

**YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

168268

**FLY-BACK DEVRE TASARIMI
ve DC MOTOR KONTROLÜ**

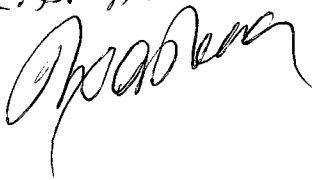
Elektrik Müh. Hikmet APAYDIN

**F.B.E Elektrik Müh. Anabilim Dalı, Elektrik Mühendisliği Kontrol ve Otomasyon Programında
Hazırlanan**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Tez Danışmanı: Yrd. Doç. Dr. Kayhan GÜLEZ



Prof. Dr. Halit PASTA


Doç. Dr. İsmail FUKSET


İSTANBUL, 2005

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
SİMGE LİSTESİ	iii
KISALTMA LİSTESİ	vii
ŞEKİL LİSTESİ	viii
ÇİZELGE LİSTESİ	x
ÖNSÖZ	xi
ÖZET	xii
ABSTRACT	xiii
1 GİRİŞ	1
2 DC MOTORUN YAPISI ve KONTROLÜ	4
2.1 Giriş	4
2.2 Serbest Uyarımlı Doğru Akım Motorunun Eşdeğer Devresi	4
2.3 Hız Kontrol Metotları ve Değişimleri	7
2.4 Serbest Uyarımlı Doğru Akım Motorunda Hız Kontrol Düzenleri	8
3 ANAHTARLAMALI GÜÇ KAYNAKLARI (AGK, SMPS)	11
3.1 Tanım ve Sınıflandırma	11
3.2 Güç Kaynaklarından Beklenen Önemli Özellikler	11
3.3 Güç Kaynaklarının Karşılaştırılması	12
3.4 Lineer Güç Kaynaklarına Genel Bakış	12
3.5 Anahtarlama Güç Kaynakları	13
3.5.1 Tanım ve DC-DC Dönüştürme Kavramı	13
3.5.2 Anahtarlama Güç Kaynaklarının Sınıflandırılması	15
3.5.3 Darbe Genişlik Modülasyonu (PWM) Tekniği	16
3.6 Endüktanslı Anahtarlama Güç Kaynakları	17
3.6.1 Düşürücü (Buck) AGK	17
3.6.2 Yükseltici (Boost) AGK	23
3.6.2.1 Yükseltici AGK Uygulamaları	24
3.6.3 Düşürücü-Yükseltici (Buck-Boost) AGK	26
3.7 Temel Anahtarlama Güç Kaynaklarının Karşılaştırılması	29
3.8 Transformatörlü AGK Devreleri	30
3.8.1 Geri Dönüşlü (Fly-back) AGK	30
3.8.2 İleri Yönde (Forward) AGK	32
3.8.3 Push-Pull AGK	33
3.8.3.1 Push-Pull AGK Transformatörü	34
3.8.3.2 Push-Pull AGK Transistörü	34
3.8.3.3 Push-Pull AGK Avantaj ve Dezavantajları	35
3.8.4 Yarım Köprü (Half Bridge) AGK	36
3.8.5 Tam Köprü (Full Bridge) AGK	37

4	GERİ DÖNÜŞLÜ GÜÇ KAYNAKLARI ve ÇALIŞMA ŞEKİLLERİ.....	40
4.1	Giriş	40
4.2	FB Güç Kaynağının Özellikleri.....	41
4.3	FB Güç Kaynağının Çalışması	42
4.3.1	Modelin İdeal Olması Durumunda Kesintili Çalışma Modu	43
4.3.2	Modelin İdeal Olması Durumunda Kesintisiz Çalışma Modu	45
4.3.3	Modelin İdeal Olması Durumunda Kesintili ve Kesintisiz Çalışma Modu.....	46
5	GERİDÖNÜŞLÜ GÜÇ KAYNAKLARININ TASARIMI	50
5.1	Giriş	50
5.2	Temel Parametrelerin Belirlenmesi	50
5.3	AC Giriş Gerilimi En Düşük İken V_{OR} ve V_{MIN} Kullanılarak D_{MAX} 'ın Elde Edilmesi.....	54
5.4	Primer Akımının Belirlenmesi	55
5.5	Primer Akımının I_{AVG} , I_P , I_R Ve I_{RMS} Parametrelerinin Elde edilmesi	55
5.6	Güç ve Sıcaklık Sınırının İncelenmesi	56
5.7	Primer Endüktansının Belirlenmesi.....	57
5.8	Çıkış Gücüne Göre Nüve ve Bobin Seçilerek A_e , L_e , A_L ve B_w 'Nin Belirlenmesi.....	57
5.9	Sekonder I_{SP} , I_{SRMS} , I_{RIPPLE} , DIA_s , OD_s Parametrelerinin Elde Edilmesi.....	60
5.10	Çıkış Diyotlarının Seçimi	61
5.11	Köprü Doğrultucunun Seçimi.....	62
5.12	Çıkış Kondansatörünün ESR Değeri'nin Seçimi.....	62
6	UYGULAMA DEVRESİ SONUÇLARI VE ANALİZLERİ	63
6.1	Devre Şeması ve Fotoğrafları	63
6.2	Güç Kaynağının Özellikleri.....	64
6.3	Uygulama Devresinin Tanıtımı	64
6.4	Kullanılan Elemanlar	64
6.5	Transformatör Yapısı.....	66
6.5.1	Elektriksel Yapısı	66
6.5.2	Transformatörün İç Yapısı	66
6.5.3	Transformatörün Sarım Sayıları	66
6.6	Devrenin Performansı.....	67
6.6.1	Verim	67
6.6.2	Sıfır Yükte Giriş Gücü	67
6.7	Dalga Şekilleri	68
6.7.1	Çıkış Gerilim Start-Up Profili	68
6.7.2	Geçici Yük Cevabı (%75 ve %100 Yük Basamağı).....	68
6.8	Uygulama Devresinin MATLAB'da Simülasyonu	69
6.8.1	Çıkış Geriliminin ve Akımının Simülasyon Sonuçları.....	70
6.8.2	Ölçme Sonuçları	71
	KAYNAKLAR.....	72
	ÖZGEÇMİŞ.....	73

SİMGE LİSTESİ

I_a	Endüvi akımı
I_f	Uyarma akımı
Emk	Elektro motor kuvveti
U_f	Uyarma gerilimi
R_f	Uyarma direci
L_f	Uyarma endüktansı
E	Gerilim
M_d	Döndürme momenti
P_{km}	Sürtünme ve vantilasyon kayıpları
P_m	Mekaniksel güç
$P_ç$	Çıkış gücü
P_g	Giriş gücü
U_a	Endüvi gerilimi
P_{ke}	Motor endüvisinde meydana gelen güç
R_a	Endüvi direnci
$P_{sür}$	Sürtünme kayıpları
P_{van}	Vantilasyon kayıpları
ω	Açısal hız
n_e	Hata değeri
n_c	Kontrol sinyalinin değeri
DC	Doğru akım
AGK	Anahtarlama güç kaynakları
U_{gmin}	Giriş geriliminin minimum değeri
U_{CESat}	Transistör doyum gerilimi
C_1	Giriş kondansatörü
C_2	Çıkış kondansatörü
AC	Alternatif akım
U_{ref}	Referans gerilimi
U_{ger}	Kontrol gerilimi
PWM	Darbe genişlik modülasyonu
λ	Bağıl iletim süresi
T_1	Transistörün iletim süresi
T_2	Transistörün kesim süresi
T_P	Toplam periyot
V_r	Referans gerilim
V_f	Geribesleme gerilimi
V_c	Kontrol gerilimi
V_{st}	Testere dişi gerilimi
U_D	Diyot gerilimi
D	Diyot
T_{ON}	Transistörün iletim süresi
L	Endüktans
C	Kapasite
I_T	Transistör akımı
I_D	Diyot akımı
I_L	Endüktans akımı
f_p	Anahtarlama (Darbe) frekansı
I_g	Giriş akımı
$I_ç$	Çıkış akımı

I_{Lmax}	Endüktans akımının maksimum değeri
U_C	Kondansatör gerilimi
I_C	Kondansatör akımı
Δt	Zamanın değişim miktarı
U_{Cmax}	Kondansatörün maksimum gerilimi
V	Volt
W	Watt
A	Amper
VA	Volt amper
a	Dönüştürme oranı
N_1	Primer sarım sayısı
N_2	Sekonder sarım sayısı
U_{Lg}	Primer gerilimi
$U_{Lç}$	Sekonder gerilimi
I_{Lg}	Primer akımı
$I_{Lç}$	Sekonder akımı
L_g	Primer endüktansı
$L_ç$	Sekonder endüktansı
T	Transistör
Hz	Frekans değeri
f_R	Rezonans frekansı
f_s	Anahtarlama frekansı
f	Frekans
FB	Fly-back
V_{IN}	Köprü doğrultucu çıkışındaki gerilimin DC değeri
$V_{DS(ON)}$	Mosfet'in iletim gerilim düşümü
L_P	Henry cinsinden transformatörün primer endüktansıdır
ns	Nano saniye
η	Verim
V_{ACMIN}	Giriş geriliminin minimum değeri
V_{ACMAX}	Giriş geriliminin maksimum değeri
V_{OR}	Sekonderden yansıyan gerilim
V_{CLO}	Zener kırpm gerilimi
V_{DS}	Mosfet'in iletim gerilim düşümünün ortalaması
I_{AVG}	Şebeke gerilimi minimum olduğunda giriş akımının ortalaması
I_P	Tepe akımı
I_R	Dalgalanma akımı
I_{RMS}	Dalgalanma akımı
I_{LIMIT}	Akımın limit değeri
T_J	Jonksiyon sıcaklığı
θ_{JA}	Termik direnç
N_B	Bias sarım sayısı
L_g	Nüvenin hava boşluğu
OD	Primer telinin dış çapı
OD_S	Sekonder telinin dış çapı
DIA	Çıplak primer telinin dış çapı
DIA_S	Çıplak sekonder telinin dış çapı
V_B	Bias gerilimi
V_{DB}	Bias doğrultucu diyotunun gerilimidir
BW_E	Etkin bobin genişliği

BW	Fiziksel genişlik
M	Sınır
CMA	Bobin telinin akım kapasitesi
DIA	Çap
AWG	Tel ölçü birimi
B _M	Nüvedeki maksimum akı yoğunluğu



KISALTMA LİSTESİ

AGK	Anahtarlamaalı güç kaynakları
LGK	Lineer güç kaynakları
SMPS	Switched mode power supplies
PWM	Darbe genişlik modülasyonu
AC	Alternatif akım
DC	Doğru akım
VA	Volt amper
FB	Fly-Back
V	Volt
W	Watt
A	Amper



ŞEKİL LİSTESİ

	Sayfa
Şekil 2.1 Doğru akım motorlarının çalışma bölgeleri	4
Şekil 2.2 Serbest uyarımlı doğru akım motorunun eşdeğer devresi	5
Şekil 2.3 Serbest uyarımlı doğru akım motorunun güç akış diyagramı	6
Şekil 2.4 Endüvi gerilimi ve akıya bağlı hız-moment karakteristiği.....	8
Şekil 2.5 Hıza göre gerilim, akım, ters emk karakteristiği.....	8
Şekil 2.6 Serbest uyarımlı doğru akım motorunda güç ve moment ile uyarma ve endüvi akımlarının devir sayısına bağlı değişimleri.....	9
Şekil 2.7 Serbest uyarımlı bir doğru akım motor sürücüsüne ait kapalı çevrim kontrol sistemi blok diyagramı.....	10
Şekil 3.1 Genel bir AGK blok diyagramı.....	11
Şekil 3.2 Lineer güç kaynaklarına ait blok diyagramı ve dalga şekilleri	12
Şekil 3.3 Özelleştirilmiş bir AGK blok diyagramı.....	14
Şekil 3.4 PWM metodu ile kontrol sinyali üretilmesi	17
Şekil 3.5a Düşürücü AGK devre şeması	18
Şekil 3.5b $\lambda = 2 / 3$ için temel dalga şekilleri.....	18
Şekil 3.6a Yükseltici AGK devre şeması	25
Şekil 3.6b $\lambda = 2 / 3$ için temel dalga şekilleri.....	25
Şekil 3.7a Düşürücü -Yükseltici AGK devre şeması	28
Şekil 3.7b $\lambda = 2 / 3$ için temel dalga şekilleri.....	28
Şekil 3.8a Geri dönüşlü (Flyback) AGK devre şeması	31
Şekil 3.8b $\lambda = 2 / 3$ için temel dalga şekilleri.....	31
Şekil 3.9 İleri yönlü (Forward) AGK devre şeması	32
Şekil 3.10 Push-Pull AGK devre şeması.....	33
Şekil 3.11 Yarım köprü (Half bridge) AGK devre şeması.....	37
Şekil 3.12 Tam köprü (Full bridge) AGK devre şeması	39
Şekil 4.1 FB güç kaynağının temel devresi	41
Şekil 4.2 FB güç kaynağında kesintili çalışma modu	44
Şekil 4.3 FB güç kaynağında kesintisiz çalışma modu	46
Şekil 4.4 Modelin ideal olmaması durumunda kesintili modda çalışma.....	47
Şekil 4.5 İdeal olmayan modelde kesintisiz çalışma modundaki değişimler	49
Şekil 5.1 Giriş geriliminin değişim grafiği	51
Şekil 5.2 Giriş gerilimi 110/115 VAC ,350VAC'lik Top-switch ve $V_{OR}=60V$ iken kullanılacak zenerin gerilim diyagramı	52
Şekil 5.3 Giriş gerilimi 230 VAC ,700VAC'lik Top-switch ve $V_{OR}=135V$ iken kullanılacak zenerin gerilim diyagramı	53
Şekil 5.4 100/115 VAC (230 VAC) giriş için D_{MAX}	54
Şekil 5.5 Üniversal (85V-265VAC) giriş için D_{MAX}	54
Şekil 5.6 Kesintisiz mod	55
Şekil 5.7 Kesintili mod	55
Şekil 6.1a Uygulaması yapılan devrenin genel şematigi.....	63
Şekil 6.1b Uygulama devresinin fotoğrafı	63
Şekil 6.2 Transformatörün sarım şekli	66
Şekil 6.3 Transformatör yapım diyagramı.....	66
Şekil 6.4 Verim, oda sıcaklığında ve 50Hz'de	67

Şekil 6.5 Yüksüz, oda sıcaklığında ve 50Hz’de giriş gücünün değişimi 67

Şekil 6.6 220 V AC giriş gerilimine bağlı olarak çıkış gerilim start-up profili 68

Şekil 6.7 220V AC giriş geriliminde %75 ve %100 için geçici yük cevabı 68

Şekil 6.8 Uygulama devresinin MATLAB’da simülasyonu 69

Şekil 6.9 Çıkış gerilimin değişimi 70

Şekil 6.10 Çıkış akımının değişimi 70

Şekil 6.11 Tam yük altında çıkış gerilimi 71



ÇİZELGE LİSTESİ

- Çizelge 3.1 Güç kaynaklarının karşılaştırılması
- Çizelge 3.2 Anahtarlamaı temel DC-DC dönüştürücülerin karşılaştırılması
- Çizelge 6.1 Güç kaynağının özellikleri
- Çizelge 6.2 Transformatörün sarım sayıları



ÖNSÖZ

Bu tezde anahtarlamalı güç kaynakları ve onun bir kolu olan geri dönüşlü güç kaynağı incelenmiştir. Bu tezin uygulama ve teori kısmında bana destek olan yardımlarını esirgemedi gösteren ve beni bir çok yeni uygulama alanlarına yönlendiren hocam Kayhan Gülez'e teşekkür ederim. Hiçbir fedakarlıktan kaçınmayan aileme özellikle babam Ali Apaydın ve annem Zübeyde Apaydın'a, ablalarım İlknur ve M. İlkay Apaydın'a değerli abim Nazım Apaydın ve Metin Toprak'a teşekkür ederim. Sürekli yanımda olan ve beni hiçbir zaman yalnız bırakmayan kardeşim Cem Temizel'e ve son olarak ta canım arkadaşlarım A.Güneş Erdem, Umut Kılıç, Demir Ok, Hıfısı Peker ve Uygur Kılıç'a teşekkürlerimi sonsuz bir borç bilirim.



ÖZET

Gün geçtikçe daha çok uygulama alanı bulan DC – DC dönüştürücüler, anahtarlama ve rezonanslı olmak üzere iki genel gruba ayrılır. Sabit frekanslı ve kolay olan darbe genişlik modülasyonu (PWM), yüksek güç yoğunluğu ve hızlı cevap gibi çok sayıda avantaja sahip olan anahtarlama dönüştürücülerin tek dezavantajı, güç elemanlarının iletim ve kesime girme işlemlerinin sert anahtarlama (HS) altında gerçekleşmesidir.

Bu çalışmada, anahtarlama güç kaynakları genel olarak incelenmiş ve bu gruba giren geri dönüşlü (fly-back) anahtarlama güç kaynağına genel yer verilmiştir. Bu çalışma incelendiğinde fly-back devreleri hakkında genel bilgiler ve de istenecek bir durumda bu devrelerin nasıl tasarlanacağı anlatılmıştır. Uygulaması da yapılmış olan bu devrelerin en önemli özelliği tasarımı en kolay olan ve en az eleman kullanılan güç kaynağı olmasıdır. Bunun yanında toprak yalıtımı sağlaması ve anahtarlama transistörü kolektör akımının, transformatörün sarım oranı kadar düşük olması geri dönüşlü AGK'nın avantajları arasındadır. Transformatörün optimum kullanılmaması büyük oluşturma ve çıkış gerilimindeki dalgalanmanın yüksek oluşu bu güç kaynağının dezavantajlarıdır.

Yine bu çalışmanın sonunda yapılan uygulama devresi ile DC motorların kontrolüne değinilmiştir. Bu nedenle inceleme içerisinde DC motorların genel yapısı ve de kontrol şekilleri de bulunmaktadır. İnceleme sonucunda uygulama devresinin çıkış gerilimi olan 12V ile çok kolay bir şekilde DC motorun kontrol edildiği görülmüştür.

Anahtar kelimeler: DC motor, Anahtarlama Güç Kaynakları, Fly-Back güç kaynakları, Fly-Back devre tasarımı.

ABSTRACT

The DC-DC converters find more application areas from day to day. They have some advantages. These are fixed frequency, PWM, high power density and fast answer. On the other hand power members works under hard switching (HS).

In this work, in general switched mode power supplies (SMPS) and fly-back converters are examined. If this thesis is examined who will find general information about fly-back switched mode power supplies and explain how can it project. These converters advantages are easy project and less member. In addition to fly-back switched mode power supplies have isolation. This feature is advantages of these circuits. But they have a few disadvantages; transformer bigger than the others and high wave in output voltage.

Final of in this work can be found practice circuit and controls of DC motors. That's why this thesis has general information of DC motors and sort of control technics about DC motors.

Key words : DC motor, Switched Mode Power Supplies, Fly-Back Switched Mode Power Supplies, design of a Fly-Back circuit.



1. GİRİŞ

Entegre yarı iletken teknolojisindeki gelişmelerle birlikte elektronik ürünlerde verimle birlikte boyut ve ağırlık da önem kazanmaktadır. Lineer güç kaynaklarında 5A ve daha yüksek akımlarda kayıplar çok yükseldiği için geniş hacimli ısı kanallarına ihtiyaç doğmaktadır. Geniş hacimli 50 Hz giriş transformatörleri de düşünüldüğünde lineer güç kaynakları, büyük güçlerde çalışan bir elektronik sistemin en çok yer işgal eden ve en verimsiz parçaları olurlar.

Lineer güç kaynaklarına alternatif güç kaynakları 1960'ların başında yaygın olarak kullanılmaya başlanmıştır. Anahtarlama Güç Kaynakları (AGK-SMPS) olarak adlandırılan bu güç kaynaklarında hızlı çalışan bir transistör giriş gerilimini anahtarlama için kullanılır. Anahtarın darbe / periyot oranı (duty cycle) değiştirilerek çıkışa verilen ortalama DC gerilim değiştirilebilmektedir. Şebeke gerilimi ve çıkış yükündeki değişikliklere karşı, çıkıştan alınan bir gerilim örneği ile bir referans gerilim karşılaştırılıp anahtarın darbe / periyot oranı kontrol edilmekte ve bu sayede regülasyon sağlanmaktadır.

Son zamanlarda anahtarlama güç kaynaklarına $120-360 \text{ mw/cm}^3$ değerinde çıkış yükü güç yoğunluğuna ulaşabilmektedir. Bir üçüncü güç kaynağı çeşidi olan rezonans devreli güç kaynakları ile $1200-2400 \text{ mw/cm}^3$ çıkış yükü güç yoğunluğu alınabilmektedir.

Anahtarlama güç kaynakları genel olarak düzensiz ve çok dalgalı bir DC gerilimden düzenli ve az dalgalı DC gerilim elde etmeye yarar. Bu kaynak çeşidinin birkaç tane avantajı sayılmak istenirse yüksek verimi ve yüksek güç yoğunluğu, düşük fiyatı, düşük hacmi az bakım istemesi, az gürültü sağlaması, yüksek güvenilirliği, düzgün çıkış gerilimi vermesi, ucuz çıkış filtresinin olması, giriş ve çıkış arasında elektriksel izolasyonun bulunması, yüksek güçlere erişebilme, paralel bağlanabilme aşırı akım ve kısa devre korumasının olmasıdır denebilir.

Genel olarak anahtarlama güç kaynaklarında, çıkış güç katındaki yarı iletken kontrollü eleman ya da elemanlar uygun bir frekans ve aralıklarla anahtarlanır, dalgalı bir DC gerilim veya AC gerilim üretilir. DC gerilim doğrudan AC gerilim ise doğrultularak süzülür. Böylece, düzgün ve ayarlanabilen veya regüleli bir DC gerilim elde edilmiş olur.

Anahtarlamaalı temel DC – DC dönüştürücüler, bir kontrollü yarı iletken güç elemanı, bir yarı iletken güç diyotu ve bir anahtarlama endüktansından oluşan temel üç elemanın farklı şekillerde baēlanmasıyla elde edilmiştir. Ayrıca, çalışma frekansına göre endüktans deēerinin yeterince büyük olduēu ve böylece endüktanstan geçen akımın genellikle kesintisiz ve düzgün olduēu kabul edilmektedir.

Anahtarlamaalı DC – DC dönüştürücülerin çalışma prensibi, anahtarlama endüktansın enerji aktarımına dayalıdır. Bu dönüştürücülerde, bir anahtarlama periyodu içerisinde ya güç anahtarı yada güç diyotu iletimdedir. Genellikle, anahtar iletimde iken endüktansa enjekte edilen enerji, diyot iletimde iken çıkışa aktarılır.

