

KOCAELİ ÜNİVERSİTESİ * FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ANAHTARLAMALI GÜÇ KAYNAKLARI

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Elektrik Müh. Fulya ÖZTÜRK

Anabilim Dalı: Elektrik Mühendisliği

Danışman: Prof. Dr. Nurettin ABUT

KOCAELİ, 2009

KOCAELİ ÜNİVERSİTESİ * FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ANAHTARLAMALI GÜÇ KAYNAKLARI

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Elektrik Müh. Fulya ÖZTÜRK

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih: 8 Ocak 2009

Tezin Savunulduğu Tarih: 25 Mart 2009

Tez Danışmanı

Prof. Dr. Nurettin ABUT

(*Nurettin Abut*)

Üye

Prof. Dr. Bekir ÇAKIR

(*Bekir Çakir*)

Üye

Doç. Dr. Cemil ÖZ

(*Cemil Öz*)

KOCAELİ, 2009

ÖNSÖZ ve TEŞEKKÜR

Teknolojinin gelişmesi ile birlikte her geçen gün artan ihtiyaçlar doğrultusunda elektriksel güç kaynaklarında verimlilik alanında yapılan çalışmalar hız kazanmıştır. Anahtarlamaalı güç kaynakları tasarımcıya hem yüksek verim hem de esneklik sağlamaktadır. Yarı iletken teknolojisinde, magnetik ve pasif eleman üretim ve malzeme teknolojisindeki gelişmelerle anahtarlamaalı güç kaynaklarının güç dönüşümü için kullanımı yaygınlaşmaktadır. Günümüzde anahtarlamaalı güç kaynaklarının diğer kaynaklara göre sakıncaları ve üstünlükleri bakımından farklı olan birçok türü geliştirilmektedir. Uygun dönüştürücü türünün seçimi için aralarındaki farklar dikkatlice değerlendirilmelidir. Bu çalışmada anahtarlamaalı güç kaynaklarının çeşitleri, farkları ve birbirine göre üstünlükleri incelenmiştir.

Tez çalışmam sırasında, çalışmalarına yön veren ve beni destekleyen tez danışmanım sayın Prof.Dr. Nurettin ABUT'a ve desteklerini benden esirgemeyen eşim Onur ÖZTÜRK ile sevgili annem ve babama teşekkürlerimi sunarım.

İÇİNDEKİLER

ÖNSÖZ VE TEŞEKKÜR	i
İÇİNDEKİLER	ii
ŞEKİLLER DİZİNİ.....	iv
TABLolar DİZİNİ	vi
SİMGELER DİZİNİ VE KISALTMALAR.....	vii
ÖZET	ix
İNGİLİZCE ÖZET.....	x
1. GİRİŞ	1
2. GÜÇ KAYNAKLARI.....	3
2.1. Genel	3
2.2. DA Güç Kaynakları.....	4
2.2.1. DA güç kaynaklarının karşılaştırılması.....	4
2.3. Doğrusal (Lineer) Güç Kaynakları.....	5
2.4. Doğrusal Güç Kaynakları ile Anahtarlamalı Güç Kaynaklarının Karşılaştırması	7
2.5. Anahtarlamalı Güç Kaynakları	8
2.6. Anahtarlamalı Güç Kaynaklarının Sınıflandırılması	10
2.7. Anahtarlamalı Güç Kaynakları Topolojileri	11
2.7.1. Alçaltıcı (buck) Anahtarlamalı Güç Kaynakları	12
2.7.2. Yükseltici (boost) dönüştürücü	15
2.7.3. Alçaltıcı yükseltici (buck-boost) dönüştürücü	17
2.7.4. Temel anahtarlamalı güç kaynaklarının karşılaştırılması	19
2.7.5. Transformatorlü (yalıtlımlı) dönüştürücüler	20
2.7.6. İleri (forward) dönüştürücü	22
2.7.7. Yarım köprü (half bridge) dönüştürücü	24
2.7.8. Tam köprü (full bridge) dönüştürücü	30
2.7.9. İtme-çekme (push-pull) dönüştürücü	31
2.7.10. Geri-yön (flyback) dönüştürücü	33
3. GERİ-YÖN (FLYBACK) DEVRE TASARIMI	46
3.1. Devre Parametrelerinin Belirlenmesi	47
3.2 Giriş Filtre Kondansatörünün (C_{IN}) Belirlenmesi	47
3.3 Transformator Dönüştürme Oranı (N_p/N_s) ve Maksimum İletim Süresi (T_{on}) Hesaplanması	48
3.4 Transformator Giriş Sargı Endüktansının (L_p) Hesaplanması.....	48
3.5 Çıkış Sargılarında Kullanılan Doğrultma Diyotlarının Seçimi.....	49
3.6 Çıkış Sargılarında Kullanılan Kondansatör Seçimi	49
3.7 Söndürme (Snubber) ve Sınırlama (Soft Clamp) Devresinin Tasarımı	50
3.8 Geri Besleme (Feedback) Devresinin Tasarımı	52
3.9 Güç Kaynağının Kontrol Entegresi.....	55
4. DEVREYE AİT SİMÜLASYON SONUÇLARI	57
5. DEVRE ÖLÇÜM SONUÇLARI	62

6. SONUÇLAR VE ÖNERİLER	73
KAYNAKLAR	76
ÖZGEÇMİŞ	78

ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 2. 1: Lineer (Doğrusal) Güç Kaynağının Blok Diyagramı	6
Şekil 2. 2: Doğrusal Güç Kaynakları Dalga Şekilleri	6
Şekil 2. 3: Anahtarlamalı Güç Kaynağı Blok Diyagramı	8
Şekil 2. 4: Alçaltıcı (Buck) Anahtarlamalı Güç Kaynakları Devre Şeması.....	13
Şekil 2. 5: Alçaltıcı (Buck) Dönüştürücü Dalga Şekilleri.....	14
Şekil 2. 6: Yükseltici Dönüştürücünün Devre Şeması.....	15
Şekil 2. 7: Yükseltici Dönüştürücünün Dalga Şekilleri	16
Şekil 2. 8: Alçaltıcı Yükseltici Dönüştürücünün Devre Şeması	17
Şekil 2. 9: Alçaltıcı Yükseltici Dönüştürücünün Dalga Şekilleri	18
Şekil 2. 10: Güç Kaynağının Çıkış Gücüne Göre Kullanılan Dönüştürücü Tipleri ..	21
Şekil 2. 11: İleri yön (Forward) Dönüştürücü Devre Şeması.....	23
Şekil 2. 12: İleri-Yön Dönüştürücünün Dalga Şekilleri.....	25
Şekil 2. 13: Temel Yarım Köprü Dönüştürücü Yapısı.....	25
Şekil 2. 14: Pozitif Durum Akım Yönü	26
Şekil 2. 15: Manyetikleşme Akım Geçiş Yönü.....	27
Şekil 2. 16: Sekonder Gerilim Sıfırken Akım Yönü	27
Şekil 2. 17: Negatif Durum Akım Yönü	28
Şekil 2. 18: 120V AA ve ya 220V AA girişli yarım köprü dönüştürücünün devre şeması	29
Şekil 2. 19: Tam Köprü Dönüştürücünün Devre Şeması.....	30
Şekil 2. 20: Temel İtme-Çekme (Push-Pull) Devresi.....	32
Şekil 2. 21: Temel İtme-Çekme Dönüştürücü Gerilim ve Akım Dalga Şekilleri	32
Şekil 2. 22: Geri-Yön (Fly-Back) Dönüştürücünün Devre Şeması	34
Şekil 2. 23: Doğrultucu Çıkış Gerilimi Dalga Şekli	35
Şekil 2. 24: Süreksiz Durumdaki Geri-Yön Dönüştürücünün Dalga Şekilleri	37
Şekil 2. 25: Söndürme ve Sınırlama Devresinin Sinyal Üzerindeki Etkisi.....	41
Şekil 2. 26: Ani Gerilim Yükselmeleri ve EMI kontrol yöntemleri	41
Şekil 2. 27: RCD Söndürme Devresi	42
Şekil 2. 28: DA-DA Dönüştürücülerde Gerilim Kontrolü Blok Diyagramı	44
Şekil 2. 29: DA-DA Dönüştürücülerde Akım Kontrolü Blok Diyagramı	45
Şekil 3. 1: Geri-Yön (Flyback) Güç Kaynağı Tasarım Adımları.....	46
Şekil 3. 2: Söndürme (Snubber) ve Sınırlama (Soft Clamp) Devre Şeması	51
Şekil 3. 3: Söndürme (Snubber) Devresi Dalga Şekilleri	51
Şekil 3. 4: Mosfet Drain Gerilimi ve Kapasitör Gerilimi	52
Şekil 3. 5: Optik Yalıtımcılı ve TL431 Geri Besleme Devre Şekli.....	53
Şekil 3. 6: TL431 Blok diyagramı	54
Şekil 3. 7: UC3842 Entegresi Blok Diyagramı.....	55
Şekil 3. 8: UC3842 Entegresi Osilatör ve Çıkış Dalga Şekli.....	55
Şekil 3. 9: UC3842 Kontrol Devresi Yapısı.....	56
Şekil 4. 1: 220V AA Giriş Geriliminde $R=4.8\Omega$ için V_0 Çıkış Gerilimi	57

Şekil 4. 2: 220V AA Giriş Geriliminde $R=4.8\Omega$ için V_{DS} Söndürme Devresi Mosfet Drain Gerilimi Dalga Şekli	58
Şekil 4. 3: 220V AA Giriş Geriliminde $R=4.8\Omega$ için Söndürme Devresi	58
Şekil 4. 4: 220V AA Giriş Geriliminde $R=4.8\Omega$ için Söndürme Devresi	58
Şekil 4. 5: Mosfet Sürme Sinyali	60
Şekil 4. 6: R_T/C_T Osilatör Çıkışı Dalga Şekli	60
Şekil 4. 7: I_{sense} Çıkışı Dalga Şekli	61
Şekil 5. 1: 230V AA giriş geriliminde yüksüz durumda V_o Çıkış Gerilimi	62
Şekil 5. 2: 230V AA Giriş Geriliminde 10Ω yükte V_o Çıkış Gerilimi Dalga Şekli (CH1:5V)	63
Şekil 5. 3: 230V AA giriş geriliminde $4,8\Omega$ yükte V_o Çıkış Gerilimi	63
Şekil 5. 4: 230V AA giriş geriliminde $4,8\Omega$ yükte V_o Çıkış	64
Şekil 5. 5: I_{sense} Çıkışı Dalga Şekli (CH1:0.5V)	65
Şekil 5. 6: R_s Direnci Gerilim Dalga Şekli (CH1:0.5V)	65
Şekil 5. 7: Giriş Sargısı Üzerindeki Gerilim Dalga Şekli (CH1:50V)	67
Şekil 5. 8: Mosfet Sürme Sinyali (CH1:5V)	68
Şekil 5. 9: Mosfet Sürme Sinyali (CH1:5V)	68
Şekil 5. 10: 230V AA Giriş Geriliminde V_{DSS} Sönümleme Devresi Gerilim	69
Şekil 5. 11: R_T/C_T Osilatör Çıkışı Dalga Şekli	69
Şekil 5. 12: Değişen Giriş Gerilimine Göre 12V DA Çıkış Gerilimi	70
Şekil 5. 13: Geri Yön (Flyback) Uygulama Devre Şeması	72

TABLolar DİZİNİ

Tablo 2. 1: DA Güç Kaynakları Karşılaştırması	5
Tablo 2. 2: Doğrusal Güç Kaynaklarının Uygun Kullanım Şartlarında.....	7
Tablo 2. 3: Anahtarlama Temel DA-DA Dönüştürücülerin Karşılaştırılması	19
Tablo 3. 1: Geri Besleme Devreleri ve Oluşan Regülasyon Değerleri	53
Tablo 5. 1: AA Giriş Gerilimine Göre DA Çıkış ve Hat Regülasyonları	70
Tablo 5. 2: Tasarlanan Devrede Kullanılan Elemanlar	71

SİMGELER DİZİNİ VE KISALTMALAR

C_{IN}	: Giriş kondansatör değeri [F]
C_{OSS}	: Mosfetin çıkış sığa değeri [F]
D	: Doluluk oranı
E_L	: Giriş sargı enerjisi [J]
E_l	: Kaçak endüktans enerjisi [J]
f_L	: Şebeke frekansı [Hz]
f_S	: Anahtarlama frekansı [Hz]
I_c	: Kondansatör akımı [A]
I_L	: Endüktans akımı [A]
I_o	: Çıkış akımı [A]
I_g	: Giriş akımı [A]
I_p	: Giriş tepe akımı [A]
$I_{rms(giriş)}$: Giriş sargısı etkin akımı [A]
$I_{rms(çıkış)}$: Çıkış sargısı etkin akımı [A]
I_s	: Anahtar üzerinden geçen akım [A]
I_{csr}	: Çıkış sargı akımının ortalaması [A]
I_{cpr}	: Giriş sargı akımının ortalaması [A]
L_l	: Transformator kaçak endüktansı [H]
L_p	: Giriş sargı endüktansı [H]
N_p	: Giriş sargı sayısı
N_s	: Çıkış sargı sayısı
N_r	: Reset sargı sayısı
P_g	: Giriş gücü [W]
P_o	: Çıkış gücü [W]
P_l	: Kaçak endüktans gücü [W]
T	: Periyot [s]
T_{off}	: Anahtarın kesimde kalma süresi [s]
T_{on}	: Anahtarın iletimde kalma süresi [s]
U_{CEsat}	: Transistör doyum gerilimi [V]
V_{acmin}	: Minimum AA giriş gerilimi [V]
V_{acmaks}	: Maksimum AA giriş gerilimi [V]
V_{Cc}	: Sınırlama kondansatör gerilimi [V]
V_{dc}	: DA giriş gerilimi [V]
V_{demin}	: Minimum DA giriş gerilimi [V]
V_{demaks}	: Maksimum DA giriş gerilimi [V]
V_{DSS}	: Mosfetlerde dayanma gerilim değeri [V]
V_{DS}	: Anahtar üzerindeki gerilim düşümü [V]
V_g	: Giriş gerilimi [V]
V_{gmin}	: Minimum giriş gerilimi [V]
V_{gmaks}	: Maksimum giriş gerilimi [V]
V_L	: Bobin üzerinde oluşan gerilim [V]
V_{ms}	: Maksimum kaçak darbe gerilimi [V]

V_o	: Çıkış gerilimi [V]
V_p	: Transformator primer gerilimi [V]
V_s	: Transformator sekonder gerilimi [V]
V_{ref}	: Referans gerilimi [V]
γ	: Gerilim koruma sabiti
η	: Verim
τ_{RC}	: zaman sabiti
ΔV_o	: Çıkış gerilimindeki dalgalanma [V]

Kısaltmalar

A.G.K	: Anahtarlamaalı Güç Kaynakları
D.G.K.	: Doğrusal Güç Kaynakları
SMPS	: Anahtarlamaalı Güç Kaynakları (Switched Mode Power Supply)
PWM	: Darbe Genişlik Modülasyonu (Pulse Width Modulation)

ANAHTARLAMALI GÜÇ KAYNAKLARI

Fulya ÖZTÜRK

Anahtar Kelimeler: Anahtarlama Güç Kaynakları, AGK, Geri Yönlü Çeviriciler

Özet: Anahtarlama güç kaynakları kondansatörler, bobinler ve transformatörler ile “açık-kapalı” iki konumlu çalışan statik yarıiletken anahtar gibi düşük kayıplı elemanlarla güç kaynağı sağlayan bir yapıdır. Bu yapının avantajı çalışma frekansının yüksek olması sayesinde kullanılan bütün elemanların lineer güç kaynaklarındakine göre daha küçük yapıda olması ve böylece kayıpların azalmasıdır. Ağırlık ve boyut da lineer güç kaynaklarındakine oranla daha düşük olmaktadır. Bu da sistemi lineer güç kaynaklarındakine oranla daha güvenilir kılmaktadır.

Bu çalışmada öncelikle alçaltıcı, yükseltici, ileri yönlü, geri yönlü, itme-çekme, tam köprü ve yarım köprü güç kaynaklarının çalışmaları incelenmiş, anahtarlama güç kaynakları (AGK) ve tasarımı hakkında genel bilgiler verilmiştir. Anahtarlama güç kaynakları analiz edilmiş ve 30W’lık bir geri yön (flyback) converter LT-Spice programı ile simüle edilmiştir. Pratik çalışmasının ve performansının analizi için bir adet numune hazırlanmıştır. Simülasyon sonucunda akım gerilim dalga şekilleri incelenmiştir. Son olarak deney sonuçları ile simülasyon sonuçları karşılaştırılmıştır.

SWITCHED MODE POWER SUPPLY

Fulya ÖZTÜRK

Key Words: Switched Mode Power Supply, SMPS, Flyback Converters

Abstract: A switched mode power supply is a power supply that provides the power supply function through low loss components such as capacitors, inductors and transformers with use of switches that are in one of two states, “on-off ”. The advantage of switch mode power supplies that needs smaller size and weight components to operate system efficiently due to high frequency. Also this advantages makes system more reliable then linear power supplies.

In this study, first of all switched mode power supply topologies whic is buck, boost, forward, flyback, push-pull, full bridge and half bridge have been investigated and the general knowledge of the Switched Mode Power Supply (SMPS) and its design has been searched. Analysis of the switch mode power supply has been achieved and a 30W Flyback converter simulated by using LT-Spice programme. In order to make performance analysis and to see working of it, a prototype is made. As a result of the simulation, current, voltage wave shapes has been investigated. For the same points, the experimental results and the simulation results have been compared in the end of this thesis.

1. GİRİŞ

Elektronik devrelerin çalışması için gereken temel güç, AA giriş sinyalini DA çıkış sinyaline dönüştüren DA kaynaklardan sağlanır. Bu kaynakların yaygın olmasının başlıca nedeni evlere ve endüstriye iletilen gücün AA gerilim şeklinde olmasıdır. 1960'lardan başlamak üzere DA gerilim iletiminin de birçok yerde verimli hale gelmesine rağmen, günümüzde AA iletim, güç iletiminin en yaygın türdür ve yıllarca da böyle kalması beklenmektedir. Bu durum ise güç kaynaklarının önemini her geçen gün biraz daha artırmaktadır. Güç kaynaklarının gelişen önemine paralel olarak bu çalışmada A.G.K.'nın topolojilerinin incelenerek analiz edilmesi amaçlanmıştır.

Elektronikte modern cihazların geliştirilmesi, güç kaynaklarında da Doğrusal Güç Kaynaklarının (D.G.K.) yerini Anahtarlama Güç Kaynaklarının (A.G.K.) almasını gerektirmektedir. Sayısal sistemlerin minyatürleşme ve daha büyük akım daha az güç kaybı ihtiyacı karşısında önümüzdeki yıllarda A.G.K'nın doğrusal tiplerin yerini alacağını söylemek yanlış olmaz.

Bir uygulamada anahtarlama güç kaynağı mı yoksa doğrusal güç kaynağı mı kullanılmasının uygun olacağını belirleyen en önemli etken uygulamanın gereksinimleridir. Doğrusal ve anahtarlama güç kaynaklarının her ikisi de uygulamada belirli noktalarda farklı özelliklere sahiptirler. Bu nedenle en uygun güç kaynağını seçmek için öncelikle maliyet ve elektriksel verileri analiz etmek gerekmektedir.[1]

Günümüzde Anahtarlama Güç Kaynakları elektronik aygıtlarda yaygın olarak kullanılmaktadır. Televizyon ve bilgisayar gibi hemen her evde bulunan aygıtların yanı sıra birçok endüstriyel aygıt içerisinde anahtarlama güç kaynağı (switched mode power supply-AGK) bulunmaktadır. Akü destekli cihazlarda da akünün şarj değerine bağlı olmadan sabit bir gerilim sağlamak için AGK'ler tercih edilmektedir.

Ayrıca kaynak makinesi ve indüksiyon ısıtıcı gibi endüstriyel uygulamalarda AGK'ler tercih edilmektedir. Kamera, CD player, taşınabilir bilgisayarlar, mobil telefonlar ve benzeri tüketici elektroniği ürünlerinde de AGK kullanımı çok yaygındır.[4]

AGK'lerin doğrusal yöntemle çalışan güç kaynaklarına göre önemli ölçüde üstünlükleri vardır. Teorik olarak AGK'ler enerji kayıpsız çalışırlar ve pratikteki verimleri %70 ile %95 arasında değişir. Ayrıca düşük sıcaklık ve yüksek güvenilirlikte çalışmaktadırlar. En önemli avantajları ise yüksek frekansta çalışmalarıdır. Bu nedenle hafif ve küçük boyutlu malzemeler ile gerçekleştirilebilirler. Bu özelliklerinden dolayı diğer tip güç kaynaklarına göre daha ucuz, verimli, hafif ve çok daha az yer kaplarlar.

Genel olarak çalışma ilkeleri aynıdır; şebekeden yüksek frekansta çalışan elektronik bir anahtar ile enerji paketini alır ve çıkışa yansıtır. Anahtarlama elemanının frekansına ve anahtar oranına bağlı olarak çıkış gerilimi değiştirilir ve sabit olması sağlanır. İstenen performansa bağlı olarak çalışma frekansları 20 ile 100kHz arasında değişmektedir. Anahtarın iletimde ve kesimde olduğu süre ilişkisi ortalama enerji akışını belirlemektedir. Genellikle AGK'lerin çıkışına düzensiz enerji akışını düzleştirme için alt geçiren filtre konulmaktadır.

Çeşitli anahtarlama güç kaynakları topolojileri bulunmaktadır ve bunlar, primer anahtarlama güç kaynakları ve sekonder anahtarlama güç kaynakları olarak sınıflandırılabilir. Primer anahtarlama güç kaynaklarında giriş ile çıkış arasında yalıtım vardır ve anahtarlama elemanı transformatörün primer kısmında bulunmaktadır. Enerji yüksek frekans transformatörü ile çıkışa aktarılmaktadır. İkincil AGK'lerde anahtarlama işlemi çıkışta yapılarak gerilim ve akım sabitleme işlemleri primer AGK'lere göre daha rahat gerçekleşmektedir.

2. GÜÇ KAYNAKLARI

2.1. Genel

Endüstriyel uygulamalarda yaygın olarak kullanılan güç kaynaklarından istenen özellikler aşağıdaki gibi sıralanabilir:

1. Güç yoğunluğu yüksek olmalıdır. Böylece ağırlığı ve boyutları küçük olmalı ve bu sağlanırken de performansından ödün vermemelidir.
2. Verimi yüksek olmalıdır.
3. Beslendiği kaynakla yük arasında yalıtım sağlamalıdır.
4. Güç akış yönü kontrol edilebilmelidir.
5. Küçük filtreler kullanılarak giriş ve çıkıştaki dalga şekillerinin harmonik içerikleri azaltılabilmelidir.
6. Enerji bir AA kaynaktan sağlanıyorsa, çekilen akımın güç faktörü yüksek olmalıdır.
7. Güvenilirliği yüksek, garantisi uzun olmalıdır.
8. Giriş geriliminin tolerans sınırları geniş olmalıdır.
9. Aşırı akım ve kısa devre koruması olmalıdır. [2,3]

Muhtelif amaçlarla ve endüstride yaygın olarak kullanılan güç kaynaklarının, bu özelliklerden olabildiğince fazlasına sahip olması istenir.

Şebeke denetimli redresörler (AA-DA), AA kıyıcılar (AA-AA), DA kıyıcılar (DA-DA), kendinden denetimli inverterler (DA-AA) tek kademe dönüşüm gerçekleştirirler. Fakat yukarıdaki şartların çoğunu yerine getiremezler. Bu şartları sağlamak için çoğu zaman çok kademeli dönüşüm gerekir. İstenen özelliklere göre, basit ve ya karmaşık yapıda çok farklı dönüşüm devreleri tasarlanabilir.

Güç Kaynakları çıkış gerilimi cinsine göre,

1. DA güç kaynakları
 2. AA güç kaynakları
- olmak üzere iki guruba ayrılır.[2]

2.2. DA Güç Kaynakları

Şebeke denetimli AA-DA konverterler, girişte kullanılan transformatör sayesinde giriş ve çıkış arasında yalıtım sağlarlar. Fakat elde edilen DA gerilimin harmonik içeriği fazladır. Faz kesme kontrolü nedeni ile AC tarafta güç faktörü kötüdür ve AA kaynaktan çekilen akım harmonikler içermektedir. Girişte DA kaynak bulunması halinde, DA kıyıcılarından (DA-DA konverter) yararlanılabilir. Fakat bunlarda giriş ile çıkış arasında yalıtım yoktur.

Çok özel durumlar dışında uygulamada gerekli enerji, mevcut AA şebekeden sağlanır. AA 'den arzu edilen gerilimdeki DA'ye geçmek için yakın zamana kadar yaygın olarak lineer güç kaynaklarından yararlanılmıştır. DA güç kaynakları:

1. Lineer (doğrusal) güç kaynakları
 2. Anahtarlama güç kaynakları
 3. Rezonanslı güç kaynakları
- olmak üzere üç guruba ayrılırlar. [2,3]

2.2.1. DA güç kaynaklarının karşılaştırılması

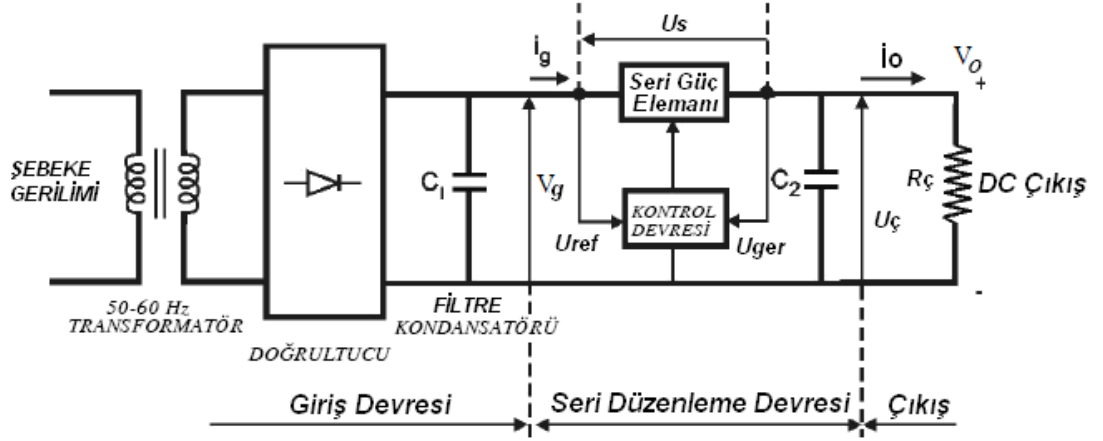
DA güç kaynakları karşılaştırmalı olarak Tablo 2.1'de verilmiştir.

Tablo 2. 1: DA Güç Kaynakları Karşılaştırması

Karşılaştırma	Lineer (Doğrusal)	Anahtarlama	Rezonanslı
Tasarım	Çok Kolay	Zor	Çok Zor
Verim	Çok Düşük	Yüksek	Çok Yüksek
Güç Yoğunluğu	Çok Düşük	Yüksek	Düşük
Çıkış Gerilimi	Az Dalgalı	Dalgalı	Çok Dalgalı
Cevap Verme Süresi	Çok Kısa	Uzun	Çok Uzun
Güç Elemanının Çalışması	Yarı İletimli	Sert Anahtarlama	Yumuşak Anahtarlama
Yalıtım	Yok	Sağlanabilir	Sağlanabilir

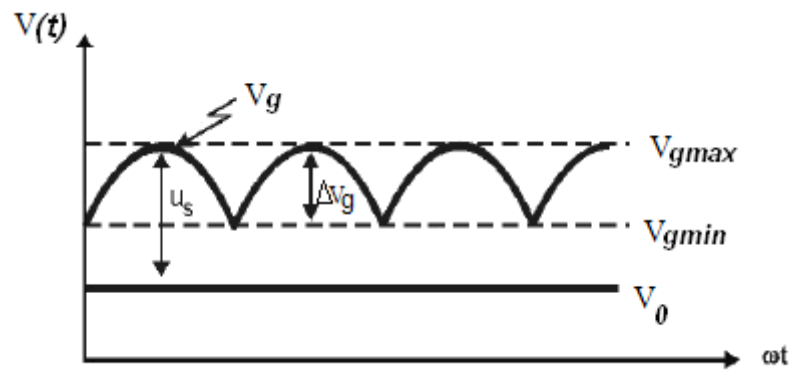
2.3. Doğrusal (Lineer) Güç Kaynakları

Bu basit yapıdaki güç kaynakları 1960'ların başlarına kadar güç kaynaklarının temelini oluşturmuştur. Doğrusal güç kaynakları ile genel olarak düzgün bir çıkış gerilimi sağlanabilir. Fakat verimleri düşük olduğu için, ağır ve pahalı soğutma elemanı ile soğutma fanlarına ihtiyaç duyarlar. Ayrıca girişteki şebeke frekanslı izole transformatör de sistemin ağırlığını ve hacmini artırır. Doğrusal güç kaynakları çalışma frekansları nedeni ile ağır ve hantaldırlar. Bu günün kompakt ve elektronik sistemlerine uyum gösteremezler. Seri güç elemanı üzerinde oluşan kayıplar fazladır. Bütün yük akımı seri bağlı eleman üzerinden geçtiği için burada oluşan güç kaybı $(V_g - V_0) \cdot (I_0)$ 'dır. Minimum fark bir NPN tranzistörde yaklaşık 2,5V'tur. Dalgalı giriş gerilimi ile düzgün çıkış gerilimi arasındaki farkı sürekli olarak seri eleman üstlenir. Seri güç elemanı ve geri beslemeli kontrol devresi yardımıyla kontrol gerilimi sabit tutulur ve ayarlanır. Diğer bir sakıncası giriş gerilimi toleransının oldukça dar, genellikle $\pm \%10$ mertebesinde olmasıdır. [2,3,6]



Şekil 2. 1: Lineer (Doğrusal) Güç Kaynağının Blok Diyagramı [3]

Lineer (Doğrusal) güç kaynakları blok diyagramı Şekil 2.1’de verilmiştir. Doğrusal güç kaynaklarının girişinde 50Hz veya 60Hz’lik düşük frekanslı bir güç transformatörü bulunur. Şebeke gerilimi hat frekansında çalışan bu transformatörler ile istenilen gerilim seviyesine dönüştürülür. Sekonderden alınan AA gerilim doğrultucuda doğrultulup, daha sonra filtre ile süzülür ve seri geçiş elemanına uygulanır. Seri geçiş elemanı olarak çoğunlukla bir tranzistör kullanılır. Tranzistör, ayarlı bir direnç gibi kontrol edilerek istenilen değerde çıkış gerilimi elde edilir. Fakat böyle bir çalışmada tranzistör aktif bölgede çalıştığı için büyük güç kayıpları meydana gelir ve güç kaynaklarının verimi düşer. [2,5,6,7]



Şekil 2. 2: Doğrusal Güç Kaynakları Dalga Şekilleri [3]

Çıkış gerilimi;

$$V_o \leq V_{gmin} - U_{CEsat} \quad (2.1)$$

U_{CEsat} : Tranzistör doyum gerilimi (minimum gerilim düşümü $\sim 2,5V$)

$$Pg = Vg \cdot Ig \quad (2.2)$$

$$P_o = V_o \cdot I_o \quad (2.3)$$

Olduğuna göre, verim

$$\eta = \frac{P_o}{p_g} = \frac{V_o}{V_g} \quad (2.4)$$

olur.

