

19237

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ * FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ANAHTARLAMALI GÜÇ KAYNAĞI

TASARIMI

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Müh. Erol ÖZYÜRT

Ana Bilim Dalı : ELEKTRİK/ELEKTRONİK

Programı : ELEKTRONİK/HABERLEŞME

ŞUBAT 1988

Ö N S Ö Z

Günümüz dünyasında enerjinin ne kadar önemli olduğu ve verimli kullanımı için harcanan çabalar gayet iyi bilinmektedir. Teknolojinin önemli ürünlerinden olan elektrik enerjisinin, kayıplarının azaltılarak kullanımı, son yılların en önemli araştırma konularından birisidir. Bu nedenle, günümüzde tasarlanan güç kaynaklarının en büyük problemi verimdir. Anahtarlamalı Güç Kaynakları'nın, yüksek verimlerinden dolayı, endüstride kullanımı çok yaygınlaşmıştır. Haberleşme sistemleri, bilgisayar sistemleri ve uzay endüstrisi vs.de anahtarlamalı güç kaynakları her geçen gün daha da artmaktadır.

Telefon santrallerini beslemek için tasarlanan, yüksek verimli, hacmi küçük ve gürültü seviyesi belirli sınırların altında bir anahtarlamalı güç kaynağı bu tezin konusudur.

Bu konuda yardımlarını ve desteğini aldığım Tez Danışmanım Sayın Doç. Dr. Nejat TUNCAY'a teşekkür ederim.

İ Ç İ N D E K İ L E R

ÖZET	IX
SUMMARY	X
BÖLÜM 1. GİRİŞ	1
BÖLÜM 2. TASARIM PARAMETRELERİ	3
2.1 Elektriksel Parametreler	3
2.2 Çevre Koşulları	4
BÖLÜM 3. DEVRE TASARIMI	6
3.1 Lineer Düzenleyiciler	6
3.2 Anahtarlama Düzenleyiciler	9
3.3 Trafolu Düzenleyiciler	22
BÖLÜM 4. ANAHTARLAMA TRANSİSTÖRLERİ	41
4.1 Yüksek Gerilim Bipolar Anahtarlama Transistörleri	41
4.2 MOSFET Anahtarlama Transistörleri	45
4.3 Bipolar+MOSFET (BIMOS)	46
4.4 Kesim Enerji Snubber Devresi	48
BÖLÜM 5. TASARLANAN DEVRENİN AÇIKLANMASI	50
5.1 AC Giriş Devresi	50
5.2 Kontrol Devresi	51
5.3 Snubber ve Baz Sürme Devresi	53
5.4 PWM Kontrol Tüm Devresi	54
BÖLÜM 6. DENEY SONUÇLARI	56
6.1 Giriş ve Çıkış Yumuşak Başlangıç	56
6.2 Yük Regülasyonu	57
6.3 Hat Regülasyonu	60
6.4 Anahtarlama Eğrileri	61
6.5 Verim	64
6.6 Dinamik Karakteristikler	68
6.7 Yüksüz Çalışma	69
6.8 Kısa Devre Koruma	70
6.9 Akım Sınırlama	71
6.10 Giriş Alçak/Yüksek Gerilim Koruması	72
6.11 Çıkış Yüksek Gerilim Koruması	72
6.12 Gürültü Ölçmeleri	72
BÖLÜM 7. SONUÇLAR VE ÖNERİLER	81
KAYNAKLAR	82

SEM B O L L E R

B_{max}	Transformatör çekirdeğin doyum sınırı akı yoğunluğu
$B_{max(ss)}$	Sürekli rejimde akı yoğunluğu tepe değeri
C_i	Giriş kondansatörü (doğrultucudan sonra gelen)
C_o	Düzenleyici çıkış kondansatörü
i_c	Anahtarlama transistörü kollektör akımı
I_{cmax}	Kollektör akımı tepe değeri
i_L	Çıkış bobini akımı
I_{Lmax}	Maksimum çıkış endüktansı akımı
i_{ml}	Primer mıknatıslama akımı
I_o	Düzenleyici çıkış akımı
I_{ob}	Çıkış akımı salınımı
L_1	Primer endüktansı
L_o	Çıkış bobini endüktansı
n	Primerin sekondere tur oranı
N	Tur sayısı
P_c	Bobin ve transformatör çekirdek kaybı
P_{cu}	Bakır kayıpları
P_o	Çıkış gücü
T	Anahtarlama periyodu
V_{CE}	Transistör kollektör-emitör gerilimi
V_F	Diodyod gerilim düşümü
V_i	Düzenleyici giriş gerilimi
V_L	Çıkış bobini gerilimi
V_N	Normalize edilmiş düzenleyici çıkış gerilimi

δ Anahtarlama transistörü çalışma sıklığı
 η Düzenleyici verimi



Ş E K İ L L İ S T E S İ

Şekil No	Sahife No	
3.1	Lineer Güç Kaynağı Basit Şeması	7
3.2	Seri Düzenleyici Devre Blok Şeması	8
3.3	Anahtarlama Güç Kaynağı Blok Şeması	10
3.4	Diyot Kondansatör Anahtarlama Düzenleyici Devre Şeması	13
3.5	Buck Tipi Tek Çıkışlı Bir Düzenleyici Şeması	13
3.6	Boost Tipi Tek Çıkışlı Düzenleyici Şeması	14
3.7	Buck-Boost Tipi Tek Çıkışlı Düzenleyici Şeması	14
3.8	Buck Tipi Düzenleyicinin Eşdeğer Devresi	15
3.9	Oransal Çıkış Akımının Çalışma Sıklığına Bağlı Olarak Değişimi	16
3.10	Buck Tipi Düzenleyici ve Dalga Şekilleri	18
3.11	Boost Tipi Düzenleyici Şeması ve Dalga Şekilleri	21
3.12	Ters Polarite Çıkışlı Düzenleyici Şema ve Dalga Şekilleri	23
3.13	Geri Dönüş (Flyback) Düzenleyici Devre Şeması ve Akım/Gerilim Eğrileri	25
3.14	Yarım Köprü Çevirici Prensipteki Şeması ve Dalga Şekilleri	27
3.15	Tam Köprü Çevirici Şeması ve Akım/Gerilim Dalga Şekilleri	29
3.16	PuŖ-pul Düzenleyici Şeması ve Akım/Gerilim Dalga Şekilleri	31
3.17	İleri Yönde Çevirici Şeması ve Dalga Şekilleri	33
4.1	Bipolar bir Yüksek Gerilim Transistörünün Şematik Yapımı	41
4.2	Transistör Katkı Yoğunluğu Dağılımı	42
4.3	Alçak Gerilim Transistörü Yük Kontrol Yapısı	42
4.4	Yüksek Gerilim Transistörünün İletime Geçişte Yük Yoğunluğu Dağılımı	43
4.5	İletime Geçiş Eğrisi	43
4.6	İletime Geçiş Dalga Şekli	43
4.7	Kesime Geçişte Yük Yoğunluğu	44
4.8	Kesim Dalga Şekilleri	44

4.9	MOSFET Transistörü Kesit Yapısı ve Sembolü	45
4.10	MOSFET Transistörlerde Sınır Gerilimine Göre İletimde D-S Gerilim Düşümü	46
4.11	BIMOS	47
4.12	Snubber Devresi	48
4.13	Transistör Kesim Dalga Şekli	48
5.1	AGK Şeması	76
5.2	Kontrol Kartı Şeması	77-78
5.3	Snubber ve Baz Sürme Devresi	79
5.4	3524B PWM Blok Diyagramı	80
6.1	Giriş Kondansatörünün Dolması	56
6.2	Çıkış Geriliminin Yükselmesi	57
6.3	Çıkış Geriliminin Yük Akımı İle Değişimi	58
6.4	Yük Regülasyonu (50 mohm yok)	59
6.5	Çıkış Geriliminin Şebeke Gerilimi İle Değişimi	61
6.6	İletime Geçiş	62
6.7	Kesime Geçiş Karakteristiği	63
6.8	Bir Anahtarlama Periyodu	63
6.9	Vatmetre Yöntemi İle Verim Ölçümü	64
6.10	Giriş Gerilimi Dalga Şekli	65
6.11	Giriş Akımı Dalga Şekli	65
6.12	Giriş Gücü Dalga Şekli	66
6.13	Güç Kaynağı Veriminin Yük Akımına Göre Değişimi	67
6.14	Dinamik Karakteristiklerin İncelenmesinde Kullanılan Devre	68
6.15	3A'dan 15 A'e Kadar Anahtarlama	68
6.16	15 A'dan 3 A'e Anahtarlama	69
6.17	Sürekli Kısa Devre Durumunda Sürücü Darbeler	70
6.18	Kısa Devre Anında Sürücü Darbeler	71
6.19	Güç Kaynağının Akım/Gerilim Karakteristiği	71
6.20	Şebeke Frekansı 50 Hz'in Harmoniklerinin Çıkıştaki Seviyeleri	74
6.21	Anahtarlama Frekansı 25 kHz'in Harmoniklerinin Çıkıştaki Seviyeleri	75

T A B L O L İ S T E S İ

<u>Tablo No</u>		<u>Sahife No</u>
6.1	Çıkış Geriliminin Yük Akımı İle Değişimi	58
6.2	Yük Regülasyonu (50 mohm yok)	59
6.3	Çıkış Geriliminin Şebeke Gerilimi İle Değişimi	60
6.4	Verim Hesabında Kullanılan Değerler	67
6.5	Tek Frekans Gürültü Ölçme Sonuçları	73

Ö Z E T

Düzensiz ve dalgalı bir giriş geriliminden, çekilen güçle orantılı olarak, bir transistörü (veya birden fazla transistörleri) yüksek frekansta anahtarlayarak, çıkışta düzenli ve sınırlar içinde dalgalanmalı, yüksek verimli kaynaklar "Anahtarlama Güç Kaynakları (AGK)" olarak adlandırılırlar.

Önce endüktif ve kapasitif olarak iki ayrı sınıfa ayrılırlar. Kapasitif olanlar daha çok düşük güçlerde, alçak girişten daha yüksek gerilimler elde etmek için kullanılır.

Kullanımı daha yaygın olan endüktif AGK'lar trafolu ve tek çıkışlı endüktif olarak ikiye ayrılırlar. Trafolu olanlar, farklı gerilimlerde birden fazla çıkış verebilir ve aynı zamanda girişe göre ve farklı çıkışların arasında toprak yalıtkanlığı sağlarlar.

Endüktif AGK'lar giriş gerilimine göre çıkışta; daha düşük (Buck), daha yüksek (Boost) ve ters polarite (Buck-Boost)'de gerilim verebilen tiplere ayrılırlar.

Trafolu olanların;(1) Geri dönüşlü (Flyback), (2) İleri yönde (Forward), (3) Puş-pul (Push-pull), (4) Yarım köprü (Half-bridge), (5) Tam Köprü (Full-bridge) gibi farklı yapıları vardır. Geri dönüş (flyback) çeviriciler tasarımı en basit, puş-pul ise en zor olanıdır. En az eleman geri dönüşlü çeviricide, en fazla puş-pul ve tam-köprüde kullanılır. Puş-pul ve tam köprüde sürücü devre tasarımı en karmaşıktır. Çıkış gürültüsü en az ileri (forward) tiptedir.. Devre ekonomisi bakımından ileri çeviriciler en çok kullanılandır. Geri dönüşlü (flyback) çeviriciler ucuz olmasına karşılık, çıkışta yüksek dalgalanma olması ve büyük çekirdekli trafo kullanılması yüzünden 200 vat'lık güçlerin üzerinde pek tercih edilmezler. Yüksek güçlerde puş-pul ve tam köprü daha uygundur.

Tasarımda, ekonomi ve gürültü belirleyici faktörler olduğu için ileri yönde çevirici seçilmiştir. Fiziksel olarak gerçekleştirilen tasarım, laboratuvarla yapılan testlerde istenen bütün koşulları sağlamıştır.

Tasarımda anahtarlama elemanı olarak bir yüksek gerilime dayanıklı iki kutuplu (bipolar) transistör ile seri bağlanan düşük gerilimli bir MOSFET transistör kullanılmıştır. Anahtarlama MOSFET ile yapılmış ve anahtarlama frekansı olarak seçilen 25 kHz'de iyi netice alınmıştır. Güç kaynağının tasarımında kısa devreye karşı korumak için yeni (orjinal) bir devre tasarlanmıştır. Sonuç olarak tasarımdan beklenen yüksek verim (%88), düşük gürültü, hat ve yük regülasyonu gibi bütün özellikler gerçekleştirilmiş ve cihaz haline getirilen AGK bunları sağlamıştır.

SWITCH MODE POWER SUPPLY SUMMARY

Switch Mode Power Supply (SMPS) is the subject matter of the thesis. SMPS converters are used to obtain a very well-regulated DC supplies from unregulated inputs by switching transistors at high frequencies (recently hundred kilohertz possible). Switching transistors are powered from unregulated supply at the input. Switching time, that is called duty cycle, depends on the frequency, output load, input unregulated supply. The term converter refers to the section from unregulated supply to the output. If SMPS is working directly from the mains supply, then it is called "off-line" it is easy to obtain unregulated supply by just rectifying and filtering the mains input. Switching transistors, high power rated, very fast and high voltage breakdown rated, are powered from the mains.

SMPS find wide use because of their high efficiency (80%), small size and low cost. Their small size comes from switching at high frequencies.

SMPS's are investigate first in two groups; capacitive and inductive. Capacitive types are used at very low power levels to obtain higher voltages from smaller inputs.

Inductive SMPS's are divided into two types:

1. Single ended inductive
2. Transformer types.

Those equipped with a transformer can give multiple outputs and ground isolation between the input and output, also between the outputs. To the contrary, single-ended inductive types give only one single output, and provide no ground isolation between the input and output.

In the first type (single ended), an inductance is used for energy storage, in the latter a transformer does the function of the inductor.

Single-ended types are also classified depending on their output voltage. If the output voltage is less than the input unregulated supply, then it is called Buck (step down). If the output is greater than the input, then it is Boost (step-up) and when the polarity of the output voltage is the opposite to the input, then it is called Buck-Boost.

Transformer types are:

- 1) Flyback
- 2) Forward
- 3) Push-pull
- 4) Half-bridge
- 5) Full-bridge

Flyback converters are simplest to design, push-pull and full-bridge are the hardest. Least number of components are used in flyback. Push-pull and Full-bridge are the most complex. The noise at the output voltage is minimum in Forward Converters. Forward converters are used widely because of their lowest cost. Although flyback converters are cheap, they are being used above 200 watts power outputs because of the great amount of ripple at the output and the necessity of using very big transformer cores. Full-bridge and push-pull types are preferred at high power-levels. However, up to 2 kilowatts, good performances achieved with forward type SMPS's.

It came out to be the optimum solution to use forward type converter because the noise requirements are severe and the required power is about 1 kilowatt. This rectifier which is the subject of this thesis has been designed to be used in telecommunications environment where the noise has utmost importance.

Design is realized around a PWM control integrated circuit. This IC included duty cycle control, reference voltage, oscillator and an undervoltage lockout circuit in it.

As main switching component, a high voltage bipolar transistor is connected in cascode with a low-voltage MOSFET transistor which forms to a BIMOS configuration. This configuration gives high speeds and increases the breakdown voltage rating of bipolar to V_{CBQ} . Switching is done through the gate of MOSFET.

All protection measures are taken against high and low mains voltages, high output voltage, loading at the output and short circuit conditions. Specifically, short circuit protection design is original as far as it is known. When the output is short-circuited, rectifier still continues to supply 15 A rated current. This feature is important when rectifier is used to charge high capacity batteries.

Soft-start feature is also implemented in the design not to create severe transient conditions. This will also improve the reliability.

This rectifier was designed to meet some a priori requirements, like 88 percent efficiency, noise levels and some transient conditions

like soft-start, line and load regulations. It met all the requirements, even 88 percent efficiency which is quite high.

Up-to-date technology is used in the design, like proportional base drive, BIMOS configuration, latest version of PWM chips. Proportional base drive improved the efficiency a lot.

Also necessary precautions are taken not to let switching noise to pass to the mains, or from the mains to the rectifier by connecting a passive two-way filter right at the input.

As a conclusion, it can be said that the design fulfilled all the requirements, although they are hard to meet. Also the latest ideas like proportional base drive, BIMOS switch are implemented successfully in the design. A new way of short circuit protection features the design. In the following part, brief descriptions about different topologies of power supplies, their usages, merits and drawbacks are given.

1. Linear Regulator:

- a) Post regulator fed from a line regulated secondary of a multi-output switching supply.
- b) Very reliable, noise free, low output ripple, very rare power transistor failure as no "second breakdown problems".
- c) Poor efficiency-35% for 5 volt outputs, 50% at 10 V output.

2. Push Pull:

- a) Provides multi-output line regulated output with a master both line and load regulated, others slaves only line regulated.
- b) Provides twice the power from a given core than is obtainable from a forward converter.
- c) "Off" transistor voltage rating must be not less than 2.5 times maximum DC input. Hence marginally safe in off line converters operating from $V_{ac} = 115\text{ V}$. Not usable in off line converters operating from 220 Vac input.
- d) Especially useful in low voltage DC/DC converters.
- e) Flux unbalance problem occurring for unequal on time in the two power transistors can saturate transformer and destroy transistors. Bi-polar transistor push-pull must have trick circuits to avoid flux unbalance.

- f) Push-pull with Power Mosfets can be designed inexpensively to avoid the flux unbalance problem.
- g) Very desirable topology for 10 to 150 watts output from DC sources of 38 V to 60 V when used with Power Mosfets.

3. Single Ended Forward Converter:

- a) Frequently used up to output powers of 150 to 200 watts in off line regulators fed from 115 Vac. Off transistor voltage rating must be not less than 2.5 times maximum DC input.
- b) Not usable as off line converter fed from $V_{ac} = 220\text{ V}$.
- c) No flux unbalance problem.
- d) Less expensive than push-pull as it uses only one as compared to two transistors for the push-pull.
- e) Must have power transistor of twice the peak current rating of the transistor used in a push-pull at equal powers.
- f) Output rectifier diodes reverse voltage stress is twice that of the diodes in a push-pull for the same output DC voltage.

4. Two Half Cycle Interleaved Forward Converter:

- a) Twice the output power of a single forward converter. But requires two transformers, two output inductors.
- b) No flux unbalance problem.
- c) Output rectifier reverse voltage stress is half that of the single forward converter.
- d) Off voltage stress on power transistor is still 2.5 times maximum DC input voltage.
- e) Maximum usage- up to 500 watts in off line converter fed from $V_{ac} = 115\text{ V}$. Not usable as 220 V off line converter.

5. Double Ended Single Half Cycle Mode Forward Converter:

- a) Voltage stress on "off" transistors is equal to maximum DC input- not twice that as for the single ended forward converter.

b) Widely used in off line converters fed from 220 Vac or in applications whose operation must be either 114 Vac or 220 Vac.

c) Used often at output powers up to 250 watts.

6. Flyback:

a) Inexpensive and widely used topology for outputs up to 115 watts. Inexpensive as compared to single ended forward converter, because each output secondary requires only a filter capacitor rather than an inductor plus a filter capacitor as for the forward converter.

b) Can be designed for peak "off" voltage stress less than twice maximum DC input. But penalty is higher peak transistor current. Still not usable in off line converter from Vac = 220 V.

c) Peak transistor current is twice that in a forward converter of equal power.

d) High output ripple and high ripple current rating required for output capacitor- resulting from high triangular peak output current.