Geri dönüşlü (Flyback) güç kaynaēı çıkışında yüksek gerilim elde etmek amacıyla yaygın olarak kullanılan bir anahtarlamaalı güç kaynaēı (AGK) türüdür. Kullanılan eleman sayısının azlıēı ve ekonomik olmasından dolayı son zamanlarda düşük gerilim ve orta güç uygulamalarında hızla yaygınlaşmaya başlamıştır.

Bu araştırmada izolasyonlu, regüleli ve korumalı AGK tasarımı üzerinde inceleme yapılacak ve tasarım örnekleri verilecektir. AGK'nın çalışma frekansının yüksek olması, güç kaynaēının hacminin küçük olmasını saēladıēından, çalışma frekansı $f = 100$ kHz civarında seçilecektir. Giriş geriliminin 85-265 VAC ve 195-265 VAC olması durumunda farklı çıkış güçlerinde 100W'a kadar tasarımın nasıl yapılacaēı incelenecektir.

Doēru akım motorlarının en önemli tercih nedenleri mükemmel özellikleri ve kontrol karakteristikleridir. Tek önemli dezavantajları ise fırça ve kolektöre sahip olmalarıdır. Kolektör, motor hızını ve gücünü sınırlar, ataletini ve eksenel uzunluēunu arttırır ayrıca periyodik bakıma ihtiyaç duyar.

Fly-back anahtarlamaalı güç kaynakları kullanılan eleman sayısının azlıēı ve PWM tekniēinin kullanılması sebebiyle tercih edilir demiştik. Bu güç kaynaklarının önemli bir özelliēi de çıkış gerilimini regüle etmesidir. Yapılan uygulama devresinin çıkış uçları bir DC motora baēlanmıřtır ve bunun sonucu izlenmiştir.

DC motorun çalışması için gerekli olan 12V'luk DC gerilim Power-integration'a ait TOP245Y adlı entegrenin kullanılmasıyla sağlanmıştır. Çalışma sonunda MATLAB'da hazırlanan devre çalıştırılmış ve çıkışta 12V görülmüştür. Devrenin simülasyonunda verim, entegre devrenin bacak uçlarındaki gerilimi, akımı, yüklü ve yüksüz durumdaki giriş güçleri incelenmiştir.



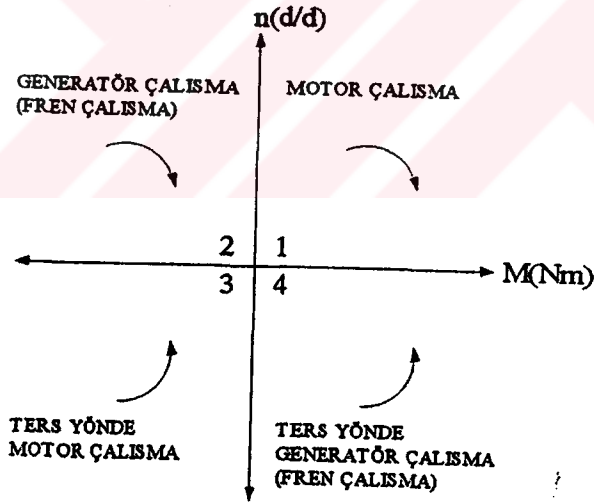
2. DC MOTORUN YAPISI VE KONTROLÜ

2.1 Giriş

Kağıt fabrikalarında, haddehanelerde, çimento fabrikalarında, takım tezgahlarında, tekstil sanayinde ve daha bir çok yerde hızı iki yönde ayarlanabilen ve belli bir doğrultuda sabit tutulabilen motorlara ihtiyaç vardır. Bu maksatla kullanılan motorların başında doğru akım motorları gelir.

Doğru akım motorlarının en önemli tercih nedenleri mükemmel özellikleri ve kontrol karakteristikleridir. Tek önemli dezavantajları ise fırça ve kolektöre sahip olmalarıdır. Kolektör, motor hızını ve gücünü sınırlar, ataletini ve eksenel uzunluğunu artırır ayrıca periyodik bakıma ihtiyaç duyar.

Doğru akım motorlarının hız kontrolünde dört çalışma bölgesi tanımlanır. Bu tanımlamalar Şekil 2.1 de gösterilmiştir.



Şekil 2.1 Doğru akım motorlarının çalışma bölgeleri (İ. Senol - 2002).

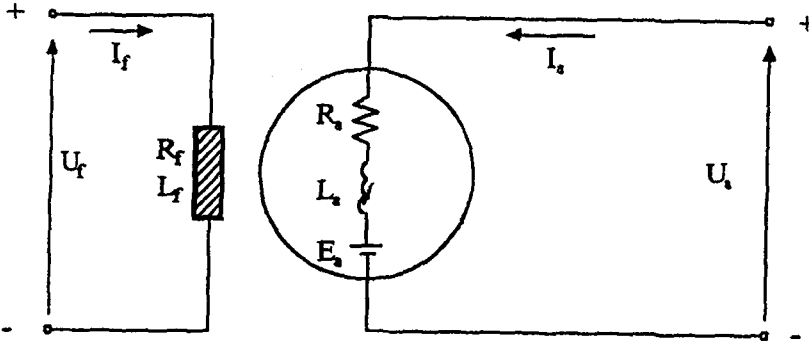
Doğru akım motorları yapılarına göre dört ana gruba ayrılırlar.

- Serbest uyartımlı doğru akım motorları
- Şönt uyartımlı doğru akım motorları
- Seri uyartımlı doğru akım motorları
- Kompund doğru akım motorları

Endüstride en çok kullanılan ve hız kontrolü için en uygun yapıya sahip olan doğru akım motor türü serbest uyarımlı doğru akım motorlarıdır.

2.2 Serbest Uyarımlı Doğru Akım Motorunun Eşdeğer Devresi

Serbest uyarımlı doğru akım motoru Şekil 2.2'deki gibi bir eşdeğer devre ile ifade edilir.



Şekil 2.2 Serbest uyarımlı doğru akım motorunun eşdeğer devresi

(İ. Senol - 2002)

Serbest uyarımlı doğru akım motorunun uyarma sargılarından I_f uyarma akımı, rotor devresinden de I_a endüvi akımı geçer. Motor çalışma esnasında hıza bağlı bir zıt emk ve yük momentini dengelemek için de milinde endüvi akımına bağlı bir mil momenti oluşturur. Serbest uyarımlı doğru akım motorlarında uyarım akımı I_f , endüvi akımı I_a 'dan tamamen bağımsızdır. Bundan dolayı endüvi devresindeki herhangi bir değişiklik uyarma akımını etkilemez. Uyarma akımı, endüvi akımından çok küçüktür. Eşdeğer devreye ait geçici durum denklemleri aşağıdaki gibidir.

$$u_f = R_f i_f + L_f \frac{di_f}{dt} \quad (2.1)$$

$$u_a = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + e \quad (2.2)$$

$$\Phi = k_\alpha i_f \quad (2.3)$$

$$m_d = k_m \Phi i_a = J \frac{d\omega}{dt} + B\omega - m_y \quad (2.6)$$

$$m_d = k_m \Phi i_a = k_m k_\Phi i_f i_a = k_m i_f i_a = J \frac{d\omega}{dt} + B\omega - m_y \quad (2.7)$$

$$k'_e = k'_m \quad (2.8)$$

Geçici rejim sona erip de kararlı hal başladıktan sonra, yukarıdaki eşitlikler geçen zamana bağlı ifadeler sıfır olur. Bundan dolayı kararlı hal için aşağıdaki eşitlikler yazılabilir.

$$U_f = R_f I_f \quad (2.9)$$

$$U_a = R_a I_a + E \quad (2.10)$$

$$\Phi = k_\Phi I_f \quad (2.11)$$

$$E = k'_e I_f n \quad (2.12)$$

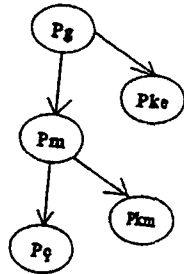
$$M_d = k'_e I_f I_a \quad (2.13)$$

Yukarıdaki eşitliklerden de görüldüğü gibi serbest uyarımlı doğru akım motorunun devir sayısı;

- Endüvi gerilimi U_a kontrol edilerek (Gerilim Kontrolü)
- Uyarma akımı I_f kontrol edilerek (Alan kontrolü)
- Belli bir I_f uyarma akımına karşılık gelen I_a endüvi akımının oluşturacağı moment kontrol edilerek (moment kontrolü)

şeklinde üç değişik şekilde yapılabilir.

Serbest uyarımlı doğru akım motorunun güç akış diyagramı Şekil 2.3'deki gibidir.



Şekil 2.3 Serbest uyarımlı doğru akım motorunun güç akış diyagramı

$$P_g = U_a I_a \quad (2.14)$$

$$P_{ke} = R_a I_a^2 \quad (2.15)$$

$$P_{km} = P_{sür} + P_{van} \quad (2.16)$$

$$P_m = P_g - P_{ke} \quad (2.17)$$

Sürtünme kayıpları ihmal edilirse;

$$P_{\zeta} = P_m \quad (2.18)$$

yazılabilir. Endüvide üretilen mekaniksel güç aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$P_m = E I_a \quad (2.19)$$

P_{ζ} , yani çıkış gücü mekanik bir ifadedir. Bu da aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$P_{\zeta} = \omega M \quad (2.20)$$

Sürtünme ve vantilasyon kayıpları sıfır kabul edildiğinde P_m ve P_{ζ} birbirine eşit olur.

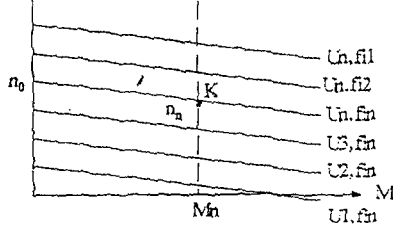
Böylece;

$$E I_a = \omega M \quad (2.21)$$

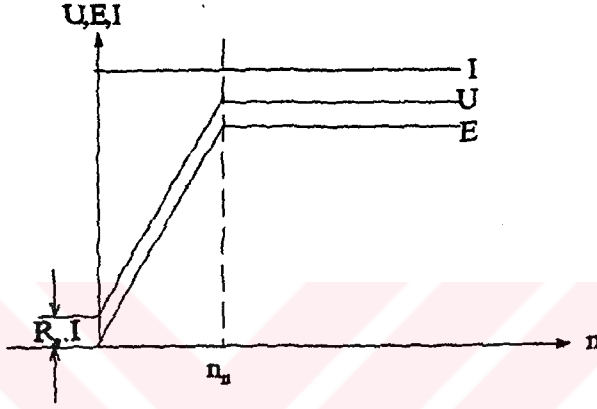
yazılabilir (Abraham I. Pressman, 1991).

2.3 Hız Kontrol Metotları Ve Değişimleri

Serbest uyarımlı doğru akım motorunun hız kontrol değişimleri daha önceki konuda da söylendiği gibi üç yolla yapılır. Sabit uyarma akımı altında endüvi giriş gerilimi değiştirilerek yapılan kontrolde endüvi giriş gerilimi arttıkça devir sayısı da artar. Sabit endüvi giriş gerilimi altında uyarma akımı değiştirilerek yapılan bu kontrolde uyarma akımı azaldıkça devir sayısı artar. Bu yöntemle devir sayısı nominal devrin üzerine çıkabilir.



Şekil 2.4 Endüvi gerilimi ve akıya bağlı hız-moment karakteristiği
(İ. Senol - 2002).



Şekil 2.5 Hıza göre gerilim, akım, ters emk karakteristiği
(İ. Senol - 2002).

2.4 Serbest Uyarımlı Doğru Akım Motorunda Hız Kontrol Düzenleri

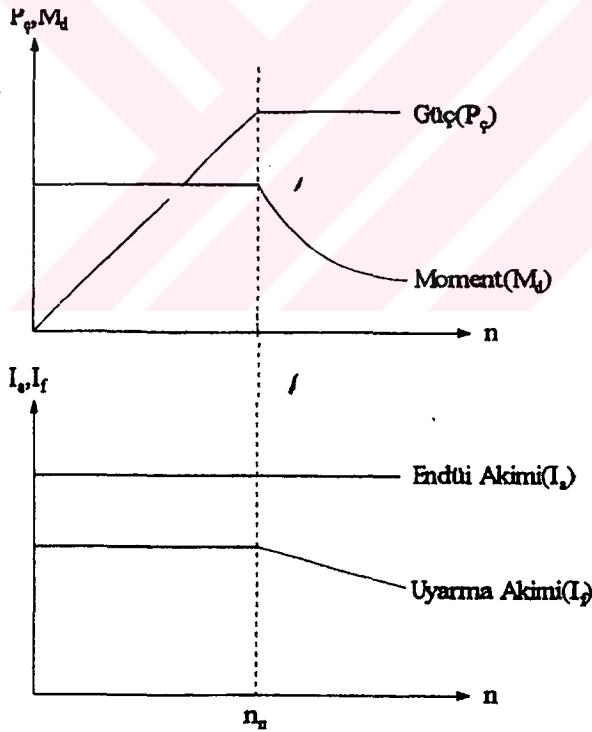
Güç elektroniğindeki değişmelere paralel olarak günümüzde doğru akım motorlarının çok hassas olarak kontrollerinin yapılması mümkündür. Genellikle doğru akım motorları nominal devir sayıları ve bunun altındaki değerlerde kontrol edilir. Dolayısı ile endüvi gerilimi (U_a) ile hız kontrolü en çok uygulanan metottur.

Pratikte gerilim alternatif akım şebekesinden doğrultucular vasıtası ile elde edilir. Değişken doğru gerilim ise, doğrudan alternatif akım şebekesinden kontrollü doğrultucu ile yada kontrolsüz doğrultucu çıkışında doğru gerilim kısıyıcısı ile elde edilir.

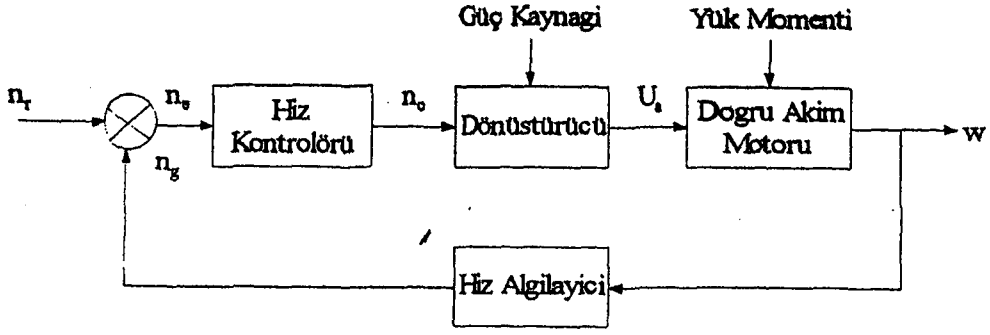
Serbest uyarımlı doğru akım motoruna ait güç, moment, uyarma ve endüvi akımlarının devir sayılarına bağlı olan değişimleri Şekil 2.6'da görülmektedir.

Serbest uyarımlı doğru akım motorlarının hızı yük momenti ile de değişir. Belirli bir hızı sürekli olarak korumak için endüvi ya da uyarma devresi gerilimi sürekli olarak ayarlanmalıdır. Pratikte motorun sabit bir moment ya da güç ile çalışmasına ilave olarak kontrollü bir hızlanma ve yavaşlamada istenebilir. Endüstride kullanılan serbest uyarımlı doğru akım motor sürücülerinin büyük bir kısmı kapalı çevrim kontrol sistemleri içermektedir.

Kolay gerçekleşme, hızlı dinamik cevap, yükten kaynaklanan etkileşimlerin ve sistemden kaynaklanan lineer olmayan etkilerin azaltılması kapalı çevrim transfer fonksiyonunun avantajları arasında sayılabilir. Serbest uyarımlı doğru akım motor sürücüsüne ait kapalı çevrim blok diyagramı Şekil 2.7'de gösterilmiştir.



Şekil 2.6 Serbest uyarımlı doğru akım motorunda güç ve moment ile uyarma ve endüvi akımlarının devir sayısına bağlı değişimleri (İ. Senol - 2002).

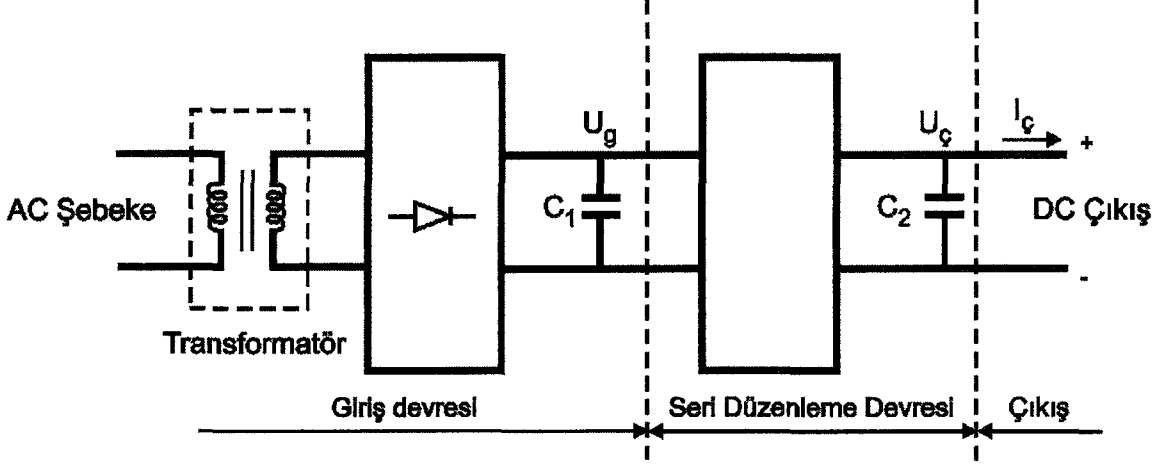


Şekil 2.7 Serbest uyarımlı bir doğru akım motor sürücüsüne ait kapalı çevrim kontrol sistemi blok diyagramı (İ. Senol - 2002).

Motor hızının yük momentinin artması nedeni ile düşmesi durumunda n_e hata değeri artar. Bu durumda hız kontrolü, n_c kontrol sinyalinin değerini artırır. Bu da doğrultucu veya DC kuyucunun iletim sürelerinin değişmesine neden olur. Endüvi gerilimi artması, motor milinde oluşan yeni yük momentini eski devir sayısı ile karşılayabilecek yeni bir mil momenti oluşturur (Abraham I. Pressman, 1991).

3. ANAHTARLAMALI GÜÇ KAYNAKLARI (AGK, SMPS)

3.1 Tanım Ve Sınıflandırma



Şekil 3.1 Genel bir AGK blok diyagramı

Genel olarak DC güç kaynakları düzensiz ve çok dalgalı bir DC gerilimden düzenli ve az dalgalı DC gerilim elde etmeye yarar. Bu kaynaklar,

1. Lineer güç kaynakları
2. Anahtarlama güç kaynakları
3. Rezonanslı güç kaynakları

şeklinde 3 genel gruba ayrılır.

3.2 Güç Kaynaklarından Beklenen Önemli Özellikler

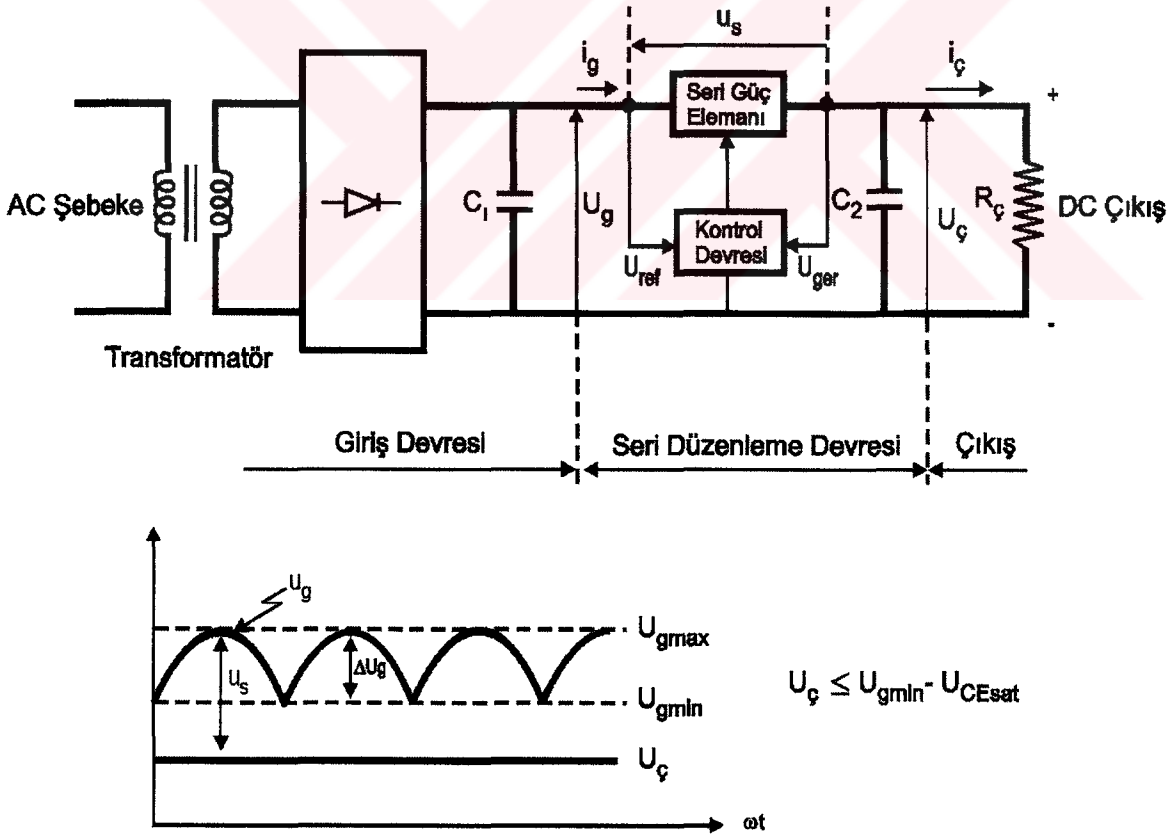
1. Yüksek verim, yüksek güç yoğunluğu
2. Düşük fiyat, düşük hacim
3. Az bakım, az gürültü
4. Yüksek güvenilirlik, uzun garanti
5. Giriş geriliminde büyük dalgalanmalara müsaade
6. Düzgün çıkış gerilimi, ucuz çıkış filtresi
7. Giriş ve çıkış arasında elektriksel izolasyon
8. Yüksek güçlere erişebilme, paralel bağlanabilme
9. Aşırı akım ve kısa devre koruması

3.3 Güç Kaynaklarının Karşılaştırılması

Çizelge 3.1 Güç kaynaklarının karşılaştırılması

Karşılaştırma Konusu	Lineer	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
İzolasyon	Yok	Sağlanabilir	Sağlanabilir

3.4 Lineer Güç Kaynaklarına Genel Bakış



Şekil 3.2 Lineer güç kaynaklarına ait blok diyagramı ve dalga şekilleri

Lineer güç kaynaklarında (LGK) dalgalı giriş gerilimi ile düzgün çıkış gerilimi arasındaki farkı sürekli olarak seri eleman üstlenir. Seri güç elemanı ve geri beslemeli kontrol devresi

yardımla çıkış gerilimi sabit tutulur ve ayarlanır. Seri güç elemanı genellikle bir transistördür.