Çıkış gerilimi düştükçe verim de düşer. Tablo 2.2’de sabit bir çıkış akımı için değişik giriş ve çıkış gerilimlerine sahip üç farklı güç kaynağı karşılaştırılmıştır. Yüksek güçler ve çıkış gerilim ayarı için uygun olmayan bu sistem, düşük güçlerde ve sabit çıkış gerilimi için kullanılmaktadır. [3,6]

Tablo 2. 2: Doğrusal Güç Kaynaklarının Uygun Kullanım Şartlarında ve Değişen Çıkış Geriliminde Verimleri [8]

V_o	I_o	$Vg(\min)$	$Vg(\max)$	$Vg-V_o$	$Pg(\max)$	$P_o(\max)$	Q_l (seri eleman kayıp)	Verim
V	A	V	V	V	W	W	W	%
5	10	7.5	9.75	4.75	97.5	50	47,5	51.25
15	10	17.5	22.8	7.75	228	150	78	65.9
30	10	32.5	42.25	12.25	423	300	123	71.0

2.4. Doğrusal Güç Kaynakları ile Anahtarlama Güç Kaynaklarının Karşılaştırması

1. Doğrusal güç kaynaklarının verimi %20 ile %60 arasında iken anahtarlama güç kaynaklarının verimi %70 ile %95 arasındadır.
2. Doğrusal güç kaynaklarında çıkış gerilimi giriş geriliminden daima küçüktür. Anahtarlama güç kaynaklarında ise çıkış gerilimi giriş geriliminden küçük veya büyük olabilir.
3. Doğrusal güç kaynaklarında hat frekansı ile kullanılan transformatörün frekansı aynıdır. Bundan dolayı kullanılan transformatör büyük ve ağırdır. Anahtarlama güç

kaynaklarında ise yüksek frekanslı transformatörler kullanılabilirdiğinden ufak ve hafiftirler.

4. Doğrusal güç kaynaklarının elektriksel gürültüleri yoktur. Anahtarlamalı güç kaynaklarının elektriksel gürültüleri oldukça fazladır.

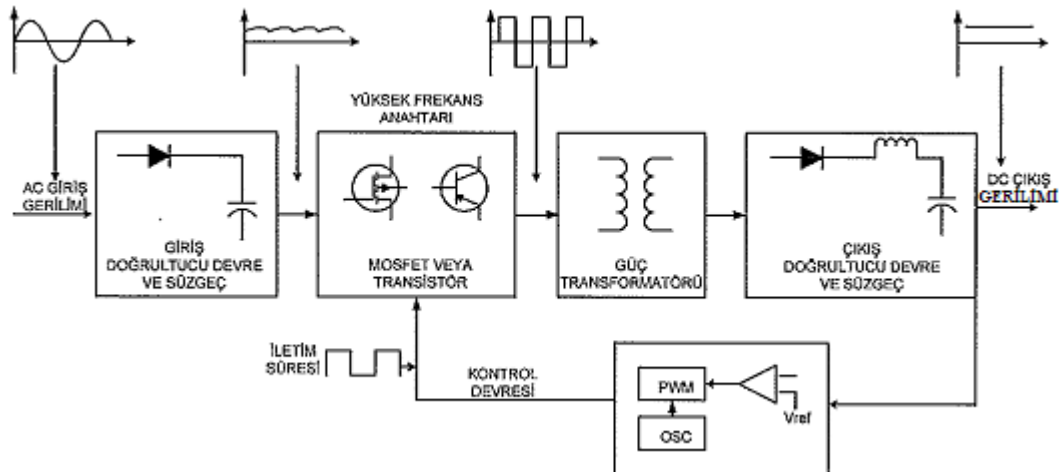
5. Doğrusal güç kaynakları 20W altında daha uygundur. Anahtarlamalı güç kaynakları ise daha yüksek güçler için daha uygun olmaktadır.

6. Doğrusal güç kaynaklarının yapıları basittir. Anahtarlamalı güç kaynaklarının yapıları daha zor ve karmaşıktır.

7. Doğrusal güç kaynaklarında çıkış gerilim dalgalanması azdır. Anahtarlamalı güç kaynaklarında ise daha fazladır. [5,6,7]

2.5. Anahtarlamalı Güç Kaynakları

Şekil 2.3'te anahtarlamalı bir güç kaynağının çalışma prensibini gösteren blok diyagramı görülmektedir. Önce AA şebeke gerilimi doğrudan doğrultulup süzülerek ham bir DA gerilim elde edilir. Bu gerilim 20kHz ile 1MHz arasındaki darbe frekansı ile kontrol edilen anahtarlama elemanına uygulanır. Bu elemanın çıkışındaki kare dalga şeklindeki gerilim, bu kez izole güç transformatörüne uygulanarak arzu edilen değere düşürülür. Transformatör çıkışındaki yüksek frekanslı AA gerilim, çıkış redresöründe doğrultulur ve filtresinde süzülerek istenen değerdeki U_d doğru gerilimi elde edilir. [2]



Şekil 2. 3: Anahtarlamalı Güç Kaynağı Blok Diyagramı [8]

Anahtarlama temel DA-DA dönüştürücüler, bir kontrollü yarı iletken güç elemanı, bir yarı iletken güç diyodu ve bir anahtarlama endüktansından oluşan temel üç elemanın farklı şekillerde bağlanmasıyla elde edilmiştir. Devrede ya tam iletimde ya da tam kesimde olarak çalıştırılan kontrollü güç elemanına, güç anahtarı veya aktif eleman denilmektedir. Diyot ise yarı iletken pasif güç elemanıdır. Ayrıca, çalışma frekansına göre endüktans değerinin yeterince büyük olduğu ve böylece endüktanstan geçen akımın genellikle kesintisiz ve düzgün olduğu kabul edilmektedir.

Anahtarlama DA-DA dönüştürücülerin çalışma prensibi, anahtarlama endüktansın enerji aktarımına dayalıdır. Bu dönüştürücülerde, bir anahtarlama periyodu içerisinde ya güç anahtarı ya da güç diyodu iletimdedir. Genellikle, anahtar iletimde iken endüktansa enjekte edilen enerji, diyot iletimde iken çıkışa aktarılır.[3]

Çıkış gerilimi ölçülerek arzu edilen referans gerilimi ile karşılaştırılır. Çıkış gerilimi ayarlamak üzere, hata sinyali değerlendirilerek anahtarlama elemanının darbe periyodu içinde iletimde ve kesimde kalma süreleri belirlenir.

Anahtarlama elemanı ya iletimde ya kesimde olduğu için, kayıp enerji çok azdır. Bunun sonucu olarak güç kaynağının verimi yükselerek %70 ile %95 mertebesine ulaşır. Diğer bir yararı çalışma frekansı yüksek olduğu için, güç transformatörü boyutlarının küçülmesidir. Büyük soğutucular gerekmediğinden ve magnetik nüve çok küçüldüğünden, yüksek verimin yanında kompakt ve hafif bir güç kaynağı elde edilir. Lineer güç kaynaklarında güç yoğunluğu takriben $18\text{W}/\text{dm}^3$ olduğu halde, anahtarlama güç kaynaklarında 100 misli artarak $1800\text{W}/\text{dm}^3$ 'e kadar yükselir. Diğer taraftan giriş gerilim toleransları çok büyüktür. Genellikle giriş geriliminin 90V ile 260V arasında değişmesine izin verilir.

Tabiiyla anahtarlama güç kaynaklarının da kendine özgü sakıncaları vardır. Çıkış gerilimi oldukça dalgalıdır. Elektromagnetik girişim (EMI/RFI) nedeniyle genlik modülasyonlu radyo dalgalarını bozabilir. Bunun için daima RFI filtrelerine ihtiyaç duyulur. Yapıları oldukça karmaşıktır. Fakat iyi bir planlama ile sakıncaları ortadan kaldırılabılır.[2]

2.6. Anahtarlamalı Güç Kaynaklarının Sınıflandırılması

Çıkış güç katındaki elemanlara göre anahtarlamalı güç kaynakları,

- Diyot ve Kondansatörlü:

a-)Alçaltıcı

b-)Yükseltici

c-)Alçaltıcı-Yükseltici

olmak üzere 3 türü mevcuttur. Bu kaynaklar, genellikle düşük akımlarda girişten daha yüksek gerilimler elde etmek için kullanılır. İşitme aletlerinde, sıvı kristal göstergeli saatlerde ve pil gerilimlerinin yükseltilmesinde bu kaynaklar yaygın olarak kullanılmaktadır.

- Endüktans ve Tek Çıkışlı:

a-)Alçaltıcı (Buck)

b-)Yükseltici (Boost)

c-)Alçaltıcı-Yükseltici veya Ters Çıkışlı (Buck-Boost)

olmak üzere 3 türü bulunmaktadır. Genel olarak, bu kaynakların tasarımı transformatörlü olanlardan daha kolaydır. Ancak, en önemli dezavantajları giriş ve çıkış arasında toprak yalıtımının olmamasıdır.

- Transformatörlü:

a-)Geri Dönüştü (Flyback)

b-)İleri Yönlü (Forward)

c-)Tam Köprü (Full Bridge)

d-)Yarım Köprü (Half Bridge)

e-)Push-Pull

türleri mevcuttur. Bu kaynakların en önemli özelliği, giriş ile çıkış arasında tam yalıtımının sağlanması ve çok sayıda çıkışın elde edilebilmesidir.[3]

2.7. Anahtarlama Güç Kaynakları Topolojileri

DA-DA dönüştürücülerin özellikleri aşağıdaki şekilde özetlenebilir.

Alçaltıcı (Buck) tip dönüştürücülerin özellikleri:

- Çıkış gerilimi giriş geriliminden küçüktür.
- Kısa devre ve yük koruması rahatlıkla gerçekleştirilebilir.
- Kullanılacak anahtarın kaynak noktasındaki potansiyeli genel sıfır noktasından farklıdır.
- Analog gerilim sabitleyicilerin yerine rahatlıkla kullanılabilir.

Yükseltici (Boost) tip dönüştürücülerin özellikleri:

- Çıkış gerilimi giriş geriliminden büyüktür.
- Çıkış kısa devre koruması kolaylıkla gerçekleştirilemez.
- Eğer kapalı çevrim çalışıyorsa çıkış yük koruması gerçekleştirilemez.
- Akü ile çalışan cihazlarda kullanımı yaygındır.

Tersleyen dönüştürücülerin özellikleri:

- Çıkış gerilimi sıfırdan küçüktür.
- Kısa devre koruması rahatlıkla gerçekleştirilebilir.
- Eğer kapalı çevrim çalışıyorsa çıkış yük koruması gerçekleştirilemez.
- Gerilim tersleme işlemlerinde rahatlıkla kullanılabilir.

İleri dönüştürücülerin özellikleri:

- Sadece bir çıkışı bulunmaktadır.
- Birkaç kilo wattlara kadar çıkış gücü verebilir.
- Anahtarlama elemanı gerilim kırılma noktası giriş gerilim değerinin en az iki katı olmalıdır.

Tam köprü dönüştürücülerin özellikleri:

- Sadece bir çıkışı bulunmaktadır.
- Birkaç kilo wattlara kadar çıkış gücü verebilir.

- Anahtarlama elemanı gerilim kırılma noktası giriş gerilim değeri kadar olabilir.
- Harici bir manyetik kuplaja ihtiyaç duyulmaz.

Yarım köprü dönüştürücülerin özellikleri:

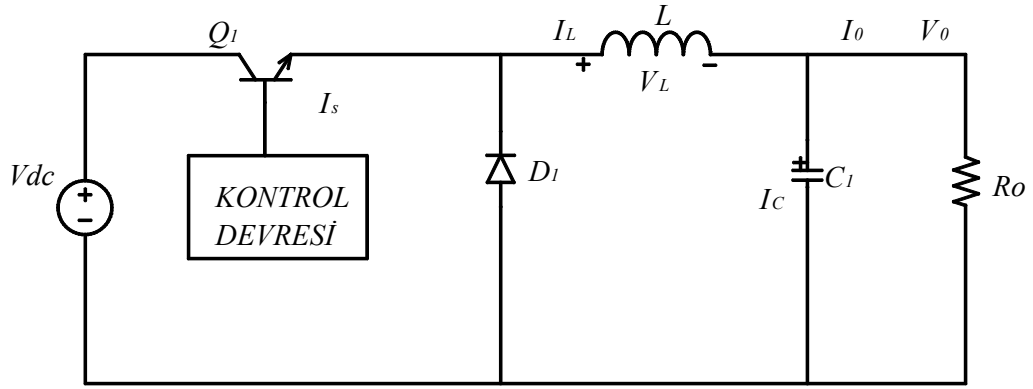
- Sadece bir çıkışı bulunmaktadır.
- Verebileceği maksimum çıkış gücü tam köprü yapısına göre daha küçüktür.
- Anahtarlama elemanı gerilim kırılma noktası giriş gerilim değeri kadar olabilir.
- Harici bir manyetik kuplaja ihtiyaç duyulmaz. [4]

Geri Dönüştürücü (Flyback) Çeviricilerin Özellikleri ise:

- Tek bir kontrol devresi ile birden fazla yalıtımlı çıkışlar elde edilebilir.
- 100W çıkış gücüne kadar rahatlıkla kullanılabilir.
- Uygun bir tasarım ile geniş bir giriş gerilim aralığında çalışabilir.
- Anahtarlama elemanı gerilim kırılma noktası giriş gerilim değerinin en az iki katı kadar olmalıdır.
- Çok iyi bir manyetik kuplaj gerekmektedir.

2.7.1. Alçaltıcı (buck) anahtarlama güç kaynakları

Alçaltıcı tip anahtarlama güç kaynaklarının devre şeması Şekil 2.4'te gösterilmiştir. Adından da anlaşılacağı üzere alçaltıcı dönüştürücü giriş geriliminden daha düşük bir çıkış gerilimi üretir. Alçaltıcı dönüştürücülerin genel olarak çalışması şöyledir. DA giriş gerilimi seri bağlı olan Q_1 tranzistörünün girişine uygulanır. Tranzistör iletimde olduğu sürede Şekil 2.4'teki diyot ters kutuplanır, giriş devresi yükü ve endüktansı besler. Tranzistör kesime geçtiğinde ise, endüktansın üzerinde birikmiş olan enerji diyot üzerinden geçerek yükü besler. Alçaltıcı dönüştürücünün temel uygulama alanları, ayarlı güç kaynakları ile DA motor hız denetimidir. Bu tip anahtarlama güç kaynaklarının avantajı iç kayıplarının az olmasından dolayı verimleri yüksektir. Dezavantajı ise çıkış yükünün endüktif olduğu durumlarda tranzistör üzerinde gerilim baskısı oluşturur. Çıkış gerilimi, sıfır ile V_{dc} arasında dalgalanır. [5,6,8]



Şekil 2. 4: Alçaltıcı (Buck) Anahtarlamalı Güç Kaynakları Devre Şeması

Kararlı rejimde çalışan bu dönüştürücülerde, sıfır ile giriş gerilimi arasında kontrol edilebilen bir DA çıkış gerilimi elde edilir. Güç elemanları giriş gerilimine maruz kalır. Endüktans çıkışa seri bağlı olduğundan, ortalama olarak endüktans akımı çıkış akımına eşittir, çıkış akımındaki dalgalanma ve gerekli kondansatör değeri çok düşüktür. Fakat giriş gerilim kaynağından çekilen akım çok dalgalıdır.[3]

Sürekli Akım Çalışma Durumu:

Şekil 2.5'te alçaltıcı tip dönüştürücü sürekli iletim modu için dalga şekilleri verilmiştir. Burada bobin akımı sürekli dir ($i_L(t) > 0$). Anahtar iletimde kaldığı T_{on} süresi boyunca, anahtar endüktans akımını iletir ve diyot ters kutuplanır. Endüktans üzerindeki gerilim $V_L = V_{dc} - V_0$ pozitif gerilim oluşmasına sebep olur. Bu gerilim, i_L endüktans akımının doğrusal olarak artmasını sağlar. Anahtar kesime geçtiğinde endüktans üzerinde birikmiş enerji diyot üzerinden akar ve $V_L = -V_0$ dur. Sürekli çalışma durumunda dalga şekli bir periyottan diğerine tekrar etmek zorunda olduğundan ve bir periyotta endüktans üzerindeki ortalama gerilim sıfır olmak zorundadır. $T = T_{on} + T_{off}$ olduğundan;

$$\int_0^T V_L dt = \int_0^{T_{on}} V_L dt + \int_{T_{on}}^T V_L dt = 0 \quad (2.5)$$

Denklem (2.5)'ten görüldüğü üzere bir periyot boyunca integral sifıra eşittir.

$$(V_{dc} - V_0)T_{on} = V_0(T - T_{on}) \quad (2.6)$$

(Çalışma Oranı)

$$\frac{V_0}{V_{dc}} = \frac{T_{on}}{T} = D \quad (2.7)$$

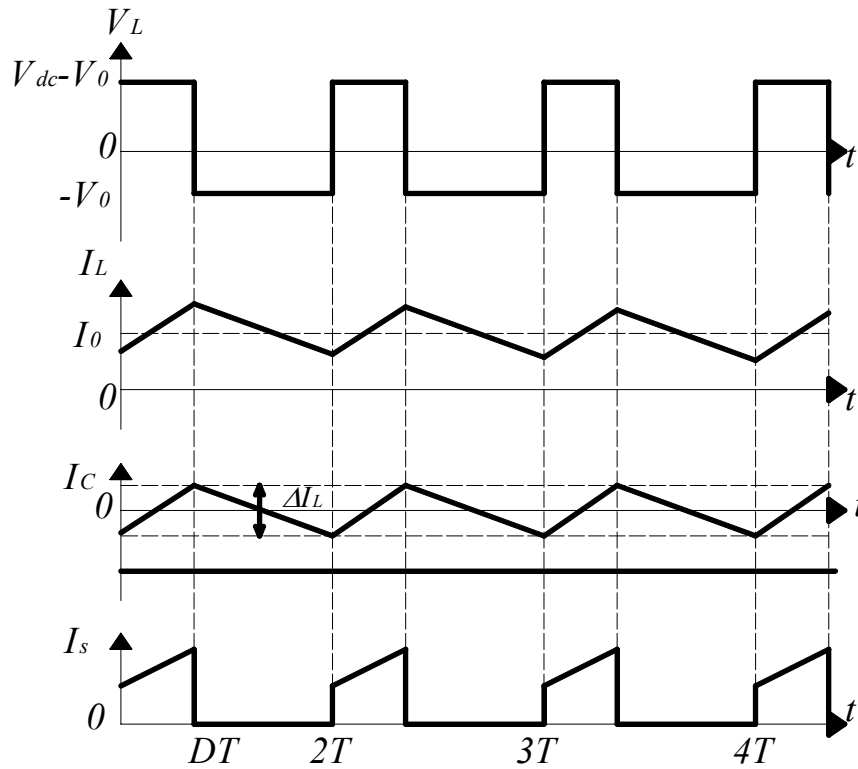
Devre elemanlarındaki kayıplar ihmal edildiğinde, giriş gücü P_g çıkış gücü, P_0 olmak üzere,

$$P_g = P_0 \quad (2.8)$$

$$V_{dc}I_g = V_0I_0 \quad (2.9)$$

$$\frac{I_0}{I_g} = \frac{V_{dc}}{V_0} = \frac{1}{D} \quad (2.10)$$

Şekil 2.5'te; I_L sürekli kesintisiz, V_{dc} , V_0 ve I_0 sabit kabul edilmiştir.



Şekil 2. 5: Alçaltıcı (Buck) Dönüştürücü Dalga Şekilleri

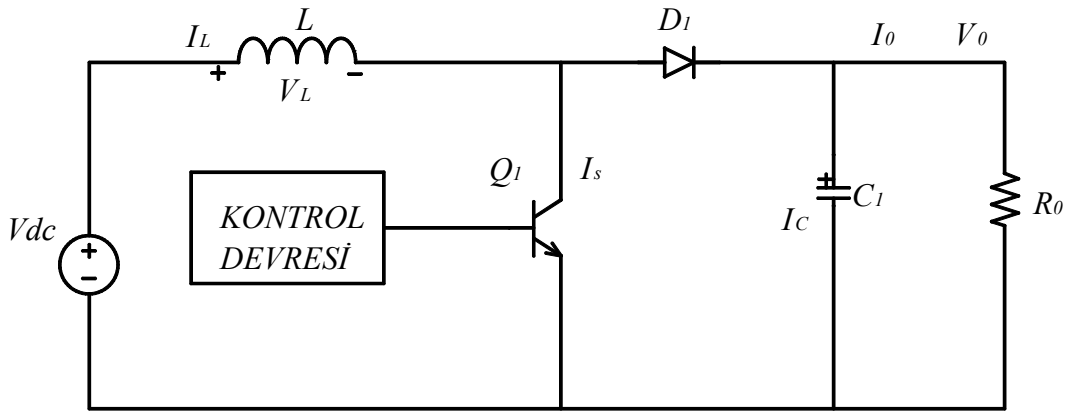
2.7.2. Yükseltici (boost) dönüştürücü

Düşük bir giriş geriliminden yüksek bir çıkış gerilimi elde etmek için kullanılan devre Şekil 2.6'da gösterilmiştir. Şekil 2.6'dan da görüleceği üzere L bobini giriş gerilimi ile anahtar arasında seri bağlıdır. Anahtar ilettime geçtiği zaman diyot ters kutuplanır ve akım endüktans üzerinde doğrusal olarak artmaya başlar. Bu durumda akım; [5]

$$I_L = \frac{V_{dc} T_{on}}{L} \quad (2.11)$$

olur. Bu akım aşağıda gösterilen değerde enerji depolar.

$$E_L = \frac{1}{2} L I_L^2 \quad (2.12)$$



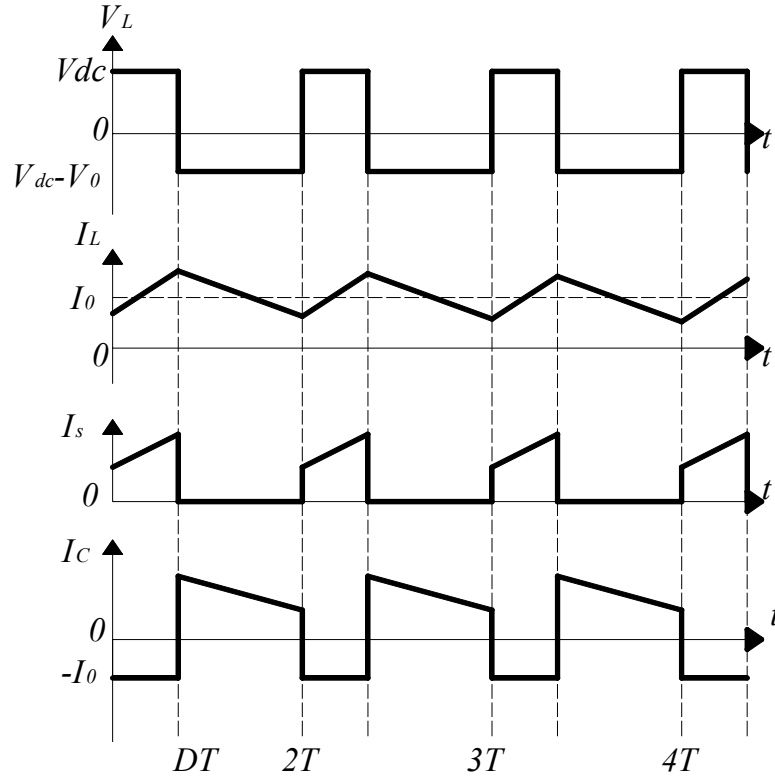
Şekil 2. 6: Yükseltici Dönüştürücünün Devre Şeması

Anahtar iletiminde olduğu sürede yük akımı C_1 kondansatörü tarafından sağlanır. Anahtar iletim süresi boyunca (T_{on}) yük akımını, minimum gerilim azalması sağlayacak şekilde kondansatör seçilmelidir. Anahtar kesime geçerken endüktans üzerindeki akım sabit duruma girer ve endüktans gerilimi yön değiştirir. Böylece giriş gerilmi ile endüktans üzerindeki gerilim diyot yardımıyla kondansatörü şarj eder ve yükü besler. [6,8]

Pratikte, giriş geriliminden yüksek çıkış gerilimi sağlayan dönüştürücülerin fazla uygulama alanı olmadığından yükseltici tip dönüştürücü alçaltıcı tip dönüştürücüye göre daha az kullanılır. Yükseltici dönüştürücü genelde düşük güç (<10W) seviyelerinde kullanılır. Genel kullanım alanı bilgisayarda bulunan 5V gerilim seviyesini amplifikatörler için gerekli olan 12V veya 15V gerilim elde etmek için kullanılır. [6]

Sürekli akım çalışma durumu:

Sürekli akım durumu endüktans akımının sürekli olduğu durumdur. Bobin akımı sürekli olarak akmaktadır ($i_L(t) > 0$). Sürekli durum için dalga şekilleri Şekil 2.7'de gösterilmiştir. Sürekli çalışma durumunda endüktans üzerindeki gerilimin bir periyot boyunca integrali sıfır olmalıdır. [5,7,8]



Şekil 2. 7: Yükseltici Dönüştürücünün Dalga Şekilleri

$$V_{dc}T_{on} + (V_{dc} - V_o)T_{off} = 0 \quad (2.13)$$

$$\frac{V_0}{V_{dc}} = \frac{T}{T_{off}} = \frac{1}{1-D} \quad (2.14)$$

$$\text{Devredeki kayıplar ihmal edildiğinde } P_g = P_0 \quad \rightarrow \quad V_{dc} I_g = V_0 I_0$$

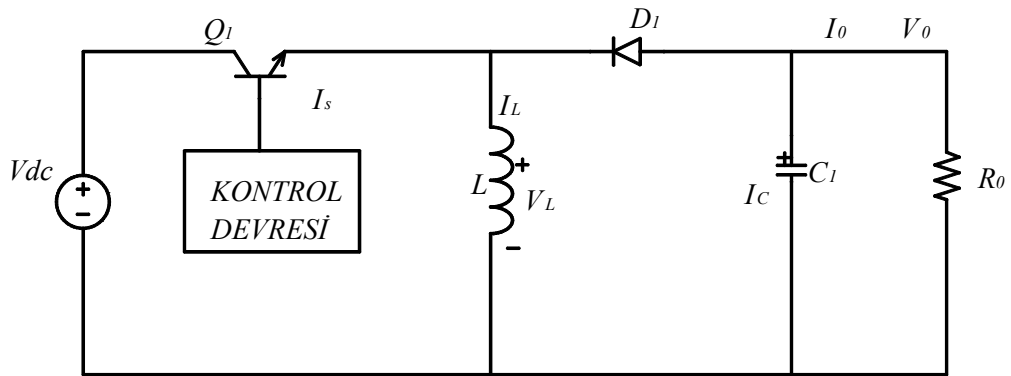
$$\frac{I_0}{I_g} = 1 - D \text{ elde edilir.} \quad (2.15)$$