7. Half Bridge:

a) Best alternative for output powers above 150 watts. Good choice up to and equal to 750 watts.

b) Maximum voltage stress on off transistor is equal to maximum DC input rather than twice that in the forward converter.

c) Usable in off line converters fed from 220 Vac or in converters which must operate either from 115 Vac or 220 Vac.

d) Compared to double ended forward converter, its secondary output ripple frequency is twice that of the former. Hence smaller output filter components, lower voltage stress on rectifier diode.

e) More than twice the output power available from a single core than when the same core is used in a forward converter.

8. Full Bridge:

a) Best choice for output powers above 750-800 watts.

b) Requires 4 power transistors.

c) Can be used in off line converters from 220 Vac.

9. SCR Resonant Converter:

a) Best choice for output powers above 1 kW. Can be used up to about 2 or even 4 kW with SCR S7310.

b) Lower RFI than with a full bridge because of sinusoidal transistor currents.

c) SCR is a very rugged device- far less prone to failure than a power transistor because no second breakdown.



B Ö L Ü M I

G İ R İ Ő

Bu tezin konusu, girişinde 220 volt alternatif, çıkışında 43-63 V doğru gerilim olan bir Anahtarlamalı Güç Kaynağı (AGK) tasarımıdır. Bu AGK'nın bir telefon santralını beslemesi düşünülmektedir. Bu nedenle çıkış gerilimi, yukarıdaki değerler arasında, çalışma durumuna bağlı olarak aygıt üzerinden ayarlanabilmektedir.

Giriş gerilimi Türkiye'deki 1 faz şebeke gerilimi olan 220 V olarak seçilmiştir. Bundan farklı değerlerdeki standart şebeke gerilimlerine uyum sağlanmak istenirse bu çok basit bir devre değişikliği ile gerçekleştirilebilecektir. Maliyeti sınırlandırmak amacı ile yalnız 220 V şebeke durumunu kapsama alan tasarım biçimi seçilmiştir.

AGK'nın tasarımında, haberleşme ortamının gerektirdiği koşullara uygun parametreler kullanılmıştır. Bunlar, oldukça geniş bir giriş gerilimi aralığında çalışabilme, sıcaklık, nem gibi ortam koşullarından etkilenmeme, çıkış tarafında yapılabilecek - kısa devre dahil- her türlü bağlantıyı bozulmadan karşılayabilme gibi oldukça zor çalışma şartlarının getirdiği zorunluluklardır.

Tasarımın başlangıcından itibaren, aynı yapıdaki AGK'ların, gerek duyulması durumunda, paralel bağlanarak çalıştırılabileceği gözönünde bulundurulmuştur. Böylece, özdeş yapıdaki AGK'ları paralel bağlayarak çok yüksek, hatta teorik sınırı olmayan çıkış glerine ulaşmak olası hale gelecektir.

AGK, haberleşme sistemini beslerken aynı zamanda sisteme bağlı ak gruplarının doldurulması görevini de üstlenecektir. şebeke geriliminin kesilmesi durumunda sistemi beslemek için kullanılan

akü gruplarının kapasitesi ne olursa olsun, tasarlanan AGK bunları doldurabilecek, ancak doldurma zamanı kapasite artımına bağılı olarak uzayabilecektir. Fazlaca boşalmış bir akü grubunu hasar görmeden doldurabilecek bir cihaz, akım kaynağı özelliği göstermelidir. Bu nedenle tasarlanan AGK - gerçek işlevi bir sabit gerilim kaynağı olmasına karşın - gereğinde akım kaynağı olarak da çalışabilmelidir.



B Ö L Ü M II

TASARIM PARAMETRELERİ

2.1. Elektriksel Parametreler

AGK'nın sağlaması gereken elektriksel koşullar aşağıda sıralanmıştır;

- Giriş şebeke gerilimi 220 V AC (± 20), 50 Hz sinüs dalga, sinüs dalganın maksimum bozulma miktarı ± 5
- Doğrultulmuş çıkış gerilimi 43-63 V DC (± 3 V DC) ayarlanabilir.
- En yüksek çıkış akımı 15 A DC. Akım sınırı ayarlanabilir.
- Tam yükte (15 A) ve 220 V AC giriş geriliminde verim minimum %88.
- Giriş geriliminin 220 V AC'ye göre ± 20 değişiminde çıkış geriliminin değişimi en çok %1 olacaktır.
- Yükün 15 A'e göre %90'dan ± 10 'a değişiminde yük geriliminin değişimi en çok ± 1 olacaktır.
- Tam yükte (15 A) güç faktörü 0.9 endüktif olmalıdır.
- Akım sınırı 15 A'ye göre %20'den %115'e kadar ayarlanabilir olacaktır.
- Çıkış gürültüsü
 - * Maksimum sofometrik (kulak işitme eğrisine uygun) ağırlıklı gürültü 1.3 mV rms
 - * 50-150 Hz bandında maksimum gürültü 40 mV
 - * 3 kHz'in üstünde maksimum gürültü 3 mV
 - * 0-300 Hz frekans aralığında max. dalgalılık (ripple) 500 mV tepeden tepeye

- * 3.4-150 kHz aralığında max. dalgalılık ve gürültü sürekli spektrumda 100 mV efektif
- * 150 kHz-30 MHz aralığında, sürekli spektrumda maks. dalgalılık ve gürültü 30 mV
- * 3.4 kHz'den 30 MHz'e kadar frekans aralığında oluşabilecek tek frekans gürültü genliğinin en büyük değeri 5 mV'u aşmayacaktır
- * Geçici hallerde darbe geriliminin genlik ve süreleri aşağıdaki değerleri aşmayacaktır:

Volt =	0.5	1	2	5	10	20	50	100	200	500
us	=1000	450	200	70	30	15	5	2	1	0.1

- Kısa devre koruma:

Güç kaynağı çıkışı kısa devre edildiğinde bozulmayacak, kısa devre kalktığında tekrar normal çalışmaya dönecektir. Kısa devrenin süresi sınırsız olabilecektir.

- 15 A'ın üstündeki yüklemelerde güç kaynağı arızalanmayacak şartlar düzeldiğinde tekrar normal çalışmaya dönecektir.
- Yumuşak başlama süresi maks. 8 saniye olacaktır. Güç kaynağı enerjilendikten (220 V uygulandıktan) sonra çıkış gerilimi, aşırı gerilim durumlarını önlemek için yavaş yükselecek ve maks. akımın %90'ına en fazla 8 saniye sonra ulaşabilecektir.
- Çıkış gerilimi herhangi bir sebepten dolayı ayarlanabilir belirli bir değeri aştığında, güç kaynağı çıkışı kesecek ve ışıklı bir alarm göstergesini yakacaktır.
- Giriş şebeke gerilimi 220 V AC'nin %±20 sınırları dışına çıktığında güç kaynağı çıkışı kesecek ve bekleme durumuna geçecektir.

2.2. Çevre Koşulları

Güç kaynağı aşağıdaki çevre koşullarında bozulmadan devamlı çalışabilecektir.

- * Sıcaklık: -5 °C'den +50 °C'ye kadar
 - * Rutubet : %95 RH
 - * Deniz seviyesinden yükseklik: 0-3000 metre
- Güç kaynağı RFI olarak VDE 0878 ve EMI olarak da VDE 0870 standartlarına uyacaktır.



B Ö L Ü M III

DEVRE TASARIMI

Bu bölümde tez konusu tasarıma geçmeden önce, güç kaynakları yapıları hakkında genel bir özet bilgi verilecektir.

Genelde güç kaynakları lineer ve anahtarlama olarak iki ana yapıda tasarlanırlar.

3.1. Lineer Düzenleyiciler

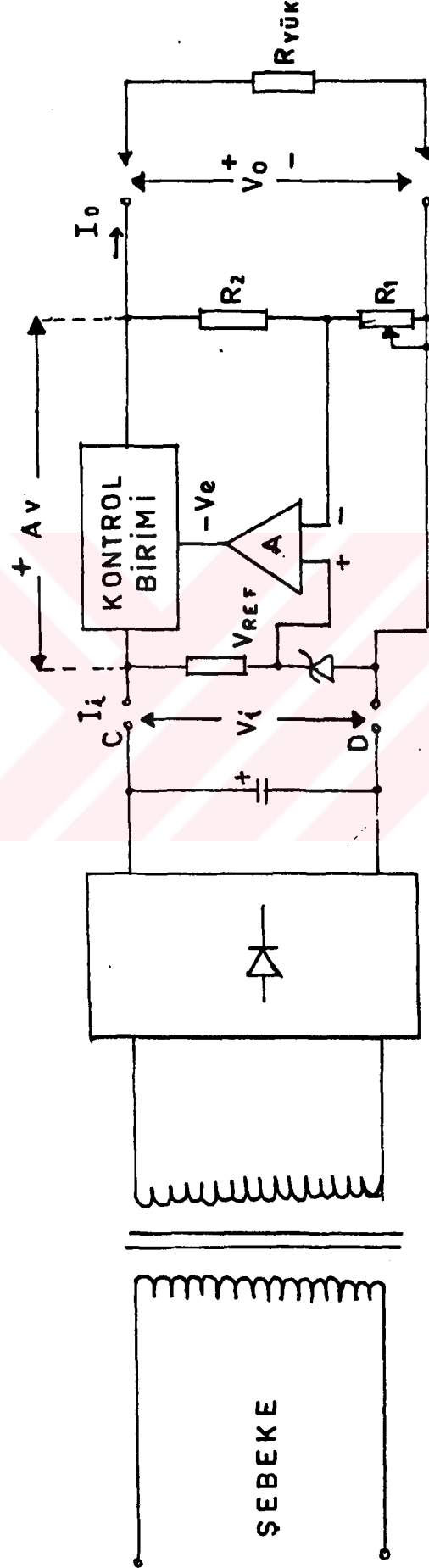
Bu tip düzenleyiciler "seri düzenleyici" olarak da adlandırılmaktadırlar. Temel yapı Şekil 3.1'de görüldüğü gibidir.

3.1.1. Giriş Devresi

CD uçlarındaki düzensiz doğru gerilim V_1 'yi sağlayan devreyi (AB ile CD arasındaki kısım) giriş devresi olarak tanımlayalım. Bu kısımda giriş şebeke gerilimi bir transformatörden geçirilerek arzu edilen bir gerilime düşürülür veya yükseltilir. Yarım dalga, ya da tam dalga olarak doğrultulan gerilim bir elektrolitik kondansatör ile süzülür. Kondansatör uçları arasında V_1 düzensiz doğru gerilim elde edilir. V_1 gerilimi şebeke gerilim değişimleri ile orantılı olarak değişir. Kondansatöre rağmen gerilimin dalgalılığı çok yüksektir. Bu dalgalılığı azaltmak için kondansatörün değerini büyük seçmek gerekir. İstenen gücü verirken trafonun doyma değerine ulaşmaması lazımdır. 50 Hz'lik şebeke frekansında trafo ve kondansatörün fiziksel boyutları ve maliyetleri istenen güçle orantılı olarak büyür.

3.1.2. Seri Düzenleme Devresi

V_1 gerilim noktasından V_o çıkış gerilimi yani yük uçlarına kadar olan kısım "seri düzenleme devresi" olarak adlandırılır. Bu

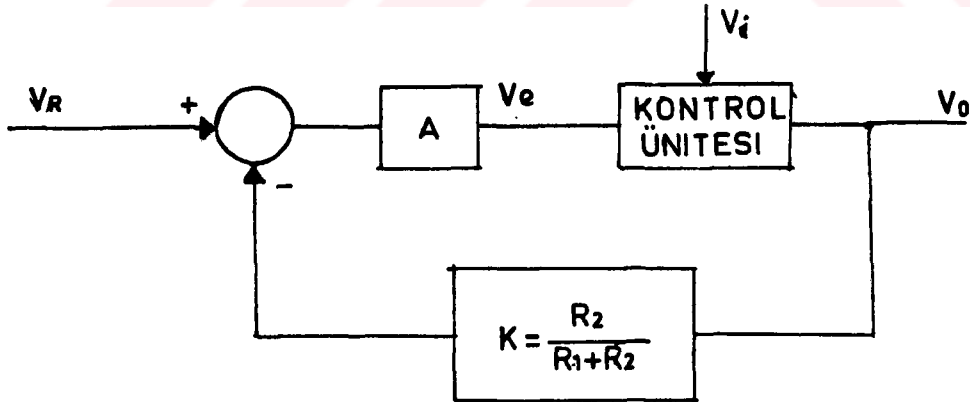


Şekil 3.1.1. Lineer Güç Kaynağı Basit Şeması.

devrede kontrol birimi aktif bölgede çalışan bir ya da birden fazla paralel güç transistörleridir. V_i gerilimi, $V_o + V_{sat}$ gerilim toplamından her çalışma koşulunda büyük olmalıdır. Bu güç transistörünün aktif bölgede kalması için gereklidir. Bu transistör "geçiş" (pass) transistörü olarak da adlandırılır. (A) ile gösterilen, tek tek transistörlerden veya bir tüm devreden oluşan ya da her ikisinden birden oluşan fark amplifikatörü (difference amplifier) katıdır. Fark amplifikatörü çıkıştan alınan hata işareti örneği ile V_r (referans gerilim) arasındaki gerilim farkını yükselterek kontrol ünitesine uygular. Kontrol ünitesi üzerinde düşen $\Delta V = V_i - V_o$ fark gerilimi, hata amplifikatörünün (A) çıkış gerilimi ile ters orantılı olarak değişir. Yani

$$\begin{array}{c} V_o \uparrow \quad V_e \downarrow \quad \Delta V \uparrow \\ \hline V_o \downarrow \quad V_e \uparrow \quad \Delta V \downarrow \end{array}$$

Seri düzenleyici devrenin geri besleme modeli Şekil 3.2'de gösterilmiştir.



Şekil 3.2. Seri Düzenleyici Devre Blok Şeması

Devre ile ilgili denklemler:

$$V_e = (V_r - KV_o) \quad A = V_o$$

$$V_o = \frac{A V_R}{1 + K_A} = \frac{V_R}{K} \quad (3.1)$$

$$K = \frac{R_2}{R_1 + R_2} < 1$$

A 1

$$\text{Giriş gücü} = P_i = V_i \times I_i \quad (3.2)$$

$$\text{Çıkış gücü} = P_o = V_o \times I_o \quad (3.3)$$

$$\text{Verim} = \frac{P_i}{P_o} = \frac{V_o}{V_i} \Big|_{I_i=I_o} \quad (3.4)$$

$$\text{Kayıp Güç} = (V_i - V_o) \times I_o \quad (3.5)$$

$$\text{Düzenleme(Regulation)(\%)} = \frac{(V_{10} - V_{20})}{V_{20}} \times 100 \quad (3.6)$$

V_{10} = Yüksüz Çıkış Gerilimi

V_{20} = Tam Yükte Çıkış Gerilimi

Güç kaybı, giriş ve çıkış gerilimleri arasındaki fark arttıkça yükselir. Dolayısıyla giriş-çıkış gerilim farkı arttıkça verim de düşer.

Seri düzenleyicilerin dezavantajları verimlerinin düşük, fiziksel boyutlarının büyük olmasıdır. Avantajları ise tasarımının basit, cevap süresinin kısa ve gürültü seviyesinin düşük olmasıdır.

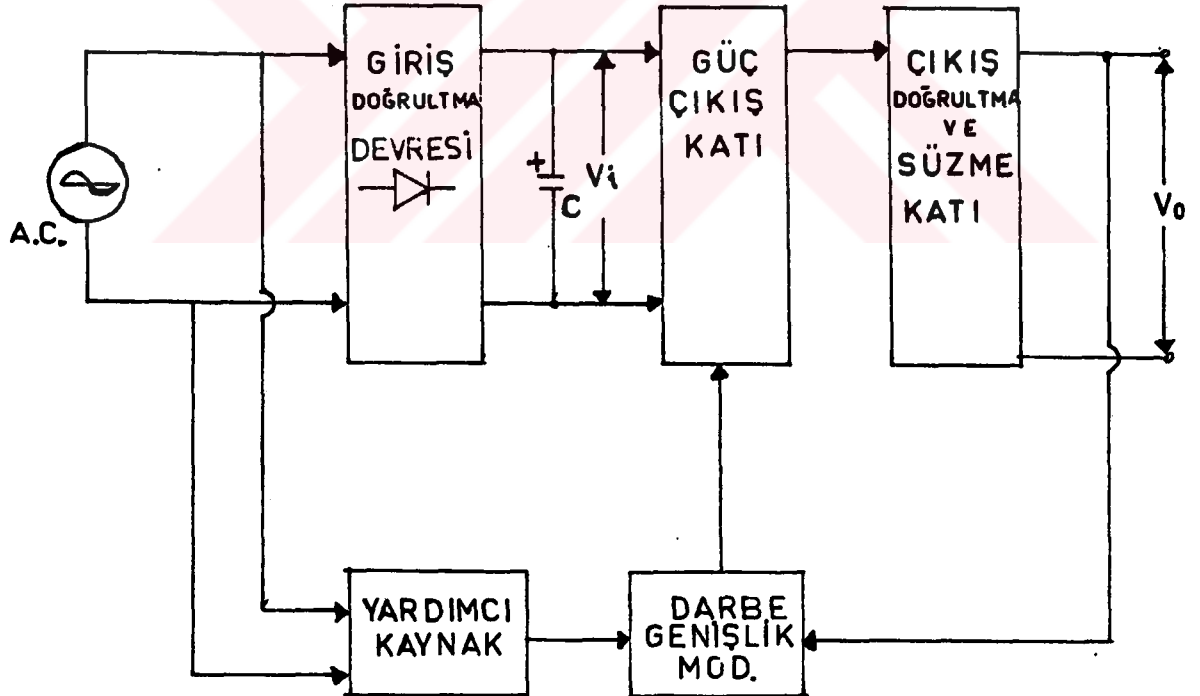
3.2. Anahtarlama Düzenleyiciler

Anahtarlama düzenleyicilerin verimi, lineer düzenleyicilere göre çok yüksektir. Lineer kaynaklarda en yüksek verim %50'yi aşamaz iken, anahtarlama kaynaklarda %70-95 arasında verim elde etmek zor değildir. Dolayısıyla da kullanılan güç elemanlarının ve soğutucu yüzeylerin fiziksel boyutları daha küçüktür. [1,9]

Ayrıca anahtarlama frekansı, anahtarlama güç elemanlarının hızının gelişen yarı iletken teknolojisine paralel olarak artmasıyla çok yüksek seçilebilmektedir. Artık yerleştirme ve radyo frekanslı girişim-elektromanyetik girişim sadece frekans seçiminde belirleyici olmaktadır. Günümüzün teknolojisinde 100 kHz'lerde anahtarlama güç kaynakları rahatlıkla tasarlanabilmektedir. Frekansın artmasıyla daha küçük boyutta trafo ve kondansatör kullanılmaya başlanmıştır.

Sonuç olarak aynı güç değerinde anahtarlama güç kaynakları lineer olanlardan boyutça daha küçük ve maliyet bakımından çok daha ucuzdur.

Şekil 3.3'de bir anahtarlama doğrultucunun blok şeması verilmiştir.



