

57599

YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ANAHTARLAMALI GÜÇ KAYNAKLARININ
İNCELENMESİ
VE
BİR UYGULAMA DEVRESİNİN
GERÇEKLEŞTİRİLMESİ

Elek. Müh. Harun BAŞTÜRK

F.B.E. Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalında
hazırlanan

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Tez Danışmanı : Doç. Dr. Hacı BODUR

İSTANBUL , 1996

İÇİNDEKİLER

Sayfa No

SEMBOL LİSTESİ

III

TEŞEKKÜR

V

ÖZET

VI

ABSTRACT

VII

1.	GİRİŞ	1
2.	GÜÇ KAYNAKLARI	
2.1.	Lineer Güç Kaynakları	3
2.1.1.	Lineer Güç Kaynaklarının Genel Yapısı	3
2.1.2.	Lineer Güç Kaynaklarının Avantaj ve Dezavantajları	5
2.2.	Anahtarlama Güç Kaynakları	5
2.2.1.	Anahtarlama Güç Kaynaklarının Genel Yapısı	5
2.2.2.	Anahtarlama Güç Kaynaklarının Avantaj ve Dezavantajları	7
2.2.3.	AGK 'ların Sınıflandırılması	7
2.2.4.	Diyot ve Kondansatörlü AGK	8
3.	TEMEL AGK DEVRELERİ	
3.1.	Endüktanslı AGK	10
3.1.1.	Düşük Çıkışlı (Buck) AGK	10
3.1.1.1.	Düşük Çıkışlı AGK 'da Önemli Dalga Şekilleri	12
3.1.1.2.	Düşük Çıkışlı AGK 'da Verim	13
3.1.1.3.	Düşük Çıkışlı AGK 'da Optimum Anahtarlama Frekansı	16
3.1.1.4.	Çıkış Filtresi İçin Bobin Seçimi	17
3.1.1.5.	Çıkış Filtresi İçin Kondansatör Seçimi	19
3.1.2.	Yüksek Çıkışlı (Boost) AGK	20
3.1.2.1.	Yüksek Çıkışlı AGK 'da Genel Bağlıntılar	22

3.1.2.2. Yüksek Çıkışlı AGK Uygulamaları	24
3.1.3. Ters Polarite Çıkışlı (Buck-Boost) AGK	25
3.1.3.1. Ters Polarite Çıkışlı AGK Bağlantıları	26
3.2. Transformatörlü AGK	28
3.2.1. Geri Dönüslü (Flyback) AGK	28
3.2.2. İleri Yönde (Forward) AGK	30
3.2.3. Push-pull AGK	32
3.2.3.1. Push-pull AGK Transformatörü	32
3.2.3.2. Push-pull AGK Transistörleri	34
3.2.3.3. Push-pull AGK Avantaj ve Dezavantajları	34
3.2.4. Yarım Köprü (Half-Bridge) AGK	35
3.2.5. Tam Köprü (Full-Bridge) AGK	37
4. GÜÇ MOSFETLERİ	
4.1. Güç MOSFET 'lerinin Avantaj ve Dezavantajları	40
4.2. MOSFET 'lerin Genel Özellikleri	42
4.3. Güç MOSFET 'lerinin Karakteristikleri	43
4.4. Sürme Devresi için Önemli Hususlar	45
4.5. MOSFET Giriş Empedansı ve Gerekli Kapı Akımları	46
5. ÖRNEK DEVRE TASARIMI	
5.1. Giriş Doğrultma ve Filtre Devresi	47
5.2. Çıkış Güç Katı	49
5.3. Çıkış Doğrultma ve Filtre Devresi	51
5.4. Kontrol Devresi	52
6. DENEY SONUÇLARI	54
7. SONUÇ	63
KAYNAKLAR	64

SEMBOL LİSTESİ

B_{maks}	: Maksimum manyetik akı yoğunluğu
C_{iss}	: MOSFET giriş kapasitansı
C_{rss}	: MOSFET ters transfer kapasitansı
I_c	: Transistör kollektör akımı
I_d	: Diyot akımı
I_g	: MOSFET kapı akımı
I_i	: Giriş akımı
I_L	: Bobin akımı
I_{mag}	: Manyetikleşme akımı
I_p	: Transformator primer akımı
I_s	: Transformator sekonder akımı
I_o	: Çıkış akımı
P_{ac}	: Anahtarlama süresince ortalama güç kaybı
P_{dc}	: İletimdeki dc güç kaybı
P_i	: Giriş gücü
P_o	: Çıkış gücü
R_g	: Sürme kaynağı empedansı
T	: Anahtarlama periyodu
T_{cr}	: Transistörün ilettime girmesinde akımın yükselmesi için geçen süre
T_{cf}	: Transistörün kesime girmesinde akımın düşmesi için geçen süre
T_{dt}	: Ölü zaman
T_{OFF}	: Transistör kesim süresi
T_{ON}	: Transistör iletim süresi
T_{vf}	: Transistörün ilettime girmesinde gerilimin düşmesi için geçen süre
T_{vr}	: Transistörün kesime girmesinde gerilimin yükselmesi için geçen süre
T_1	: Transistörün ilettime geçiş süresi
T_2	: Transistörün kesime geçiş süresi
V_{BE}	: Transistör baz-emetör gerilimi
V_{CE}	: Transistör kollektör-emetör gerilimi

V_D	: Diyot üzerinde iletimdeki gerilim düşümü
V_{DS}	: MOSFET savak-kaynak gerilimi
V_{ea}	: Hata amplifikatörü çıkışı
V_{GS}	: MOSFET kapı-kaynak gerilimi
V_i	: Giriş gerilimi
V_o	: Çıkış gerilimi
V_p	: Transformatör primer gerilimi
V_{ref}	: Referans gerilim
V_{SAT}	: İletimde CE arasındaki gerilim düşümü
V_t	: Testere dişi gerilim
V_{WM}	: PWM çıkışındaki gerilim
V_Z	: Zener gerilimi
V_1	: Bobin girişindeki gerilim
f	: Anahtarlama frekansı
n	: Primerden sekondere dönüştürme oranı
η	: Verim
δ	: Darbe-periyot oranı

TEŞEKKÜR

Anahtarlamalı güç kaynaklarını teorik olarak inceleyip bir uygulama devresini gerçekleştirdiğim Yüksek Lisans bitirme tezimde teknik konularda yardımlarını aldığım tez danışmanım Sayın Doç. Dr. Hacı BODUR 'a, tezde geçen şekillerin çiziminde ve bilgisayar işlemlerinde büyük emeği olan Sayın M. Enver OKAY 'a ve tezin yazım aşamasında yaptıkları değerli katkılar için Sayın M. Elif ÇAKMAK, Sayın Süreyya DEREÇİ ve Sayın Süheyla DEREÇİ 'ye teşekkür ederim.



ÖZET

Bu tezin konusu Anahtarlama Güç Kaynaklarının (AGK) incelenmesi ve bir uygulama devresinin gerçekleştirilmesidir.

Tezde ilk olarak AGK 'ların genel bir incelemesi verilmiştir. Lineer ve anahtarlama güç kaynaklarının karşılaştırılabilmesi için her iki tipin avantaj ve dezavantajları vurgulanmış ve daha sonra AGK 'lar sınıflandırılıp, diyot-kondansatörlü AGK 'lar tanıtılmıştır.

Tez çalışmasında temel AGK devrelerinin tümü ayrı ayrı incelenirken diğer tiplerin temeli olması nedeniyle endüktanslı AGK 'lar daha ayrıntılı olarak analiz edilmiştir. Transformatörlü AGK 'ların incelenmesinde devre şemaları, önemli dalga şekilleri, devrelerin çalışması, avantaj ve dezavantajları ile temel tasarım bağıntıları bulunmaktadır.

Transistörler arasında anahtarlama elemanı olarak kullanımı en yaygın olan MOSFET 'ler ayrı bir bölümde analiz edilmiştir.

Tasarımda yüksek güçlü uygulamalarda iyi sonuçlar alınan push-pull AGK devresi kullanılmıştır. Tasarlanan devre uygulamalı olarak gerçekleştirilmiş ve laboratuvarda yapılan deneylerde tasarımdan beklenen yüksek verim (% 89), yüksek çıkış gücü (1200 W), düşük çıkış dalgalanması (% 1) gibi koşullar sağlanmıştır. Tezde ayrıca tasarlanan devrenin açıklanması ile laboratuvar deneylerinin sonuçları sunulmuştur. Son olarak bütün bu bilgilerin ışığı altında tez sonucu verilmiştir.

ABSTRACT

The subject of this thesis is the research of Switched-Mode Power Supplies (SMPS) design.

First of all, a general research of the SMPSs is given in the thesis. The advantages and disadvantages of linear and SMPSs are described separately in the thesis. Since it is the basis of other types, the inductive type is analyzed in detail. As evidence of transformer type, circuits, significant waveforms, basic operations, advantages, disadvantages and basic design equations are given. The push-pull type is studied in more detail comparing it to others, as it is taken to be the application circuit type. At the end of this research there appears a comparison table of transformer types.

MOSFETs, the transistor types most commonly used as a switching elements of SMPSs are analyzed in a separate chapter.

Push-pull SMPSs, which have good results in high power, are studied in the design. The realization of the designed circuit has been done in applications, and the desired conditions such as high efficiency (89 %), high output power (1200 W), low output ripple (1 %) etc. were achieved in the laboratory. The explanation of the designed circuit and the results of the laboratory experiments are also presented. Finally the conclusion of the research is given in the light of these data.

1. GİRİŞ

Entegre yarı iletken teknolojisindeki gelişmelerle birlikte elektronik ürünlerde verimle birlikte boyut ve ağırlık da önem kazanmaktadır. Lineer güç kaynaklarında 5 A 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 kaynaklarında büyük giriş transformatörleri ve ısı kanalları ile ancak 12 -18 mw/cm³ çıkış yükü güç yoğunluğuna ulaşabilmekte ve bu değer entegre devrelerle yapılan daha küçük sistemler için yeterli olmamaktadır [1].

Lineer güç kaynaklarına alternatif güç kaynakları 1960 'ların başlarında yaygın olarak kullanılmaya başlanmıştır. Anahtarlama Güç Kaynakları (AGK, Switched Mode Power Supplies SMPS) olarak adlandırılan bu güç kaynaklarında hızlı çalışan bir transistör giriş gerilimini anahtarlama için kullanılmaktadır. 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 mw/cm³ değerinde çıkış yükü güç yoğunluğuna ulaşabilmektedir. Bir üçüncü güç kaynağı çeşidi olan rezonans devreli güç kaynakları ile 1200-2400 mw/cm³ değerinde bir çıkış yükü güç yoğunluğu alınabilmektedir.

Güç kaynaklarının seçiminde yüksek verim ve küçük hacmin dışında, düşük fiyat, düzgün çıkış gerilimi, giriş ve çıkış arasında izolasyon, giriş geriliminde büyük dalgalanmaya müade, kısa devre koruması ve yüksek güçlere erişebilme yeteneği gibi faktörler gözönünde bulundurulmaktadır [2].

Lineer güç kaynaklarında şebeke gerilimi uygun bir seviyeye düşürülür, doğrultulur ve filtre edilir. Daha sonra uygun bir elektronik devre ile çıkış gerilimi regülasyonu sağlanır. Bu elektronik devre bir regülasyon entegresi de olabilir.

Anahtarlama güç kaynaklarında ise genel olarak bir DC gerilim kare dalga

gerilime dönüştürülür, daha sonra uygun bir gerilim seviyesine düşürülür, doğrultulur, filtre edilir ve regülasyon yapılır. DC gerilim kaynağı akümülatör bataryalarıyla veya şebeke geriliminin doğrultulup filtre edilmesiyle oluşabilir [3].

Bu iki devrenin daha detaylı olarak incelenmesi ile avantaj ve dezavantajları bundan sonraki bölümde verilmiştir.

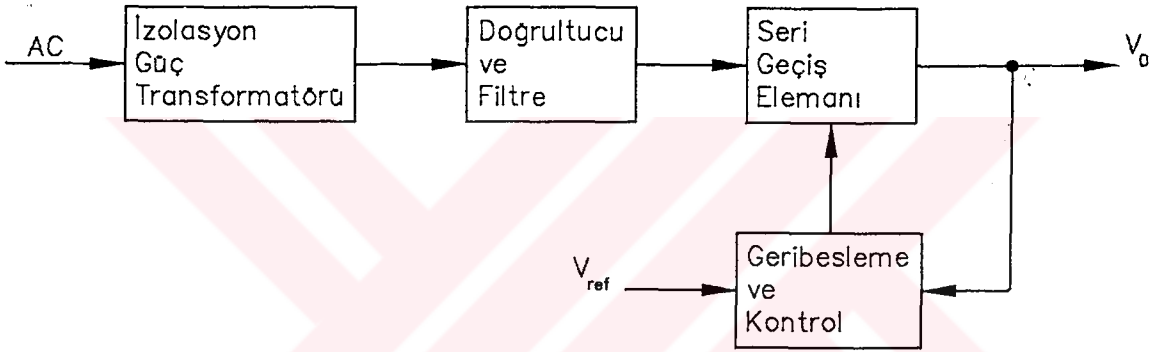


2. GÜÇ KAYNAKLARI

2.1. LİNEER GÜÇ KAYNAKLARI

2.1.1. LİNEER GÜÇ KAYNAKLARININ GENEL YAPISI

Lineer güç kaynakları elektroniğin başlangıcından beri kullanılan olgunlaşmış bir teknolojidir. Bu tür güç kaynaklarının yapısı ve çalışması yarı iletkenlerle de yapılsa tüplerle de yapılsa aynıdır [4].

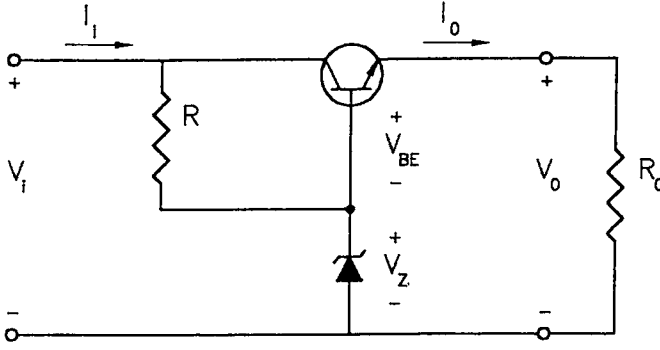


Şekil 2.1. Bir seri tip lineer güç kaynağının blok diyagramı.

Bir lineer güç kaynağının basitleştirilmiş bir blok diyagramı Şekil 2.1 'de gösterilmiştir. Bu tip bir güç kaynağında 50 Hz 'lik düşük frekanslı bir transformatör, AC şebeke gerilimini aynı frekanstaki daha düşük bir gerilime düşürmek için kullanılır. Bu sekonder gerilimi daha sonra sırasıyla doğrultulur, filtre edilir ve bir seri geçişli aktif elemana verilir.

Elde edilen çıkış gerilimi daha sonra gerilim bölücü devreden geçirilerek sabit bir referans gerilimle karşılaştırılır ve çıkan fark işareti seri geçiş elemanına uygulanır. Bu durumda seri geçiş elemanı, çıkış gerilimini regüle etmek için bir çeşit değişken direnç olarak kullanılır. Bununla birlikte bu çalışma şeklinde büyük miktarlarda güç ısı olarak harcanır. Sonuçta güç kaynağının verimi % 30-50 'ye düşer.

Lineer güç kaynaklarının çalışmasının daha iyi anlaşılabilmesi için Şekil 2.2 'de gösterilen basit bir transistörlü seri gerilim regülatörü incelenmiştir.



Şekil 2.2. Transistörlü seri gerilim regülatörü.

Devrede R_o azaldıkça çıkış akımı artacak, bu da V_o 'ın genliğinde azalma eğilimi yaratacaktır.

$$V_{BE} = V_Z - V_o$$

V_Z : sabit

Ancak V_o 'daki azalma, V_Z 'nin genliği sabit olduğu için V_{BE} 'de bir artışa yolaçacak ve bu da transistörün iletim düzeyini artırarak CE arası dirençte azalmaya neden olacaktır. Böylece yükteki akım ihtiyacı, çıkış gerilimi sabit tutularak karşılanmış olacaktır. Lineer güç kaynaklarında güç ve verim ifadeleri aşağıda verilmiştir.

Giriş gücü,

$$P_i = V_i I_i \quad (1.1)$$

Çıkış gücü ,

$$P_o = V_o I_o \quad (1.2)$$

Verim ,

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} = \frac{V_o I_o}{V_i I_i} = \frac{V_o}{V_i} \quad (I_o \approx I_i) \quad (1.3)$$

2.1.2. LİNEER GÜÇ KAYNAKLARININ AVANTAJ VE DEZAVANTAJLARI

Lineer güç kaynaklarının avantajlarının başında çıkış dalgalanmasının ve gürültüsünün çok düşük oluşu gelir. Bunun yanında iyi bir regülasyon bandına sahip oluşu, düşük güçlerde entegre devrelerle gerçekleştirilebilmesi, tasarımının kolay olması kullanılan eleman sayısının azlığı ve cevap verme süresinin kısıtlılığı gibi özellikler, lineer güç kaynaklarının avantajları arasında önemli bir yer tutar.

En önemli dezavantajı % 30-50 arasındaki düşük verimleridir. Verimleri düşük olduğundan yüksek güçlerde kullanılabilmesi için büyük ve pahalı ısı kanalları ile soğutma fanları gerektirirler. Buna ek olarak büyük boyutlu hat transformatörleri de düşünüldüğünde bu tip bir güç kaynağının ağırlığı ve büyüklüğü dolayısıyla bugünkü küçültülmüş elektronik sistemler için uygunsuzluğu ortaya çıkar. Lineer güç kaynaklarının bir dezavantajı da akımı sınırlamak için karmaşık bir devreye ihtiyacı oluşudur [5].

2.2. ANAHTARLAMALI GÜÇ KAYNAKLARI

2.2.1. ANAHTARLAMALI GÜÇ KAYNAKLARININ GENEL YAPISI

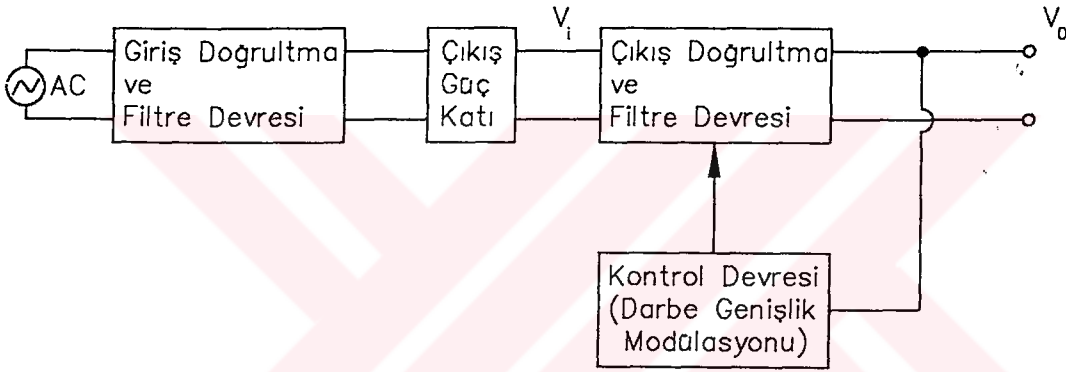
Şekil 2.3. 'de blok diyagramı verilen tipik bir anahtarlama güç kaynağı,

- 1.Giriş doğrultma ve filtre devresi,
- 2.Çıkış güç katı,
- 3.Çıkış doğrultma ve filtre devresi,
- 4.Kontrol devresi,

olmak üzere dört temel devreden oluşur.

Anahtarlama güç kaynaklarında AC şebeke gerilimi giriş doğrultma ve filtre devresinde doğrultulup süzülür. Bu doğru gerilim çıkış güç katındaki yarı iletkenler tarafından yüksek frekanslarda uygun aralıklarla anahtarlanır. Çıkışta dalgalı bir DC gerilim veya AC gerilim üretilir. DC gerilim doğrudan, AC gerilim ise doğrultularak süzülür. Böylece düzgün ve ayarlanabilen bir DC gerilim elde edilmiş olur. Çıkıştan

tarafından yüksek frekanslarda uygun aralıklarla anahtarlanır. Çıkışta dalgalı bir DC gerilim veya AC gerilim üretilir. DC gerilim doğrudan, AC gerilim ise doğrultularak süzülür. Böylece düzgün ve ayarlanabilen bir DC gerilim elde edilmiş olur. Çıkıştan alınan bir gerilim örneği kontrol devresine verilmek suretiyle değişken yükler için regülasyon sağlanmış olur. Anahtarlama 10 kHz 'den 1 Mhz 'e kadar değişebilen yüksek frekanslarda yapılır. Tipik anahtarlama frekansı değerleri 20-50 kHz arasındadır. Anahtarlama kullanılan güç yarı iletkenlerinin hızı arttıkça ve yüksek frekanslarda doğan problemler gelişen teknolojiyle birlikte azaldıkça çalışma frekansları yükselmektedir. Çünkü frekansın artmasıyla kullanılan kondansatör, transformatör ve bobin boyutları küçülmektedir.



