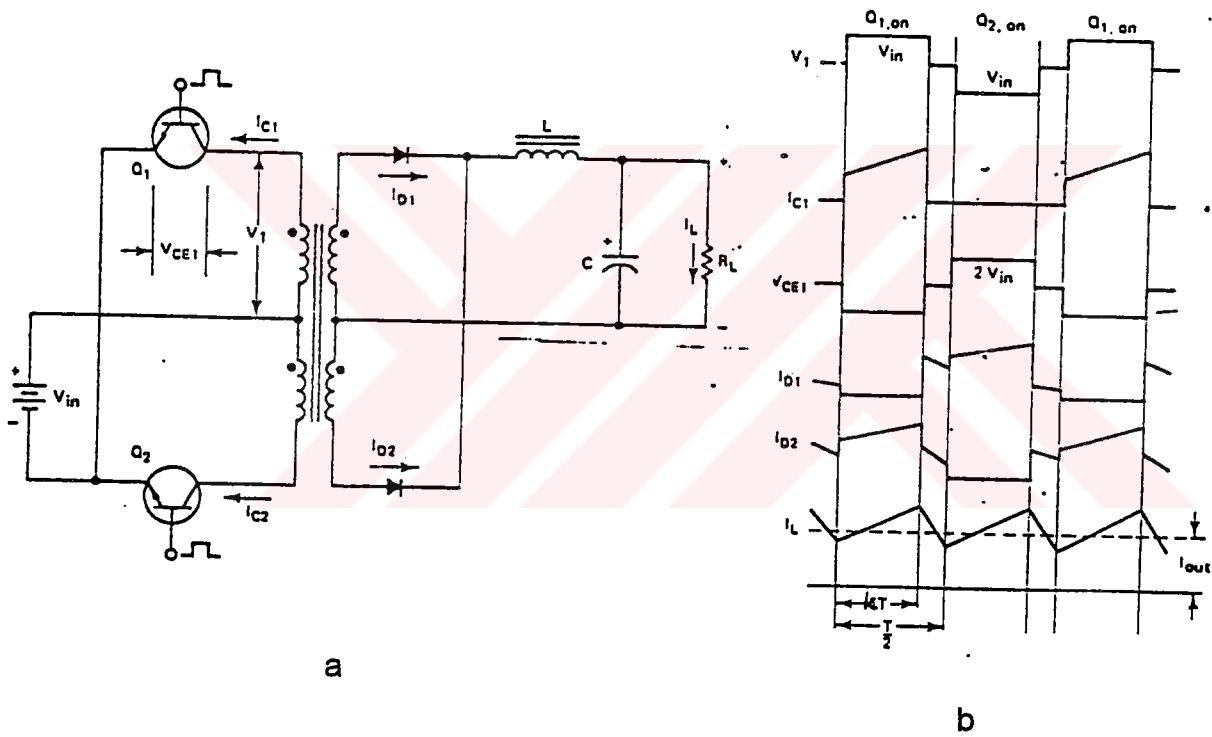
$$e_2 = L \frac{diL}{dt} + Vc \quad \text{ve} \quad \frac{diL}{dt} = \frac{E - Vc}{L}$$

çıkış gerilimi ise $V_0=NkE'$ dir.

Forward konvertörün, temelde bir azaltan konvertör olduğunu görebiliriz ve azaltan kıyıcı, buck kıyıcı ile benzerlik göstermektedir. (Chryssis ,1989)

2.2.7. Push- pull konvertör

Push-pull konvertör devresinde verim diğerlerine göre daha yüksektir, fakat transistörlerin D.A giriş geriliminin iki katına dayanmaları gerekir (Pressman, 1987).



Şekil 2.12. Push - Pull konvertör a. Push- pull konvertör devre şeması

b. Gerilim ve akım dalga şekilleri.

Bu konvertör yapısında transistörler push-pull modda çalıştırılırlar, yani bir transistör iletimde iken diğeri kesimde tutulur. Böylece sekonder sargıda iki-fazlı bir gerilim indüklenir. D_1 ve D_2 diyotları bu gerilimi doğrultur. L bobini ve C kondansatörü ise bir filtre görevi yapar.

3. ANAHTARLAMA MODLU GÜÇ KAYNAĞININ TASARIMI

Endüstride bulunan anahtarlama modlu güç kaynakları çıkışları sabit olup, düşük gerilim ve yüksek akım gereken yerlerde, sanayii tipi kaynak makinaları, bilgisayar, televizyon gibi cihazlarda kullanılmaktadır.

Örnek olarak, sanayii de kullanılan eski tip kaynak makinalarında verim %30 ila %50 arasında ortalama %40 civarında olduğundan ve kullanılan transformatör şebeke frekansında çalıştırıldığından, cihazın maliyeti, boyutları ve harcadığı güç büyük miktarda artmaktadır. Örneğin çanta tipi diye adlandırılan bir kaynak makinasının ağırlığı bile 18 ila 25 kg arasında değişmektedir. Bu olumsuzlukları ortadan kaldırmak için günümüzde sanayii tipi kaynak makinalarında kullanılmak üzere gerçekleştirilen anahtarlama modlu güç kaynaklarında verim %90' lara kadar çıkarılmış ve kullanılan transformatörde yüksek frekansta çalıştırıldığından, çanta tipi bir kaynak makinasının ağırlığı 4-5 kg' a kadar düşürülmüş ve yine harcanan güçte %50 oranında azaltılmıştır.

Yapılan çalışmalarda endüstride laboratuvar tipi anahtarlama modlu güç kaynağının olmadığı görülmüştür. Mevcut kullanılan laboratuvar tipi lineer güç kaynaklarında verim %30 ila %50 arasında ortalama %40 civarındadır. Verimin düşük olması, kullanılan transformatörün şebeke frekansında çalışmasından dolayı boyutları büyümekte, maliyeti artmakta ve harcadıkları enerjide büyük oranda artmaktadır.

Bu olumsuzlukları ortadan kaldırmak için, laboratuvar tipi anahtarlama modlu güç kaynağı tasarlanmıştır. Ayrıca bu güç kaynağına, ek olarak çıkış gerilimi ayarı (5-30V) ve akım sınırlama özelliği (0-6A) ilaveleri kazandırılmıştır.

Bu ilaveleri yapabilmek için Ek 2’de özellikleri belirtilen “CA3524” tümdevresi kullanılmıştır. Kullanılan tümdevreye ilaveler yapılarak, çıkışında üretilen “pwm” sinyalin duty-saykıl oranını değiştirme olanağı sağlanmış. Yine güç kaynağının çıkış akımının, denetim tümdevresinin “sense” girişleri tarafından hissedilmesi sağlanarak, devreye akım sınırlama özelliğide kazandırılmıştır.

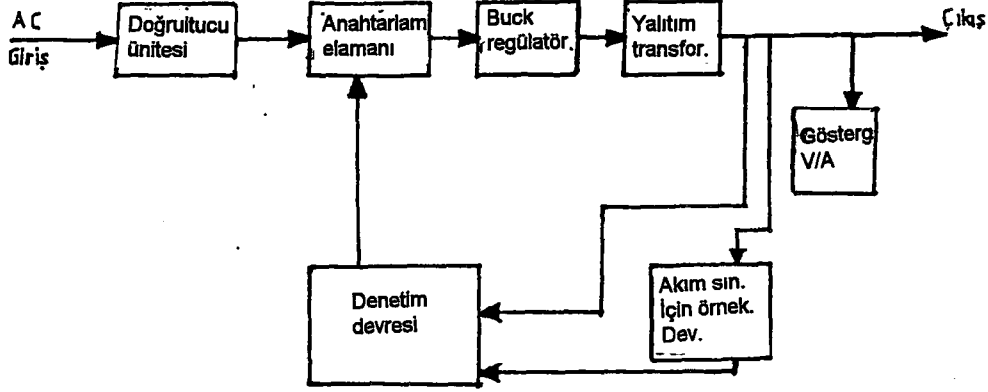
Bu tasarımda mevcut kullanılan labaratuvar tipi lineer güç kaynaklarındaki, olumsuzluklar ortadan kaldırılmak istenmiş, tasarlanan bu güç kaynağı ile, aynı tipteki, lineer güç kaynağına göre, ortalama %40 olan verimin %90 lara çıkarılması , maliyetin, boyutların ve harcanan gücün aşağıya çekilmesi hedeflenmiş ve devreye ek olarak gerilim ayarı ve akım sınırlama özelliği kazandırılmak istenmiştir.

3.1 Devrenin Genel Çalışma Prensipleri

Tasarımı yapılan labaratuvar tipi çıkış gerilimi “5-30V” arasında ayarlanabilen ve çıkış akımını 0-6 A arasında sınırlama özelliği bulunan anahtarlama modlu güç kaynağının blok şeması Şekil 3.1’ de, açık devre şeması da Ek 1.3’ de gösterilmektedir.

Blok şemadan da görüldüğü gibi A.C giriş, doğrultucu tarafından doğrultulur, elde edilen DC gerilim, anahtarlama elamanı olan güç transistörünün emiterine uygulanır. Anahtarlama elamanı, beyz girişinden denetim devresi tarafından duty-saykıl’ ı değiştirilebilen “pwm” sinyalle kontrol edilmektedir. Bu sayede anahtarlama transistörünün iletim ve yalıtımda kalma zamanı ayarlanabilmektedir. Anahtarlanan bu dc gerilim, anahtarlama elamanının kollektör ucundan alınıp buck regülatöre uygulanır. Regülatörde düzeltilip, filtre edilen gerilim çıkıştan elde edilir. Çıkış gerilimi ve çıkış akımı, çıkıştaki dijital göstergeden izlenebilir.

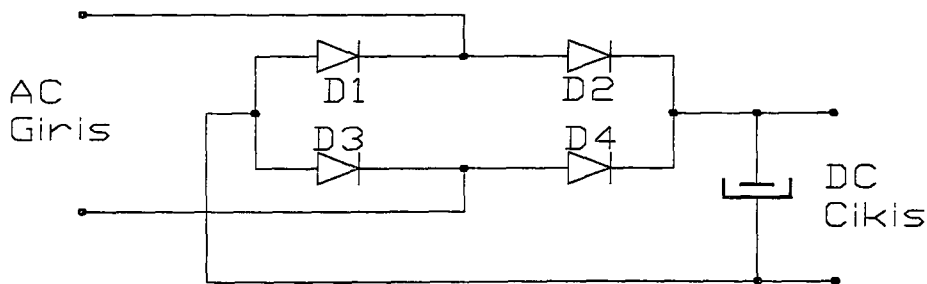
Devrede çıkış gerilimi değiştirilebilmekte ve aynı zamanda çıkış akımında sınırlanabilmektedir. Devrenin bu özellikleri ve diğer katları bu bölümde ayrıntılı olarak anlatılmaktadır.