Şekil 3.3. Anahtarlama Güç Kaynağı Blok Şeması.

Giriş sinüs alternatif gerilim dalgası önce doğrultma devresinde yarım dalga veya tam dalga olarak doğrultulup giriş kondansatörüne uygulanır. Giriş kondansatör uçlarındaki düzensiz (unregulated) V_i gerilimi bir veya birkaç transistörden ve bir trafo (veya endüktans) dan oluşan güç çıkış katına uygulanır. Yüksek frekansta anahtarlanan bir çıkış katından elde edilen kare dalga, gerilim çıkış katında doğrultulup süzülür ve çıkış gerilimi elde edilir.

Çıkıştan alınan gerilim örneği yardımcı kaynakla beslenen darbe genişlik modülatörüne (PWM) uygulanır. Modülatör çıkış katındaki anahtarlama elemanının iletimde kalma süresini kontrol eder. Çıkış gerilimi yükselmisse darbe genişliğini kısar, tersi durumda darbe genişliğini uzatır. Modülatör genelde bir tüm devredir.

Anahtarlamalı düzenleyicilerin çıkışında, giriş V_i geriliminden daha büyük, daha düşük veya ona ters polaritede bir gerilim elde etmek mümkündür.

Anahtarlamalı düzenleyicilerin dezavantajları olarak şunlar sıralanabilir :

- Devresi daha karmaşık olduğundan tasarımı daha zordur.
 - Lineer düzenleyicilere göre, çıkış geriliminde daha fazla ve dalgalılık (ripple) vardır. Bunları süzmek için çıkışta bir süzgeç devresi gereklidir.
 - Ani yük değişikliklerine daha geç cevap verirler.
 - Elektromanyetik ve radyofrekans karışma problemleri yaratırlar.
- Bu yüzden de anahtarlamalı kaynaklar, gürültünün kritik olduğu çok düşük seviyeli sinyal işleme devrelerinde kullanılmazlar.

Anahtarlamalı düzenleme devreleri temelde üç sınıfta incelenebilirler :

- a. Diyot-kondansatörlü devreler
- b. Tek çıkışlı, endüktanslı devreler
- c. Transformatörlü devreler

Bu çalışmanın asıl ilgi alanı endüktanslı ve trafolu devrelerdir. Diyot-kondansatörlü devreler için, sadece blok şemalar halinde basit devre yapıları verilecektir. Diğer endüktanslı ve trafolu devreler için ise prensip devre şemaları ile birlikte ilgili bağıntılar, avantajları ve dezavantajları da incelenecektir.

Bu arada incelenen devrelerin yalnızca V_i düzensiz gerilimden V_o gerilimine kadar olan düzenleyici devre kısmını içerdiği belirtilmelidir. Çünkü V_i geriliminin AC kaynaktan elde edilmesi, blok şemada belirtildiği şekilde hemen hemen standarttır. Asıl çalışma V_i 'den V_o 'nın elde edilmesi ile ilgilidir.

3.2.1. Diyot-Kondansatörlü Devreler

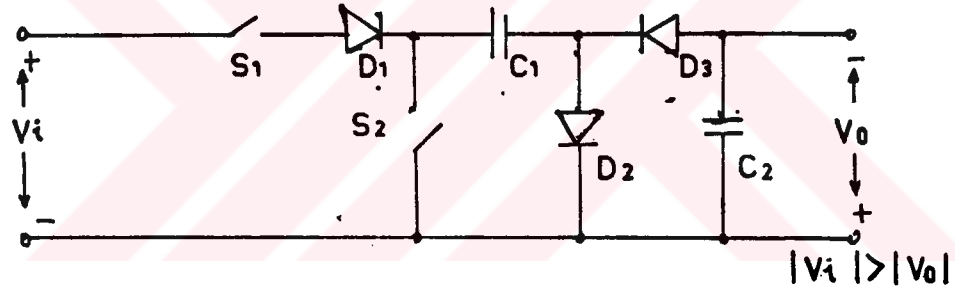
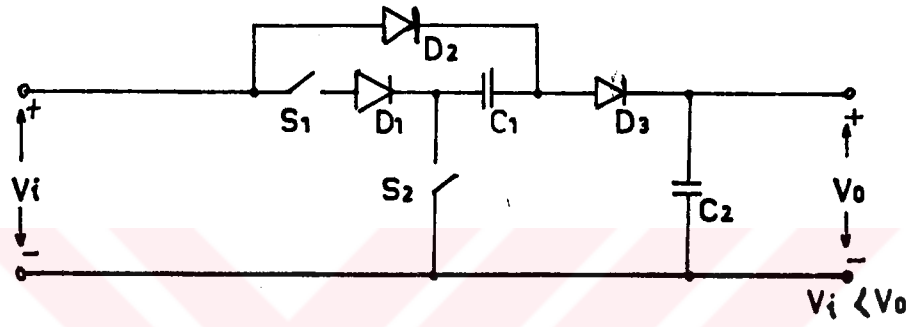
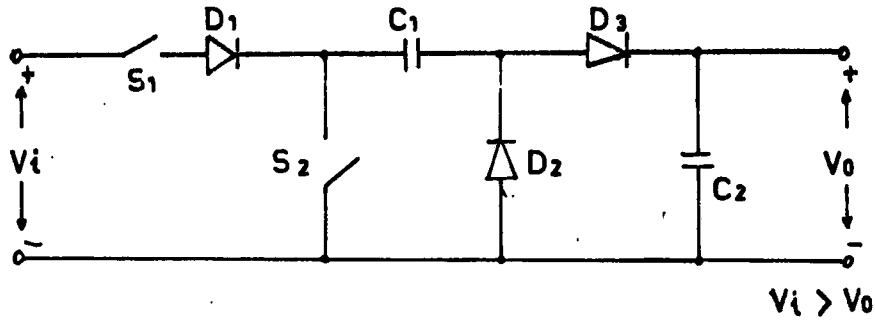
Bu devreler genelde düşük akım uygulamalarında, özellikle de gerilim katlayıcıları olarak düşük bir gerilimden daha yüksek bir gerilim elde etmek için kullanılırlar. Örnek olarak düşük gerilimli işitme aletleri, LCD göstergeli(sıvı kristal) kol saatlerinde ve 1.5 veya 3 V'luk pilden daha yüksek gerilim elde etmek için kullanılırlar. Şekil 3.4'de diyot-kondansatör anahtarlamalı düzenleyici devre yapıları verilmiştir.

3.2.2. Tek Çıkışlı, Endüktanslı Devreler

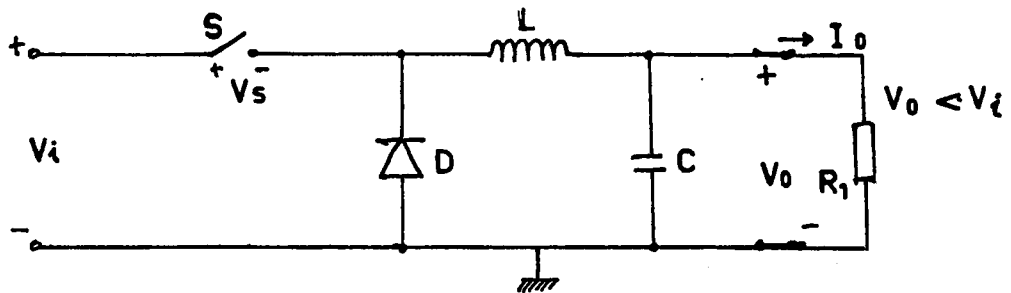
Bu tip düzenleyiciler en sık kullanılanlardır. Tasarımı basit ve kolay, aynı zamanda orta ve yüksek akım kapasitelerinde iyi sonuç verirler. Tek çıkış gerilimli olmaları ile çıkış ve giriş arasında toprak yalıtımının olmaması en önemli dezavantajlarıdır.

Üç ayrı yapıda tasarlanabilirler:

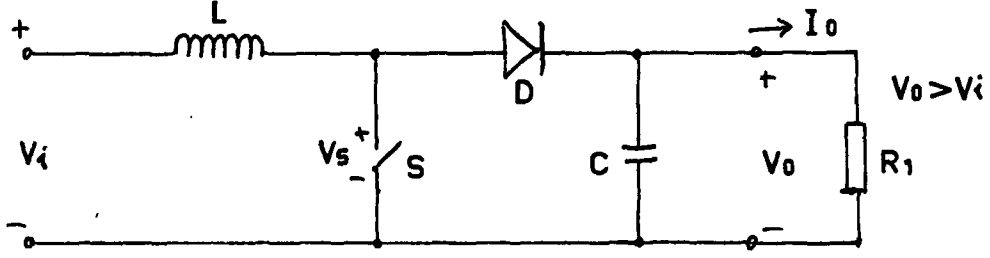
- a. Düşük çıkışlı (Buck tipi) (Şekil 3.5)
- b. Yüksek çıkışlı (Boost tipi) (Şekil 3.6)
- c. Ters polarite çıkışlı (Buck-Boost tipi) (Şekil 3.7)



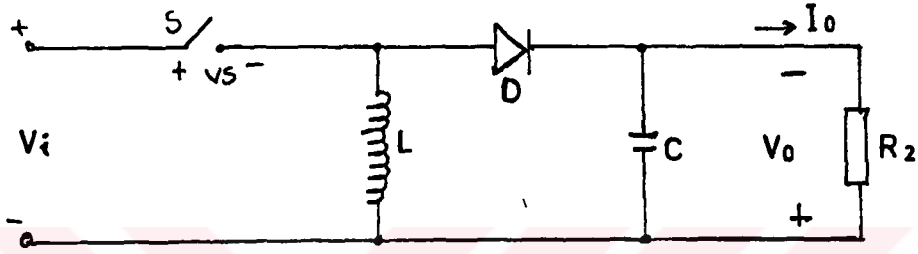
Şekil 3.4. Diyot-kondansatör Anahtarlamalı Düzenleyici Devre Şemaları.



Şekli 3.5. Buck Tipi Tek Çıkışlı Bir Düzenleyici Şeması.



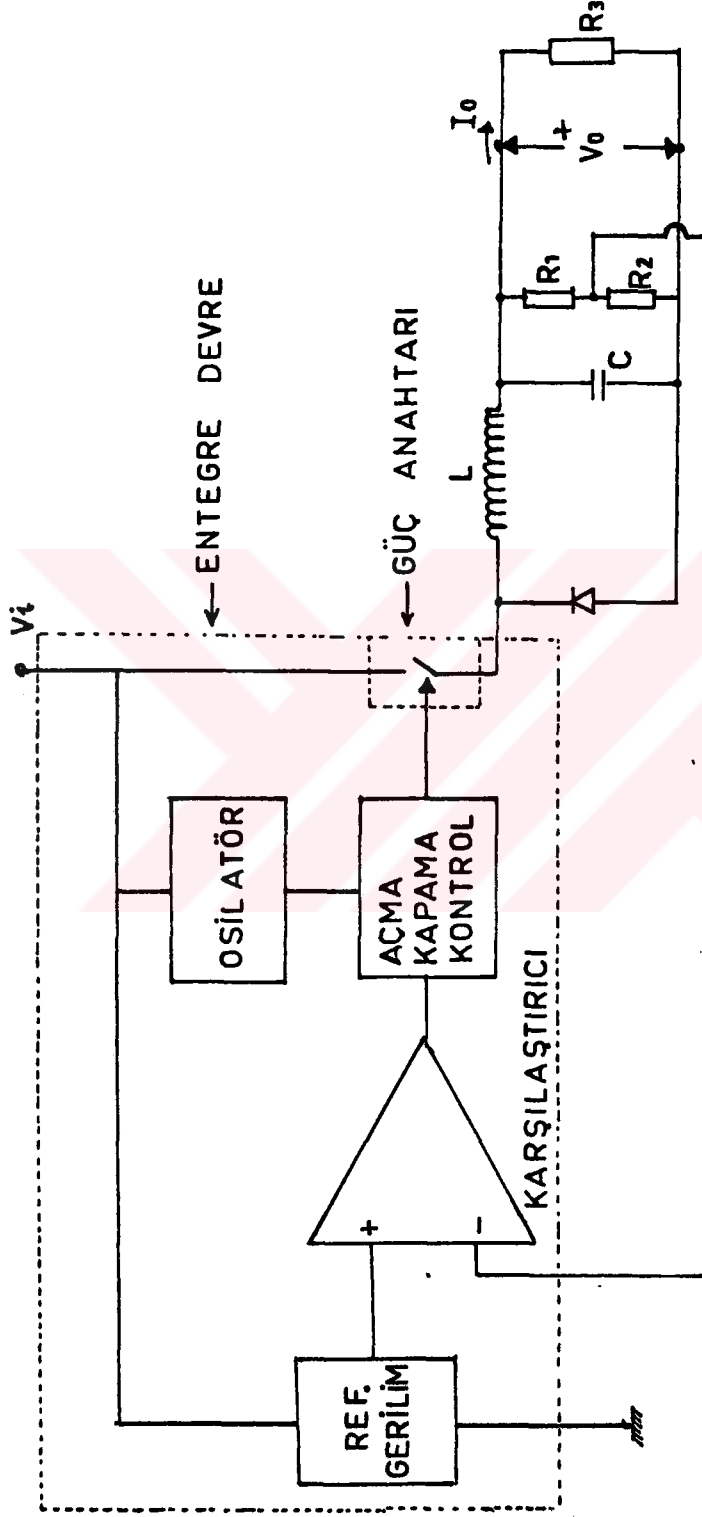
Şekil 3.6. Boost Tipi Tek Çıkışlı Düzenleyici Şeması.



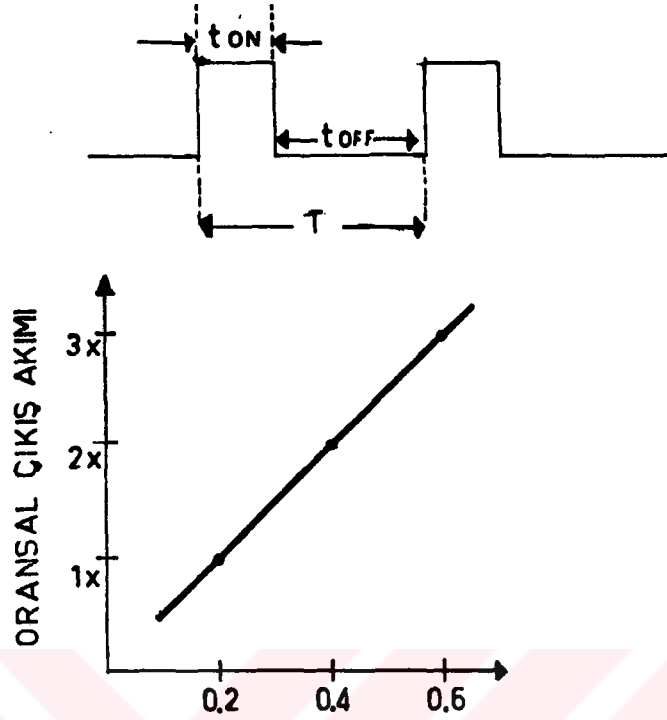
Şekil 3.7. Buck-Boost Tipi Tek Çıkışlı Düzenleyici Şeması.

Önce düşük çıkışlı (Buck tipi, stepdown) bir çevirici devresinin pratiğe yakın şeması ile (Şekil 3.8) genel prensipleri incelendikten sonra, yukarıda sözü edilen her üç tipe ait çeviriciler ayrıca tek tek analitik olarak incelenecektir.

Şekil 3.8'de Buck tipi bir düzenleyicinin basitleştirilmiş blok şeması verilmiştir. Referans gerilim devresi, karşılaştırıcı, osilatör ve hatta düşük güçlerde güç anahtarı tek bir tüm devre (IC) içinde toplanabilmektedir. Örnek olarak LM3524, 3525, 3526, TDA1060, 1039, SE5560 ve daha birçok benzerleri piyasada mevcuttur. Bu devredeki tüm devre güç kontrol anahtarını açıp kapayan bir darbe dizisi oluşturur. Çıkış gerilimi R1 ve R2 dirençleri ile örneklenerek referans gerilim ile karşılaştırılır. Değişen yük durumlarında çıkış gerilimini sabit tutmak için periyod içinde anahtarın açma ve kapama süreleri değiştirilir. Örneklem dirençlerine giden akım çok düşük olduğundan ihmal edilir. Yüke akan akımın DC değeri güç anahtarının iletimde olma süresinin periyoda oranı ile doğru orantılı olarak değişir. (Şekil 3.9)



Şekil 3.8. Buck Tipi Düzenleyicinin Eşdeğer Devresi.



Şekil 3.9. Oransal Çıkış Akımının Çalışma Sıklığına Bağlı Olarak Değişimi.

Anahtarın bağıl iletim süresi t_{on}/T (duty cycle) iki şekilde kontrol edilebilir; ya frekans sabit tutulur, periyot içinde t_{on} süresi kontrol edilir (PWM), ya da t_{on} süresi sabit tutulur, periyot yani frekans değiştirilir. PWM yani darbe genişlik modülasyonu şeklindeki kontrol manyetik devrelerin tasarlanmasında, süzme ve radyo frekansa karşı ekranlama açısından, değişken frekanslı ikinci tip kontrolden daha iyidir. Şu anda en çok kullanılan yöntem de budur. Bu çalışmada da PWM yöntemi kullanılmıştır.