2.7.3. Alçaltıcı yükseltici (buck-boost) dönüştürücü

Alçaltıcı yükseltici dönüştürücüye ait devre Şekil 2.8'de gösterilmiştir. Alçaltıcı yükseltici dönüştürücüde çıkış gerilimi giriş gerilimine göre ters polariteye sahiptir. Bu nedenle ters polarite çıkışlı dönüştürücü de denmektedir. Temel yapısı alçaltıcı ve yükseltici dönüştürücünün ardı ardına eklenmesi ile oluşur. Sürekli durumda çıkış gerilimi iki dönüştürücünün çevirme oranlarının çarpımına eşittir.[5,6,7]

$$\frac{V_0}{V_{dc}} = D \frac{1}{1-D} \quad (2.16)$$

Denklem (2.16)'da görüleceği üzere çıkış gerilimi giriş geriliminden küçük veya büyük olabilir. Anahtar iletimde iken diyot kesimde ve endüktansa enerji uygulanır. Anahtar kesimde iken girişten enerji uygulanmaz ve endüktans üzerinde birikmiş olan enerji çıkışa verilir. [5,6,8]



Şekil 2. 8: Alçaltıcı Yükseltici Dönüştürücünün Devre Şeması

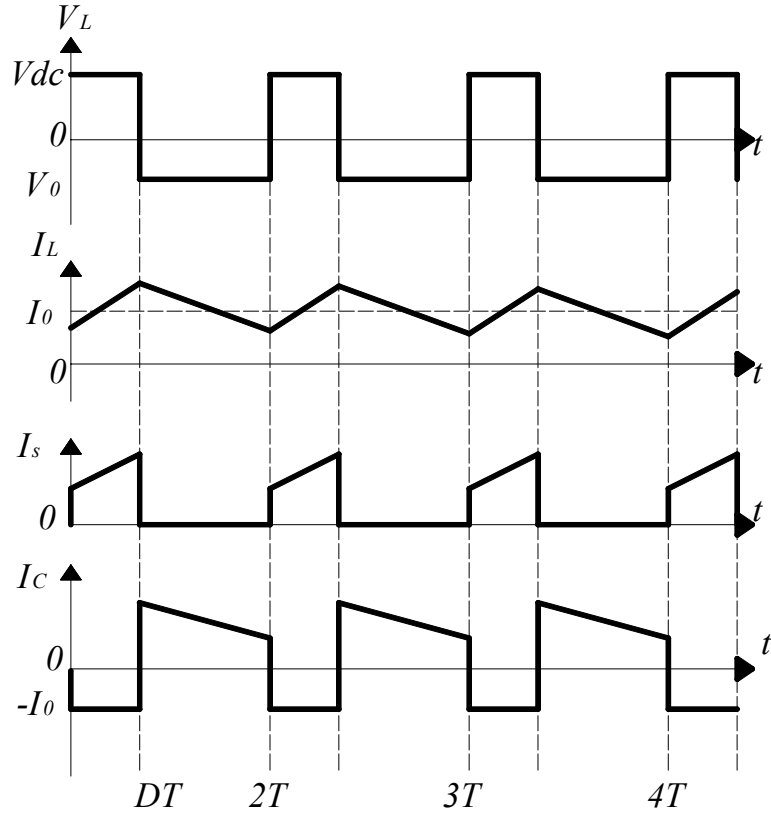
Sürekli akım çalışma durumu:

Endüktans akımı sürekli ve dalga şekilleri Şekil 2.9'da gösterilmiştir. Endüktans üzerindeki gerilim bir periyot boyunca integrali sıfıra eşit olacağından; [5,8]

$$V_{dc}DT + (-V_0)(1-D)T = 0 \quad (2.17)$$

$$\frac{V_0}{V_{dc}} = \frac{D}{1-D} \text{ ve} \quad (2.18)$$

$$\frac{I_0}{I_g} = \frac{1-D}{D} \text{ bulunur.} \quad (2.19)$$



Şekil 2. 9: Alçaltıcı Yükseltici Dönüştürücünün Dalga Şekilleri

2.7.4. Temel anahtarlamalı güç kaynaklarının karşılaştırılması

Tablo 2.3'te temel anahtarlamalı güç kaynaklarının etraflı bir özeti ve karşılaştırılması verilmiştir. Dönüştürücünün seçiminde, öncelikle istenen çıkış gerilimi aralığı etkilidir. Giriş ve çıkış akımlarındaki dalgalanma miktarları da dikkate alınmalıdır. Ayrıca, yükseltici ve düşürücü-yükseltici dönüştürücüler, özellikle belirli ve sabit yükler için düşünülmelidir. Bu dönüştürücülerde, güç elemanlarının gerilim değerlerine göre bir maksimum DA çıkış gerilimi belirlenmeli ve bu değer denetlenmelidir. Çıkış geriliminin aşırı değerler alması nedeniyle, bu dönüştürücüler boşa çalışma özelliğine sahip değildir. [3]

Tablo 2. 3: Anahtarlamalı Temel DA-DA Dönüştürücülerin Karşılaştırılması

ANAHTARLAMALI TEMEL DA-DA DÖNÜŞTÜRÜCÜLERİN KARŞILAŞTIRILMASI			
Karşılaştırma Konusu	Alçaltıcı	Yükseltici	Alçaltıcı-Yükseltici
T_{on} aralığında çalışma	V_{dc} çıkışı besler. V_{dc}, L' 'ye ilave bir enerji enjekte eder.	V_{dc}, L' 'ye ilave bir enerji enjekte eder. C yükü besler.	V_{dc}, L' 'ye ilave bir enerji enjekte eder. C yükü besler.
T_{off} aralığında çalışma	L' 'deki ilave enerji çıkışa aktarılır.	V_{dc} çıkışı besler. L' 'deki ilave enerji çıkışa aktarılır.	L' 'deki ilave enerji çıkışa aktarılır.
V_0 çıkış gerilimi	DV_{dc}	$\frac{1}{1-D}V_{dc}$	$\frac{D}{1-D}V_{dc}$
I_g giriş akımı	DI_0	$\frac{1}{1-D}I_0$	$\frac{D}{1-D}I_0$
V_0 kontrol aralığı	0 ile V_{dc}	V_{dc} ile V_{maks}	-(0 ile V_{maks})
Güç elemanlarının maruz kaldığı gerilim	V_{dc}	V_0	$V_{dc}+V_0$
I_L endüktans akımı	I_0	I_g	I_g+I_0
I_g 'deki dalgalanma	Büyük	Çok Küçük	Büyük
I_0 'daki dalgalanma	Çok Küçük	Büyük	Büyük
V_0 'daki dalgalanma	Çok Küçük	Büyük	Büyük
V_0 'ın yönü	Pozitif	Pozitif	Negatif
Boşa çalışma özelliği	Var	Yok	Yok

2.7.5. Transformatörlü (yalıtlımlı) dönüştürücüler

Transformatörlü dönüştürücüler anahtarlama güç kaynaklarında elektriksel yalıtımı ve çıkışta daha farklı gerilim değerleri sağlamak için bobin yerine transformatör kullanılan dönüştürücülerdir. Anahtarlama güç kaynağının en önemli elemanı kullanılan transformatördür. Transformatör zamanla değişen ortak bir akı ile birbirini kavrayan iki veya daha fazla sargıdan oluşur. İdeal bir transformatörde gerilimler ile sarım sayısı arasında Denklem (2.20) deki gibi bir bağıntı vardır. [5,6]

$$\frac{V_p}{V_s} = \frac{N_p}{N_s} \quad (2.20)$$

V_p : Transformatör primer gerilimi

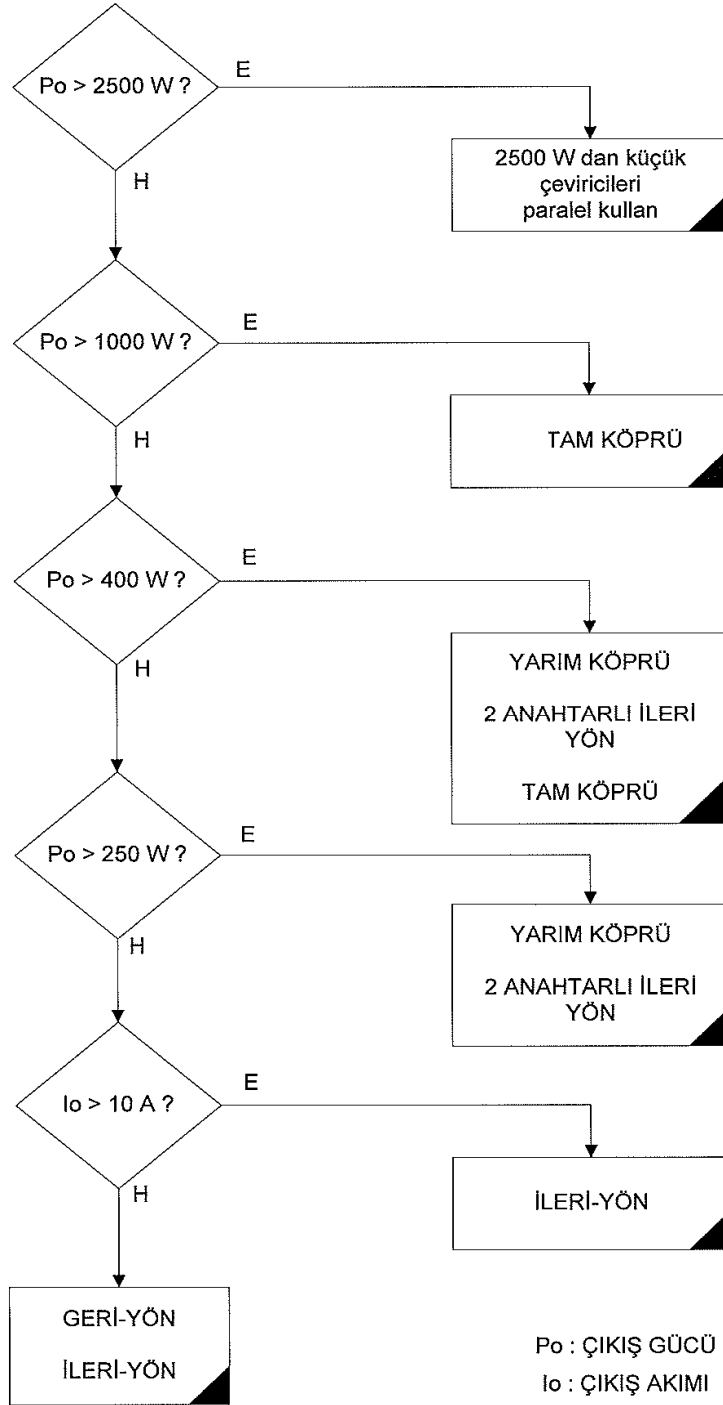
V_s : Transformatör sekonder gerilimi

N_p : Transformatör primer sarım sayısı

N_s : Transformatör sekonder sarım sayısı

Tasarlanması düşünülen güç kaynağının topolojisi seçildikten sonra, verilecek ikinci önemli karar ise dönüştürücünün çalışma frekansının ve transformatör nüvesinin seçimi olmaktadır. Transformatör nüvesi istenilen verim için, maksimum çıkış gücünde ve mümkün olduğunca küçük boyutlarda olmalıdır. Frekans ve transformatör nüvesinin seçimi yapıldıktan sonra, istenen çıkış gücü için, bu çıkış gücüyle ve transformatör parametreleri olan demir alanı, bobin sargı alanı, tepe akı yoğunluğu, çalışma frekansı, bobin akı yoğunluğu gibi değerler arasındaki ilişkilerin bilinmesi gerekmektedir. Bu eşitlikler, çalışma frekansının ve transformatör nüvesinin seçimi için kullanılabilir. Fakat bu eşitliklerde, frekans ve nüvenin doğru bir şekilde seçilmesinde, istenen çıkış gücü ve bazı nüve parametreleri için tecrübeye dayanan tahminlere ihtiyaç duyulmaktadır. Birbirleriyle ilişkili bu parametrelerin, istenilen sonuçlar elde edilinceye kadar birçok kez yeniden hesaplanması gerekebilir. Bunun yerine nüve üreticilerinin vermiş olduğu grafiklerden faydalanmak daha kısa sürecektir. [6,7,8]

Şekil 2.10'da güç kaynaklarının çıkış gücüne göre uygulanması tavsiye edilen dönüştürücü tipleri gösterilmiştir. Güç kaynağının tasarımında kullanılacak olan dönüştürücü tipinin belirlenmesinde, tasarım için geçen süre, tasarımdan sonra yapılması için geçen süre, işçilik masrafları, güç kaynağında kullanılan elemanların maliyetleri ve bu gibi unsurlar göz önünde bulundurularak elde edilmiştir[9].

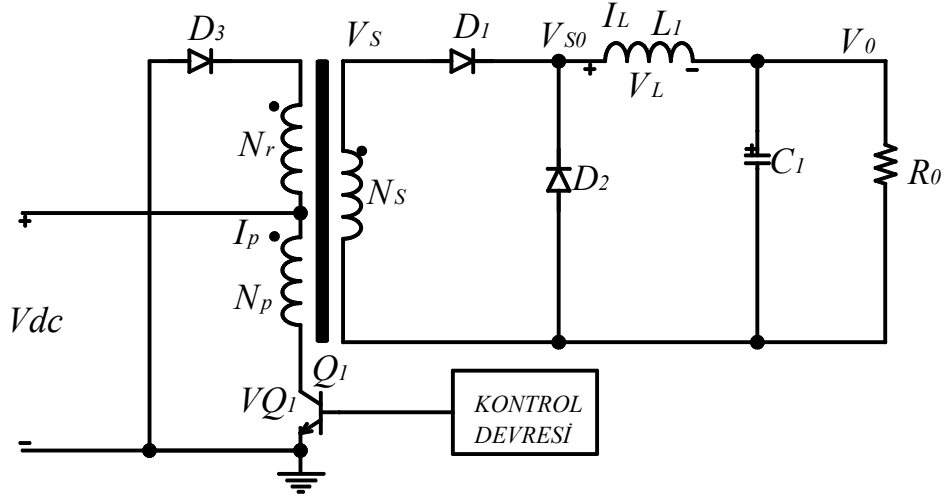


Şekil 2. 10: Güç Kaynağının Çıkış Gücüne Göre Kullanılan Dönüştürücü Tipleri [9]

2.7.6. İleri (forward) dönüştürücü

Şekil 2.11’de gösterilen ileri-yön dönüştürücü, alçaltıcı tip dönüştürücüden türetilmiştir. İleri yön dönüştürücü, DA giriş gerilimi 60V ile 200V arasında, çıkış gücünün 150W 200W arasında olduğu durumlarda çok sık kullanılan bir DA-DA dönüştürücüdür. Maksimum DA giriş gerilimi 250V’ un üzerinde olduğu durumlarda tranzistör maksimum gerilime maruz kalmaktadır. İleri yön dönüştürücü, itme-çekme dönüştürücü yapısına göre daha gelişmiştir. İleri yön dönüştürücüde kullanılan tranzistörün bir tane olması devrenin maliyeti ve devre boyutunun daha küçük olmasından dolayı itme-çekme dönüştürücüye göre daha avantajlıdır. İleri yön dönüştürücüde, itme-çekme yapısında kullanılan ikinci tranzistörün yerine D_1 diyotu kullanılır. İleri-yön, itme-çekme ve alçaltıcı dönüştürücülerde güç, güç tranzistörü iletimdeyken yüke taşınmaktadır. Geri-yön ve yükseltici dönüştürücülerde ise, tranzistör iletimdeyken transformatörün girişinde enerji depolanır ve depolanan bu enerji tranzistör kesime geçtiğinde yüke aktarılır. Böyle dönüştürücüler sürekli veya süreksiz durumda çalışabilmektedir. [10]

Yüksek giriş gerilimine bağlı olarak düşük çıkış geriliminin elde edilmesi, yalıtımın gerçekleştirilmesi geri dönüşlü dönüştürücülere göre daha yüksek güçte çıkış elde edilmesi ayrıca tasarımlarının rahatlıkla gerçekleştirilebilmesi bu tip dönüştürücüleri cazip hale getirmektedir. Geleneksel ileri dönüştürücülerde bir tek anahtarlama elemanı kullanılmaktadır fakat daha gelişmiş ileri dönüştürücülerde iki tane anahtarlama elemanının kullanımı söz konusudur. İleri dönüştürücüler dağıtılmış çıkış tipindeki uygulamalarda sıklıkla kullanılmaktadır. Geri dönüşlü dönüştürücülere göre sürekli iletim evresinde çalıştığı anlarda çok daha az akım dalgalanma miktarına sahiptir bu nedenle DA-DA dönüşümlerinde ve haberleşme uygulamalarında yaygın kullanımı söz konusudur. Bu tip dönüştürücülerin analizi geri dönüşlü dönüştürücülerin analiz yöntemine oldukça benzemektedir, geri dönüşlü dönüştürücülere basit bir harici devre eklenmesi suretiyle ileri dönüştürücü elde edilebilir. [17]



Şekil 2. 11: İleri yön (Forward) Dönüştürücü Devre Şeması

T_{on} durumundayken Q_1 tranzistörü iletimdedir ve bu durumdayken D_1 ve D_2 diyotlarının katotlarındaki gerilim seviyesi en yüksek değerini alır. Q_1 tranzistörü üzerindeki gerilim düşümünü ve D_1 diyotu üzerinde düşen gerilim V_{D1} olarak dahil edildiğinde en yüksek gerilim seviyesi olan V_{SO} şu şekilde hesaplanabilir;

$$V_{so} = \left[(V_{dc} - 1) \frac{N_s}{N_p} \right] - V_{D1} \quad (2.21)$$

Q_1 tranzistörü iletime girdiği zaman transformatorün primer sargılarında doğrusal bir akım artışı olur. Transformatorün sekonder sargıları da aynı polaritede olduğundan D_1 diyodu ile yüke aktarılır. Bu sırada L_1 bobini üzerinde enerji depolanmaya başlar. Q_1 tranzistörü kesime geçince çıkış sargıları ters kutuplanır, D_1 diyotu kesime gider ve L_1 bobini üzerinde birikmiş olan enerji D_2 diyotu ile yüke aktarılır[6,8,11].

Çeviricinin çıkış gerilimi ise;

$$V_o = \left[\left((V_{dc} - 1) \frac{N_s}{N_p} \right) - V_{dc} \right] \frac{T_{on}}{T} \quad (2.22)$$

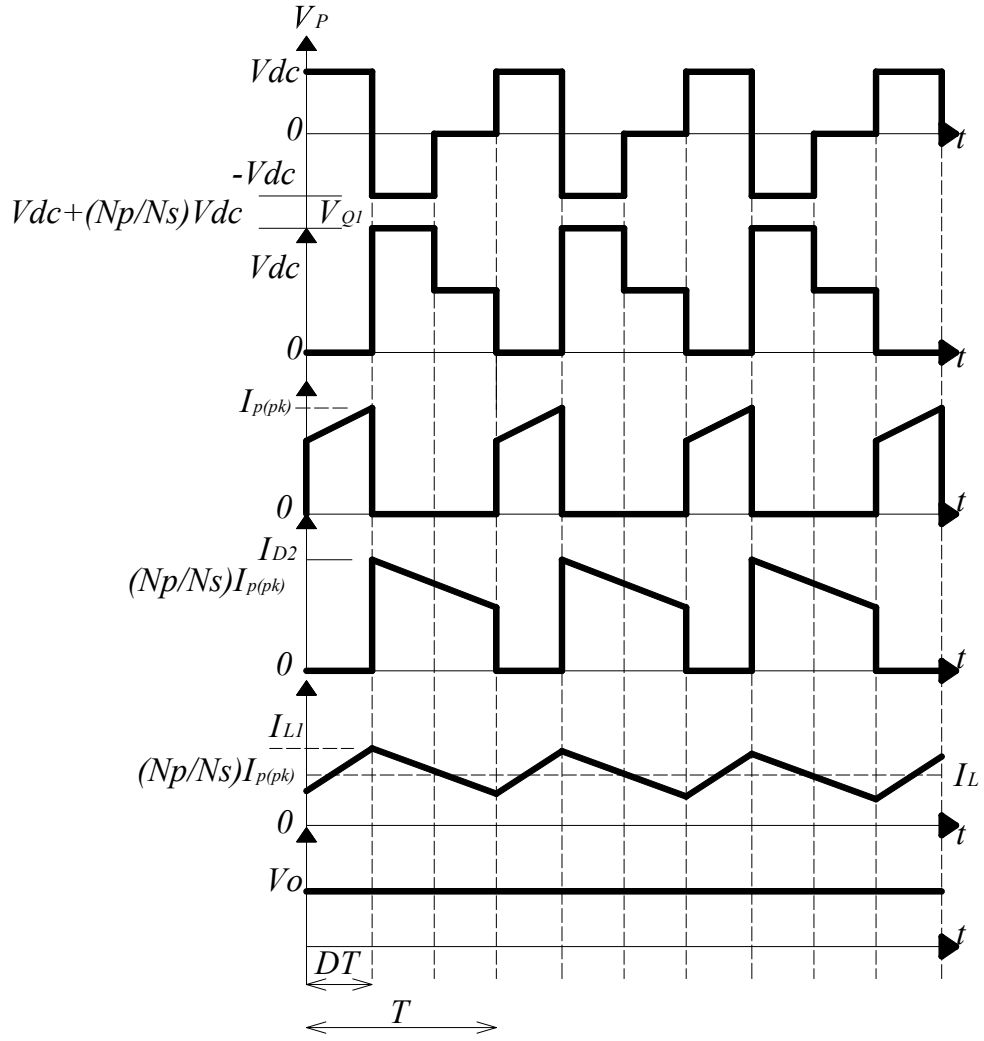
Q_1 tranzistörü kesime girdiğinde transformatörün çekirdeği üzerinde oluşan manyetik enerji D_3 diyotu ile kaynağa geri gönderilir ve transformatörün mıknatıslığı giderilir. Aksi durumda transformatörün çekirdeğinde biriken enerji dönüştürücünün hatalı çalışmasına sebep olabilir. İleri yön dönüştürücüde, N_r reset sarım sayısı ile N_p güç sargısının sarım sayısı birbirine eşittir[6,8,11].

N_p ve N_r (reset sargısı) eşit sarım sayısında iken D_3 diyotu devrede bulunmasaydı, N_r 'nin noktalı ucu negatif olacaktı. Böylece N_p 'nin noktasız olan ucu yeteri kadar pozitif olduğunda Q_1 tranzistörü yanacaktır. Transformatörün kaçak endüktansı ihmal edildiğinde N_r ve N_p sargılarında oluşan gerilim V_{dc} 'dir. N_p 'nin noktasız olan ucu ve Q_1 tranzistörünün kollektöründe gerilim $2V_{dc}$ olur[6,8].

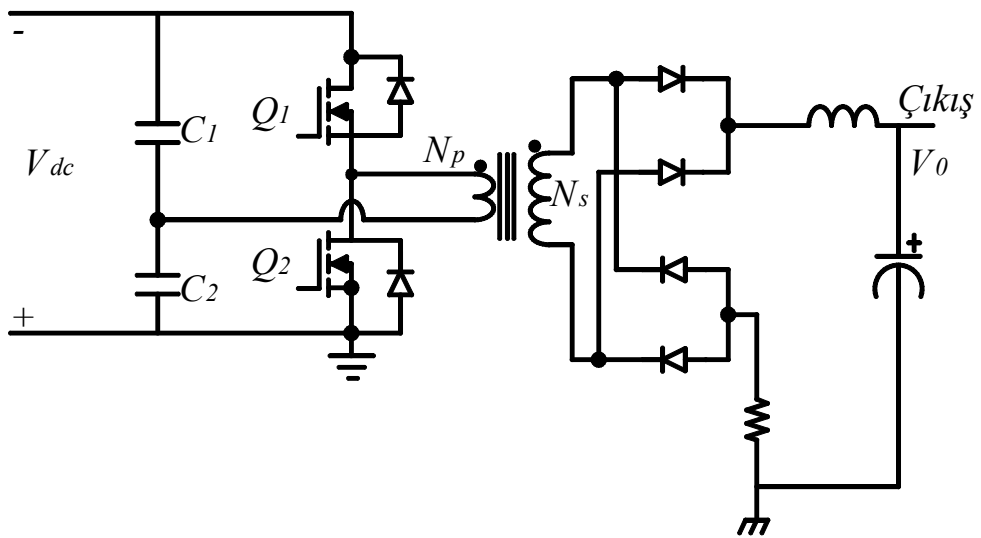
Giriş sargı N_p sarım sayısı ile reset N_r sarım sayısından az veya fazla sarılması durumunda bazı avantajlar ve dezavantajlar vardır. N_r , N_p 'den az seçilirse tepe akımı gereken çıkış gücü için hesaplanan değerden daha az olmaktadır. Fakat Q_1 tranzistörü kesim iken, maksimum gerilim düşümü hesaplanan değerden daha fazla çıkmaktadır. Eğer N_r , N_p 'den daha büyük seçilirse tepe akımı gereken çıkış gücü için hesaplanan değerden daha fazla olmaktadır. Şekil 2.12'de ileri-yön dönüştürücüsüne ait dalga şekilleri görülmektedir [6,8].

2.7.7. Yarım köprü (half bridge) dönüştürücü

Anahtarlama elemanlarının çalıştığı gerilim sınır değerinin yarısı değerinde orta nokta gerilimine ihtiyaç vardır bunu gerçekleştirmek için birbirine seri bağlı kondansatörler kullanılmaktadır. Bu tip dönüştürücüler primer taraftan anahtarlanan dönüştürücü sınıfına girmektedir. Şekil 2.13'te temel yarım köprü dönüştürücü yapısı belirtilmektedir.[12]



Şekil 2. 12: İleri-Yön Dönüştürücünün Dalga Şekilleri

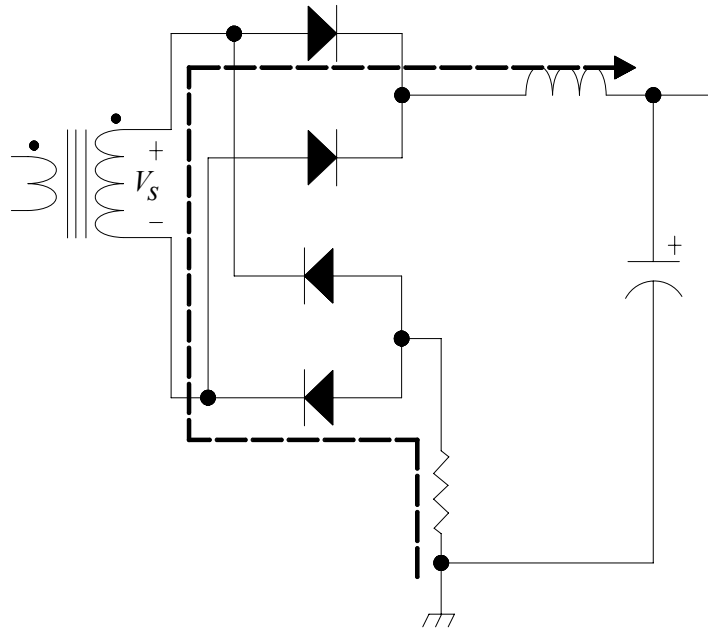


Şekil 2. 13: Temel Yarı Köprü Dönüştürücü Yapısı

Q_1 ve Q_2 anahtarlama elemanları sayesinde transformatördeki manyetik akı değişimi transformatörün primer tarafında iki yönlü olarak yapılmaktadır. Transformatörün primer sargısının bir ucu DA bara gerilim değerinin yarı potansiyelindeki $V_{dc}/2$ noktasına bağlıdır gerilim bölme işlemi eşlenik iki tane kondansatör ile gerçekleştirilmektedir. Transformatörün sekonder tarafında bulunan tam dalga doğrultucu devresi sayesinde primer taraftaki anahtarlamanın her aşamasında çıkışa enerji aktarımını sağlamaktadır. Ayrıca çıkışta gerilim ve akım dalgalamalarını engellemek amacı ile $L-C$ filtre kullanılmaktadır. Çıkışa enerji aktarma işlemi anahtarlama elemanlarından bir tanesinin iletme geçmesi ile başlamaktadır. Q_1 anahtarının iletme geçmesi ile birlikte $V_{dc} - V_{dc}/2$ değerindeki gerilim transformatöre uygulanmış olur ve primer sargıdaki akım yükselmeye başlar. Çekirdekteki enerji sekonder sargılar üzerinde gerilim endükler ve $V_s > V_o$ olduğu anda doğru kutuplanmış diyotlar iletme geçer bu aşamada sekonder taraftaki enerji akışı Şekil 2.14'de gösterildiği gibi olacaktır. [4,13,14]

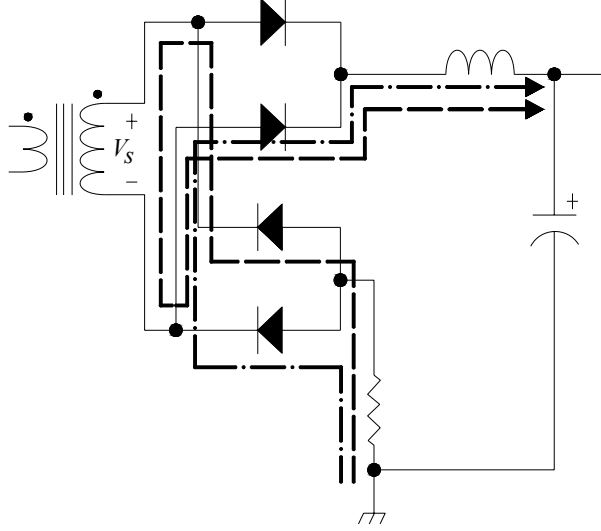
Giriş gerilimi ile çıkış gerilimi arasındaki bağıntı şöyledir;

$$V_o = \frac{N_s}{N_p} DV_{dc} \quad (2.23)$$



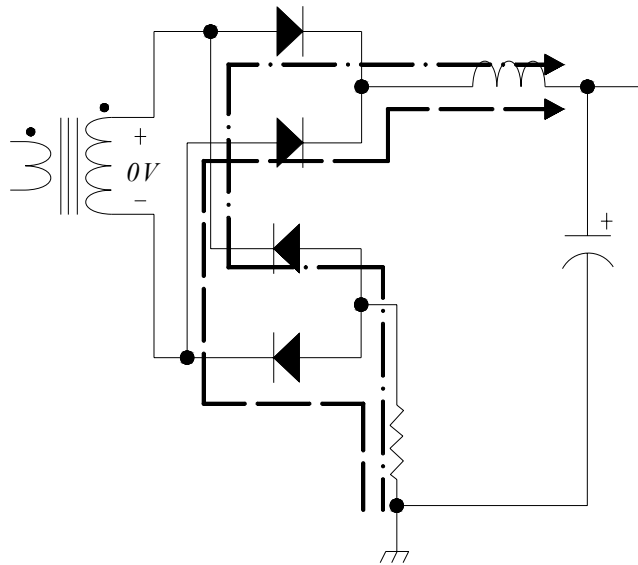
Şekil 2. 14: Pozitif Durum Akım Yönü

Endüktör akımı i_L sekonder gerilimine bağlı olarak yükselmeye başlayacaktır. Q_1 anahtarı kesime gittiği zaman sekonder tarafta endüklenen gerilimin polaritesi değişecektir ve transfer edilen enerji değeri düşmeye başlayacaktır. Eş zamanlı olarak manyetikleşme akım değeri de düşmeye başlayacaktır ve çıkış gerilimine zıt yönde enerji akısı oluşturacaktır Şekil 2.15'te belirtilmiştir.