Çıkış gerilimi,

$$U_{\text{ç}} \leq U_{\text{gmin}} - U_{\text{CEsat}} \quad (3.1)$$

olabilir.

$$P_g = U_g \cdot I_g \quad (3.2)$$

$$P_{\text{ç}} = U_{\text{ç}} \cdot I_{\text{ç}} \quad (3.3)$$

$$I_g = I_{\text{ç}} \quad (3.4)$$

olduğuna göre verim;

$$\eta = \frac{P_{\text{ç}}}{P_g} = \frac{U_{\text{ç}}}{U_g} \quad (3.5)$$

olur.

U_{CEsat} : Transistör Doyum Gerilimi (minimum gerilim düşümü)

C_1 : Giriş kondansatörü (büyük değerli)

C_2 : Çıkış kondansatörü (küçük değerli)

Çıkış gerilimi düştükçe verim de düşer. Yüksek güçler ve çıkış gerilimi ayarı için uygun olmayan bu sistem, düşük güçlerde ve sabit çıkış gerilimi için kullanılmaktadır.

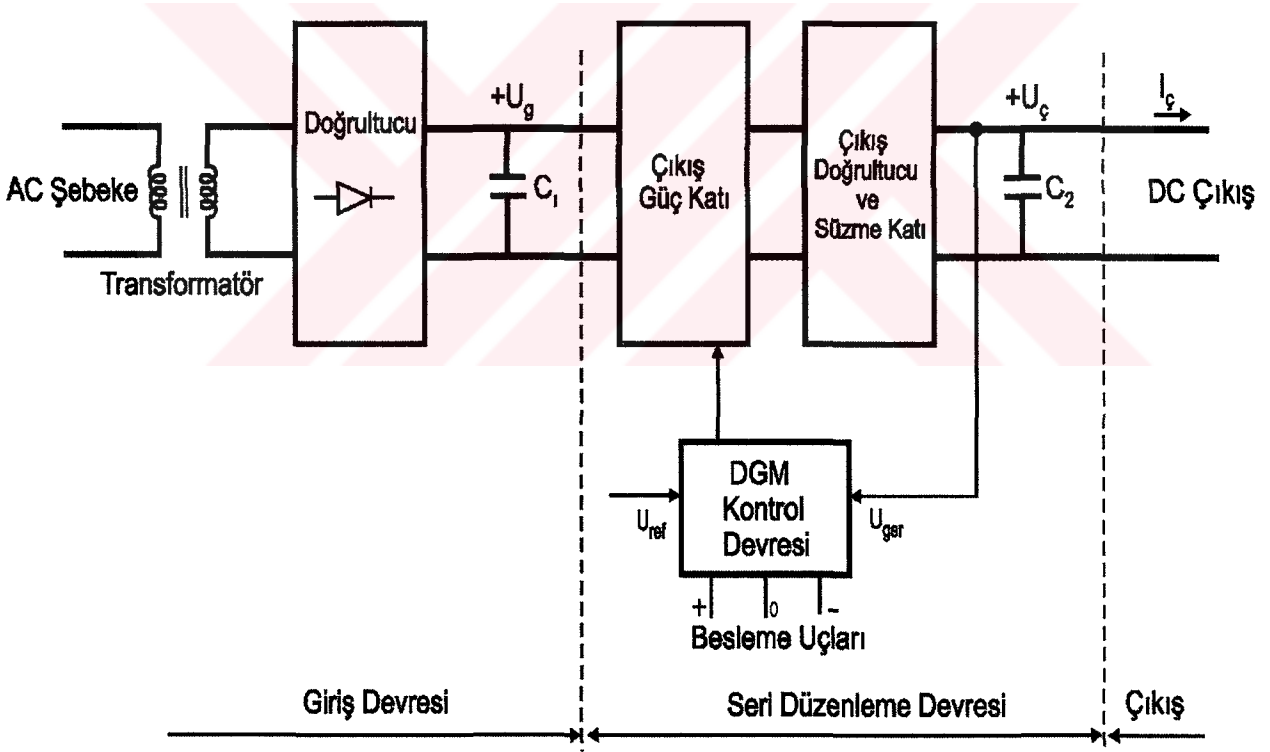
3.5 Anahtarlama Güç Kaynakları

3.5.1 Tanım ve DC-DC Dönüştürme Kavramı

Genel olarak anahtarlama güç kaynaklarında, çıkış güç katındaki yarı iletken kontrollü eleman ya da elemanlar uygun bir frekans ve aralıklarla anahtarlanır, dalgalı bir DC gerilim veya AC gerilim üretilir. DC gerilim doğrudan AC gerilim ise doğrultularak süzülür. Böylece, düzgün ve ayarlanabilen veya regüleli bir DC gerilim elde edilmiş olur.

Anahtarlamalı temel DC – DC dönüştürücüler, bir kontrollü yarı iletken güç elemanı, bir yarı iletken güç diyotu ve bir anahtarlama endüktansından oluşan temel üç elemanın farklı şekillerde bağlanmasıyla elde edilmiştir. Devrede ya tam iletimde yada 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.

Anahtarlamalı DC – DC dönüştürücülerin çalışma prensibi, anahtarlanan endüktansın enerji aktarımına dayalıdır. Bu dönüştürücülerde, bir anahtarlama periyodu içerisinde ya güç anahtarı yada güç diyotu iletimdedir. Genellikle, anahtar iletimde iken endüktansa enjekte edilen enerji, diyot iletimde iken çıkışa aktarılır.



Şekil 3.3 Özelleştirilmiş bir AGK blok diyagramı

3.5.2 Anahtarlama Güç Kaynaklarının Sınıflandırılması

Çıkış güç katındaki elemanlara göre anahtarlama güç kaynakları,

- Diyot ve Kondansatörlü
- Endüktans ve Tek Çıkışlı
- Transformatörlü

olmak üzere üç kısma ayrılır.

1. Diyot ve kondansatörlü anahtarlama güç kaynaklarının,
 - a) Düşürücü
 - b) Yükseltici
 - c) Düşürücü-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.

2. Endüktans ve tek çıkışlı (temel, izolasyonsuz) anahtarlama güç kaynaklarının,
 - a) Düşürücü (Buck)
 - b) Yükseltici (Boost)
 - c) Düşürücü-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 izolasyonunun olmamasıdır.

3. Transformatörlü (izolasyonlu) anahtarlama güç kaynaklarının ise,
 - a) Geri Dönüslü (Fly Back)
 - b) İleri Yönlü (Forward)
 - c) Tam Köprü (Full Bridge)
 - d) Yarım Köprü (Half Bridge)
 - e) Push – Pull (Push-Pull)

türleri mevcuttur. Bu kaynakların en önemli özelliği, giriş ile çıkış arasında tam izolasyonun sağlanması ve çok sayıda çıkışın elde edilebilmesidir (H. Bodur, 2004).

3.5.3 Darbe Genişlik Modülasyonu (PWM) Tekniği

Anahtarlama DC – DC dönüştürücülerde, bir anahtarlama periyodu içerisinde güç anahtarı iletim süresinin anahtarlama periyoduna oranı, darbe/periyot oranı veya bağıl iletim süresi olarak tanımlanır ve λ veya D ile gösterilir. Böylece, bağıl iletim süresi için,

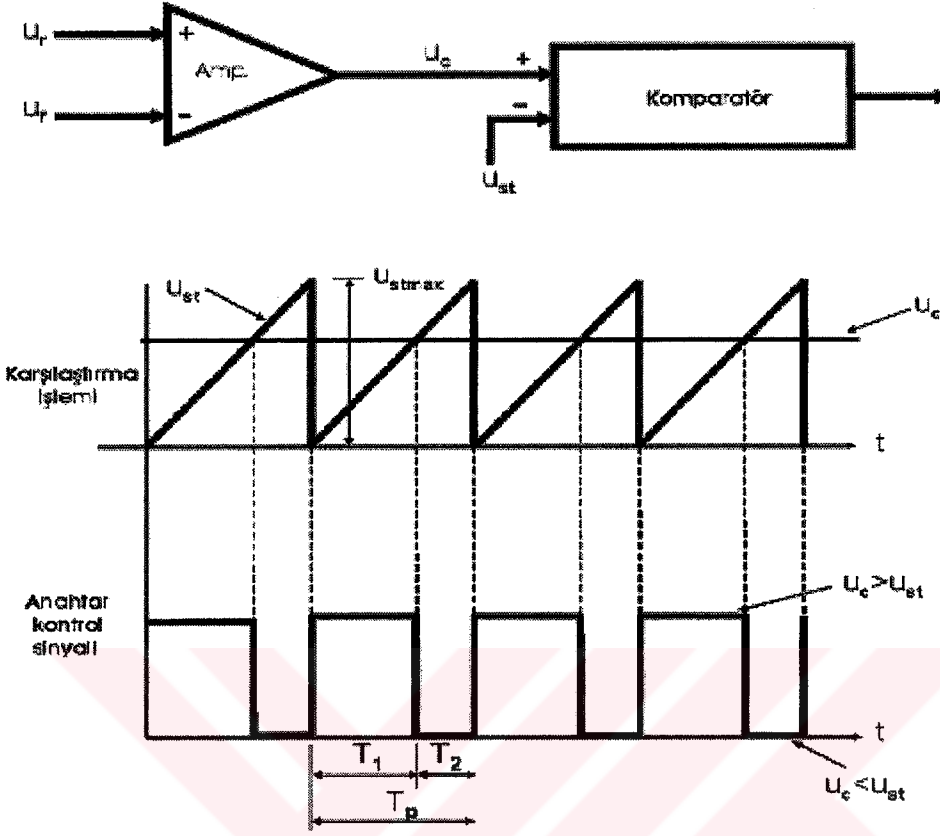
$$\lambda = \frac{T_1}{T_p} \quad \text{ve} \quad 0 < \lambda < 1$$

yazılabilir. Bağıl iletim süresi λ 'nın kontrolü ile, DC çıkış geriliminin ayarlanması ve bu gerilimin kaynak gerilimi ile yük akımındaki değişmelere karşı regüle edilmesi sağlanmaktadır.

Bu dönüştürücüler, genellikle darbe genişlik modülasyonu (PWM) tekniği ile kontrol edilmektedir. Bu teknikte, sabit çalışma frekansı altında güç anahtarının iletim süresi değiştirilerek, bağıl iletim süresi ve böylece DC çıkış gerilimi kontrol edilmektedir. Gerçekleştirilmesi de oldukça kolay olan PWM tekniğinde, güç anahtarı kontrol sinyalinin nasıl elde edildiği ve kontrolün nasıl sağlandığı, prensip olarak aşağıdaki şekilde görülmektedir.

PWM tekniğinde, istenen bir referans gerilim V_r ile geri besleme gerilimi V_f 'nin bir amplifikatörden geçirilmesiyle kontrol gerilimi V_c elde edilmekte ve bu gerilim ile istenen frekansta testere dişi şeklindeki bir gerilim V_{st} 'nin karşılaştırılmasıyla güç anahtarının kontrol sinyali elde edilmektedir. Burada, referans giriş gerilimi ile DC çıkış geriliminin ayarı ve geri besleme giriş gerilimi ile DC çıkış geriliminin regülasyonu sağlanmaktadır.

Anahtarlama dönüştürücülerin DC çıkış gerilimi, ayrıca frekans modülasyonu (FM) tekniği ile de kontrol edilebilmektedir. Bu teknikte ise, anahtarlama frekansı veya periyot değiştirilerek, bağıl iletim süresi ve böylece DC çıkış gerilimi kontrol edilmektedir. Bu kontrol yöntemi, ancak hafif yük veya geçici rejim şartlarında çalışma gibi zorunlu hallerde ve geçici olarak kullanılmaktadır.



Şekil 3.4 PWM metodu ile kontrol sinyali üretilmesi

3.6 Endüktanslı Anahtarlama Güç Kaynakları

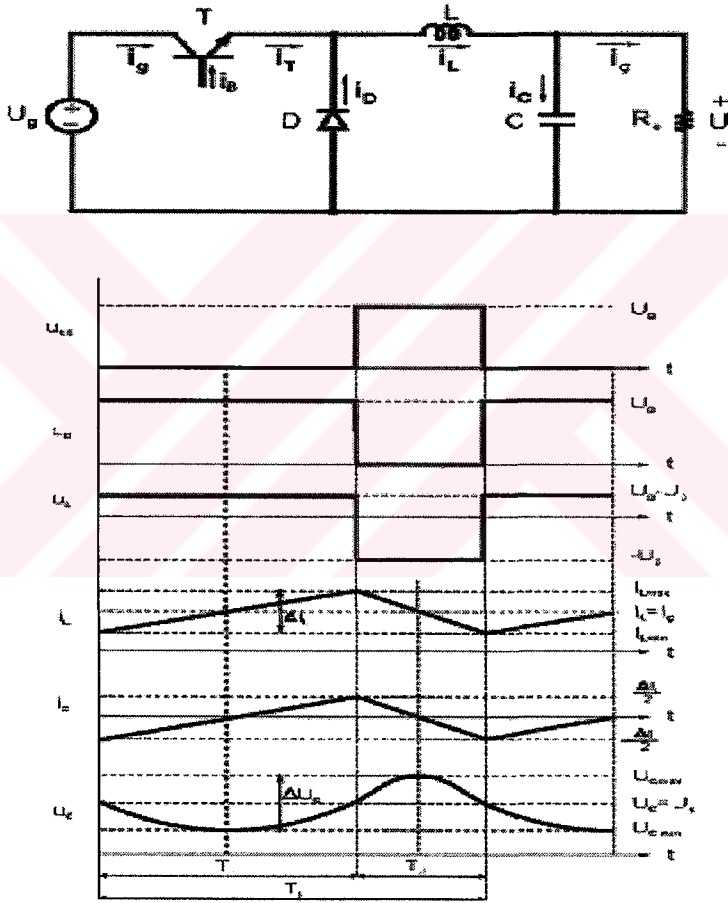
3.6.1 Düşürücü (Buck) AGK

Düşürücü (buck) dönüştürücünün devre şeması ve bu devrenin kararlı rejimdeki çalışması ile ilgili temel dalga şekilleri aşağıda verilmiştir. Anahtarlama güç kaynaklarının en eskisi şekil 3.5’de gösterilen düşük çıkışlı AGK devreleridir. Şekilde görülen T transistörü anahtar olarak kullanılır. Bu anahtar T_p anahtarlama periyodunda T_2 süresi kadar kapalıdır. Anahtar kapalı iken yani devre transistör üzerinden çalışırken U_D gerilimi U_g değerindedir. Burada iletimde T’deki gerilim düşümü sıfır kabul edilmiştir. Anahtar açıldığı zaman U_D ’deki gerilim hızla toprak seviyesine düşer ve serbest geçiş diyotu D vasıtası ile toprak seviyesinde kalması sağlanır. Aksi halde U_D ’deki gerilim tehlikeli bir şekilde negatife giderdi. İletim anında D_1 deki gerilim düşümü de sıfır kabul edilir.

Böylece Şekil 3.5’de görülen V_D gerilimi T_{ON} süresince U_g ile toprak arasında dikdörtgen biçimde olur. Bu gerilimin ortalama DC değeri $\frac{U_g T_{ON}}{T}$ olur. LC filtresi, U_g ve U_D arasına seri bağlanır ve çıkıştaki değeri;

$$U_c = \frac{U_g T_{ON}}{T} \quad (3.6)$$

olan temiz ve dalgasız bir DC gerilim verir.



Şekil 3.5 a) Düşürücü AGK devre şeması

b) $\lambda = 2 / 3$ için temel dalga şekilleri

(IEEE, 2004)

Bu dönüştürücüde, temel olarak, güç anahtarı iletimde iken giriş gerilim kaynağı hem çıkışı besler hem de endüktansa ilave bir enerji enjekte eder ve güç diyotu iletimde iken endüktanstaki bu ilave enerji çıkışa aktarılır.

Kararlı rejimde çalışan bu dönüştürücüde, sıfır ile giriş gerilimi arasında kontrol edilebilen bir DC 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.

Genel Tanımlar

$$T_p = T_1 + T_2$$

T_1 : Transistorün iletim süresi

T_2 : Diyotun iletim süresi

T_p : Anahtarlama (Darbe) periyodu

$$I_L = I_T + I_D \quad (3.7)$$

I_T : Transistör akımı

I_D : Diyot akımı

I_L : Endüktans akımı

$$\lambda = \frac{T_1}{T_p} = \frac{I_T}{I_L}, \quad f_p = \frac{1}{T_p}$$

$$T_1 = \lambda T_p \quad (3.8)$$

$$T_2 = (1 - \lambda) T_p \quad (3.9)$$

$$I_T = \lambda I_L \quad (3.10)$$

$$I_D = (1 - \lambda) I_L \quad (3.11)$$

f_p : Anahtarlama (Darbe) Frekansı

λ : Bağlı İletim Süresi

Yapılan Kabuller

i_L : Sürekli, kesintisiz

U_g, U_ς ve I_ς : Sabit

Çıkış Geriliminin Hesabı

T_1 aralığı için,

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{U_g - U_\varsigma}{L} \quad (3.12)$$

T_2 aralığı için,

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{U_\varsigma}{L} \quad (3.13)$$

bağıntıları yazılabilir. Bu bağıntılardan,

$$T_1(U_g - U_\varsigma) = T_2(U_\varsigma) \quad (3.14)$$

$$U_\varsigma = \frac{T_1}{T_2} U_g \quad (3.15)$$

$$\lambda = \frac{T_1}{T_2} \text{ olduğuna göre,}$$

$$U_\varsigma = \lambda U_g \quad (3.16)$$

sonucu bulunur. Aynı zamanda,

$$I_g = \lambda I_\varsigma \text{ veya } \lambda = I_g / I_\varsigma$$

$$I_\varsigma = I_L$$

bağıntıları geçerlidir.

Endüktans Akımındaki Dalgalanmanın Hesabı

T_1 ve T_2 aralıkları için aşağıdaki eşitlikler yazılabilir.

$$\frac{\Delta I_L}{T_1} = \frac{U_g - U_\epsilon}{L} \quad (3.17)$$

$$\frac{\Delta I_L}{T_2} = \frac{U_\epsilon}{L} \quad (3.18)$$

(3.18)'den $U_\epsilon = L \frac{\Delta I_L}{T_2}$ bulunur. Bu ifade (3.17)'de yerine konulursa,

$$\Delta I_L = \frac{T_1 U_g}{L} - \frac{T_1}{T_2} \Delta I_L \quad (3.19)$$

$$\Delta I_L = \lambda(1 - \lambda) \frac{U_g}{f_p \cdot L} \quad (3.20)$$

sonucu bulunur. Ara işlemlerde her zaman ;

$$T_p = T_1 + T_2 \quad (3.21)$$

$$\lambda = T_1 / T_p \quad (3.22)$$

$$T_1 = \lambda T_p \quad (3.23)$$

$$T_2 = (1 - \lambda) T_p \quad (3.24)$$

$$f_p = 1 / T_p \quad (3.25)$$

genel bağıntılarından yararlanılır.

ΔI_L 'nin λ 'ya göre türevinin sıfıra eşitlenmesiyle, aşağıdaki gibi akımdaki maksimum dalgalanma miktarı hesaplanabilir (H.Bodur, 2004).

$$\frac{d\Delta I_L}{d\lambda} = [(1 - \lambda) - \lambda] \frac{U_g}{f_p L} \Rightarrow 1 - 2\lambda = 0 \Rightarrow \lambda = 1/2$$

$$\Delta I_{L\max} = \frac{U_g}{4f_p L} \quad (3.26)$$

Kondansatör gerilimindeki dalgalanmanın hesabı;

Her zaman kondansatörlerde,

$$C \Delta U_c = I_c \Delta t \quad (3.27)$$

endüktanslarda,

$$L \Delta I_L = U_L \Delta t \quad (3.28)$$

genel ifadeleri geçerlidir.

$U_c = \frac{1}{C} \int i_c dt$ genel tanımından,

$$\Delta U_c = \frac{1}{C} \left[\int_0^{T_1/2} \frac{\Delta I_L / 2}{T_1 / 2} t dt + \int_0^{T_2/2} \frac{\Delta I_L / 2}{T_2 / 2} t dt \right] \quad (3.29)$$

$$\Delta U_c = \frac{\Delta I_L}{8f_p C} \quad (3.30)$$

bulunur. Gerilimdeki maksimum dalgalanma için ise,

$$\Delta U_{C\max} = \frac{\Delta I_{L\max}}{8f_p C} \quad (3.31)$$

yazılabilir.

3.6.2 Yükseltici (Boost) AGK

Yükseltici (boost) dönüştürücünün devre şeması ve bu devrenin kararlı rejimdeki çalışması ile ilgili temel dalga şekilleri aşağıda verilmiştir. Bu dönüştürücüde, temel olarak, güç anahtarını iletimde iken giriş gerilim kaynağı sadece endüktansa ilave bir enerji enjekte eder ve aynı esnada yükü kondansatör besler. Güç diyotu iletimde iken ise, hem giriş gerilim kaynağı çıkışı besler hem de endüktanstaki ilave enerji çıkışa aktarılır.

Kararlı rejimde çalışan bu dönüştürücüde, DC çıkış gerilimi, giriş gerilimi ve belirlenen bir maksimum gerilim arasında kontrol edilir. Güç elemanları çıkış gerilimine maruz kalır. Endüktans girişe seri bağlı olduğundan, endüktans akımı giriş akımına eşittir ve giriş akımındaki dalgalanma çok düşüktür. Fakat, çıkış akımındaki dalgalanma ve gerekli kondansatör değeri yüksektir. Ayrıca, bu dönüştürücü boşa çalıştırılmaz.

Yükseltici dönüştürücüde,

T_1 aralığı için,

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{U_g}{L} \quad (3.32)$$

T_2 aralığı için,

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{U_c - U_g}{L} \quad (3.33)$$

Çıkış gerilimi için,

$$U_c = \frac{1}{1-\lambda} U_g \quad (3.34)$$

Giriş akım için,

$$I_g = \frac{1}{1-\lambda} I_c \quad (3.35)$$

bağıntıları geçerlidir.