Şekil 2.3. Anahtarlama güç kaynağı blok diyagramı.

Anahtarlama düzeni ile transformatörün bulundukları konuma göre anahtarlama güç kaynakları sekonderden anahtarlanmış düzenler ve primerden anahtarlanmış düzenler olarak ikiye ayrılabilir. Eğer devrede şebeke transformatörü kullanılmış ve oradan elde edilen gerilim doğrultulup anahtarlanmışsa bunlara sekonderden anahtarlanmış düzenler denir. Eğer şebeke gerilimi doğrultulup süzüldükten sonra anahtarlanmış ve daha sonra yüksek frekanslı transformatör kullanılmışsa bunlar da primerden anahtarlanmış düzenler adını alır.

Anahtarlama darbe-periyot oranının kontrolü için genellikle aşağıdaki iki yöntem uygulanır .

1. Frekans sabit tutulur, darbe genişliği değiştirilir,
2. Darbe genişliği sabit tutulur, frekans değiştirilir.

rültü de tek frekansta ve periyodiktir [6].

Anahtarlama güç kaynaklarının kullanım alanı çok geniştir. Bunlardan biri DC gerilim kaynağından yerel amaçlı yardımcı kaynaklar sağlama işlemidir. Telefon santralleri ve transmisyon teçhizatının bulunduğu merkezler bu kullanıma örnek olarak gösterilebilir. Bunun dışında birbirinden yalıtılmış çok çıkışlı sürme kaynakları elde etmede inverter devrelerinde, LCD göstergeler için gerekli sürme devrelerinde, televizyonlarda, akümülatör şarj cihazlarında, yüksek verimleri ve küçük boyutları sebebiyle askeri endüstri ve uzay endüstrisinde kullanılırlar.

2.2.2. ANAHTARLAMALI GÜÇ KAYNAKLARININ AVANTAJ VE DEZAVANTAJLARI

En önemli avantajları % 70-95 arasındaki yüksek verimleridir. Düşük hacim ve düşük fiyatlılardır. Yüksek güçlerde örneğin kW mertebesinde üretilebilirler. İzole edilmiş birden fazla çıkış verebilirler. Giriş gerilimine göre daha büyük, daha küçük ve ters polaritede çıkış gerilimi verebilirler. Gerilim ve akım ayarı yapılabilir. 50 Hz 'lik pahalı ve ağır transformatörlere ihtiyaç yoktur.

Dezavantajlarının başında lineer güç kaynaklarına göre daha karmaşık oluşları ve bu nedenle tasarımlarının daha zor oluşu gelir. Bunun dışında çıkış gerilimi daha dalgalıdır. Ayrıca elektromanyetik etkileşmeye ve radyo frekanslı girişime yol açmaları nedeniyle gürültünün kritik olduğu çok düşük seviyeli gerilim ve akımlarda kullanılamazlar [5,7].

2.2.3. AGK 'LARIN SINIFLANDIRILMASI

Birçok araştırmacı çok sayıda anahtarlama güç kaynağı devresi tanımlamış ve değişik şekillerde sınıflandırmıştır. Bu sınıflandırmalar içinde en çok kabul göreni çıkış güç katındaki elemanlara göre yapılan sınıflandırmadır. Buna göre anahtarlama güç kaynakları,

1. Diyot ve kondansatörlü AGK
2. Endüktanslı AGK
3. Transformatörlü AGK

olmak üzere üç bölümde sınıflandırılır.

2.2.4. DİYOT VE KONDANSATÖRLÜ AGK

Bu devreler genellikle düşük akımlarda gerilim katlayıcıları olarak düşük bir giriş geriliminden daha yüksek çıkış gerilimleri elde etmek için kullanılır. Yaygın kullanım yerleri, ısıtma aletleri, sıvı kristal göstergeli saatler ve düşük pil gerilimlerin yükseltilmesi gereken durumlardır. Diyot ve kondansatörlü AGK 'lar ,

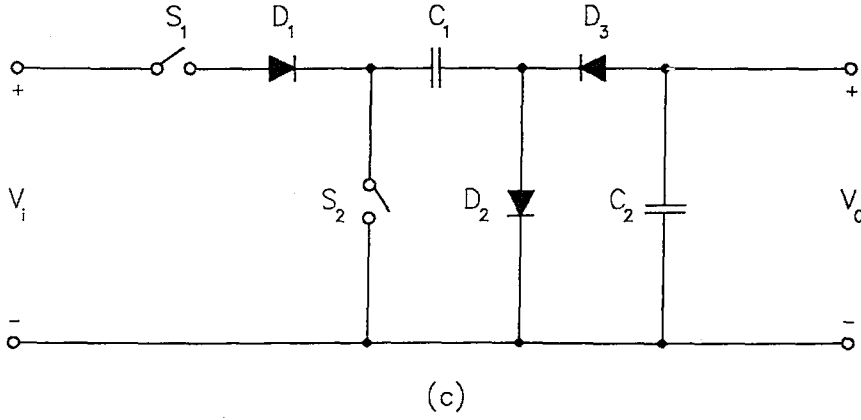
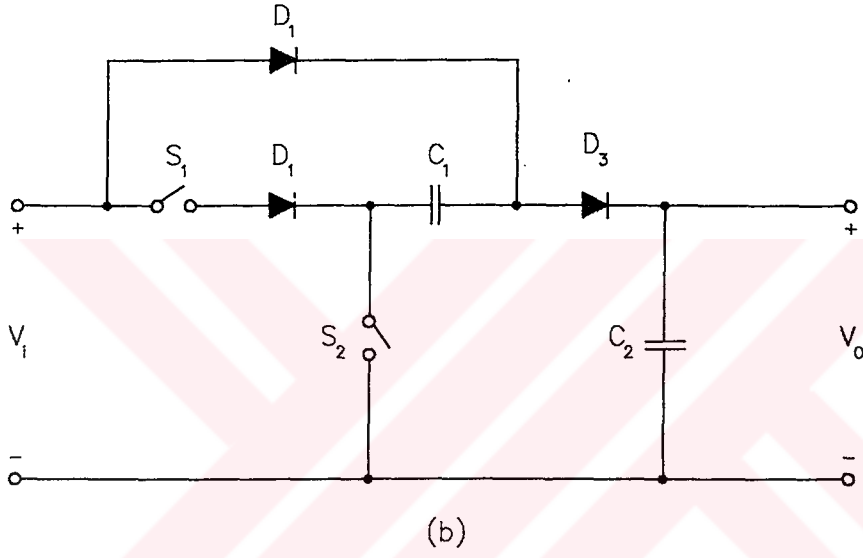
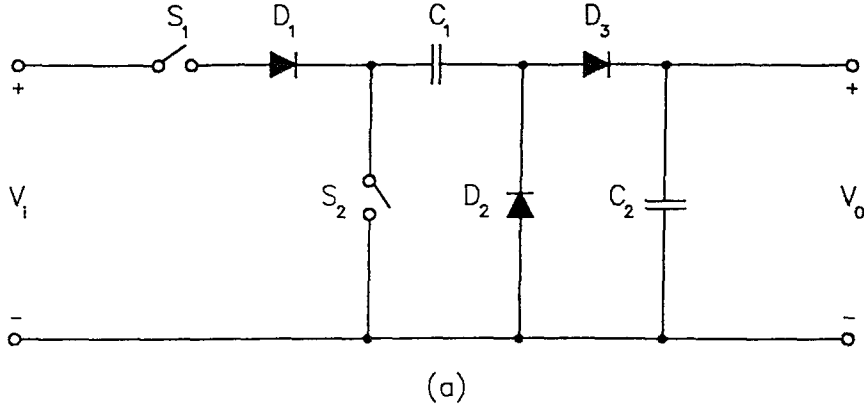
1. Düşük çıkışlı,
2. Yüksek çıkışlı,
3. Ters çıkışlı,

olmak üzere üç ayrı şekilde tasarlanabilirler .

Bu devrelere ait devre şemaları Şekil 2.4. 'de gösterilmiştir. Devrelerin çalışmasına örnek olarak Şekil 2.4(c) 'deki ters çıkışlı yapı incelenebilir. Bu yapıda S_1 anahtarı kapalı, S_2 anahtarı açık iken C_1 kondansatörü D_1 ve D_2 üzerinden dolar. S_1 açılıp S_2 kapandığında D_2 'nin anoduna $-V_i$ gerilimi geldiğinden D_2 diyodu tıkanır, D_1 diyodu iletme geçer ve C_2 kondansatörü dolar. Bu devrede çıkış gerilimi,

$$V_0 = -(V_i - 3.V_0) \quad (1.4)$$

olur. Yani devrenin çıkış gerilimi giriş geriliminden diyotların iletim yönü gerilimleri kadar düşük ve ters işaretli olur.



Şekil 2.4. Diyot ve kondansatörlü AGK devreleri,

a) Düşük çıkışlı b) Yüksek çıkışlı c) Ters çıkışlı

3. TEMEL AGK DEVRELERİ

3.1. ENDÜKTANSLI AGK

3.1.1. DÜŞÜK ÇIKIŞLI (BUCK) AGK

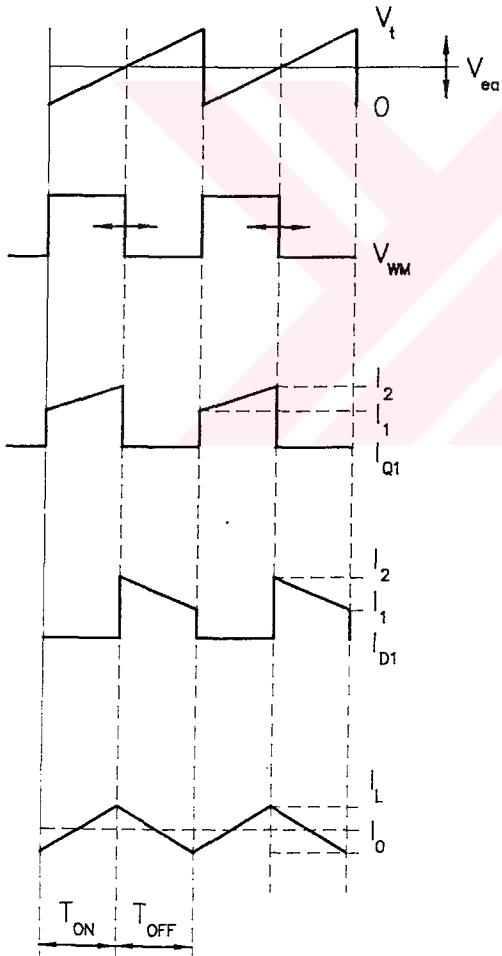
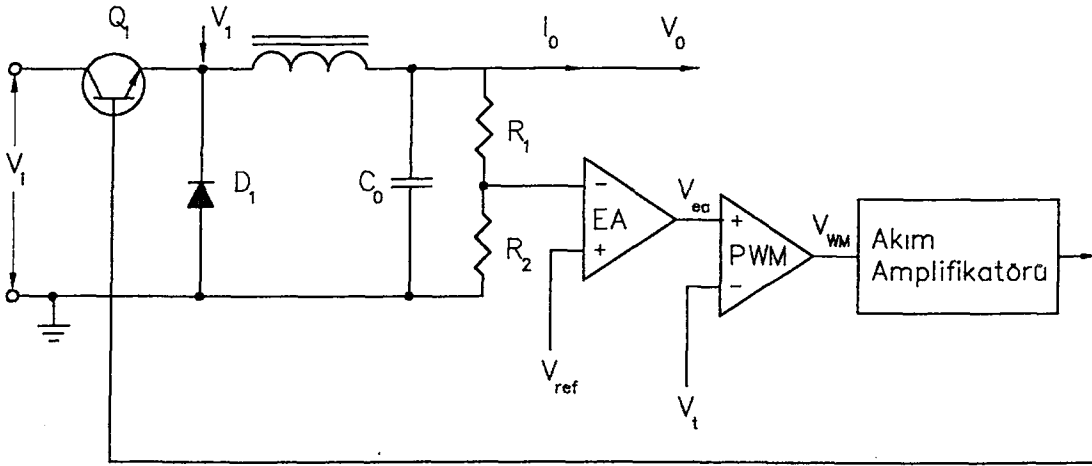
Anahtarlama güç kaynaklarının en eskisi Şekil 3.1 'de gösterilen düşük çıkışlı AGK devreleridir. Şekilde görülen Q_1 transistörü anahtar olarak kullanılır. Bu anahtar T anahtarlama periyodunda T_{ON} süresi kadar kapalı kalır. Anahtar açıldığı zaman V_1 gerilimi V_i değerindedir. Burada iletimde Q_1 'deki gerilim düşümü sıfır kabul edilmiştir. Anahtar açıldığı zaman V_1 'deki gerilim hızla toprak seviyesine düşer ve serbest geçiş diyodu D_1 vasıtasıyla toprak seviyesinde kalması sağlanır. Aksi halde V_1 'deki gerilim tehlikeli bir şekilde negatife giderdi [1].

İletim anında D_1 'deki gerilim düşümü de sıfır kabul edilir. Böylece Şekil 3.1(b) 'de görülen V_1 gerilimi T_{ON} süresince V_i ile toprak arasında dikdörtgen biçiminde olur. Bu gerilimin ortalama DC değeri $V_i T_{ON} / T$ olur. L_0C_0 filtresi, V_0 ve V_1 arasına seri bağlanır ve çıkıştaki değeri ,

$$V_0 = V_i T_{ON} / T \quad (3.1)$$

olan temiz ve dalgasız bir DC gerilim verir.

Daha sonra V_0 geriliminden alınan bir örnek hata amplifikatöründe bir referans gerilimle karşılaştırılır. Yükseltilmiş bir DC hata gerilimi daha sonra bir darbe genişlik modülatörüne verilir. PWM olarak da bilinen darbe genişlik modülatörü esasen bir gerilim karşılaştırıcısıdır. PWM 'in diğer girişine periyodu T ve genliği genellikle 3 V olan bir testere dişi gerilimi uygulanır. PWM gerilim karşılaştırıcısı dikdörtgen dalga biçiminde bir V_{WM} üretir. V_{WM} üçgenin başında "yüksek", hata amplifikatöründen çıkan DC gerilimle üçgenin kesişme noktasında "düşük" olur. Bu nedenle T_{ON} darbe genişliği hata amplifikatörünün çıkışındaki DC gerilimle orantılıdır.



Şekil 3.1. Düşük çıkışlı AGK ve önemli dalga şekilleri.

PWM çıkış darbesi bir akım amplifikatörüne verilir ve bir negatif geribesleme çevriminde Q_1 anahtarlama transistörünün iletim süresini kontrol etmek için kullanılır. V_0 çıkış gerilimi hafifçe yükselse, hata amplifikatörünün DC seviyesi PWM 'in üçgeninin aşağısına yaklaşır. Üçgen V_{ea} seviyesini normal zamanından önce keser ve Q_1 iletim süresi azalır. $V_0 = V_i T_{ON} / T$ olduğundan V_0 çıkışı azalmaya gider. Q_1 iletim süresi örneklenmiş çıkış gerilimini daima referans gerilimine eşit yapacak şekilde kontrol edilir.

3.1.1.1. DÜŞÜK ÇIKIŞLI AGK 'DA ÖNEMLİ DALGA ŞEKİLLERİ

Düşük çıkışlı AGK 'nın asıl avantajı düşük kayıpları ve yüksek verimidir. Q_1 iletimde olduğunda üzerindeki gerilim düşümü sıfır kabul edilirse L_0 üzerinde $V_i - V_0$ sabit gerilimi vardır. Sabit bir gerilime maruz kalan L_0 içinde

$$\frac{dI}{dt} = \frac{V_i - V_0}{L_0} \quad (3.2)$$

ile orantılı lineer bir akım artışı olur. Bu eğim Şekil 3.1(d) 'de görüldüğü gibi belirli bir akım değerinden başlar. Bu durumda bir bobindeki akımı ani olarak değiştirmek mümkün değildir. Bundan dolayı Q_1 kesime girdiğinde L_0 üzerindeki gerilimin yönü, kesime girmeden önce bobinden akan I_2 akımının aynı kalmasını sağlamak için değişecektir. D_1 diyodu olmasaydı L_0 akımını aynı yönde tutmak için V_1 gerilimi çok yüksek negatif değerlere çıkardı. Fakat D_1 , bobinin ön ucunu bir diyottaki gerilim düşümü değerinde yani yaklaşık 1 V 'ta tutar.

Şimdi aynı I_2 akımı Şekil 3.1(e) 'de görüldüğü gibi D_1 'den akar. Fakat bu durumda L_0 'daki gerilim yönü değişmiş ve büyüklüğü $V_0 + V_D$ olmuştur. L_0 'daki akım,

$$\frac{dI}{dt} = \frac{V_0 + V_D}{L_0} \quad (3.3)$$

ile orantılı lineer bir azalmaya uğrar. Bu azalma belirli bir akım değerinden başlar. Q_1 kesim süresi bitiminde L_0 akımı I_1 'e düşmüştür ve hala D_1 üzerinden akmaktadır. Q_1 tekrar ilettime girer ve V_1 gerilimi V_i geriliminden yaklaşık 1 V az olur.

O halde L_0 'daki akım, Q_1 iletimde iken Q_1 'den geçen akım ile Q_1 kesimde iken D_1 'den geçen akımın toplamıdır. Bu I akımı Şekil 3.1(f) 'de gösterilmiştir. DC çıkış akımı I_0 'ın etrafında I_2-I_1 değerinde rampa yapan bir akım görülür. Bundan dolayı Şekil 3.1(d) ve Şekil 3.1(e) 'deki rampanın merkezindeki akım değeri DC çıkış akımı olan I_0 'dır. Yük değişimiyle birlikte I_0 akımı değişir. Fakat Q_1 'in iletim ve kesimde olduğu sürelerdeki akım eğimleri değişmez .

3.1.1.2. DÜŞÜK ÇIKIŞLI AGK' DA VERİM

a) AC anahtarlama kayıpları ihmal edildiğinde verim

Devredeki kayıplar Q_1 'deki AC anahtarlama kayıpları ile Q_1 ve D_1 'deki iletim kayıplarıdır. Q_1 'de iletim ve kesime geçiş anlarında bir AC anahtarlama kaybı olur. Bu olay, transistörün üzerinde gerilim varken yükselen akımla çok kısa süreli olarak üstüste binmesiyle oluşur. Aynı şekilde kesime geçişte de düşen akımla yükselen gerilimin çok kısa süreli olarak üstüste binmesiyle AC anahtarlama kaybı oluşur. Bu tip anahtarlama güç kaynaklarında diyot ve transistör için iletimdeki gerilim düşümleri V_D olarak gösterilirse iletimdeki güç kaybı,

$$P_{dc} = P_{dc}(Q_1) + P_{dc}(D_1) = V_D I_0 \frac{T_{ON}}{T} + V_D I_0 \frac{T_{OFF}}{T} \quad (3.4)$$

olur ve AC anahtarların kayıpları ihmal edildiğinde verim ,

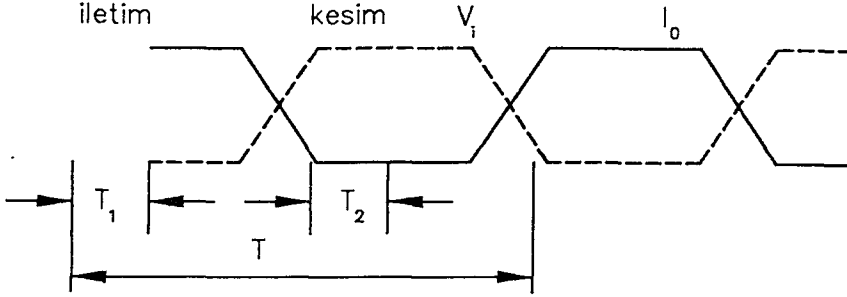
$$\eta = \frac{P_0}{P_0 + P_{dc}} = \frac{V_0 I_0}{V_0 I_0 + V_D I_0} \quad (3.5)$$

$$\eta = \frac{V_0}{V_0 + V_D}$$

olur.

b) AC anahtarlama kayıpları dahil edildiğinde verim

AC anahtarlama kayıplarının hesabı, akım yükselişi ve gerilim azalışı eğimine ve rölatif zamanlama için varsayılan duruma bağlıdır. En iyi durum Şekil 3.2 'de görülen ve enger olarak gerçekleşen bir durumdur [1].