Şekil 2. 15: Manyetikleşme Akım Geçiş Yönü

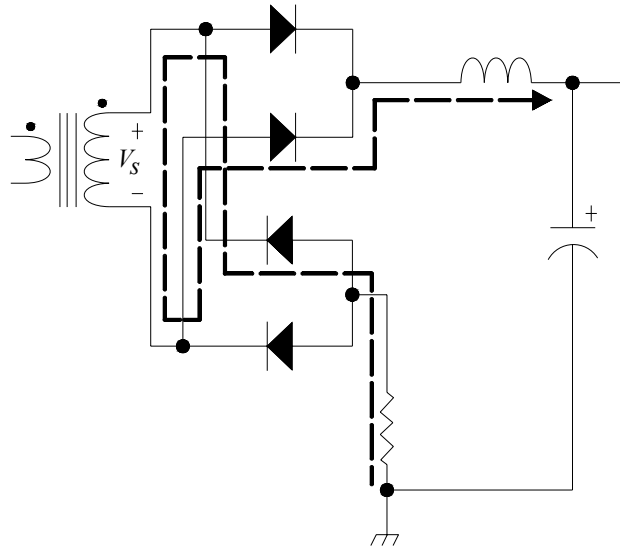
Manyetikleşme akımı endüktör akımının altına düştüğü zaman bu geçiş yönünü izleyecektir. Bir süre sonra manyetikleşme akım değeri sıfıra ulaşacaktır ve dolayısı ile sekonder gerilim değeri sıfır olacaktır bu anda ise akım dolaşım yönü Şekil 2.16'daki gibi olacaktır.



Şekil 2. 16: Sekonder Gerilim Sıfırken Akım Yönü

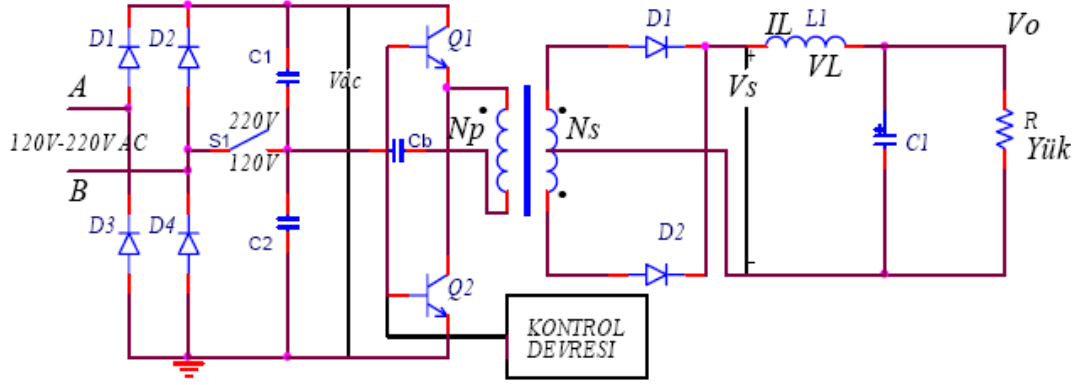
Q_2 anahtarının iletme geçmesi durumunda ise yine primer sargılar üzerinde $V_{ac}/2-0$ potansiyelinde gerilim endüklenecek, çekirdek bir önceki akı yönüne ters yönde enerjilenecektir. Sekonder tarafında endüklenen gerilimin polaritesi doğal olarak bir önceki duruma göre zıt yöndedir. Bu aşamada çıkışa yine enerji aktarımı doğrultucu diyotlar üzerinden yapılmaktadır bu sırada aktif olan diyotlar Şekil 2.17’de gösterilmektedir.

Q_2 anahtarının kesime gittiği anda pozitif durumda manyetikleşme ve endüktör akım değişimleri meydana gelir ve sekonder sargıdaki gerilim polaritesi değişir.



Şekil 2. 17: Negatif Durum Akım Yönü

Yarım köprü dönüştürücüler giriş geriliminin 220V AA olduğu Avrupa’da geniş bir kullanım alanına sahiptirler. 120V AA ve ya 220V AA girişli yarım köprü dönüştürücü devre şekli Şekil 2.18’de gösterilmiştir. S_1 anahtarı giriş gerilim değerine göre ayarlanır. Giriş gerilim değeri 220V AA ise S_1 anahtarı üst konumda, eğer giriş gerilim değeri 120V AA ise S_1 anahtarı alt konumda olmalıdır. Giriş konumu 220V AA alındığında C_1 ve C_2 seri bağlı duruma geçer ve tam dalga doğrultucu olarak çalışır. Böylece DA doğrultucunun tepe gerilim değeri $1,41*220=310V$ olmaktadır. Giriş konumu 120V AA alındığında devre gerilim katlayıcı olarak çalışır [6,7].



Şekil 2. 18: 120V AA ve ya 220V AA girişli yarım köprü dönüştürücünün devre şeması

İlk yarım periyotta D_1 diyotu üzerinden C_1 kapasitesi $1,41 \cdot 120 = 169V$ 'a şarj olur. Diğer periyotta ise C_2 kapasitesi D_2 diyotu vasıtasıyla $169V$ 'a şarj olur. C_1 ve C_2 kapasiteleri seri bağlı olduğu için toplam DA gerilim $338V$ olur. C_1 ve C_2 kapasitesi sıfır ile giriş geriliminin tam orta noktasını tespit ederler. Q_1 tranzistörü iletime girdiğinde $(V_{ac}/2)V$, Q_2 tranzistörü devreye girdiğinde giriş sargılarına $(-V_{ac}/2)V$ uygulanır.

Şekil 2.18'de C_b kondansatörünün girişe seri bağlandığı görülmektedir. İtme çekme çevirici ve yarım köprü çeviricide kullanılan bu kondansatörün amacı dengesiz akı problemlerinden etkilenmemek içindir. Dengesiz akı, nüve histerisiz eğrisinde bir yöne doğru çalışırken gerilim zaman değerinin girişten geçtiği sırada karşıt yönde bir hareket olduğunda meydana gelmektedir. C_1 ve C_2 kondansatörlerinin birleştiği noktadaki gerilim giriş geriliminin tam yarısı değildir. Q_1 tranzistörü iletimde iken giriş sargılarında oluşan gerilim, Q_2 tranzistörünün iletimde iken giriş sargılarında oluşan gerilimden farklıdır. Bu durumda dengesiz akılardan dolayı nüve doyuma gidebilir ve bunun sonucunda tranzistör yanar. Girişe böyle bir kondansatör bağlanılarak bu durum engellenebilir.

Giriş gerilimi 120V AA olduğunda çıkış gücü 400W ile 500W arasındadır. $\pm\%10$ kararlı durum ve $\pm\%15$ geçici hal toleransı olarak kabul edildiğinde;

$$V_{dmin} = 1.41 \cdot 120 \cdot 2 \cdot 0.9 \cdot 0.85 = 259V$$

$$I_p = 3,13 * \frac{P_0}{V_{dc \min}} \quad (2.24)$$

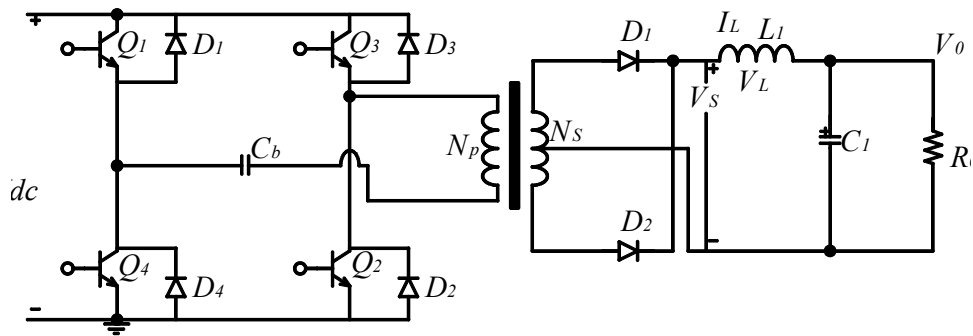
$$I_p = 3,13 * \frac{500}{259} = 6,04 A \text{ elde edilir.}$$

I_p : Primer tepe (peak) akım değeri

Yarım köprü dönüştürücü çıkış gücü 1000W'a çıkabilir, bu durumda 12A akım gerekmektedir. Birçok bipolar tranzistörlerin bu akım değerlerinde hızı ve aynı zamanda kazançları da çok düşüktür. Gerekli olan akım ve gerilim değerleri karşılayan mosfetler kullanılabilir fakat ticari açıdan çok pahalı olmaktadır. 500W üzerindeki uygulamalarda tam köprü dönüştürücü daha uygundur[6].

2.7.8. Tam köprü (full bridge) dönüştürücü

Tam köprü dönüştürücü yapısı Şekil 2.19'da gösterilmiştir. Tam köprü dönüştürücü çalışma şekli yarım köprü dönüştürücü ile aynı özelliktedir. Tam köprü dönüştürücünün çıkış gücü yarım köprü dönüştürücünün iki katı kadardır. Bundan dolayı transformatorün giriş sargıları yarım köprü dönüştürücünün iki katı seçilmek zorundadır. Tam köprü dönüştürücü yüksek akım ve gerilim gerektiren uygulamalarda daha çok kullanılır. Tam köprü dönüştürücünün dezavantajı tranzistör sayısının fazla olmasıdır. Buda maliyet ve devre boyutunu olumsuz yönde etkilemektedir. Bu dönüştürücü çalışması çapraz olarak yerleştirilmiş olan Q_1 ile Q_2 iletme geçtiğinde primer sargıya V_{dc} , Q_3 ile Q_4 tranzistörü iletme geçtiğinde ise ($-V_{dc}$) gerilimi uygulanır.



Şekil 2. 19: Tam Köprü Dönüştürücünün Devre Şeması

(Q_1, Q_2) ve ya (Q_3, Q_4) iletimde iken,

$$V_S = \frac{N_S}{N_P} V_{dc} \quad (2.25)$$

ve buradan,

$$V_L = \frac{N_s}{N_p} (V_{dc} - V_0) \quad (2.26)$$

olarak bulunur. Her iki anahtar çifti kesimde iken bobin akımı eşit olarak ikiye ayrılır [8]. Giriş gerilimi ile çıkış gerilimi arasındaki bağlantı ise şöyledir;

$$V_0 \approx V_{dc} \frac{N_s}{N_p} \frac{2T_{ON}}{T} \quad (2.27)$$

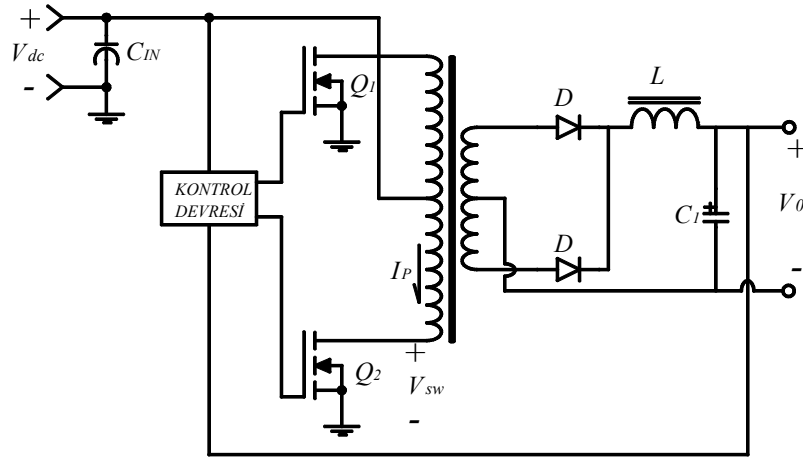
2.7.9. İtme-çekme (push-pull) dönüştürücü

Dönüştürücülerin sınıflandırılması işleminde transformatörün primer sargısından geçen akımın tek veya çift yönlü olup olmadığına bakılır. Eğer primer sargıdan geçen manyetik akı çift yönlü olarak dalgalanıyorsa bu yapıdaki dönüştürücülere çift sonlu dönüştürücüler denilmektedir. İleri tip ve manyetik yalıtımlı dönüştürücülerde transformatör tek bir yönde sürülür ve çekirdekdeki akı doğal yollarla boşaltılır. Çift sonlu dönüştürücülerde ise çekirdekdeki akı yönetimi çok daha etkin bir şekilde kontrol devresi tarafından yönetilir. Çift sonlu yapıdaki dönüştürücüler İtme-Çekme ve köprü yapısındaki dönüştürücülerdir. [4,15]

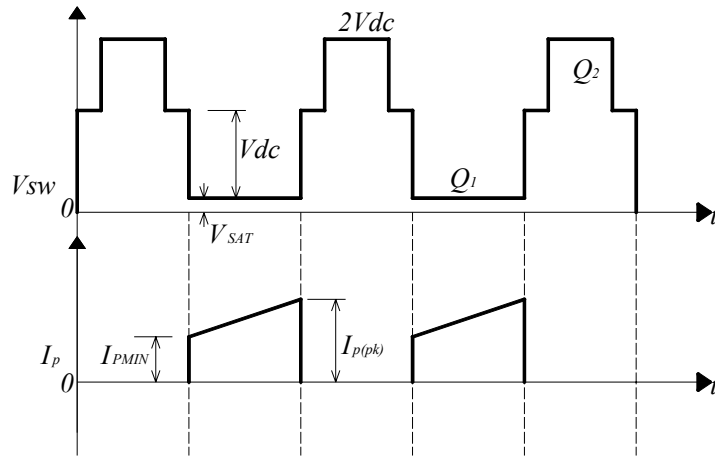
İtme-Çekme tip dönüştürücüler birbirleriyle 180 derece faz farkı ile çalışan iki ileri dönüştürücünün birleşmesi ile oluşmuştur. Bu yöntem ise birinci ve üçüncü histerisiz çevrim bölgesinde çalışan çekirdeklere sahip transformatörlerin oluşumuna yol açmıştır.

Bu yapıdaki dönüştürücülerde anahtarlama elemanlarının ortak sıfır noktaları olduğu için basit sürücü devreleri ile anahtarlama elemanları kontrol edilebilir ve iki tane

anahtarlama elemanına ihtiyaç vardır. Geri dönüşlü dönüştürücü ve ileri dönüştürücü yapılarında da olduğu gibi anahtarlama elemanlarının bloke edebileceği gerilim maksimum giriş geriliminden daha yüksektir söndürme ve kenetleme devrelerinin kullanımına ihtiyaç vardır. İtme-Çekme dönüştürücülerin çalışma prensipleri gayet basittir. Şekil 2.20’de temel İtme-Çekme (Push-Pull) devresi tasarımı belirtilmektedir. Tam anahtarlama periyodunun belirli bir kısmında her bir anahtar ilettime geçer ve bağlı olduğu sargıdan manyetik akının dolaşmasına izin verir. Her bir anahtarın işlem süresi 1/2 oranından büyük olamaz. Anahtarların iletimde olduğu anda transformatör üzerinde enerji biriktirilir ve sekonder sargılarından uygun sargı yönündeki diyotlar üzerinden çıkışa enerji aktarımı yapılır. [16] Q_1 ve Q_2 anahtarlama elemanlarının iletimde ve kesimde olduğu anlara bağlı olarak akım ve gerilim dalga şekilleri Şekil 2.21’de belirtilmiştir.



Şekil 2. 20: Temel İtme-Çekme (Push-Pull) Devresi



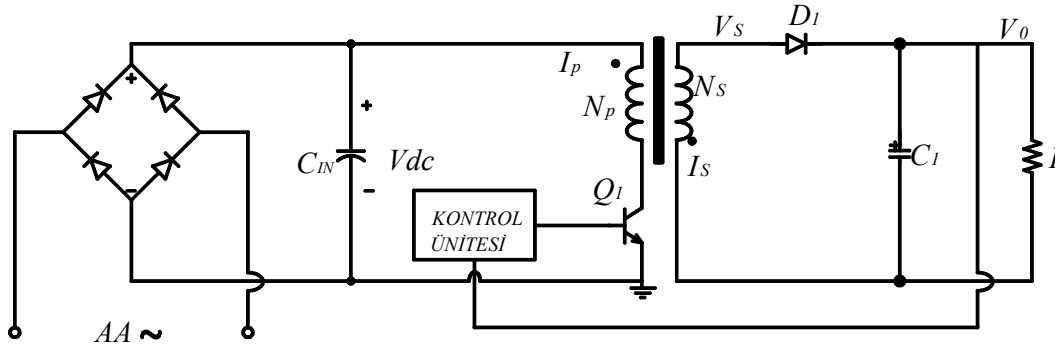
Şekil 2. 21: Temel İtme-Çekme Dönüştürücü Gerilim ve Akım Dalga Şekilleri

2.7.10. Geri-yön (flyback) dönüştürücü

Geri-yön dönüştürücüler 5 ile 150 W arası çıkışı olan güç devrelerinde, çıkış geriliminin yüksek (≤ 5000 V < 15 W) olduğu devrelerde daha yaygın olarak kullanılmaktadır. Giriş sargı akımı çok olmamak ve DA giriş gerilimi yüksek (> 160 volt) olmak koşulu ile 150 W'ın üzerinde olan güçlerde de kullanılmaktadır. Kullanılan eleman sayısının az olması buna bağlı olarak ekonomik olmasından dolayı düşük gerilim ve orta güç uygulamalarında çok kullanılan bir dönüştürücüdür. Çok çıkışlı güç kaynaklarında bu dönüştürücü yapı çok sık kullanılmaktadır. [8]

Geri-yön dönüştürücü yapısı Şekil 2.22'de gösterilmiştir. Geri-yön dönüştürücülerde anahtar iletimde iken; transformatörde enerji depolanır ve yük akımı bir çıkış süzgeç kapasitörü tarafından sağlanır. Anahtar kesime girince transformatörde biriken enerji, yükü ve süzgeç kapasitörünü besler. Geri-yön dönüştürücülerde güç anahtarı olarak mosfet yada tranzistör kullanılır. Geri-yön dönüştürücünün en büyük avantajı, bütün ileri (forward) topolojileri için gereken çıkış süzgeç bobinine ihtiyaç göstermemesidir. Özellikle çok çıkışlı güç kaynakları için hem alandan hem de maliyetten tasarruf sağlar. Diğer bir avantajı ise ileri-yön dönüştürücüye göre çıkış gerilimini daha iyi izlerler, tepki süreleri daha kısadır. Geri-yön güç kaynağı düşük güçlerde daha avantajlıdır çünkü transformatör enerjinin depo edilmesi, yalıtımı ve gerilim dönüşümünü sağlayan tek manyetik elemandır. İleri yön ve diğer dönüştürücülerle karşılaştırıldığında daha az manyetik elemana sahiptir. [6,11]

Diğer avantajları ise şöyledir; geniş giriş gerilim aralığında çalışır, bir veya birden daha fazla DA çıkış elde edilir, çıkış gerilimi girişten büyük veya küçük olabilir, çıkış gerilimi pozitif veya negatif olabilir. Bu özelliklerinden dolayı televizyon güç kaynaklarının birçoğunda bu dönüştürücü kullanılmaktadır. [6,7]



Şekil 2. 22: Geri-Yön (Fly-Back) Dönüştürücünün Devre Şeması

Diğer dönüştürücü tipleri ile karşılaştırılması:

Geri-yön dönüştürücünün düşük güçlerde alternatifi olan dönüştürücü tipleri ise doğrusal güç kaynakları, alçaltıcı, yükseltici ve ileri-yön gibi diğer dönüştürücülerdir.

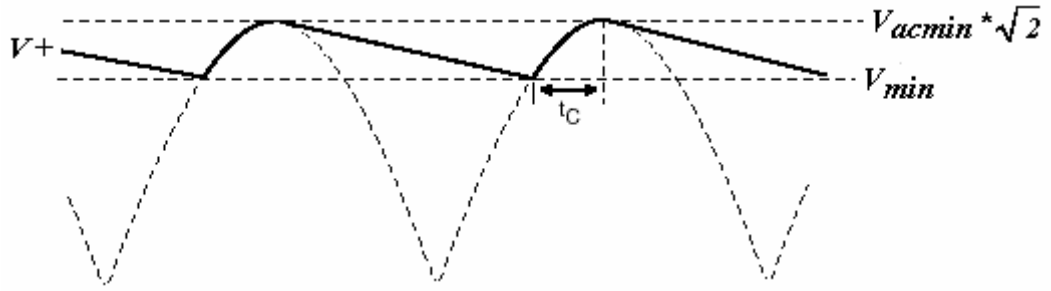
Bölüm 2.3’de anlatılan doğrusal (lineer) güç kaynakları türü ucuz ve yapısının basit olmasına karşılık, büyük hacim, büyük ağırlık, düşük verim ve dar giriş gerilim aralığında çalışması vb. dezavantajlara sahiptir. Düşük çıkışlı dönüştürücüde giriş gerilimi ile çıkış gerilimi arasında bir yalıtım yoktur. Çıkış gerilimi girişten küçüktür, pozitif çıkış gerilimi üretir.

Yüksek çıkışlı dönüştürücüde giriş gerilimi ile çıkış gerilimi arasında yalıtım yoktur. Çıkış gerilimi girişten büyüktür, pozitif çıkış gerilimi üretir. Çok anahtarlı dönüştürücüler itme-çekme, yarım köprü, tam köprü, iki tranzistörlü ileri yön dönüştürücülerdir. Bu dönüştürücülerde iki tane güç anahtarı kullanılır. Bu dönüştürücülerin yapıları karmaşık ve pahalıdır. Bu dönüştürücüler düşük güçler için uygun değildir, 200W’tan birkaç kW kadar olan güçlerde kullanılır. [8]

Rezonanslı dönüştürücüler 100 KHz’den yüksek frekanslarda çalışır ve diğer dönüştürücülere göre daha fazla eleman gerektirir. Maksimum gerilim ve akım baskısı diğer dönüştürücülere göre daha fazladır. Sıfır akım ve sıfır gerilimde anahtarlama topolojisi kullanılır. Sıfır akım ve gerilimde anahtarlama yapmak için ilave devreler kullanılır ve devre daha karmaşık bir hale gelir.[8]

Geri-yön dönüştürücüde doğrultucu çıkış kondansatörünün bulunması:

AA şebeke gerilimi tam dalga doğrultucu ile doğrultularak süzgeç kondansatörü olan C_{IN} ile süzülerek elde edilen DA bara gerilimi üzerindeki dalgalanma Şekil 2.23'te gösterilmiştir. V_{acmin} gerilimi minimum DA gerilim V_{min} 'i belirler ve güç kaynağı tasarımında önemli bir parametredir. Bu kondansatör değeri, $90 \leq V_{dcmin} < 240V$ olduğunda çıkış gücü $2\sim 3 \mu F/Watt$ ile çarpılarak bulunur. $V_{dcmin} \geq 240V$ olduğunda ise çıkış gücü $1 \mu F/Watt$ ile çarpılarak bulunur. C_{IN} kondansatörün büyük seçilmesi ile V_{min} geriliminin artması ve gerilim dalgalanmasında oluşan azalma kondansatöre ödenen bedeli karşılamaz. Küçük seçilmesi durumunda ise güç anahtarı üzerinde oluşacak tepe akımlar artar ve kullanılan güç anahtarın fiyatı artar. Denklem (2.28) kullanılarak gereken C_{IN} değeri bulunabilir. Eşitlikteki köprü doğrultucu iletim süresi $t_C = 3 \text{ ms}$ 'dir. [8]



Şekil 2. 23: Doğrultucu Çıkış Gerilimi Dalga Şekli

$$V_{dc \min} = \sqrt{2V_{ac \min}^2 - \frac{2P_o \left(\frac{1}{2f_L} - t_C \right)}{\eta C_{IN}}} \quad (2.28)$$

P_o = Çıkış gücü

f_L = Hat frekansı

η = Verim (belli değilse 0,8 alınabilir)

V_{dcmin} = Minimum DC gerilim

V_{acmin} = Minimum AC gerilim

Geri-yön dönüştürücüde süreksiz iletim durumu:

Şekil 2.22'deki yapı aşağıdaki gibi çalışmaktadır. Çıkış geriliminin yükten ve şebeke gerilim değişimlerinden etkilenmemesi için çıkış geriliminden alınan örnekler referans gerilimi ile karşılaştırılır ve sonuç DA kontrol ünitesine gönderilir. DA gerilim kontrol ünitesi de anahtarın T_{on} süresini belirler. Q_1 tranzistörü iletime girdiğinde transformatör enerji depolar, noktalı uçlar pozitif olduğu için çıkış kısımdaki diyot ters kutuplanır ve kesime geçer. Yük enerji akışı, depolayıcı süzgeç olan C_1 kondansatörü tarafından sağlanır. C_1 kondansatörü yük akımının maksimum dalgalanmalarını karşılayacak şekilde seçilmelidir. Q_1 tranzistörü kesime geçtiğinde manyetik alan birdenbire düştüğü için transformatörün giriş sargılarında polarite yön değiştirir ve D_1 diyotu iletime girer. D_1 diyotunun iletime girmesi ile birikmiş olan bu enerji çıkış yükünü ve çıkış kondansatörünü besler. Q_1 tranzistörü iletimde olduğu süre boyunca transformatörün giriş sargılarında $dI/dt=(V_{dc}-1)/L_p$ doğrusal bir akım artışı olur. İletim süresi sonunda giriş sargı akımı ise $I_p=(V_{dc}-1)*T_{on}/L_p$ olur. Bu durumda depolanan enerji; [6]

$$E = \frac{L_p \cdot (I_p)^2}{2} \quad (2.29)$$

Q_1 tranzistörü kesime geçtiğinde giriş sargı akımı çıkış sargılarına transfer edilir. $I_s=I_p(N_p/N_m)$ dir. Bir periyot sonunda V_{dc} çekilen güç; [6]

$$P = \frac{L_p \cdot (I_p)^2}{2T} \quad (2.30)$$

$$P = \frac{[(V_{dc}-1)(T_{on})]^2}{2TL_p} \approx \frac{(V_{dc}T_{on})^2}{2TL_p} \quad (2.31)$$

Geri-yön dönüştürücüde giriş ile çıkış arasındaki gerilim ilişkisi şöyledir [6].

$$P_g = \frac{(V_{dc}T_{on})^2}{2TL_p} \quad (2.32)$$

$$P_0 = \frac{(V_0)^2}{R_0} \quad (2.33)$$

Denklem (2.32) ve (2.33) den;