Bu bölümde tek çıkışlı endüktanslı devreler, ayrı ayrı gerilim ve akım eğrileri açısından incelenecek ve temel tasarım denklemleri verilecektir. Denklemlerin ayrıntılı türetimine girilmeyecektir. Bu bilgiler referanslardan kolayca bulunabilir.

a. Düşük Çıkışlı (Buck tipi stepdown) Çalışma

Bu tip düzenleyicide V_o (Çıkış gerilimi), V_i (Giriş gerilimi) den daha düşüktür. Şekil 3.10'da temel akım ve gerilim eğrileri, devrenin kararlı durumu için temel blok şema ile birlikte verilmiştir. Anahtar (S) kapalı durumda V_{sat} gerilimi düşmektedir. Pratikte bu bir transistörün doyuma kollektör-emitör uçları arasındaki gerilimdir. Diyod (D) iletimde iken üzerinde düşen gerilim V_f pratikte 0.5-1.5 V arasında olduğunu kabul edersek S kapandığında diyot iletimden çıkar, endüktanstaki akım I_L oransal olarak sıfırdan tepe değerine (I_{pk}) yükselir. Yükselme eğimi

$$\frac{dI_L}{dt} = \frac{V_L}{L} = \frac{V_i - V_{sat} - V_o}{L} \quad (3.7)$$

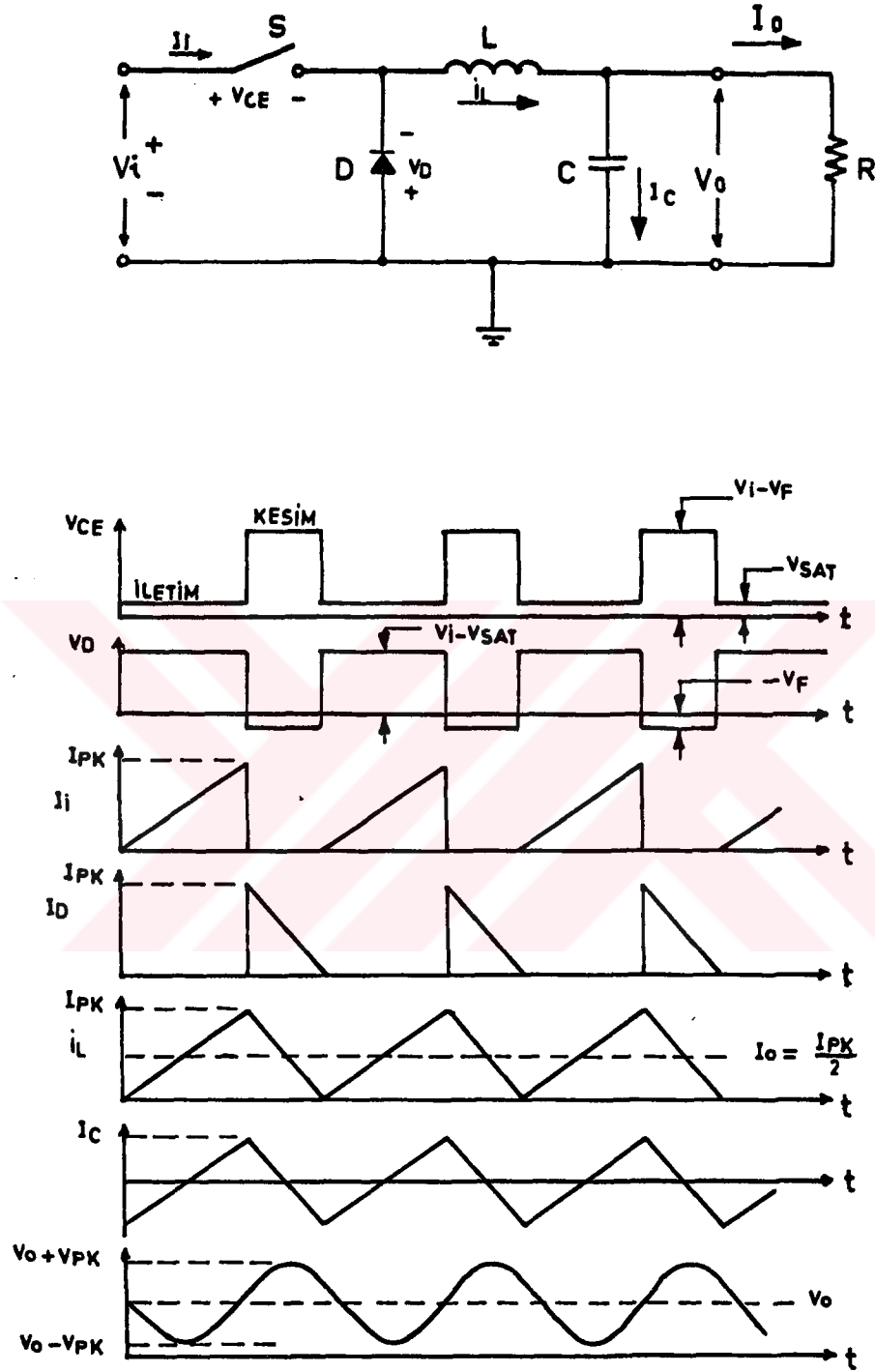
Anahtarın kapanma (t_{on}) süresinin sonunda, I_L akımı I_{pk} tepe değerine ulaşır. Anahtar açıldığında t_{off} , endüktans üzerinde oluşan gerilim diyodu iletim yönünde kutuplar. Anahtarın açık olduğu bu zaman diliminde, diyot üzerinden devresini kapatan I_L akımı sıfıra kadar düşer.

Devrenin kararlı durumunda kondansatörden geçen ortalama akım sıfırdır. Bundan dolayı

$$I_o = (I_L)_{ort} = \frac{I_{pk}}{2} \quad (3.8)$$

Şekil 3.10'daki dalga şekillerinden görüldüğü gibi, anahtarın açma ve kapama sürelerinin giriş ve çıkış gerilimlerine bağımlılığı aşağıdaki denklemde olduğu gibi verilebilir

$$\frac{t_{on}}{t_{off}} = \frac{V_o + V_f}{V_i - V_{sat} - V_o} \quad (3.9)$$



Şekil 3.10. Buck Tipi Düzenleyici ve Dalga Şekilleri.

veya

$$V_o = -\frac{t_{on}}{T} (V_i - V_{sat}) - \frac{t_{off}}{T} V_F \quad (3.10)$$

olarak bulunur. Anahtar kapalı iken uçlarına gelen ve yaklaşık 1 V'u geçmeyen V_{sat} ve V_F gerilimlerini ihmal edersek

$$V_o = -\frac{t_{on}}{T} V_i \quad t_{on} < T = t_{on} + t_{off} \quad (3.11)$$

yazılabilir.

Denklemden de anlaşılacağı gibi, çıkış gerilimi giriş geriliminin t_{on}/T oransal değeri ile düşürülmüş halidir.

Konu ile ilgili diğer bir önemli parametre çıkıştaki dalgalılık miktarıdır. Çıkış gerilimindeki dalgalanmanın çıkış gerilimine oranının istenilen sınırların altında tutulacak şekilde büyük bir çıkış kondansatörü kullanıldığını (pratikte böyledir) varsayarsak,

$$\text{Bağıl Dalgalılık} = V_{op-p} = \frac{I_{pk} T}{8 C} \quad (3.12)$$

$$\text{Verim} = \frac{V_o}{V_o + V_F} \cdot \frac{V_i + V_F - V_{sat}}{V_i} \quad (3.13)$$

olarak bulunur.

Örnek olarak $V_i = 20$ V olan bir kaynaktan $V_o = 5$ V bir çıkış elde etmek istediğimizde,

Lineer düzenleyicilerde verim $= 5/20 = \%25$

Buck tipi anahtarlamalı $= \frac{5}{6} \cdot \frac{19.5}{20} = \%81.25$
düzenleyicide verim

$V_F = 1$ V, $V_{sat} = 1.5$ V alınmıştır

b. Yüksek Çıkışlı (step up, Boost) Düzenleyici

Bu tip düzenleyicilerde V_i giriş gerilimi daima V_o çıkış geriliminden küçüktür. Devreye ait blok şema, akım ve gerilim eğrileri Şekil 3.11'de verilmiştir. Devrenin çalışma ilkeleri (step down) dakine benzediği için burada tekrar edilmeyecek, sadece devreye ait denklemlerin verilmesi ile yetinilecektir.

$$I_{pk} = 2 I_p \frac{V_F + V_o - V_{sat}}{V_i - V_{sat}} \quad (3.14)$$

$$\frac{t_{on}}{t_{off}} = \frac{V_F + V_o - V_i}{V_o - V_{sat}} \quad (3.15)$$

$$V_o = V_i \frac{T}{t_{off}} - V_{sat} \frac{t_{on}}{t_{off}} - V_F \quad (3.16)$$

V_{sat} ve V_F ihmal edildiğinde

$$V_o = V_i \frac{T}{t_{off}} \quad T > t_{off} \quad (3.17)$$

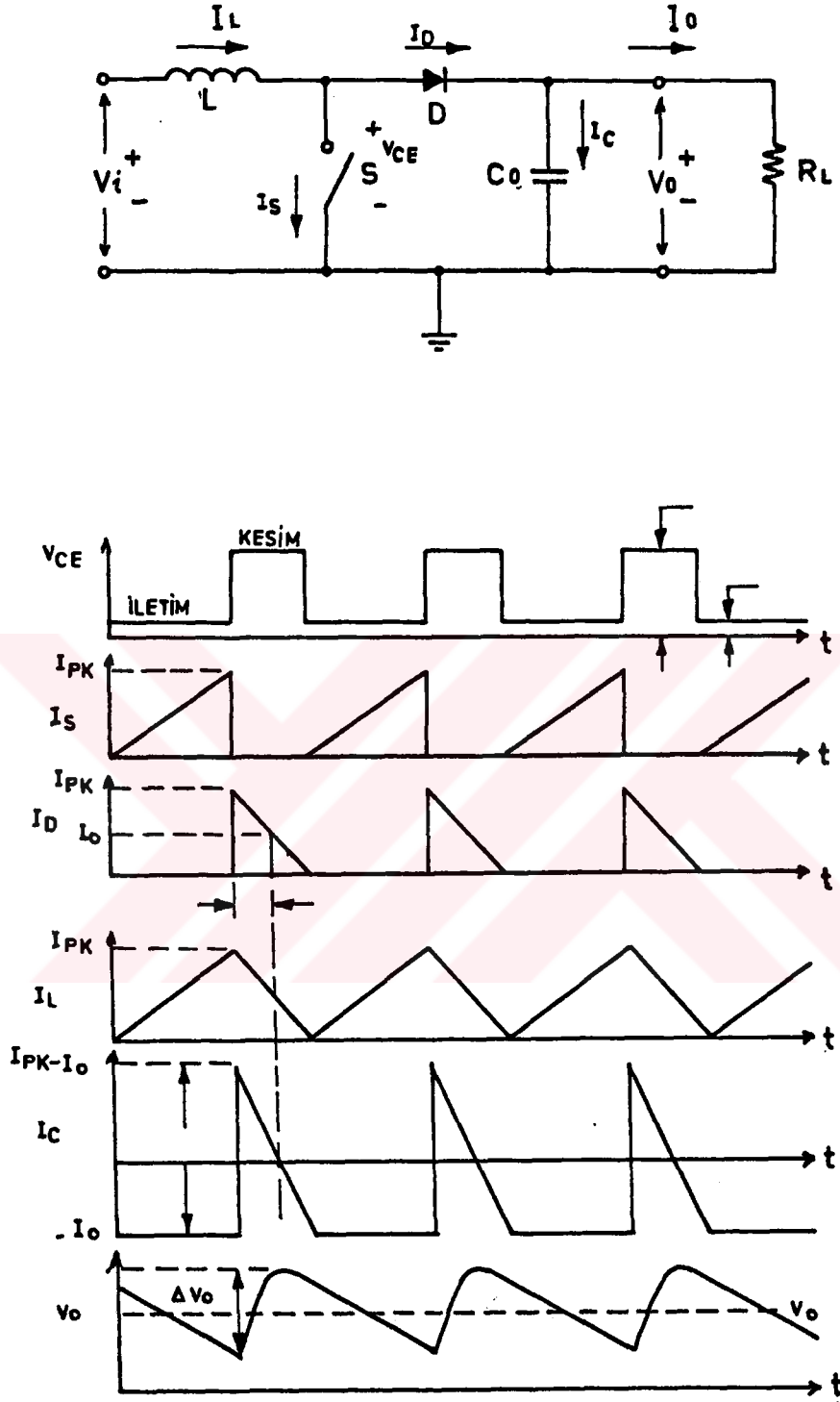
$$\text{Bağıl Dalgalılık} = \Delta V_{op-p} = \frac{(I_{pk} - I_o)^2}{2 I_{pk}} \frac{t_{off}}{C} \quad (3.18)$$

($\Delta V_o \ll V_o$ kabul edilerek)

$$\text{Verim} = \eta = \frac{V_o}{V_o + V_F - V_{sat}} \frac{V_i - V_{sat}}{V_i} \quad (3.19)$$

c. Ters Polarite Çıkışlı Düzenleyiciler

Anahtarlamalı bu tip düzenleyicilerde, çıkış gerilimi girişe göre ters polaritede elde edilir. Şekil 3.12'de blok şema akım ve gerilim eğrileri verilmiştir. Devreye ait denklemler ise, aşağıda verilmiştir.



Şekil 3.11. Boost Tipi Düzenleyici Şeması ve Dalga Şekilleri.

$$I_{pk} = 2 I_o \frac{V_i + V_F - V_o - V_{sat}}{V_i - V_{sat}} \quad (3.20)$$

$$\frac{t_o}{t_{off}} = \frac{V_F - V_o}{V_i - V_{sat}} \quad (3.21)$$

$$V_o = - \frac{t_{on}}{t_{off}} (V_i - V_{sat}) - V_F \quad (3.22)$$

V_{sat} ve V_F ihmal edildiğinde

$$V_o = - \frac{t_{on}}{t_{off}} V_i \quad (3.23)$$

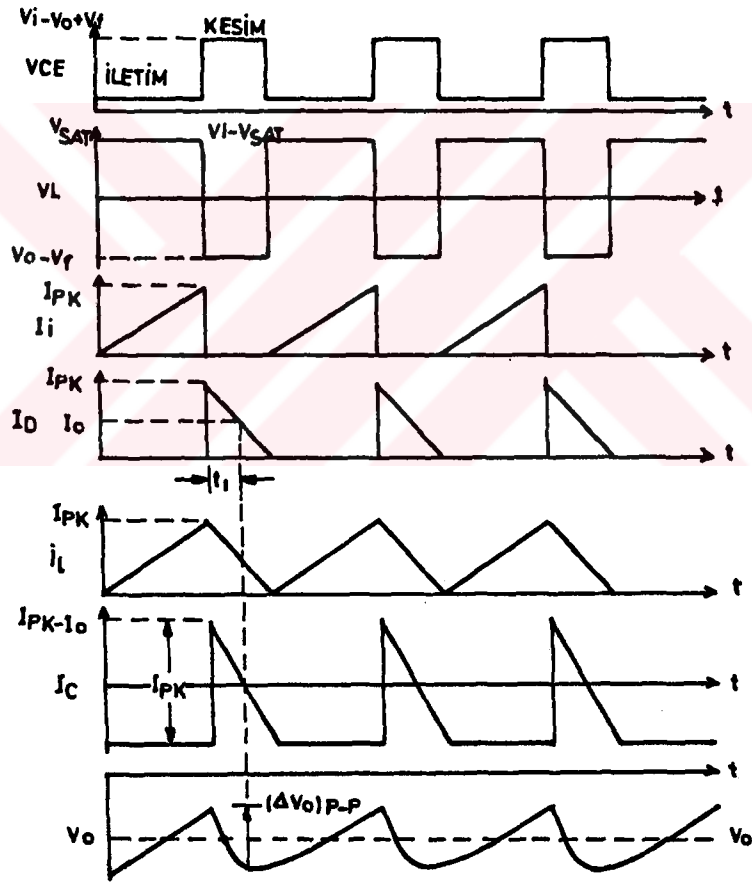
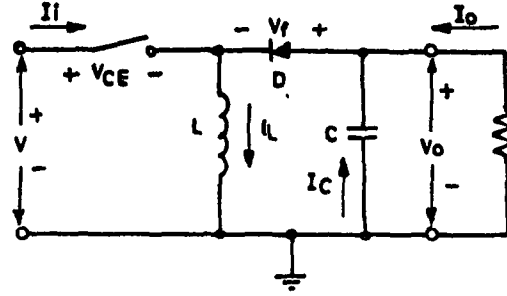
$$\text{Bağıl Dalgalılık} = \frac{V_{op-p}}{V_o} = \frac{(I_{pk} - I_o)^2}{2 I_{pk}} \frac{t_{off}}{C} \quad (3.24)$$

$$\text{Verim} = \eta = \frac{|V_o|}{V_F + |V_o|} \frac{V_i - V_{sat}}{V_i} \quad (3.25)$$

3.3. Trafo lu Düzenleyiciler

Bu sınıfa giren anahtarlı ve trafolu düzenleme devrelerinde giriş gerilimi ile çıkış gerilimi arasında bir toprak yalıtımı mevcuttur. İstendiği takdirde çıkış gerilimi, giriş gerilimine göre daha yüksek, daha düşük ve ters polaritede olabilir. Zaten trafo yalıtımı olduğu için, ters polariteden bahsetmek gereksizdir. Bu sınıfa giren düzenleyici devreleri beş ayrı tipte incelenebilirler.

1. Geri dönüş (flyback) düzenleyiciler
2. Yarım köprü (half bridge) düzenleyiciler
3. Tam köprü (full bridge) düzenleyiciler
4. Puş-pul (push-pull) düzenleyiciler
5. İleri yönde (forward) düzenleyiciler



Şekil 3.12. Ters Polarite Çıkışlı Düzenleyici Şema ve Dalga Şekilleri.

Geri dönüş (flyback) çeviriciler tasarımı en basit, puş-pul ise en zor olanıdır. En az eleman geri dönüş çeviricide, en fazla puş-pul'da kullanılır. Sürücü devre en fazla puş-pul'da karmaşıktır. Çıkış gürültüsü en az ileri (forward) ve puş-pul tiplerdedir. Puş-pul iki ileri yönde çevirici gibi düşünülebilir. Trafo çekirdeği geri dönüşlüde en büyük, puş-pul'da en küçüktür. Transformatör büyüklüğü puş-pul ve ileri tipte aynıdır.

Devre ekonomisi açısından, ileri çeviriciler en çok kullanılan tiptir. Geri dönüşlü çeviriciler (flyback) ucuz olmasına karşılık, çıkışta yüksek dalgalanma olması, büyük çekirdekli trafo kullanılması açısından 200 watt'ın üzerindeki güçlerde pek tercih edilmezler. Yüksek güçlerde puş-pul ve köprü tipler daha uygundur.

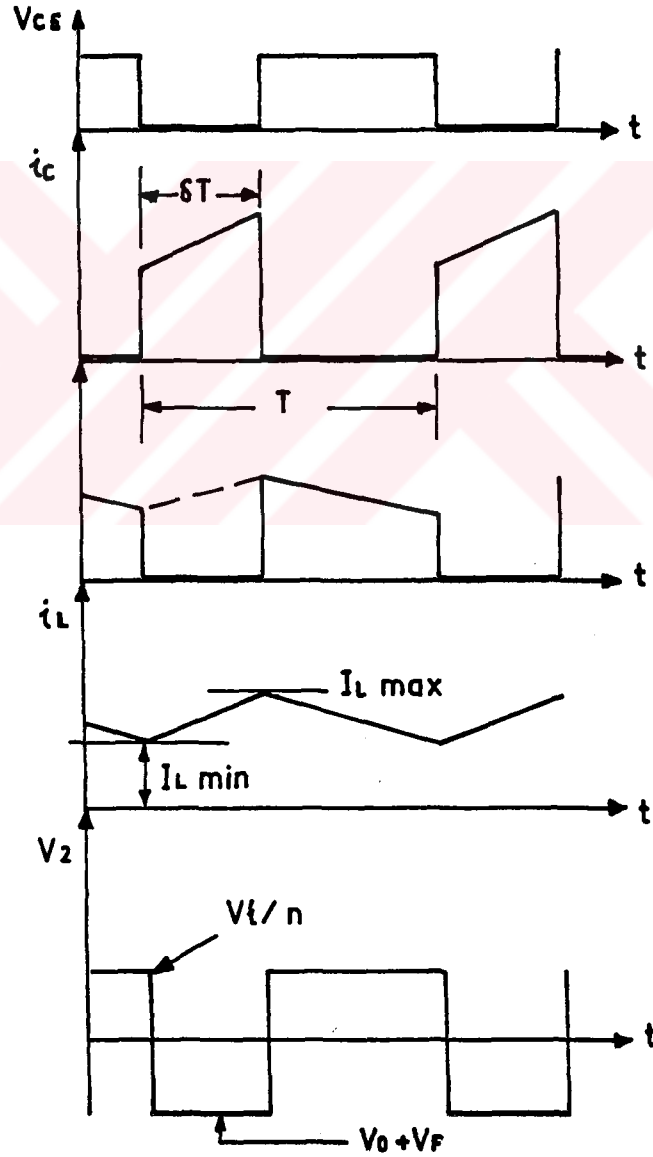
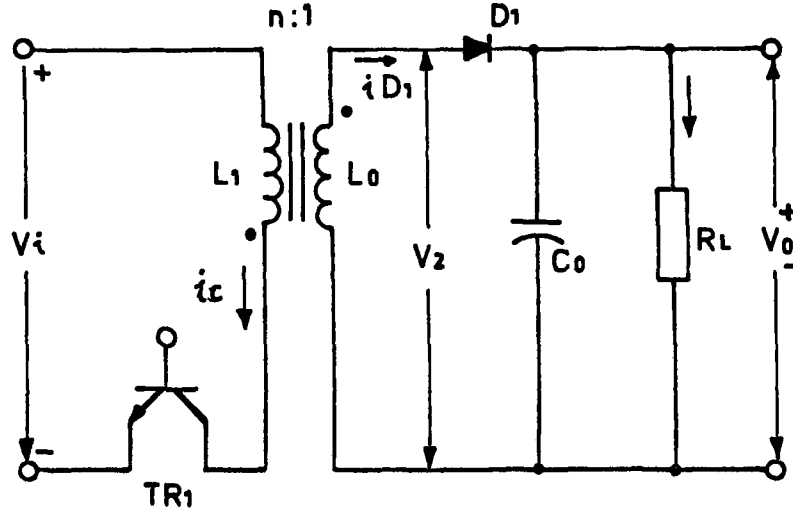
3.3.1. Geri Dönüş (Flyback) Düzenleyiciler

Blok yapısı ve dalga şekilleri Şekil 3.13'te verilmiştir. Tasarım kolaylığı, değişik gerilimlerde aynı devrede birden fazla çıkış alınabilmesi, anahtarlama transistörü kollektör akımının sarım oranları kadar düşük olması, toprak yalıtkanlığı sağlaması ve az sayıda devre elemanı gerektirmesi gibi avantajları vardır.