Şekil 3.2. Transistörün anahtarlama sürecindeki en iyi durum.

En iyi duruma göre iletim ve kesime geçiş anlarında akım ve gerilimde görülen yükseliş ve düşüşler eş zamanlı olur. Anahtarlama süresince ortalama güç ifadesi aşağıda yazılmıştır .

$$P_{ac} = P_{ac}(T_1) + P_{ac}(T_2)$$

$$P_{ac}(T_1) = \frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} V_i I_o dt = \frac{1}{6} V_i I_o$$

Bir periyot için,

$$P_{ac}(T_1) = \frac{1}{6} V_i I_o \frac{T_1}{T}$$

olur. Aynı şekilde ,

$$P_{ac}(T_2) = \frac{1}{6} V_i I_o \frac{T_2}{T}$$

ve

$$P_{ac} = \frac{1}{6} V_i I_o \frac{T_1}{T} + \frac{1}{6} V_i I_o \frac{T_2}{T} \quad (3.6)$$

$T_1 = T_2 = T_s$ kabul edildiğinde,

$$P_{ac} = \frac{1}{3} V_i I_0 \frac{T_s}{T} \quad (3.7)$$

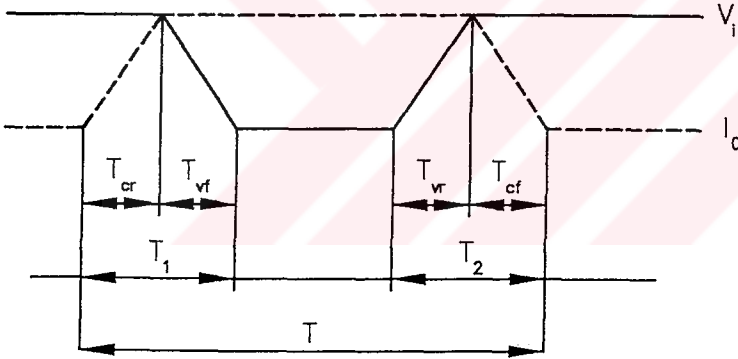
olur. Bu durumda verim,

$$\eta = \frac{P_0}{P_0 + P_{dc} + P_{ac}} = \frac{V_0 I_0}{V_0 I_0 + V_D I_0 + \frac{1}{3} V_i I_0 \frac{T_s}{T}}$$

$$\eta = \frac{V_0}{V_0 + V_D + \frac{1}{3} V_i \frac{T_s}{T}} \quad (3.8)$$

olur.

En kötü durum ise Şekil 3.3 'de gösterilen ve gerçek çalışmaya daha yakın olan bir durumdur. Bu durumda transistör üzerindeki maksimum gerilim maksimum akımla çakıştıktan sonra düşmeye başlar. Aynı şekilde kesime geçişte de gerilim maksimuma ulaşana kadar akım maksimum değerinde kalır.



Şekil 3.3. Transistörün anahtarlanmasındaki en kötü durum.

iletime geçişteki anahtarlama kayıpları,

$$P_{ac}(T_1) = \frac{1}{2} V_i I_0 \frac{T_{cr}}{T} + \frac{1}{2} V_i I_0 \frac{T_{vf}}{T}$$

ve $T_{cr} = T_{vf} = T_s$ için,

$$P_{ac}(T_1) = V_i I_0 \frac{T_s}{T}$$

olur. Aynı şekilde kesime geçişteki anahtarlama kayıpları,

$$P_{ac}(T_2) = \frac{1}{2} V_i I_0 \frac{T_{vr}}{T} + \frac{1}{2} V_i I_0 \frac{T_{cf}}{T}$$

ve $T_{vr} = T_{cf} = T_s$ için

$$P_{ac}(T_2) = V_i I_0 \frac{T_s}{T}$$

olur. Toplam AC kayıplar,

$$P_{ac} = 2 V_i I_0 \frac{T_s}{T} \quad (3.9)$$

ile verilir. Toplam kayıplar ve verim bağıntısı ise aşağıda gösterilmiştir.

$$P_t = P_{dc} + P_{ac} = V_D I_0 + 2 V_i I_0 \frac{T_s}{T} \quad (3.10)$$

$$\eta = \frac{P_0}{P_0 + P_t} = \frac{V_0 I_0}{V_0 I_0 + V_D I_0 + 2 V_i I_0 \frac{T_s}{T}}$$

$$\eta = \frac{V_0}{V_0 + V_D + 2 V_i \frac{T_s}{T}} \quad (3.11)$$

3.1.1.3. DÜŞÜK ÇIKIŞLI AGK 'DA OPTİMUM ANAHTARLAMA FREKANSI

Düşük çıkışlı AGK 'da çıkış geriliminin değeri, $V_0 = V_i T_{ON} / T$ ifadesinden de görüldüğü gibi T periyoduna bağlıdır. Optimum frekansa yönelik olarak öncelikle filtre elemanları L_0 ve C_0 'ın boyutlarını en aza indirmek için frekansı mümkün olduğu kadar yükseltmek akla gelir. Fakat bütün faktörler gözönüne alınırsa frekansı yükseltmek belli sınırlara kadar AGK boyutunu düşürür. AC kayıpların denkleminde görüldüğü gibi

periyodun düşmesi yani frekansın artması AC anahtarlama kayıplarını artırır. Bu da transistörü istenen sınır sıcaklıklarında tutmak için daha büyük hacimli ısı kanalları kullanımı demektir. Ayrıca ultra hızlı tip D_1 diyodu 35-50 ns 'lik arıtma zamanına sahip olmasına rağmen çok yüksek frekanslarda önemli ölçülerde güç harcayabilir. Bu sebeplerden dolayı daha yüksek frekanslar L_0 ve C_0 'ın boyutlarını azaltmakla birlikte toplam kayıpları artırır ve daha büyük ısı kanalı ihtiyacı ortaya çıkarır.

Genel olarak bakıldığında 25 ile 50 kHz arasındaki çalışmalarda, frekans yükseldikçe hacim düşer. Frekansı 50 kHz 'den yukarılara çıkarmak AC anahtarlama kayıpları ve daha büyük ısı kanalı sebebiyle sadece özel avantajlar sağlayabilir.

3.1.1.4. ÇIKIŞ FİLTRESİ İÇİN BOBİN SEÇİMİ

Şekil 3.1(d) 'de görüldüğü gibi düşük çıkışlı AGK 'da DC çıkış akımı azalırken, L_0 üzerindeki gerilim sabit kaldığı için rampanın eğimi de sabit kalır. $I_0=(I_2-I_1)/2$ değerindeki bir DC akımda veya ΔI rampa eğimi genliğinin yarısındaki bir akımda çalışma halinde rampanın ön ucu sıfıra ulaşır. Bu noktada bobin kesintili çalışmaya başlayarak gerilim ve akım dalga şekillerinde önemli değişiklikler olur.

Düşük çıkışlı AGK 'da bobinin kesintili çalışmaya gitmemesi için hiçbir engel yoktur. Kesintili çalışmaya kadar DC çıkış gerilimi $V_0=V_1 T_{ON} / T$ bağıntısı ile belirlenir. I_0 azalırken iletim süresi T_{ON} da çok küçük bir miktar azalır, çünkü Q_1 'in iletimdeki gerilim düşümü azalan akımla birlikte yavaşça azalır. Bu da V_1 'in yavaşça artması demektir ki bu nedenle T_{ON} 'da küçük bir azalma ihtiyacı ortaya çıkar.

Bununla birlikte kesintili çalışmaya geçtikten sonra $V_0=V_1 T_{ON} / T$ bağıntısı geçersiz kalır ve çıkış gerilimi asıl olarak çıkış akımına bağlı olur. Kesintili çalışma olayı, çıkış filtresi L_0C_0 tarafından engellenir. Bu nedenle bütün diğer benzer filtrelerde olduğu gibi bobin öyle bir seçilmelidir ki, DC çıkış akımı belirlenen minimum çıkış değerine kadar kesintili moda girmesin. Bu minimum değer çoğunlukla nominal değerinde biridir. Buna göre,

$$I_{0min} = 0.1 I_0 = \frac{I_2 - I_1}{2}$$

veya

$$I_2 - I_1 = \Delta I = 0.2 I_0$$

ve

$$\Delta I = \frac{V_L T_{ON}}{L} = \frac{(V_i - V_0) T_{ON}}{L} \quad (V_i \approx V_0)$$

olur. Bobinin endüktansı ise,

$$L = \frac{(V_i - V_0) T_{ON}}{\Delta I} = \frac{(V_i - V_0) T_{ON}}{0.2 I_0}$$

ve

$$T_{ON} = \frac{V_0 T}{V_i}$$

olduğundan

$$L = \frac{5(V_i - V_0) V_0 T}{V_i I_0} \quad (3.12)$$

olur.

Eğer L değeri (3.12) bağıntısından seçilirse bobin akımı merkezdeki değerinin % ± 10 değerinde dalgalanır. Eğer bobin $I_2 = 1.1 I_0$ kadar bir değerde sabit kalırsa rampa lineer olacaktır. Bu nedenle bobin öyle bir tasarlanmalıdır ki DC akımın değeri $1.1 I_0$ olduğunda doymaya gitmesin. Bu DC ön şartlarının altındaki bir değerde görece olarak sabit kalan bu tür bobinler ferit nüveye sarılarak ya da üzerine demir veya demir-nikel alaşımı püskürtülerek yapılabilir. Düşük çıkışlı AGK 'da maksimum akımı kısıtlayan tek öge (3.10) eşitliğinde verilen DC ve AC kayıpların artmasıdır.

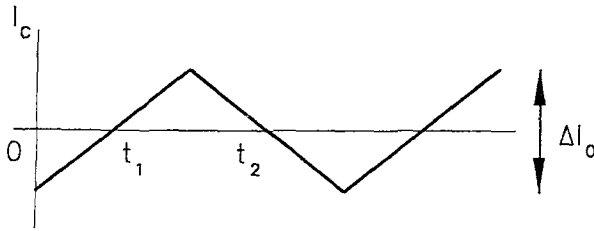
Eğer L, (3.12) bağıntısındaki değer yarısı seçilirse bobinin kesintili çalışma moduna girmesi için nominal DC çıkış akımının beşte biri değerine düşmesi yeterli olacaktır. İşte bu durumda gerilim ya da akım regülasyonu başlangıcı daha yüksek

akımlarda olacaktır. Fakat bobin daha küçük olacağından düşük çıkışlı AGK devresi, daha küçük geçici hal akım genlikleri oluşturacak ve dinamik yük değişikliklerine karşı daha hızlı karşılık verecektir.

3.1.1.5. ÇIKIŞ FİLTRESİ İÇİN KONDANSATÖR SEÇİMİ

Kondansatör seçimi maksimum çalışma akımına ve anahtarlama frekansına bağlı olduğu kadar anahtarlama güç kaynağının tipine de bağlıdır. Bugünkü uygulamaların çoğunda elektrolitik ve tercihen düşük ESR dirençli kondansatörler kullanılıyor. Filtre kondansatörünün ESR direnci çıkış dalgalığında ve kondansatörün kendi ömründe direk etkili bir rol oynar. ESR direnci güç harcayan bir eleman olduğundan, içindeki kayıp güç ısı enerjisi olarak ortaya ve kondansatörün ömrünü kısaltır [4].

Günümüz kondansatörlerinde 105 °C sıcaklık değeri ve 20 kHz üstü frekanslarda çok düşük ESR direnci vardır. Gelişen teknolojiyle birlikte film tipli kondansatörler avantajları nedeniyle elektrolitik kondansatörlerin yerini alacağı benzermektedir. C_0 çıkış kondansatöründeki akımın genliği ΔI_0 'dır. Bu akım Şekil 3.4 'de gösterilmiştir. Akım dalga şekli pozitif yöndeysen sıfırı t_2 'de keser. Şekilde t_1 iletim süresinin yarısıdır. Aynı şekilde negatif yöndeysen akım dalga şeklinin sıfırı kestiği nokta, kesim süresinin yarısı olan t_2 'dir. Bundan dolayı akım, ΔV dalgalanma gerilimi üretir. Buna göre çıkış gerilimi ifadesi aşağıda gösterilmiştir.



Şekil 3.4. Filtre kondansatörü üzerindeki akım değişimi

$$V_0 = \frac{1}{C} \int_{t_1}^{t_2} i \, dt \quad (3.13)$$

t_1 ve t_2 aralığındaki süre boyunca akımın ortalama değeri $\Delta I_0/4$ olacağından, (3.13) eşitliğinin integrali alınır,

$$V_0 = \frac{\Delta I_0}{4 C_0} \frac{T}{2} = \frac{\Delta I_0 T}{8 C_0} = \frac{\Delta I_0}{8 f C_0}$$

olur. Burada T toplam periyottur. İfadeyi yeniden düzenlersek minimum çıkış kapasitesi,

$$C_0 = \frac{\Delta I_0}{8 f \Delta V_0} \quad (3.14)$$

olur. Çıkış gerilimi dalgalanmasını en aza indirmek için kondansatörün ESR direnci aşağıdaki bağıntıyla hesaplanabilir.

$$ESR_{\max} = \frac{\Delta V_0}{\Delta I_0} \quad (3.15)$$

3.1.2. YÜKSEK ÇIKIŞLI (BOOST) AGK

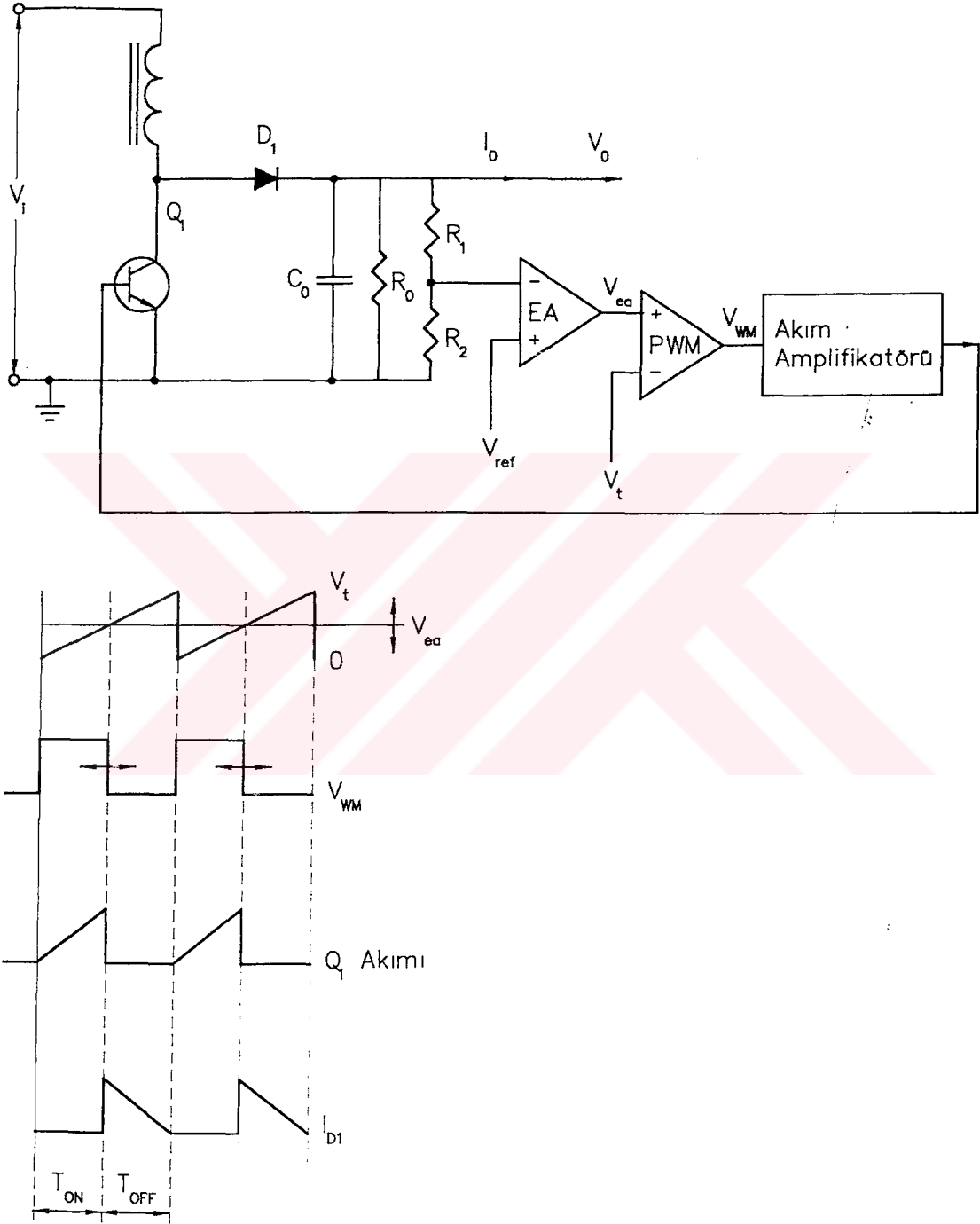
Düşük bir gerilimden yüksek bir gerilim elde etmek için kullanılan yüksek çıkışlı AGK devresi ve dalga şekilleri Şekil 3.5 'de gösterilmiştir. Q_1 transistörünün iletimde olduğu T_{ON} süresinde D_1 diyodu ters yönde bir gerilime maruz kalır ve akım L_1 'de lineer olarak artarak,

$$I_p = \frac{V_i T_{ON}}{L_1} \quad (3.16)$$

tepe değerine ulaşır. Bu akım aşağıda gösterilen değerde depolanmış enerji sağlar.

$$E = \frac{1}{2} L_1 I_p^2 \quad (3.17)$$

Q_1 iletim süresi boyunca, çıkış akımı tümüyle C_0 üzerinden sağlanır. C_0 değeri T_{ON} süresindeki yük akımını minimum gerilim azalmasıyla sağlayacak derecede büyük seçilmelidir [1].



Şekil 3.5. Yüksek çıkışlı AGK ve kesintili çalışma için önemli dalga şekilleri.

Q_1 kesime girdiğinde bir bobindeki akım ani olarak değişmeyeceği için L_1 'deki akım sabit kalma eğilimine girer ve L_1 üzerindeki gerilim yön değiştirir. Bu durumda L_1 'in noktasız ucu noktalı ucuna göre pozitif V_i değerinde olur. Böylece bobindeki enerji V_i gerilimine eklenerek C_0 kondansatörünü D_1 vasıtasıyla V_i 'den daha yüksek bir gerilimle doldurur ve yük akımını sağlar.

Negatif bir geribesleme çevriminde çıkış geriliminin regülasyonu, Q_1 iletim süresinin kontrolüyle sağlanır. Eğer yük akımı artarsa yüke aktarılması gereken enerji de artacağından Q_1 'in iletim süresi de otomatik olarak artacaktır. Eğer girişteki V_i gerilimi azalırken T_{ON} değişmeseydi, tepe akımı ve dolayısıyla, L_1 'de depolanan enerji azalır. Bu da çıkış geriliminin azalması demektir. Bu durumda negatif geribesleme çevrimi azalan çıkış gerilimini algılar ve T_{ON} süresini artırır.

3.1.2.1. YÜKSEK ÇIKIŞLI AGK 'DA GENEL BAĞLANTILAR

a) Kesintisiz Modda Çalışma Halinde

Kesintisiz modda çalışma halinde L_1 'den geçen akım belli bir ortalama değerde dalgalanır ve Şekil 3.6 'da görüldüğü gibi asla sıfıra düşmez. Bu çalışmaya ait bağlantılar anahtarlama transistörünün iletim ve kesimde olduğu durumlar gözönüne alınarak çıkarılabilir. Bir bobindeki gerilim bağlantısını,

$$V_L = L \frac{dI_L}{dt}$$

kullanırsak, transistör iletimdeyken bobinin içinden geçen akımın değişimi,

$$\Delta I_L = \frac{1}{L} V_i T_{ON}$$

olur. Aynı şekilde transistör kesime girdiğinde bobin üzerinde $V_0 - V_i$ sabit gerilimi olacağından,

$$\Delta I_L = \frac{1}{L} (V_0 - V_i) T_{OFF}$$

olur. Bu iki bağıntı biraraya getirilirse,

$$V_o = \frac{T}{T_{OFF}} V_i \quad (3.18)$$

bağıntısı elde edilir. Bu bağıntıda transistör ve diyottaki gerilim düşümleri ihmal edilmiştir.

b) Kesintili Modda Çalışma Halinde

Şekil 3.5 'deki devrede D_i 'den geçen akım Q_1 'in iletme girmesinden önce sıfıra düşerse L_1 üzerinde depolanan tüm enerji yükte aktarılır ve devre Şekil 3.7 'de gösterilen kesintili modda çalışır. L_1 'de depolanan enerjinin yükte verdiği güç P_L ile ifade edilir ve değeri,

$$P_L = \frac{1}{2} L I_P^2 \frac{1}{T} \quad (3.19)$$

olur.