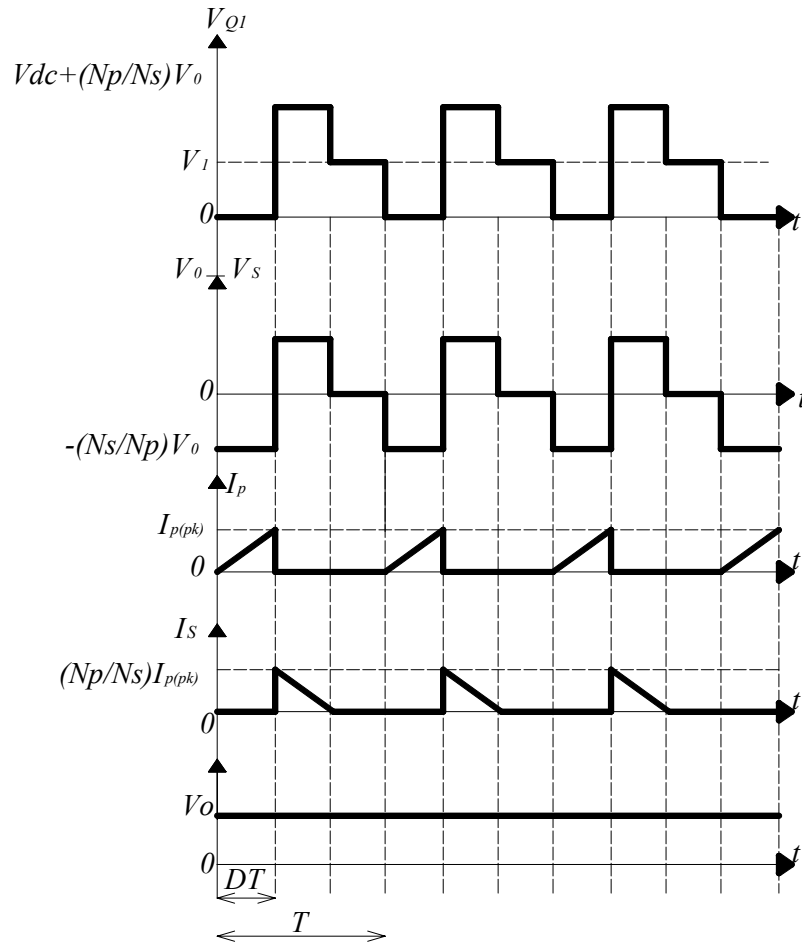
$$V_0 = V_{dc} \cdot T_{on} \sqrt{\frac{R_0 \cdot P_0}{2 \cdot P_g \cdot T L_p}} \quad (2.34)$$

olur. Eğer dönüştürücünün verimi %80 olduğu kabul edilirse;

$$V_0 = V_{dc} \cdot T_{on} \sqrt{\frac{R_0}{2,5 T L_p}} \quad (2.35)$$

Sürekli durumda çalışan bir dönüştürücü tasarlarken yapılması gerekenler şunlardır. İlk olarak yapılması gereken uygun bir primer ve sekonder sargısı (N_p/N_s) dönüştürme oranının tespit edilmesi gerekir. Dönüştürme oranı anahtar üzerinde oluşacak gerilim düşümü bulunmasında kullanılır. Anahtar üzerindeki gerilim düşümü;

$$\overline{V_{DS}} = \overline{V_{dc}} + \frac{N_p}{N_s} (V_0 + 1) \quad (2.36)$$



Şekil 2. 24: Sürekli Durumdaki Geri-Yön Dönüştürücünün Dalga Şekilleri

Çıkış yükündeki değişmelere karşı T_{on} süresi değiştirilerek çıkış sabit tutulmaya çalışılır. Çıkış yükü R_o beklenmedik düşümlere karşı $0,2T$ aralığı bırakılır. Artan DA yük akımı veya azalan V_{dc} 'ye karşı T_{on} süresi artırılır. Bu artan T_{on} süresi ölü zamanın azalmasına sebep olur. Anahtar çıkış akımı sıfıra düşmeden devreye girer ve sürekli durum başlar. DA çıkış kontrol ünitesi süreksiz duruma göre tasarlandığından devre kararsız duruma geçer. Bundan dolayı devrenin kesintili çalıştığından emin olunmalıdır. Devrenin süreksiz durumda kaldığından emin olunmalıdır ki, istenen maksimum çıkış gücünü üreten maksimum çalışma zamanı hesaplanın ve maksimum çalışma zamanı şöyle olur. [6]

$$\overline{T_{on}} = \frac{(V_0 + 1)(N_p / N_{sm})(0,8T)}{(V_{dc} - 1) + (V_0 + 1)(N_p / N_{sm})} \quad (2.37)$$

Minimum DA giriş gerilimine ve çıkış direncine karşılık giriş sargı endüktansı ise şöyle hesaplanır[6].

$$L_p = \frac{R_0}{2,5T} \left(\frac{V_{dc} \overline{T_{on}}}{V_0} \right)^2 = \frac{(V_{dc} \overline{T_{on}})^2}{2,5T P_0} \quad (2.38)$$

Tranzistör üzerinden geçecek maksimum tepe akımı ise;

$$I_p = \frac{V_{dc} \overline{T_{on}}}{L_p} \quad (2.39)$$

Giriş sargısı rms akımı ve kablo kesiti ise;

$$I_{rms(giriş)} = \frac{I_p}{\sqrt{3}} \sqrt{\frac{\overline{T_{on}}}{T}} \quad (2.40)$$

Her rms amper için gerekli dairesel mil değeri (1 dairesel mil=5,07x10⁻⁶ cm²);

$$500 I_{rms(giriş)} = 500 \frac{I_p}{\sqrt{3}} \sqrt{\frac{\overline{T_{on}}}{T}} \quad (2.41)$$

Çıkış rms akımı ve kablo kesiti ise;

$$I_{rms(çıkış)} = \frac{I_P(N_P / N_S)}{\sqrt{3}} \sqrt{\frac{0,8T - T_{on}}{T}} \quad (2.42)$$

Sürekli akım çalışma durumu:

Geri-yön dönüştürücülerdeki sürekli iletim durumu ile süreksiz iletim durumu arasında birbirinden farklı iki önemli nokta vardır. Bunlar transformatör mıknatıslanma endüktansı ve yük akımıdır. Süreksiz iletim durumunda çıkış akımı rampa şeklinde aşağı doğru zayıflar ve sıfıra düşer. İletim süresince giriş sargılarında depolanmış enerji çıkış sargılarına tamamıyla verilir. Sürekli iletim durumunda ise güç tranzistörü kesimde iken girişte depolanmış olan enerji çıkışa verilir. Giriş sargılarında bulunan enerji bitmeden tranzistör iletime girer ve sürekli durum başlar. [6]

Bu iki durum, önemli farklılıkta uygulama alanına ve kullanımlara sahiptir. Ama süreksiz durumda çıkış tepe akımı, sürekli durumdaki akımın 2 ile 3 katı arasında olabilir. Bundan dolayı daha güçlü, pahalı bir tranzistöre ihtiyaç vardır. Süreksiz iletim durumunun bu gibi dezavantajları olmasına rağmen süreksiz çalışma durumu sürekli çalışma durumuna göre daha çok kullanılır. Bunun iki önemli sebebi vardır. Birincisi transformatör mıknatıslanma endüktansı düşük olduğundan yük akımında ya da giriş gerilimindeki değişimlere daha hızlı cevap verir. İkincisi sürekli durumda hata yükselticisindeki bant genişliği, geri besleme döngüsünün kararlı olması için azaltılmalıdır. [6]

Sürekli durumda çıkış gerilimi ile iletim süresi arasındaki ilişki Güç tranzistörü iletimde iken, giriş sargıları üzerinde enerji depolanır. tranzistörün kesime girmesiyle birlikte giriş sargısı ve çıkış sargı gerilimlerin polaritesi değişir. Çıkışta bulunan diyot iletime geçer ve yükü beslemeye başlar. Giriş sargı akımı sıfıra düşmeden tekrar tranzistör iletime girer. V_o çıkış gerilimi şöyle olur;

$$V_o = \left[\frac{(V_{dc} - 1)(N_S / N_P)}{(T / T_{on}) - 1} \right] - 1 \quad (2.43)$$

Çıkış geriliminin ayarlanması süresiz durumda olduğu gibi, giriş gerilimi yükselirse T_{on} süresi kısalmır, giriş gerilimi düşerse T_{on} süresi artırılarak çıkış gerilimi kontrol edilir. Çıkış gücü ise çıkış sargı akımının darbelerinin ortalaması ile çıkış geriliminin çarpımına eşittir. I_{csr} değeri;

$$P_0 = V_0 I_{csr} \frac{T_{off}}{T} = V_0 I_{csr} (1 - \overline{T_{on}} / T) \quad (2.44)$$

$$I_{csr} = \frac{P_0}{V_0 (1 - \overline{T_{on}} / T)} \quad (2.45)$$

Çeviricinin verimini %80'lik olduğu bir durum için $P_o=0,8P_g$ ve I_{cpr} , giriş sargı akımının ortalama değeri olarak kabul edilirse;

$$P_g = 1,25P_0 = V_{dc} I_{cpr} \frac{\overline{T_{on}}}{T} \quad (2.46)$$

$$I_{cpr} = \frac{1,25P_0}{(V_{dc})(\overline{T_{on}} / T)} \quad (2.47)$$

$$(I_{cpr}) = \frac{dI_p}{2} \frac{1,25P_0}{(V_{dc})(\overline{T_{on}} / T)} \quad (2.48)$$

$$dI_p = \frac{2,5P_0}{(\overline{T_{on}} / T)} \quad (2.49)$$

Giriş sargı endüktansı L_p ise şöyle olur;

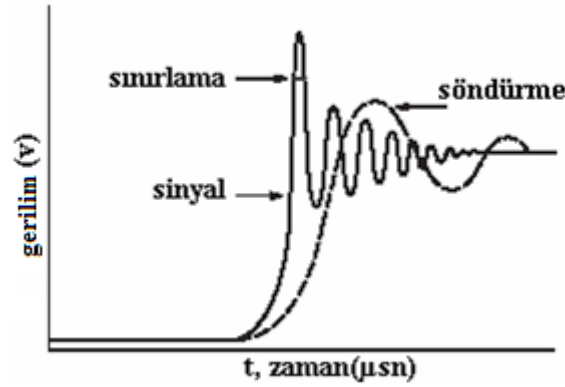
$$L_p = \frac{(V_{dc} - 1)\overline{T_{on}}}{dI_p} = \frac{(V_{dc} - 1)(V_{dc})(\overline{T_{on}})^2}{2,5P_0T} \quad (2.50)$$

Söndürme ve Sınırlama Devreleri

Bir söndürme devresinin görevi, güç elektroniği dönüştürücüsünde anahtarlama sırasında bir yarı iletken eleman üzerinde yer alan elektriksel zorlamaları yarı iletkenin nominal değerlerine indirmektir. Söndürme devresi aşağıda verilen anahtarlama zorlanmalarını emniyetli seviyelere indirir:

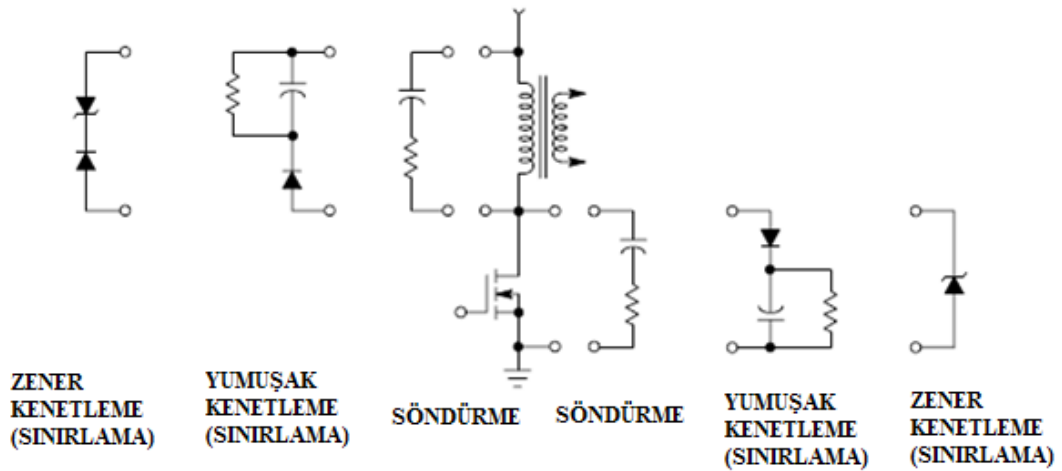
1. Kesime gitme sırasında elemana uygulanacak gerilimi sınırlar.
2. İletime geçme sırasında eleman akımlarını sınırlar.
3. İletim sırasında elemandan geçen akımın yükselme hızını sınırlar.
4. Kesimde veya ileri yöndeki tıkama geriliminin elemanlara yeniden uygulanma süresince eleman uçlarındaki geriliminin yükselme hızını(dv / dt) sınırlar. [5]

Sınırlama devreleri sadece ani gerilim yükselmelerini indirmek için kullanılırlar. Anahtar üzerindeki dv / dt üzerinde hiçbir etkisi yoktur. Bundan dolayı yarı iletken ve kondansatörlerde dayanma gerilimlerin indirgenmesinde çok faydalıdır. Sınırlama devresi ile söndürme devresi arasındaki fark Şekil 2.25'te gösterilmiştir. [19]



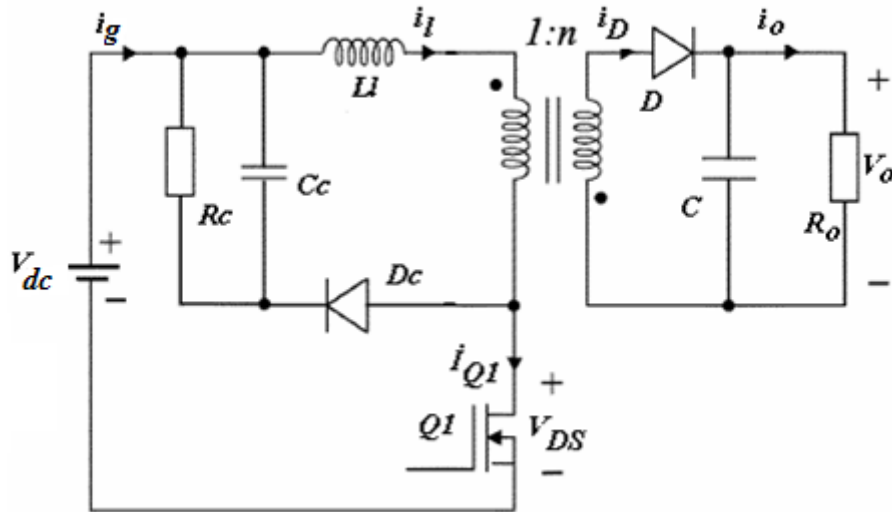
Şekil 2. 25: Söndürme ve Sınırlama Devresinin Sinyal Üzerindeki Etkisi [18]

Yaygın olarak kullanılan, ani gerilim yükselmeleri ve EMI/RFI (elektromagnetik parazit) kontrol yöntemleri Şekil 2.26'da görülmektedir.



Şekil 2. 26: Ani Gerilim Yükselmeleri ve EMI kontrol yöntemleri

Transformatörlü güç kaynaklarında anahtarın kesime geçmesiyle ani gerilim dalgalanmaları oluşmaktadır. Bu gerilim dalgalanmaları transformatörün kaçak endüktansından kaynaklanmaktadır ve kullanılan RCD söndürme devresi ile bu dalgalanma bastırılır. RCD devresinin hesaplanması için kullanılan transformatörün kaçak endüktansının bilinmesi gerekir. Bu değer bulunması hesaplanarak ya da kısa devre testi ile bulunabilir. RCD söndürme devresi Şekil 2.27’de gösterilmiştir. RCD devresi D_c diyotu, R_c direnci ve C_c kondansatöründen oluşmaktadır. Anahtarın kesime girmesiyle birlikte L_l üzerinde birikmiş olan enerji D_c diyotu üzerinden geçerek C_c kondansatörüne transfer edilir ve R_c direnci üzerinde harcanır. Denklem (2.54) ve (2.55) kullanılarak hesaplanan uygun R_c ve C_c ile bu dalgalanma sınırlandırılır. [20]



Şekil 2. 27: RCD Söndürme Devresi [20]

Transformatörlerde oluşan kaçak endüktans değeri genellikle transformatörün giriş endüktansının %2-%5’i arasında olmaktadır [8]. $V_{DSS} > V_{dc} + V_{Cc}$ olmalıdır. Bu eşitlikte V_{DSS} kullanılan tranzistörün kırılma gerilimi, V_{dc} DA besleme gerilimi ve V_{Cc} sınırlama kondansatör gerilimidir.

$$P_\ell = E_\ell \frac{1}{T} = P_{Rc} \quad (2.51)$$

$$E_\ell = \frac{1}{2} L_\ell (I_P^{tepe})^2 \quad (2.52)$$

$$V_{Rc}(T_{on}) = V_{Cc}(T_{on}) = \gamma V_{DS,MAKS} - V_{dc} \quad (2.53)$$

$$R_C = \frac{(V_{Rc}(T_{on}))^2}{P_\ell} \quad (2.54)$$

$$C_C \gg T / R_C \quad (2.55)$$

P_ℓ : kaçak endüktans gücü,

E_ℓ : kaçak endüktans üzerinde biriken enerji,

T : Anahtarlama periyodu,

$V_{DS,MAKS}$: Anahtar üzerindeki maksimum gerilim düşümü,

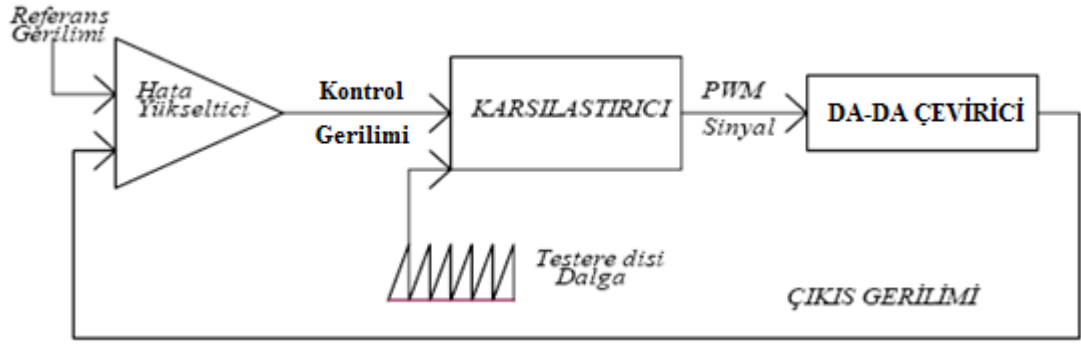
γ : gerilim koruma sabiti (0,8-0,95 arasında bir değer seçilebilir) [20]

Geri-yön dönüştürücülerde kontrol teknikleri:

Sabit anahtarlama frekansında çalışan geri-yön SMPS sistemlerinde kullanılan kontrol teknikleri genel olarak iki tür altında toplanırlar. Birincisi, SMPS'in çıkış taraftaki ana çıkış sargısından alınan gerilim bilgisi doğrultusunda yapılan gerilim durumlu kontrol, ikincisi ise kontrolde gerilim bilgisi ve anahtarlama elemanın veya bobinin üzerinden geçen akımın da dahil edildiği akım kontrolüdür. Bu kontrol tekniklerinin birbirlerine göre avantaj ve dezavantajları vardır. [5,8]

Gerilim durumlu kontrol:

Doğrudan çalışma oranı PWM kontrolünde, giriş gerilimi değişirse, çıkış geriliminde bir hata meydana gelir bu durum geri beslemeli kontrol ile düzeltilir. Bunun sonucunda girişteki değişimlere yanıt olarak çıkışı düzenleyen yavaş bir çözüm elde edilir. Eğer çalışma oranı giriş gerilimindeki değişimi doğrudan ortadan kaldıracak şekilde ayarlanırsa, dönüştürücünün çıkışı değişmeden kalabilir. Şekil 2.28'den görüldüğü üzere çıkış gerilimi, referans gerilim ile karşılaştırılır ve yükselmesiyle bir DA gerilim oluşur. Bu gerilim testere dişli dalga şekliyle PWM karşılaştırıcı ile karşılaştırılır. [5,8]

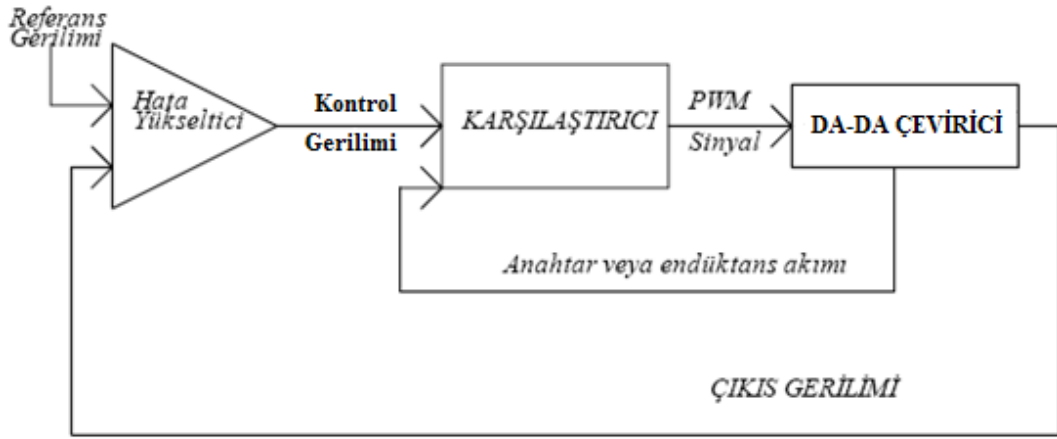


Şekil 2. 28: DA-DA Dönüştürücülerde Gerilim Kontrolü Blok Diyagramı

Hata geriliminin rampa sinyalinden büyük olduğu durumlarda anahtar iletme alınır, küçük olduğu durumlarda ise anahtar kesime alınır. Bu hata gerilimi arttığında çıkış darbeleri genişlemekte ve gerilim azaldığında ise çıkış darbeler daralmaktadır. Gerilim durumlu kontrolün bazı avantajları şunlardır. Tek bir geri dönüş sinyalinden dolayı tasarımı kolaydır. Üretilen çıkış sinyali gürültülere karşı kararlıdır. Gerilim durumlu kontrolün dezavantajı ise çıkış gerilimindeki değişimlere cevabı yavaştır. [5,8]

Akım durumlu kontrol:

Gerilim durumlu kontrolde, kontrol gerilimi anahtarın çalışma oranını, kontrol gerilimini sabit frekanslı testere dişi dalga ile karşılaştırarak ayarlar. Anahtarın çalışma oranı bu şekilde kontrolü, endüktansdaki gerilimi dolayısıyla endüktans akımını ayarlar ve çıkış gerilimini karşılaştırma değerine getirir. Akım yollu kontrolde buna ek olarak Şekil 2.29'dan görüldüğü üzere iç kontrol çevrimi de kullanılır. Bu iç döngü çıkış endüktansının veya anahtarın akımını kontrol etmektedir. Kontrol gerilimi, en hızlı yanıt için doğrudan endüktans akımının ortalama değerine etki etmektedir. Akım kontrolünün üç temel çeşidi vardır. Hata payı band kontrolü, sabit kesim zaman kontrolü, iletim zamanı saat darbelerine sabit frekanslı kontroldür. [5,8]



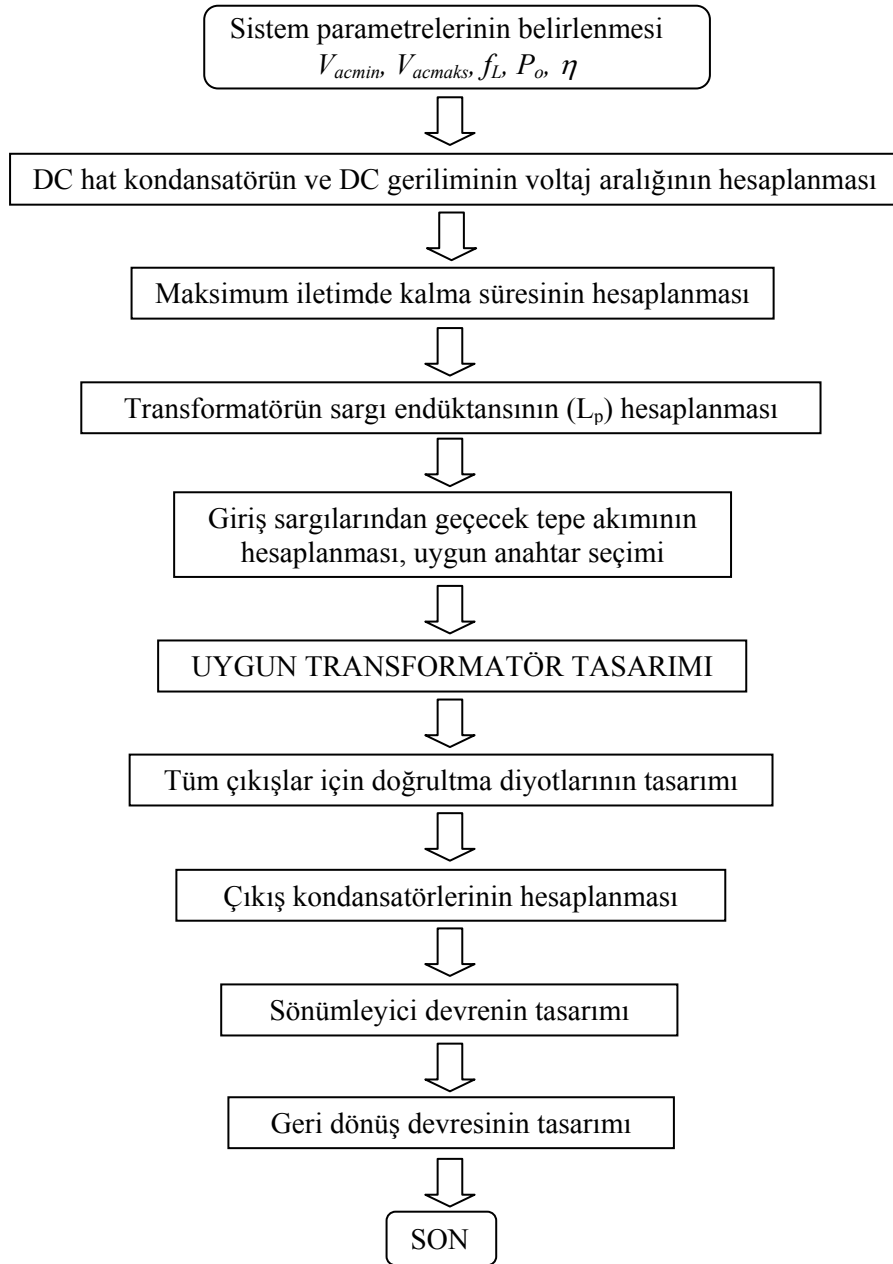
Şekil 2. 29: DA-DA Dönüştürücülerde Akım Kontrolü Blok Diyagramı

Akım durumlu kontrolün gerilim durumlu kontrole göre birçok avantajı vardır.

1. Anahtarlama tepe akımını sınırlar.
2. Çıkış gerilimi ayarlanması anahtar üzerinden geçen akıma göre yapıldığından çıkış geriliminde kullanılan filtrenin basit olmasını sağlar.
3. İtme-çekme dönüştürücüde simetrik akı dolaşmasını sağlar. Bundan dolayı transformatör çekirdeğinin doyması önlenmiş olur.
4. Girişte ileri yönde gerilim beslemesi kendiliğinden başlar ve sonuçta girişteki geçici durum ortadan kalkar [5,8]

3. GERİ-YÖN (FLYBACK) DEVRE TASARIMI

Bu çalışmada tasarlanmış olan devreye ait çözüm adımları şematik olarak Şekil 3.1’de verilmiştir.



Şekil 3. 1: Geri-Yön (Flyback) Güç Kaynağı Tasarım Adımları

3.1. Devre Parametrelerinin Belirlenmesi

Devre parametreleri; V_{acmaks} , V_{acmin} , f_L , f_S , V_0 , P_0 , η

$$V_{acmaks} = 260V \text{ AC}$$

$$V_{acmin} = 150V \text{ AC}$$

$$P_0 = 30W$$

$$f_L = 50-60Hz$$

$$f_S = 40 \text{ kHz}$$

$$\eta = 0,8$$

$$V_{dcmaks} = \sqrt{2} * V_{acmaks} = \sqrt{2} * 260 = 367,7V \quad (3.1)$$

Güç Kaynağının verimi %80 olarak kabul edilirse;

$$\eta = \frac{P_0}{P_{in}} \Rightarrow P_{in} = \frac{30}{0,8} = 37,5W \text{ bulunur.}$$

3.2 Giriş Filtre Kondansatörünün (C_{IN}) Belirlenmesi

$$V_{dc \min} = \sqrt{2V_{ac \min}^2 - \frac{2P_0(\frac{1}{2f_L} - t_C)}{\eta C_{IN}}} \quad (3.2)$$

Giriş gerilim toleransı %20 olarak kabul edilmiştir.

$$170 = \sqrt{2 * 150^2 - \frac{2 * 30(\frac{1}{2 * 50} - 3 * 10^{-3})}{0,8 * C_{IN}}} \Rightarrow C_{IN} = 32 \mu f$$

3.3 Transformator Dönüştürme Oranı (Np/Ns) ve Maksimum İletim Süresi (Ton) Hesaplanması

Mosfet üzerinde oluşacak gerilim düşümünü 500V olarak kabul edilmiştir. Devrede IRFP460 $V_{DSS}=500V$ mosfet kullanılmıştır.[22]

$$\overline{V_{DSS}} = \overline{V_{dc}} + \frac{N_p}{N_s} (V_0 + 1) \quad (3.3)$$

$$500 = 440 + \frac{N_p}{N_s} (12 + 1)$$

$$\frac{N_p}{N_s} = 4,61$$

buradan maksimum iletim süresi;

$$\overline{T_{on}} = \frac{(V_0 + 1)(N_p / N_s)(0,8T)}{(\overline{V_{dc}} - 1) + (V_0 + 1)(N_p / N_s)} \quad (3.4)$$

$$\overline{T_{on}} = \frac{13 * 4,61 * 0,8}{(168,2 + 13 * 4,61) * 40000} = 5,2 \mu s$$

3.4 Transformator Giriş Sargı Endüktansının (Lp) Hesaplanması

$$L_p = \frac{R_0}{2,5T} \left(\frac{\overline{V_{dc} T_{on}}}{V_0} \right)^2 = \frac{(\overline{V_{dc} T_{on}})^2}{2,5T P_0} \quad (3.5)$$

$$L_p = \frac{(169,2 * 5,2 * 10^{-6})^2}{0,412 * 10^{-3}} * 40.000 = 412 \mu H$$

$$I_p = \frac{\overline{V_{dc} T_{on}}}{L_p} = \frac{169,2 * 5,2 * 10^{-6}}{412 * 10^{-6}} = 2,13 A \quad (3.6)$$

$$I_{rms(giriş)} = \frac{I_p}{\sqrt{3}} \sqrt{\frac{\overline{T_{on}}}{T}} \Rightarrow \frac{2,13}{\sqrt{3}} \sqrt{\frac{5,2 * 10^{-6}}{25 * 10^{-6}}} \Rightarrow 0,56 A$$

Devrenin giriş sargılarından geçen tepe akımı 2,13A dir. $V_{DSS} \geq 1,3 * V_{dc maks}$ ve $I_d \geq (2P_0/V_{dc min})$ olduğundan kullanılan mosfet $V_{DSS} \geq 478V$ ve $V_{DSS} \geq 500V$ olacak şekilde seçilmelidir. Devrede kullanılan mosfetin katalog değerleri 500V 20A'dir ve devre için gerekli akım ve gerilim değerlerini sağlamaktadır.