Yapılan kabuller:

i_L :Sürekli, kesintisiz

U_g, U_ς ve I_ς : Sabit

Bu devreye ait bağıntılar:

$$I_L = I_g \quad (3.36)$$

$$U_\varsigma = \frac{1}{1-\lambda} U_g \quad (3.37)$$

$$I_g = \frac{1}{1-\lambda} I_\varsigma \quad (3.38)$$

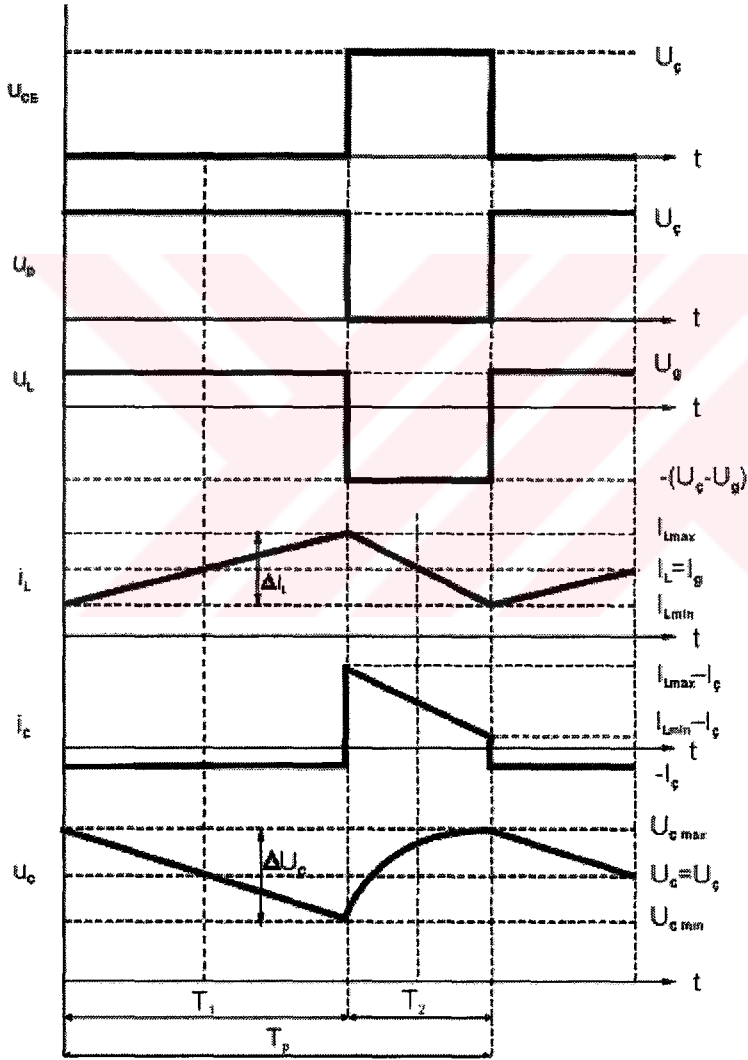
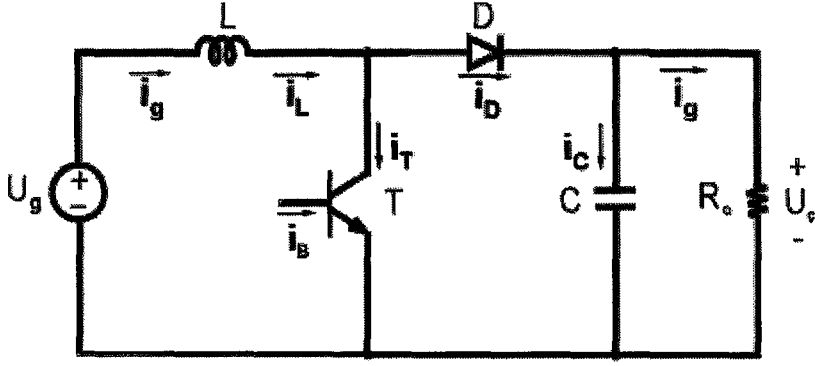
$\lambda = 2/3$ için,

U_ς ve I_g :3 birim , U_g ve I_ς :1 birim

3.6.2.1 Yükseltici AGK Uygulamaları

Yüksek çıkışlı AGK'lar çok yaygın olarak kullanılmazlar, yinede detaylı olarak anlatılmıştır. Çünkü devredeki L_1 bobini bir transformatörle yer değiştirerek ona çok benzeyen yaygın kullanımı olan “flyback- geri dönüşlü” AGK elde edilir.

Yüksek çıkışlı AGK'lar daha çok düşük güç kademelerinde kullanılırlar.Bu tür düşük güç kademelerindeki en yaygın kullanım alanı, 5V bilgisayar lojik seviye kaynağını operasyonel amplifikatörler için 12 veya 15V'a çıkaran baskı devreleridir. Daha yüksek güçlerde ise pil girişli güç kaynaklarında kullanılır.Bir pil biterken çıkış gerilimi ani olarak düşer. Nominal değeri 12 veya 28 V olan birçok sistemde pil gerilimi 9V veya 22V'a düşerse problem çıkar. Yüksek çıkışlı AGK'lar bu tür uygulamalarda gerilime 12 veya 28V'a çıkartmak için sıkça kullanılırlar. Bu tür uygulamalarda AGK'nın gücü 50-200W kademelerinde olabilir.



Şekil 3.6 a) Yükseltici AGK devre şeması

b) $\lambda = 2/3$ için temel dalga şekilleri

(IEEE, 2004)

3.6.3 Düşürücü-Yükseltici (Buck-Boost) AGK

Düşürücü – yükseltici (buck – boost) dönüştürücünün devre şeması ve bu devrenin kararlı rejimdeki çalışması ile ilgili temel dalga şekilleri aşağıda verilmiştir. Bu dönüştürücüde temel olarak, güç anahtarı iletimde iken giriş gerilim kaynağı sadece endüktansa ilave bir enerji enjekte eder ve aynı esnada yükü kondansatör besler. Güç diyotu iletimde iken ise, sadece endüktanstaki ilave enerji çıkışa aktarılır.

Kararlı rejimde çalışan bu dönüştürücüde, sıfır ve belirlenen bir maksimum gerilim arasında kontrol edilebilen bir DC çıkış gerilimi elde edilir. Güç elemanları giriş ve çıkış gerilimlerinin toplamına maruz kalır. Endüktans giriş veya çıkışa seri bağlı olmadığından, endüktans akımı giriş ile çıkış akımlarının toplamına eşittir ve giriş ile çıkış akımlarındaki dalgalanmalar büyüktür. Bu dönüştürücü de boşa çalıştırılmaz.

Ayrıca, bu dönüştürücünün önemli ve farklı bir özelliği, çıkış geriliminin ters yönlü olmasıdır. Bu nedenle, bu dönüştürücüye ters çıkışlı dönüştürücü de denilmektedir. Bu durum, genellikle uygulamalarda istenmez.

Düşürücü – yükseltici dönüştürücüde,

T_1 aralığı için,

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{U_g}{L} \quad (3.39)$$

T_2 aralığı için,

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{U_g}{L} \quad (3.40)$$

Çıkış gerilimi için,

$$U_g = \frac{\lambda}{1-\lambda} U_g \quad (3.41)$$

Giriş akımı için,

$$I_g = \frac{\lambda}{1-\lambda} I_\varsigma \quad (3.42)$$

bağıntıları mevcuttur.

Yapılan kabuller

i_L : Sürekli, kesintisiz

U_g, U_ς ve I_ς : Sabit

Bu devreye ait bağıntılar

$$I_L = I_g + I_\varsigma \quad (3.43)$$

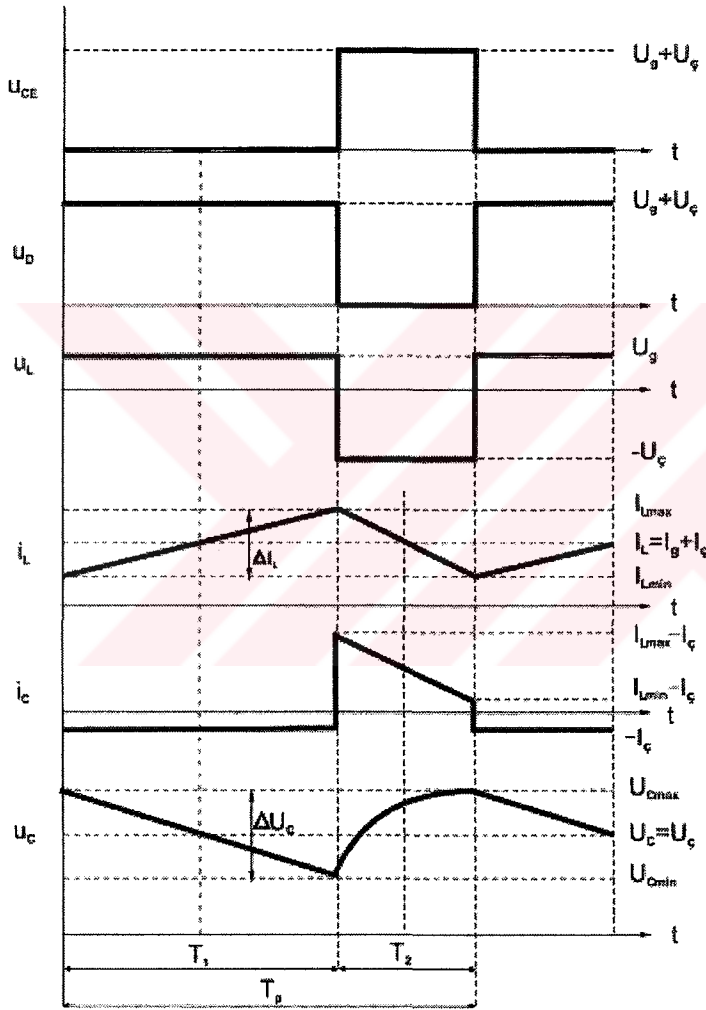
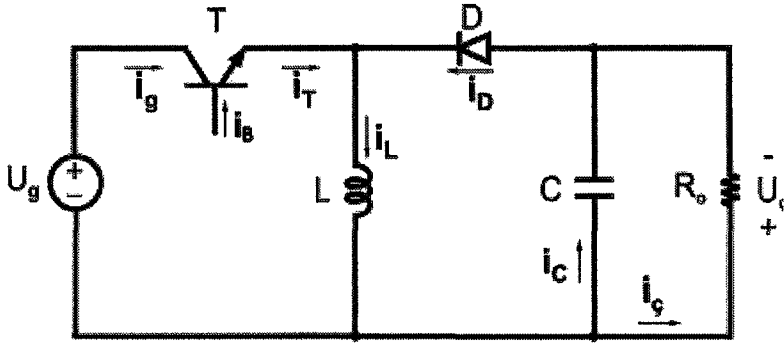
$$U_\varsigma = \frac{\lambda}{1-\lambda} U_g \quad (3.44)$$

$$I_g = \frac{\lambda}{1-\lambda} I_\varsigma \quad (3.45)$$

$\lambda = 2/3$ için,

U_g ve I_ς : 1 birim

U_ς ve I_g : 2 birim



Şekil 3.7 a) Düşürücü -Yükseltici AGK devre şeması

b) $\lambda = 2/3$ için temel dalga şekilleri

(IEEE, 2004)

3.7 Temel Anahtarlamalı Güç Kaynaklarının Karşılaştırılması

Aşağıdaki tablo’da anahtarlamalı temel anahtarlamalı güç kaynaklarının etraflı bir özeti ve karşılaştırması 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 DC çıkış gerilimi belirlenmeli ve bu değer denetlenmelidir.

Çizelge 3.2 Anahtarlamalı temel DC-DC dönüştürücülerin karşılaştırılması
(H.Bodur, 2004)

Anahtarlamalı Temel DC-DC Dönüştürücülerin Karşılaştırılması			
Karşılaştırma Konusu	Düşürücü	Yükseltici	Düşürücü - Yükseltici
T₁ aralığında çalışma	V _i çıkışı besler. V _i , L’ye ilave bir enerji enjekte eder.	V _i , L’ye ilave bir enerji enjekte eder. C yükü besler.	V _i , L’ye ilave bir enerji enjekte eder. C yükü besler.
T₂ aralığında çalışma	L’deki ilave enerji çıkışa aktarılır.	V _i çıkışı besler. L’deki ilave enerji çıkışa aktarılır.	L’deki ilave enerji çıkışa aktarılır.
V_o çıkış gerilimi	λV_i	$\frac{1}{1-\lambda} V_i$	$\frac{\lambda}{1-\lambda} V_i$
I_i giriş akımı	λI_o	$\frac{1}{1-\lambda} I_o$	$\frac{\lambda}{1-\lambda} I_o$
V_o kontrol aralığı	0 ile V _i	V _i ile V _{omax}	- (0 ile V _{omax})
Güç elemanlarının maruz kaldığı gerilim	V _i	V _o	V _i + V _o
I_L endüktans akımı	I _o	I _i	I _i + I _o
I_i’deki dalgalanma	Büyük	Çok küçük	Büyük
I_o’daki dalgalanma	Çok küçük	Büyük	Büyük
V_o’daki dalgalanma	Çok küçük	Büyük	Büyük

3.8 Tranformatörlü AGK Devreleri

3.8.1 Geri Dönüslü (FLYBACK) AGK

Geri dönüslü AGK devresi ve dalga şekilleri Şekil 3.8’de gösterilmiştir. Devredeki anahtar ilettime girdiğinde primer sargıdan lineer şekilde artan bir akım geçmeye başlar ve bu akım transformatörde bir enerji depolar. Transformatör şok bobinin giriş ve çıkış sargıları ters yönlü sarıldığından dolayı D diyotu ters yönlü bir gerilime maruz kalır bu nedenle yüke hiçbir enerji verilemez.

Anahtar kesime girdiğinde manyetik alan birden bire düştüğü için sargılardaki polarite yön değiştirir. Bu durumda D diyotu ilettime geçer, çıkış kondansatörü dolar ve yüke I_C akımı verilir.

İzolasyon elemanı hem transformatör hem de şok bobini olarak davrandığından geri dönüslü AGK’ların çıkış kısmında fazladan bobine gerek olmayabilir. Buna rağmen pratikte, yüksek frekans anahtarlama gürültü genliklerini bastırmak için doğrultucu ve kondansatör arasına küçük bir kondansatör koymak yeterli olabilir.

Geri dönüslü AGK tasarımı en kolay olan ve en az eleman kullanılan güç kaynağıdır. Bunun yanında toprak yalıtımı sağlaması ve anahtarlama transistörü kolektör akımının, transformatörün sarım oranı kadar düşük olması, geri dönüslü AGK’nın avantajları arasındadır. Transformatörün optimum kullanılmaması, büyük oluşu ve çıkış gerilimindeki dalgalanmanın yüksek oluşu bu güç kaynağının dezavantajlarıdır. Televizyon alıcılarının hemen hepsinde bu güç kaynağı kullanılır. Geri dönüslü AGK bağıntıları aşağıda verilmiştir.

$$N_1/N_2 = a = n$$

$$U_{Lg}/U_{Lc} = a$$

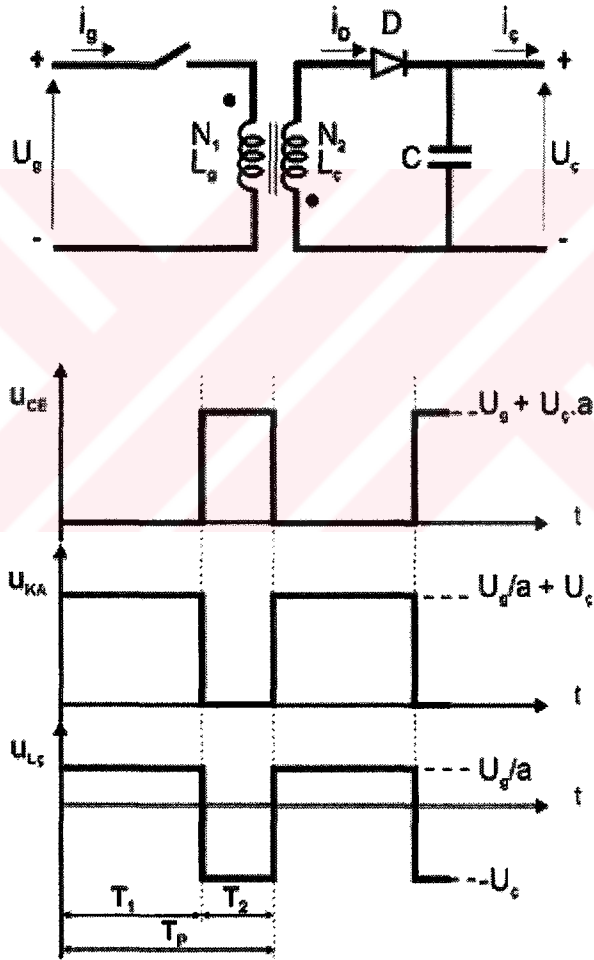
$$I_{Lc}/I_{Lg} = a \quad (\text{H.Bodur, 2004}).$$

$$U_{\varsigma} = \frac{\lambda}{1-\lambda} \frac{U_g}{a} \quad (3.46)$$

$$I_g = \frac{\lambda}{1-\lambda} \frac{I_{\varsigma}}{a} \quad (3.47)$$

$\lambda = 2/3$ için ve $a=1$ için,

U_g ve $I_{\varsigma} : 1$ birim U_{ς} ve $I_g : 2$ birim



Şekil 3.8 a) Geri dönüşlü (Flyback) AGK devre şeması

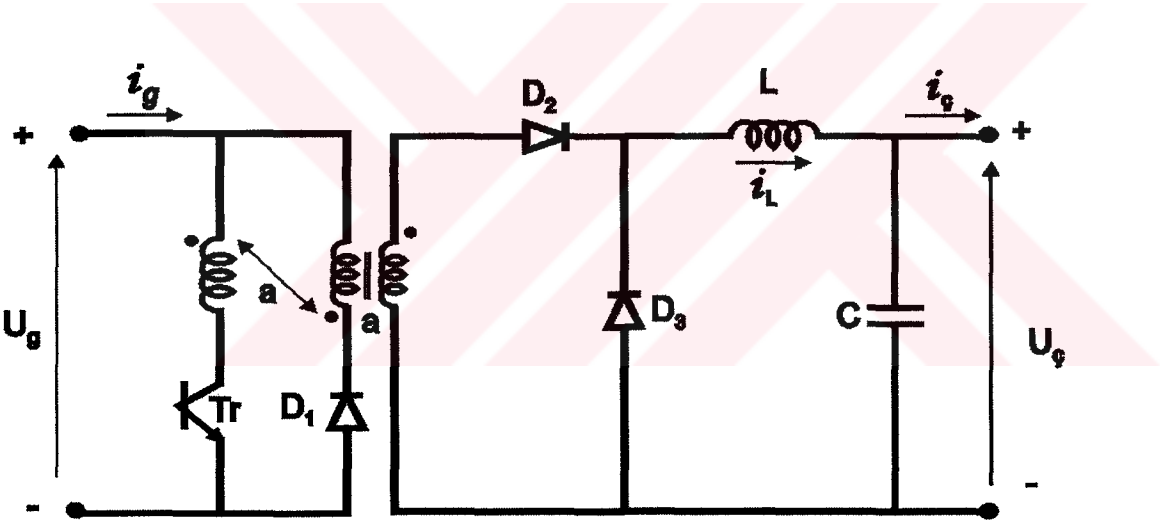
b) $\lambda = 2/3$ için temel dalga şekilleri

(IEEE, 2004)

3.8.2 İleri Yönde (Forward) AGK

İleri yönde AGK'lar düşük çıkışlı AGK'dan türemiştir. Önemli dalga şekilleri ve devre şeması şekil 3.9'da verilen ileri yönde AGK devresinde T ilettime girdiği zaman primer sargıda enerji depolanarak lineer bir akım artışı olur. Transformatör sekonder sargılarının da aynı polarite de olması sebebiyle bu enerji çıkışa iletilir ve D_2 diyotundan geçerek yüke aktarılır. Bu sırada L bobininde de enerji depolanır. T transistörü kesime girdiği zaman transformatör sargı gerilimi yön değiştirir ve D_2 diyotu tıkanır. Bu durumda D_3 ilettime girer ve L bobindeki enerjiyi yüke vererek akımı iletir.

Üçüncü sargı ve D_1 diyotu, T kesime girdiği zaman transformatördeki manyetik enerjiyi şebekeye geri döndürür ve transformatördeki mıknatısı gidermeyi sağlar. İleri yönde AGK'larda çıkış gürültüsü düşüktür. Ayrıca düşük maliyetlerinden dolayı yaygın olarak kullanılmaktadırlar. İleri yönde AGK bağlantıları aşağıda verilmiştir.



Şekil 3.9 İleri yönlü (Forward) AGK devre şeması

(IEEE, 2004)

$$L \gg L_{Trfç} \quad (3.48)$$

$$U_ç = \lambda \frac{U_g}{a} \quad (3.49)$$

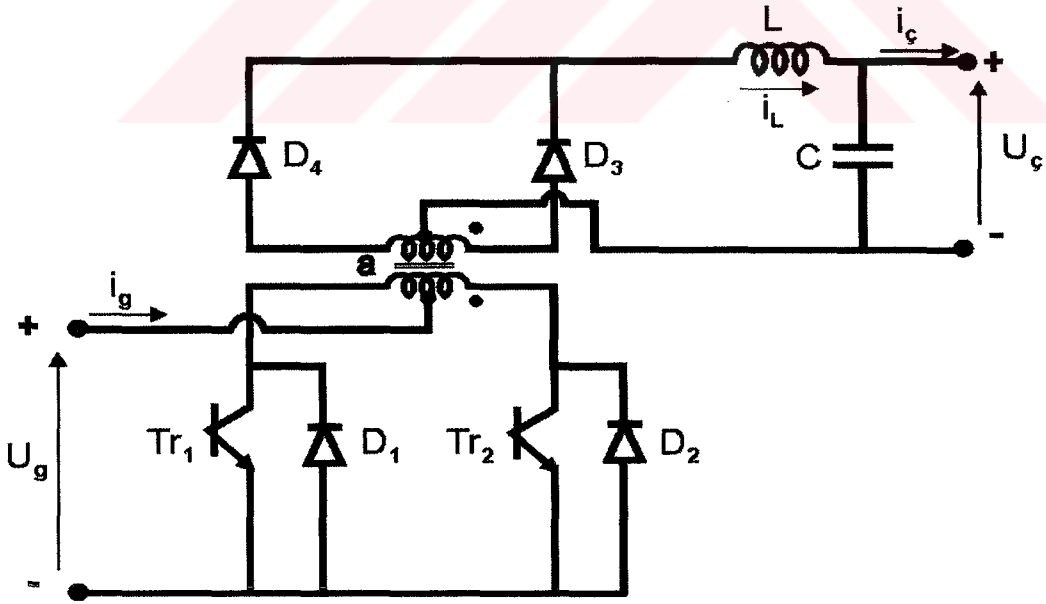
$$I_g = \lambda \frac{I_ç}{a} \quad (3.50)$$

3.8.3 Push-Pull AGK

Push-pull AGK aslında fazlarda çalışan iki adet ileri yönde AGK'nın düzenlenmesinden ibarettir. Şekil 3.9'da push-pull AGK devresi gösterilmiştir. Bu devrede T_1 transistörü ilettime girdiği zaman primer sargıdan lineer olarak artan bir akım geçer. Bu durumda D_2 diyotu iletimdedir. Transistörlerin iletimde olmadığı durumda D_1 ve D_2 diyotları aynı anda iletimdedirler. T_2 transistörü ilettime girdiği zaman transformatörün sekonderin de ilkine göre ters yönde gerilim endükleneceği için bu defa D_1 diyotu iletimde, D_2 kesimde kalır. Diyotlardan geçen bu akımlar L bobini vasıtasıyla yüke aktarılır. Anahtarlama transistörleri ve çıkış diyotlarının iki ayrı durumda olması nedeniyle her bir durumda ortalama akım eşdeğer ileri yönde AGK'dakinin yarısına düştüğü görülür. Böyle devrelerde iki transistörün de aynı anda ilettime girmesini önlemek için δ_{maks} değeri 1'in altında kalmalıdır. Push-pull AGK'da çıkış gerilimi;

$$U_{\phi} = \lambda \frac{U_g}{a} \quad (3.51)$$

olur.