L_1 'deki akım T_r süresi sonunda sıfıra iner. Bu sırada aynı akım V_i 'den akar ve yükte bir miktar P_{ir} gücü verir. Bu güç,

$$P_{ir} = V_i \frac{I_P}{2} \frac{T_r}{T} \quad (3.20)$$

olur. Böylece yükte verilen toplam güç, verim % 100 kabul edilirse,

$$P_o = P_L + P_{ir} = \frac{1}{2} L_1 I_P^2 \frac{1}{T} + V_i \frac{I_P}{2} \frac{T_r}{T}$$

olur ve burada $I_P = V_i T_{ON} / L_1$ olduğundan,

$$P_o = \frac{1}{2} L_1 \left(\frac{1}{L_1} V_i T_{ON} \right)^2 \frac{1}{T} + V_i \frac{1}{2} \frac{1}{L_1} V_i T_{ON} \frac{T_r}{T} \quad (3.21)$$

$$P = \frac{V_i^2 T_{ON}}{2 T L_1} (T_{ON} + T_r)$$

olur. Bu durumda L_1 'deki akımı sıfıra düşürerek kesintili çalışma modunun devamı için

$(T_{ON} + T_r) = k T$, $k < 1$ alınır ve

olur. Bu durumda L_1 'deki akımı sıfıra düşürerek kesintili çalışma modunun devamı için $(T_{ON}+T_r) = k T$, $k < 1$ alınır ve

$$P_o = \frac{V_i^2 T_{ON}}{2 T L_1} k T$$

olur. Bir V_o çıkış gerilimi ve R_o yük direnci için,

$$P_o = \frac{V_i^2 T_{ON}}{2 T L_1} k T = \frac{V_o^2}{R_o}$$

ve

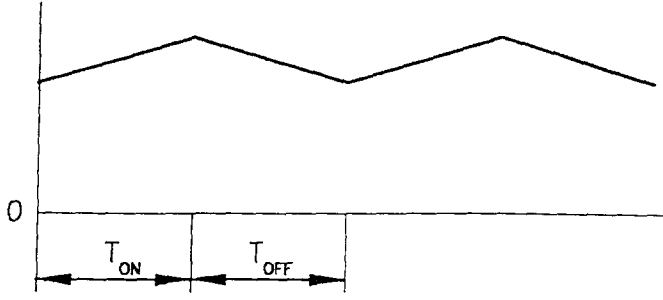
$$V_o = V_i \sqrt{\frac{k R_o T_{ON}}{2 L_1}} \quad (3.22)$$

bağıntısı elde edilir. Bu devrede giriş gerilimindeki veya yükteki değişikliklere karşı geri besleme çevrimi devreye girer ve çıkış gerilimini sabit tutar.

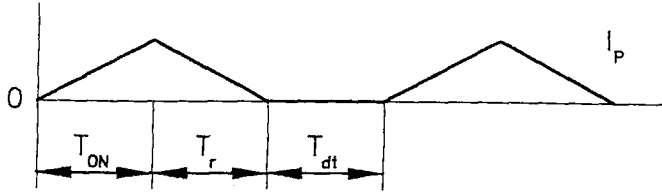
3.1.2.2. YÜKSEK ÇIKIŞLI AGK UYGULAMALARI

Yüksek çıkışlı AGK 'lar çok yaygın olarak kullanılmazlar, yine de detaylı anlatılmıştır. Çünkü devredeki L_1 bobinini bir transformatörle yer değiştirerek ona çok benzeren ve yaygın kullanımı olan "flyback-geridönüşlü" AGK elde edilir.

Yüksek çıkışlı AGK 'lar daha çok düşük güç kademelerinde kullanılırlar. Bu tür düşük güç kademelerindeki en yaygın kullanım alanı, 5 V bilgisayar lojik seviye kaynağını operasyonel amplifikatörler için 12 veya 15 V 'a çıkaran baskı devrelerdir. 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 9 V veya 22 V 'a düşerse problemler çıkar. Yüksek çıkışlı AGK 'lar bu tür uygulamalarda gerilimi 12 veya 28 V 'a çıkarmak için sıkça kullanılırlar. Bu tür uygulamalarda AGK 'nın gücü 50-200 W kademelerinde olabilir.



Şekil 3.6. Kesintisiz çalışmada I_{L1} akımının değişimi



Şekil 3.7. Kesintili çalışmada I_{L1} akımının değişimi

3.1.3. TERS POLARİTE ÇIKIŞLI (BUCK-BOOST) AGK

Ters polarite çıkışlı AGK devresi ve dalga şekilleri Şekil 3.8 'de gösterilmiştir. Bu tip AGK 'da çalışma periyodunun bir kısmında bir bobinde enerji depolanır ve diğer kısmında bu enerji çıkış yüküne verilir.

Şekil 3.8 'de Q_1 iletme girdiğinde D_1 diyodunun katoduna V_i gerilimi gelir. Burada Q_1 'deki gerilim düşümü sıfır kabul edilmiştir. L_0 üzerindeki sabit bir V_i gerilimiyle akım $d_i/d_t = V_i/L_0$ oranında lineer olarak artar. T_{ON} süresi sonunda L_0 'daki akım,

$$I_p = \frac{V_i T_{ON}}{L_0}$$

değerine ulaşır ve

$$E = \frac{1}{2} L_0 I_p^2$$

değerinde bir enerji depolar. Q_1 kesime girdiğinde L_0 'daki polarite yön değiştirir. Bu yüzden kesim anında daha önce Q_1 'den akan aynı I_p akımı C_0 ve D_1 'den akar. C_0 'ın üzerinden akan bu akım C_0 'ı negatif gerilimle doldurur.

3.1.3.1. TERS POLARİTE ÇIKIŞLI AGK BAĞINTILARI

a) Kesintisiz Modda Çalışma Halinde

Transistörün iletim ve kesim durumlarında L 'deki akım değişimi diyot ve transistördeki iletimdeki gerilim düşümleri hesaba katılırsa,

$$\Delta I_L = \frac{1}{L} (V_i - V_{SAT}) T_{ON}$$

ve

$$\Delta I_L = \frac{1}{L} (V_0 + V_D) T_{ON}$$

olur. Bu bağıntılar birleştirilirse,

$$V_0 = \frac{T_{ON}}{T_{OFF}} V_i - \frac{T_{ON}}{T_{OFF}} V_i - V_D \quad (3.23)$$

olur. Gerilim düşümleri ihmal edildiğinde çıkış geriliminin ifadesi aşağıda verilmiştir.

$$V_0 = \frac{T_{ON}}{T_{OFF}} V_i \quad (3.24)$$

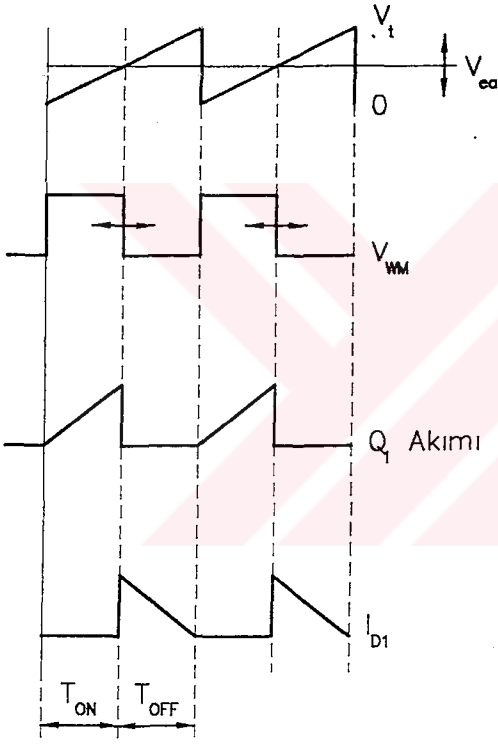
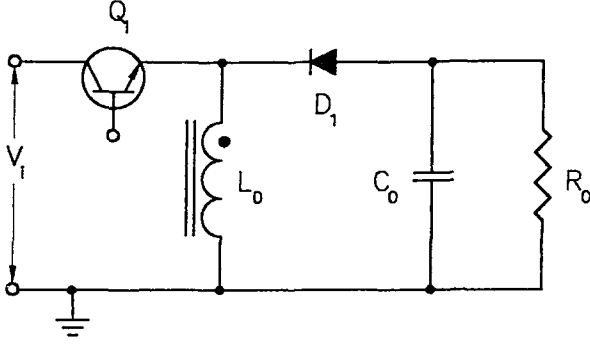
b) Kesintili Modda Çalışma Halinde

L_0 'da depolanan tüm enerji Q_1 iletime girene kadar yüke verilirse yani bobin akımı sıfıra düşerse devre kesintili modda çalışır ve yüke verilen güç,

$$P_L = \frac{1}{2} L_0 I_p^2 \frac{1}{T}$$

olur. Q_1 kesime girdiğinde yüke güç kaynağından hiçbir akım akmayacağından toplam güç P_1 gücü olur. Bu nedenle verim % 100 kabul edilirse,

$$P_0 = \frac{V_0^2}{R_0} = \frac{1}{2} L_0 I_p^2 \frac{1}{T}$$



Şekil 3.8. Ters polarite çıkışlı AGK ve önemli dalga şekilleri.

ve $I_P = V_i T_{ON} / L_0$ olduğuna göre çıkış gerilimi,

$$V_0 = V_i T_{ON} \sqrt{\frac{R_0}{2 T L_0}}$$

olur.

3.2. TRANSFORMATÖRLÜ AGK DEVRELERİ

3.2.1. GERİ DÖNÜŞLÜ (FLYBACK) AGK

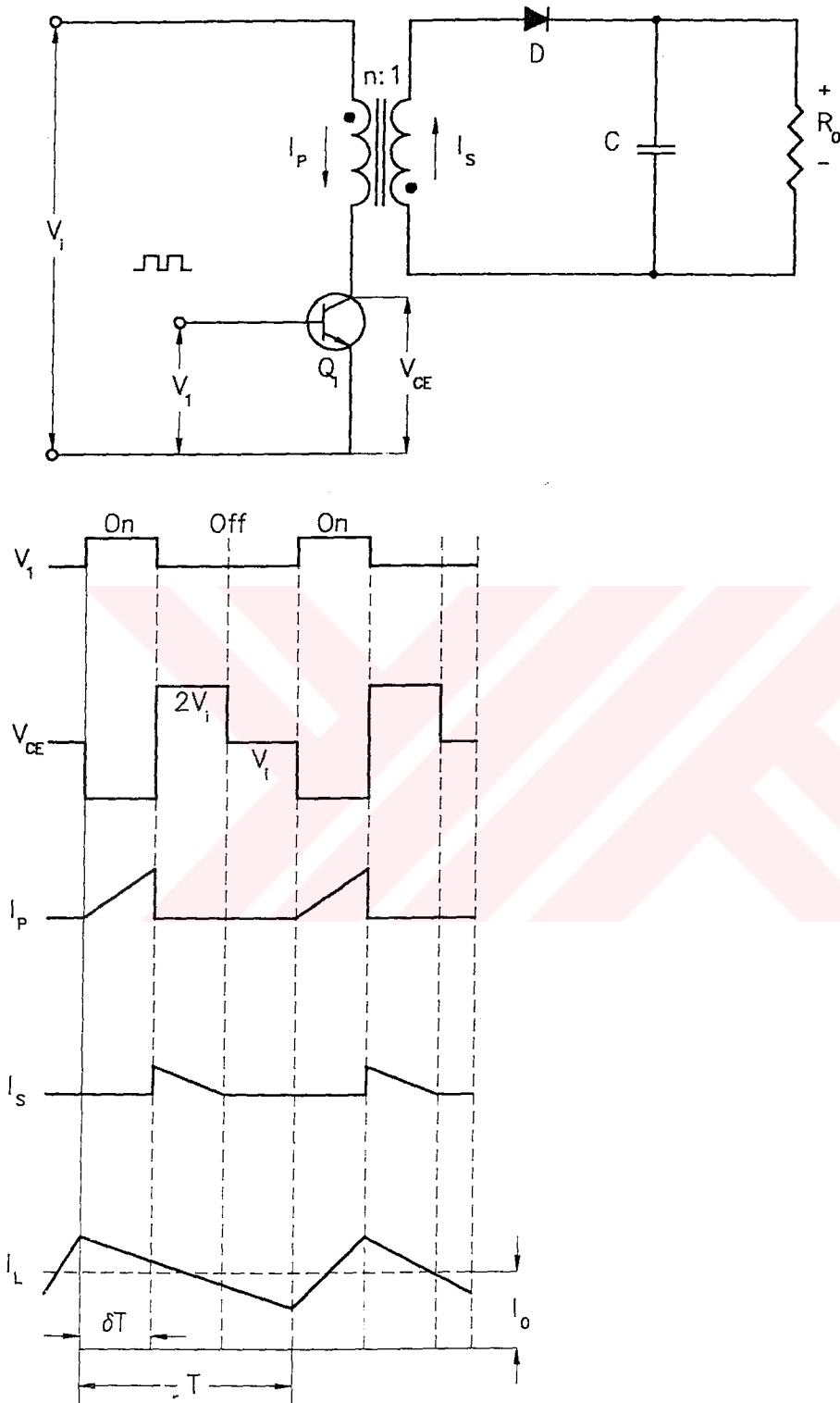
Geri dönüşlü AGK devresi ve dalga şekilleri Şekil 3.9 'da gösterilmiştir. Devrede Q_1 transistörü iletime girdiğinde primer sargıdan lineer şekilde artan bir akım geçmeye başlar ve bu akım transformatörde bir enerji depolar. Transformatör şok bobininin giriş ve çıkış sargıları ters yönlü sarıldığından dolayı D diyodu ters yönlü bir gerilime maruz kalır ve bu nedenle yüke hiçbir enerji verilmez.

Transistör kesime girdiğinde manyetik alan birdenbire düştüğü için sargılardaki polarite yön değiştirir. Bu durumda D diyodu iletime geçer, çıkış kondansatörü dolar ve yüke I_0 akımı verilir.

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

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

Geri dönüşlü AGK bağlantıları aşağıda verilmiştir [4].



Şekil 3.9. Geri dönüşlü AGK ve dalga şekilleri.

$$V_o = \frac{\delta}{1-\delta} \frac{1}{n} V_i \quad (3.26)$$

$$V_{CE_{mak}} = \frac{V_i}{1-\delta} \quad (3.27)$$

$$I_c = \frac{2 P_o}{\eta V_i \delta} \quad (3.28)$$

3.2.2. İLERİ YÖNDE (FORWARD) AGK

İleri yönde AGK 'lar düşük çıkışlı AGK 'dan türemiştir. Önemli dalga şekilleri ve devre şeması Şekil 3.10. 'da verilen ileri yönde AGK devresinde Q_1 iletime girdiği zaman primer sargıda enerji depolanarak lineer bir akım artışı olur. Transformatör sekonder sargılarının da aynı polaritede olması sebebiyle bu enerji çıkışa iletilir ve D_2 diyodundan geçerek yüke aktarılır. Bu sırada L bobininde de enerji depolanır. Q_1 transistörü kesime girdiği zaman transformatör sargı gerilimi yön değiştirir ve D_2 diyodu tıkanır. Bu durumda D_3 iletime girer ve L bobinindeki enerjiyi yüke vererek akımı iletir.

Üçüncü sargı ve D_1 diyodu, Q_1 kesime girdiği zaman transformatördeki manyetik enerjiyi şebekeye geri döndürür ve transformatördeki mıknatıslığı gidermeyi sağlar. Şekil 3.10. 'daki taralı bölgeler mıknatıslanma akımı ile mıknatıslanmayı gideren akımı gösterir.

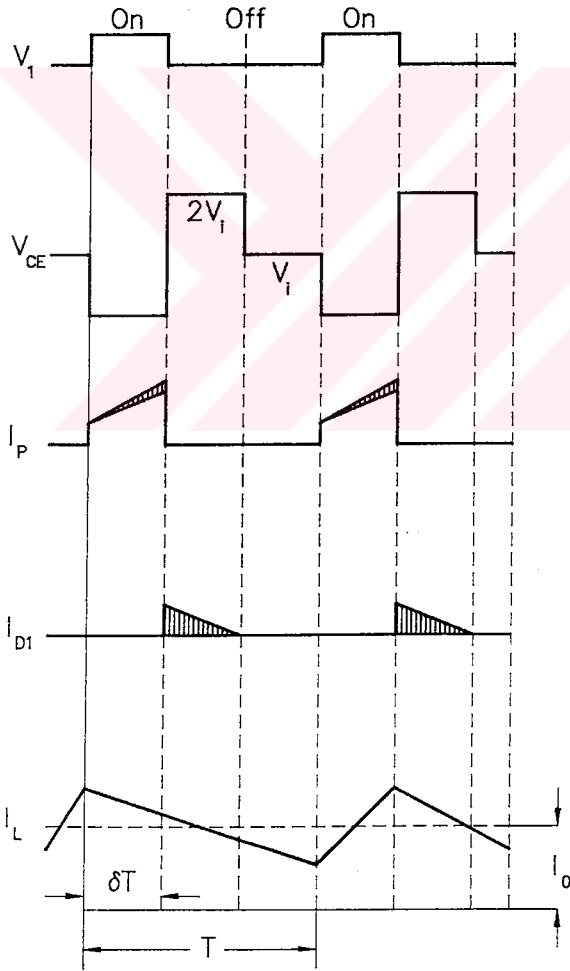
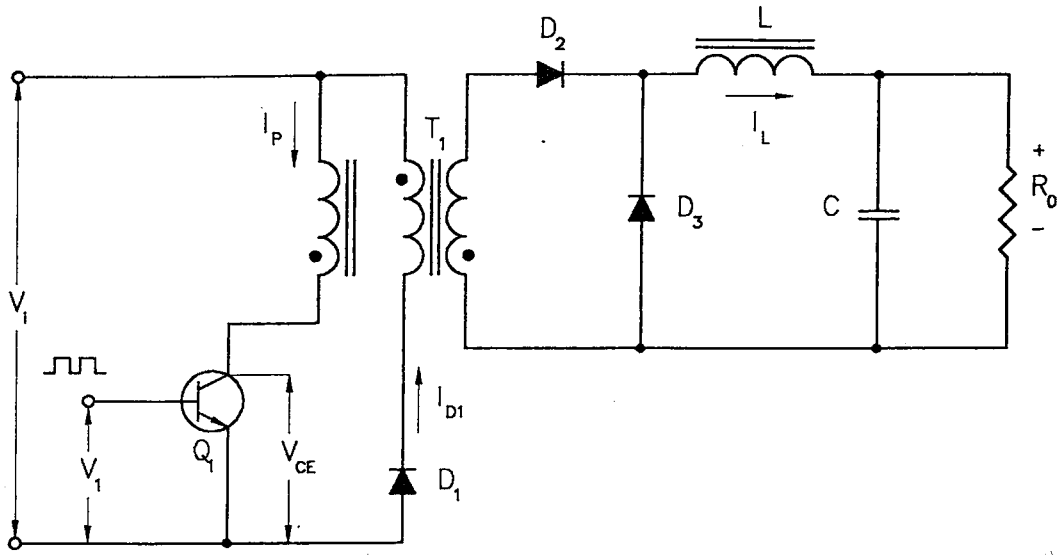
İleri yönde AGK 'larda çıkış gürültüsü düşüktür. Ayrıca düşük maliyetlerinden dolayı yaygın olarak kullanılmaktadırlar. İleri yönde AGK bağıntıları aşağıda verilmiştir.

$$V_o = \delta \frac{V_i}{n} \quad (3.29)$$

$$V_{CE_{mak}} = 2 V_i \quad (3.30)$$

$$I_c = \frac{I_L}{n} + \frac{n T V_o}{L} \quad (3.31)$$

$$I_{mag} = \frac{T \delta V_i}{L} = \frac{n T V_o}{L} \quad (3.32)$$



Şekil 3.10. İleri yönde AGK devresi ve dalga şekilleri.