Şekil 3.1. Anahtarlama modlu güç kaynağının blok şeması

3.2. Doğrultucu Ünitesi

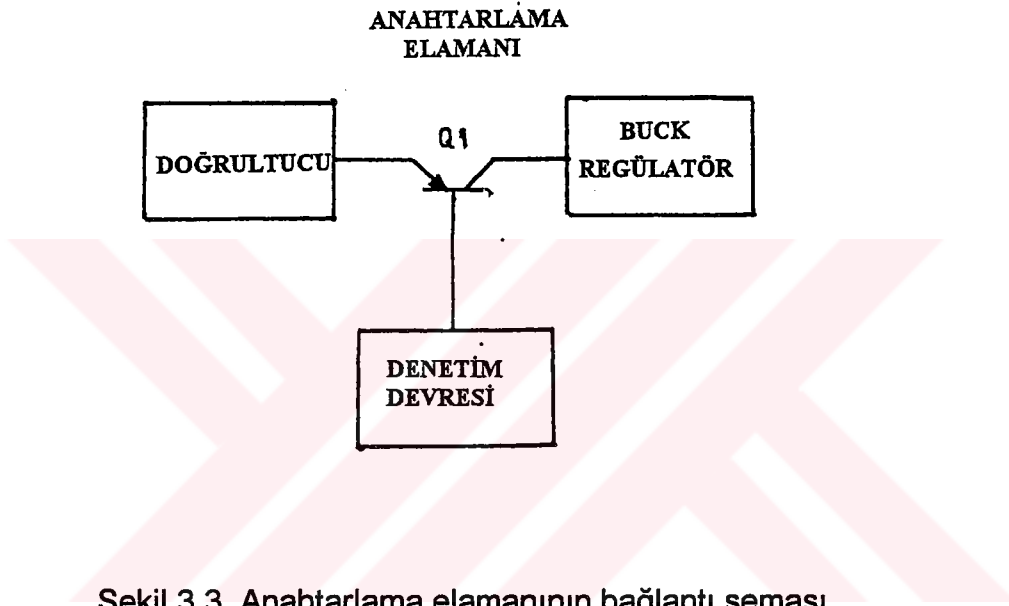
Doğrultucu ünitesi Şekil 3.2. de görüldüğü gibi, üzerinden minimum 6A geçirebilecek, dört adet 4R750 serisi, MR130 diodu kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Bu diyodlar, tam dalga doğrultmak için, köprü tipinde bağlanmıştır. Çıkışı 4700 μ f, 100 V' luk elektrolitik kondansatör kullanılarak filtre edilmiştir.



3.2. Doğrultucu ünitesi

3.3 Anahtarlama Elamanı

Anahtarlama elamanı olarak darlington yapıda, maximum I_c (kollektör akımı) 10 A olan "2N6052 " güç transistörü kullanılmıştır. Bu sayede 6 A'lik akım değerine ulaşılmıştır. Anahtarlama elamanının bağlantı şekli, Şekil 3.3.' de gösterilmiştir.

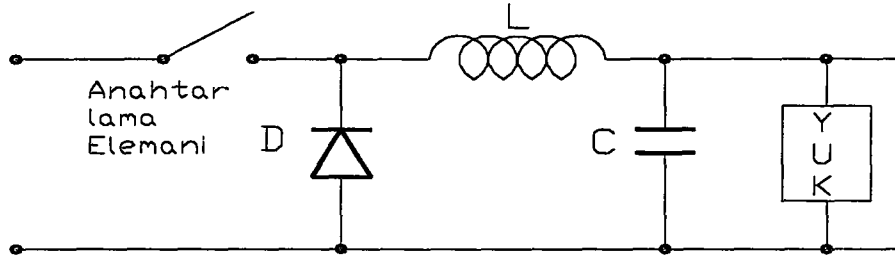


3.4. Buck Regülatör

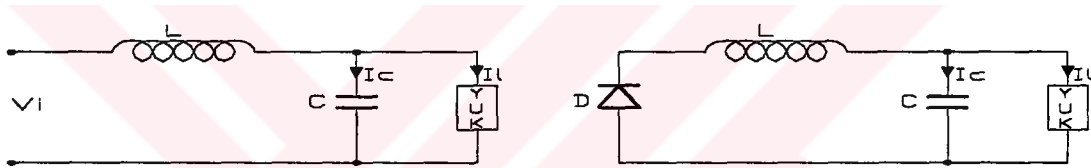
Tasarımı yapılan anahtarlama modlu güç kaynağında, çıkış gerilimi giriş geriliminden eşit ve düşük olduğundan dolayı devrede buck regülatör kullanılmıştır. Tasarımı yapılan devrede giriş gerilimi 32 V, çıkış gerilimi ise minimum "5 V", maksimum "30 V" arasında değişmektedir.

Çalışması Bölüm 2.2.1.' dede anlatıldığı gibi iki modda incelenirse, birinci modda Şekil 3.3.b' de görüldüğü gibi anahtarlama elamanı iletimde iken giriş akımı, "L" bobini, "C" kondansatörü ve yük üzerinden akar. İkinci modda ise Şekil 3.3.c' de görüldüğü gibi bobin üzerinde depo edilen enerji "L" bobini,

"C" kondansatörü ve "D" diodu üzerinden akar. Buck regülatör tasarımında, "D" diodu olarak BYV63 diyodu kullanılmıştır. "C" kondansatörü iki adet 4700 μ f, 100 V'luk elektrolitik kondansatör paralel bağlanarak elde edilmiştir.



a



b

c

Şekil 3.4. Buck regülatör devre şeması a. Anahtarlama elemanı yalıtımda iken buck regülatörün çalışma modu b.c. Anahtarlama elemanı iletimde iken buck regülatörün çalışma modu.

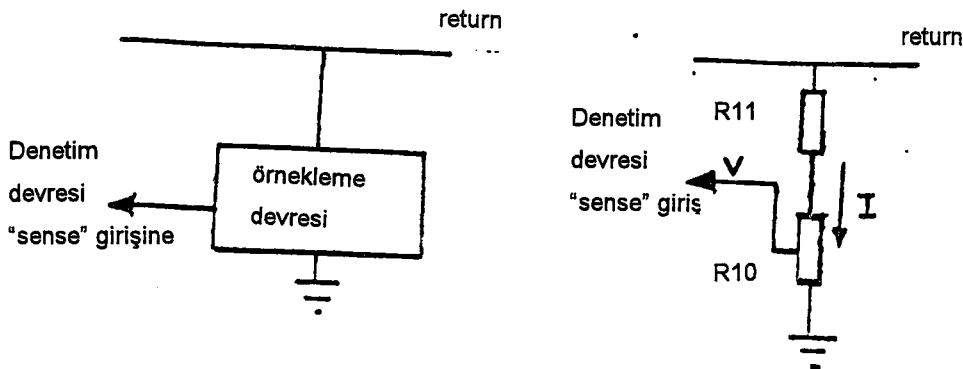
Buck regülatörde kullanılan "L" bobini ferit nüveli ve tek yollu olarak düşünülmüştür. Bobinden geçen maksimum akım "6 A", anahtarlama frekansı 20kHz, çıkış geriliminin minimum değeri "5V" ve giriş gerilimi "32V" olduğundan, "L" bobininin endüktans değeri;

$$L = \frac{5(V_i - V_o)V_o.T}{V_{DC} \cdot IL} = \frac{5(32 - 4)4.50.10^{-6}}{32.6} = 120 \mu H \quad (3.1)$$

olarak bulunmuştur.

3.5. Akım Sınırlaması ve Örnekleme Devresi

Tasarımı yapılan, anahtarlama modlu güç kaynağına çıkış akımının 0A ila 6A arasında istenilen seviyede sınırlama özelliği kazandırılmıştır. Devreye bu özelliği kazandırmak için Ek 2' de özellikleri belirtilen "CA 3524" tüm devresi kullanılmıştır. Bu tüm devrenin bir özelliği "4 " nolu ayağında "sense" girişi bulunmaktadır. Bu denetim tümdevresinin özelliğinden dolayı " sense" girişindeki gerilimin seviyesi, 200 mV' tu aştığında denetim devresinin çıkışını sınırlamaktadır. Bu özelliğinden dolayı çıkış akımı, Şekil 3.5' te görüldüğü gibi bir örnekleme devresiyle örneklenip, denetim devresinin "sense" girişine bağlanmıştır. Bu sayede denetim devresinin, güç kaynağının çıkış akımını hissetmesi sağlanmıştır. Örnekleme devresinde bulunan "R₁₀" ayarlı direnci uygun şekilde kalibre edilerek, çıkış akımının istenilen seviyede (0-6A) sınırlandırılması sağlanmıştır.