3.5 Çıkış Sargılarında Kullanılan Doğrultma Diyotlarının Seçimi

$$PIV_S = V_0 + (V_{dc max} * \frac{N_S}{N_P}) \quad (3.7)$$

$$V_R \geq 1,25 * PIV_S \quad (3.8)$$

$$I_D \geq 3 * I_0$$

$$PIV_{12} = 12 + (440 * 0,217) \Rightarrow PVI_{12} = 107,5V,$$

$$V_R = 134,4V$$

$$I_D \geq 3 * 2,5 \Rightarrow I_D \geq 7,5A$$

Devrenin 12V ana çıkış geriliminde kullanılan MUR460 malzeme nolu diyot (600V-4A), hızlı (toparlanma zamanı, $t_{rr}=44.4ns$) ve yumuşak toparlanma özelliğinden dolayı sistemin gereksinimleri düzenli bir şekilde karşılaması için 2 adet paralel bağlanmak suretiyle dizayn edilmiştir.

3.6 Çıkış Sargılarında Kullanılan Kondansatör Seçimi

Kesikli çalışmalı geri-yön dönüştürücülerde çıkış süzgeç kondansatörü seçilirken dikkat edilmesi gereken en önemli nokta kullanılan kondansatörün eşdeğer seri direncidir (ESR). Çıkış geriliminde oluşan dalgalanmalar kullanılan kondansatörün ESR'sine bağlıdır. Bu değer ne kadar düşük olursa çıkış gerilimindeki oluşan dalgalanmalar o kadar az olur. Kondansatörlerin ESR değerleri, kondansatör değerleri ve boyutları ile doğrudan orantılıdır. Kondansatörün değeri ve boyutları

artıkça ESR değerleri düşer. Düşük ESR'li kondansatör değerleri elde etmek için kondansatörler paralel bağlanabilir. Geri-yön dönüştürücülerde çıkış gerilimdeki dalgalanmaları azaltmak için diğer bir yöntem ise LC çıkış filtresi (post filter) kullanmaktır. Kullanılan LC filtresinin frekansı anahtarlama frekansının 1/10~1/5 arasında olması tavsiye edilir. Anahtarlama frekansından çok küçük seçilmesi durumunda sistem kararsız olabilir. [19]

Çıkış sargılarında kullanılan kondansatör değeri ve ESR aşağıdaki şekilde hesaplanır. Güç kaynağının çıkış gerilimlerinin maksimum dalgalanması 100mV olacak şekilde çıkış kondansatörlerinin seçimi yapılır.

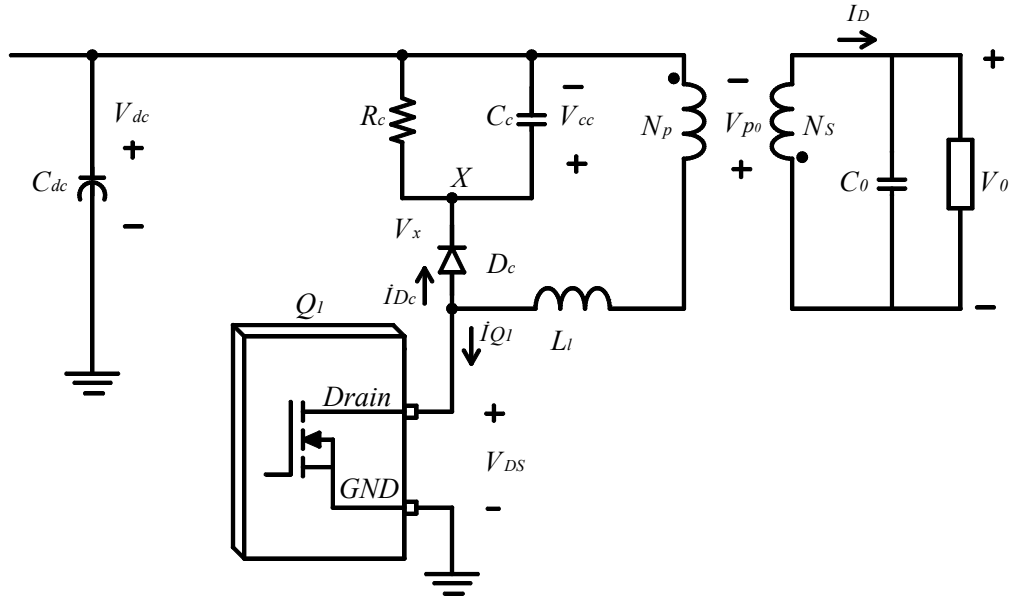
$$\overline{C_0} = \overline{I_0} \frac{\overline{T_{on}}}{\Delta V_0 * 0,25} \Rightarrow C_0 = 2,5 \frac{5,2 \cdot 10^{-6}}{100 * 10^{-3} * 0,25} = 520 \mu F \quad (3.9)$$

$$\overline{ESR_0} = \frac{\Delta V_0 * 0,75}{\overline{I_0}} \Rightarrow \overline{ESR_0} = \frac{100 * 10^{-3} * 0,75}{2,5} = 0,03 \Omega \quad (3.10)$$

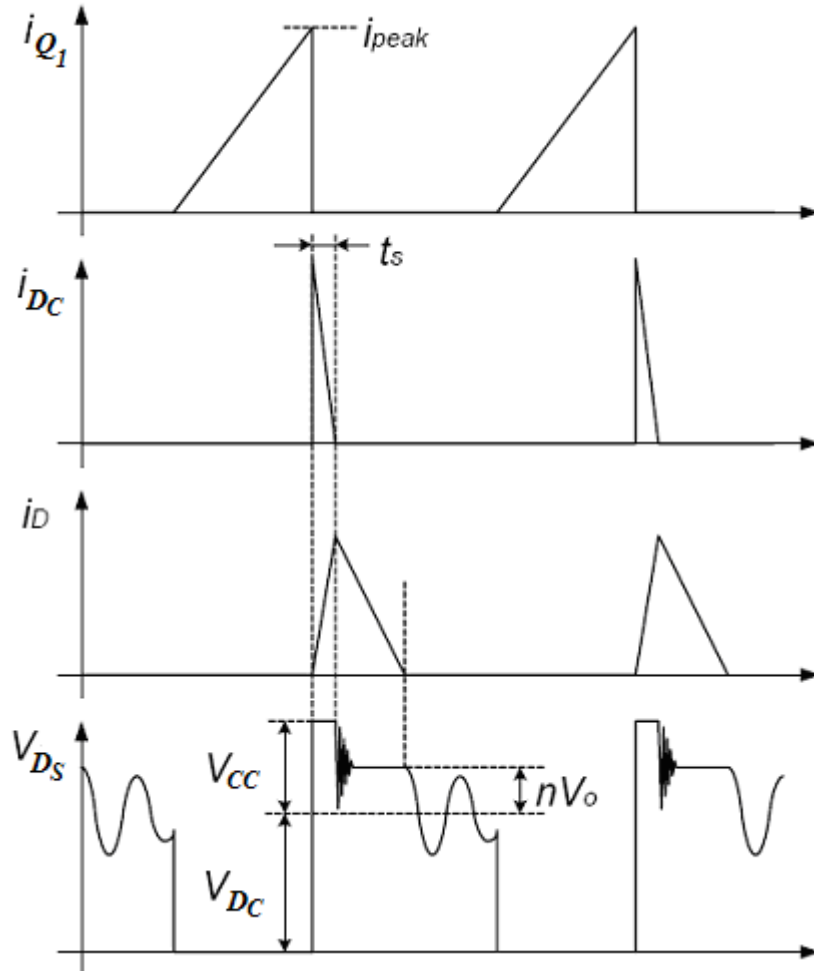
Kullanılan kondansatörlerin ESR değerlerine göre 35V 1000 μ F kondansatör bu çıkış için uygundur.[22]

3.7 Söndürme (Snubber) ve Sınırlama (Soft Clamp) Devresinin Tasarımı

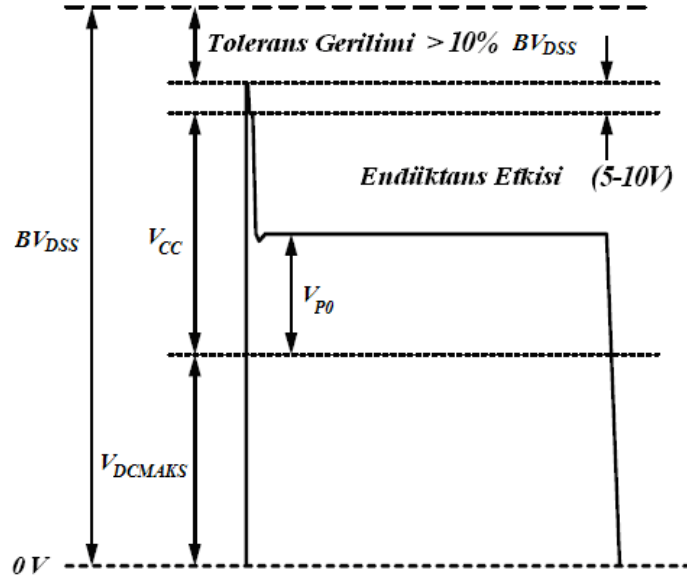
Söndürme devresi anahtar kesime geçmesiyle birlikte anahtar üzerinde oluşacak gerilim düşümünü en aza indirmek için kullanılır. Şekil 3.2'de söndürme devre şeması görülmektedir. Anahtar iletme girdiğinde D_c diyotu ters kutuplanır ve transformatörün giriş sargılarında enerji depolanır. Anahtar kesime geçtiğinde transformatörün kaçak endüktansında biriken enerji D_c diyotu üzerinden C_c kondansatörünü şarj eder. Söndürme devresi dalga şekilleri Şekil 3.3'te, mosfet ve kapasitör gerilim dalga şekli ise Şekil 3.4'te görülmektedir. Kullanılan R_c direnci ve C_c değeri söndürme devreleri Aşağıdaki eşitlikler yardımıyla hesaplanır. Kullanılan transformatörün kaçak endüktansı yaklaşık 11,6 μ H olarak kabul edilmiştir.



Şekil 3. 2: RCD Söndürme (Snubber) ve Sınırlama (Soft Clamp) Devre Şeması



Şekil 3. 3: Söndürme (Snubber) Devresi Dalga Şekilleri



Şekil 3. 4: Mosfet Drain Gerilimi ve Kapasitör Gerilimi

$$P_l = \frac{1}{2} L_l (I_p)^2 \frac{1}{T} = P_C \Rightarrow P_C = \frac{1}{2} 11,6 * 10^{-6} * (2,13)^2 * 40000 = 1.05W \quad (3.11)$$

$$V_{Rc}(t_1) = V_{Cc}(t_1) = \gamma W_{DS,MAX} - V_{DC} \Rightarrow V_{Rc}(t_1) = 0,9 * 500 - 169,2 = 281V \quad (3.12)$$

$$R_C = \frac{(V_C(t_1))^2}{P_C} \Rightarrow R_C = \frac{281^2}{1,05} = 75k\Omega \quad (3.13)$$

$$C_C \gg \frac{T}{R_C} \Rightarrow C_C \gg 333pF \quad (3.14)$$

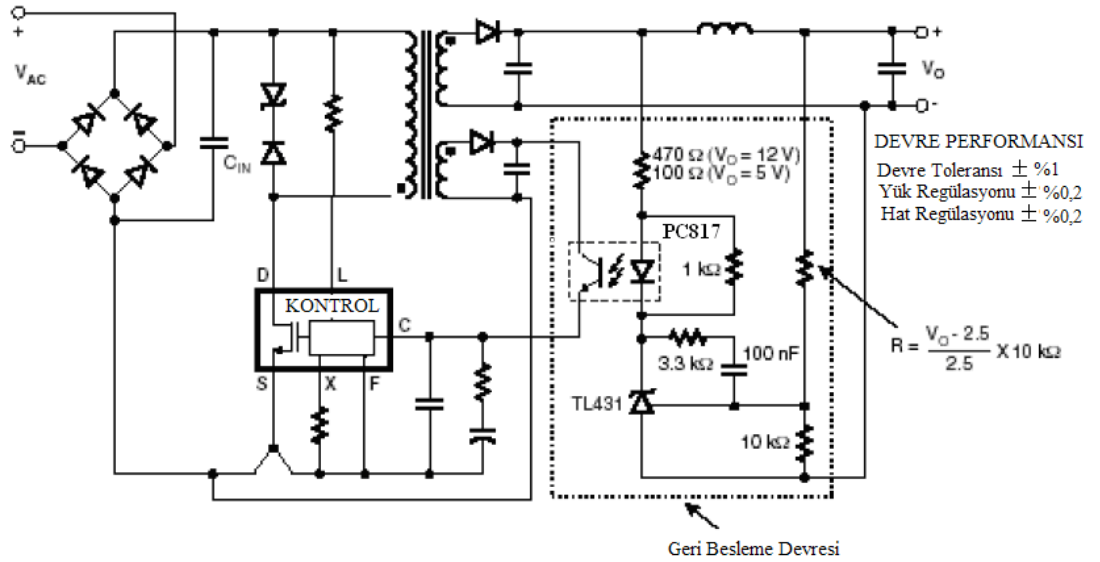
3.8 Geri Besleme (Feedback) Devresinin Tasarımı

Güç kaynağının geri besleme devresi, güç kaynağından istenen gerilim değerlerinin elde edilmesinde, yük regülasyonunun sağlanmasında ve hat regülasyonunun sağlanmasında en önemli kısımdır. Burada kullanılan geri besleme devreleri ile ilgili genel olarak dört tane temel devre şekli vardır [8]. Geri besleme devrelerinin sağladığı regülasyon değerleri Tablo 3.1’de verilmiştir.

Tablo 3. 1: Geri Besleme Devreleri ve Oluşan Regülasyon Değerleri[8]

Geri Besleme Devre Şekli	VB (V)	Devre Toleransı	Yük Regülasyonu	Hat Regülasyonu	Toplam Regülasyon
Temel Geri Basleme	5,8	±%10	±%5	±%1,5	±%16,5
Geliştirilmiş Geri Besleme	27,8	±%5	±%2,5	±%1,5	±%9
Optik Yalıtıcı ve Zenerli	12	±%5	±%1	±%0,5	±%6,5
Optik Yalıtıcı ve TL431	12	±%1	±%0,2	±%0,2	±%1,4

Temel geri besleme devresi düşük güçlerde daha çok tercih edilebilir ve maliyeti en düşük olmaktadır. Geri besleme devrelerinde Tablo 3.1'den de anlaşılacağı üzere en iyi performansı optik yalıtıcı ve TL431'li geri besleme devresi sağlamaktadır. Optik yalıtıcı ve zenerli geri besleme devresi ise TL431 göre ucuz fakat performansı onun kadar iyi değildir [13]. Şekil 3.5'te optik yalıtıcı ve TL431 geri besleme devre şekli gösterilmiştir.

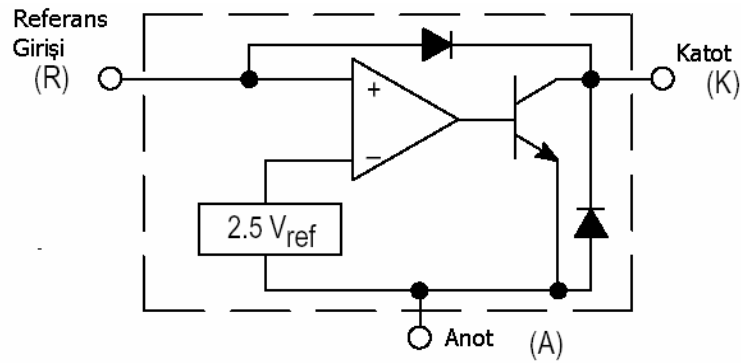


Şekil 3. 5: Optik Yalıtıcı ve TL431 Geri Besleme Devre Şekli [8]

Kontrol devresine aktarılabacak olan, geri besleme sinyali güç kaynağının ana çıkışı olan 12V'tan alır. Bu çıkış katında ani olarak çekilen akımın artmasından dolayı 12V'da meydana gelecek gerilim düşümü, çekilen akımın azalmasından dolayı meydana gelecek gerilim yükselmesi kontrol devresine bir optik bağlayıcı ile

aktarılır. Bu sinyal kontrol entegresine uygulanır ve değerlendirildikten sonra gerekli olan PWM sinyali mosfetin sürme kapısına uygulanır. Böylece çıkış gerilimi regülasyonu yapılmış olur. Burada kullanılan optik bağlayıcı sayesinde devrenin giriş katı ile çıkış katı arasında elektriksel bir yalıtım sağlanmış olur.

Devrede optik bağlayıcı olarak Sharp firmasının üretmiş olduğu PC817 ve regülatör olarak TL431 kullanılmıştır [22]. Şekil 3.6'da blok şeması verilen TL431'in çalışma şekli şöyledir. TL 431 dışarıdan girilen referans gerilimi ile kendi içinde üretmiş olduğu 2,5V'luk sabit gerilim ile karşılaştırılır. Bunun sonucunda karşılaştırılan referans gerilimi 2,5V büyük olduğu durumda içinde bulunan tranzistör iletime geçer, küçük olduğu durumda ise tranzistör kesime geçer.

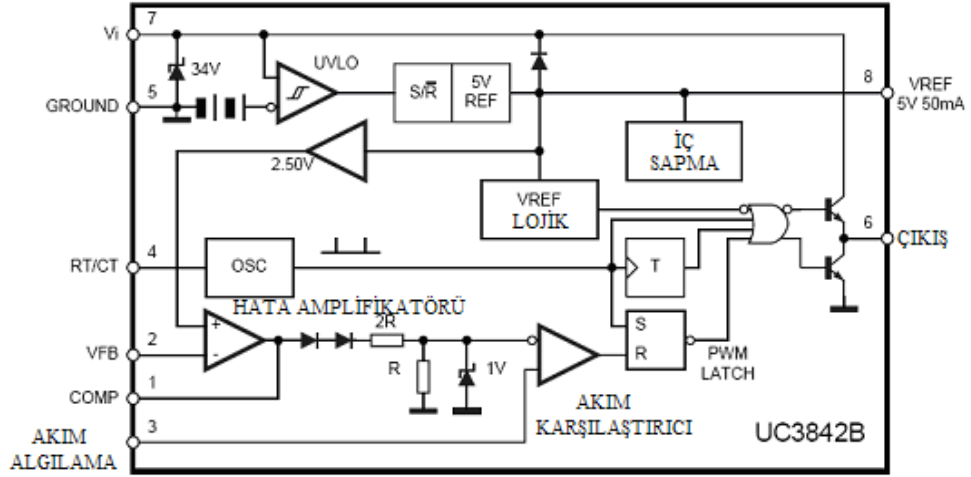


Şekil 3. 6: TL431 Blok diyagramı

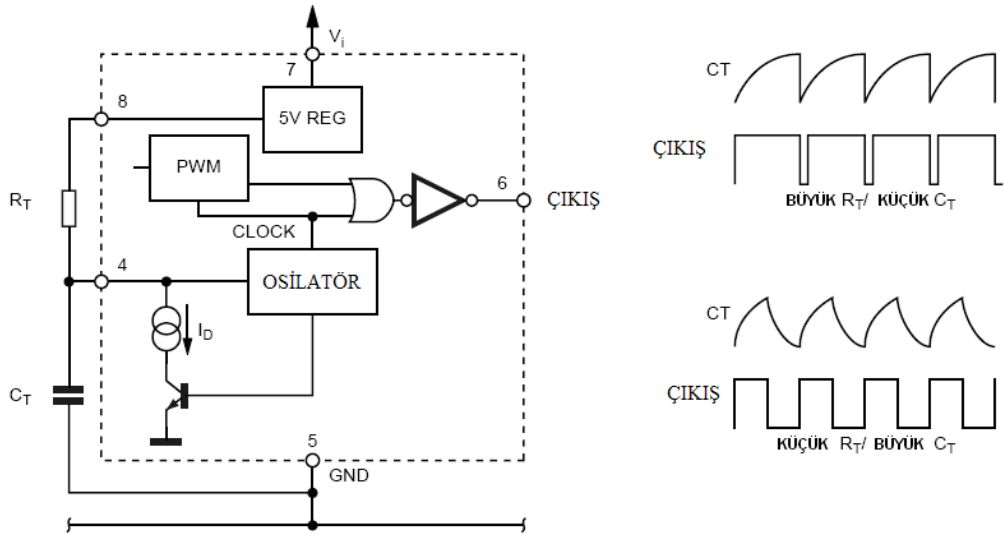
12V çıkış gerilimi gerilim bölücü bir devre kullanılarak TL431, 8 numaralı (referans gerilim girişi) girişine uygulanır. Çıkış geriliminin 12V'u geçtiğinde TL431'in referans gerilim girişi 2,5V'u geçer ve TL431 iletime geçer. TL431 iletime girince optik bağlayıcı iletime geçer, kontrol entegresine çıkış gerilim bilgisini alır, mosfetin iletimde kalma süresini azaltarak mosfetin sürme kapısına gönderir böylece çıkış geriliminin 12V olması sağlanır. Çıkış gerilimi 12V'un altına düştüğünde TL431 referans gerilimi 2,5V'un altına düşer ve TL431 kesime geçer. TL431 kesime geçtiğinde optik bağlayıcı da kesime geçer, kontrol entegresi çıkış gerilim seviyesinin yeterli olmadığını algılar ve mosfetin iletimde kalma süresini artırarak mosfetin tetiklenme ucuna gönderir. Çıkış geriliminin 12V olması sağlanır.

3.9 Güç Kaynağının Kontrol Entegresi

Devrede yüksek performanslı akım kontrollü UC3842 numaralı 8 bacaklı kontrol entegresi kullanılmıştır [22]. Güç kaynağının kontrol entegresi blok şeması Şekil 3.7'de görülmektedir.

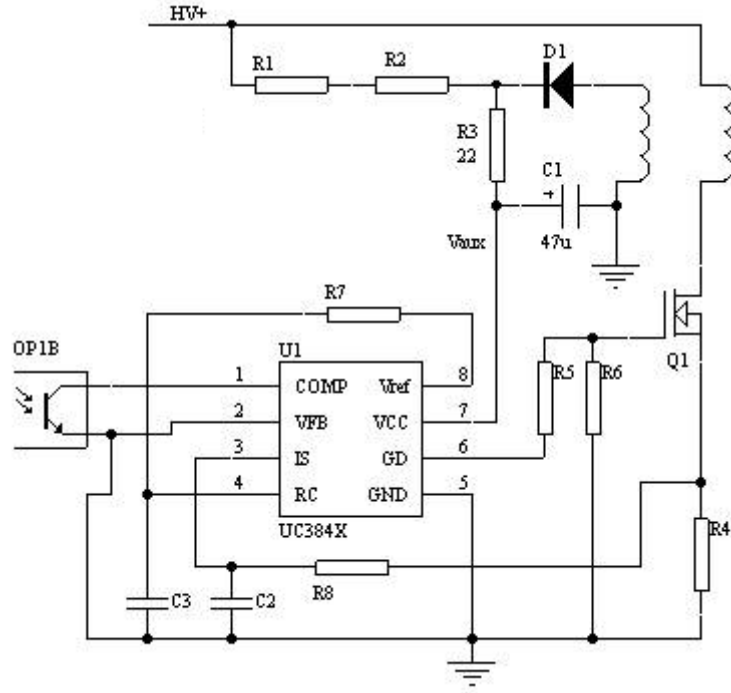


Şekil 3. 7: UC3842 Entegresi Blok Diyagramı



Şekil 3. 8: UC3842 Entegresi Osilatör ve Çıkış Dalga Şekli

$$I_p = \frac{1.0V}{R_s} \Rightarrow R_s = 0,33\Omega \quad (3.15)$$



Şekil 3. 9: UC3842 Kontrol Devresi Yapısı

4. DEVREYE AİT SİMÜLASYON SONUÇLARI

Devre parametreleri aşağıdaki şekilde belirlenen geri yön (flyback) güç kaynağının LT-Spice programında simülasyonu yapılmış ve çıkış dalgaları gözlenmiştir.

$$V_{acmaks}=260V \text{ AC}$$

$$V_{acmin}=150V \text{ AC}$$

$$V_0 = 12V$$

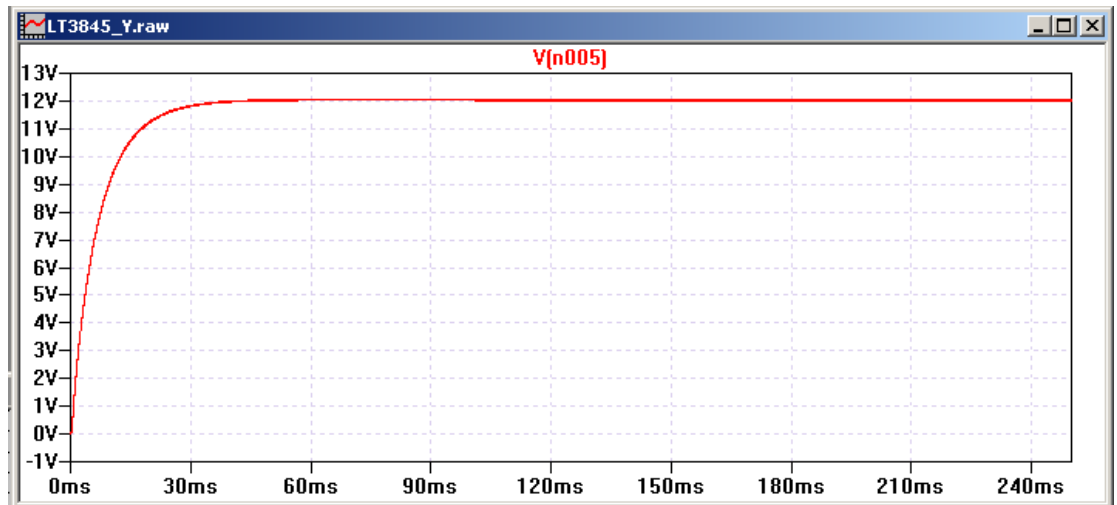
$$P_o=30W$$

$$f_L= 50-60Hz$$

$$f_s= 40 \text{ kHz}$$

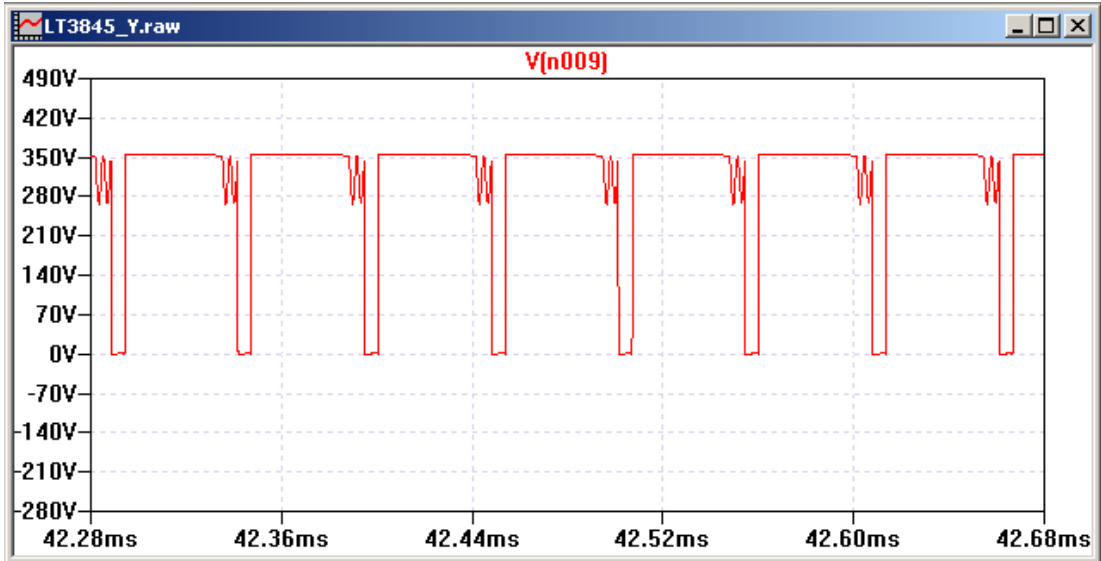
$$\eta= 0,8$$

Belirlenen devre parametrelerine göre 150~260V AA giriş gerilimi uygulandığında 12V DA çıkış gerilimi elde edilmelidir. Simülasyon sonuçlarına göre; 220V AA giriş geriliminde $4,8\Omega$ yükte V_0 çıkış geriliminin 12V da olduğu Şekil 4.1'de görülmektedir.