3.2.3. PUSH-PULL AGK

Push-pull AGK aslında farklı fazlarda çalışan iki adet ileri yönde AGK 'nın düzenlenmesinden ibarettir. Şekil 3.11 'de push-pull AGK devresi ve dalga şekilleri gösterilmiştir. Bu devrede Q_1 transistörü iletime girdiği zaman primer sargıdan lineer olarak artan bir akım geçer. Bu durumda D_2 diyodu iletimdedir. Transistörlerin iletimde olmadığı durumda D_1 ve D_2 diyotları aynı anda iletimdedirler. Q_2 transistörü iletime girdiği zaman transformatörün sekonderinde ilkinde göre ters yönde gerilim endükleneceği için bu defa D_1 diyodu iletimde, D_2 kesimde kalır. Diyotlardan geçen bu akımlar L bobini vasıtasıyla yüke aktarılır. Şekil 3.11. 'deki dalga şekilleri incelendiğinde, anahtarlama transistörleri ve çıkış diyotlarının iki ayrı durumda olması nedeniyle her bir durumda ortalama akımın eşdeğer ileri yönde AGK 'dakinin yarısına düştüğü görülür. Böyle devrelerde iki transistörün de aynı anda iletime girmesini önlemek için δ_{maks} değeri 1 'in altında kalmalıdır. Push-pull AGK 'da çıkış gerilimi,

$$V_o = \delta \frac{V_i}{n} \quad (3.33)$$

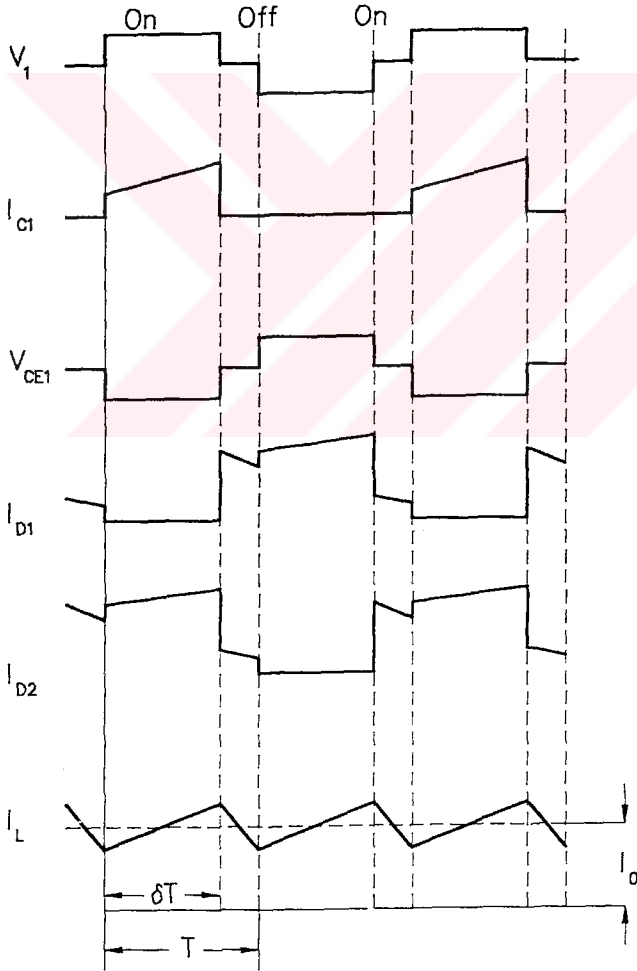
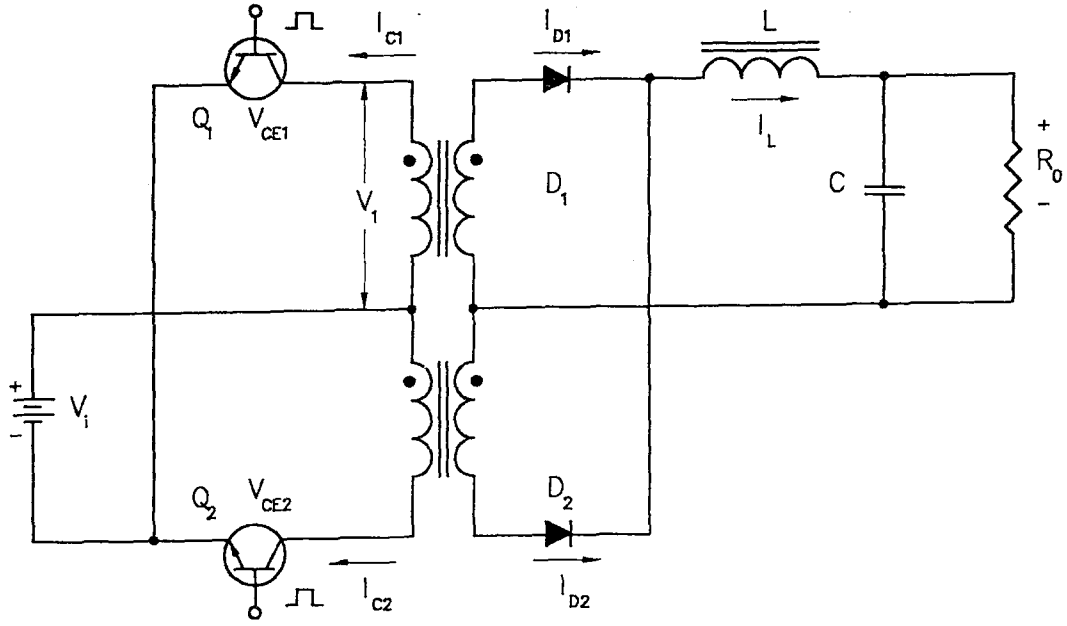
olur.

3.2.3.1. PUSH-PULL AGK TRANSFORMATÖRÜ

Geri dönüşlü ve ileri yönde AGK 'larda transformatörler B-H karakteristik eğrisinin sadece bir yarısını kullanırlar. Bu yüzden hacimleri büyük olur ve hava boşluğu kullanımı gerekir. Push-pull AGK devresindeki her iki transistörün eşit iletim süreleri olduğu 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,

$$Hacim = \frac{4 \mu_0 \mu_c I_{mag}^2}{B_{maks}^2} \quad (3.34)$$

formülüyle hesaplanır. Burada $I_{mag} = n V_o T / 4L$ değerindeki mıknatıslanma akımıdır [4].



3.11. Push-pull AGK devresi ve dalga şekilleri.

3.2.3.2. PUSH-PULL AGK TRANSİSTÖRLERİ

Push-pull AGK 'nın herbir yarısı aslında bir ileri yönde AGK olduğu için kesimde her iki transistör üzerindeki gerilim,

$$V_{CE_{maks}} = 2 V_i \quad (3.35)$$

ile sınırlıdır. Herbir transistördeki kollektör tepe akımı,

$$I_C = \frac{I_1}{n} + I_{mag} \quad (3.36)$$

ve bu bağlantıda $I_{mag} \ll I_1/n$ kabul edildiğinde,

$$I_C = \frac{I_1}{n} \quad (3.37)$$

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

$$I_C = \frac{P_o}{\eta \delta V_i} \quad (3.38)$$

3.2.3.3. PUSH-PULL AGK AVANTAJ VE DEZAVANTAJLARI

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 yolaçtığı kaçak genliklerin toplamıdır. Bunun anlamı 220 V şebeke geriliminin kullanıldığı yerlerde transistörün 800 V gerilime maruz kalabilmesidir.

İkinci önemli dezavantajı nüve doymasıdır. 20 kHz ve üstündeki frekanslarda kayıpların düşük olması nedeniyle ferit nüve malzemeler kullanılır. Fakat feritlerin

dezavantajları da, yaklaşık 3000 Gauss değerindeki düşük akı yoğunlukları nedeniyle nüve doymasına çabucak girebilmeleridir. Bu sebeple küçük bir öngerilim bile nüveyi doymaya sokacaktır. Bu olay push-pull devrelerinde görülen bir durumdur. Bir transistör ilettime girdiği zaman 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 transistörünün doyması her çalışma şartı ve sıcaklığında özdeş olmalıdır. Transistör karakteristiklerinin özdeş olmaması durumunda B-H eğrisinin bir yönüne doğru akı yürümesi olur ve bu da 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.

3.2.4. YARIM KÖPRÜ (HALF BRIDGE) AGK

Yarım köprü AGK devresi Şekil 3.12 'de verilmiştir. Bu devrede güç transformatörü bir yüzen gerilime bağlıdır. Bu gerilim seri bağlı C_1 ve C_2 kondansatörleri tarafından oluşturulur. Bu kondansatörlerin gerilimi $V_i/2$ değerindedir. Transformatörün diğer ucu Q_1 'in emetörü ile Q_2 'nin kollektörü arasına seri bir C_3 kondansatörü ile bağlanmıştır. Q_1 ilettime girdiği zaman transformatörün bu ucu pozitif olur ve $V_i/2$ değerinde bir gerilim üretir. Q_1 kesime girip Q_2 ilettime girdiğinde transformatör polaritesi yön değiştirir ve ilkine göre negatif yönde $V_i/2$ değerinde bir gerilim üretir. Böylece Q_1 ve Q_2 'nin iletim ve kesime girmeleri hareketiyle tepeden tepeye V_i değerinde bir kare dalga üretilir. Daha sonra bu gerilim sırasıyla düşürülür, doğrultulur ve filtre edilir. Böylece çıkış gerilimi oluşur.

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, herbir anahtarlama transistörünün volt saniye integralini otomatik olarak dengeleyerek nüve doymasını engeller. Kullanılan eleman sayısının fazla oluşu ve büyük değerli C_1 , C_2 kondansatörleri ihtiyacı bu devrenin dezavantajlarındandır.

Yarım köprü AGK bağıntıları aşağıda verilmiştir.

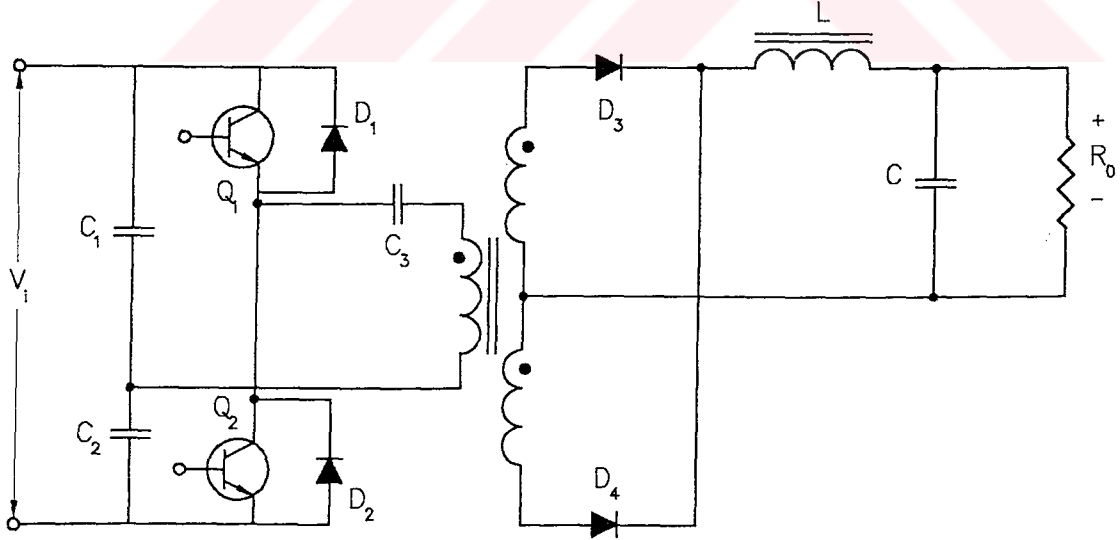
$$V_0 = \delta \frac{V_i}{2n} \quad (3.39)$$

$$V_{CE_{maks}} = V_i \quad (3.40)$$

$$I_c = \frac{2P_0}{\eta \delta V_i} \quad (3.41)$$

$$C_3 = \frac{1}{4\pi^2 f_R^2 (N_P / N_S)^2 L} \quad (3.42)$$

$$(f_R = 0.25 f_s \quad f_R : \text{rezonans frekansı} \quad f_s : \text{anahtarlama frekansı})$$



Şekil 3.12. Yarım köprü AGK devresi.

3.2.5. TAM KÖPRÜ (FULL BRIDGE) AGK

Yarım köprü AGK 'lar incelendiğinde anahtarlama transistörleri üzerinde kesim anındaki gerilim baskısının giriş geriliminin yarısına düşürüldüğü görülür (3.40). Fakat bu durumun bedeli olarak kollektör akımı push-pull devresine kıyasla iki kat artmıştır (3.38) ve (3.41). Yüksek akım ve yüksek gerilim gerektiren büyük güçlü uygulamalarda sıkıntılara yol açabilen bu sorundan tam köprü AGK ile kurtulunabilir. Tam köprü AGK devresi Şekil 3.13. 'de gösterilmiştir. Bu devrede çapraz yerleştirilen Q_1 ile Q_4 veya Q_3 ile Q_2 transistörleri aynı anda ilettime girerler. Bu transistör hareketi transformatörün primerindeki gerilimi $+V_i$ ile $-V_i$ arasında gidip gelmeye zorlar. Bu nedenle transistörlerin üzerinde V_i 'den fazla bir gerilim olmaz. Ayrıca transistörlerin içinden geçen akım da yarım köprü eşdeğerindekinin yarısıdır. Bu devrenin diğer bütün özellikleri yarım köprü AGK ile aynıdır.

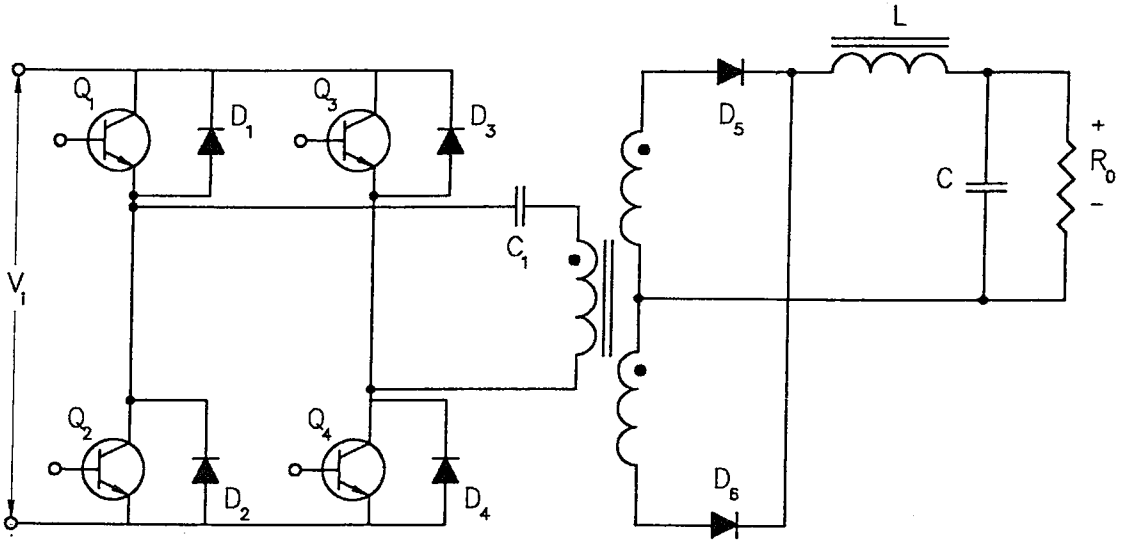
Yukarıdaki özellikler sayesinde tam köprü AGK'larda minimum değerli elemanlar kullanılır. Dolayısıyla yüksek güçlerde tercih edilirler. Bunun dışında transformatörün kullanımı tamdır. Tam köprü AGK 'ların en önemli dezavantajı fazla eleman kullanılmasıdır. Ayrıca çapraz transistörler aynı anda ilettime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

Tam köprü AGK bağıntıları aşağıda verilmiştir.

$$V_o = \delta \frac{V_i}{n} \quad (3.43)$$

$$V_{CE_{maks}} = V_i \quad (3.44)$$

$$I_c = \frac{P_o}{\eta \delta V_i} \quad (3.45)$$



Şekil 3.13. Tam köprü AGK devresi.

Tablo 3.1. Transformatorlü AGK'ların karşılaştırılması.

TİPİ	AVANTAJLARI	DEZAVANTAJLARI
Geri dönüşlü	- Kaynak ile şebeke arasında izolasyon. - Çıkış filtre bobinine ihtiyaç olmaması. - Tasarım kolaylığı. - Birden fazla çıkışı kolaylıkla sağlayabilmesi. - Kullanılan eleman sayısının azlığı. - Basit sürme devresi.	- Yüksek çıkış dalgalanması. - Büyük nüve gereksinimi. - Düşük çıkış gücü. - Transformatorün optimum kullanılamaması.
İleri yönde	- Düşük çıkış gerilimi dalgalanması. - Birden fazla çıkışı kolaylıkla sağlayabilmesi. - Tek bir transistör kullanılması. - Düşük güçlü uygulamalarda iyi sonuç alınması.	- Transformatorde fazladan bir sargı olması.
Push-pull	- Düşük çıkış gerilimi dalgalanması. - İyi regülasyon. - Küçük nüveli transformator kullanılması. - Şebeke izolasyonu sağlaması. - Yüksek çıkış gücü verebilmesi.	- Eleman sayısı fazlalığı - Karmaşık devre - Karmaşık sürme devresi - Nüve doyması tehlikesi - Transistörlere girişin iki katı gerilim gelmesi
Yarım köprü ve Tam köprü	- Transistörlere girişle aynı gerilimin gelmesi. - Transformator kullanımının optimum olması. - Kaçak endüktans genliklerinin şebekeye geri iletilmesi. - Hızlı anahtarlama imkanı. - Yüksek güçlerde uygunluğu. - Primere seri bağlanan kondansatörün nüve doymasını engellemesi.	- İzole edilmiş sürme devresi ihtiyacı. - Sürme devrelerinin kapasitesinin düşük olması zorunluluğu - Kondansatörün tüm primer akımını geçirmek zorunda olması - Eleman sayısı fazlalığı

4. GÜÇ MOSFETLERİ

Bipolar transistörler AGK devrelerinde uzun yıllar esas güç anahtarı olarak kullanılmışlardır. 1970 'li yıllarda ise üretim teknolojisindeki önemli gelişmelerle birlikte güç MOSFET 'leri önemli bir güç elemanı haline gelmiştir. Bunun nedeni güç MOSFET 'lerinin bipolar transistörlerde olmayan bazı avantajlara sahip oluşudur.

4.1. GÜÇ MOSFETLERİNİN AVANTAJ VE DEZAVANTAJLARI

Alan etkili güç transistörlerinin iki önemli çalışma karakteristiği vardır. Bunlardan ilki çok yüksek giriş empedansı, ikincisi ise çok hızlı anahtarlama süresidir. MOSFET 'te giriş empedansı çok yüksek olduğu için her türlü uygulamada gerilimle sürülebilmesini sağlar. Güç MOSFET 'lerinin kullanımında sürme devresinin güç vermesine gerek yoktur. Böylece sürme devresi çok basit yapılabilir. Bununla birlikte MOSFET 'in girişinin küçük bir kondansatör gibi davrandığı unutulmamalıdır. Sürme devresi iletimde bu kondansatörü doldurmalıdır. Yüksek akımlı devreler hariç birçok güç MOSFET 'i direkt olarak entegre devre çıkışıyla sürülebilir [5].

Güç MOSFET 'leri için iletimdeki direnç değeri tipik olarak 10-50 A akımda 0.05-0.1 arasındadır.

Sadece yüksek giriş empedansına sahip oluşu bile MOSFET 'i tercih edilir bir eleman yapar. Yüksek frekanslı uygulamalarda ise yüksek anahtarlama hızından dolayı MOSFET kullanmak zorunluluk haline gelir. Çünkü sadece anahtarlama güç kaybı en aza inmekle kalmaz, maksimum anahtarlama frekansı dikkate değer bir biçimde yükselir. Güç MOSFET 'lerinin cevap verme süresi 50-100 ns arasındadır. Bipolar transistörlerde bu süre genellikle mikrosaniyelerle belirlenir. Bunun sonucu olarak da güç MOSFET 'lerinin kullanıldığı uygulamalarda güç kayıpları en aza inmiş ve anahtarlama verimi en yükseğe çıkmıştır.