Şekil 3.5. Akım sınırlama devresi

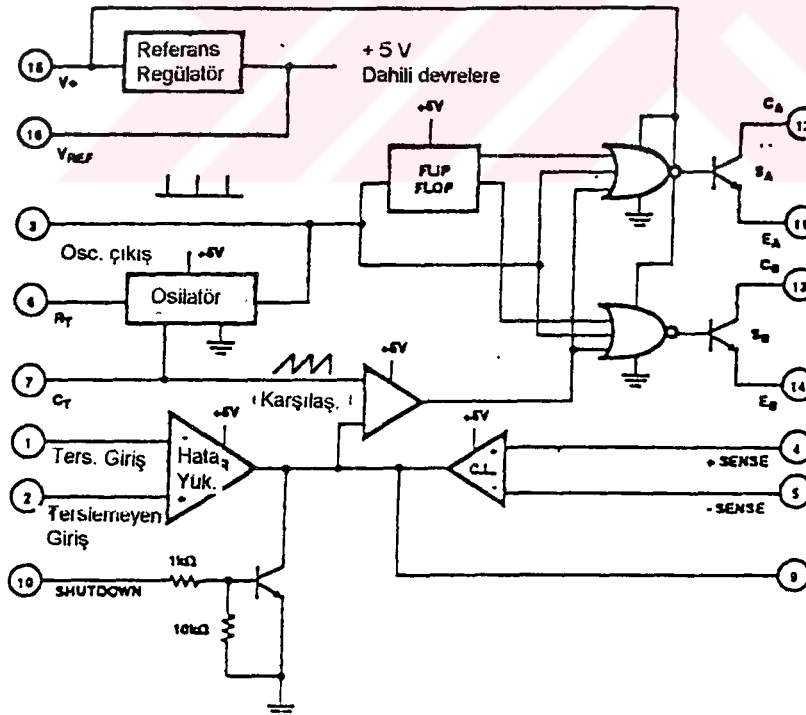
Örnekleme akımı ve gerilimi aşağıdaki gibi bulunabilir;

$$I = \frac{V_C}{R_{10} + R_{11}} = \frac{V_C}{1K\Omega + 1\Omega} \quad (3.2)$$

$$V = I \cdot R_{10} = \frac{V}{R_{10} + R_{11}} \cdot R_{10} = \frac{V}{1K\Omega + 1\Omega} \cdot 1K\Omega \quad (3.3)$$

3.6. Denetim Devresi

Tasarımı yapılan anahtarlama modlu güç kaynağında, denetim devresinde, istenilen özelliklere sahip "CA 3524" tüm devresi kullanılmıştır. Bu IC tümdevrenin blok şeması Şekil 3.6.' da, açık devre şemasıda, Ek 2' de gösterilmiştir.



Şekil 3.6. Denetim tümdevresinin blok şeması

Bu devre osilatör, referans regülatör, hata yükseltici, karşılaştırıcı, flip-flop ve çıkış katlarından oluşmaktadır. Bu devrede referans regülatör, gerekli olan dahili 5V' luk gerilimi üretir. Hata yükseltcinin bir girişine ayarlı referans gerilimi, diğer girişine ise çıkıştan alınan geri besleme gerilimi uygulanır. Hata yükseltici, bu iki gerilimin farkını alıp karşılaştırıcının bir girişine uygular. Karşılaştırıcının diğer girişine ise osilatörde üretilen 20 kHz'lik testere formundaki sinyal uygulanır. Karşılaştırıcı bu iki sinyali karşılaştırıp çıkışından "pwm" sinyal elde edilir. Bu sinyal çıkış katındaki "nor" kapılarının girişlerine uygulanır. Çıkıştaki "nor" kapısının birisinin girişinde flip-flop' un "Q" çıkışı, diğerinde ise " \bar{Q} " çıkışı bulunmaktadır. Böylelikle flip-flop' un bir durumunda çıkışlardan birisi, diğer durumunda ise öbür çıkış iletimdedir. Her bir çıkış, çıkıştaki "pwm" sinyalin %45'lik kısmını kontrol etmektedir. İki çıkış paralel bağlanarak çıkış duty-saykıl oranının kontrolü %90'a çıkarılabilir.

3.6.1. Referans regülatör

Şekil 3.6' daki denetim devresi blok şemasından da görüldüğü gibi "CA 3524" serisi çıkışı nominal 5V' luk zener referanslı seri gerilim regülatörünü içerir. Bu +5V' luk gerilim, dahili zamanlayıcı ve kontrol devrelerinde kullanılır.

3.6.2. Osilatör

Şekil 3.6. ve Ek 2.' de gösterildiği gibi osilatör devresi Q42, Q43, Q44 transistörleri, harici " R_T " direnci, harici " C_T " kondansatörü ve terminal 7'deki rampa geriliminden oluşur. Rampa gerilimi 0.6V ile 3.5V arasında değere sahiptir ve karşılaştırıcı girişinde referans gerilimi olarak kullanılır.

$$\text{Şarj akımı} = \frac{5 - 2V_{BE}}{R_T} \text{ veya } \frac{3.6}{R_T} = \frac{3.6}{15K} = 0.24mA \quad (3.4)$$

olarak hesap edilebilir.

Şarj akımı "RT" direnci değiştirilerek (2 ma -2 pA) arasında tutulmalıdır. Terminal 3'deki osilatör çıkışının pals genişliği "CT" nin deşarj zamanına bağlıdır. Bu pals 0.5µs ile 5µs arasında bir değere sahiptir. Bu pals genişliği CT' nin 0.001- 0.1µF arasında değiştirilmesi ile elde edilir. Bu pals dead -time kontrol ve flip-flop tetikleme palsi olarak iki yerde kullanılır. Osilatör frekansı RT ve CT tarafından belirlenir. Osilatör frekansı;

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{RT \cdot CT} = \frac{1}{15K\Omega \cdot 3300pF} = 20.2kHz \quad (3.5)$$

olarak hesaplanmıştır. RT ve CT kapasite yaratacağından diğer terminallerle bağlanmaktan kaçınılmalıdır.

3.6.3. Hata yükselteci

Hata amplifikatörü Şekil 3.6. ve Ek 2.7.' de görüldüğü gibi, Q56, Q57 ve aktif yük Q61, Q62 diferansiyel transkondüktans yükselteçlerinden oluşur. Q61 sabit bir akım kaynağı tarafından sürülür. Terminal 9'daki "R_{OUT}" çok yüksek olup yaklaşık 5MΩ' dur. Yükseltecin kazancı, çıkış empedansı ve çıkış gerilimi;

$$A_v = g_m \cdot R = \frac{8 \cdot I_C \cdot R}{2 \cdot K \cdot T} = 10^4 \quad (3.6)$$

$$R = \frac{R_{OUT} * R_L}{R_{OUT} + R_L} * R_L = \infty \quad (3.7)$$

$$V_O = A_v (V_{IN2} - V_{IN1}) \quad (3.8)$$

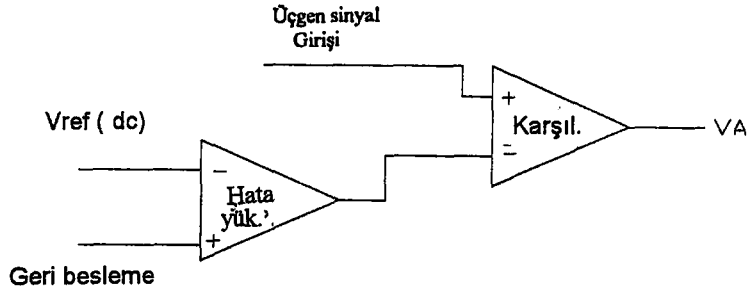
olarak bulunabilir.

Kazanç kolayca terminal 9'la şase arasına paralel direnç takılarak azaltılabilir. Tasarımı yapılan devrede Ek 1.3.' de görüldüğü gibi, hata amplifikatörünün bir girişine değişken referans gerilimi, diğer girişe ise geri besleme gerilimini uygulanmıştır. Referans gerilimi değiştirilerek, hata yükseltecinin çıkışındaki "dc" gerilimin seviyesi değiştirilebilmektedir. Değiştirilen bu "dc" gerilim, karşılaştırıcının girişine "pwm" sinyal elde etmek için uygulanmıştır.

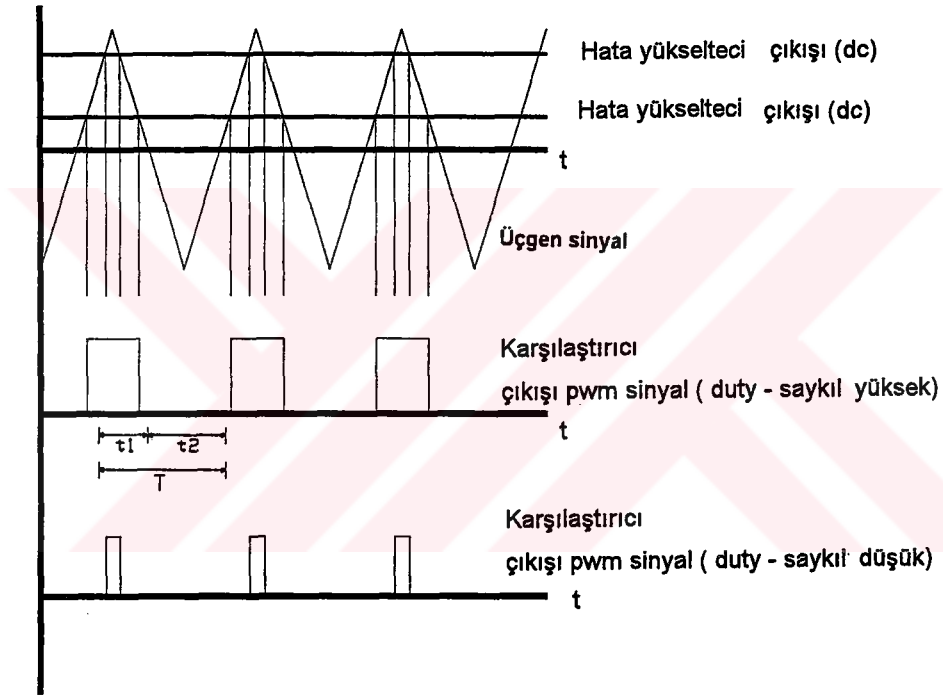
3.6.4. Karşılaştırıcı, pwm sinyalin elde edilmesi ve çıkış geriliminin ayarlanması

PWM (Puls Width Modulation) sinyalin nasıl elde edildiği Şekil 3.7.a' daki devre şemasında görülmektedir. Devrede görüldüğü gibi karşılaştırıcının bir girişine sabit frekansta ve sabit genlikte üçgen dalga, diğer girişine ise hata amplifikatörünün çıkışındaki, genliği değiştirilebilen DC gerilim uygulanır. Şekil 3.7.b' de görüldüğü gibi bu iki sinyal karşılaştırılır ve çıkışta "pwm" sinyal elde edilir.

Çıkış gerilimi şu şekilde regüle edilip, istenilen değerde sabit tutulmuştur. Çıkış geriliminin seviyesi, ayarlanan seviyenin üstüne çıktığında, hata yükseltecinin, geri besleme çıkışına bağlı girişindeki, gerilimin seviyesi artacak ve dolayısıyla hata yükseltecinin çıkışındaki gerilim seviyesi de artacaktır. Hata yükseltecinin çıkışı, karşılaştırıcının girişindeki DC gerilim seviyesini artıracak ve bu artış karşılaştırıcı çıkışındaki "pwm" sinyalin " t_1 " oranını azaltıp, " t_2 " oranını artıracaktır. Bu değişimden dolayı PWM sinyalin duty-saykıl (%k) oranı azalacak, anahtarlama elamanı, daha az iletimde kalacağı için çıkış gerilimi ayarlanan seviyeye inecektir.



a



b

Şekil 3.7. PWM sinyalin elde edilmesi a. Devre şeması b. Dalga şekli.