Şekil 3.10 Push-Pull AGK devre şeması

(IEEE, 2004)

3.8.3.1 Push-Pull AGK Transformatörü

Geri dönüşlü ve ileri yönde AGK’larda transformatör B-H karakteristik eğrisinin sadece bir yarısını kullanırlar. Bu yüzden hacimleri büyük olur ve hava boşluğu kullanımı gerekir. Push-pull AGK devresindeki her iki transistor ün eşit iletim süreleri kabul edilirse transformatörler B-H eğrisinin her iki yarısını da kullanacak ve böylece nüve hacmi yarıya düşecektir. Hava boşluğu bazı hallerde gerekli olmayabilir nüve hacmi,

$$Hacim = \frac{4\mu_0\mu_e I_{mag}^2}{B_{maks}^2} \quad (3.52)$$

Formülü ile hesaplanır. Burada

$$I_{mag} = \frac{nU_{\zeta}T}{4L} \quad (3.53)$$

değerindeki mıknatıslanma akımıdır.

3.8.3.2 Push-Pull AGK Transistörleri

Push-pull AGK’nın her bir yarısı aslında bir ileri yönde AGK olduğu için kesimde her iki transformatör üzerindeki gerilim,

$$U_{CF_{maks}} = 2U_g \quad (3.54)$$

ile sınırlıdır. Her bir transistor deki kolektör tepe akımı,

$$I_C = \frac{I_1}{n} + I_{mag} \quad (3.55)$$

ve bu bağlantıda $I_{mag} \ll \frac{I_L}{n}$ kabul edildiğinde,

$$I_C = \frac{I_1}{n} \quad (3.56)$$

olur.

Transistör çalışma akımı bağıntısı çıkış gücü, verim ve darbe / periyot oranına bağlı olarak aşağıda verilmiştir.

$$I_C = \frac{P_C}{\eta \delta U_g} \quad (3.57)$$

3.8.3.3 Push-Pull AGK Avantaj Ve Dezavantajları

Push-pull AGK’larda transformatör optimum kullanılır. Ayrıca çıkış dalgalanmasının azlığı, regülasyonun iyi olması, yüksek çıkış gücü verebilmesi ve şebeke izolasyonuna sahip oluşu push-pull AGK’nın avantajları arasındadır.

Bu devrelerin dezavantajlarından biri transistör gerilim değeridir. Bu değer giriş geriliminin iki katıyla, transformatör kaçak endüktansının yol açtığı kaçak genliklerin toplamıdır. Bunun anlamı 220V şebeke geriliminin kullanıldığı yerlerde transistor ün 800V gerilime maruz kalabilmesidir.

İkinci en önemli dezavantajı nüve doymasıdır. 20kHz ve üstündeki frekanslarda kayıpları düşük olması nedeniyle Ferit nüve malzemeler kullanılır. Fakat Feritlerin dezavantajları da yaklaşık 3000 Gauss değerindeki düşük akı yoğunlukları nedeni ile nüve doymasına çabucak girebilmeleridir. Bu sebeple küçük bir ön gerilim nüveyi doymaya sokacaktır. Bu olay push-pull devrelerinde görülen bir durumdur. Bir transistör ilettime girdiğinde akı B-H eğrisinin bir yönünde salınır. Çünkü ilk transistör kesime girip ikincisi ilettime girdiğinde yön değiştirecektir. İki bölgenin akı yoğunluklarının eşit olması için; anahtarlama karakteristikleri ile anahtarlama transistor ünün her çalışma şartı ve sıcaklığında özdeş olmalıdır. Transistör karakteristiklerinin özdeş olmaması durumunda B-H eğrisinin bir yönüne doğru akı yürümesi olur ve buda nüveyi doyma bölgesine sokar. Nüvenin doyması ise, transistörlerin birinde yüksek kollektör akımı genliği demektir. Bu aşırı akım transistörü ısıtarak büyük miktarda güç kaybı yaratır. Sonra transistörlerin karakteristiklerindeki dengesizlik artar ve daha yüksek doyma akımlarına yol açar. Bu kusurlu periyot transistörün tahrip olmasına kadar devam eder.

Nüve doyması probleminin çözümleri vardır. Bunlar nüvede hava boşluğu bırakmak, simetri düzeltme devresi kullanmak, mosfet transistör kullanmak ve akım modu topolojisini kullanmaktır.

3.8.4 Yarım Köprü (Half Bridge) AGK

Yarım köprü AGK devresi şekil 3.10'da verilmiştir. Bu devrede güç transformatörü bir yüzen gerilime bağlıdır. Bu gerilim seri bağlı C_1 ve C_2 kondansatörleri tarafından oluşturulur. Bu kondansatörlerin gerilimi $\frac{U_g}{2}$ değerindedir. Transformatörün diğer ucu T_1 'in emetörü ile T_2 'nin kollektörü arasına seri bir C_3 kondansatörü ile bağlanmıştır. T_1 ilettime girdiği zaman transformatörün bu ucu pozitif olur ve $\frac{U_g}{2}$ değerinde bir gerilim üretir. T_1 kesime girip T_2 ilettime girdiğinde transformatör polaritesi yön değiştirir ve ilkine göre ters yönde negatif $\frac{U_g}{2}$ üretir. Böylece T_1 ve T_2 'nin iletim ve kesime girme hareketiyle tepeden tepeye U_g değerinde bir kare dalga üretilir. Daha sonra bu gerilim sırasıyla düşürülür, doğrultulur ve filtre edilir. Böylece çıkış gerilimi oluşturulur.

Yarım köprü AGK'ların tasarımları basit, transformatör kullanımı optimumdur. Bütün transformatörlü tiplerde olduğu gibi toprak yalıtımı ve azaltılmış transistör kollektör akımı avantajları vardır. Ayrıca transformatörün primerine seri bağlanan bir kondansatör, her bir anahtarlama transistörünün volt-saniye integrali otomatik olarak dengeleyerek nüve doymasını engeller. Kullanılan eleman sayısının fazla oluşu ve büyük değerli C_1 C_2 kondansatörleri ihtiyacı bu devrenin dezavantajlarıdır. Yarım köprü AGK bağıntıları aşağıda verilmiştir (H.Bodur, 2004).

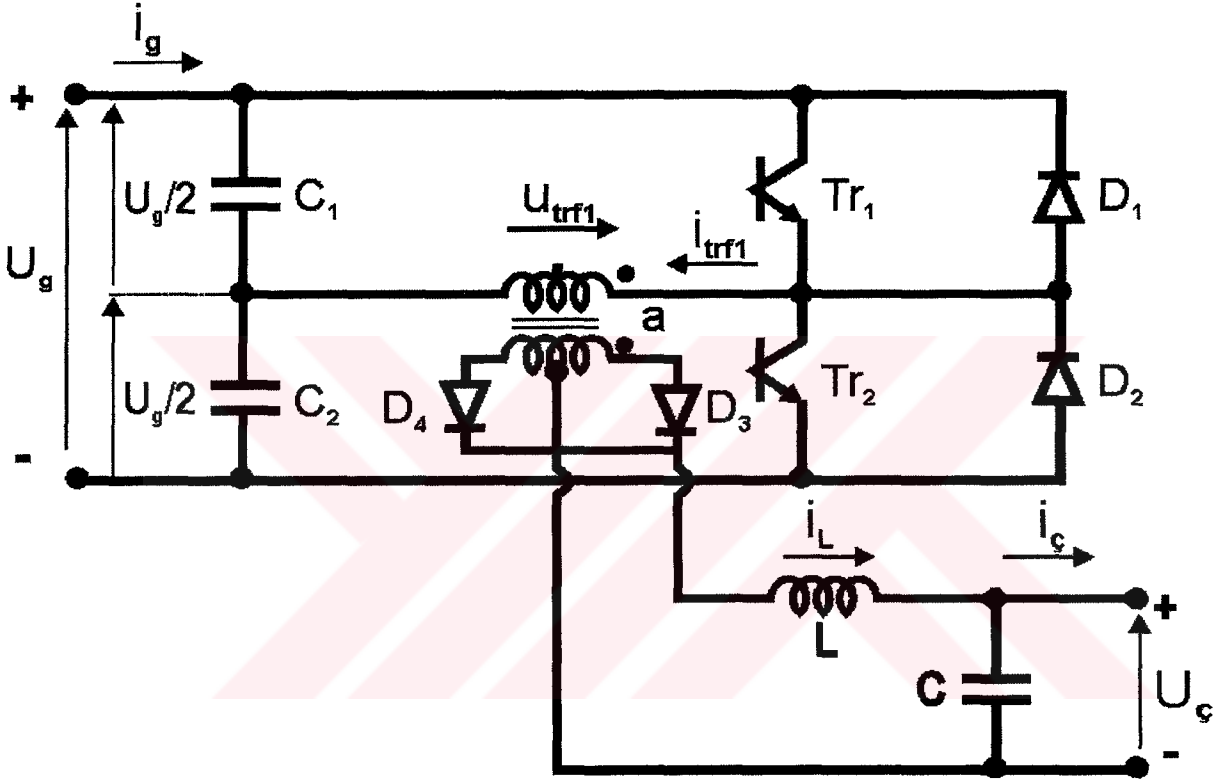
$$L \gg L_{trfç}$$

$$U_g = \lambda \frac{U_g}{4.a} \quad (3.58)$$

$$I_g = \lambda \frac{I_g}{4.a} \quad (3.59)$$

$$C_3 = \frac{1}{4\pi^2 f_R^2 \left(\frac{N_P}{N_S} \right)^2 L} \quad (3.60)$$

($f_R = 0.25f_s$ f_R : rezonans frekansı f_s : anahtarlama frekansı)



Şekil 3.11 Yarım köprü (Half bridge) AGK devre şeması
(IEEE, 2004)

3.8.5 Tam Köprü (Full Bridge) AGK

Yarım köprü AGK'lar incelendiğinde anahtarlama transistörleri üzerinde kesim anındaki gerilim baskısının giriş geriliminin yarısına düşürüldüğü görülür. Fakat bu durumun bedeli olarak kollektör akımı push-pull devresine kıyasla iki kat artmıştır. Yüksek akım ve gerilim gerektiren büyük güçlü uygulamalarda sıkıntılara yol açabilen bu sorundan tam köprü AGK ile kurtulunabilir. Tam köprü AGK devresi Şekil 3.11'de gösterilmiştir. Bu devrede çapraz yerleştirilen T_1 ile T_4 veya T_3 ile T_2 transistörleri aynı anda ilettime girerler.

Bu transistörler hareketi transformatörün primerindeki gerilimi $+U_g$ ile $-U_g$ arasında gidip gelmeye zorlar. Bu nedenle transistor lerin üzerinde U_g 'den fazla bir gerilim olmaz. Ayrıca transistörlerin içinden geçen akım da yarım köprü eşdeğerininkinin yarısıdır. Bu devrenin diğer bütün özellikleri yarım köprü AGK ile aynıdır.

Yukarıdaki özellikler sayesinde tam köprü AGK'larda minimum değerli elemanlar kullanılır. Dolayısıyla yüksek güçlerde tercih edilirler. Bunun dışında transformatörün kullanımı tamdır. Tam köprü AGK'ların en önemli dezavantajı fazla eleman kullanılmasıdır. Ayrıca çapraz transistörler aynı anda iletme girdiklerinden her bir transistör için izole edilmiş baz sürme devreleri kullanılmalıdır. Tam köprü AGK bağıntıları ise şöyledir;

$$L \gg L_{trfç}$$

$$U_{\varsigma} = \lambda \frac{U_g}{2.a} \quad (3.61)$$

$$I_g = \lambda \frac{I_{\varsigma}}{2.a} \quad (3.62)$$

$\lambda = 2/3$ ve $a=1$ için,

U_g ve I_{ς} : 6 birim

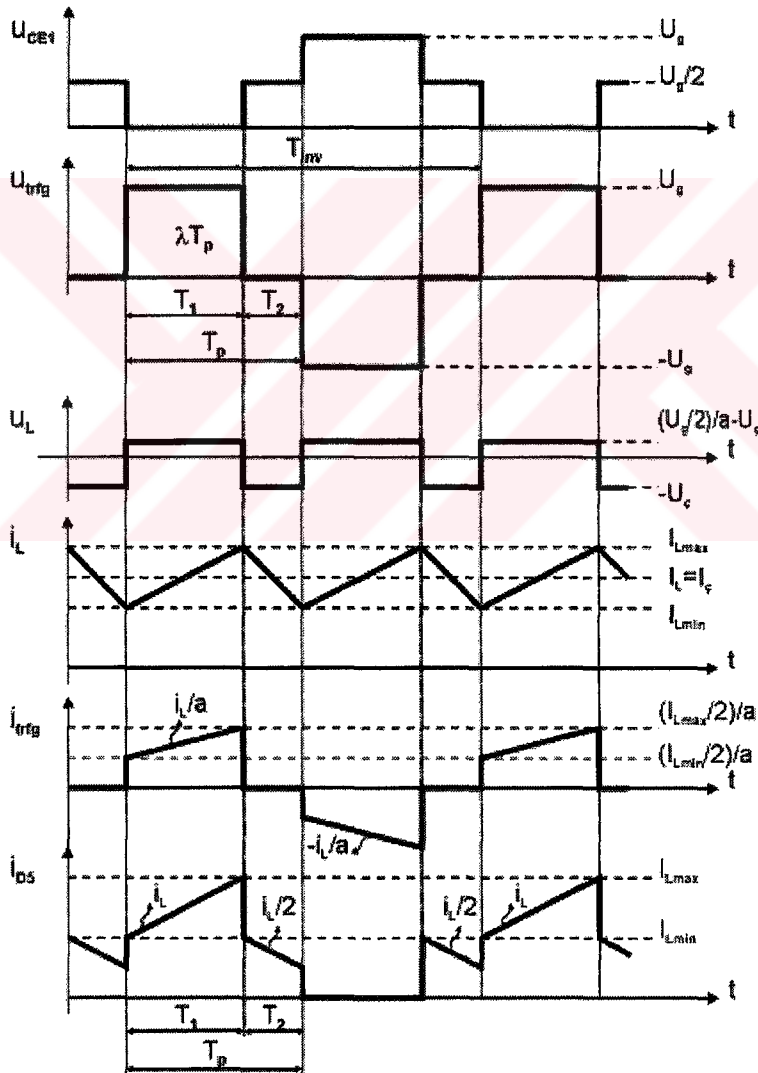
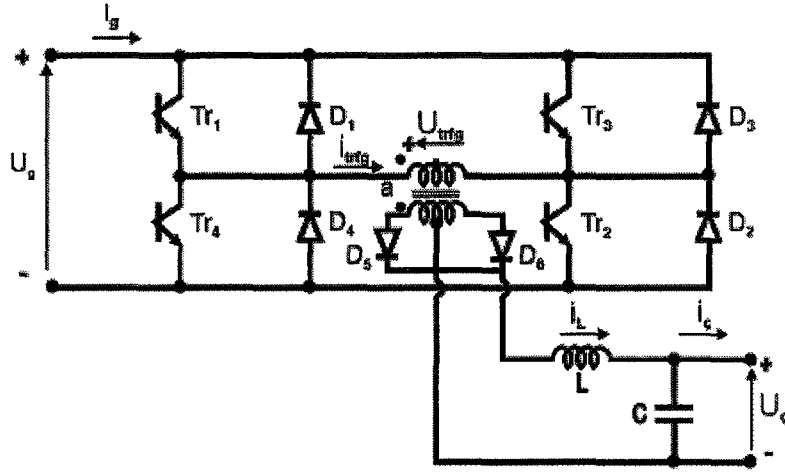
U_{ς} ve I_g : 2 birim

$$f_p = 1/T_p$$

$$f_{inv} = 1/T_{inv}$$

$$f_p = 2f_{inv}$$

olur (H.Bodur, 2004).



Şekil 3.12 Tam köprü (Full bridge) AGK devre şeması
(IEEE, 2004)

4 GERİ DÖNÜŞLÜ GÜÇ KAYNAKLARI VE ÇALIŞMA ŞEKİLLERİ

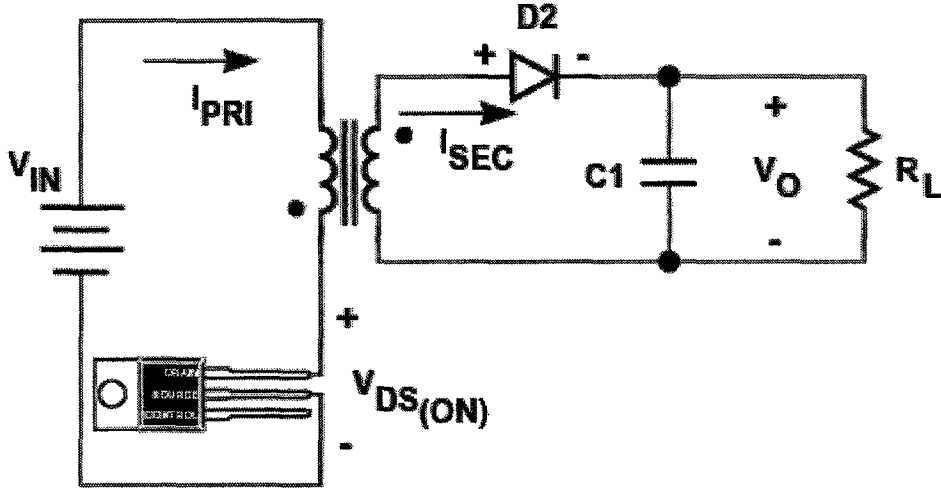
4.1 GİRİŞ

Geri dönüşlü (Flyback) güç kaynağı çıkışında yüksek gerilim elde etmek amacıyla yaygın olarak kullanılan bir anahtarlamalı güç kaynağı (AGK) türüdür. Kullanılan eleman sayısının azlığı ve ekonomik olmasından dolayı son zamanlarda düşük gerilim ve orta güç uygulamalarında hızla yaygınlaşmaya başlamıştır.

Bu bölümde izolasyonlu, regüleli ve korumalı AGK tasarımı üzerinde inceleme yapılacak ve tasarım örnekleri verilecektir. AGK'nın çalışma frekansının yüksek olması, güç kaynağının hacminin küçük olmasını sağladığından, çalışma frekansı $f = 100$ kHz civarında seçilecektir. Giriş geriliminin 85-265 VAC ve 195-265 VAC olması durumunda farklı çıkış güçlerinde 100W'a kadar tasarımın nasıl yapılacağı incelenecektir.

FB güç kaynağı yüksek çıkışlı AGK'dan türetilmiştir ve bobinin enerji depo etme prensibine göre çalışır. FB güç kaynağının temel güç devresi Şekil 4.1'de gösterilmiştir. Temel güç devresinde kullanılan transformatörün primeri DC giriş kaynağı ve güç elemanına bağlanmıştır. Sekonder sargı diyot üzerinden kapasite ve yüke bağlanmıştır. FB AGK'da genellikle güç elemanı olarak mosfet kullanılır. Mosfet iletimde iken giriş gerilimi transformatörün primerine uygulanır. Transformatörün sekonderindeki diyot bu aralıkta ters kutuplanır. Dolayısıyla kaynaktan yüke enerji akışı sağlanamaz. Bu aralıkta transformatörün primeri bir bobin gibi davranır ve enerji depo eder. Depo edilen enerjinin miktarı değiştirilerek çıkış gücünün kontrolü ve regülasyonu sağlanır.

İstenilen çıkış gerilimini sağlamak amacıyla PWM metodu ile sabit frekansta güç elemanının iletim süresi değiştirilerek kontrol yapılması gerekir. Bu kontrol gerilim ve akım kontrolü olmak üzere iki şekilde yapılabilir. Kontrol devresi ve metodu üzerinde ilerleyen bölümlerde detaylı bilgi verilecektir (General.D.B,2004).



Şekil 4.1 FB güç kaynağının temel devresi

FB güç kaynağının kalbi manyetik devre yani transformatördür. Manyetik devrenin tasarımı istenilen çıkış gücüne göre yapılır. Bu tasarım devrenin çalışma aralığını ve FB dönüştürücünün verimi etkiler (General.D.B, 2004).

4.2 FB Güç Kaynağının Özellikleri

- Off-line, izoleli güç kaynaklarında kullanılır.
- En az elemana sahiptir.
- Geniş giriş gerilimi aralığında çalışır.
- Özel bir gerilim geri besleme metodu kullanılır.
- Tek veya çok çıkış elde edilebilir.
- Çıkış gerilimi girişten düşük veya yüksek olabilir.
- Çıkış gerilimi pozitif veya negatif olabilir.

Güç kaynaklarının çoğunda güvenlik ve standartlara uygunluk açısından giriş ve çıkış gerilimi arasında izolasyon mevcuttur. Bu izolasyonu sağlamak için bir transformatör kullanılır. Transformatör aynı zamanda gerilimin istenilen oranda dönüştürülmesini de sağlar. çoğu güç kaynağında bir enerji depolama elemanı ve PWM şeklindeki çıkış gerilimini DC gerilime çevirmek için alçak geçiren filtrenin bir parçası olarak ayrıca bir bobin kullanmak gerekir.

FB güç kaynağı düşük güçlerde ilgi çekicidir çünkü, transformatör ve bobin enerji depo edilmesini, izolasyonu ve gerilim dönüşümünü sağlayan tek bir manyetik elemandır. Forward dönüştürücü ve diğer dönüştürücüler ile karşılaştırıldığında da, FB dönüştürücü daha az manyetik ve devre elemanına sahiptir. FB topolojisinin bu avantajları yaklaşık olarak çıkış gücü 100 W ve çıkış akımı 10A'ye kadar geçerlidir. Bu değerlerin üzerinde elemanların maruz kaldığı akım ve gerilim stresleri artar, daha pahalı elemanların kullanılması nedeniyle fiyat avantajı kaybolur.