Bipolar güç transistörleri normal çalışmada 100 kHz ile sınırlıdır. Buna karşılık güç MOSFET 'leri 1 MHz 'in üzerindeki çalışma frekanslarında dahi kullanılabilirler. Bunun nedeni Şekil 4.1 'den görülebilir. Yüksek frekanslarda çalışan AGK 'larda güç kaybı en aza indiğinden MOSFET 'in bu özelliği AGK devrelerinde tercih edilir bir

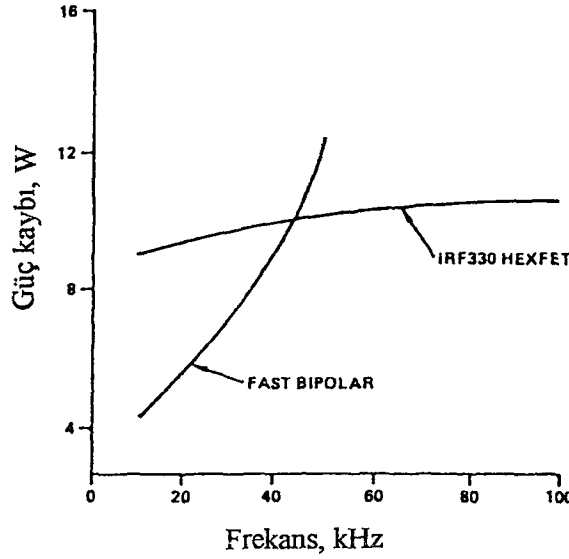
eleman olmasını sağlamıştır. Ayrıca AGK 'larda frekans yükseldikçe transformatörün, filtre bobininin ve filtre kondansatörünün boyutları küçülerek maliyetleri düşer.

Sürülmesinin basitliği ve yüksek anahtarlama hızından dolayı güç MOSFET 'leri düşük gerilimli AGK 'larda yaygın olarak kullanılmaktadır. Yüksek gerilimlerde ise hala bipolar transistörler kullanılır. Bu durumda belirleyici faktör iletimdeki güç kaybıdır. İletimdeki kayıplar transistörün iletimde olduğu aralıkta meydana gelir. Fakat iki transistör tipi için güç kaybının kaynağı farklıdır. Bipolar transistörlerde güç kaybı, jonksiyon gerilimi ile kollektör akımının çarpımıdır. Bu jonksiyon gerilimi temelde transistörün fiziksel yapısına bağlıdır. Bir silikon transistör için bu değer tipik olarak 0.7 V 'tur. Bir güç MOSFET 'inin iletimdeki güç kaybı da jonksiyon gerilimi ile savak akımının çarpımıdır. Fakat bir bipolar transistörde jonksiyon gerilimi transistörün yarı iletken malzemesi tarafından belirlenirken bu gerilim bir MOSFET 'te savak akımı ve iletimdeki r_{DS} iç direnci tarafından belirlenir. Bu direnç değeri MOSFET 'in kapama gerilimi ile orantılıdır. Bu nedenle gerilim değeri arttıkça iletimdeki r_{DS} iç direnci ve kayıplar da artar.

Daha kolay tasarım, daha düşük boyut ve maliyet gibi avantajlar yaratan basit sürme devresinin yanında güç MOSFET 'leri gelişmiş bir belverme karakteristiğine sahiptir. Bipolar güç transistörlerinde belverme olayı bir problem teşkil eder. Belli akım değerlerinde belverme gerilimi değeri azalır ve bipolar transistörün sadece güvenli bölgede çalışmasını sağlamak için fazladan devreye ihtiyaç doğar. MOSFET 'ler iletime girdikleri zaman direnç gibi davranışlarından dolayı belverme gerilimi çalışma akımının değerinden bağımsızdır ve ikincil belverme gerilimi etkisini göstermezler.

Güç MOSFET 'inin bir başka avantajı da bipolar transistörlerde olan ısıl sürüklenme ve fazla akım alma sorunlarının olmayışdır. Bipolar transistörlerde sıcaklık artınca çıkış akımı da bir miktar artar. Bu da sıcaklıkta biraz daha artışa ve sonra tekrar çıkış akımında bir artışa yol açar. Böylece eleman ısıl sürüklenme adı verilen bir sürüklenmeye uğrar ve tahrip olur. Bu olayı önlemek için transistör devresine fazladan elemanlar eklenir. Diğer yandan güç MOSFET 'lerinde sıcaklık artınca çıkış akımı azaldığı için ısıl sürüklenme sorunu yoktur. Güç MOSFET 'lerinin bir diğer avantajı da geniş bir sıcaklık aralığında bipolar transistörlere göre daha üniform bir çalışma karakteristiğine

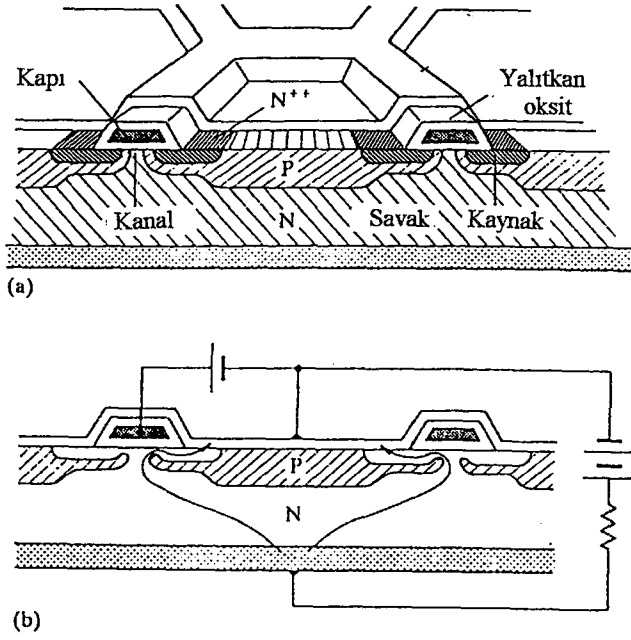
sahip olmalarıdır. Bu avantajlarına karşılık güç MOSFET 'leri bipolar transistörlere göre daha pahalıdır.



Şekil 4.1. Frekansa bağlı olarak güç kaybı değişimi (İletim akımı : 5 A).

4.2. MOSFET 'LERİN GENEL ÖZELLİKLERİ

N kanallı MOSFET yapısı Şekil 4.2. 'de gösterilmiştir. MOSFET 'in kapı ucuna, kaynağa göre hiç bir gerilim uygulanmazsa kaynağın N bölgeleri ve savak, Şekil 4.2(a) 'da görüldüğü gibi kapının altındaki P bölgesi tarafından ayrılır. Bu durumda savak ile kaynak arasına pozitif bir gerilim uygulansa bile kaynaktan savağa doğru elektron akışı olmayacaktır. Fakat Şekil 4.2(b) 'de görüldüğü gibi MOSFET 'in kapı ucuna kaynağa göre pozitif bir gerilim uygulandığı zaman kapının altındaki P bölgesindeki delikler elektrik alan tarafından boşaltılacaktır. Bu olay N bölgesini genişletip P bölgesinde büzölmeye yol açar. Böylece MOSFET içinde savaktan kaynağa akım geçen bir N kanalı oluşur. Bir bipolar transistörde ana akım yolunda iki PN jonksiyonu olmasına rağmen bir MOSFET 'in akım kanalında hiç PN jonksiyonu olmaz. Bu nedenle MOSFET mono polar veya tek kutuplu bir elemandır.



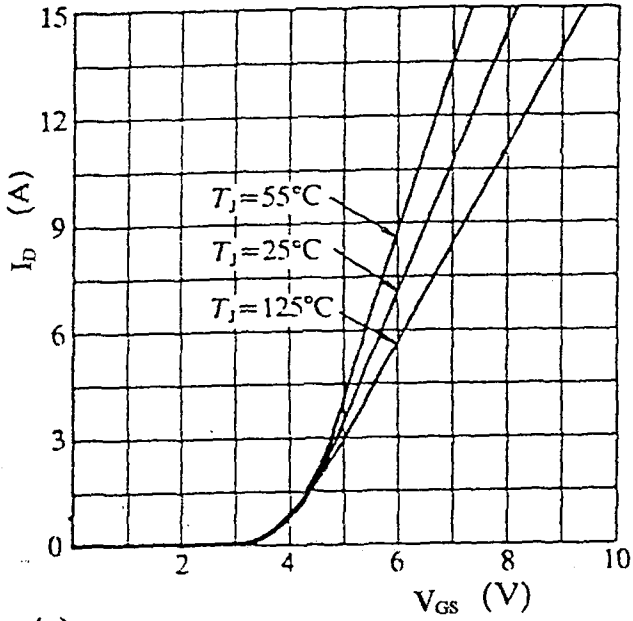
Şekil 4.2. MOSFET 'in yapısı ve çalışma ilkesi,

- (a) Bir MOSFET 'in arakesiti,
(b) N kanal yollarının açılması.

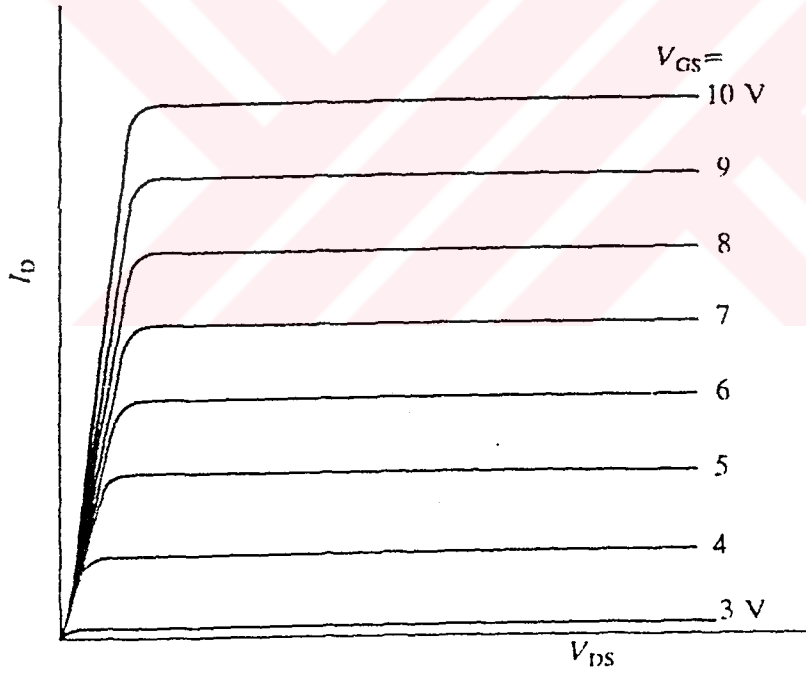
4.3. GÜÇ MOSFETLERİNİN KARAKTERİSTİKLERİ

Tipik bir güç MOSFET 'inin karakteristikleri Şekil 4.3. 'de gösterilmiştir. Şekil 4.3(a) 'da savak akımı ile kapı-kaynak arasındaki ilişki gösterilmiştir. Bu şekilden de görüldüğü gibi kapı-kaynak gerilimi sıfırdan başlayarak artarken kapı akımı başlangıçta önemli ölçüde artmaz. Belirli bir eşik gerilimine ulaşıldığı zaman ise akımda dikkate değer bir artış olur [8].

Savak akımı ile savak-kaynak gerilimi arasındaki ilişki, kapı-kaynak gerilimi parametre olarak alınarak Şekil 4.3(b) 'de gösterilmiştir. Bir bipolar transistörde doyma bölgesine karşılık gelen sabit direnç bölgesinde gerilim, akımla hemen hemen orantılı bir biçimde artar. Uygulamada daha yüksek akımlarda direnç yükselir. Belirli bir akım seviyesinde elemanın içinde kanal blokaj etkisi ortaya çıkar ve çalışma karakteristikleri bir sabit akım bölgesine geçer. Bununla birlikte doyma bölgesindeki direnç karakteristiği de, lineer bölgedeki sabit akım karakteristiği de tamamen ideal değildir. Burada bipolar



(a)



(b)

Şekil 4.3. MOSFET karakteristikleri,

(a) Kapı-kaynak gerilimiyle savak akımının değişimi,

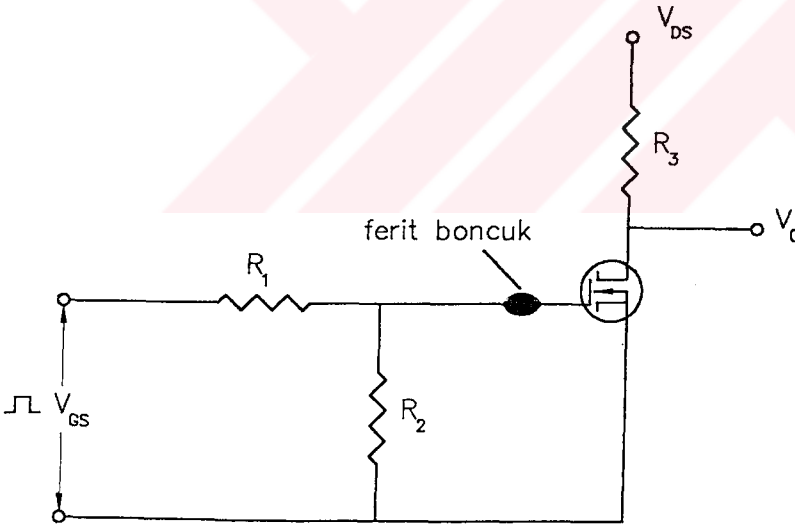
(b) Savak-kaynak gerilimiyle savak akımının değişimi.

transistörün akım sürmeli bir eleman olmasına karşılık güç MOSFET 'inin gerilim kontrollü bir eleman olması dikkate alınmalıdır.

Sabit direnç bölgesindeki direnç çok önemli bir parametredir. Çünkü MOSFET 'ler anahtarlama sürelerinin kısalığı açısından bipolar transistörlerden çok üstündürler. MOSFET 'lerin cevap verme süreleri öncelikle kapı ve kaynak arasındaki kondansatör tarafından belirlenir. Sürekli şartlarda giriş akımı sadece çok küçük bir sızıntı akımıdır. Buna karşılık belli bir periyot için açma ve kapamada kondansatörün dolma ve boşalma akımı geçer. Bu da anahtarlama hızını etkiler.

4.4. SÜRME DEVRESİ İÇİN ÖNEMLİ HUSUSLAR

Güç MOSFET 'lerinin kullanımı bipolar transistörlere göre çok daha kolaydır. Fakat 100 kHz ve yukarıdaki frekanslarda özellikle osilasyon gibi problemlerin en aza indirilmesi için tasarımda bazı tedbirlerin alınması gerekir. Şekil 4.4 'de ortak kaynak şeklinde çalışan tipik bir MOSFET 'in rezistif bir yükü sürmesi gösterilmiştir.



Şekil 4.4. Ortak-kaynak çalışmada anahtar olarak kullanılan tipik bir MOSFET.

Yüksek frekanslarda kullanıldığında transistörü osilasyondan koruyacak iki temel tasarım kuralı vardır. İlki MOSFET uçlarına, özellikle kapı ucuna bağlanan iletkenlerin mümkün olduğu kadar kısa tutulmasıdır. Eğer kısa iletken kullanımı mümkün değilse o zaman Şekil 4.4 'de görüldüğü gibi MOSFET 'e seri bir R_1 direnci veya bir ferit boncuk

bağlanabilir. Bu elemanların her ikisi de transistörün kapısına yakın yerleştirildiklerinde parazitli osilasyonu önler [4].

İkinci önlem, sürme kaynağı empedansının küçük olma-sıdır. Bu noktada dikkat edilmelidir ki, MOSFET 'in DC giriş empedansı çok yüksek olmasına rağmen AC giriş empedansı frekansla değişir. Bu nedenle MOSFET 'in iletme giriş ve iletimden çıkış süreleri sürme kaynağının empedansına bağlıdır. Bu süreleri yaklaşık olarak veren bir bağıntı aşağıda yazılmıştır.

$$T_{cr} = T_{cf} = 2.2 R_g C_{iss} \quad (4.1)$$

Yukarıdaki (4.1) bağıntısı $R_L \gg R_g$ ise geçerlidir. Bu bağıntıdan görüldüğü gibi MOSFET 'lerde gecikme süresi yoktur ve iletme girişle iletimden çıkış süreleri tasarımcı tarafından belirlenebilir. Şekil 4.4 'deki R_2 direnci transistörün kesime girmesini kolaylaştırmak için kullanılır. Bir başka önemli hususda, kapı ve kaynak bölgeleri arasındaki silikonoksit tabakanın kolaylıkla delinebilmesidir. Bu nedenle kapı-kaynak geriliminin değeri üretici firmaların belirttiği değeri aştığında bu tabaka tahrip olmaktadır. Maksimum kapı gerilimi değerleri 20-30 V arasında değişir. Kapı gerilimi izin verilen maksimum değerın altında bile olsa kaçak endüktanslardan doğabilen ve MOSFET 'teki oksit tabakayı delebilen, iletme girişteki maksimum genliklerin mevcut olup olmadığı araştırılmalıdır.

4.5. MOSFET GİRİŞ EMPEDANSI VE GEREKLİ KAPI AKIMLARI

MOSFET'in DC giriş empedansı çok yüksektir. 10V değerinde kapı geriliminden nanoamperler mertebesinde akım geçer. Bu nedenle kapı bir kez iletme sürüldüğünde çektiği akım ihmal edilebilir. Bununla birlikte kapı-kaynak uçları arasında dikkate alınması gereken bir kapasite vardır. İstenen hızda anahtarlama yapılabilmesi için yüksek akımlara ihtiyaç doğar. Gerekli kapı akımlarının hesabı için aşağıdaki bağıntı kullanılır [1].

$$I_g = \frac{C_{iss} V_{GS}}{T_{cr}} + \frac{C_{iss} (V_i + V_{GS})}{T_{cf}} \quad (4.2)$$

5. ÖRNEK DEVRE TASARIMI

Bu bölümde tez konusu olan uygulama devresi örnek alınarak yüksek güçlü bir push-pull AGK 'nın tasarımı incelenmiştir. Tasarlanan AGK 'nın sağlaması gereken elektiriksel koşullar aşağıda verilmiştir.

- Giriş şebeke gerilimi 220 V AC ($\% \pm 20$), 50 Hz sinüs dalga
- Doğrultulmuş çıkış gerilimi 12-70 V DC, ayarlanabilir
- Çıkış akımı 0-17 A DC, ayarlanabilir
- Tam yükte (17 A) ve 220 V AC giriş geriliminde verim minimum $\% 89$
- Çıkış gerilimi dalgalanması, $\% 1$
- Giriş gerilimi , çıkış akımı ve çıkış gerilimi belirtilen sınırları aştığında devre arıza yapmamalı, normal çalışmaya dönene kadar çıkışı kesmelidir.

Bu koşullar altında gerçekleştirilen push-pull AGK 'nın tasarımı

1. Giriş doğrultma ve filtre devresi
2. Çıkış güç katı
3. Çıkış doğrultma ve filtre devresi
4. Kontrol devresi

olmak üzere 4 ayrı bölüme ayrılarak incelenmiştir. Devrenin tamamı Şekil 5.1 'de gösterilmiştir.

5.1 GİRİŞ DOĞRULTMA VE FİLTRE DEVRESİ

Giriş doğrultma ve filtre devresinde şebeke gerilimi doğrultucu diyotlar ve giriş gerilimi vasıtasıyla DC gerilime dönüştürülür. Laboratuvar uygulamalarında şebeke gerilimi kullanılırken kondansatör akımının tehlikeli bir şekilde artmaması için varyak kullanılmış ve gerilimi kademeli olarak 220 V 'a çıkarılmıştır. Endüstriyel AGK 'larda bu tehlike direnç-triyak tekniği veya termistör kullanılarak giderilir.