Transformatör tasarımının zorluğu ve optimum durumda kullanılmaması, çıkış dalgalanmasının yüksek oluşu gibi dezavantajları sayılabilir.

Televizyon alıcılarının hemen tamamında bu tip düzenleyiciler kullanılır.

TR1 transistörü (Şekil 3.13) iletimde iken, D1 diyodu kesimde kalır. Bu zaman aralığında (t) enerji trafonun primer sargısında depo edilir. TR1 iletimden çıktığında, trafonun sekonderinde gerilimin polaritesi değişir ve D1 diyodu ilettime geçer. Trafoda depo edilen enerji çıkışa aktarılır. Trafonun sekonder sargısı bir çıkış endüktansı (şok bobini) gibi davranır.



Şekil 3.13. Geri Dönüş (Flyback) Düzenleyici Devre Şeması ve Akım/Gerilim Eğrileri.

Çevirici denklemleri :

$$i_L = I_{Lmin} + \frac{V_i}{n L_o} t \quad 0 \leq t \leq \delta T \quad (3.26)$$

$$i_L = I_{Lmax} - \frac{V_o}{L_o} (t - \delta T) \quad \delta T \leq t \leq T \quad (3.27)$$

$$V_o = \frac{\delta V_i}{n(1 - \delta)} \quad (3.28)$$

$$I_o (\text{Ortalama Çıkış Akımı}) = \frac{I_{Lmax} + I_{Lmin}}{2} (1 - \delta) \quad (3.29)$$

$$I_{Cmax} = \frac{I_{Lmax}}{n} \quad (3.30)$$

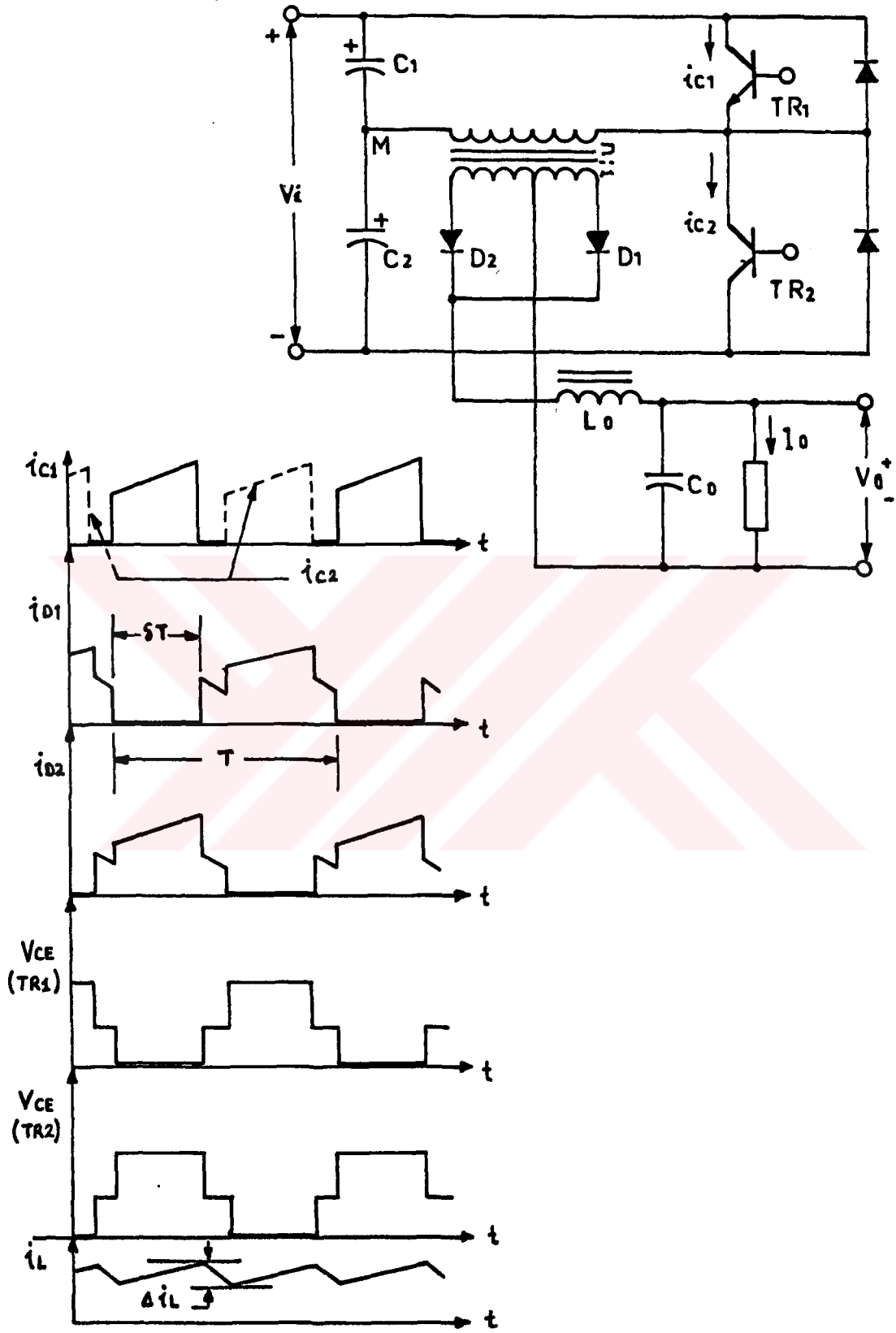
$$V_{CEmax} = \frac{V_i}{(1 - \delta)} \quad (3.31)$$

3.3.2. Yarım Köprü (Half Bridge) Çeviriciler

Bu tip çeviricilerin tasarımları basit ve transformatör kullanımı optimumdur. Ayrıca toprak yalıtımı, birden fazla çıkış n/n oranında azaltılmış transistör kollektör akımı ve yüksek çıkış sağlama gibi avantajları vardır.

Geçici hallerdeki kötü performansları, çok sayıda devre elemanı gerektirmesi, C1 ve C2 kondansatörlerinin üzerinde yüksek akım dalgalanması olması, dinamik çalışma sınırlarının dar olması gibi dezavantajları vardır.

Şekil 3.14'de prensip devre şeması ve akım/gerilim eğrileri verilmiştir. Şemada gösterilen ortak M noktasında gerilim yaklaşık $V_i/2$ kadardır. (C1 ve C2 kondansatörleri eşit değerde seçilirler.) Transformatörün salınımı $+V_i/2$ ve $-V_i/2$ arasındadır. İleride anlatılacak puş-pul tipine göre, eşit giriş gerilimi ve eşit kollektör-emitör geriliminde, %50 daha az çıkışta güç verir. Fakat anahtarlama



Şekil 3.14. Yarım Köprü Çevirici Prensip Şeması ve Dalga Şekilleri.

transistörleri üzerindeki maksimum gerilim daha az olduğundan, düşük değerli transistörler bu tasarımda kullanılabilir.

Çevirici denklemleri :

$$V_o = V_i \quad (3.32)$$

$$V_{CEmax} = V_i \quad (3.33)$$

$$I_{Cmax} = \frac{1}{n} I_{Lmax} + i_{m1} \quad (i_{m1} = \text{mıknatıslanma akımı}) \quad (3.34)$$

$$i_{m1} = \frac{nV_o}{L_1} T \quad (3.35)$$

3.3.3. Tam Köprü (Full Bridge) Çeviriciler

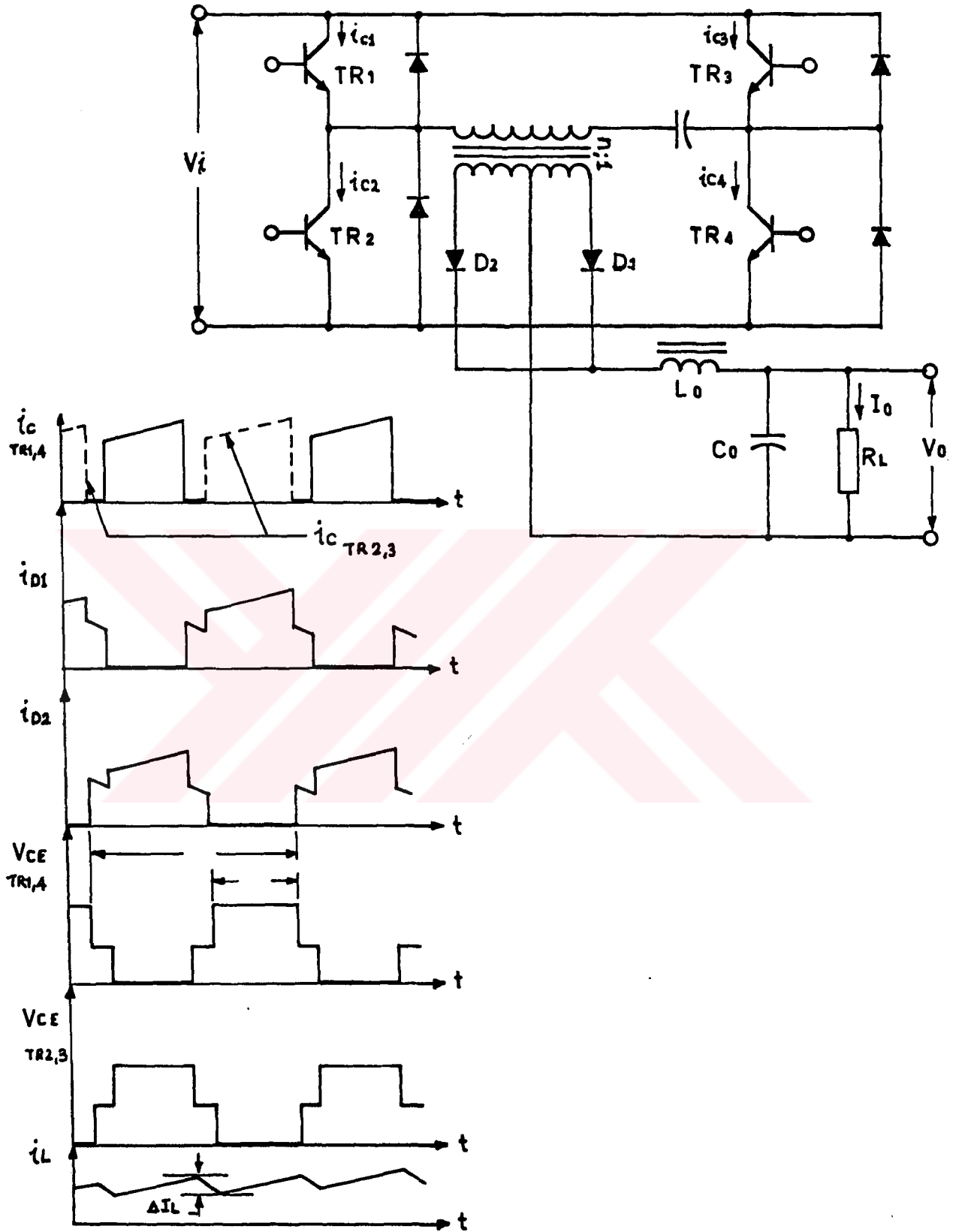
Bu tip çeviriciler genelde yüksek güç istendiğinde, transistörlerdeki gerilmeyi (stress) azaltmak için kullanılır. Tasarımlarının basit olması, trafodan doyuma ulaşmadan yüksek güç elde edilmesi, toprak yalıtımı, birden fazla çıkış sağlanması avantajları olarak sayılabilir. Kollektör akımı (i_C) çıkışa göre $1/n$ oranında azaltılmıştır. Yüksek güçlerde yarım dalga düzenleyicilere tercih edilirler.

Geçici tepkisinin kötülüğü, fazla eleman kullanılması dinamik bölgesinin sınırlı olması ve baz sürme devrelerinin karmaşık olması dezavantajlarıdır. Şekil 3.15'de devre şeması ve akım/gerilim eğrileri verilmiştir.

Çevirici denklemleri :

$$V_o = 2 \frac{V_i}{n} \quad (3.36)$$

$$V_{CEmax} = V_i \quad (3.37)$$



Şekil 3.15. Tam Köprü Çevirici Şeması ve Akım/Gerilim Dalga Şekilleri.

3.3.4. Puş-Pul (Push-Pull) Düzenleyiciler

Giriş gerilimi (V_i) düşük olduğu zaman en iyi çeviricidir. Transformatörün maksimum aralıkta kullanılabilmesi, tasarımının nispeten kolaylığı avantajlarıdır.

Fazla eleman kullanımı, transistörleri sıralı iletimde tutma güçlüğü, transformatör tasarımının güçlüğü, salınım aralığının darlığı (low dynamic range) dezavantajları olarak sayılabilir. Devre şeması ve akım/gerilim eğrileri Şekil 3.16'da verilmiştir.

Çevirici denklemleri :

$$V_o = 2 \frac{V_i}{n} \quad (3.38)$$

$$I_o = \frac{n}{2} (I_{Lmax} + I_{Lmin}) \quad (3.39)$$

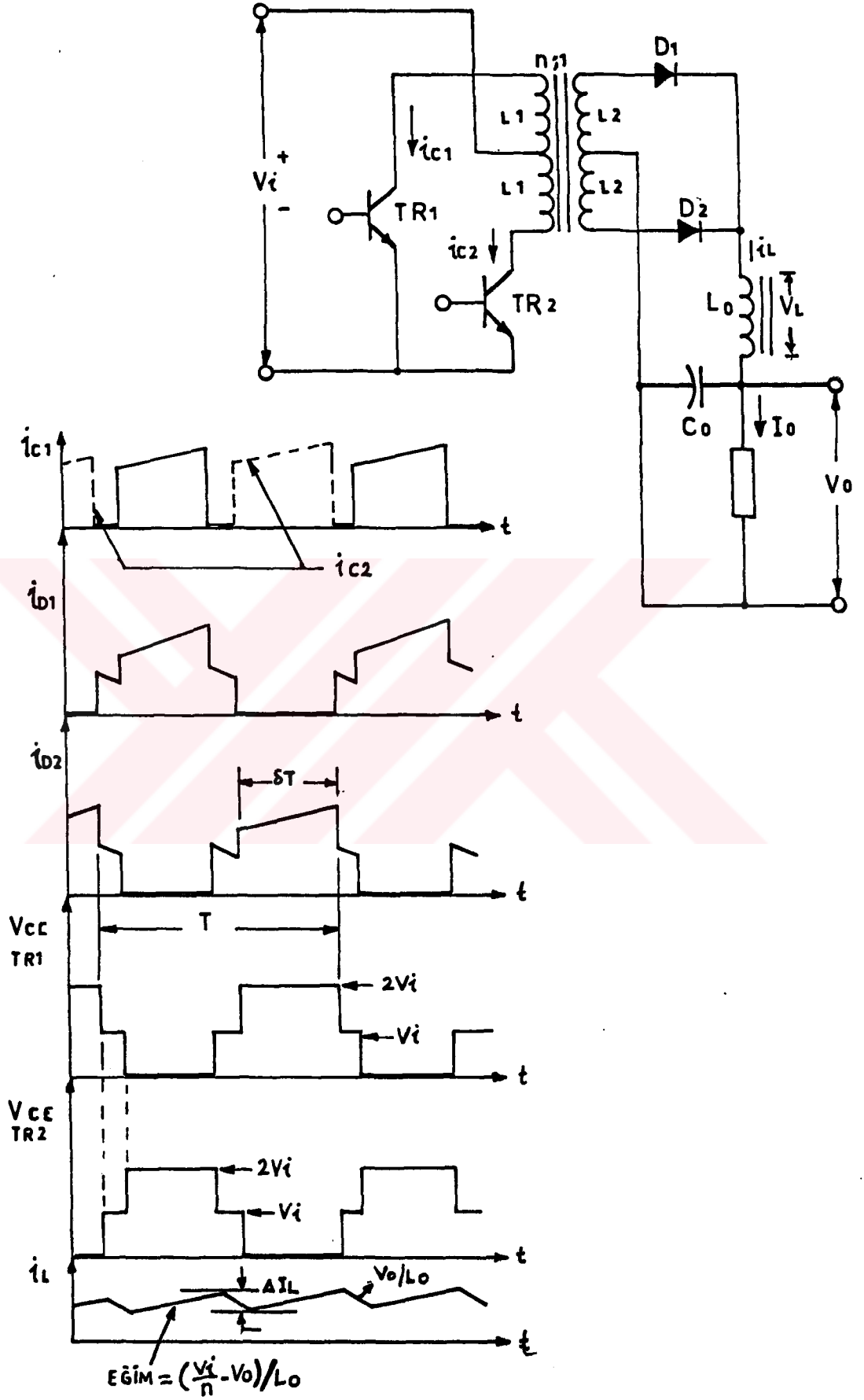
$$I_{Cmax} = \frac{I_{Lmax}}{n} + \frac{nV_o T}{4L_n} \quad (3.40)$$

$$V_{CEmax} = 2 V_i \quad (3.41)$$

0.5 (iletim aralığının periyodun yarısından küçük olması her iki transistörün aynı anda iletimde olmasını önlemek için gereklidir.)