Elde edilen "pwm" sinyalin duty-saykıl oranı, hata yükseltcecinin çıkışındaki, dolayısıyla karşılaştırıcının girişindeki DC gerilimin genliğine bağlıdır. Şekil 3.7.b' deki "pwm" sinyalin duty-saykıl oranı aşağıdaki gibi bulunabilir;

$$T = t_1 + t_2$$

$$Duty - saykıl(\%k) = \frac{t_1}{T} \cdot 100 \quad (3.9)$$

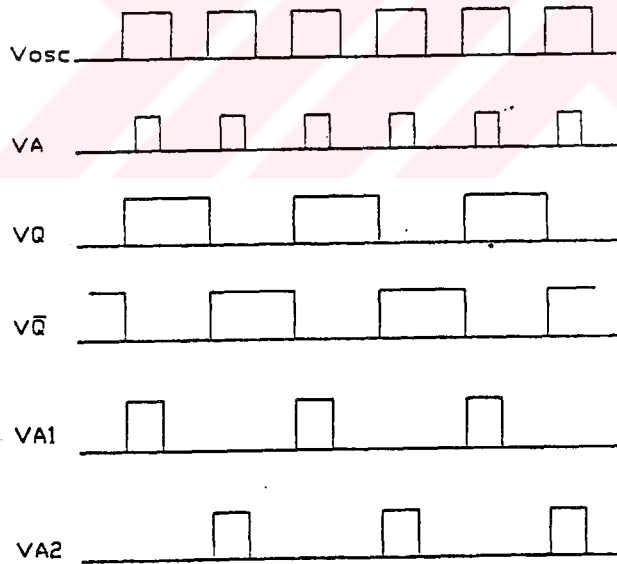
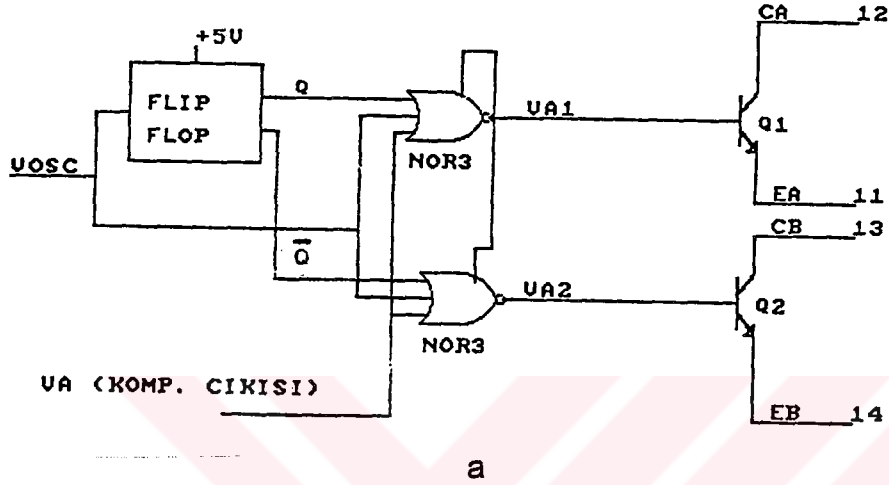
Burada T sabit olup, t_1 ile t_2 ters orantılıdır.

Çıkış gerilim seviyesi, ayarlanan seviyenin altına düştüğünde, hata yükseltecinin, geri besleme çıkışına bağlı girişindeki gerilimin seviyesi azalacak ve dolayısıyla hata yükseltecinin çıkışındaki gerilim seviyesi artacaktır. Hata yükseltecinin çıkışı, karşılaştırıcının girişindeki DC gerilim seviyesini artıracak ve bu artıştan dolayı, karşılaştırıcı çıkışındaki "pwm" sinyalin " t_1 " oranı artacak, " t_2 " oranı azaltacaktır. Bu değişimden dolayı "pwm" sinyalin duty-saykıl (%k), oranı artacak, anahtarlama elamanın, iletimde kalma zamanı artacağından çıkış gerilimi ayarlanan seviyeye çıkacaktır.

Çıkış gerilimi ise şu şekilde değiştirilmektedir. Ek 1.3.' deki açık devre şemasında görüldüğü gibi, hata yükseltecinin referans gerilimi " R_7 " ayarlı direnci ile değiştirilmektedir. Hata yükseltecinin, giriş referans gerilim seviyesi değiştirildiğinde, çıkışından elde edilen "dc" gerilimin seviyesi de değişecektir. Hata yükseltecinin çıkışı, Şekil 3.6.' daki blok şemadan da görüldüğü gibi, karşılaştırıcının bir girişine bağlıdır. Bu sebepten karşılaştırıcının girişindeki "dc" gerilimin seviyesi değişecek ve bu değişime bağlı olarak, karşılaştırıcı çıkışındaki pwm sinyalin duty-saykıl (%k), oranı değişecektir. Bu elde edilen pwm sinyalle, anahtarlama elamanı sürülme ve dolayısıyla, anahtarlama transistörünün iletim ve yalıtım zamanı değiştirilmektedir. Böylece devrede, hata yükseltecinin, referans geriliminin seviyesi değiştirilerek, güç kaynağının çıkış gerilimi ayarlanabilmektedir.

3.6.5. Çıkış devresi

Devrenin çıkış bölümü Şekil 3.8.a' da görüldüğü gibi, bir flip-flop, iki adet üç girişli "nor" kapısı ve iki adet "npn" tipi çıkış transistörlerinden oluşur.



Şekil 3.8. Denetim devresinin çıkış katı a. Devre şeması b. Dalga şekilleri

Flip-flop dahili referans regülatörü tarafından beslenir, tetikleme palsi ise osilatör tarafından sağlanır. Bu palsler aynı zamanda "nor" kapılarının birer

girişine uygulanır. "NOR" kapılarının diğer girişine, karşılaştırmacı çıkışındaki PWM sinyal uygulanır. Kapıların birisinin, üçüncü girişine flip-flop'un "Q" çıkışı, diğerinin üçüncü girişinde ise flip-flop'un " \bar{Q} " çıkışı bağlıdır. Her bir çıkış transistöründe çıkış "pwm" sinyalin %45'lik kısmı kontrol edilir. İki transistör paralel bağlanırsa, çıkış çiftlenir ve pwm sinyalin %90'lık kısmı kontrol edilebilir. Çıkış devresinin dalga şekilleri Şekil 3.8.b.' de gösterilmiştir.



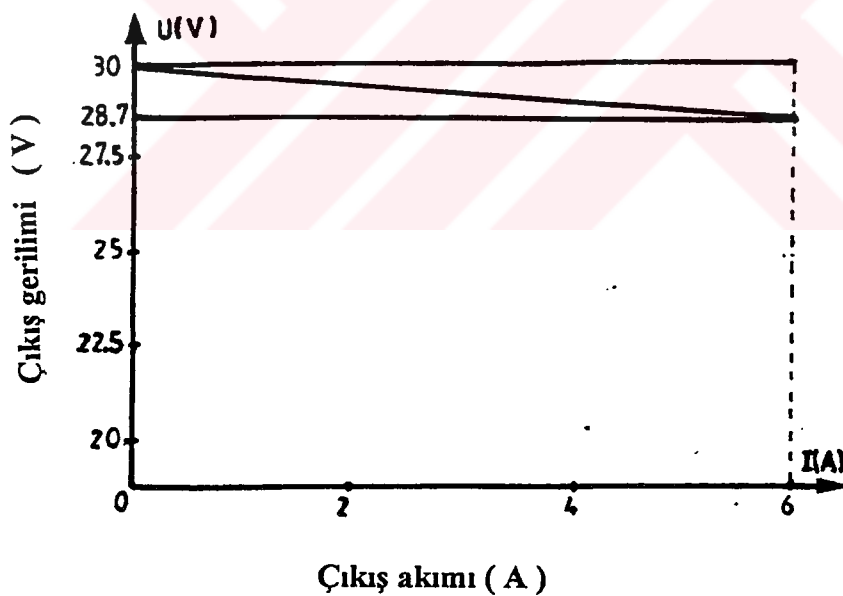
4. SONUÇLAR

Tasarlanan ve yapımı gerçekleştirilen güç kaynağı test edilmiş ve aşağıdaki ölçümler yapılmıştır.

1. Regülasyon yüzdesi ve eğrisi.
2. Ripple yüzdesi ve görünümü.
3. Değişik yüklerdeki, devrenin gerilim-akım (V-A) grafiği ve verimi.

4.1. Regülasyon Yüzdesi Ve Eğrisi.

Devrenin çıkış gerilimi yüksüz ve tam yüklü olarak ölçülmüş, ölçülen bu değerlere göre, regülasyon yüzdesi hesaplanmış ve eğrisi çizilmiştir.