FB güç kaynağının diğer bir avantajı ise çıkış gerilimi ile orantılı bir gerilimin güç transformatörüne bir geri besleme sargısı eklenerek elde edilmesidir. Bunun anlamı sekonder regülasyonunun primer tarafında opto eleman gibi ek bir izolasyon elemanı kullanılmadan sağlanabileceğidir.

4.3 FB Güç Kaynağının Çalışması

FB güç kaynağında enerji depolama, çıkış izolasyonu ve çıkış gerilim dönüşümü amacıyla bir, transformatör kullanılır. MOSFET iletimde iken D_2 diyotu ters kutuplanır ve transformatörün primerindeki akım (4.1) eşitliğine göre yükselir.

$$I_{PRI} = I_1 + \frac{(V_{IN} - V_{DS(ON)}) \times t_{ON}}{L_P} \quad (4.1)$$

Burada I_1 transformatörün primerinden geçen akımın başlangıç değeri, V_{IN} köprü doğrultucu çıkışındaki gerilimin DC değeri, $V_{DS(ON)}$ mosfet'in iletim gerilim düşümü, t_{ON} mosfet'in iletim süresi ve L_P Henry cinsinden transformatörün primer endüktansıdır. Bu aralıkta, transformatör çıkıştaki yükten D_2 diyotu ile izole olduğu için yüke aktarılan enerji C_1 çıkış kondansatörü tarafından sağlanır.

Mosfet kesime girdiğinde transformatörün nüvesindeki manyetik akı azalmaya başlar dolayısıyla çıkış sargısının polaritesi yön değiştirir. D_2 diyotu iletime girer ve mosfet iletimde iken transformatörde depo edilen enerji yük devresine aktarılır. Bu aralıkta hem kondansatör şarj olur hem de yük akımı sağlanır. Mosfet kesime ve D_2 diyotu iletime girdiğinde sekonder

akımının başlangıç değeri $I_p \times \frac{N_P}{N_S}$ olur.

Burada I_P , mosfet iletimde iken primerden geçen I_{PRI} akımının maksimum değeridir. N_S sekonderdeki sarım sayısı ve N_P primerdeki sarım sayısıdır. Sekonder akımı (4.2) numaralı eşitliğe göre azalır.

$$I_{SEC} = I_P \times \frac{N_P}{N_S} - \frac{(V_0 + V_{D2}) \times t_{OFF} \times N_P^2}{N_S^2 \times L_P} \quad (4.2)$$

Burada çıkış gerilimi V_0 , D_2 diyotunun iletim gerilim düşümü V_{D2} ve mosfet'in kesim süresi t_{OFF} olarak gösterilmiştir. Akım bu aralıkta sıfıra düşerse, C_1 kondansatörü çıkış akımını sağlar. FB güç kaynağının iki farklı çalışma modu vardır. Eğer I_{SEC} akımı t_{OFF} süresi tamamlanmadan sıfıra düşerse bu çalışmaya kesintili mod denir. t_{OFF} süresi tamamlandığında akım sıfırdan büyükse bu çalışma kesintisiz mod olarak tanımlanır.

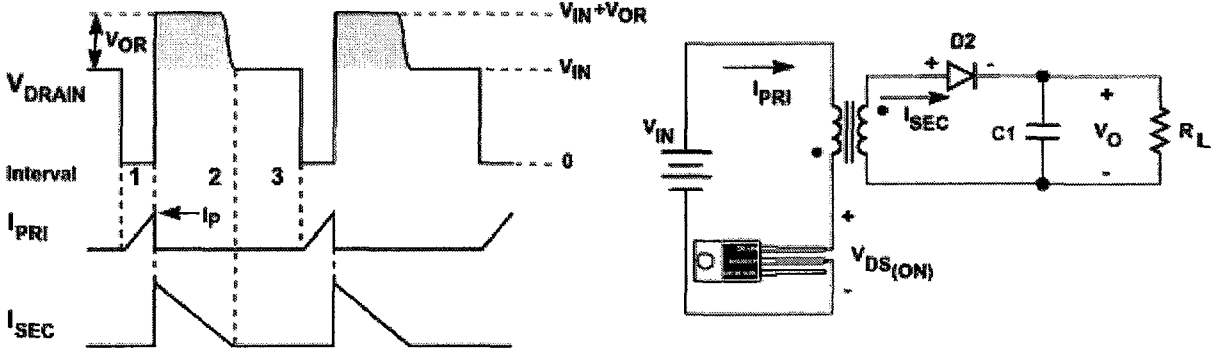
4.3.1 Modelin İdeal Olması Durumunda Kesintili Çalışma Modu

Kesintili çalışma modu üç farklı aralıktan oluşur. İlk aralık transformatörün primer sargısından geçen I_{PRI} akımının lineer olarak yükseldiği aralıktır. Bu aralıkta transformatörün nüvesinde bir manyetik alan oluşur. Mosfet'in $V_{DS(ON)}$ gerilimi bu aralıkta yaklaşık olarak sıfırdır. Çıkış diyotu transformatörün ters polaritesinden dolayı kesimde olduğundan (noktanın polaritesi çıkış diyotuna göre ters) sekonder çıkıştan izoledir ve akım C_1 kondansatörü tarafından sağlanır.

İkinci çalışma aralığı mosfet kesime girince oluşur. Manyetik alanda depo edilen enerji hem primer hem de sekonder sargısında ters yönde gerilim oluşmasına neden olur. İdeal bir devrede I_{PRI} akımı hemen sıfır olur ve sekonder akımı hemen akmaya başlar. Pratikte ise ideal davranıştan farklı dikkate alınması gereken durumlar oluşur. Sekonder sargı gerilimi çıkış gerilimi ile iletimdeki diyotun gerilim düşümünün toplamına eşittir. Sekonder gerilimi transformatörün dönüştürme oranı V_{OR} (reflected output voltage) kadar primere yansır. Bu aralıkta mosfet'in üzerindeki gerilim, yansıyan gerilim V_{OR} ile giriş gerilimi V_{IN} 'in toplamıdır. Yansıyan V_{OR} geriliminin mosfet'in üzerinde gerilim stresi oluşturmaması için transformatör dönüştürme oranının seçimine dikkat edilmelidir. Bu yansıyan gerilim, çıkış geriliminin primer tarafından dolaylı olarak algılanması için kullanılır (General.D.B,2004).

Böylece primer çıkışını referans alan bir uyarma (bias) veya kontrol sargısı ile primer tarafından kontrol yapılması mümkün olur. İlk aralıkta transformatörün primerinde depo

edilen enerji, ikinci aralıkta yük devresine akım sağlar. Birinci ve üçüncü aralıkta deşarj olan C_1 kondansatörü bu aralıkta şarj olur. Üçüncü aralık nüvedeki manyetik alanın azalarak sıfır olması ($I_{SEC} = 0$) ile ortaya çıkar. Bu aralıkta sekonder ve primerden bir akım geçmez. mosfet'in V_{DS} gerilimi giriş gerilimine kadar düşer. Transformatördeki enerji sıfır olduğu için çıkış akımı C_1 kapasitesi tarafından sağlanır.



Şekil 4.2 FB güç kaynağında kesintili çalışma modu (Power I.A.N.2004)

Her çevrimde transformatör tarafından yüke aktarılan enerji,

$$E = \frac{1}{2} L_p I_p^2 \eta \quad (4.3)$$

ve çıkış gücü,

$$P_0 = \frac{1}{2} L_p I_p^2 \eta f_s \quad (4.4)$$

olarak hesaplanır. Burada verim ve f_s çalışma frekansıdır. Bağlı iletim süresi $D = t_{ON} f_s$, $I_1 = 0$ ve $V_{DS(ON)} = 0$ olduğuna göre (4.3) eşitliği kullanılarak çıkış gücü aşağıdaki şekilde yazılır.

$$P_0 = \frac{V_{IN}^2 D^2 \eta}{2 L_p f_s} \quad (4.5)$$

Kesintili modda çalışan bir güç kaynağında, kontrolör bağlı iletim süresini ayarlayarak istenilen çıkış gerilimini sağlayacak gücün yüke aktarılması sağlanır. Bağlı iletim süresi hem giriş geriliminin hem de çıkıştaki yükün bir fonksiyonudur.

4.3.2 Modelin İdeal Olması Durumunda Kesintisiz Çalışma Modu

Kesintisiz çalışma modun da sekonder akımı I_{SEC} sıfır olmaz ve üçüncü aralık oluşmaz. I_{PRI} akımı başlangıç değerinden itibaren I_{SEC} akımının primere indirgenmiş değerine kadar yükselir. Kesim aralığında mosfet üzerinde oluşan gerilim, giriş gerilimi V_{IN} ile sekonderden primere yansıyan V_{OR} geriliminin toplamıdır.

Sabit çıkış gerilimi elde etmek için iletim süresi boyunca primer endüktansından geçen akımın artış miktarı ile kesim aralığı boyunca oluşan azalma miktarı aynı olmalıdır. Bu durum aşağıdaki eşitlikte verilmiştir.

$$\frac{(V_{IN} - V_{DS(ON)})D}{L_P f_S} = \frac{(V_0 + V_{D2})(1-D)}{\frac{N_S}{N_P} L_P f_S} \quad (4.6)$$

Buradan çıkış gerilimi,

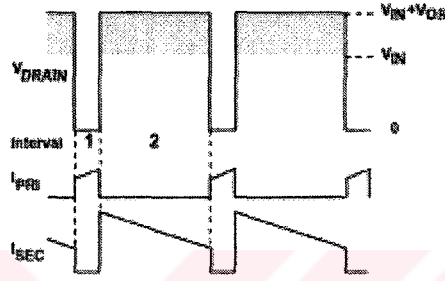
$$V_0 = \left[(V_{IN} - V_{DS(ON)}) \frac{D}{1-D} \frac{N_P}{N_S} \right] - V_{D2} \quad (4.7)$$

olarak elde edilir.

Kesintisiz akım modun da çalışmada çıkış gerilimi ile yük arasında bir ilişki yoktur. Bağlı iletim süresinin sabit kalması durumunda yük değişirse primer akımının başlangıç değeri değişir. Transformatörün primer endüktansı, çıkış yükü ve mosfet'in kesim süresi çalışmanın kesintili olup olmadığını belirler. Bu bağımlılık (4.4) eşitliğinde verilmiştir. Kesintili ve kesintisiz mod arasındaki sınır akım değeri I_{OB} aşağıdaki gibi hesaplanır. Bu eşitlik çıkış akımının bir periyot içindeki integrali, transformatör çıkış akımının bir periyodun kesim aralığındaki integraline eşitlenerek elde edilir. Yani bir periyot içinde yükün ihtiyacı olan enerji, kesim aralığında transformatörün yüke aktardığı enerjiye eşit ise sınır durumudur.

$$I_{OB} = \frac{V_{IN}^2 V_0}{2 f_S L_P \left[\left(\frac{N_S}{N_P} V_{IN} \right) + V_0 \right]^2} \quad (4.8)$$

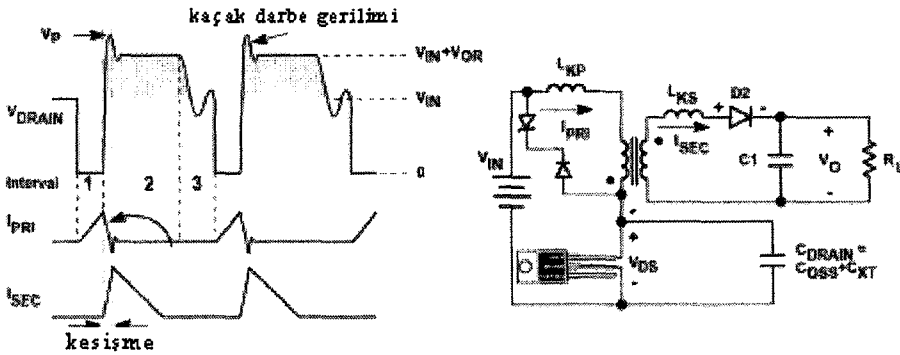
Çıkış akımı I_{OB} değerinden büyük ise kesintisiz modda, küçük veya eşit ise kesintili moda çalışma gerçekleşir. Transformatörün primer endüktansı küçük ise enerji hızlı bir şekilde azalır ve kesintili mod oluşur. Primer endüktansının değeri büyük ise güç kaynağı kesintisiz modda çalışır. Yük akımı I_{OB} değerinin altına düşerse güç kaynağı kesintili modda çalışır. Belirli bir yük için giriş gerilimi arttırılırsa yine kesintili mod oluşur, çünkü I_{OB} giriş geriliminin artması ile artar.



Şekil 4.3 FB güç kaynağında kesintisiz çalışma modu (Power I.A.N.2004)

4.3.3 Modelin İdeal Olmaması Durumunda Kesintili ve Kesintisiz Mod

İdeal olmayan FB güç kaynağında ilave olarak iki kaçak endüktans ve bir parazitik kondansatör mevcuttur. Güç transformatörünün primer kaçak endüktansı L_{KP} , sekonder kaçak endüktansı L_{KS} 'dir. Mosfet'in çıkış kondansatörü C_{OSS} ile transformatör sargısının kondansatörü C_{XT} 'nin toplamı C_{DRAIN} 'dir. Bu kaçak devre elemanları uygulamada güç kaynağının performansını etkiler (General.D.B,2004).



Şekil 4.4 Modelin ideal olmaması durumunda kesintili modda çalışma
(Power I.A.N.2004)

Kesintili çalışma modunda ilk aralıkta mosfet iletme girer ve C_{OSS} ile C_{XT} de şarj olur. Bu kondansatörlerin bir önceki peryodun sonunda depo ettikleri enerji, iletim aralığının başında mosfet'te harcanır. Bu enerji parazitik kondansatörlerdeki gerilimin karesi ile orantılıdır. Bu nedenle yüksek değerli parazitik kondansatörler özellikle giriş gerilimi yüksek olduğunda güç kaynağının verimini önemli ölçüde azaltır. İletim aralığında kaçak endüktansın etkisi azdır çünkü transformatörün enerjisi ve çıkış akımının başlangıç değeri sıfırdır.

İkinci aralıkta mosfet kesime girer. Manyetik alanda depo edilen enerji sekondere aktarılır. Bu aktarım esnasında L_{KP} ve L_{KS} akımın değişmesine engel olmaya çalışır. L_{KP} primer akımına ve L_{KS} sekonder akımına engel olmaya çalışır. Primer akımı azalırken ve sekonder akımı artarken bir kesişme (crossover) bölgesi oluşur. Primer akımı devre gerilimi ve kaçak endüktans değerinin belirlediği eğim ile azalır, sekonder akımı ise devre gerilimi ve kaçak endüktans değerinin belirlediği eğim ile artar. Primer akımının bu kesişme aralığında geçmeye devam etmesi önemli bir problem kaynağıdır. Azalan primer akım C_{OSS} ve C_{XT} 'nin V_p gerilimine kadar şarj olması ile son bulur. Kaçak endüktansın neden olduğu bu maksimum gerilim kaçak darbe gerilimi (leakage spike) olarak tanımlanacaktır. Pratik bir FB güç kaynağında kaçak darbe gerilimi güç anahtarının devrilme gerilimini (breakdown voltge) aşmamalıdır. Bunun için bu darbenin kırılması gereklidir.

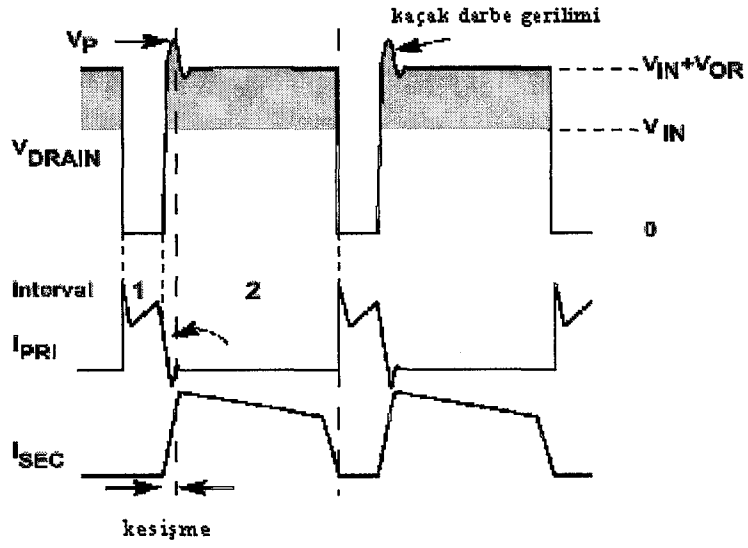
Üçüncü çalışma aralığında V_{OR} gerilimi sıfır olur. Transformatörde depo edilen manyetik enerji bu aralıkta verilmiştir. Mosfet'in V_{DS} gerilimi, $V_{IN}+V_{OR}$ geriliminden V_{IN} gerilimine düşer. Gerilimin düşmesi ile kaçak kapasite ile primer endüktansı arasında rezonans oluşur. Rezonans ile C_{OSS} ve C_{XT} üzerindeki gerilimler bir tür modüle edilmiş olur. Rezonans kayıp nedeniyle azalarak devam eder. Mosfet'in iletme girmesi ile rezonans biter ve kondansatörler mosfet üzerinden deşarj olur. Kondansatörlerin deşarj enerjisi mosfet'te harcanır ve kayba dönüşür.

Kesintisiz çalışma modunda da aynı parazitik elemanlar mevcuttur. Ayrıca doğrultucunun ideal olmayan karakteristikleri de dikkate alınmalıdır. İdeal bir doğrultucuda iletim gerilim düşümü sıfırdır ve anahtarlama hızı çok yüksektir. Gerçek bir diyotta ise belirli bir iletim gerilim düşümü ve kesime girme süresi mevcuttur. PN diyotuna ters gerilimin uygulanması ile azınlık yük taşıyıcılarının jonksiyon da yer değiştirmesi ve diyotun kesim durumuna geçmesi ters toparlanma süresi t_{rr} kadar bir süre alır. Schottky diyotta t_{rr} süresi jonksiyon kapasitesinden kaynaklanır. t_{rr} süresi boyunca, diyot kesime girinceye kadar diyottan ters

toparlanma akımı geçer. Bu ters akım darbesi diyotta güç harcanmasına neden olur ve mosfet'i ilettime girerken yükler. Bu akım darbesinin genliği ve süresi diyotun hızına bağlıdır. 100 kHz'in üzerindeki çalışma frekanslarında diyotun t_{rr} süresinin 50 ns'den küçük olması gerekir. Yavaş diyotların kullanılması durumunda ters toparlanma esnasında aşırı bir güç harcanır ve verim düşer. FB güç dönüştürücüde ideal olmayan değişimler Şekil 4.5'te verilmiştir.

Kesintisiz çalışmanın ilk aralığında sekonderden akım geçmek te iken mosfet ilettime girer. Yani mosfet ilettime girdiğinde V_{DS} gerilimi V_{IN} giriş gerilimi ile transformatörün sekonderinden yansıyan V_{OR} geriliminin toplamıdır. Bu durumda kaçak kondansatörler kesintisiz moda göre daha yüksek gerilimle dolu olduğundan mosfet'in ilettime girme kaybı daha yüksek olur. Sekonder akımının sıfır olması için önce sekonder kaçak endüktansındaki akımın deşarj olması gerekir. Dolayısıyla sekonder akımının azaldığı ve primer akımının arttığı aralıkta bir kesişme olur. Önce sekonder kaçak endüktansındaki akım sıfır olur. D_2 çıkış diyotuna ters gerilim gelir. Diyottaki akım taşıyıcıları geri çekilir ve ters toparlanma akımı geçer. Bu akım primer akımının yükselen kenarında görülür. Diyot karakteristiğine bağlı olarak ilk akım darbesinin genliği, primer akımının son değerine göre yüksek olabilir. Bu durum akım sınırlama devresinin gereksiz yere çalışmasına neden olur. Bunun için uygulamada kontrol devresinde yükselen kenardaki akım darbesi değerlendirilmeden bir süre sonra akım koruması yapılır.

Kesintisiz çalışma modunda mosfet'in kesime girmedeki davranışı, kesintili çalışma modundaki davranışına benzer. Primer ve sekonder akımı transformatörün kaçak endüktansı nedeniyle kesişir. Bu durum primerde kesintili modda olduğu gibi bir kaçak darbe geriliminin oluşmasına neden olur. Mosfet ilettime girene kadar V_{DS} gerilimi V_{IN} giriş gerilimi ile transformatörün sekonderinden yansıyan V_{OR} geriliminin toplamı olur.



Şekil 4.5 İdeal olmayan modelde kesintisiz çalışma modundaki değişimler
(Power I.A.N.2004)

5 GERİDÖNÜŞLÜ (FLYBACK) GÜÇ KAYNAKLARININ TASARIMI

5.1 Giriş

Anahtarlama güç kaynağı tasarımı, analog ve sayısal devreler, güç elemanlarının karakteristikleri, manyetik devreler, sıcaklık, güvenlik ihtiyaçları, kontrol döngüsünün kararlılığı gibi elektrik mühendisliğinin bir çok konusunu içermektedir. Dolayısıyla bir tasarımda dikkat edilmesi gereken çok sayıda kriter mevcuttur. Entegre devrelerin geliştirilmesiyle sağlanan entegrasyon ile tasarım değişkenlerinin sayısı önemli ölçüde azalmış ve döngü kararlılığı artmıştır. Günümüzde mosfet güç elemanı ile kontrol devresi aynı kılıf içinde bulunan birçok entegre devre üretilmektedir.

5.2 Temel Parametrelerin (V_{ACMIN} , V_{ACMAX} , f_L , f_s , V_0 , P_0 , μ ve Z 'nin) Belirlenmesi

Öncelikle V_{ACMIN} , V_{ACMAX} , V_{MIN} , V_{OR} , V_{CLO} ve C_{IN} değerleri tespit edilir. Verim % 80 kabul edilebilir. Çıkış diyotundaki gerilim düşümü nedeniyle verim, çıkış gerilimi düşük olan kaynaklarda % 75, yüksek olanlarda ise % 85 civarındadır.

Çıkış gücü P_0 ve verim η olan bir güç kaynağında, sistemde kaybolan $P_0 \frac{1-\eta}{\eta}$ kayıp gücü, sekonder ve primer devresinde kaybolur. Sekonder ve primerdeki kayıp güç dağılımını bilmek gerekir. Transformatör tasarımı hem çıkış gücü hem de sekonder güç kaybı dikkate alınarak yapılır. Primerdeki kırpma devresinde harcanan güç de sekonder kaybı olarak kabul edilir. Çünkü bu güç, kırpma devresine gelmeden önce transformatörden geçer. Sekonder kaybı ile toplam kayıp arasındaki oran, Z kayıp faktörü olarak bilinir ve deneysel olarak $Z=0.5$ alınabilir.