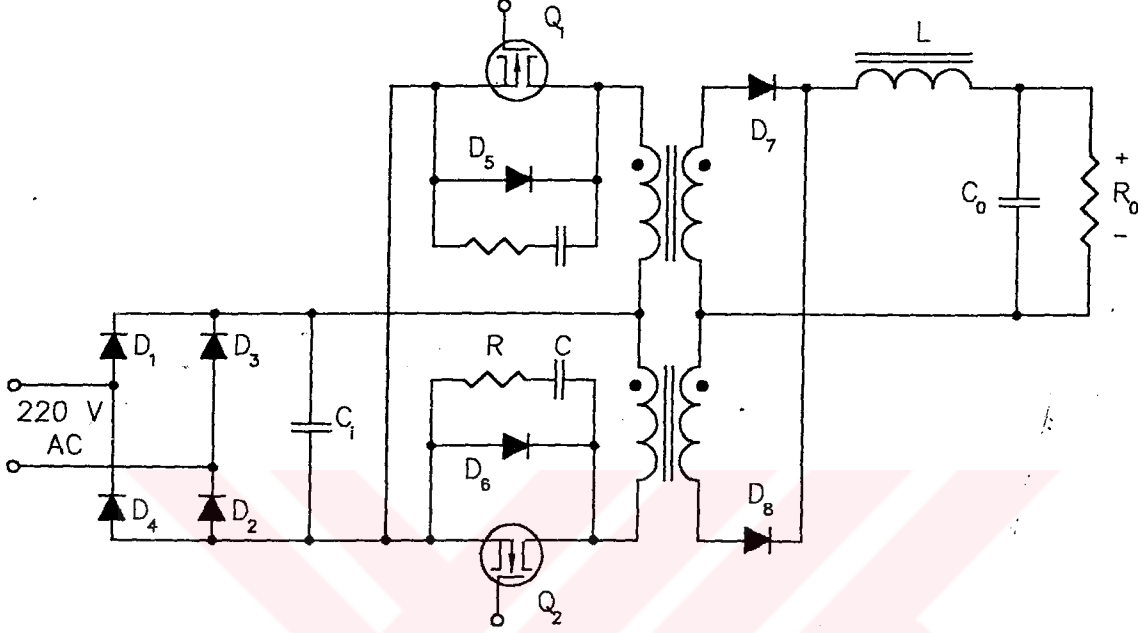
Giriş doğrultma diyotlarından geçen akımın ortalaması bir MOSFET 'ten geçen akımın δ ile çarpımıdır. $\delta=0.9$ alınarak (3.38) bağıntısındaki değerler yerine konduğunda, bir diyottan geçen akım,

$$I_0 = 4.8 \text{ A} \quad (\text{MOSFET savak akımı})$$

$$I_d = 2.15 \text{ A}$$

bulunur. Tasarımda bu değerin en az iki katı akımı geçirebilecek diyotlar seçilmelidir.

Diyotların ters kapama gerilimleri de 600 V veya daha fazla olmalıdır.



Şekil 5.1. Tasarlanan push-pull AGK devresi.

Giriş filtre kondansatörünün kapasitansını veren bağıntı aşağıda verilmiştir.

$$C = I t / \Delta V \quad (5.1)$$

Bu bağıntıda I yük akımını, t kondansatörün akım vermesi gereken zamanı ve ΔV tepeden tepeye izin verilen dalgalanmayı gösterir. Örnek tasarımda kondansatörün 30 V'lık bir dalgalanma gerilimine izin verilmiştir. 50 Hz şebeke gerilimi için t değeri yarım periyottur. Buna göre (5.1) bağıntısındaki değerler yerine konursa

$$C = 4.3 \times 0.01 / 30$$

$$C = 1.43 \text{ mF} \text{ olarak bulunur.}$$

5.2. ÇIKIŞ GÜÇ KATI

Çıkış gücü katında DC gerilim iki güç MOSFET 'i ve bir orta uçlu transformatör vasıtasıyla ayarlanabilir bir kare dalga gerilimine dönüştürülür. Çıkış gücü katında ayrıca güç MOSFET 'ini korumak üzere, RC elemanı ve ters akım diyodu bulunur.

Güç MOSFET 'leri hakkında ayrıntılı bilgi bölüm 4 'de verilmiştir. Tasarım için gereken savak akımı (3.38) bağıntısından 4.8 A olarak bulunmuştur. Savak akımının sıfırdan başladığı en kötü durum düşünülürse, MOSFET 'in savak tepe akımı ,

$$I_{dmaks} = 4.8 \times 2$$

$$I_{dmaks} = 9.6 \text{ A}$$

olacaktır. MOSFET 'in maksimum savak kaynak gerilimi (3.35) bağıntısından hesaplanarak,

$$V_{DSmaks} = 2 \times 310$$

$$V_{DSmaks} = 620 \text{ V}$$

olarak bulunur.

Devredeki yüksek frekanslı anahtarlama dolayısıyla transformatör endüktansındaki ani akım değişimleri çok büyük değerli gerilimlerin oluşmasına neden olur. Pozitif yöndeki gerilimlerin maksimum değeri RC elemanı ile bastırılır. RC elemanının seçiminde C 'nin değeri mümkün olduğu kadar büyük olmalıdır. R değerinin çok büyük olması da çok küçük olması da iyi değildir. R direnci enerji birikimlerinin sönmelerini sağladığı gibi C 'nin boşalma akımını da sınırlar. C 'nin boşalma akımı yüksek frekanslarda MOSFET 'e büyük yükler getirebilmekte ve R direncinde büyük güç kayıplarına sebep olmaktadır.

MOSFET 'in negatif yönde gerilime maruz kalmaması için MOSFET 'e paralel olarak ters akım diyodu konur. Frekans yüksek olduğu için ters akım diyodu olarak hızlı diyot kullanılmalıdır.

Transformatör Tasarımı

AGK 'lar yüksek frekanslarda çalıştığı için nüve malzemesi olarak ferit malzeme seçilir. Ferit nüveler, manyetik geçirgenliklerinin yüksek olması ve eddy akımlarına karşı yüksek direnç göstermeleri nedeniyle 100 MHz değerindeki frekanslara kadar kullanılabilir. Buna karşılık ferit nüvelerin doyma akı yoğunlukları 3000-5000 Gauss arasında olup, bu değer diğer nüve tiplerine göre düşüktür. Transformatorlerde kullanılan en yaygın nüve şekilleri E-E, E-I, U-I biçiminde olanlardır. Feritlerin imalinde manganez ferit ve nikel ferit kullanılır [5].

Transformatör tasarımında ilk olarak nüve şekli ve B_{maks} değeri seçilir. Bunun için ferit nüvenin katalog bilgilerinden yararlanılır. Örneğin ferroxcube firmasının ürettiği 3C8 ferit malzemelerin 100 °C daki doyma akı yoğunlukları 3300 G olarak verilmiştir [4]. B_{maks} , bu doyma akı yoğunluğu değerine ulaşmayacak biçimde seçilir.

Tasarımda daha sonra nüve ve bobinin minimum boyutları aşağıda verilen bağıntıya göre hesaplanır.

$$A_e A_c = \frac{1.34 P_0 10^6}{f B_{maks} d} \quad (5.1)$$

A_e : Nüve kesit alanı, cm^2

A_c : Bobin sarım alanı, cm^2

d : Akım yoğunluğu, A/mm^2

Uygulamada (5.1) bağıntısından bulunan değer % 50 fazlası kullanılırsa hem izolasyon hem de teller arasındaki hava boşluğu telafi edilmiş olur. Transformator teli üreten firmalar $2 A/mm^2$ 'lik akım yoğunluğunu önermektedirler. Tasarımda ise yapılan uygulamaya bağlı olarak $10 A/mm^2$ 'lik akım yoğunluğu bile güvenle kullanılabilir.

Nüve boyutları belirlendikten sonra primer ve sekonder sarım sayıları hesaplanır. Primer sarım sayısı için,

$$N_p = \frac{V_p 10^8}{K f B_{maks} A_e} \quad (5.2)$$

bağıntısı kullanılır. Bu bağıntıda push-pull ve köprü AGK 'lar için $K=4$, ileri yönlü AGK 'lar için $K=2$, sinüsoidal dalga için $K=4.44$ alınır. Sekonder sarım sayısı ise aşağıdaki bağıntıyla hesaplanır.

$$N_s = N_p \frac{V_s}{V_p} \quad (5.3)$$

Tasarımda daha sonra primer ve sekonderde kullanılacak olan tellerin kesitleri bulunur. Bunun için akım yoğunluğundan faydalınılır. Örneğin $d=5 \text{ A/mm}^2$ ve $I_s=17 \text{ A}$ için sekonderde kullanılacak olan telin kesiti $17/5=3.4 \text{ mm}^2$ olarak bulunur.

Örnek tasarımdaki değerler, $B_{\text{maks}}=2300 \text{ G}$, $d=5 \text{ A/mm}^2$, $A_c=5\text{cm}^2$ $f=25 \text{ kHz}$ için yukarıdaki bağıntılarla hesaplandığında,

$$A_c A_e = 8.25 \text{ cm}^4$$

$$N_p = 27 \text{ tur}$$

$$N_s = 7 \text{ tur}$$

$$\text{Primer tel kesiti} = 1 \text{ mm}^2$$

$$\text{Sekonder tel kesiti} = 3.4 \text{ mm}^2$$

olarak bulunur.

5.3. ÇIKIŞ DOĞRULTMA VE FİLTRE DEVRESİ

Çıkış doğrultma ve filtre devresinde transformatörden alınan kare dalga gerilim diyotlar ve LC filtresiyle düzgün bir DC gerilime dönüştürülür. Çıkış doğrultma diyotlarının ters kapama gerilimleri $2V_s$ 'den büyük seçilmelidir. Çıkış akımı diyotlardan sıra ile geçtiği için bir diyottan geçen ortalama akımın çıkış akımının yarısına eşit olduğu düşünülmektedir. Ayrıca çıkış doğrultma diyotları da ters akım diyotlarında olduğu gibi mutlaka hızlı diyot seçilmelidir.

Çıkış filtre bobininin hesabında akımın maksimum dalgalanması dikkate alınır. Çıkış akımı dalgalanması,

$$\Delta I = 0.2 I_0$$

seçilerek (3.12) bağıntısındaki değerler yerine konursa,

$$L_0=84 \mu\text{H}$$

olarak bulunur. Bu bağıntıda $V_i=V_s$ olacağı unutulmamalıdır.

Çıkış filtre kondansatörünün hesabında ise çıkış geriliminin dalgalanması dikkate alınır. Bu dalgalanma değeri V_0 'ın % 1 'i olarak seçildiğine göre (3.14) ve (3.15) bağıntılarındaki değerler yerine konursa,

$$C_0=24 \mu\text{F}$$

$$\text{ESR}_{\text{maks}}=0.2 \Omega$$

olarak bulunur.

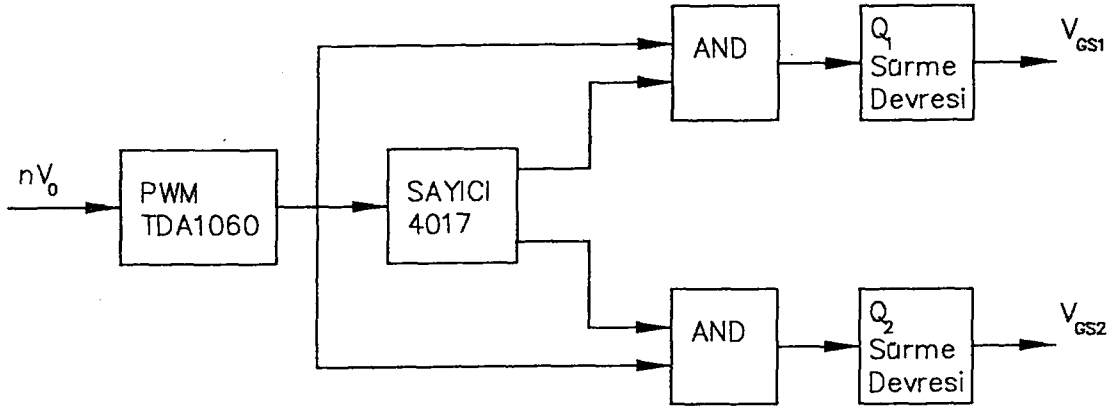
5.4. KONTROL DEVRESİ

Gerçekleştirilen push-pull AGK 'da kullanılan kontrol devresinin en önemli elemanı TDA1060 PWM entegresidir. İç yapısında dahili gerilim kaynağı, referans gerilim kaynağı, testere dişi gerilim kaynağı, hata amplifikatörleri, PWM karşılaştırıcı ve lojik kapılar bulunan TDA1060 entegresinin özellikleri aşağıda sıralanmıştır [9].

- Ayarlanabilir darbe-periyot oranı
- Dışarıdan eklenen direnç ve kondansatörlerle 50 Hz-100 kHz ayarlanabilir anahtarlama frekansı
- Ölü zaman ayarı
- Yumuşak kalkış
- Aşırı akım koruma
- Aşırı gerilim koruma
- 40 mA çıkış sürme akımı

TDA1060 çıkışından alınan tetikleme sinyalleri daha sonra sayıcı ve AND kapılarından geçirilir. Kullanılan sayıcı çıkışları birbirinin evriği olduğu için MOSFET 'lerin tetikleme sinyalleri farklı fazlarda olur. Her iki MOSFET için alınan bu iki tetikleme sinyali daha sonra MOSFET sürme devresine iletilir. Kontrol devresinin blok diyagramı Şekil 5.1 'de gösterilmiştir. Sürme devresi tetikleme sinyali "yüksek" iken bir MOSFET 'in kapı ucuna +15 V verir, diğer MOSFET 'in kapı ucunu ise -15 V 'ta

kilitler. İki MOSFET 'in sürme devresi de aynı yapıda olduğu için kilitleme devreleri sayesinde MOSFET 'lerin aynı anda iletme girmeleri tümüyle engellenmiş olur.



Şekil 5.2. Kontrol devresi blok diyagramı.

6. DENEY SONUÇLARI

Tasarımı bir önceki bölümde yapılan uygulama devresi pratik olarak gerçekleştirildikten sonra laboratuvarında çeşitli deneyler yapılmıştır. Bu deneylerden elde edilen sonuçlar bu bölümün konusunu oluşturur.

Verim ölçümünde çıkış akımı ve buna bağlı olarak çıkış gücü artırıldıkça AGK'nın veriminin yükseldiği gözlenmiştir. Nominal çalışmada maksimum verim alınan devrede, ölçülen değerlerle verim hesabı aşağıda verilmiş olup çıkış gücüne bağlı verim eğrisi de Şekil 6.1 'de gösterilmiştir.

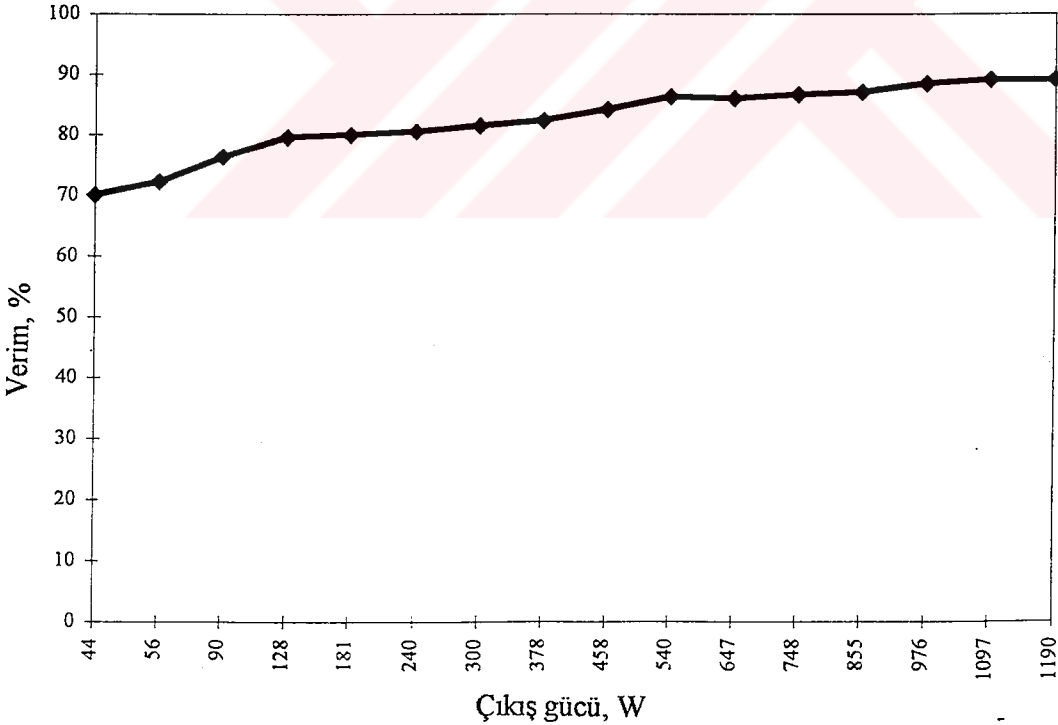
$$P_i = 1335 \text{ W}$$

$$I_0 = 17 \text{ A}$$

$$V_0 = 70 \text{ V}$$

$$P_0 = 70 \times 17 = 1190 \text{ W}$$

$$\eta = \frac{P_0}{P_i} = \frac{1190}{1335} = \%89$$



Şekil 6.1. AGK veriminin çıkış gücüne göre değişimi.

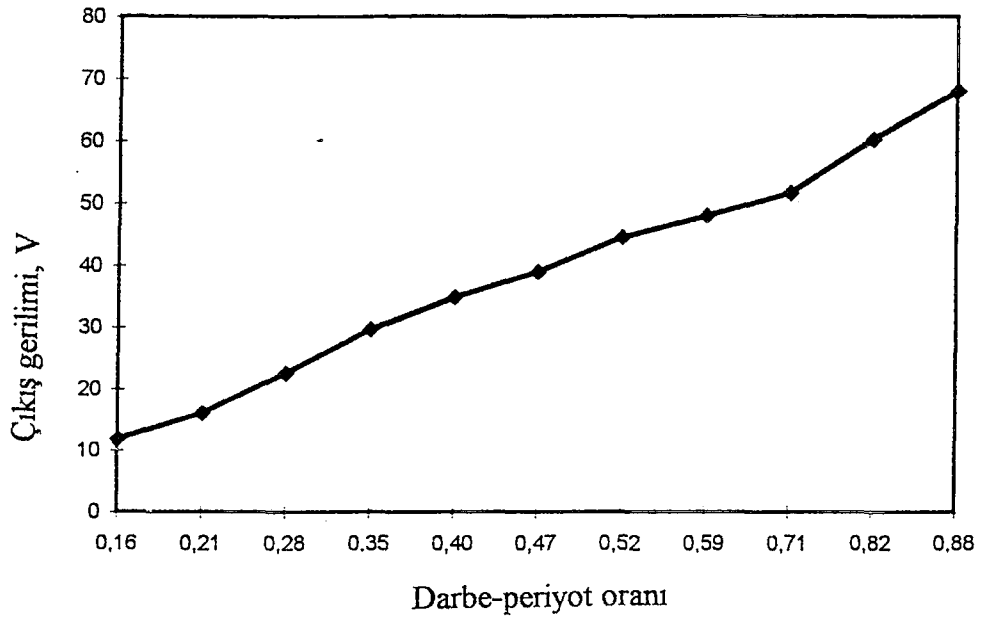
Sürekli çalışmada yarı iletkenlerin bağlandıkları soğutucularda sıcaklık artışı olup olmadığı gözlenmiştir. Gözlem sonucu olarak giriş doğrultma diyotları ve MOSFET'lerin bağlı olduğu soğutucularda dikkate değer bir sıcaklık artışı olmadığı, çıkış doğrultma diyotlarının bağlı olduğu soğutucuda ise bir elin dayanabileceği kadar bir sıcaklık artışı olduğu görülmüştür. Bunların dışında RC elemanı direncinde de sıcaklık artışı gözlenmiş fakat bu artış kritik değerlere ulaşmamıştır.

Güç devresindeki diyotlarla birlikte, MOSFET sürme devresindeki diyotların da mutlaka hızlı diyot olmaları gerektiği görülmüştür.