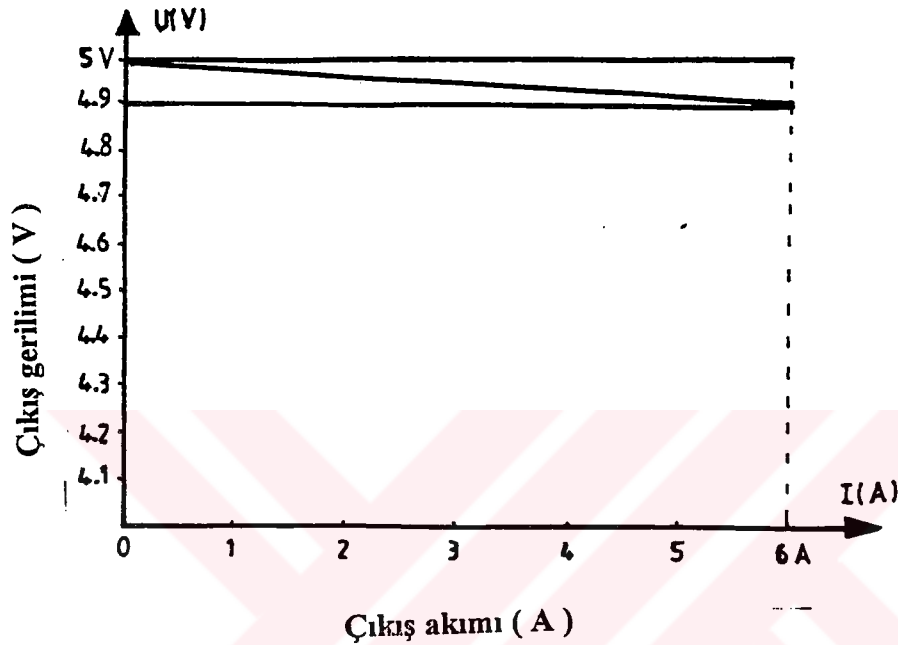


Şekil 4.1. Devrenin 30 V ' daki regülasyon eğrisi

Devrenin yüksüz çıkış gerilimi ($V_{yüksüz}$): 30 V

Devrenin tam yükteki çıkış gerilimi ($V_{yükli}$): 28.7 V

$$\% \text{Regülasyon} = \frac{V_{yüksüz} - V_{yükli}}{V_{yüksüz}} \cdot 100 = \frac{30 - 28.7}{30} = 4.3\%$$



Şekil 4.2. Devrenin 5 V 'daki regülasyon eğrisi

4.2. Devrenin Ripple Yüzdesi Ve Görünümü.

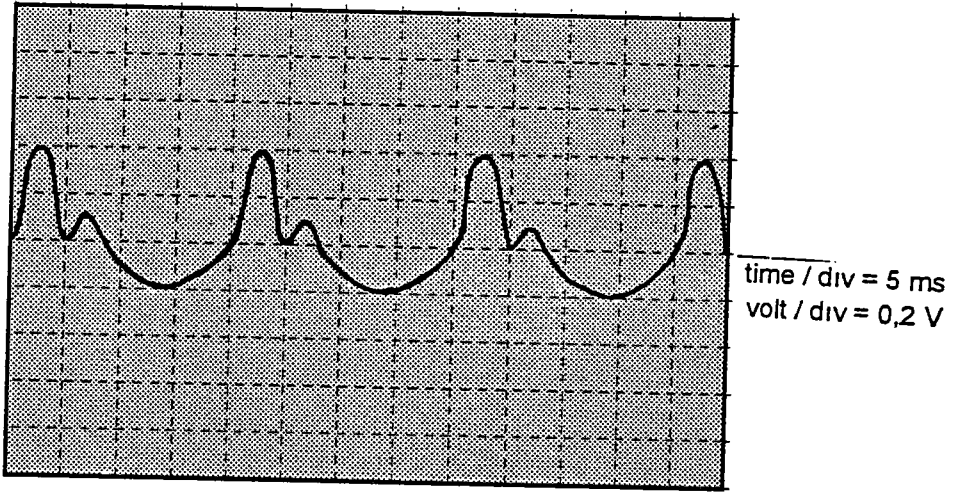
Devreden 30 V'da ve 5 V' da maksimum akım çekilerek, devrenin çıkış gerilimindeki, ripple faktörü gözlenmiştir

30 V' daki ripple;

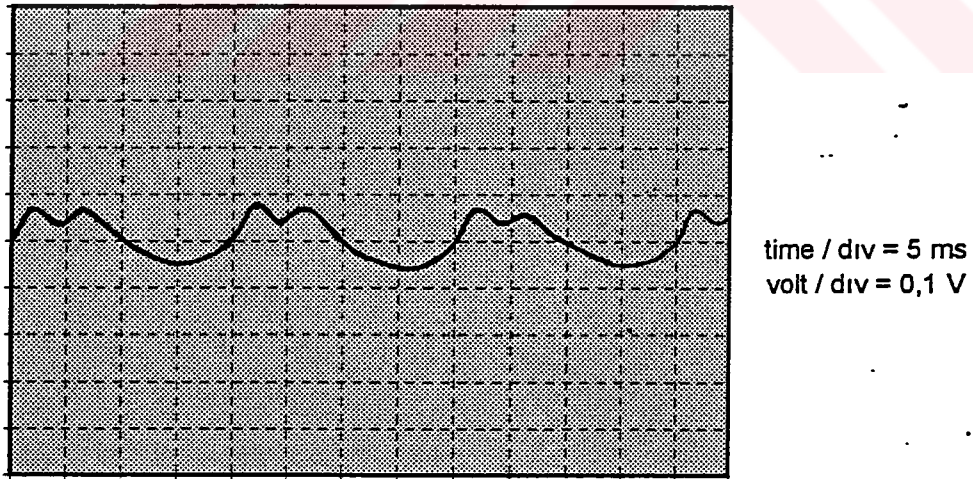
$$V_{\text{ripple}_{p-p}} = 0.6V$$

$$V_{\text{RYPPL}_{\text{rms}}} = 0.3 \cdot 0.707 = 0.226V$$

$$\% V_{\text{ripple}} = \frac{V_{\text{ripple}_{\text{rms}}}}{V_{\text{out}_{\text{dc}}}} \cdot 100 = \frac{0.226}{27.5} \cdot 100 = 0.82\%$$



Şekil 4.3. Devrenin 30 V' daki, osilaskop ekranındaki ripple görünümü



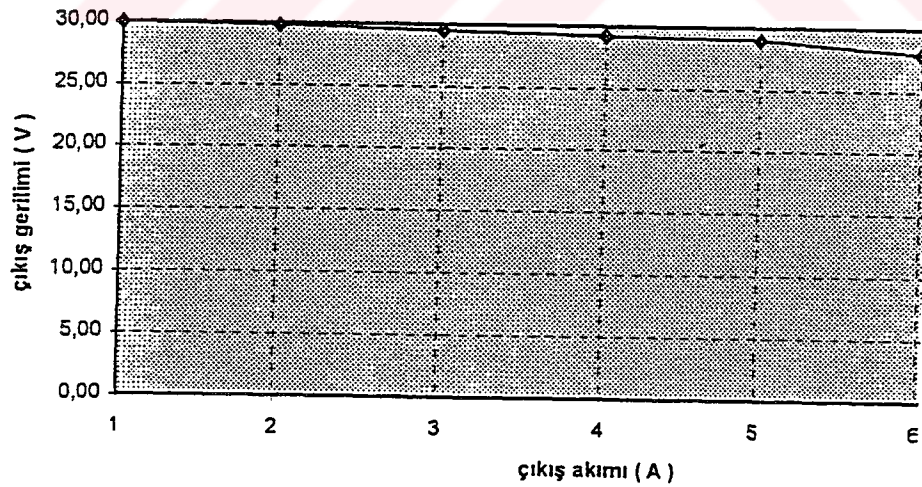
Şekil 4.4. Devreni 5 V' daki, osilaskop ekranındaki ripple görünümü

4.3. Devrenin Değişik Yüklerdeki Gerilim-Akım Grafiği ve Verimi

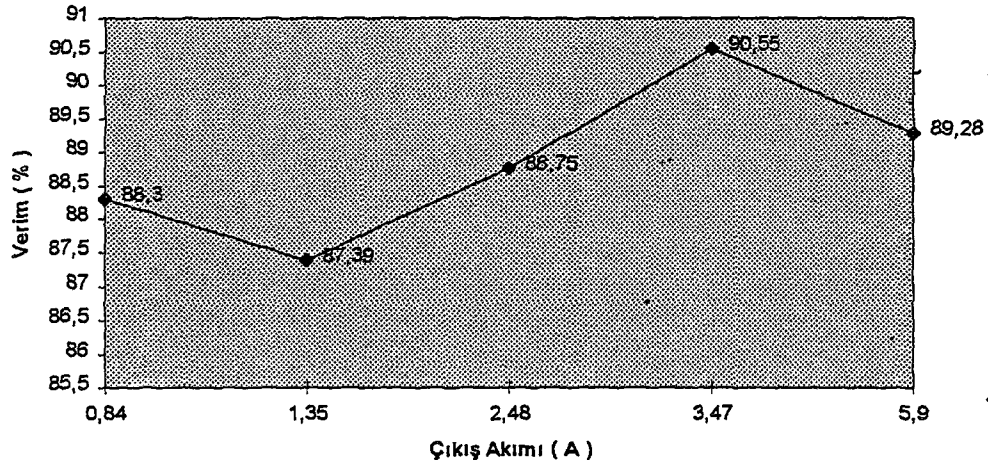
Değişik yüklerdeki, giriş ve çıkıştaki gerilim - akım değerleri ölçülmüş, ölçülen bu değerlere göre, devrenin verimi hesaplanmıştır.

Tablo 4.1. Devrenin değişik yüklerdeki, giriş, çıkış gerilim, akım değerleri ve verimi.

DOĞRULTUCU GİRİŞİ			% VERİM	DEVRENİN ÇIKIŞI		
VOLT (V)	AKIM (A)	GÜÇ (W)		VOLT (V)	AKIM (A)	GÜÇ (W)
32,00	0,00	0,00	0,00	30,00	0,00	0,00
31,50	0,90	28,35	88,30	29,80	0,84	25,03
31,00	1,47	45,57	87,39	29,50	1,35	39,83
30,00	2,72	81,60	88,75	29,20	2,48	72,42
29,40	3,78	111,13	90,55	29,00	3,47	100,63
29,00	6,54	189,66	89,28	28,70	5,90	169,33



Şekil 4.5. Gerilim- Akım (V-A) grafiği



Şekil 4.6. Devrenin verim grafiği



5. DEĞERLENDİRME VE ÖNERİLER

Bu tez çalışmasında, laboratuvar tipi anahtarlama modlu güç kaynağı tasarlanmış , yapımı gerçekleştirilmiş ve test edilmiştir. Devreye ek olarak çıkış gerilim ayarı ve akım sınırlama özelliğide kazandırılmıştır.

Günümüzde kullanılan laboratuvar tipi lineer güç kaynaklarında verim %30 ila %50 arasında değişmekte ortalama %40 civarındadır. Oysa Tablo 4.1.' deki test sonuçlarında görüldüğü gibi, yapımı gerçekleştirilen güç kaynağında verim %90' lara kadar çıkarılmıştır.