3.3.5. İleri (Forward) Çeviriciler

Tasarımımızda bu tip çevirici kullanılmıştır. Bu tipin seçilmesinin sebebi çıkış gürültüsünün düşük olmasıdır. Tasarım koşulları kısmında belirtildiği gibi, haberleşme ortamında gürültünün önemi büyüktür. Günümüzde piyasada mevcut güç transistörleri ile, bu tip çeviricilerle 2 kW'lık anahtarlamalı güç kaynakları tasarlamak zor değildir. İleri çeviriciler teknolojiye en yaygın kullanılan tiptir. Bu tip çevirici tasarım konusu olduğu için , geniş şekilde anlatılacak ve tasarım için gerekli bütün denklemler verilecektir. Transformatör ve şok bobini (çıkış endüktansı)



Şekil 3.16. Puş-Pul Düzenleyici Şeması ve Akım/Gerilim Dalga Şekilleri.

hesapları bölümün sonunda tasarım örneğimiz için verilecektir.

a. Devrenin Çalışması

Şekil 3.17'de devrenin şeması ve akım/gerilim eğrileri verilmiştir. Anahtarlama transistörü TR1 iletimde iken, D1 doğrultucu diyodu da iletimdedir. Bu zaman diliminde transformatörden aktarılan enerji çıkış endüktansını doldururken yüke de gerekli olan akımı verir. TR1 kesime girdiğinde, transformatör sekonderinde ters polaritede oluşan gerilim D1 diyodunu kesime sokarken D2 diyodu da iletime geçmeye başlar. Bu zaman diliminde L_o çıkış bobini, D2 üzerinden çıkışa akım vermeye devam eder. Böylelikle çıkışta kesintisiz akım elde edilir. C_o çıkış kondansatörü transistörün anahtarlanmasından kaynaklanan dalgalanmayı süzer. Ters mıknatıslama (demagnetizing) diyodu D3, transistör kesimde iken trafodaki manyetik enerjiyi tekrar girişteki kaynağa aktarır. Böylece transistörün kollektör-emitör arasında oluşan en yüksek gerilim $2V_i$ ile sınırlanır. Transformatörün gerilim-zaman (V-saniye) çarpımının bir anahtarlama periyodunda sıfırdan farklı olmasını önlemek, yani trafonun doyum sınırına ulaşmasını engellemek için devrenin çalışma sıklığını (duty cycle) 0.5'in altında sınırlamak şarttır. Eğer D3 diyodunun bağlı olduğu ters mıknatıslama sargısının sarım sayısı primere göre düşük tutulursa, (bizim tasarımı-mızda eşit tutulmuştur) çalışma sıklığı 0.5'den daha yüksek olabilir. Fakat bu durumda maksimum kollektör gerilimi daha yüksek oluşur. Bu sebepten genelde primer sargısı ve ters mıknatıslama sargısı eşit tutulur. [1]

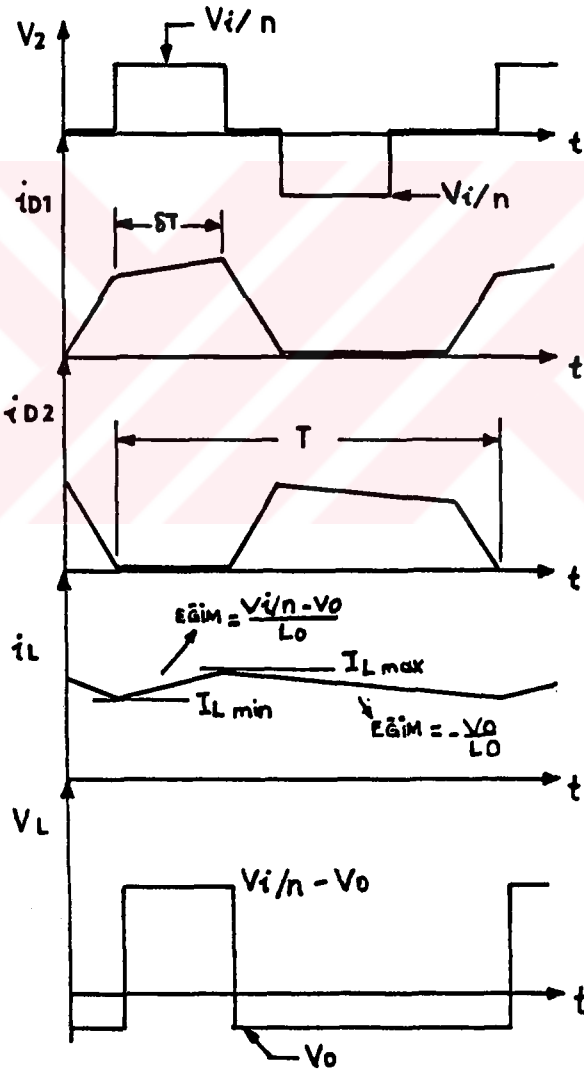
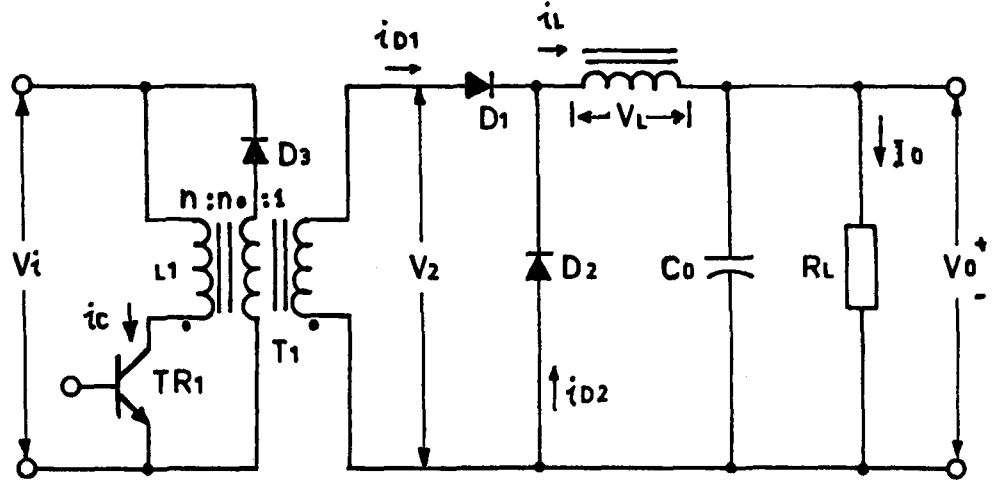
b. Kesintisiz Çıkış Bobini Akımı

Bobin geriliminin (V_L) dalga şeklinde görüldüğü gibi

$$\left(\frac{V_i}{n} - V_o \right) \delta T = V_o (1 - \delta) T \quad (3.42)$$

yazılabilir.

$$\delta T + (1 - \delta) T = T = \text{Devrenin çalışma periyodu}$$



Şekil 3.17. İleri Yönde Çevirici Şeması ve Dalga Şekilleri.

buradan

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

elde edilir.

$$V_N = n \frac{V_o}{V_i} \quad \text{dersek } V_N = \delta \quad (3.44)$$

olur.

$$\begin{aligned} I_o &= \frac{n}{2} (I_{Lmax} + I_{Lmin}) = I_{Lmax} - I_{ob} = \\ &= I_{Lmin} + I_{ob} \end{aligned} \quad (3.45)$$

$$I_{ob} = \frac{I_{Lmax} - I_{Lmin}}{2} \quad (3.46)$$

Transistörün iletimde olduğu δT süresince V_i giriş geriliminin sabit olduğunu kabul edersek (pratikte böyledir), mıknatıs-lama akımı (I_{m1}) tepe değerine doğrusal bir şekilde yükselir.

$$I_{m1max} = \frac{\delta T V_i}{L_1} \quad (3.47)$$

Bu durumda transistörün kollektöründeki en yüksek akım

$$I_{Cmax} = \frac{I_{Lmax}}{n} + \frac{\delta T V_i}{L_1} \quad (3.48)$$

$$I_{Lmax} = I_o + \frac{\delta}{2} (1 - \delta) \left(\frac{V_i T}{n L_o} \right) \quad (3.49)$$

$$V_{CEmax} = 2 V_i \quad (3.50)$$

$$I_{ob} = \frac{\delta}{2} (1 - \delta) \frac{V_i T}{n L_o} \quad (3.51)$$

c. Transformatör Hesabı

Bu bölümde AGK'da kullanılan trafo ve çıkış bobininin hesabı verilmiştir. Trafonun hesabında önce trafoda kullanılacak çekirdeğin hacmini belirlemek gerekir.[2]

$$L_1 = \lambda n^2 L_0 \quad (3.52)$$

dersek, transistör kollektör akımı, çekirdek hacmi ve çekirdek ve bakır kayıplarını kabul edilebilir sınırlar içinde tutmak için λ değerinin 2-6 arasında olması gerekir.

$$\text{Çekirdek Hacmi} = V_e \geq 0.007 P_o T / \lambda \quad (3.53)$$

denkleminin sağlanması gerekir. Bizim örneğimizde $P_o = 1000$ Watt, $T = 40$ us ve $\lambda = 2$ için $V_e \geq 14000 \text{ mm}^3$ olmalıdır. Buna en uygun çekirdek ferit malzemeden yapılmış UI şeklinde 93/104/30 mm boyutlarında toplam 20000 mm^3 hacimli bir çekirdek seçilmiştir. Tasarımın bundan sonrası elektriksel parametrelere bağlıdır.

AC giriş gerilimi çalışma sınırları : 176 - 264 V_{eff}

Çalışma frekansı : 25 kHz

Çıkış gerilimi : 57 V nominal, 43-63 V arası ayarlanabilir

Çıkış akımı : 15 A nominal, 16.5 maks. kısa devre akımı

Maksimum çalışma sıklığı : 0.45

Bu koşullar altında transformatörün tasarımı aşağıda verilmiştir.

$$\text{İlkel (preliminary) sarım sayısı} : n = \frac{\delta_{\text{emax}} V_{\text{imin}}}{V_{\text{omax}} + V_F + V_R} \quad (3.54)$$

Burada δ_{emax} = maksimum efektif çalışma sıklığı

δ_{emax} , çalışma frekansına, sarım oranına, maksimum yük akımına, transformatörün sızma endüktansına ve çıkış diyotları ile transformatörün sekonderi arasında bağlantıyı sağlayan kabloların endüktansına bağlıdır. Yani

$$\delta_{emax} = \delta_{max} - f n I_o 1.2 \times 10^{-9} \quad (3.55)$$

V_{imin} : Trafonun primerine uygulanan minimum gerilim seviyesi

$V_{imin} = (2 \times 176) - (\text{Giriş köprü doğrultucu gerilim düşümü} + \text{Kablolardaki yaklaşık gerilim düşümü} + \text{anahtarlama elemanı üzerindeki gerilim düşümü})$

$$V_{imin} = 240 \text{ V DC}$$

$$V_{omax} : \text{Maksimum çıkış gerilimi} = 63 \text{ V DC}$$

İlk değer olarak $\delta_{emax} = 0.45$ kabul ederek

$$n = \frac{0.45 \times 240}{63+2.5+1.5} = 1.61$$

olarak bulunur.

(3.54) ve (3.55) denklemlerinden iterasyon yoluyla

$$n = 1.57 \text{ ve } \delta_{emax} = 0.44$$

olarak bulunur.

Sekonderin minimum sarım sayısı :

$$N_{2min} = \frac{\delta_{emax} V_{imin}}{2 A_{cpmin} B_{accp} f n} \quad (3.56)$$

Burada A_{cpmin} = Çekirdeğin min. yüzey kesit alanı = 780 mm^2

B_{accp} = Maksimum akı yoğunluğu = 0.32 Tesla

Çeviricinin topolojisinden dolayı $B_{accp} = 0.16$ Tesla alınmalıdır.

Ani yük değişimlerinde çekirdekte oluşacak manyetik akı yoğunluğu değişikliklerinin cihazın performansını etkilememesi için $A = 1.7$ geçici hal faktörü gözönüne alınır. Sonuç olarak

$$B_{accp} = 0.16 / 1.72 = 93 \text{ mTesla}$$

elde edilir.

$$N_2 = \frac{0.44 \times 240}{2 \times 780 \times 10^{-6} \times 0.093 \times 25 \times 10^3 \times 1.57} = 18.34 = 18 \text{ tur}$$

Primer sarım sayısı:

$$N_1 = n N_2 = 1.57 \times 18 = 28 \text{ tur}$$

Daha önce belirtildiği gibi anahtarlama elemanın iletimde olduğu sürede transformatörde depo edilen manyetik enerji fazlasının periyodun kalan süresinde atılması gerekir. Aksi takdirde trafo çekirdeği doyuma gider. Bu durumda çekirdekte doyum olmayacak şekilde müsaade edilen maksimum çalışma sıklığı

$$f_{max} < \frac{N_1}{N_1 + N_3} \quad (3.57)$$

ve anahtarlama elemanının maruz kalacağı maksimum gerilim

$$V_{CEmax} = V_{imax} \frac{N_1 + N_3}{N_3} \quad (3.58)$$

olarak belirlenir. (3.57) ve (3.58) eşitliklerinden görüleceği gibi N_3 için optimum tur sayısı $N_3 = N_1$ dir.

Sonuç olarak trafonun sarım sayıları : $N_1 = N_3 = 28$ tur
ve $N_2 = 18$ tur

Primer sargı endüktansı :

$$L_1 = \mu_0 \mu_a A_e \frac{N_1^2}{l_e} \quad (3.59)$$

Burada $\mu_0 = 4 \pi \times 10^{-7} \text{ H/m}$

$$\mu_a = 1200$$

$$A_e = 780 \text{ mm}^2$$

$$l_e = 254 \text{ mm}$$

Buradan $L_1 = 3.6 \text{ mH}$ bulunur. Maksimum mıknatıslanma akımı

$$I_{\text{max}} = \frac{\delta_{\text{emax}} V_{\text{imin}}}{L_1} \quad (3.60)$$
$$= 1.5 \text{ A} \quad (\text{Tam yükün \%10'u})$$

Transformatördeki sızıntı akı yoğunluğunu ve Eddy akımı kayıplarını azaltmak için "Sandviç" sarım tekniği uygulanmıştır.

d. Çıkış Endüktansı (Bkz.3,4)

Çıkış katında kullanılan şok bobininin iki amacı vardır:

1. Çıkış gerilim kontrolüne imkan sağlamak (regulation)
2. Çıkış akımını düzeltmek ve dolayısıyla çıkış gerilimindeki dalgalanmayı azaltmak.

Anahtarlama elemanının kesimde olduğu sürede şok bobini serbest döngü diyodu (D2) üzerinden yüke gereken akımı sağlar. Eğer şok bobininin endüktansı yetersiz kalırsa, depo edebileceği manyetik enerji miktarı da az olacağından dalgalanma artar. Dalgalanma akımının en yüksek olduğu durum, çeviricinin maksimum giriş gerilimi ile çalışma durumudur. Bu durumda çalışma sıklığı değeri $f_{\text{min}} = 0.28$ 'dir. Buradan şok endüktansının müsaade edilen minimum değeri

$$L_{\text{omin}} = \frac{\delta_{\text{min}}}{2} (1 - \delta_{\text{min}}) \left(\frac{V_{\text{imax}} T}{n T} \right) \quad (3.61)$$

Burada $V_{\text{imax}} = 365 \text{ V DC}$

$$L_{\text{omin}} = 65 \text{ uH}$$

bulunur.

L_{omin} değeri sadece sabit bir yük için geçerlidir. Yük değişikliklerini göz önüne alırsak, yük çıkış endüktansının değeri minimum

değerden çok fazla çıkacaktır. $L_o = \epsilon L_{omin}$, ϵ = sabit kabul edilir.

$$I_{ob} = \frac{\delta_{min}}{2} (1 - \delta_{min}) \left(\frac{V_{imax} T}{n L_o} \right) \quad (3.62)$$

$L_o = \epsilon L_{omin}$ eşitliğini (3.61) no'lu eşitlikte yerine koyarsak

$$I_o = \epsilon \frac{\delta_{min}}{2} (1 - \delta_{min}) \left(\frac{V_{imax} T}{n L_o} \right) \quad (3.63)$$

(3.62) ve (3.63) no'lu eşitliklerden

$$I_o = \epsilon I_{ob} \quad (3.64)$$

bulunur. Şok akımının tepe değeri

$$I_{Lmax} = (1 + 1/\epsilon) I_o \quad (3.65)$$

ve tepeden tepeden endüktans dalgalanma akımı

$$I_{LT} = 2 I_o / \epsilon \quad (3.66)$$

Diğer taraftan şokun endüktans değeri L_o , cihazın cevap zamanını belirler ve bu zaman ile doğru orantılıdır.

$$t_T = \epsilon T \quad (3.67)$$

Yukarıdaki parametreler dışında şok bobininin büyüklüğü bakır ve çekirdek kayıpları da ile ilintilidir. V_e , P_{Cu} , P_c ile arasındaki ilişki aşağıda verilmiştir ,

$$V_e = \frac{u_o u_e L_{omin} I_o^2}{B_{max}^2} (2 + \epsilon + 1/\epsilon) \quad (3.68)$$

Burada u_e efektif bağıl geçirgenlik (effective relative permeability)

$$P_{Cu} \propto \frac{\epsilon}{(\epsilon + 2 + 1/\epsilon)^{2/3}} \quad (3.69)$$

$$P_c \propto (\epsilon + 2 + n/\epsilon) (1 + \epsilon)^{2.5} \quad (3.70)$$

(3.62) den (3.70) e kadar olan eşitlikler göz önüne alındığında optimum değerinin 10-15 olduğu gözlenecektir.

Çekirdeğin manyetik özellikleri:

$$l_e = 254 \text{ mm}$$

$$A_e = 780 \text{ mm}^2$$

$$V_e = 200000 \text{ mm}^3$$

$$B_{\max} = 0.32 \text{ Tesla}$$

$$= 10$$

kabul ederek (3.68) no'lu eşitlikten

$$u_e = 92.5$$

bulunur.

$$L_o = L_{\min} = 10 \times 65 = 650 \text{ uH}$$

$$\text{Tur sayısı} = N = \sqrt{\frac{L_o l_e}{u_o u_e A_e}} \quad (3.71)$$

$$N = 42.6 \quad N = 43 \text{ tur bulunur.}$$

Gereken hava aralığı:

$$\Delta = l_e / u_e \quad (3.72)$$

$$\Delta = 254 / 92.5 = 2.74 \text{ mm}$$

olarak bulunur. [5]

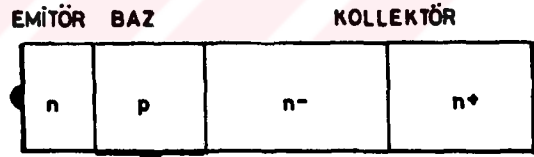
B Ö L Ü M IV

ANAHTARLAMA TRANSİSTÖRLERİ

AGK'larda anahtarlama elemanı olarak daima transistör kullanılır. Teknolojik gelişmeler sayesinde bugün piyasada çok güçlü ve hızlı transistörler bulmak mümkündür. Her geçen gün bunlara daha gelişmişleri eklenmektedir. Son zamanlarda, güç MOSFET transistörleri eski bipolar transistörlerin yerini almaya başladı. Bu bölümde bipolar ve MOSFET anahtarlama güç transistörlerinin yapısı kısaca incelenecektir. Detaylı bilgi Ek'teki kaynaklarda mevcuttur. [6,7]

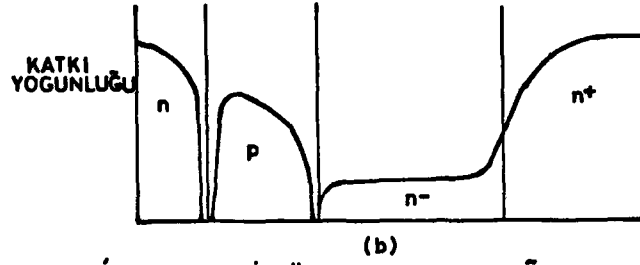
4.1. Yüksek Gerilim Bipolar Anahtarlama Transistörleri

Üç defa difüzyona uğramış yüksek gerilim, npn bir anahtarlama transistörünün basit yapısı Şekil 4.1'de verilmiştir.