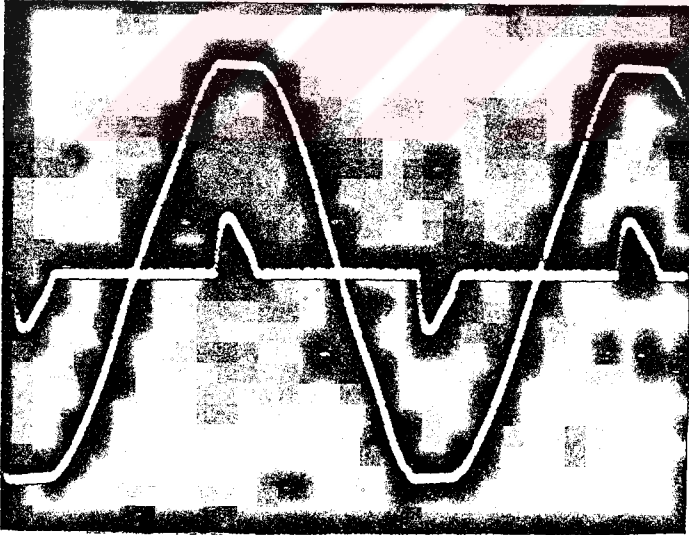
Devrenin çıkış gerilimi ile çıkış akımı dalgalanması daha önce belirlenen sınırları aşmamış ve teoride belirlenen dalga şekilleri gözlenmiştir. Çıkış doğrultma diyotlarında ise ideal dalga şekilleri oluşmamıştır. Bunun nedeni tasarımda akım dalgalanmasına göre hesaplanan çıkış filtre endüktansının transformatörün sekonder sargı endüktansından küçük olması ve transformatör sekonder sargısının çıkış filtre bobininden daha baskın olmasıdır. Çıkış doğrultma diyotlarında diyotların üzerindeki akım ve gerilim dikkatle incelendiğinde diyotların teoride olması gereken yerlerde ilettime girdiği fakat transistörlerin kesimde olduğu bölgedeki akım paylaşımının eşit olmadığı görülür. Bunun sonucu olarak ideal dalga şekli için, gerçekleştirilen uygulama devrelerinde transformatör sekonder sargı endüktansının da hesaba katılması gerektiği ortaya çıkmıştır.

AGK 'lardan istenen diğer bir özellik de darbe-periyot oranı ile çıkış geriliminin lineer olarak değişmesidir. Bu amaçla yapılan deneyin sonucu Şekil 6.2 'de grafik olarak verilmiştir. AGK devresinden osiloskopa akım dalga şekilleri alınırken devreye gücü 10 W olan küçük seri dirençler bağlanmıştır. Ölçülen akımın büyüklüğüne göre bu direnç değerleri 0.05Ω ile 0.25Ω arasında değiştirilmiştir. Sınır değerlerinin ölçümünde maksimum çıkış akımı 18.5 A, çekilebilen maksimum güç 1295 W ve minimum çıkış gerilimi 12 V olarak bulunmuştur. Çıkış akımı 3.4 A değerinin altına düştüğünde devredeki akım dalga şekillerinde bozulmalar başlamıştır.

Bu bölümün sonunda tez çalışması olarak gerçekleştirilen AGK devresinden osiloskopa görüntülenen önemli akım ve gerilim dalga şekilleri verilmiştir. Dalga şekillerinin incelenmesinde arşılaştırma yapılmasının mümkün olabilmesi için değişik darbe-periyot oranlarındaki çalışmalar da gösterilmiştir.

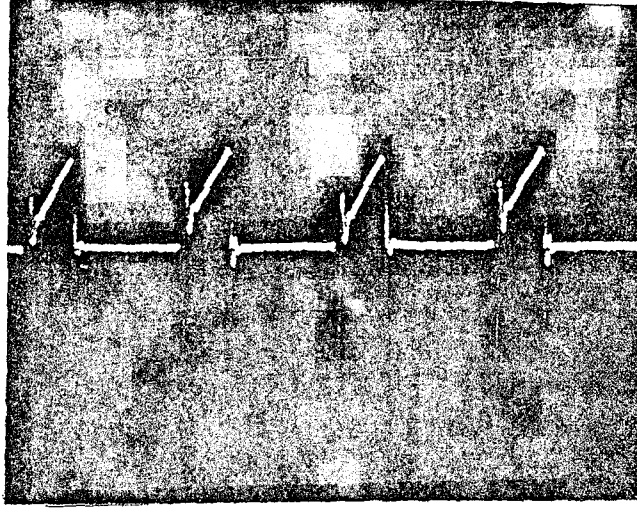


Şekil 6.2. Darbe-periyot oranına göre çıkış gerilimi değişimi.



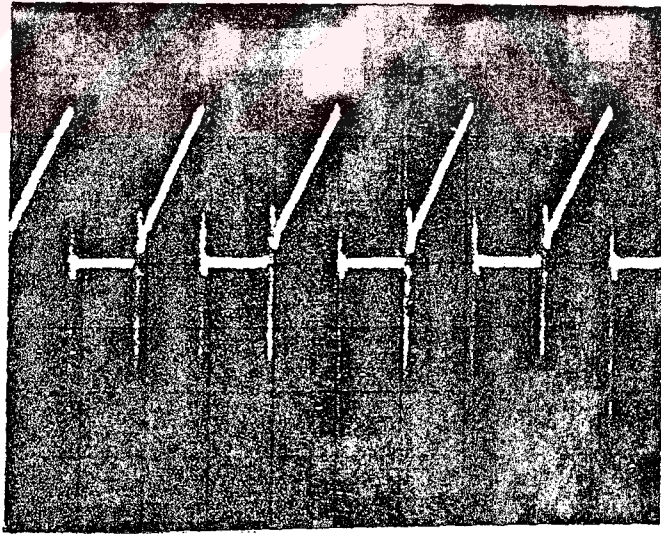
Şekil 6.3. Şebekeden çekilen akım ve gerilimin değişimi.

Gerilim: 100 V/aralık, Akım: 5 A/aralık, $\delta = 0.3$



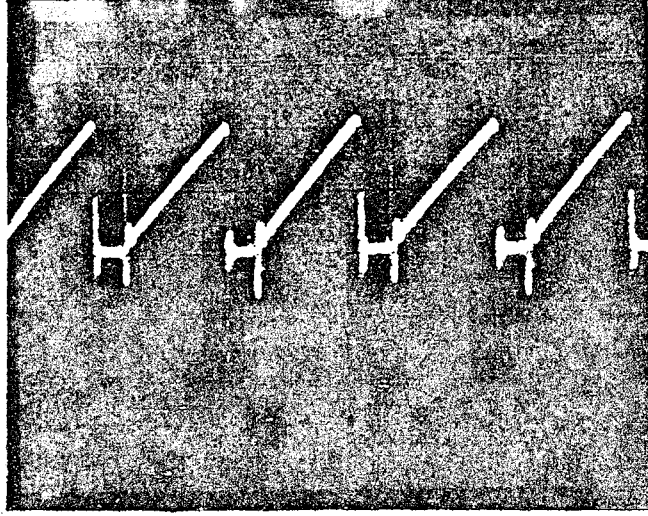
Şekil 6.4. DC giriş akımı.

Akım: 2 A/aralık, $\delta = 0.3$



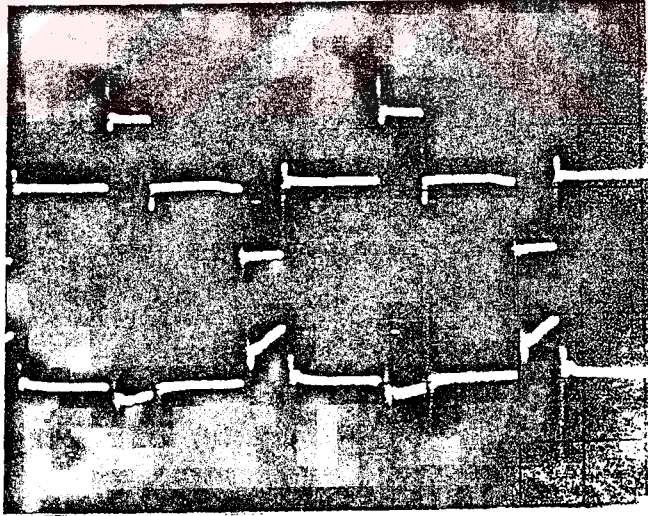
Şekil 6.5. DC giriş akımı.

Akım: 4 A/aralık, $\delta = 0.5$



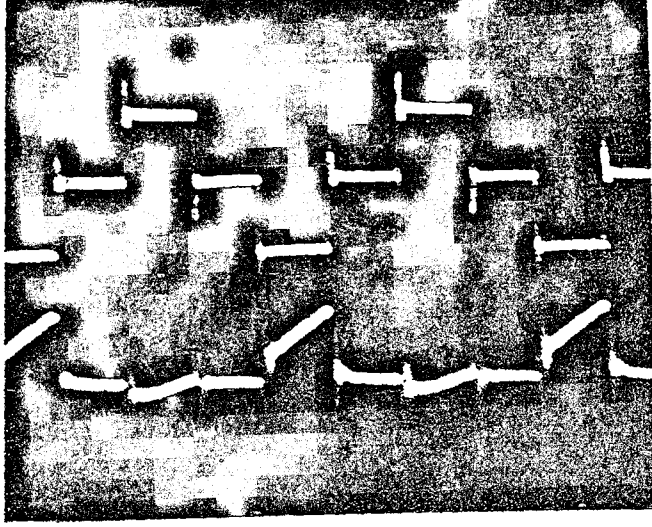
Şekil 6.6. DC giriş akımı.

Akım: 4 A/aralık, $\delta = 0.75$



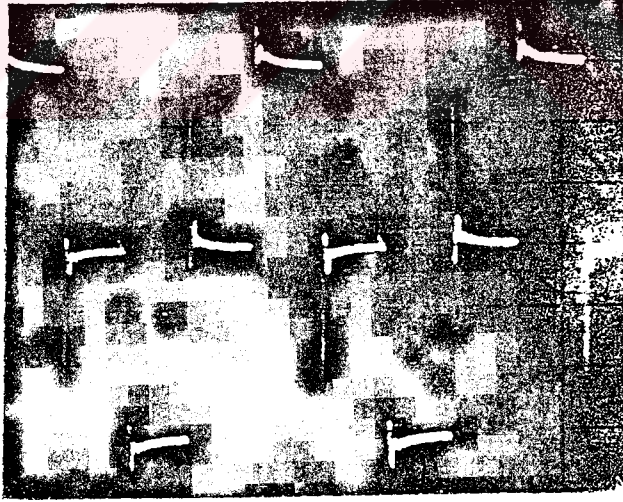
Şekil 6.7. MOSFET akım ve gerilimi.

Gerilim: 300 V/aralık, Akım: 4 A/aralık, $\delta = 0.3$



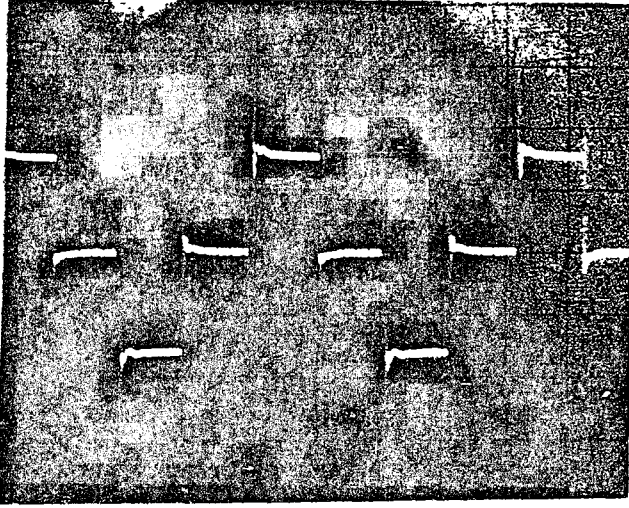
Şekil 6.8. MOSFET akım ve gerilimi.

Gerilim: 300 V/aralık, Akım: 2 A/aralık, $\delta = 0.5$



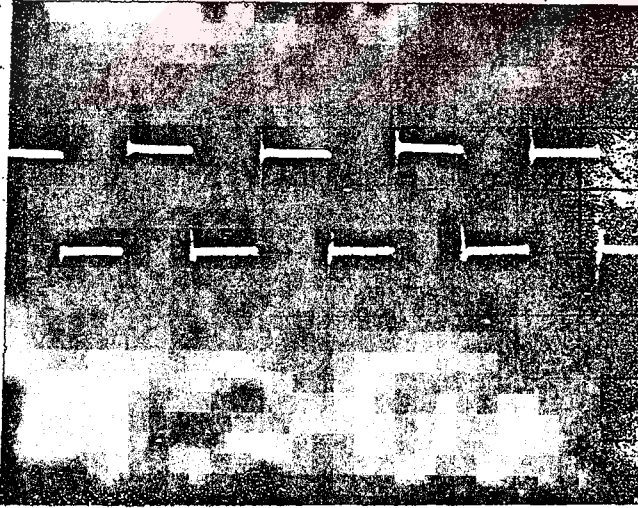
Şekil 6.9. Transformatör primer gerilimi.

Gerilim: 100 V/aralık, $\delta = 0.5$



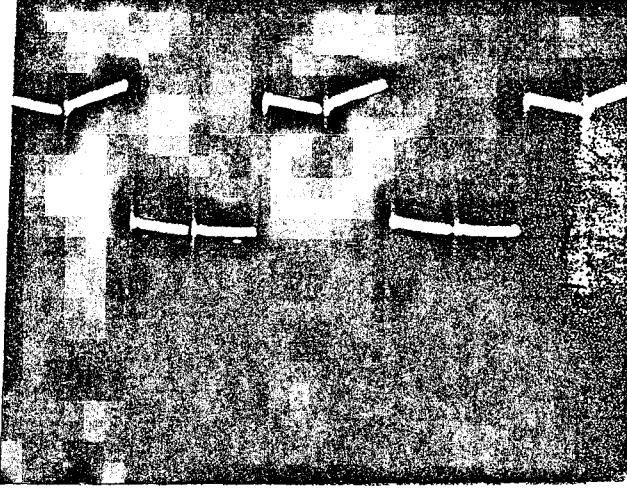
Şekil 6.10. Transformatör sekonder gerilimi.

Gerilim: 50 V/aralık, $\delta=0.5$



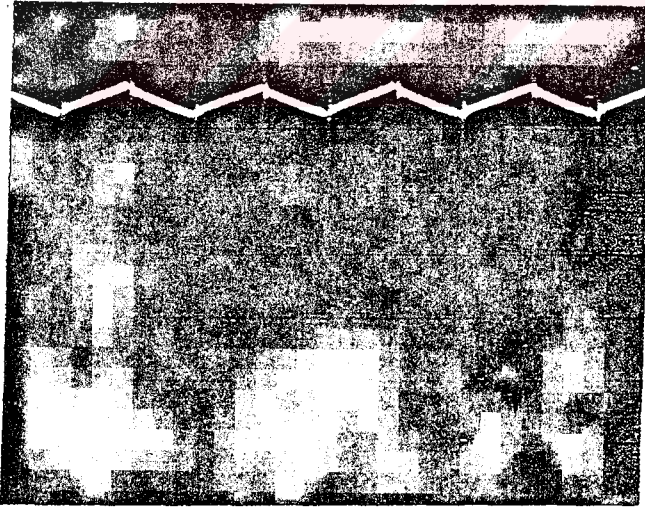
Şekil 6.11. Doğrultma diyotları çıkışındaki gerilim.

Gerilim: 50 V/aralık, $\delta=0.5$



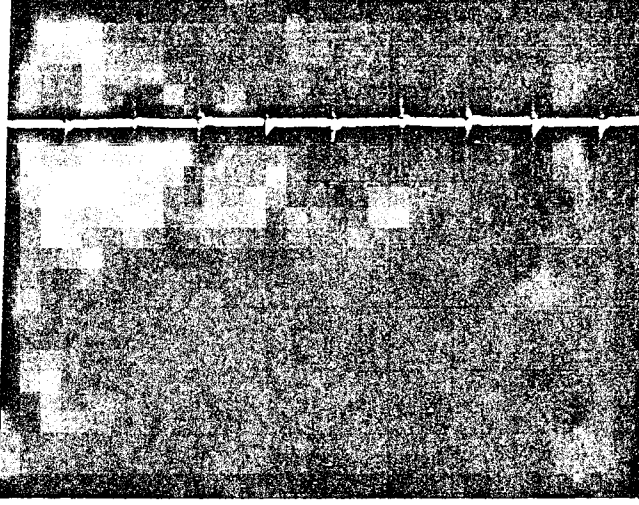
Şekil 6.12. Çıkış doğrultma diyodundan geçen akım.

Akım: 4 A/aralık, $\delta = 0.5$



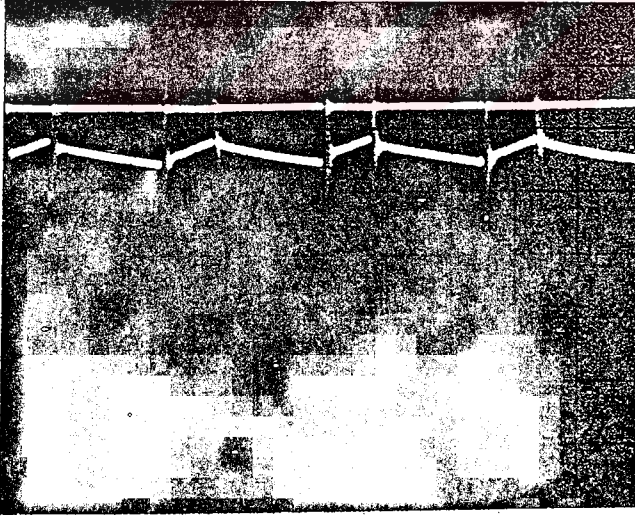
Şekil 6.13. Çıkış bobin akımı.

Akım: 4 A/aralık, $\delta = 0.5$



Şekil 6.14. Çıkış gerilimi.

Gerilim: 20 V/aralık, $\delta=0.5$



Şekil 6.15. Çıkış bobin akımı ve çıkış gerilimi.

Gerilim: 10 V/aralık, Akım: 4 A/aralık, $\delta=0.3$

7. SONUÇLAR

AGK 'lar %70-95 arasındaki yüksek verimleri, küçük hacimleri, düşük maliyetleri ve yüksek çıkış güçleri ile her geçen gün daha çok yaygınlaşmakta ve haberleşme sistemlerinden uzay endüstrisine kadar birçok alanda tercih edilen güç kaynakları olmaktadır.

Güç kaynağı seçiminde en önemli parametre olarak değerlendirilen kaynak verimi tez çalışması olan uygulama devresinde %89 gibi yüksek bir değere ulaşmıştır. Bu yüksek verim nominal çalışmada elde edilmiştir.

Uygulama devresinde kullanılan eleman değerlerinin tasarım aşamasında uygun bir şekilde belirlenmesi nedeniyle devre elemanları ve soğutucular üzerinde aşırı bir sıcaklık artışı gözlenmemiştir.

AGK 'lar yüksek frekansta çalıştığı için kullanılan bütün yarı iletkenlerin yüksek hızlı olmaları gerekmektedir. Uygulama devresinde kullanılan MOSFET ve hızlı diyotlar 25 kHz 'de iyi sonuç vermişlerdir.

Uygulama devresinin laboratuvarında yapılan deneylerinde kullanılan aletlerin tam ölçekli olmasına dikkat edilmiştir. Sonuçların güvenilirliği için deneyler değişik çalışma koşullarında tekrarlanmış, elde edilen ölçüm sonuçları teoride hesaplanan değerlerle karşılaştırılmıştır.

Devrenin çıkış gerilimi dalgalanması % 1 'in altında tutulmuş, böylece düzgün bir çıkış gerilimi elde edilmiştir. Ayrıntıları Bölüm 5 'de verilen deney sonuçlarından da görüleceği gibi, tez çalışması olarak gerçekleştirilen uygulama devresi tasarımı ortaya konan koşulları sağlamıştır.

KAYNAKLAR

1. Pressman A.I., 1991. "Switching Power Supply Design", Mc-Graw Hill, Singapore
2. Bodur H., 1995-1996. Ders notları, Yıldız Teknik Üniversitesi, İstanbul.
3. Watson J., 1989. "Analog and Switching Circuit Design", John Wiley & Sons, Singapore
4. Chrysis G., 1989. "High-Frequency Switching Power Supplies : Theory and Design", McGraw Hill, NewYork.
5. Hnatek E.R., 1989. "Design of Solid State Power Supplies", Van Nostrand Reinhold NewYork.
6. Kuntman H.H., 1994. "Endüstriyel Elektronik", Sistem Yayıncılık, İstanbul.
7. Crecraft D.I., Gorham D.A., Sparkes J.J., 1993. "Electronics", Chapman&Hall, The Open University, London.
8. Kenjo T., 1990. "Power Electronics For The Microprocessor Age", Oxford University Press, NewYork.
9. Siemens, 1982. "Data Book".

ÖZGEÇMİŞ

Adı soyadı : Harun Baştürk

Doğum tarihi : 15.03.1972

Doğum yeri : İstanbul

Eğitim : 1978-1983 Küçükbakkalköy 1. İlkokulu

1983-1986 İçerenköy İlköğretim Okulu

1986-1989 İstanbul Haydarpaşa Lisesi

1989-1993 Yıldız Teknik Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Fak.,
Elektrik Müh. Bölümü

1993-... Yıldız Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü,
Elektrik Müh. Anabilim Dalı (Halen devam etmektedir)

Yabancı dil : İngilizce