Verimi %40' lardan, %90' lara çıkarmakla harcanan enerji, yaklaşık %50 oranında azaltılmıştır. Örnek olarak, 10 masalı bir laboratuvarda "30 V", "6 A" lik, 10 adet, lineer güç kaynağının, 8 saat çalıştırıldığı düşünülürse, bu kaynaklar, bu süre zarfında yaklaşık, toplam 36 KWH' lık bir elektrik enerjisi tüketeceklerdir. Aynı şartlarda, yapımı gerçekleştirilen anahtarlama modlu güç kaynakları kullanılsaydı, toplam 16 KWH gibi bir elektrik enerjisi harcanacaktı.

Görüldüğü gibi, lineer tip bir güç kaynağı yerine, yapımı gerçekleştirilen güç kaynağı kullanılırsa, harcanan enerjiden yaklaşık %50 tasarruf edilebilir. Büyük güç çeken sistemlerde, bu çok önemli olacaktır.

Ek 1.' deki iki tip güç kaynağının maliyet analizine bakıldığında, gerçekleştirilen bu güç kaynağının maliyeti, aynı özelliklere sahip, lineer tip bir güç kaynağına göre, yaklaşık %20 daha ucuzlatılmıştır.

Şekil 4.5.'deki test sonuçların bakıldığında, devrenin regülasyonunun, %4' lere çekildiği görülmektedir. Bu regülasyon, lineer bir güç kaynağındaki regülasyonla kıyaslandığında, düşük bir değerdir.

Lineer güç kaynaklarında kayıplar, ısı şeklinde ortaya çıkmaktadır. Buda özellikle yüksek güçlü lineer güç kaynaklarında özel olarak soğutma problemleri doğurmaktadır. Gerçekleştirilen bu güç kaynağında, kayıplar çok az olduğundan, böyle bir soğutma ihtiyacına gerek duyulmamaktadır.

Sonuç olarak gerçekleştirilen bu güç kaynağı ile lineer güç kaynaklarındaki olumsuzlukların çoğu giderilmiştir. Verim artırılarak, harcanan enerji sarfiyatı azaltılmış, maliyet ucuzlatılmış ve lineer güç kaynaklarındaki soğutma problemleri ortadan kaldırılmıştır.

Yapımı gerçekleştirilen bu güç kaynağı, laboratuvar tipinde tasarlanmıştır. Bu güç kaynağında uygun değişiklikler yapılarak, özellikle bu güç kaynağında akım sınırlama özelliği bulunduğundan, sanayii tipi kaynak makinası olarak kullanılabilir. Bunun yanında yüksek akım, yüksek güç gereken yerlerde, örneğin akü şarjı, gemilerde telsiz haberleşmesinde, TV ve radyo vericileri gibi birçok yerde, yüksek verimle rahatlıkla kullanılabilir.

KAYNAKLAR

- [1] Chryssis, G. , 1989, High Frequency Switching Power Supplies, McGraw Hill Inc., Second Edition, P. 13-63, 116-122, New York-U.S.A.
- [2] Pressman, A.I. , 1987, Switching Power Supply Design, McGraw-Hill Inc, Third Edition, P. 9-31, 37-78, 105-127, New York-U.S.A.
- [3] Bedford, B. , 1974, Principles Of Inverter Circuits, Wiley Sons Inc, P. 97-104, Canada.
- [4] Cyril, W.L. , 1987, Power Electronics, Merril Publishing Company, P.263-303, N.J.-U.S.A.
- [5] Muhammad, H. , 1993, Power Electronics, Prentice-Hall Inc. , P.478-486, N.J.-U.S.A.
- [6] Watson, J.K. , 1980, Applications Of Magnetism, Wesley Publishing Co. ,Third Edition, P. 82-93, U.S.A.
- [7] Panayırıcı, E. , 1985, Modülasyon Teorisi Ders Notları, Üçüncü Baskı, İTÜ Yayını, İstanbul.
- [8] Pressman, A.I. ,1977, Switching And Linear Power Converter Design, Haydan Rochelle Park, P.32-78, N.J.-U.S.A.
- [9] Ma, K.W. and Lee, Y.S. , March-1996, An Integrated Flyback Converter For DC Uninterruptible Power Supply, V.11, No.2, IEEE Trans.

[10] Oscar, M. and Rene, I. and Rafael, G. , 1995, Power Supply For Electronics, V.1, P.568-571, IEEE Trans.

[11] Linear Products Data Book, 1986, Nec Electronics Inc. , U.S.A.

[12] Boylestad, R. and Nashelsky, L. , 1994, Elektronik Elemanlar Ve Devre Teorisi, M.E.B. Yayınları, Ankara.

[13] Kaplan, İ. , 1996, Dc Motor Devrinin Ve Devir Yönünün Kontrolü, S.63-65, Gazi Üniversitesi, Yüksek Lisans Tezi, Ankara.

[14] Linear Circuits Data Acquisition And Conversion Data Book, 1992, Volume 3, Texas Instruments, U.S.A.



EKLER

EK 1.1. Yapımı Gerçekleştirilen Güç Kaynağının Maliyet Hesabı ve Analizi.

<u>MALZEME</u>	<u>FİYATI (1000 TL)</u>
Transformatörler	
0-35 V, 220 VA Transformatör.....	3000
2*12 V , 4 VA Transformatör.....	300
50 mH , çift yollu Yalıtım Transformatörü	500
120 µH, tek yollu filtre bobini.....	500
Kondansatörler	
4700 uF/ 100 V Elektrotik Kondansatör.....	850
10000 uF/100 V Elektrotik Kondansatör.....	1000
İki adet 25 uF/ 100 V Kondansatör (Polaritesiz).....	300
Üç adet 0.1 uF/ 100 V Kondansatör (Polaritesiz).....	300
İki adet 0.01 uF/100 V Kondansatör (Polaritesiz).....	200
3.3 nF Gümüş Mika Kondansatör.....	100
1.1 uF Gümüş Mika Kondansatör.....	100
Dirençler	
1.5 Ω- 10 W.....	50
1K -1W.....	20
İki adet 10 K - 1/4 W.....	40
Üç adet 2 K - 1/4W.....	60
15 K - 1/4W.....	20
5 K Trimpot.....	150
10 K Potansiyometre.....	150
1 K Potansiyometre.....	150

Diyotlar

Dört adet MR 750 serisinden, MR1130.....	1000
BYV 63.....	150

Transistör

2N6052 (Darlington).....	300
--------------------------	-----

Entegre

CA 3524 veya CA 1524.....	500
---------------------------	-----

Diğer malzemeler

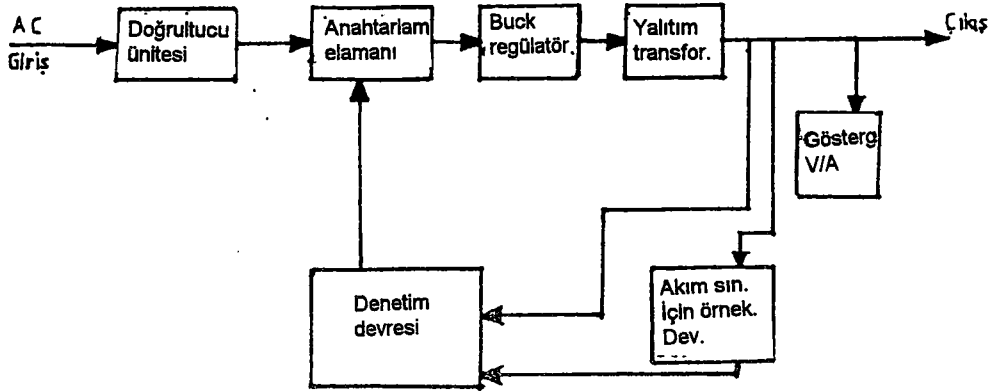
Voltmetre ve Ampermetre (Dijital).....	1500
Baskılı devre.....	300
Güç kaynağı kutusu.....	2000

TOPLAM**13640**

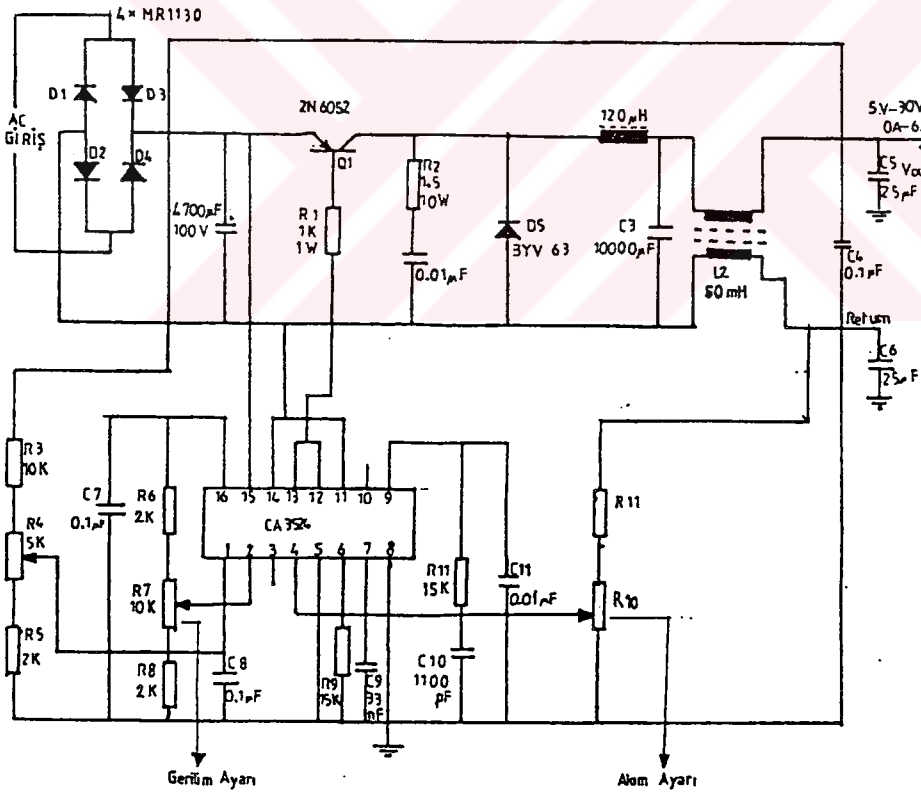
Yapımı gerçekleştirilen Anahtarlama Modlu Güç Kaynağı Ağustos-1998 fiyatları ile **13640000 TL'** ye maledilmiştir.