ŞEKİL 4.1 BİPOLAR BİR YÜKSEK-GERİLİM TRANSİSTÖRÜNÜN ŞEMATİK YAPIMI.

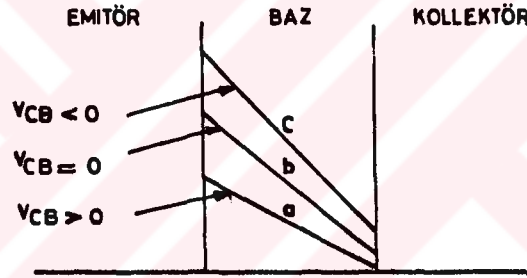
Yüksek bir delinme gerilimi elde etmek için, transistörün kollektöründe kalın yüksek dirençli bir bölge (n^-) oluşturulur. Bu düşük delinme gerilimli transistörlerle, yüksek gerilimler arasındaki temel yapısal farktır. Düşük gerilimli transistörlerde yüksek direnç bölgesi yoktur. Kollektör geriliminin yoğunluğu burada düşer. Yüksek direnç bölgesinin kalınlığı transistörün delinme gerilimi ile doğru orantılı olarak değişir. Şekil 4.2'de transistörün katkı yoğunluk profili verilmiştir. Transistörün iyi anahtarlama yapabilmesi için iletme geçişte yapısında düşük doyum gerilimi sağlayacak değişiklik olmalıdır. Bunun bir yolu baza fazla miktarda



ŞEKİL 4.2 TRANSİSTÖR KATKI YOGUNLUĞU DAĞILIMI.

taşıyıcı enjekte etmektir. Böylelikle yüksek dirençli bölge taşıyıcılarla doldurulur. Buna kollektör modülasyonu denir.

Şekil 4.3'de bir alçak gerilim transistörünün aktif ($V_{CB} = 0$) ve doyum halinde tek boyutlu yük-kontrol şeması verilmiştir.



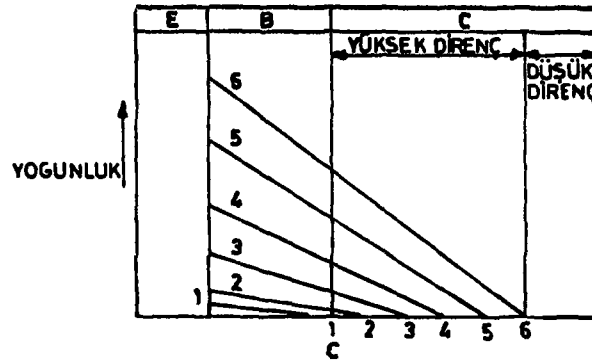
ŞEKİL:4.3 ALÇAK GERİLİM TRANSİSTÖRÜ YÜK KONTROL YAPISI.

Kollektör jonksiyonundaki serbest yük taşıyıcı dağılımının eğimi, kollektör akım yoğunluğu yani kollektör akımı ile doğru orantılıdır.

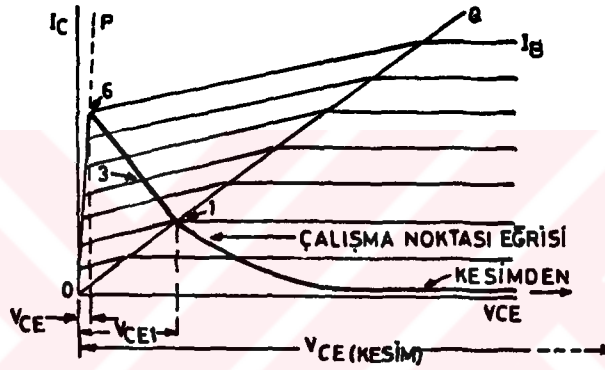
4.1.1. İletime Geçiş (Turn-On)

Şekil 4.4'de bir yüksek gerilim transistörünün ilettime geçiş anındaki taşıyıcı yoğunluk profili verilmiştir. Şekil 4.4'de yüksek gerilim transistörünün ilettime geçiş anında, bazdan enjekte edilen taşıyıcıların kollektöre doğru dağılımları ve yüksek dirençli kollektör bölgesini kaplayışları gösterilmiştir.

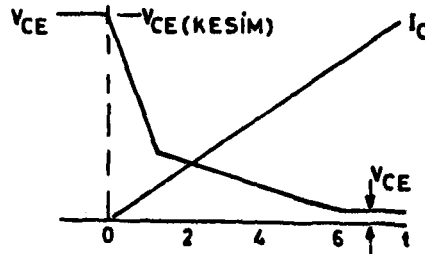
Şekil 4.5'de ise V_{CE} ve I_C dalga şekilleri verilmiştir.



ŞEKİL 4.4 YÜKSEK GERİLİM TRANSİSTÖRÜNÜN İLETİME GEÇİŞTE YÜK YOGUNLUĞU DAĞILIMI



ŞEKİL 4.5 İLETİME GEÇİŞ EĞRİSİ

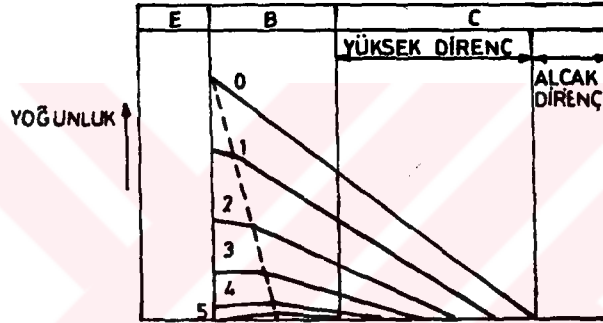


ŞEKİL 4.6 İLETİM GEÇİŞ DALGA ŞEKLİ

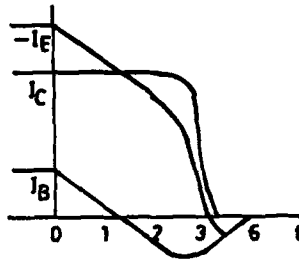
V_{CE} eğrisindeki dirsek noktası, dinamik doyum noktasıdır. İletime tam geçiş anı olan, Şekil 4.4'deki 6 no'lu çizgide artık emitör enjeksiyon noktasına erişilmiştir. Kesimden bu ana kadar geçen süre, iletme geçiş süresidir. Bu süre baza uygulanan akım eğrisinin çabuk yükselişine ve genliğine bağlıdır.

4.1.2. Kesime Geçiş (Turn-Off)

Bir yüksek gerilim transistörünün doyum yoğunluk eğrisi Şekil 4.7'de (0) çizgisidir. Baz akımı I_B azalırken, I_C kollektör akımı bir süre sabit kalır, bazdaki bu azalma I_E (emitör akımı) deki azalma ile karşılanır. Şekil 4.8'de bu eğriler gösterilmiştir. Kollektör bölgesindeki fazla taşıyıcılar Şekil 4.7'de görüldüğü gibi (0) noktasından itibaren azalır. Bu arada yüksek dirençli bölge genişliği büyüdükçe V_{CE} gerilimi yükselir. [10]



ŞEKİL 4.7 KESİME GEÇİŞTE YÜK YOĞUNLUĞU.



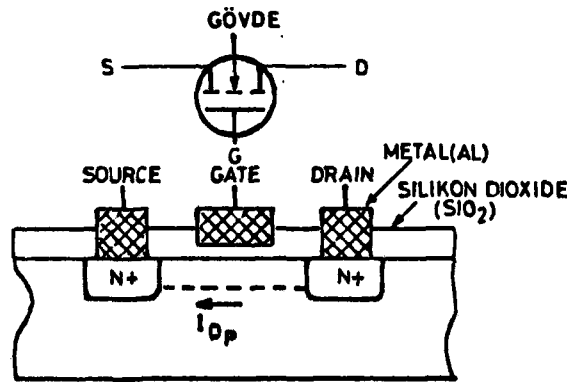
ŞEKİL 4.8 KESİM DALGA ŞEKİLLERİ

Baz kontrollu kesime geçişte önemli bir ikilem vardır. Eğer yüksek gerilim bipolar transistör doyumdan kesime çabuk geçirilirse anahtarlama kayıpları az olur. Fakat taşıyıcının belirli bir noktada yoğunlaşmasından (hot spot) ikincil bozulma (secondary breakdown) oluşabilir. Yavaş kesime geçişte ise anahtarlama kayıpları yüksektir. Tasarımda bu sebepten emitör anahtarlama devresi kullanılmıştır. Bu konu ilerdeki bölümlerde daha geniş açıklanacaktır.

4.2. MOSFET Anahtarlama Transistörleri

Bugünün yüksek gerilim MOSFET transistörleri n kanallı, güçlendirilmiş modlu (enhancement mode), ikili difüzyona uğramış, silikon metal oksitli, alan etkili transistörlerdir. Bipolar transistörlerle anahtarlama açısından aynı işi yaparlar. Tek fark, bipolar transistörler akım kontrolü, MOSFET'ler ise gerilim kontrolü ile anahtarlama yaparlar. Giriş empedanslarının yüksekliği, çoğunluk taşıyıcısı olması nedeniyle depolama zamanının (storage time) olmaması ve ikincil bozulma (secondary breakdown) tehlikesinin olmaması tercih nedenleridir. [8]

Şekil 4.9'da bir MOSFET transistörün kesit yapısı ve sembolü gösterilmiştir.



ŞEKİL:4.9 MOSFET TRANSİSTÖRÜ KESİT YAPISI VE SEMBOLÜ

Gate'e (G) elektriksel kutuplama uygulanmadığından, drain (D) ve source (S) arasında hiçbir yönde akım iletimi yoktur. G'e pozitif kutuplama (S'ye göre) uygulandığında, P-epitaksiyel bölgesinde (D-S arasında) elektronların serbestçe hareket edebileceği bir kanal oluşur ve D-S arasında akım akmaya başlar. Kutuplama gittiğinde kanal ortadan kalkar.

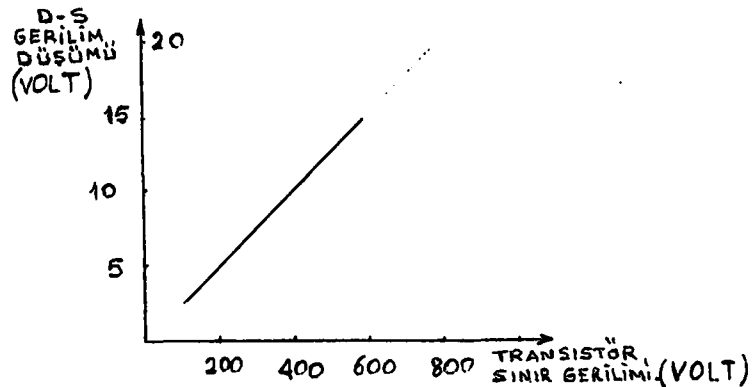
MOSFET'in avantajları:

1. G'den iletimde hiçbir akım çekilmez. İletime sokmak için küçük G-S arasındaki oksit kondansatörünün doldurulması yeterlidir.

2. D-S arasındaki kanal oluşur oluşmaz, elektronlar hızla akmaya başlar. Kanal derinliği G'ye uygulanan gerilime bağlıdır. Gerilim kalktığında kanal ortadan kalkar, dolayısıyla depolama zamanı diye birşey yoktur. Bundan dolayı MOSFET'ler çok hızlı anahtarlama yapabilirler.

4.3. Bipolar + MOSFET (BIMOS)

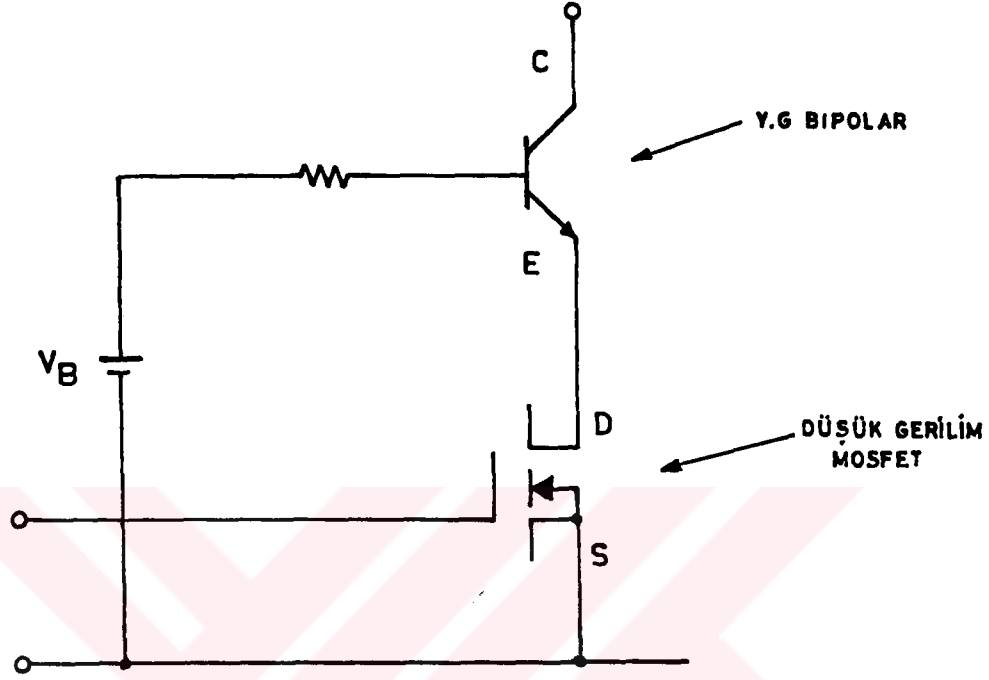
MOSFET anahtarlama elemanlarının önemli bir dezavantajları vardır. Çalışma gerilimi yükseldikçe D-S arasında iletimde düşen gerilim artar. Şekil 4.10'da bu eğri verilmiştir. Bu yüzden 500 V'un üstünde, bugünkü teknoloji ile, anahtarlama elemanı olarak kullanımı uygun değildir.



ŞEKİL 4.10 MOSFET TRANSİSTÖRLERDE SINIR GERİLİMİNE GÖRE İLETİMDE D-S GERİLİMİ DÜŞÜMÜ.

Direk şebekeden çalışan AGK'larında anahtarlama gerilimi 500 V'un üzerindedir. Tasarımda BIMOS diye adlandırılan ve bir yüksek gerilim transistör ile düşük gerilimli bir MOSFET'in seri bağlanmasından

oluşan bir yapı kullanıldı. Şekil 4.11'de bu yapı gösterilmiştir.



ŞEKİL 4.11 BİMOS

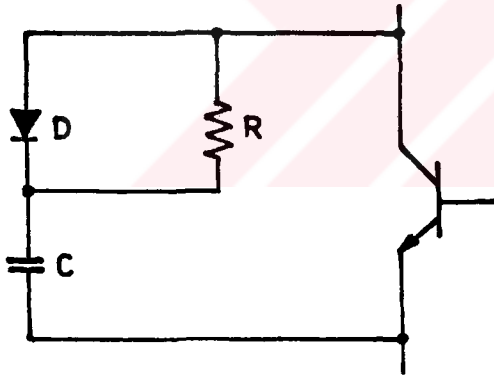
Böylece MOSFET'in kolay sürme ve yüksek hız özellikleri ile bipolarların yüksek gerilimde çalışabilme özellikleri birleştirilmiştir. (Tasarımda MOSFET olarak BUZ-11 ve yüksek gerilim bipolar transistörü olarak 2N6547 kullanılmıştır.) Bipolar transistör emitörden anahtarlendiği için depolama zamanı azalmış ve ikincil delinme (secondary breakdown) tehlikesi tamamen ortadan kalkmıştır. [6,10]

Tasarımda kullanılan 2N6547 transistörü bazdan anahtarlendiğinde (10 A/650 V kollektör çalışma değerlerinde) anahtarlama zamanı 2 ve 4 mikrosaniye arasında değişirken, BiMOS yapısında emitörden anahtarlendiğinde, bu zaman 180-1000 nano saniye arasında değişir. Sonuç olarak anahtarlama hızında büyük bir artış elde edilmiştir. Ayrıca bipolar transistörün delinme gerilim sınırı en yüksek değerine ulaşmıştır. Çünkü bir bipolar transistörün en yüksek dayanma gerilimi V_{CB0} (emitör açık iken kollektör baz arasında maksimum dayanma gerilimi) dur. BiMOS yapısında transistör, emitörden anahtarlendiğinden, kollektör gerilimi emitör açık devre olduğunda, kollektör baz arasına

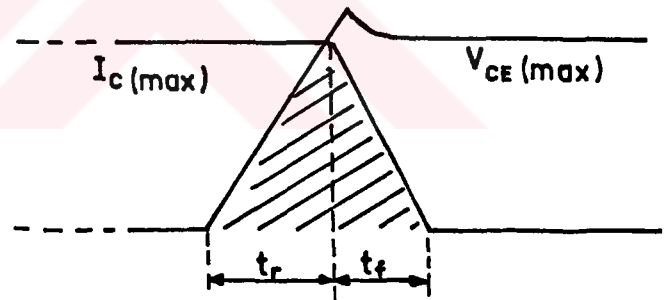
uygulanmış olur. $(V_{CE0} = V_{CBO} \sqrt[n]{\frac{1}{h_{fe}}})$, h_{fe} = transistör akım kazancı, V_{CE0} = baz açık iken kollektör emitör arasındaki maksimum dayanma gerilimidir. Kaynaklarda bu konu ile ilgili geniş bilgi vardır.

4.4. Kesim Enerji Snubber Devresi

Anahtarlama transistörü kesime giderken, anahtarlama hızına bağlı olarak (özellikle endüktif devrelerin anahtarlama sırasında) kollektörde oluşan yüksek gerilimi, transistörü korumak için sınırlamak gerekir. Bu işlem snubber devreleri ile yapılır. Şekil 4.12'de tasarımda kullanılan snubber devresinin şeması verilmiştir.



ŞEKİL 4.12
SNUBBER DEVRESİ



ŞEKİL 4.13
TRANSİSTÖR KESİM DALGA ŞEKLİ

Transistör iletimden çıkarken, V_{CE} geriliminin yükseliş hızına bağlı olarak kondansatöre akım akmaya başlar. Kondansatör doluşu yavaş olduğundan ($C \frac{dV_C}{dt} = i_C$) yumşak bir kesim elde edilir.

Transistörün iletim anında kondansatörde biriken yük R direnci üzerinden boşalır. Diyot (D) kondansatörün aniden değil, direnç üzerinden boşalmasını sağlamak içindir.

$$C_{\min} = \frac{I_{C\max} (t_{r\max} + t_{f\max})}{V_{CE\max}} \quad (4.1)$$

t_r : kesimde V_{CE} geriliminin yükselme zamanı (Şekil 4.13)

t_f : kesimde akımın düşme zamanı

$t_{on(\min)}$: transistörün minimum iletim zamanı

$$R_{\max} = \frac{t_{on(\min)}}{5C} \quad (4.2)$$

(4.2) denklemi ile kondansatörün transistörün minimum iletimi anında bile boşalması garanti edilir.