Şekil 4. 1: 220V AA Giriş Geriliminde $R=4.8\Omega$ için V_0 Çıkış Gerilimi

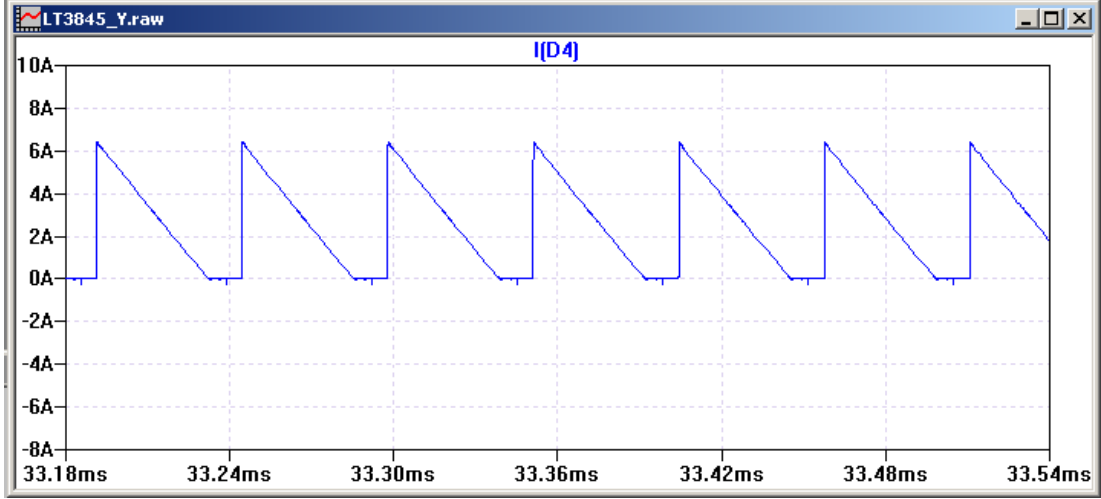
Mosfet kesime girdiğinde, primer sargısında depolanan enerji çıkışa aktarılır. Bu sırada primer sargılarındaki kaçak endüktans primer sargı akımının değişmesine, sekonder sargılarındaki kaçak endüktans ise sekonder sargısı akımının değişmesine engel olmaya çalışır. Primer sargı akımı devre gerilimi ve kaçak endüktans değerinin belirlediği eğim ile azalır, sekonder sargı akımı da devre gerilimi ve kaçak endüktansın belirlediği eğim ile artmaktadır. Azalan primer sargı akımı C_{OSS} (mosfet sığa değeri) V_{ms} gerilimine kadar şarj olması ile son bulur. V_{ms} kaçak endüktansın neden olduğu maksimum gerilim kaçak darbe gerilimi (leakage spike) olarak tanımlanmaktadır. Pratikte bu gerilimin V_{DSS} gerilim değerini geçmemesi gerekmektedir. Güç kaynağında kaçak endüktanstan dolayı meydana gelen kaçak darbe gerilimi söndürme ve sınırlama devreleri kullanarak mosfet korunmuştur. RCD söndürme devresinden simülasyon sonucu elde edilen dalga şekilleri Şekil 4.2, Şekil 4.3 ve Şekil 4.4'te görülmektedir.



Şekil 4. 2: 220V AA Giriş Geriliminde $R=4.8\Omega$ için V_{DSS} Söndürme Devresi Mosfet Drain Gerilimi Dalga Şekli

Mosfet kesime girdiğinde V_{DSS} gerilimi $V_{dc}+nV_0$ ile şarj olur, primer akımı D_5 diyotu üzerinden C_c kondansatörüne doğru akar. Aynı anda sekonder D_7 diyodu ilettime girer

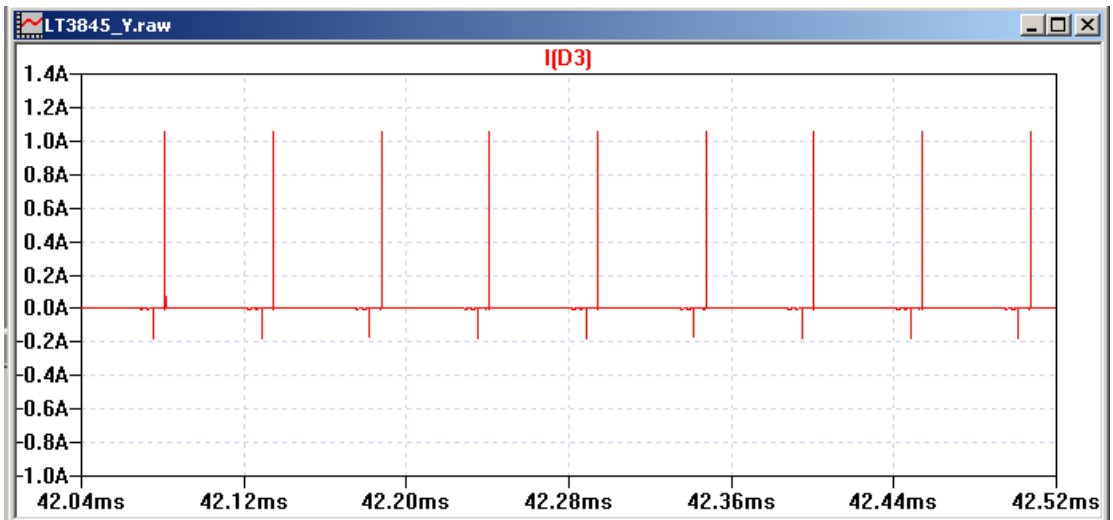
220V AA giriş geriliminde $4,8\Omega$ yükte söndürme devresi D_7 diyodu üzerinden ölçülen söndürme devresi i_D akım dalga şekli Şekil 4.3'te görülmektedir.



Şekil 4. 3: 220V AA Giriş Geriliminde $R=4.8\Omega$ için Söndürme Devresi i_D Akım Dalga Şekli

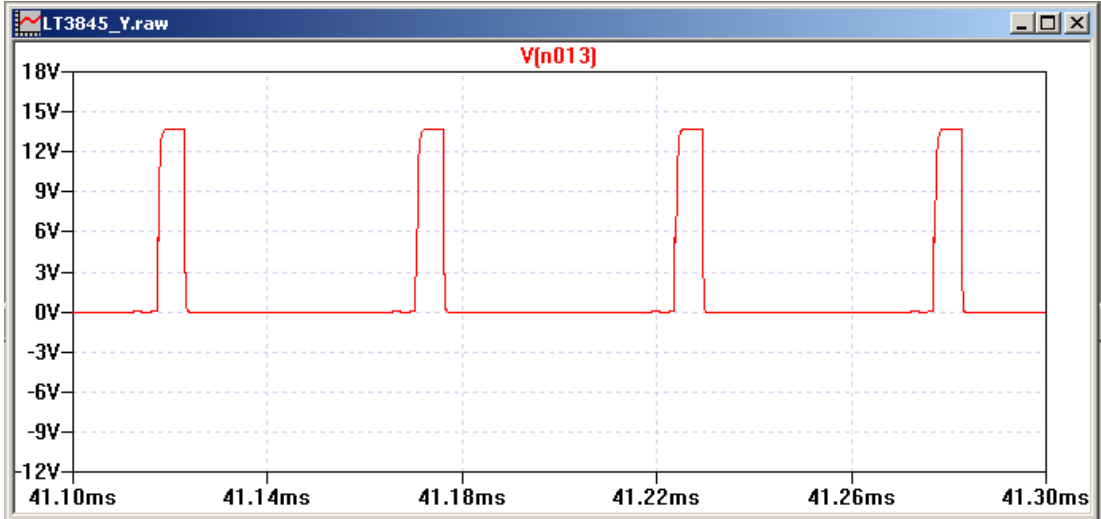
Mosfet kesime girdiğinde V_{DSS} gerilimi $V_{dc}+nV_0$ ile şarj olur, primer akımı D_5 diyotu üzerinden C_c kondansatörüne doğru akar.

220V AA giriş geriliminde $4,8\Omega$ yükte söndürme devresi D_5 diyodu üzerinden ölçülen söndürme devresi i_{DC} akım dalga şekli Şekil 4.4'te görülmektedir.



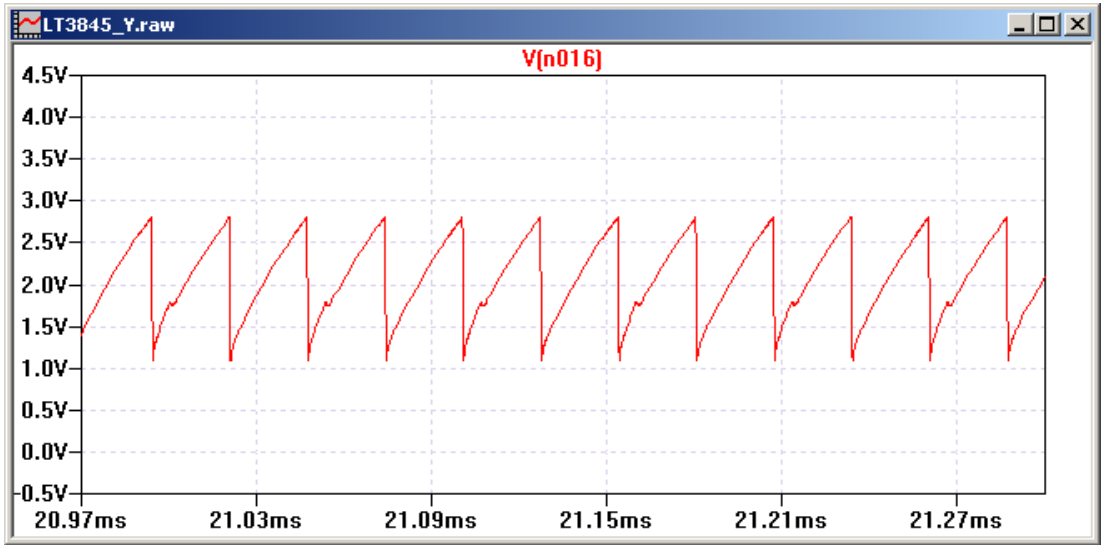
Şekil 4. 4: 220V AA Giriş Geriliminde $R=4.8\Omega$ için Söndürme Devresi i_{DC} Akımı Dalga Şekli

UC3842 entegresinin 6 no'lu çıkışı mosfet gate ucuna bağlanır. Şekil 3.8'de UC3842 entegresi osilatör çıkış dalga şekilleri R_T/C_T oranı ve çıkış üzerindeki etkileri belirtilmiştir. Şekil 4.5 ve Şekil 4.6'da ise simülasyon sonuçları dalga şekilleri görülmektedir. 220V AA giriş geriliminde $4,8\Omega$ yükte Mosfet Gate ucundan ölçülen gerilimin dalga şekli Şekil 4.5'te görülmektedir.



Şekil 4. 5: Mosfet Sürme Sinyali

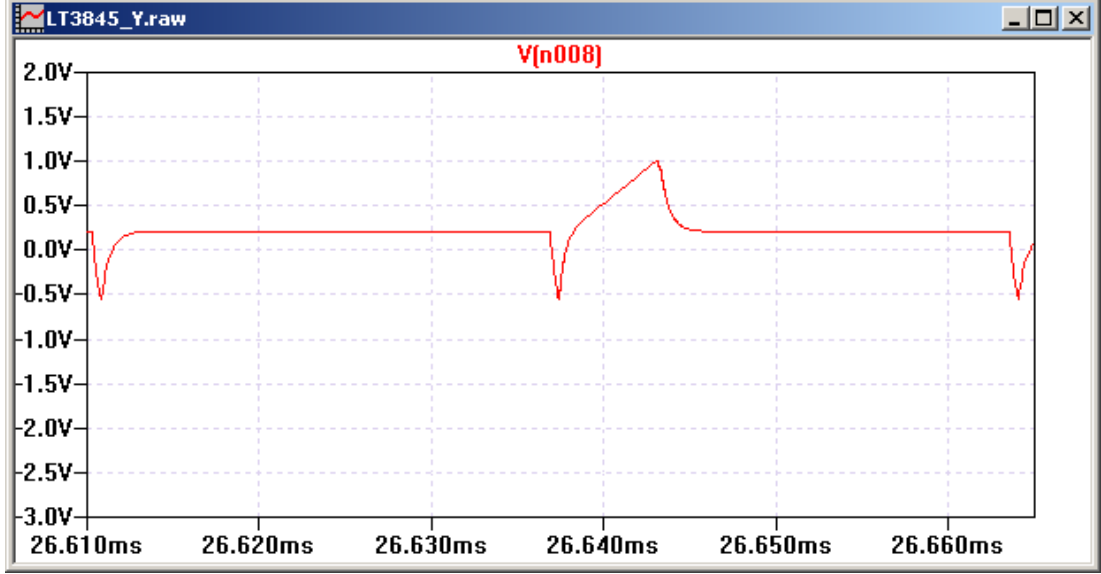
220V AA giriş geriliminde $4,8\Omega$ yükte, entegrenin 4 nolu bacağından R_T/C_T ölçülen osilatör dalga şekli Şekil 4.6'da görülmektedir.



Şekil 4. 6: R_T/C_T Osilatör Çıkışı Dalga Şekli

UC3842 entegresinin 3 no'lu (current sense) çıkışından ölçülen gerilim değeri maksimum 1V olmalıdır [22].

220V AA giriş geriliminde 4,8Ω yükte, entegrenin 3 nolu I_{sense} akım kontrol bacağından ölçülen gerilim dalga şekli Şekil 4.7'de görülmektedir.



Şekil 4. 7: I_{sense} Çıkışı Dalga Şekli

5. DEVRE ÖLÇÜM SONUÇLARI

Devre parametreleri aşağıda verilen ve Bölüm 4'te simülasyon sonuçları incelenen geri yön (flyback) güç kaynağının osiloskopta çıkış dalgaları gözlenmiştir.

$$V_{ACMAX}=260V \text{ AA}$$

$$V_{ACMIN}=150V \text{ AA}$$

$$V_0=12V$$

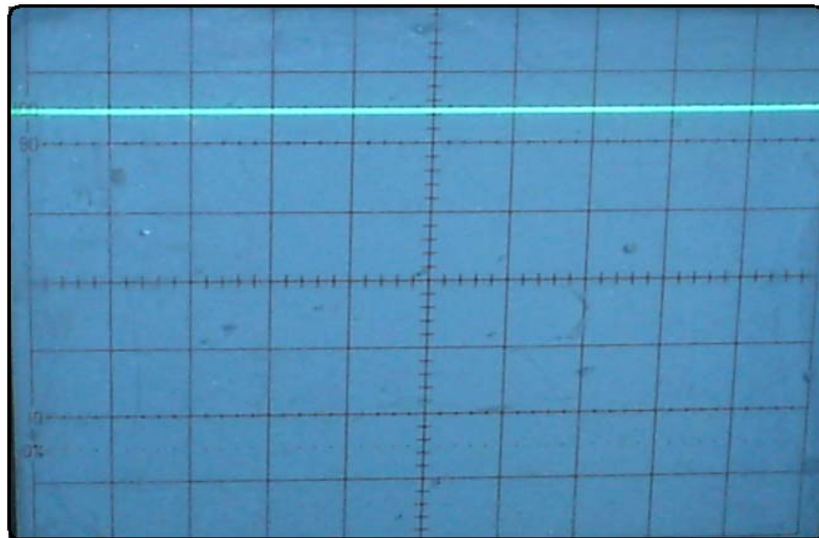
$$P_o=30W$$

$$f_L= 50-60\text{Hz}$$

$$f_s= 40 \text{ kHz}$$

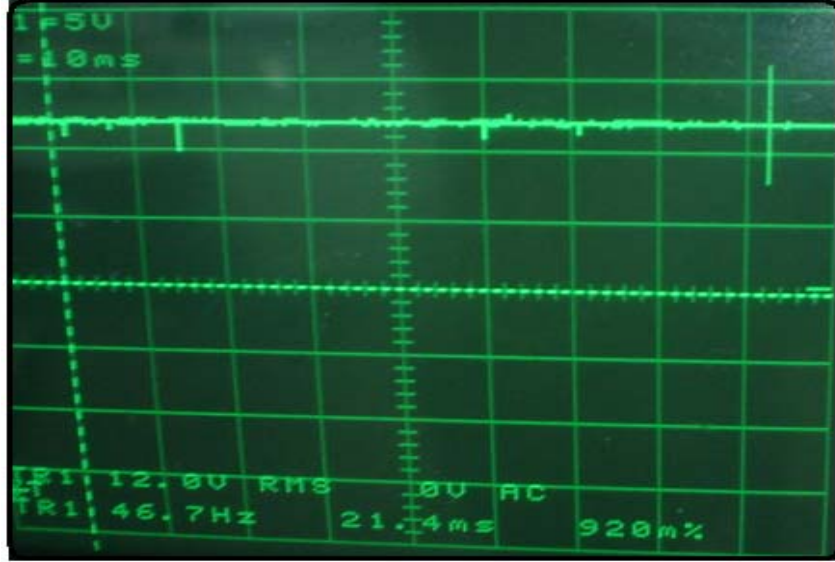
$$\eta= 0,8$$

Belirlenen devre parametrelerine göre 150~260 V AA giriş gerilimi uygulandığında 12V DA çıkış gerilimi elde edilmelidir. Uygulama devresine ait 230V AA giriş geriliminde yüksüz durumda, V_0 çıkış gerilim dalga şekli Şekil 5.1'de görülmektedir. Beklendiği gibi 12V DA çıkış gerilimi elde edilmiştir.



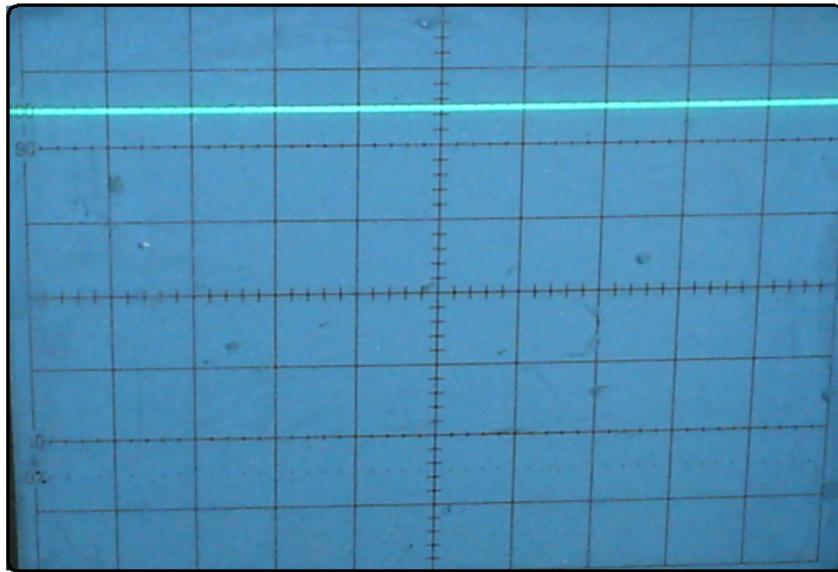
Şekil 5. 1: 230V AA giriş geriliminde yüksüz durumda V_0 Çıkış Gerilimi Dalga Şekli (CH1:5V)

Uygulama devresine ait 230V AA giriş geriliminde 10Ω yükte, V_0 çıkış gerilim dalga şekli Şekil 5.2’de görülmektedir. 10Ω yükte de beklendiği üzere 12V DA çıkış gerilimi elde edilmiştir.



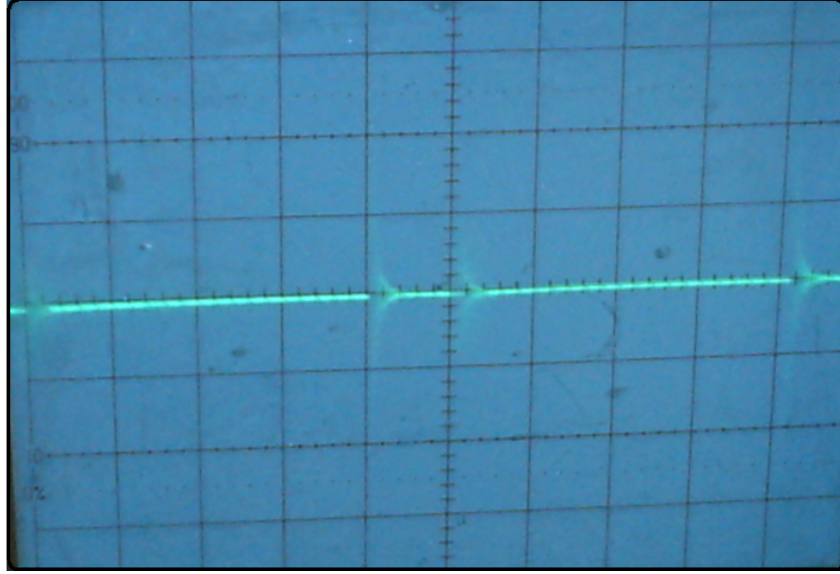
Şekil 5. 2: 230V AA Giriş Geriliminde 10Ω yükte V_0 Çıkış Gerilimi Dalga Şekli (CH1:5V)

Uygulama devresine ait 230V AA giriş geriliminde $4,8\Omega$ yükte ($I_0=2,5A$) durumda, V_0 çıkış gerilim dalga şekli Şekil 5.3’te görülmektedir. $4,8\Omega$ yükte de 12V DA çıkış gerilimi elde edilmiştir.



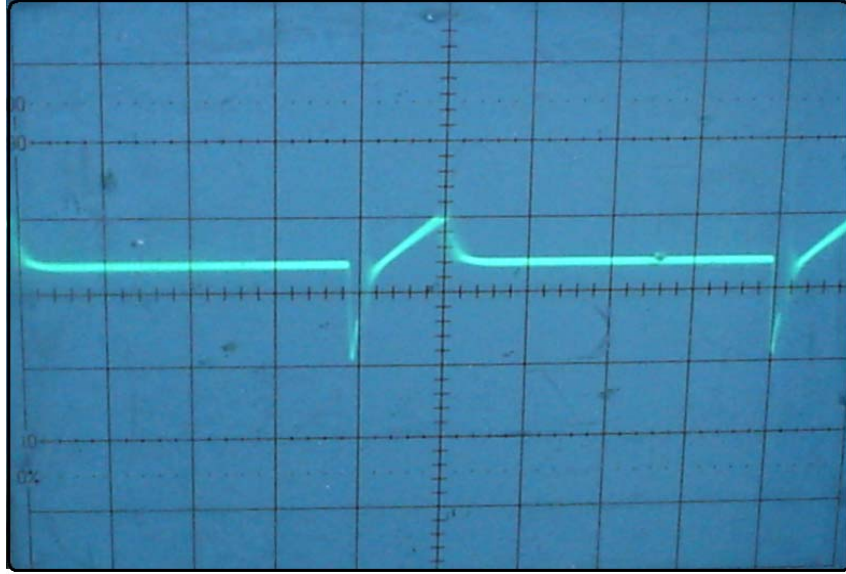
Şekil 5. 3: 230V AA giriş geriliminde $4,8\Omega$ yükte V_0 Çıkış Gerilimi Dalga Şekli (CH1:5V)

Geri yön çeviricilerde çıkış süzgeç kondansatörü seçilirken dikkat edilmesi gereken en önemli nokta kullanılan kondansatörün eş değer seri direncidir (ESR). Çıkış geriliminde oluşan dalgalanmalar kondansatörün ESR'sine bağlıdır. Uygulama devresine ait 230V AA giriş geriliminde $4,8\Omega$ yükte ($I_0=2,5A$) durumda, V_0 çıkış gerilimindeki dalgalanma (ripple effect) Şekil 5.4'te görülmektedir.



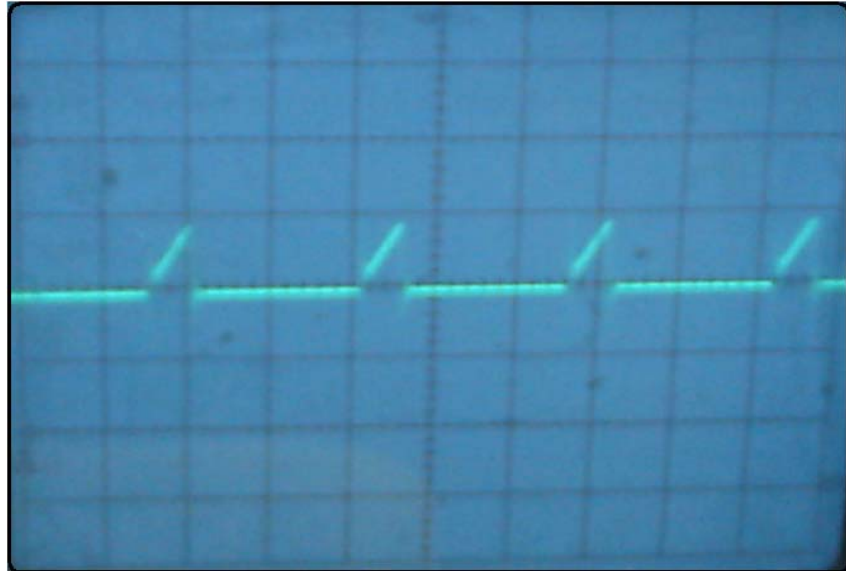
Şekil 5. 4: 230V AA giriş geriliminde $4,8\Omega$ yükte V_0 Çıkış Gerilimindeki Dalgalanma

UC3842 entegresinin 3 no'lu (current sense) çıkışından ölçülen maksimum gerilim değeri 1V olmalıdır [22]. Uygulama devresine ait 220V AA giriş geriliminde $4,8\Omega$ yükte, Mosfetin 3 nolu I_{sense} akım kontrol bacağından ölçülen gerilim dalga şekli Şekil 5.5'te görülmektedir. Şekil 4.7 simülasyon sonuçlarından elde edilen dalga şekline benzer dalga şekli elde edilmiştir.



Şekil 5. 5: Isense Çıkışı Dalga Şekli (CH1:0.5V)

230V AA giriş geriliminde $4,8\Omega$ yükte, Mosfetin 3 ve 5 nolu bacakları arasında bulunan $0,33\Omega$ R_s (R_{23}) direnci üzerinden ölçülen gerilim dalga şekli Şekil 5.6'da görülmektedir.



Şekil 5. 6: R_s Direnci Gerilim Dalga Şekli (CH1:0.5V)

Pratikte geri-dönümlü güç kaynağında güç transformatörünün giriş sargılarında ve çıkış sargılarında oluşan kaçak endüktans, mosfetin çıkış sığa değeri (C_{OSS}) ile transformatör sargısının sığa(C_{XT}) değerlerin toplamının oluşturduğu kaçak sığa vardır. Pratikte transformatör imalatında kullanılan yalıtım malzemelerinin hiç biri mutlak yalıtım sağlayamamakta, transformatörler anma geriliminde işletmede çalışırken yalıtım malzemelerinden küçük mertebelerde de olsa kaçak akımlar geçmekte ve bu akımlar küçük mertebelerde yalıtım kayıpları yaratmaktadırlar. Bu kaçak devre elemanları güç kaynağının performansını etkilemektedir.

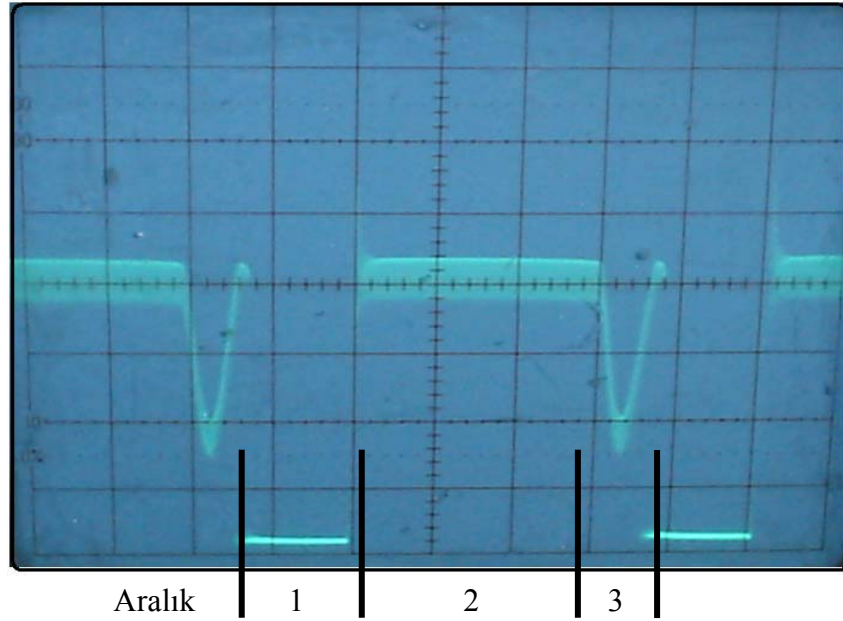
Sürekli çalışma durumunda ilk aralıkta mosfetin iletme girmesiyle C_{OSS} ile C_{XT} deşarj olur. Bu kondansatörlerin bir önceki periyodun sonunda depo ettikleri enerji, iletim aralığının başlangıcında mosfet üzerinde harcanır. Bu enerji parazitlik kondansatörlerdeki gerilimin karesi ile orantılıdır. Bu nedenle yüksek değerli parazitlik kondansatörleri özellikle giriş geriliminin yüksek olduğunda güç kaynağının verimini azaltır. İletim aralığının başlangıcında kaçak endüktansların etkisi azdır çünkü transformatörün üzerinde depolanmış enerjisi yoktur ve çıkış akımının başlangıç değeri sıfırdır.