AC şebeke gerilimi köprü doğrultucu ile doğrultularak C_{IN} kapasitesi ile filtre edildiğinde elde edilen bara gerilimi (V_+)'nın değişimi şekil 5.1'de gösterilmiştir. Şebeke geriliminin en küçük değeri olan V_{ACMIN} gerilimi, V_{MIN} gerilimini oluşturur ve tasarımda önemli bir parametredir.

C_{IN} kondansatörü en ekonomik olarak Watt başına, 110/115 VAC giriş gerilimi ($V_{MIN} = 90$ VDC) için 2-3 μF ve 235 V AC giriş gerilimi ($V_{MIN} = 240$ VDC) için 1 μF seçilir. C_{IN} kondansatörünün yüksek seçilmesi ile V_{MIN} geriliminin artması ve gerilim dalgalanmasının

5 GERİDÖNÜŞLÜ (FLYBACK) GÜÇ KAYNAKLARININ TASARIMI

5.1 Giriş

Anahtarlama güç kaynağı tasarımı, analog ve sayısal devreler, güç elemanlarının karakteristikleri, manyetik devreler, sıcaklık, güvenlik ihtiyaçları, kontrol döngüsünün kararlılığı gibi elektrik mühendisliğinin bir çok konusunu içermektedir. Dolayısıyla bir tasarımda dikkat edilmesi gereken çok sayıda kriter mevcuttur. Entegre devrelerin geliştirilmesiyle sağlanan entegrasyon ile tasarım değişkenlerinin sayısı önemli ölçüde azalmış ve döngü kararlılığı artmıştır. Günümüzde mosfet güç elemanı ile kontrol devresi aynı kılıf içinde bulunan birçok entegre devre üretilmektedir.

5.2 Temel Parametrelerin (V_{ACMIN} , V_{ACMAX} , f_L , f_s , V_0 , P_0 , μ ve Z 'nin) Belirlenmesi

Öncelikle V_{ACMIN} , V_{ACMAX} , V_{MIN} , V_{OR} , V_{CLO} ve C_{IN} değerleri tespit edilir. Verim % 80 kabul edilebilir. Çıkış diyotundaki gerilim düşümü nedeniyle verim, çıkış gerilimi düşük olan kaynaklarda % 75, yüksek olanlarda ise % 85 civarındadır.

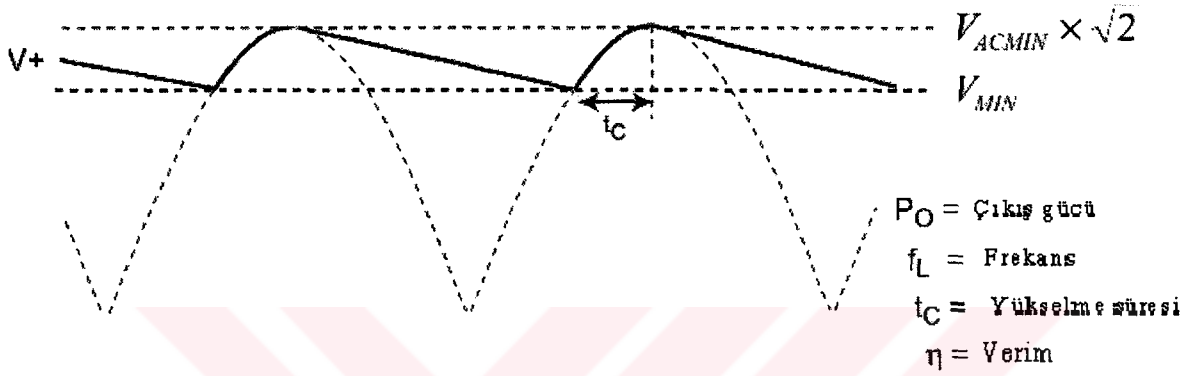
Çıkış gücü P_0 ve verim η olan bir güç kaynağında, sistemde kaybolan $P_0 \frac{1-\eta}{\eta}$ kayıp gücü, sekonder ve primer devresinde kaybolur. Sekonder ve primerdeki kayıp güç dağılımını bilmek gerekir. Transformatör tasarımı hem çıkış gücü hem de sekonder güç kaybı dikkate alınarak yapılır. Primerdeki kırpm devresinde harcanan güç de sekonder kaybı olarak kabul edilir. Çünkü bu güç, kırpm devresine gelmeden önce transformatörden geçer. Sekonder kaybı ile toplam kayıp arasındaki oran, Z kayıp faktörü olarak bilinir ve deneysel olarak $Z=0.5$ alınabilir.

AC şebeke gerilimi köprü doğrultucu ile doğrultularak C_{IN} kapasitesi ile filtre edildiğinde elde edilen bara gerilimi (V_+)'nın değişimi şekil5.1'de gösterilmiştir. Şebeke geriliminin en küçük değeri olan V_{ACMIN} gerilimi, V_{MIN} gerilimini oluşturur ve tasarımda önemli bir parametredir.

C_{IN} kondansatörü en ekonomik olarak Watt başına, 110/115 VAC giriş gerilimi ($V_{MIN} = 90$ VDC) için 2-3 μF ve 235 V AC giriş gerilimi ($V_{MIN} = 240$ VDC) için 1 μF seçilir. C_{IN} kondansatörünün yüksek seçilmesi ile V_{MIN} geriliminin artması ve gerilim dalgalanmasının

azalması kondansatörün fiyatına ödenen bedeli karşılamaz. Kondansatör düşük değerde seçilirse V_{MIN} gerilimi azalır ve akım yükseldiği için kullanılan entegrenin fiyatı artar. Ayrıca giriş gerilim dalgalanmasındaki artış kontrol ve regülasyon sınırlarını aşabilir.

Belirli bir C_{IN} kondansatörü için V_{MIN} geriliminin çözümü zaman alıcıdır. Aşağıda verilmiş olan yaklaşık çözüm kullanılarak yeterli doğruluk sağlanabilir. Eşitlikteki t_C süresi 3 ms civarındadır ve deneysel olarak ölçülebilir.



Şekil 5.1 Giriş geriliminin değişim grafiği

$$V_{MIN} = \sqrt{\left(2 \times V_{ACMIN}^2\right) - \frac{2 \times P_0 \times \left(\frac{1}{2f_L} - t_C\right)}{\eta C_{IN}}} \quad (5.1)$$

MOSFET kesimde iken üzerinde oluşan gerilim, BV_{DSS} devrilme gerilimini aşmamalıdır. Bu gerilim maksimum DC giriş gerilimi $V_{MAX} = \sqrt{2}V_{ACMAX}$, sekonderden yansıyan V_{OR} gerilimi ve primer sargısının kaçak endüktansı nedeniyle oluşan gerilimin toplamıdır. RC bastırma devresi yerine zenerli bir kırpıcının kullanılması daha uygundur.

Çünkü ilk çalışma anındaki geçici rejimde kaçak enerjinin kırılma garantisinin RC devresi ile sağlanması zordur. Deneysel sonuçlara göre nominal zener kırpma gerilimi (V_{CLO} =Zener clamp voltage), sekonderden yansıyan V_{OR} geriliminin % 50'sinden fazla olması gerekir. Böylece zener sadece kaçak enerjiyi kırpar ve akımın primerden sekondere geçişine engel

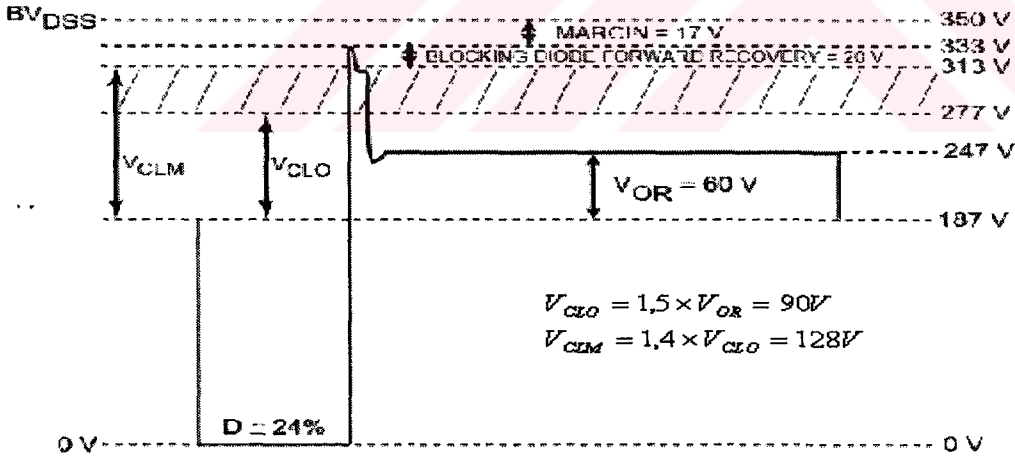
olmaz. Deneysel sonuçlar sekonder akımının kaçak endüktansta hızlı bir şekilde oluşması için bu gerilim toleransının gerekli olduğunu göstermektedir.

Düşük kırılma gerilimi kullanılırsa nüvede depo edilen enerji Zener diyota aktarılır ve diyetun güç kaybı artar. V_{CLO} nominal zener kırılma gerilimi olup oda sıcaklığında tanımlanır. Yüksek gerilimli zenerlerin pozitif sıcaklık katsayısı çok yüksek olup dirence benzer ve sıcaklık arttıkça V_{CLM} gerilimi artar. Deneysel veriler V_{CLM} 'nin V_{CLO} 'dan % 40 yüksek olacağını göstermektedir. Bu durum zener seçerken göz önünde bulundurulmalıdır.

$$V_{CLM} = 1.4 \times V_{CLO} \quad (5.2)$$

Değeri göz önünde bulundurulmalıdır. Ayrıca zeneri bloke etmek için kullanılan seri diyetun ileri yönde toparlanma süresinden dolayı 20V'luk bir gerilim darbesi oluşabilir. Bu faktörler dikkate alınırsa mosfet'in maksimum V_{DS} gerilimi aşağıdaki gibi elde edilir.

$$V_{DS} = V_{MAX} + (4 \times 1.5 \times V_{OR}) + 20V \quad (5.3)$$

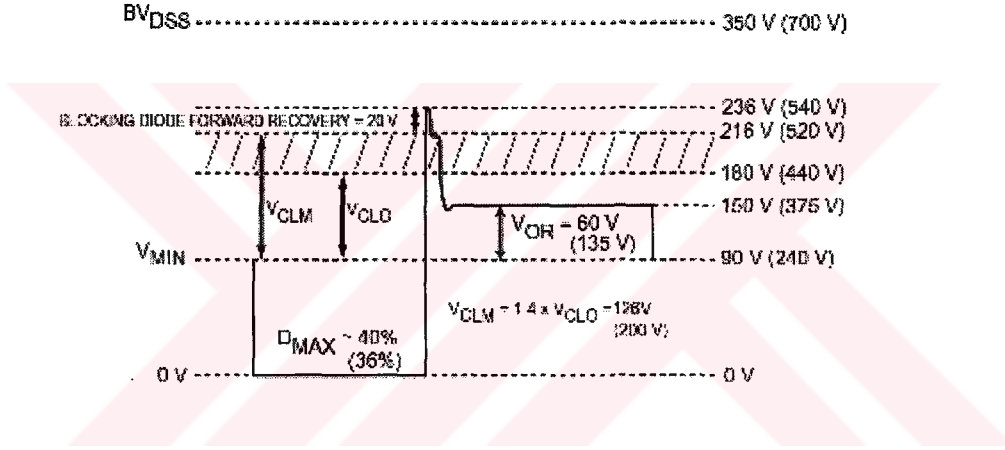


Şekil 5.2 Giriş gerilimi 110/115 V AC ,350VAC'lik Top-switch ve $V_{OR}=60V$ iken kullanılacak zenerin gerilim diyagramı

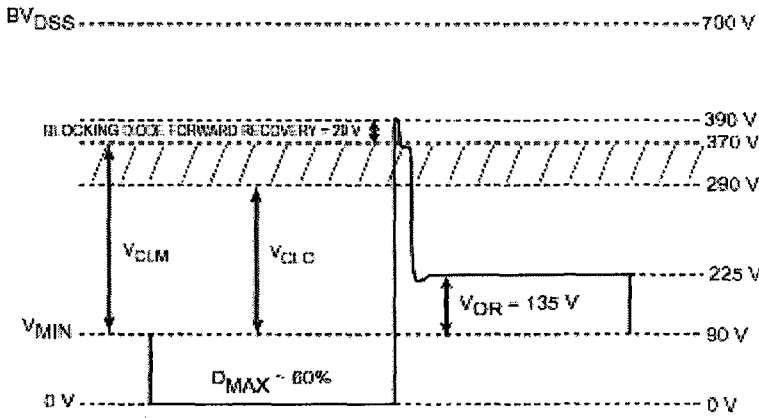
5.3 AC Giriş Gerilimi En Düşük İken V_{OR} ve V_{MIN} Kullanılarak D_{MAX} 'ın Elde Edilmesi

$$D_{MAX} = \frac{V_{OR}}{V_{OR} + (V_{MIN} - V_{DC})} \quad (5.4)$$

Mosfet'in iletim gerilim düşümünün ortalaması V_{DS} 'dir. V_{DS} sıfır alınırsa D_{MAX} 'ın değeri sabit giriş gerilimi uygulamasında %36 ile % 40 arasında ve universal giriş gerilimi uygulamasında %60 olur. Pratikte $V_{DS} = 10V$ seçilirse D_{MAX} değeri biraz artar. V_{MIN} geriliminin yüksek olması Mosfet'in çıkış gücü kapasitesini artırır. V_{MAX} 'ın düşük olması V_{OR} geriliminin ve D_{MAX} 'ın daha büyük olmasını ve çıkış gücünün artmasını sağlar. Dolayısıyla giriş gerilimi aralığının dar olması, daha yüksek çıkış gücü veya güç kaynağının fiyatının düşmesi demektir.

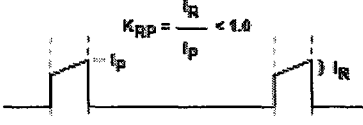


Şekil 5.4 100/115 VAC (230 VAC) giriş için D_{MAX}

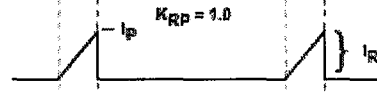


Şekil 5.5 Ünlversal (85V-265VAC) giriş için D_{MAX}

5.4 Primer Akımının Belirlenmesi



Şekil 5.6 Kesintisiz mod



Şekil 5.7 Kesintili mod

$K_{RP} = 0.4 \rightarrow 110/115 \text{ VAC}$ veya üniversal giriş için tavsiye edilen değer.

$K_{RP} = 0.6 \rightarrow 230 \text{ VAC}$ giriş için tavsiye edilen değer.

Gerilim yüksek olduğunda drain kapasitesinin deşarj olması ile oluşan, yükselen kenardaki geniş ve uzun akım pikine uyum sağlamak için 0.4'ten büyük seçilmiştir.

K_{RP} yukarıdaki gibi seçilirse düşük giriş geriliminde kesintisiz modda çalışma sağlanır. Belirli bir çıkış gücü için primer akımının tepe değeri minimum olur ve mosfet'in akımı azalır. $K_{RP} = 1$ ise kesintili çalışma moduna karşılık gelir. Kesintili modda kontrol döngüsünün kararlılığını sağlamak daha kolaydır.

5.5 Primer Akımının I_{AVG} , I_p , I_R Ve I_{RMS} Parametrelerinin Elde Edilmesi

Şebeke gerilimi minimum olduğunda giriş akımının ortalaması I_{AVG} aşağıdaki gibi elde edilir.

$$I_{AVG} = \frac{P_0}{\eta V_{MIN}} \quad (5.5)$$

K_{RP} ve D_{MAX} daha önce tespit edildiğinden, akımın şekli bilinmektedir. Akımın şekli ve I_{AVG} kullanılarak tepe akımı I_p , dalgalanma (ripple) akımı I_R ve RMS akımı I_{RMS} elde edilir.

$$I_p = \frac{I_{AVG}}{\left(1 - \frac{K_{RP}}{2}\right) D_{MAX}} \quad (5.6)$$

$$I_R = I_p K_{RP} \quad (5.7)$$

$$I_{RMS} = I_P \sqrt{D_{MAX} \left(\frac{K_{RP}^2}{3} - K_{RP} + 1 \right)} \quad (5.8)$$

MOSFET'in akım limiti gözönünde bulundurulmalıdır. Katalogda I_{LIMIT} oda sıcaklığı için verilmiştir. Sıcaklık arttığında bu değer % 10 azalır. I_{LIMIT} ile I_P arasındaki ilişki aşağıda verilmiştir. En ekonomik seçim I_{LIMIT} değerinin üstünde olan elemanın seçilmesidir.

$$I_{LIMIT} \geq I_P / 0.9 \quad (5.9)$$

5.6 Güç ve Sıcaklık Sınırının İncelenmesi

Giriş gerilimi en düşük iken mosfet'in iletim güç kaybı aşağıdaki şekilde hesaplanır.

$$P_{IR} = I_{RMS}^2 R_{DS(ON)} (100C) \quad (5.10)$$

Anahtarlama kayıpları ise giriş gerilimi en yüksek iken hesaplanır. C_{XT} mosfet'in D-S uçlarındaki toplam kaçak kapasitedir.

$$P_{CXT} \cong \frac{1}{2} C_{XT} (V_{MAX} + V_{OR})^2 f_S \quad (5.11)$$

Jonksiyon sıcaklığı T_J toplam kayıp ve termik direnç θ_{JA} kullanılarak hesaplanır.

$$T_J = 25^\circ C + (P_{IR} + P_{CXT}) \theta_{JA} \quad (5.12)$$

Hesaplanan sıcaklık değeri $100^\circ C$ 'nin üzerine çıkarsa daha büyük bir mosfet seçilir. Düşük giriş geriliminde kesintisiz modda çalışma, akımın tepe değerini belirli bir güç için azaltır ve daha küçük mosfet kullanılmasını sağlar. Eğer nüve boyutunun küçültülmesi hedefleniyorsa K_{RP} arttırılır ve daha büyük mosfet kullanılır. K_{RP} büyük seçilirse I_P akımı artar ve daha küçük endüktans yeterli olur. K_{RP} 'nin büyük seçilmesi I_{RMS} ve iletim kayıplarını arttırır. K_{RP} 'nin orta değerler alması hacim, ağırlık ve verim açısından optimum çözümü sağlar.

5.7 Primer Endüktansının Belirlenmesi

Her bir alternansta primerden sekondere aktarılan enerji $\frac{1}{2}L_P I_P^2 - \frac{1}{2}L_P (I_P - I_R)^2$ olarak verilir. L_P primer endüktansı I_P , K_{RP} , f_S , P_0 , η ve Z 'nin fonksiyonu olarak aşağıdaki gibi elde edilir.

$$L_P = \frac{10^6 P_0}{I_P^2 K_{RP} \left(1 - \frac{K_{RP}}{2}\right) f_S} \frac{Z(1-\eta) + \eta}{\eta} \quad (5.13)$$

Z sekonder kayıplarının toplam kayba oranıdır. Kayıpların hepsi sekonderde ise $Z=1$ primerde ise $Z=0$ olur. Elde bir veri yoksa $Z=0.5$ alınabilir.

5.8 Çıkış Gücüne Göre Nüve ve Bobin Seçilerek A_e , L_e , A_L ve B_w 'Nin Belirlenmesi

Sekonder sarım sayısı N_S ve primer kademe sayısı L belirlenir. Primer sarım sayısı N_P ve bias sarım sayısı N_B belirlenir. B_M , CMA ve L_g kontrol edilir. Gerekirse iterasyon ile L , N_S , nüve ve bobin değiştirilir.

Nüve ve bobin seçimine ek olarak, transformatörün yapılması için aşağıdaki 9 parametre belirlenir.

- Primer endüktansı L_P
- Nüvenin hava boşluğu L_g
- Primer sarım sayısı N_P
- Sekonder sarım sayısı N_S
- Bias sarım sayısı N_B
- Primer telinin dış çapı OD
- Sekonder telinin dış çapı OD_S
- Çıplak primer telinin dış çapı DIA
- Çıplak sekonder telinin dış çapı DIA_S

Bias sargısının akımı 10mA civarında olduğu için telin yarıçapı problem oluşturmaz. L_P 'nin dışında yukarıdaki parametrelerin tümü birbirine bağlıdır. En iyi başlama noktası sekonder

sarım sayısının seçilmesidir. 110/115 V AC gerilim için 1 sarım/volt ve 230 V AC gerilim için 0.6 sarım/volt kullanmak iyi bir kabuldür.

Başlangıç olarak 115 V AC giriş , 15V çıkış ve 0.7 V doğrultucu diyot gerilim düşümü için sekonder sarım sayısı 16 alınır. N_P sekonder sarım sayısı N_S , V_{OR} ve $V_O + V_D$ 'ye bağlıdır.

$$N_P = N_S \frac{V_{OR}}{V_O + V_D} \quad (5.14)$$

Bias sarım sarım sayısı N_B benzer şekilde hesaplanır. V_B bias gerilimi ve V_{DB} bias doğrultucu diyotunun gerilimidir.

$$N_B = N_S \frac{V_B + V_{DB}}{V_O + V_D} \quad (5.15)$$

Nüve/bobin boyutundan primer ve sekonder telinin dış çapları ve primer kat sayısı boşluklu olarak hesaplanır.

$$OD = \frac{BW_E}{N_P} \quad (5.16)$$

BW_E etkin bobin genişliği, fiziksel genişlik BW , boşluk ($M = \text{Margin (mm)}$) ve kat sayısı L dikkate alınarak hesaplanır.

$$BW_E = L[BW - (2M)] \quad (5.17)$$

OD çapına en yakın tel seçilir. İletken kesitinin maksimum RMS akıma uygun olup olmadığına bakılır. Bobin telinin akım kapasitesi CMA (Circular mils Per Amp) olarak tanımlanır. CMA akım yoğunluğunun tersidir. DIA çap olarak gösterilmiştir.

$$CMA = \frac{1.27 DIA^2 \frac{\pi}{4} \left(\frac{1000}{25.4} \right)^2}{I_{RMS}} \quad (5.18)$$

CMA 200'den küçük ise, çapı daha büyük bir tel gerekir. Bu durumda tek bir kat varsa ikinci bir kat kullanılabilir. CMA 500'den büyük ise, nüve daha küçük veya sarım sayısı N_p daha yüksek yapılabilir. DIA'ya göre pratik tel ölçü birimi AWG (American Wire Gauge) tablo kullanılarak bulunabilir. CMA daha sonra AWG'den hesaplanır. Dikkat edilmesi gereken diğer bir kritik parametre nüvedeki maksimum akı yoğunluğu B_M 'dir.

$$B_M = \frac{100I_p L_p}{N_p A_E} \quad (5.19)$$

Burada A_E nüvenin eşdeğer kesitidir. B_M 300 Gauss'tan büyük ise nüvenin kesiti(boyutu) A_E artırılmalıdır. Veya N_p artırılarak B_M 2000-3000 Gauss arasına getirilmelidir. B_M 2000 Gauss'tan küçük ise daha küçük bir bobin veya primer sarım sayısı kullanılabilir. Ayrıca N_p sarım sayısı ile L_p endüktansını üretmek için gereken hava aralığı L_g kontrol edilmelidir.

$$L_g = 40\pi A_e \left[\frac{N_p^2}{1000L_p} - \frac{1}{A_L} \right] \quad (5.20)$$

L_g 'nin hesaplanması için nüvenin kataloğunda verilen A_e kesiti ve hava aralıksız A_L endüktansının etkin değeri kullanılır. Hava aralığı genellikle nüvenin ortasında yer alır ve üretim açısından L_g en az $51\mu\text{m}$ (2 mil) olmalıdır. Eğer L_g $51\mu\text{m}$ 'den küçük ise bobin boyutu veya N_p artırılmalıdır (A.Faruk BAKAN - 2004).