Aynı özelliklere sahip Lineer tipteki bir güç kaynağının Ağustos-1998 piyasa değeri **17000000 TL'** dir.

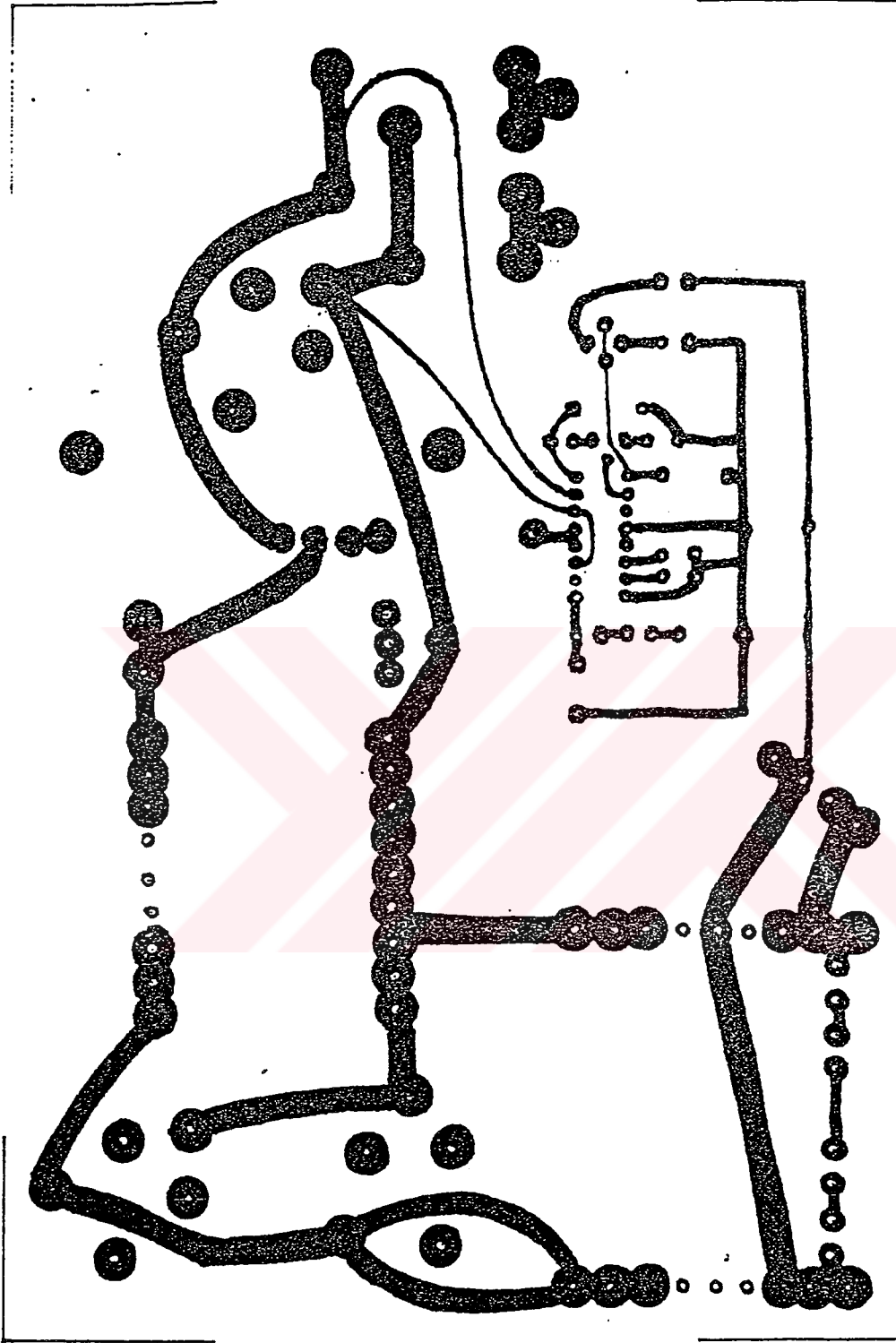
Yapımı gerçekleştirilen Anahtarlama Modlu Güç Kaynağı, aynı özelliklere sahip, lineer bir güç kaynağına göre, yaklaşık %20 daha ucuza maledilmiştir.