İkinci aralıkta mosfet kesime girer. Giriş sargısında depolanan enerji çıkışa aktarılır. Bu aktarım esnasında giriş sargılarındaki kaçak endüktans giriş sargı akımının değişmesine, çıkış sargılarındaki kaçak endüktans ise çıkış sargısı akımının değişmesine engel olmaya çalışır. Giriş sargı akımı devre gerilimi ve kaçak endüktans değerinin belirlediği eğim ile azalır, çıkış sargı akımı da devre gerilimi ve kaçak endüktansın belirlediği eğim ile artmaktadır. Azalan giriş sargı akımı C_{OSS} ve C_{XT} 'nin V_{ms} gerilimine kadar şarj olması ile son bulur. Kaçak endüktansın neden olduğu bu maksimum gerilim kaçak darbe gerilimi(leakage spike) olarak tanımlanmaktadır. Pratikte bu gerilimin mosfetin V_{DSS} 'e değerini geçmemesi gerekmektedir.

Güç kaynağında kaçak endüktansdan dolayı meydana gelen kaçak darbe gerilimi sınırlama devresi kullanılarak mosfet korunmuştur. Sınırlama devresinin etkisi Şekil 5.7, Şekil 5.8, Şekil 5.9 ve Şekil 5.10'da görülmektedir.

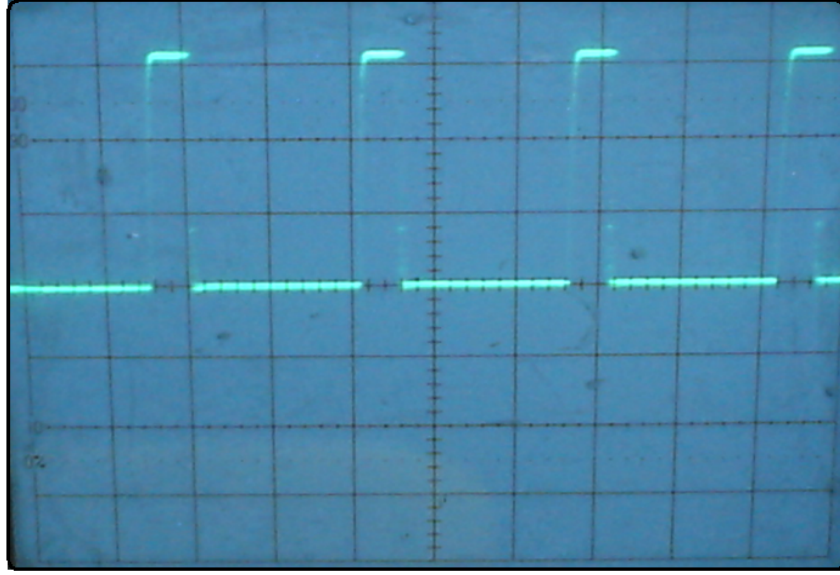
Üçüncü çalışma aralığında ise transformatörde depo edilen enerji çıkışa transfer edilmiştir. Çıkıştan girişe yansıya gerilim sıfıra düşer ve mosfet üzerindeki gerilim düşümü giriş DA gerilimine eşit olur. Gerilimin düşmesi ile kaçak sığa ile kaçak endüktans arasında rezonans oluşur. Rezonans, kayıp nedeniyle azalarak devam eder. Mosfetin iletme girmesi ile rezonans biter ve kaçak sığalar mosfet üzerinde deşarj olur. [12]

Uygulama devresine ait 230V AA giriş geriliminde 10Ω yükte giriş sargısı üzerindeki gerilim dalga şekli Şekil 5.7’de görülmektedir.



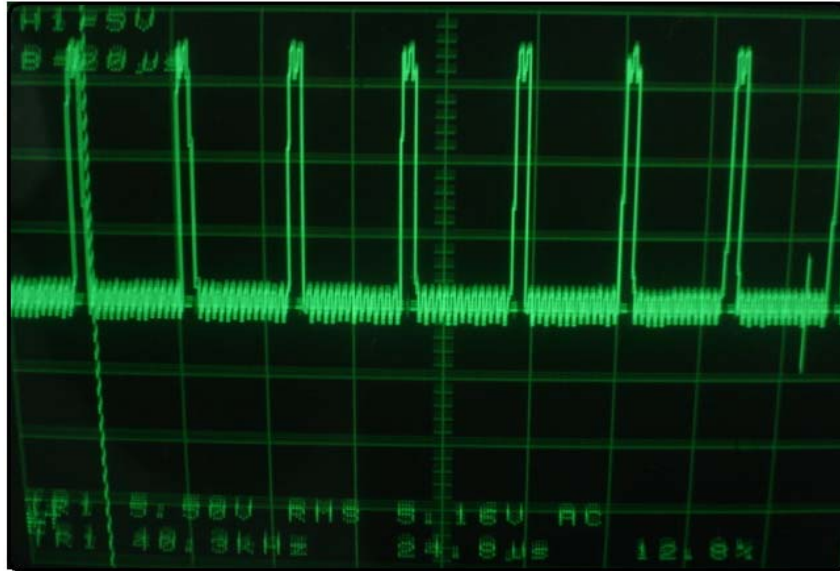
Şekil 5. 7: Giriş Sargısı Üzerindeki Gerilim Dalga Şekli (CH1:50V)

230V AA giriş geriliminde 4,8Ω yükte Mosfet Gate ucundan ölçülen gerilimin dalga şekli Şekil 5.8’de görülmektedir.



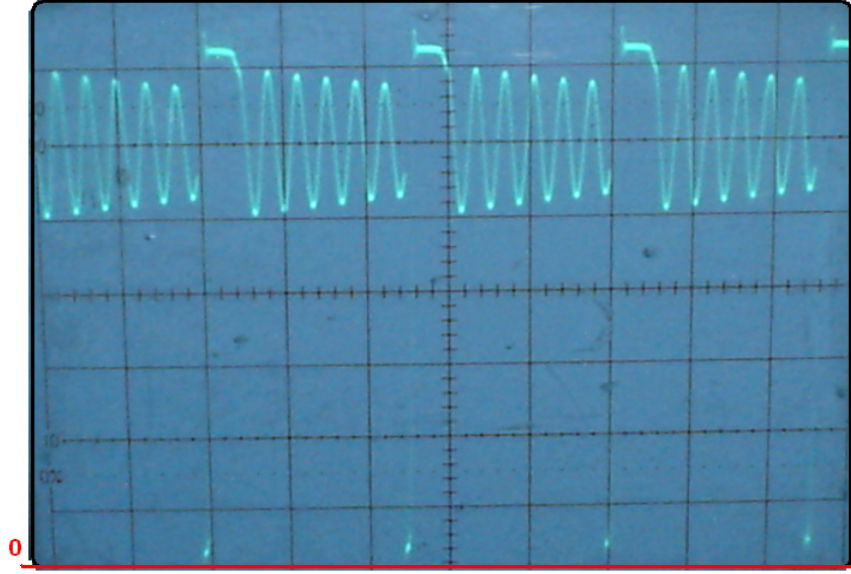
Şekil 5. 8: Mosfet Sürme Sinyali (CH1:5V)

230V AA giriş geriliminde 10Ω yükte Mosfet Gate ucundan ölçülen gerilimin dalga şekli Şekil 5.9'da görülmektedir.



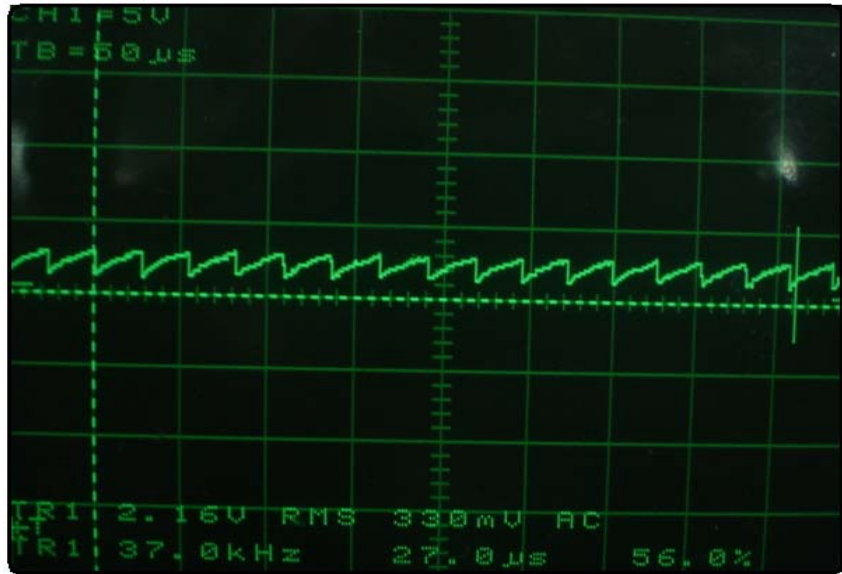
Şekil 5. 9: Mosfet Sürme Sinyali (CH1:5V)

Uygulama devresine ait 230V AA giriş geriliminde Mosfet drain ucundan ölçülen sönmleme devresi V_{DSS} gerilimi dalga şekli Şekil 5.10'da görülmektedir.



Şekil 5. 10: 230V AA Giriş Geriliminde V_{DSS} Sönümlenme Devresi Gerilim Dalga Şekli (CH1:50V)

UC3842 entegresinin 6 no'lu çıkışı mosfet gate ucuna bağlanır. Şekil 3.8'de UC3842 entegresi osilatör çıkış dalga şekilleri R_T/C_T oranı ve çıkış üzerindeki etkileri belirtilmişti. Uygulama devresine ait 230V AA giriş geriliminde 10Ω yükte, Mosfetin 4 nolu bacağından R_T /C_T ölçülen osilatör dalga şekli Şekil 5.11'de görülmektedir. Uygulama devresinde elde edilen dalga şekli simülasyon sonuçlarından elde edilen dalga şekilleri ile uyuşmaktadır.



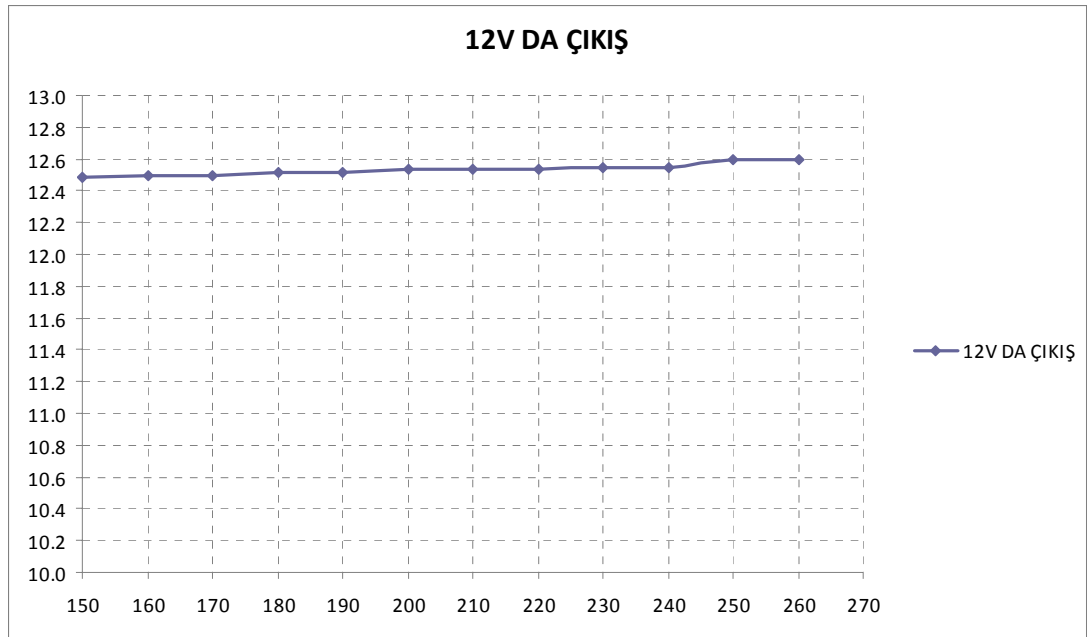
Şekil 5. 11: R_T/C_T Osilatör Çıkışı Dalga Şekli

Tablo 5.1’de Fluke marka ölçü aleti ile ölçülen 150V ile 260V arasında değişen AA giriş gerilimlerine göre DA çıkış gerilimleri ve hat regülasyonları incelenmiştir. Tablo 5.1 ve Şekil 5.12’den de görüldüğü üzere güç kaynağı 150V ile 260V AA arasında sorunsuz olarak çalışmaktadır. Gözlemlenen çıkış gerilimleri istenilen gerilim dalgalanması sınırları arasında kalmaktadır.

Tablo 5. 1: AA Giriş Gerilimine Göre DA Çıkış ve Hat Regülasyonları

AA Giriş Gerilimi	12V DA Çıkış	Hat Regülasyonu
150	12,48	4,0%
160	12,49	4,1%
170	12,50	4,2%
180	12,52	4,3%
190	12,52	4,3%
200	12,54	4,5%
210	12,54	4,5%
220	12,54	4,5%
230	12,55	4,6%
240	12,55	4,6%
250	12,60	5,0%
260	12,60	5,0%

Şekil 5.12’de 150V ile 260V arasında değişen AA giriş gerilimlerine göre DA çıkış gerilimleri grafiği elde edilmiştir.

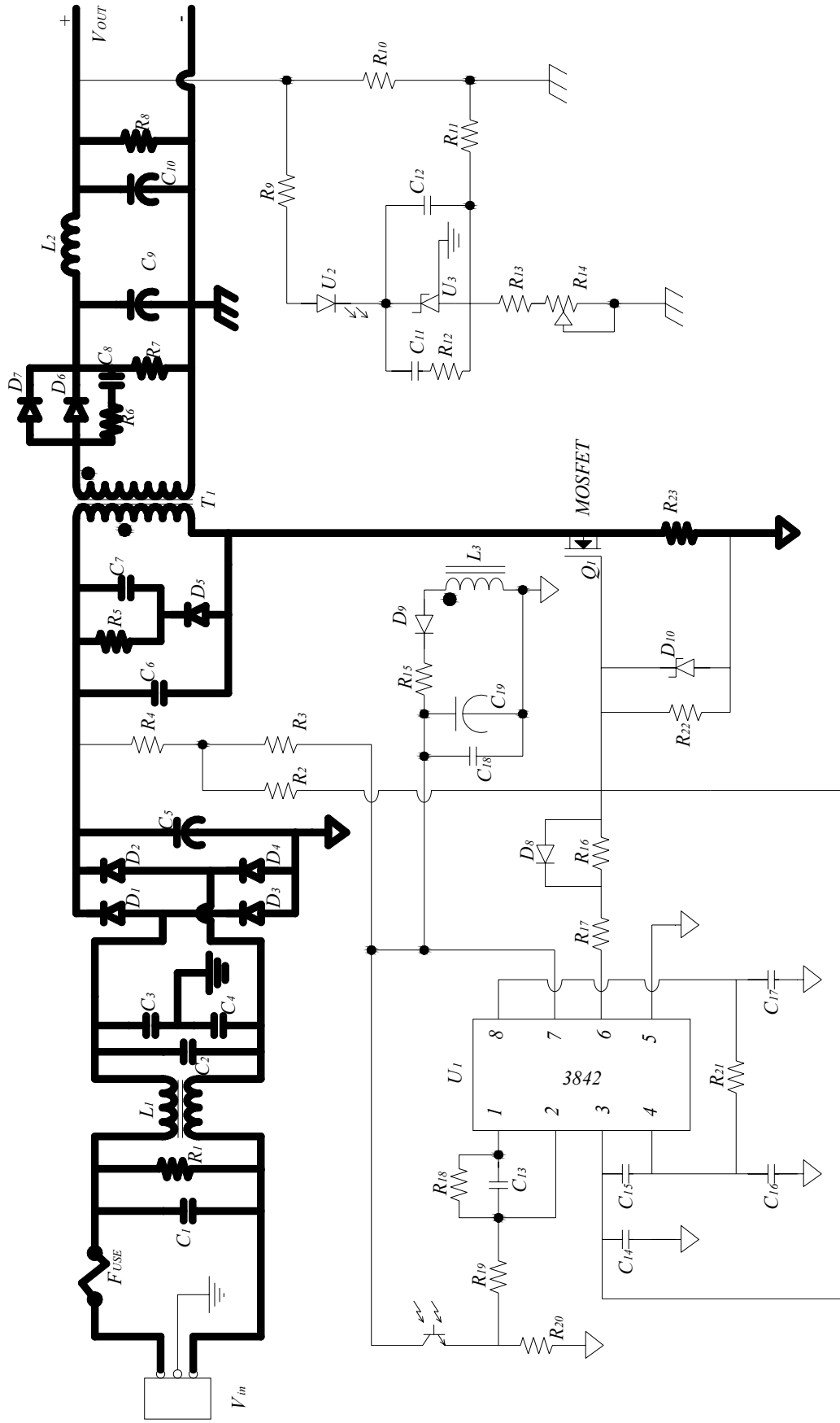


Şekil 5. 12: Değişen Giriş Gerilimine Göre 12V DA Çıkış Gerilimi

Tablo 5.2’de tasarlanan geri yön (flyback) devrede kullanılan malzeme listesi yer almaktadır. Geri yön (flyback) uygulama devre şeması Şekil 5.13’te görülmektedir.

Tablo 5. 2: Tasarlanan Devrede Kullanılan Elemanlar

Kullanılan Elemanlar			
Malzeme	Değer	Malzeme	Değer
U1	UC3842	D7	MUR460
U2	PC817	D8	1N4148
U3	TL431	D9	1N4937
T1	Transformer	D10	1N5819
C1	150 nF	R1	680k
C2	150 nF	R2	680k
C3	150 nF	R3	100k
C4	150 nF	R4	100k
C5	33 μ F	R5	100k
C6	100pF	R6	22
C7	680pF	R7	2.2k
C8	1nF	R8	202k
C9	1000 μ F	R9	1k
C10	2200 μ F	R10	10k
C11	220nF	R11	1k
C12	100nF	R12	1k
C13	10nF	R13	2k
C14	220pF	R14	1k
C15	470pF	R15	33
C16	2.2nF	R16	22
C17	10nF	R17	5.6
C18	10nF	R18	10k
C19	47 μ F	R19	5.1k
L1	BSF2125	R20	1k
D1,D2,D3,D4	Köprü Diyot	R21	18k
D5	MUR460	R22	5.1k
D6	MUR460	R23	0.33



Şekil 5. 13: Geri Yön (Flyback) Uygulama Devre Şeması

6. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Bu çalışmada anahtarlama güç kaynaklarının birbirlerine göre üstünlük ve sakıncaları belirtilmiş, devre tasarım parametreleri incelenmiştir. 150V – 260V AA giriş geriliminde, çıkış gerilimi 12V DA, çıkış akımı 2,5A, çıkış gücü 30W olan akım kontrollü geri yön (flyback) anahtarlama güç kaynağı tasarlanmıştır. Bu devrenin kontrolü anahtar akımından alınan geri besleme işareti ile yapılması sonucu, anahtar akımının sınırlanmasıyla ek bir devreye ihtiyaç kalmamıştır. Çıkış endüktans akımından geri besleme işareti alınarak çıkış sabit akım kaynağı gibi davrandığı için, çıkışta filtre elemanı olarak kondansatörün etkili olması sonucu sistemin yük değişimlerine cevap hızı gerilim kontrollüye göre daha fazladır.

Pratikte geri-dönümlü güç kaynağında güç transformatörünün giriş sargılarında ve çıkış sargılarında oluşan kaçak endüktans, mosfetin çıkış sığa değeri (C_{OSS}) ile transformatör sargısının sığa (C_{XT}) değerlerin toplamının oluşturduğu kaçak sığa vardır. Pratikte transformatör imalatında kullanılan yalıtım malzemelerinin hiçbiri mutlak yalıtım sağlamamakta, transformatörler anma geriliminde işletmede çalışırken yalıtım malzemelerinden küçük mertebelerde de olsa kaçak akımlar geçmekte ve bu akımlar küçük mertebelerde yalıtım kayıpları yaratmaktadır. Bu kaçak devre elemanları güç kaynağının performansını etkilemektedir.

Geriyön (flyback) dönüştürücünün yapısı basittir çok çıkışlı güç kaynağı yapmak kolaydır. Bu çoklu sekonder sargıların çıkış doğrultucularının ve filtreleme kondansatörlerinin devreye basitçe eklenmesiyle sağlanabilir. Süreksiz modda anahtarlama kaybı yoktur. Geri besleme işareti için çıkış üzerindeki gerilim düşümüne bağlı olan hatalara sebep olmaksızın, geri besleme devresinde yalıtım sağlayacak ilave bir sargı yerleştirmek mümkündür. Geri besleme devresi TL431 kullanılarak sağlanmıştır. Giriş devresi ile çıkış devresi arasında optik bağlayıcı ile tam yalıtım elde edilmiştir. Giriş devresinde oluşabilecek gerilim yükselmeleri veya

kısa devre gibi durumlarda çıkış devresi, bağımlı devreler ve bu sistemlerin bu durumdan etkilenmesi önlenmiştir.

Geri yönlü (flyback) dönüştürücünün diğer bir avantajı, transformatör sekonder sargılarını arttırmak suretiyle birbirinden yalıtılmış çok sayıda güç kaynağı elde edilebilir. Geriyönlü dönüştürücüler sağladığı avantajlar nedeniyle yaygın olarak kullanılmakta ve hergeçen gün yeni montaj şekilleri geliştirilmektedir.

Sürekli çalışma durumunda ilk aralıkta mosfetin iletme girmesiyle C_{OSS} ile C_{XT} deşarj olur. Bu kondansatörlerin bir önceki periyodun sonunda depo ettikleri enerji, iletim aralığının başlangıcında mosfet üzerinde harcanır. Bu enerji parazitlik kondansatörlerdeki gerilimin karesi ile orantılıdır. Bu nedenle yüksek değerli parazitlik kondansatörleri özellikle giriş geriliminin yüksek olduğunda güç kaynağının verimini azaltır. İletim aralığının başlangıcında kaçak endüktansların etkisi azdır çünkü transformatörün üzerinde depolanmış enerjisi yoktur ve çıkış akımının başlangıç değeri sıfırdır.

İkinci aralıkta mosfet kesime girer. Giriş sargısında depolanan enerji çıkışa aktarılır. Bu aktarım esnasında giriş sargılarındaki kaçak endüktans giriş sargı akımının değişmesine, çıkış sargılarındaki kaçak endüktans ise çıkış sargısı akımının değişmesine engel olmaya çalışır. Giriş sargı akımı devre gerilimi ve kaçak endüktans değerinin belirlediği eğim ile azalır, çıkış sargı akımı da devre gerilimi ve kaçak endüktansın belirlediği eğim ile artmaktadır. Azalan giriş sargı akımı C_{OSS} ve C_{XT} 'nin V_{ms} gerilimine kadar şarj olması ile son bulur. Kaçak endüktansın neden olduğu bu maksimum gerilim kaçak darbe gerilimi (leakage spike) olarak tanımlanmaktadır. Pratikte bu gerilimin mosfetin V_{DSS} değerini geçmemesi gerekmektedir. Güç kaynağında kaçak endüktansdan dolayı meydana gelen kaçak darbe gerilimi sınırlama devresi kullanılarak mosfet korunmuştur. Sınırlama devresinin etkisi Şekil 5.7'de verilmiştir. Buradan da görüleceği gibi transformatörlerin kaçak endüktansından dolayı güç anahtarı üzerinde oluşan gerilim dalgalanması sınırlama devresi kullanılarak güç anahtarının zarar görmesi engellenmiştir.

Üçüncü çalışma aralığında ise transformatörde depo edilen enerji çıkışa transfer edilmiştir. Çıkıştan girişe yansıyan gerilim sifıra düşer ve mosfet üzerindeki gerilim düşümü giriş DA voltajına eşit olur. Gerilimin düşmesi ile kaçak sığa ile giriş kaçak endüktansı arasında rezonans oluşur. Rezonans, kayıp nedeniyle azalarak devam eder. Mosfetin iletme girmesiyle rezonans biter ve kaçak sığalar mosfet üzerinden deşarj olur.

LT-Spice programı ile simule edilerek, teori ve pratikteki sonuçları elde edilmiştir. Pratik olarak gerçekleşen güç kaynağı beklenen özellikleri sağlamaktadır. Çıkış dalga şekilleri simülasyon sonuçları Bölüm-4'de, ölçüm sonuçları Bölüm-5'de görülmektedir.

Transformatörün kaçak endüktansından dolayı güç anahtarı üzerinde oluşan kaçak gerilim dalgalanması sınırlama devresi kullanılarak güç anahtarının zarar görmesi engellenmiştir. Çalışmanın geliştirilebilmesi için devrenin doğrultucu girişine eklenecek pasif veya aktif güç faktörü düzeltme devresi ile güç faktörü düzeltilebilir. Kullanılan transformatörün değiştirilmesi ile başka elektronik cihazların beslenmesinde kullanılabilir.

KAYNAKLAR

- [1] Brown, M., “Practical Switching Power Supply Design”, *Academic Press*, Toronto, (1990).
- [2] Gülgün, R., “Güç Elektroniği”, 2. Baskı, *Beta Yayınevi*, İstanbul, (1999).
- [3] Bodur, H., “Güç Elektroniği Ders Notları”, *Yıldız Teknik Üniversitesi Mühendislik Fakültesi*, İstanbul, (2001).
- [4] Yıldırım, S., “Anahtarlama Güç Kaynakları Performansının Teorik ve Uygulamalı Olarak İncelenmesi”, Yüksek Lisans Tezi, *Marmara Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, İstanbul, (2007).
- [5] Tuncay, N., Gökaşan, M., Bogosyan, S., “Güç Elektroniği Çeviriciler, Uygulamalar ve Tasarım”, *Literatür Yayınevi*, İstanbul, (2003).
- [6] Presmann, A.I., “Switching Power Supply Design”, *McGraw-Hill Inc.*, New York, (2005).
- [7] Rashid, M. H., “Power Electronics Handbook”, *Academic Press*, San Diego, (2001).
- [8] Akdere, M., “Anahtarlama Güç Kaynakları ve Televizyonlarda Uygulanması”, Yüksek Lisans Tezi, *Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, Ankara, (2006).
- [9] Rozenblat, L., *Topology Selection of the Output Converter in An Offline Switching Power Supply* [online], <http://www.smeps.us/Topologyselector.pdf> (Ziyaret tarihi: 22 Eylül 2008).
- [10] Brown, M., “Power Supply Cookbook”, *Newnes Press*, Boston, (2001).
- [11] Trzynadlowski, M., “Introduction to Modern Power Electronics”, *John Wiley & Sons Inc.*, New York, (1998).
- [12] Bell, B., “Introduction to Push-Pull and Cascaded Power Converter Topologies”, *National Semiconductor*, Application Note Number 0710, July, (2003).
- [13] Andreyck, W.M., “Phase-Shifted, Zero Voltage-Transition Design Considerations and the UC3875 PWM Controller”, *Unitrode Product & Applications Handbook*, (1993).

- [14] Colonel, W., McLyman, T. “Push-Pull Converter Design Using a CoreMaster E2000Q Core”, *CoreMaster International Inc*, Application Note Number AN109, September, (1994).
- [15] Bensch. P., “LM 5030 100 V Push-Pull Current Mode PWM Controller”, *National Semiconductor Corp*, Application Note Number LM5030, January, (2004).
- [16] Palczynski, J., “UC3846, UC3856 and UCC3806 Push Pull PWM Current Mode Control ICs ”, *Unitrode Corp*, Design Note Number SLUA178, November, (1999).
- [17] Yang, I.S., “A180W, 100KHz Forward Converter Using QFET”, *FairChild Semiconductor Corp*, Application Note Number AN9015, July, (2000).
- [18] On Semiconductor, “Switchmode Power Supplies Reference Manual and Desing Guide”, *On Semiconductor*, Rev. 3A, SMPSRM/D, USA, (2002).
- [19] Fairchild Semiconductor, “Design Guidelines for Off-line Flyback Converters Using Fairchild Power Switch (FPS)”, *Application Note AN4137*, Rev 1.2.0, (2002).
- [20] Hren, A., Korelic, J., Milanovic, M., “RC-RCD Clamp Circuit for Ringing Losses Reduction in a Flyback Converter”, *IEEE Transactions on Circuit And Systems-II*, (2006).
- [21] Linear Technology, Design Simulation and Device Models [online], <http://www.linear.com/designtools/software/#Spice> (**Ziyaret tarihi: 16 Ekim 2008**).
- [22] DataSheet Catalog, Online Datasheet Source for Electronic Components and Semiconductors [online], <http://www.datasheetcatalog.com/> (**Ziyaret tarihi: 16 Ekim 2008**).

ÖZGEÇMİŞ

1981 yılında İzmir’de doğdu. İlk öğrenimini Müdafai Hukuk İlköğretim Okulunda, orta öğrenimini Orhan Sinan Hamzaoğlu İlköğretim okulunda tamamladı. Yabancı Dil Ağırlıklı Pendik Lisesi Fen Bilimleri Bölümünden mezun oldu. 2004 yılında Kocaeli Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik Mühendisliği Bölümünü bitirdikten sonra Kocaeli Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Müh. A.B.D.’da Yüksek Lisans eğitimine başladı. Şuanda özel bir şirkette ürün sorumlusu olarak görev yapmaktadır.