Transformatör üreticisi tarafından sağlanan hava aralıklı endüktans değeri A_{LG} , N_p değeri sabit tutularak belirlenebilir.

$$A_{LG} = 1000 \frac{L_p}{N_p^2} \quad (5.21)$$

Görüldüğü gibi transformatör tasarımı çok sayıda iterasyon yapmayı gerektiren bir işlemdir. N_p değiştiği zaman N_s ve N_b daha önce elde edilen oranlar ile değişir. Nüve boyutundaki bir değişiklik CMA, B_M ve L_G değerlerinin tekrar hesaplanarak kontrol edilmesini gerektirir.

5.9 Sekonder I_{SP} , I_{SRMS} , I_{RIPPLE} , DIA_S , OD_S Parametrelerinin Elde Edilmesi

Sekonder pik akımı aşağıdaki gibi elde edilir.

$$I_{SP} = I_P \frac{N_P}{N_S} \quad (5.22)$$

Primer akımı (1-D) süresince sekondere yansıdığından, sekonder akımının K_{RP} değeri primerdeki ile aynıdır. Sekonder RMS akımı I_{SRMS} , primer akımına benzer şekilde elde edilir.

$$I_{SRMS} = I_{SP} \sqrt{(1 - D_{MAX}) \left(\frac{K_{RP}^2}{3} - K_{RP} + 1 \right)} \quad (5.23)$$

Çıkış kapasitesinin RMS dalgalanması I_{RIPPLE} akım korunumu kullanılarak aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$I_{RIPPLE} = \sqrt{I_{SRMS}^2 - I_0^2} \quad (5.24)$$

Çıkış akımı aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$I_0 = \frac{P_0}{V_0} \quad (5.25)$$

I_{SRMS} akımı bulunduğundan sonra DIA_S hesaplanır.

$$DIA = \sqrt{\frac{4 \times CMA \times I_{RMS}}{1.27 \times \pi}} \times \frac{25.4}{1000} \quad (5.26)$$

AWG_S deneysel olarak CMA ve I_{SRMS} kullanılarak bulunabilir. DIA_S daha sonra AWG_S 'ten elde edilir. Sekonder telin in çığı 26 AWG'den büyük ise, 100kHz'de deri kalınlığının 2 katı olduğundan, sargılar paralel bağlanabilir. Mesela tel 23 AWG ise, iki tane 26 AWG paralel

bağlanabilir. Sekonderde üçlü izolasyonlu tel kullanılırsa telin çapı gerçek DIA_s 'ten büyük olur. İzin verilen ODS değeri aşağıdaki gibi elde edilir.

$$OD_s = \frac{BW - (2M)}{N_s} \text{ (mm)} \quad (5.27)$$

5.10 Çıkış Diyotlarının Seçimi

Çıkış diyotlarının maruz kaldığı ters PIV_s ve PIV_B gerilimleri aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$PIV_s = V_0 + \left(V_{MAX} \frac{N_s}{N_p} \right) \quad (5.28)$$

$$PIV_B = V_B + \left(V_{MAX} \frac{N_B}{N_P} \right) \quad (5.29)$$

5.11 Köprü Doğrultucunun Seçimi

Köprü doğrultucunun maksimum akımı

$$I_{ACRMS} = \frac{P_0}{\eta V_{ACMIN} PF} \quad (5.30)$$

olarak hesaplanır.

PF güç kaynağının güç faktörü olup 0.5 – 0.7 arasındadır. Köprü doğrultucunun RMS akımı I_D ve ters dayanma gerilimi V_R aşağıdaki şekilde hesaplanır,

$$I_D > 2I_{ACRMS} \quad (5.31)$$

$$V_R > 1.25 \times 1.414 \times V_{ACMAX} \quad (5.32)$$

5.12 Çıkış Kondansatörünün ESR Değeri'nin Seçimi

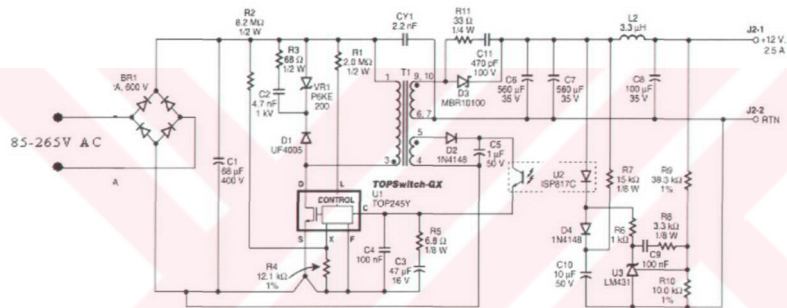
ESR değeri küçük bir kondansatör seçilmelidir. 35 V'un altında ESR kondansatörün boyutları ile orantılıdır. Çıkıştaki dalgalanma fazla ise bir LC filtre kullanılabilir (A.Faruk BAKAN - 2004).



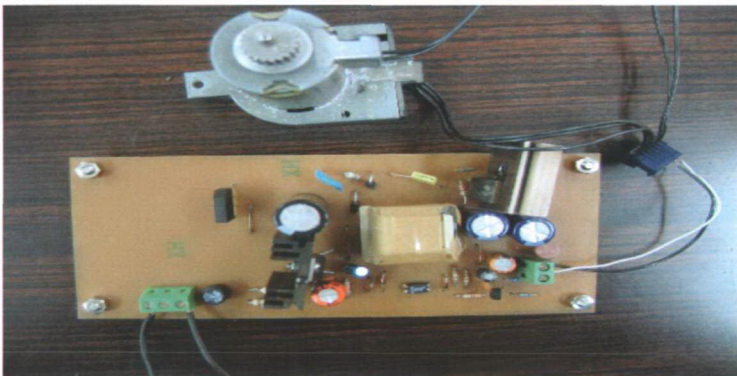
6. UYGULAMA DEVRESİ SONUÇLARI VE ANALİZLERİ

6.1 Devre Şeması ve Fotoğrafı

İncelenen bu belgede 12V, 30W üniversal flyback devresini açıklamakta ve *TOPSwitch-GX* anahtarını kullanarak devre tasarlanmasını içermektedir. Ayrıca bu bölümde güç kaynağının devre şeması, kullanılan elemanlar, transformatörün özellikleri, baskı devresi ve devrenin performansı yer almaktadır.



Şekil 6.1 a)Uygulaması yapılan devrenin genel şematiği



Şekil 6.1 b) Uygulama devresinin fotoğrafı

6.2 Güç Kaynağının Özellikleri

Çizelge 6.1 Güç kaynağının özellikleri

Tür	Sembol	Min	Typ	Maks.	Birim
Giriş Gerilimi	V_{IN}	85	50	265	VAC
Giriş Frekansı	f_{LINE}	47	60	64	Hz
Çıkış Gerilimi	V_{OUT}	11,4	12,00	12,6	V
Çıkış Dalgalanma Gerilimi	V_{RIPPLE}			150	mV
Çıkış Akımı	I_{OUT}	0	2,5		A
Toplam Çıkış Gücü	P_{OUT}		30		W
Verim	η	80			%
Dalgalanma		4			kV
Dalgalanma		3			kV

6.3 Uygulama Devresinin Tanıtımı

Şekil 6.1’de gösterilen devre şeması TOP245Y kullanılarak yapılmış bir beklemeli geri dönüşlü (Fly-Back) devresidir. Bu devrenin dizaynı sonunda; giriş gerilimi 85-265 V AC, çıkış gerilimi 12V ve çıkış akımı 2,5A’dır.

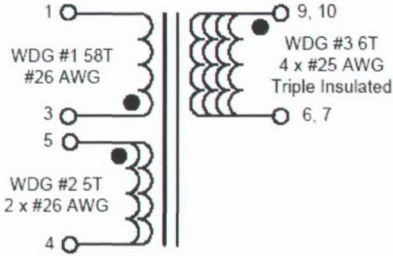
6.4 Kullanılan Elemanlar

Eleman	Adet
1	1 U1 TOPSwitch-GX IC TOP245Y
2	1 U2 Optocoupler,
3	1 U3 Adj. Shunt regulator LM431CZ or
4	1 VR1 TVS, 600 W, 200 V P6KE200
5	1 BR1 Bridge, 600 V, 2 A 2KBP06M
6	1 D1 600 V, 1 A, UFR UF4005
7	2 D2, 4 Diode, 75 V
8	1 D3 100 V, 10 A, Schottky
9	1 CX1 X2 capacitor, 220 nF
10	1 C1 68 μ F, 400 V, 105 °C
11	1 C2 Ceramic disk, 4.7 nF, 1 kV

<u>Eleman</u>	<u>Adet</u>
12	1 C3 47 μ F, 16 V, 105 °C
13	2 C4, 9 100 nF, 50 V, ceramic
14	1 C5 1 μ F, 50 V, 105 °C
15	1 CY1 2.2 nF
16	2 C6, 7 560 μ F, 35 V
17	1 C8 100 μ F, 35 V
18	1 C10 10 μ F, 50 V, 105 °
19	1 C11 470 pF, 100 V
20	1 T1 Transformer, EF25
21	1 L1 Balun, 20 mH, 0.8 A
22	1 L2 3.3 μ H, 2.7 A
23	1 F1 Fuse, 3.15 A, 250 VAC Time Delay
24	1 R1 2 M Ω , 1/2 W, 5%
25	1 R2 8.2 M Ω , 1/2 W, 5%
26	1 R3 68 Ω , 1/2 W, 5%
27	1 R4 12.1 k Ω , 1%, 1/8 W s
28	1 R5 6.8 Ω , 1/8 W, 5%
29	1 R6 1 k Ω , 1/8 W, 5%
30	1 R7 15 k Ω , 1/8 W, 5%
31	1 R8 3.3 k Ω , 1/8 W, 5%
32	1 R9 38.3 k Ω , 1%, 1/8 W size
33	1 R10 10 k Ω , 1%, 1/8 W size
34	1 R11 33 Ω , 1/4 W, 5%
35	2 HS1, HS2 Heatsink,
36	2 HS1, HS2
37	2 HS1, HS2 Washer,
38	1 J1 Header

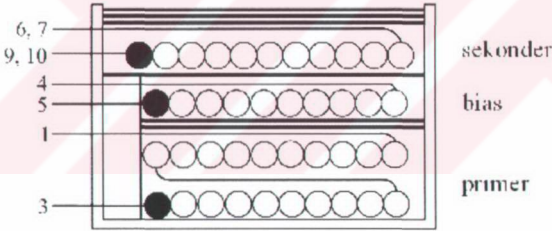
6.5 Transformatör Yapısı

6.5.1 Elektriksel Yapısı



Şekil 6.2 Transformatörün sarım şekli

6.5.2 Transformatör İç Yapısı



Şekil 6.3 Transformatör yapım diyagramı

6.5.3 Transformatörün Sarım Sayıları

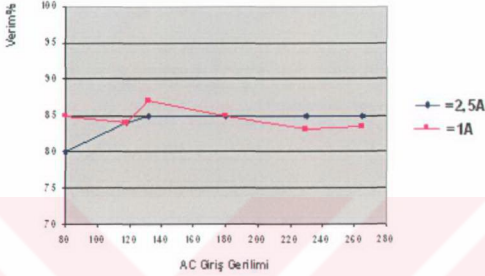
Çizelge 6.2 Transformatörün sarım sayıları

Kısım	Tur Sayısı	Telin Boyutu
Primer	58	0,26 AWG
Sekonder	2*5	0,25 AWG
Bias	4*6	0,26AWG

6.6 Devrenin Performansı

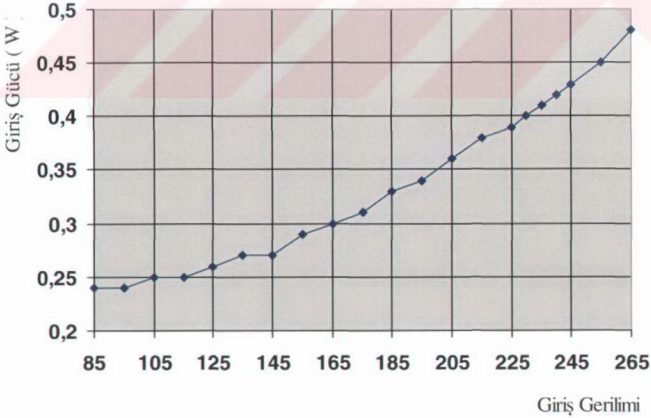
Bütün ölçümler oda sıcaklığında ve şebeke frekansında gerçekleştirilmiştir.

6.6.1 Verim



Şekil 6.4 Verim, oda sıcaklığında ve 50Hz'de

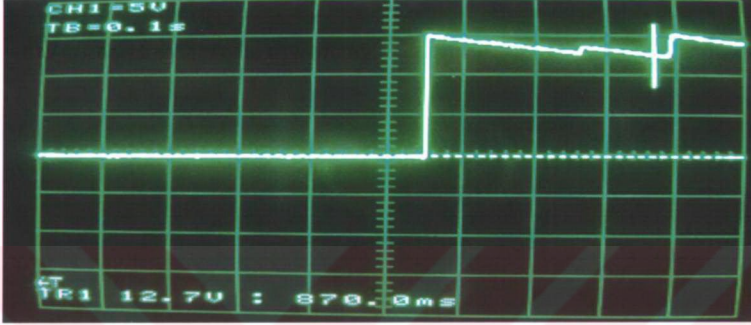
6.6.2 Sıfır Yükte Giriş Gücü



Şekil 6.5 Yüksüz, oda sıcaklığında ve 50Hz'de giriş gücünün değişimi

6.7 Dalga Şekilleri

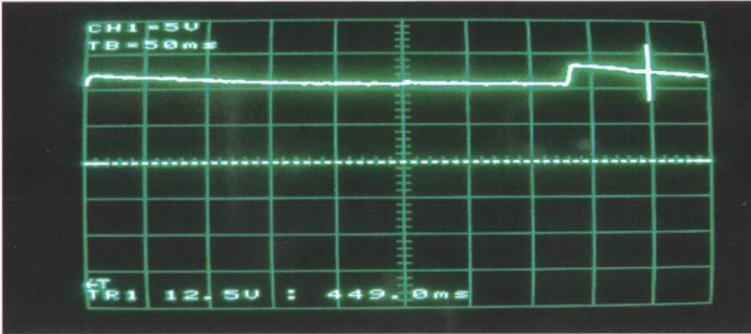
6.7.1 Çıkış Gerilim Start-Up Profili



Şekil 6.6 220 VAC giriş gerilimine bağlı olarak çıkış gerilim start-up profili

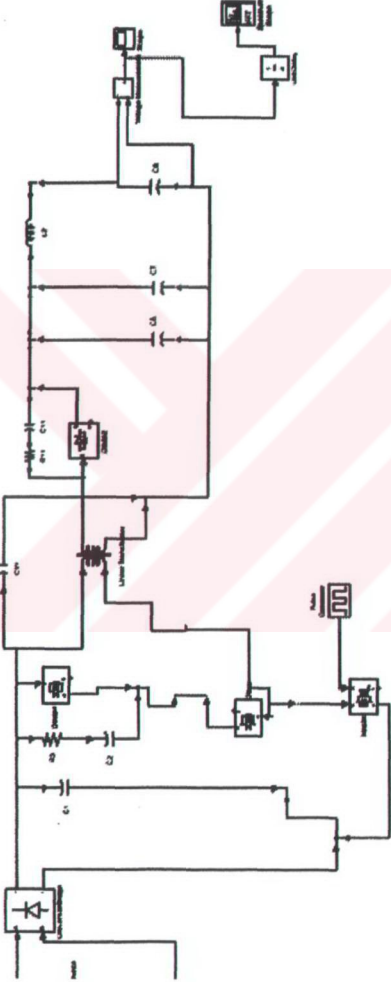
6.7.2 Geçici Yük Cevabı (%75 ve %100 Yük Basamağı)

Aşağıdaki şekilde ise geçici yük cevabı ortalama sinyal ile daha iyi bir biçimde gösterilir. Basamak akımı tetikleme kaynağı kullanılarak osiloskopta tetikleme sonuçları alınmıştır.



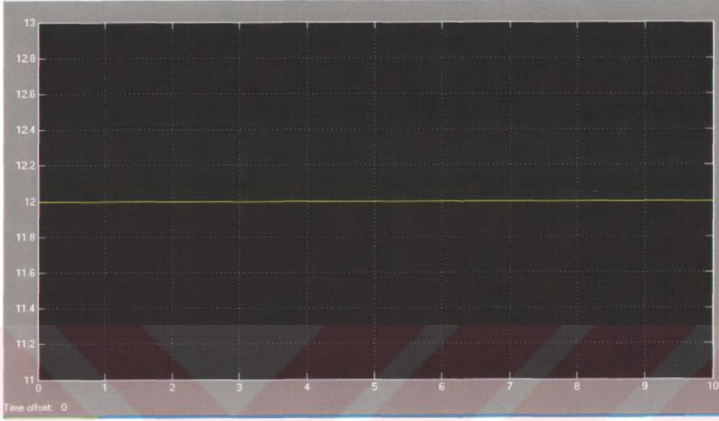
Şekil 6.7 220 VAC giriş geriliminde %75 ve %100 için geçici yük cevabı

.8 Uygulama Devresinin MATLAB'da Simülasyonu

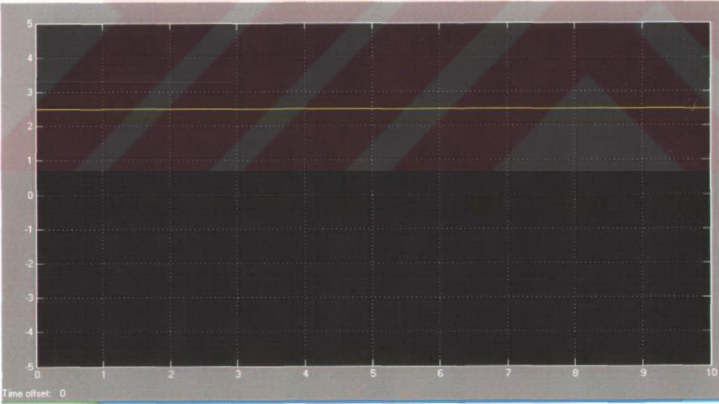


Şekil 6.8 Uygulama devresinin MATLAB'da simülasyonu

6.8.1 Çıkış Geriliminin ve Akımının Simülasyon Sonuçları

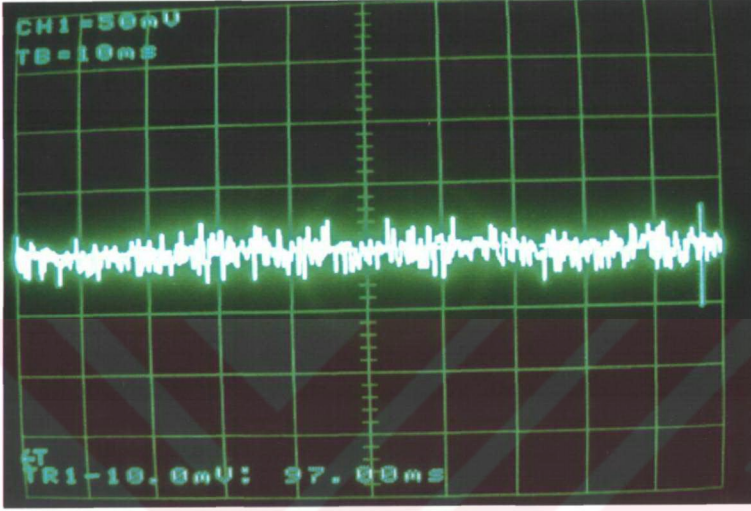


Şekil6.9 Çıkış gerilimin değişimi



Şekil6.10 Çıkış akımının değişimi

6.8.2 Ölçme Sonuçları



Şekil6.11 Tam yük altında çıkış gerilimi

KAYNAKLAR

Abraham I. Pressman(1991), DC Motors Control (2nded.), New York, McGraw-Hill, Inc.

A.Faruk BAKAN(2004), Geri Dönüşlü Güç Kaynaklarının Tasarımı.

H. Bodur (2004), Anahtarlama Güç Kaynakları Ders Notu.

H. Bodur, A.F. Bakan, “A New ZVT-PWM DC-DC Converter”, IEEE Trans. on Power Electron., vol.17, no.1, pp. 40-47, January 2002.

H. Bodur, M.H. Sarul, A.F.Bakan, “A Passive Lossless Snubber Cell Design For An Ohmic Loaded PWM IGBT Chopper Fed By a Diode Bridge From AC Mains”, ELECO’99 Int.Conf. on Elect. and Electron. Eng., Bursa (Turkey), December 1-5, 1999, Electron., pp. 440-444.

Jon Schleisner, “Selecting the Optimum Voltage Transient Suppressor”, General Instrument Data Book, 11th Edition, pp. 629-634

İ. Senol (2002),Elektrik Mak. Ders Notları.

Power Integrations TOPSwitch® Flyback Design Methodology Application Note AN-16-2004

Power Integrated Circuit Data Book-2004

Power Integrations, Power Integrated Circuit Data Book-2004

ÖZGEÇMİŞ

Doğum tarihi	09.04.1980	
Doğum yeri	Tunceli	
Lise	1994-1997	Yakacık Lisesi
Lisans	1998-2002	Yıldız Teknik Üniversitesi Mühendislik Fak. Elektrik Mühendisliği Bölümü
Yüksek Lisans	2002-2005	Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Müh. Anabilim Dalı, Kontrol ve Otomasyon Program