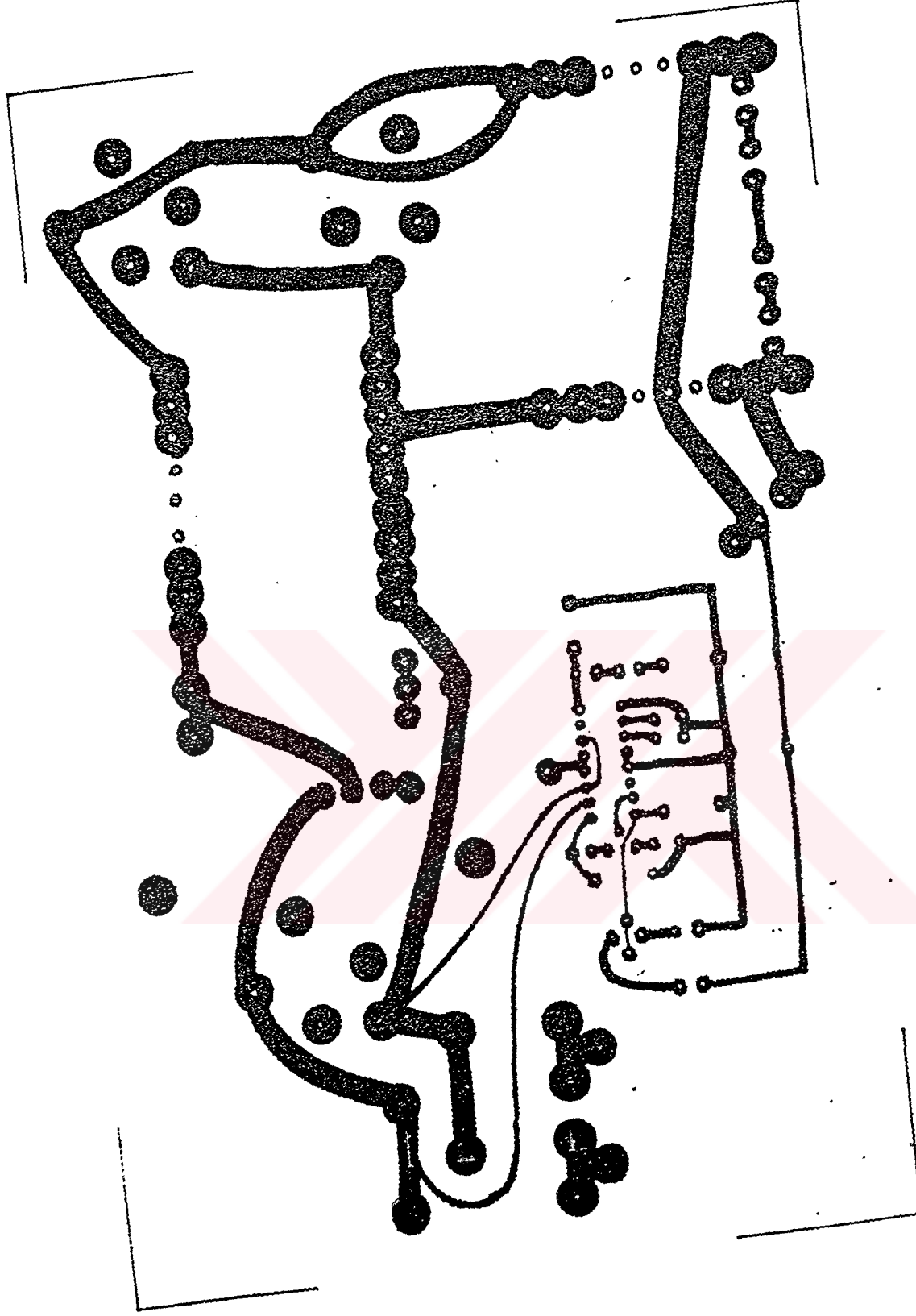
EK 1.2. Güç kaynağının blok şeması



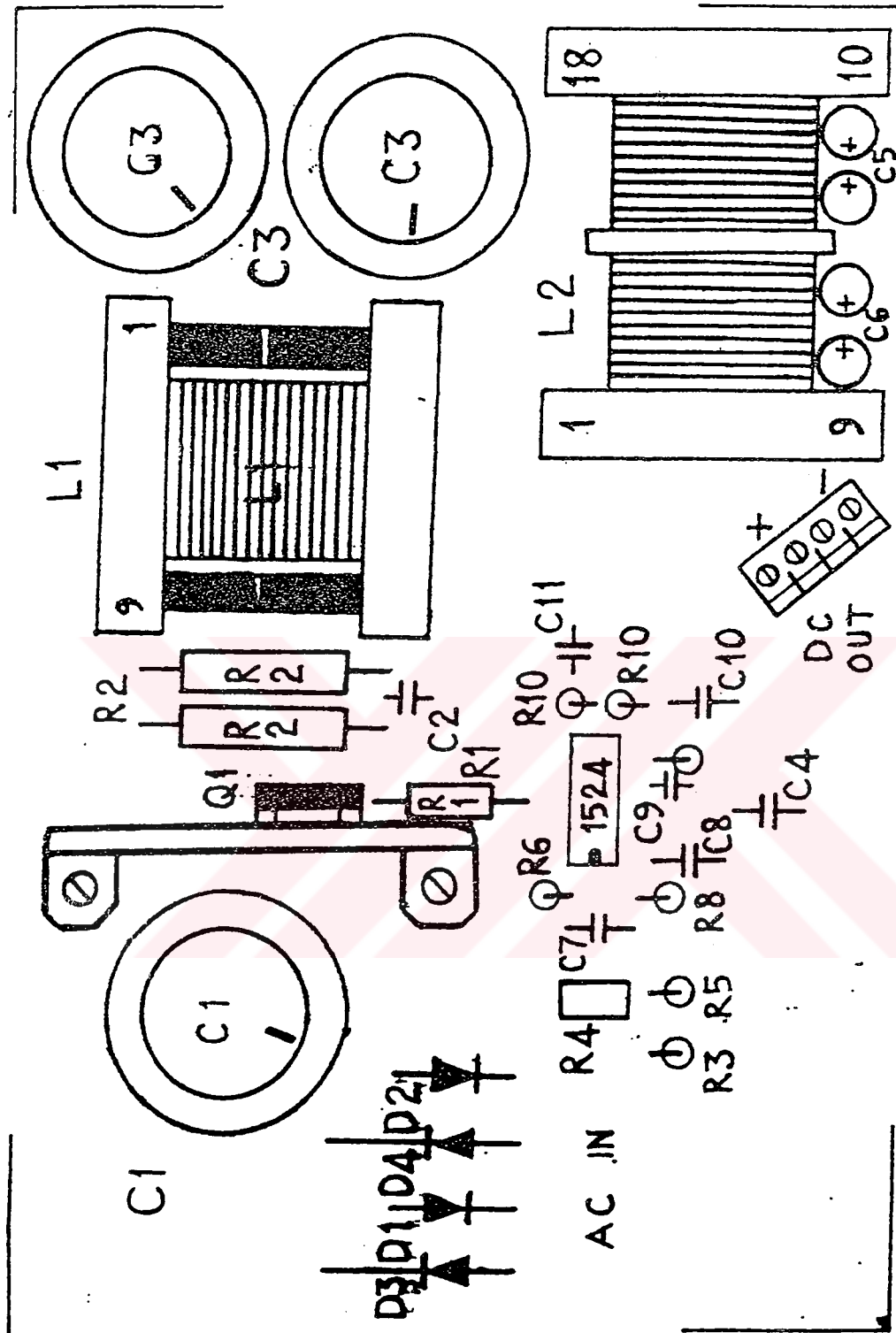
1.3. Güç kaynağının açık şeması



EK 1.4. Güç kaynağı baskılı devre kartı alt görünüşü



EK 1.5 Güç kaynağı baskılı devre kartı üst görünüşü



EK 1.6 Güç kaynağı baskılı devre kartının yerleşim planı

EK-2 CA 3524 TÜMDEVRESİ

EK 2.1. zellikler

- a. Kople PWM Gç kontrol devresi
- b. Ayarlanabilir Duty - Cylce 0...% 90
- c. Ayarlanabilir Duty-saykıl
- d. Push- Pull ve diğer bağlantılar için bağımsız iki adet çıkış
- e. Yük regülasyonu %2
- f. Operasyon Frekansı 100 kHz'in üzerinde

EK 2.2. Maksimum Oranlar

- a. Besleme gerilimi40 V
- b. Herbir ıkış akımı100 mA
- c. Referans regülatör çıkış akımı.....50 mA
- d. Çalışma sıcaklığı sahası.....-55°C ile +125°C
- e. Depolama sıcaklığı.....-65°C ile +150°C

f. Toplam güç harcaması.....1.25 W

EK 2.3. Önerilen çalışma alanları

a. Besleme gerilimi.....maksimum 40V , minumum 8 V

b. Çıkış gerilimimaksimum 40 V , minumum 0.7 V

c. Çıkış akımımaksimum 200mA

d. Zamanlama kapasitesi (C_T).....maksimum 0.1 uF , minumum 0.001 uF

e. Zamanlama direnci (R_T).....maksimum 120 K , minumum 1.8 K

f. Osilatör frekansı (f_{osc}).....maksimum 300 kHz

EK 2.4. CA3524 Tümdevresi uygulamaları

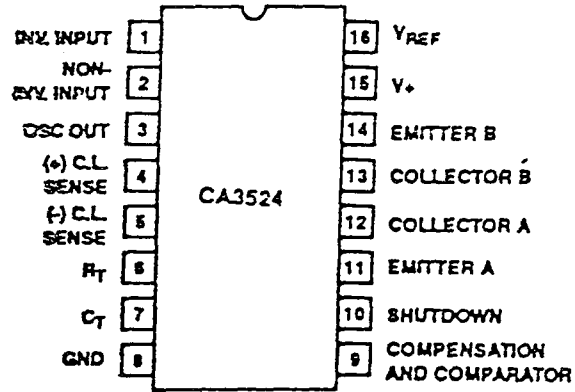
a. Pozitif ve negatif regüleli kaynaklar

b. Çift çıkışlı regülatörler

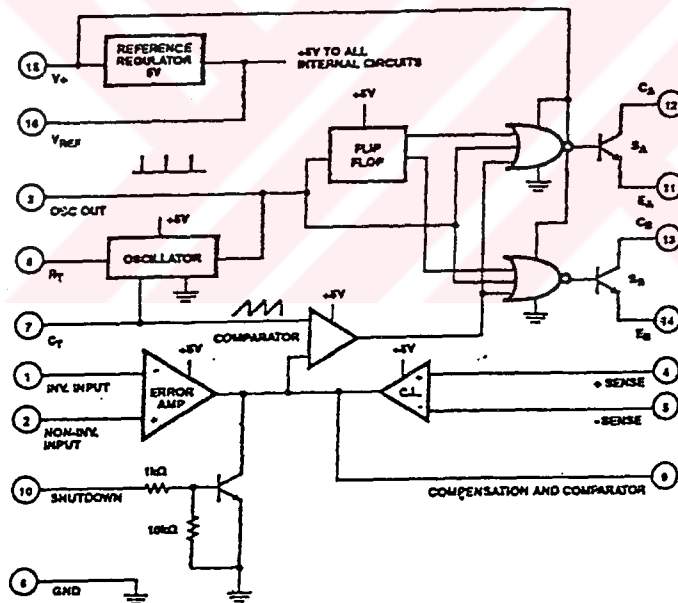
c. Flyback konverterler

d. DC - DC Transformatör kuplajlı regüleli konverterler

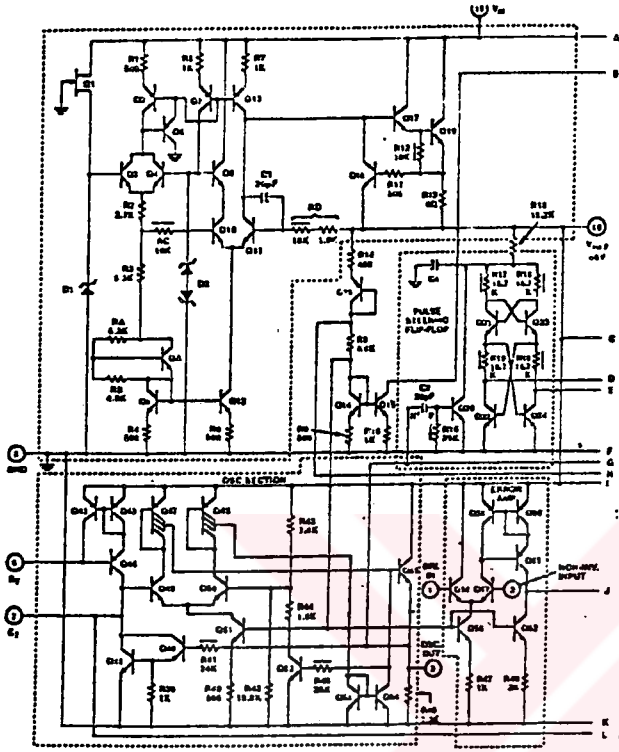
e. Ayarlı güç kaynakları



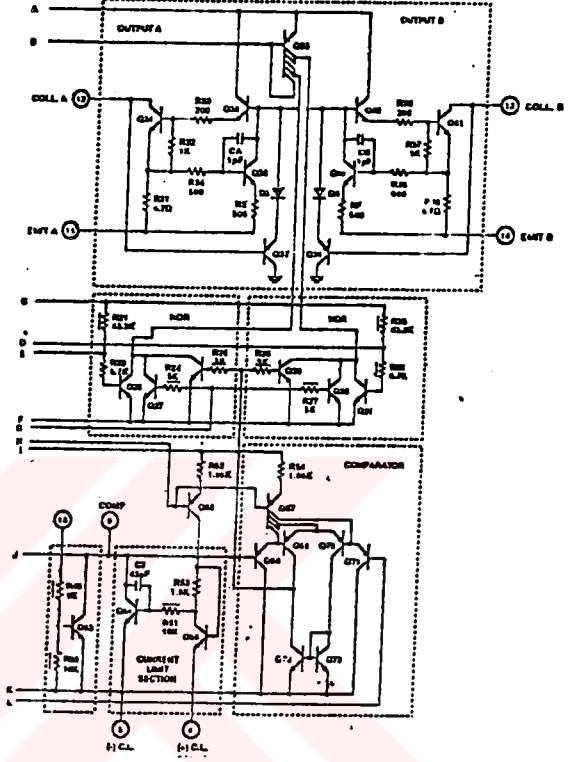
EK 2.5. CA3524 Tümdevresinin ayak bağlantıları



EK 2.6. CA3524 Tümdevresinin eşdeğer devresi



Schematic Diagram (continued)



EK 2.7. CA3524 Tümdevresinin şematik diyagramı

EK 3. Anahtarlama elemanı 2N6052 Transistörünün özellikleri

EK 3.1. Özellikleri

- Ön sürücü olmadan IC' den çalışabilme
- Yüksek sıcaklıkta düşük kaçak akım özelliği

c. Yüksek ters yönde ikinci kırılma yeteneği

d. Yüksek kazancından dolayı doğrudan entegre devreleri sürmelerini sağlar

EK 3.2. Maksimum anma değerleri

a. Kollektör-Baz gerilimi.....60 V

b. Kollektör -Emitör gerilimi.....60 V

c. Kollektör akımı.....10 A

d. Transistör güç harcaması0.25 W

e. Sıcaklık aralığı.....-65°c ile +150° c

EK 3.3 Uygulamaları

a. Güç anahtarlama

"b. Ses yükselteçleri

c. Çekiç sürücüler

e. Seri ve paralel regülatörler

ÖZGEÇMİŞ

1968 yılında Adana' da doğdu. İlk, orta ve lise öğrenimini Adana' da tamamladı. Üniversite öğrenimini, 1985-1990 yılları arasında Gazi Üniversitesi, Teknik Eğitim Fakültesi, Elektronik- Bilgisayar Eğitiminde yaptı. 1990-1994 yılları arasında çeşitli özel ve devlet sektörlerinde görev yaptıktan sonra Ondokuz Mayıs Üniversitesi Amasya Meslek Yüksek Okulunda Öğretim Görevlisi olarak göreve başladı. Halen aynı Üniversitede Öğretim Görevlisi olarak çalışmaktadır.