Tasarım örneğinde :

$$t_r = t_f = 100 \text{ ns}$$

$$V_{CE\max} = 350 \text{ V}$$

$$I_{C\max} = 12 \text{ A}$$

$$f = 25 \text{ kHz} \quad (\text{Anahtarlama frekansı})$$

$$t_{on} = 5 \text{ us}$$

(4.1) ve (4.2) denklemlerinden

$$C = 6.8 \text{ nF}$$

$$R = 150 \text{ ohm}$$

olarak bulunur.

B Ö L Ü M V

TASARLANAN DEVRENİN AÇIKLANMASI

Bu bölümde, başlangıçta sınırları verilen koşullara göre tasarlanan, bir birim haline getirilen devrenin açıklanması verilecektir. Güç kaynağının transformatör, çıkış bobini ve anahtarlama elemanı (BIMOS) ile ilgili ayrıntılı tasarım bilgileri daha önceki bölümlerde verilmişti. Güç kaynağının en önemli kısmı darbe genişliğini kontrol eden, koruma ve güç anahtarının sürülmesi gibi bütün önemli fonksiyonları gerçekleştiren merkezi devresi PWM tüm devresi (3524B) dir. Bu tüm devrenin yapısı ve fonksiyonları ayrı bir bölüm halinde incelenecektir. Devrenin geriye kalan kısımlarının sadece hangi fonksiyonları yaptıkları belirtilecek, ayrıntıya girilmeyecektir. Çünkü bunlar elektroniğin bilinen genel devreleridir. Bu tasarımda AGK'nın yardımcı devreleri olarak kullanılmışlardır.

Anahtarlama frekansı 25 kHz olan güç kaynağında iki baskılı devre kartı kullanılmıştır. Bunlardan üzerinde (3524B) PWM tüm devresi olan kontrol kartı, daha küçük olanı snubber ve baz sürme kartıdır. Trafolar, güç elemanları, ışıklı göstergeler cihazın metal gövdesine monte edilmişlerdir. Ayrıca anahtarlama elemanı için soğutucu kullanılmış ve cihazın metal gövdesinden soğutucu olarak da istifade edilmiştir. Devrenin çalışması şebeke gerilimi girişinden başlayarak doğru gerilim çıkışına kadar, kısımlara ayrılarak incelenecektir.

5.1. AC (Alternatif Gerilim) Giriş Devresi

Şebekeden gelen 220 V önce bir açma-kapama anahtarı (SW1)den geçtikten sonra, 10 A'lık bir sigortadan geçer. Hat filtresi (L2) şebekeden gelen veya AGK'dan şebekeye verilen yüksek frekanslı gürültüleri süzmek içindir. AC gerilim DM köprü diyodu ile tam dalga doğrultulup C3 kondansatörüne uygulanır. Şebeke gerilim kesildiğinde

veya güç kaynağı kapatıldığında C3 kondansatörü üzerindeki gerilim R1 direnci ile (bleeding resistance) emniyet açısından boşaltılır. R10 (6.8 ohm/50 watt) direnci, kalkış anında çekilen yüksek akımı (inrush current) sınırlar. R10 direnci güç kaynağı osilatörü çalıştıktan ve anahtarlama başladıktan sonra, kontrol kartı üzerindeki tristör (Q12) tarafından, güç kaynağı verimini artırmak için kısa devre edilir. T3 adaptör trafosu tristörün gate kontrolünü besleyen yardımcı doğru akım gerilim kaynağını sürer.

T6 adaptör trafosu ise kaynağın 15 volt beslemesini elde etmek için kullanılır.

T2 trafosu, AC şebeke geriliminin çalışma sınırları içerisinde (176-264) oluşunun kontrolü için örnekleme sağlar. Daha sonra U2 tüm devresi etrafında tasarlanan bir pencere karşılaştırıcısı (window comparator) tarafından bu örnekleme mantık seviyesine çevrilir. Şebeke gerilimi çalışma sınırlarının dışına çıktığında, güç kaynağı osilatörü susturulur. (U5 3524B PWM tüm devresinin 9 no'lu kompanzasyon bacağı toprağa çekilir). Gerilim tekrar normale döndüğünde, güç kaynağı yumuşak bir kalkış ile (soft start) (U5'in 9 no'lu bacağındaki gerilim yavaş yükselerek) tekrar normal çalışmaya döner.

5.2. Kontrol Devresi

Bir baskılı devre üzerine monte edilmiştir (Şekil 5.2). U4 tüm devresi etrafında tasarlanan devre, tristörün şebeke fazı ile eşzamanlı (senkronize) bir şekilde tetiklenmesini sağlar. Tristör, süresi gittikçe genişleyen darbe genişlikleri ile tetiklenir. C4 (100 uF) kondansatörünün dolmasından sonra devamlı iletimde kalır. (Tristörün tetiklenmesi T1 ana trafodan tek bir sargı ile alınan 25 kHz'lik işaretin doğrultulup gate'ye uygulanması ile de gerçekleştirilebilir.) Q7 ve Q3 transistörleri tristör tamamen ilettime geçene kadar, PWM osilatörünün çalışmasını engeller. Q5 ve Q6 transistörleri ile sürülen K1 rölesi, güç kaynağının her kapatılıp açılışında C4 kondansatörünün R60 (10 ohm) direnci ile boşaltılmasını sağlar. Böylece tristörün yumuşak ilettime geçişi garanti edilir.

Cihaz üzerindeki T4 akım trafosu (Şekil 5.1) 1/100 oranında

Q1 anahtarlama transistöründen geçen akımı örnekler. T4'ün sekonderi kontrol kartı üzerindeki D13 ve R25 (Şekil 5.2) den geçtikten sonra ikiye ayrılır. Bir kol bu akım karşılığı örnekleme gerilimini U3 karşılaştırıcı tüm devresine uygular. Karşılaştırıcı çıkışı kollektör akımı (I_C) 12 A'ın üstüne çıktığında ($I_C=12$ A, çıkış yükü rezistif yaklaşık 1 ohm'a kadar ki yüklerde anahtarlama transistörü kollektöründe oluşabilecek en yüksek akımdır) seviye değiştirir. Karşılaştırıcının seviye değişikliği (0'dan 15 V'a yükselişi) U1 (4538 tek kararlı (monostable)) osilatörünü tetikler. Osilatörün R3 ve C6 ile ayarlanan tetiklenme süresi yaklaşık 700 ms'dir ($T=0.7XR3XC6$). U1'in 10 no'lu bacağından 15 V olarak çıkan bu tetikleme işareti Q1 ters kutuplanmış transistörünü ilettime sokarak, U5 PWM tüm devresinin 9 no'lu kompanzasyon ucunu R2 ve D6 üzerinden toprağa çeker. Bu güç kaynağını 1 ohm'dan daha küçük yüklemelere ve aynı zamanda kısa devreye karşı korur. R2 potansiyometresi ile kısa devre anında çıkış akımı 15 A'ı geçmeyecek şekilde PWM tüm devre çıkışının çalışma sıklığı ayarlanır. Akım örnekleme işareti R28 ve R1+R21 dirençleri ile bölündükten sonra, ikinci bir koldan U5 PWM kontrol tüm devresinin 4 no'lu +CL akım sınırlama bacağına uygulanır. Böylelikle çıkışta 1 ohm'dan daha büyük aşırı yüklemelere karşı koruma sağlanır. R1 potansiyometresi ile güç kaynağının akım sınırlama değeri ayarlanır. PWM tüm devresinin +CL akım sınırlama girişi bir sonraki bölümde ayrıntılı olarak açıklanacaktır. U1 tüm devresinin komplimenter çıkışı (9 no'lu $\bar{Q}$ çıkışı) Q10 transistörünü sürerek, kısa devre durumunda cihazın ön panosundaki aşırı yükleme (overload) LED'ini yakar.[11]

PWM tüm devresinin 14 no'lu ayağından çıkan, çalışma sıklığı, çıkış gerilimi ve yüklemeye bağlı olarak değişen 25 kHz'lik kare dalga Q9 MOSFET sürücü transistörüne uygulanır. Q9 MOSFET'inin çıkışı, cihazın soğutucusu üzerine monte edilmiş Q2 anahtarlama MOSFET'ini süren sürücü trafoya uygulanır. Sürücü trafonun sekonderinden (5 ve 6 no'lu uçlar) elde edilen işaret, R74 ile C32 üzerinden anahtarlama MOSFET'inin gate'ine ulaşır.

WR1 tüm devresi (7815) +15 V'luk yardımcı gerilimi veren bir

seri çeviricidir.

Cihazın ön panosuna monte edilen P1 (2 kohm) potansiyometresi, PWM tüm devresinin 1 no'lu (INV.) ayağına gelen ve güç kaynağı çıkışından örneklenen hata işaretinin seviyesini ayarlamaya dolayısıyla da çıkış gerilimini ayarlamak için kullanılmıştır.

5.3. Snubber ve Baz Sürme Devresi

Devrenin bu kısmı küçük bir baskılı devre kartına ayrıca monte edilmiştir. Snubber devresi ve Q1 bipolar anahtarlama transistörünün (2N6547) baz akımını kontrol eden elemanlardan oluşur (Şekil 5.3).

Snubber devresi D9, C6 ve C5 paralel kondansatörlerinden oluşur. Snubber direncinin fiziksel boyutu büyük olduğundan cihazın şasisine monte edilmiştir (R6 ve R7 paralel 300 ohm, 50 watt). Bipolar anahtarlama transistörünün kesime geçişte kollektöründe gerilimin yükselişini (dV/dt) kontrol eder.[12]

T5 akım örnekleme trafosu primer 1 tur, sekonder 4 turdan oluşan bir akım trafosudur. Anahtarlama transistöründen iletimde geçen akım 1/4 oranında örneklenerek D10 diyodu üzerinden transistörün bazına uygulanır. Kullanılan transistörün kazancı minimum 5 olduğundan, trafonun tur oranı transistörü doyumda tutmak için yeterlidir. Bu devre ile oransal baz akım kontrolü gerçekleştirilmiş olur. Düşük yüklerde, bu sayede transistörün bazına lüzumsuz ve verimi düşüren fazla akım uygulanmamış olur. Genelde AGK'larda, bipolar transistörlerin bazları sabit akımla sürülürler ve yük akımı düşük dahi olsa, bazdan en fazla yükte transistörün doyumunu garanti edecek kadar akım akıtılır. Bu devre tasarımının önemli özelliklerinden birisini sağlar. D8 ve R1, cihaz ilk açıldığında transistörün iletime geçişini başlatmak içindir (start-up). D2, D10 ve R3-R10 devresi transistörün oransal iletime geçiş ve iletimden çabuk çıkışını (turn-on, turn-off) sağlar. D3 Zener diyodu gerilim sınırlaması için konulmuştur.[13]

5.4. PLM Kontrol Tüm Devresi

Bu iç için endüstride yaygın olarak kullanılan 3524 tüm devresinin geliştirilmişi olan 3524B seçilmiştir. Darbe genişliğine göre modüle edilmiş anahtarlamalı AGK'lar için bir kontrol devresidir. Bu tüm devre daha önceki tasarımlardan daha gelişkin elektriksel ve fonksiyonel özelliklere sahiptir. Yeni düşünceler ışığında devre tasarım teknikleri ve en uygun kontrol mimarisi, gelişmiş bir referans kesinliği, elverişsiz besleme gerilimine karşı koruma, anahtarlama dan doğan istenmeyen çıkış geçiş gürültüsünün (glitches) yok edilmesi, gelişmiş akım sınırlaması ve çıkış transistörlerinden daha yüksek gerilim ve akım çekebilme özellikleri vardır.

5.4.1. Giriş

1976 yılında ilk kontrol tüm devresinin anahtarlamalı güç kaynaklarına konulmasından ve bunu takiben yüksek verimli düzenleyici tasarımlarında temel yapı elemanı olarak geniş bir kabul görmesinden sonra, yarıiletken endüstrisi kendisini gelişmiş bir cihazı tanımlamaya kalkışmak gibi bir güçlük buldu. Diğer taraftan, ilk olarak kullanıma sunulan yapılar, oldukça basit ve ayrıntısız olmasından dolayı, nitelikleri çoğu anahtarlayıcının sahip olması gereken özelliklerle karşılaştırıldığında epeyce eksik idi. Bunun sonucu olarak geliştirilmiş referans kesinliğine sahip, düzensiz veya dalgalanan besleme gerilimlerine karşı korumalı, geliştirilmiş akım sınırlama devreli, hata azaltıcı mantığı ve benzeri diğer özelliklere sahip olan yeni ve daha karmaşık kontrol tüm devreleri imal edilmeye başlandı. Öte yandan, yeni kontrol tüm devreleri, ilk defa havacılık ve uzay tasarımcıları tarafından yüksek performansla sahip çok karmaşık güç kaynakları için, daha sonra da büyük bilgisayar imalatçıları tarafından kabul gördü.

Burada tanımlanan ve tasarımda kullanılan 3524B tüm devresinin blok şeması şekil 5.4'te verilmiştir.

5.4.2. Tüm Devrenin Fonksiyonları

+ %1 hassasiyete ayarlı tam 5 V'luk bir referans düzenleyici devreye standart bir gerilim sağlar. Aynı zamanda besleme gerilimindeki dalgalanmalardan kaynaklanan bozucu etkileri yok ederek iç kontrol devrelerinin pek çoğunu da besler. Yüksek kazançlı bir hata yükselteci, referans gerilimini anahtarlama besleme kaynağının çıkışı ile karşılaştırır ve 9 no'lu bacakta bir PWM kontrol gerilimi üretir. Bu gerilim osilatör devresince üretilen periyodik bir doğrusal testere dişli gerilimle karşılaştırılır. Osilatör frekansı zamanlama direnç (RT) ve kondansatörünce (CT) belirlenir. Karşılaştırıcı çıkışı, eğer shutdown bacağı düşük seviye (low) konumunda ise, sabit frekanslı değişken darbe genişliğine yönlendirme mantığı yoluyla akım çıkış transistörlerinin birisine iletilir.

Tüm devre içindeki akım sınırlama yükselteci, akım sınırlama girişindeki diferensiyel gerilim 200 mV'a ulaştığında, PWM kontrol gerilimini verir. Bu yapı içi eşik değeri, bir dış akım örnekleme direnci üzerinden doğrudan akım algılanması sağlar.

Tüm devre düşük gerilim kilitleme devresi, besleme gerilimi açılıp kapatıldığında düzenli kalkış ve kapanışları garantilemek suretiyle anahtarlama güç kaynağı içinde bulunan güç elemanlarını korur. Düşük gerilim kilitleme devresi (undervoltage lockout) tüm devrenin besleme girişi belli bir seviyeye ulaşmadan PWM'den çıkış vermez.

Tüm devre ile ilgili ayrıntılı bilgi kaynaklarda mevcuttur. Bu sebeple devrenin diğer detaylarına girilmeyecektir. ("Lineer Integrated Circuits By Silicon General 1983" sh.84,86)

B Ö L Ü M VI

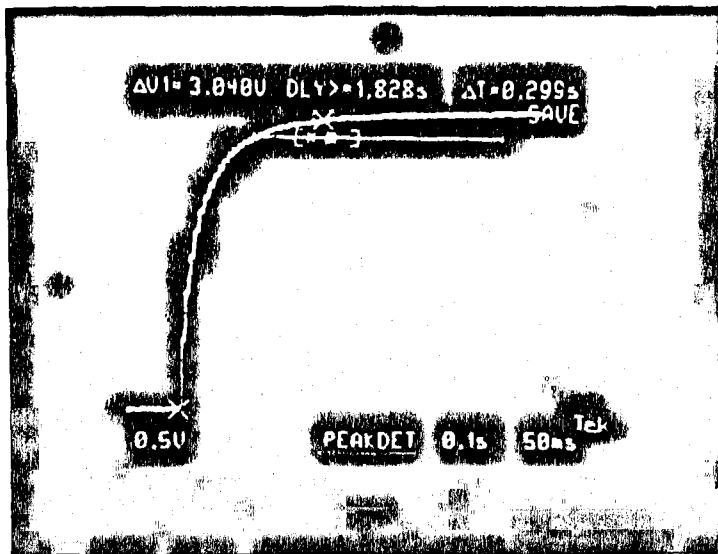
DENEY SONUÇLARI

Bu bölümde, tasarımı Bölüm V'de sunulan AGK üzerinde yapılan ölçümlerin sonuçları verilecektir.

6.1. Giriş ve Çıkış Yumuşak Başlangıç

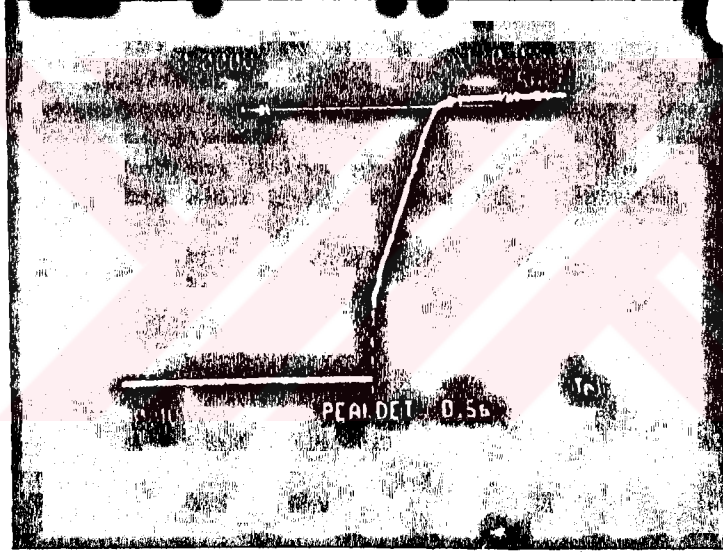
AGK'nın giriş filtre kondansatörü, başlangıçta 6.8 ohm 50 watt bir direnç üzerinden doldurulmakta böylece şebekeden çekilen akımın tepe değeri sınırlanmış olmaktadır. Çıkış devresine anahtarlama başladığında ise, bir tristörle bu direnç kısa devre edilir.

Şekil 6.1'de giriş filtre kondansatörünün dolması görülmektedir. Şebeke gerilimi girişte varyak ile 220 V değerine ayarlanmıştır. Dolma olayı fotoğraftan da görüldüğü gibi yaklaşık 300 ms sürmektedir.



Şekil 6.1. Giriş Kondansatörünün Dolması

Şebeke gerilimi belirlenen alt ve üst sınırlar arasında ise besleme anahtarı kapatıldıktan yaklaşık 5 s kadar sonra çıkış devresinde anahtarlama başlar ve yüke güç aktarılmaya başlanır. Çıkış geriliminin bu andan itibaren ayarlanmış olduğu değere erişmesi tam yükte bir saniye kadar sürer. Bu olay Şekil 6.2'de görülmektedir. Burada çıkış gerilimi 57.8 V, yük akımı 15 A değerindedir. Çıkış gerilimi, Şekil 6.2'den görüldüğü gibi yaklaşık 1 saniye içinde kararlı hale gelmektedir.



Şekil 6.2. Çıkış Geriliminin Yükselmesi.

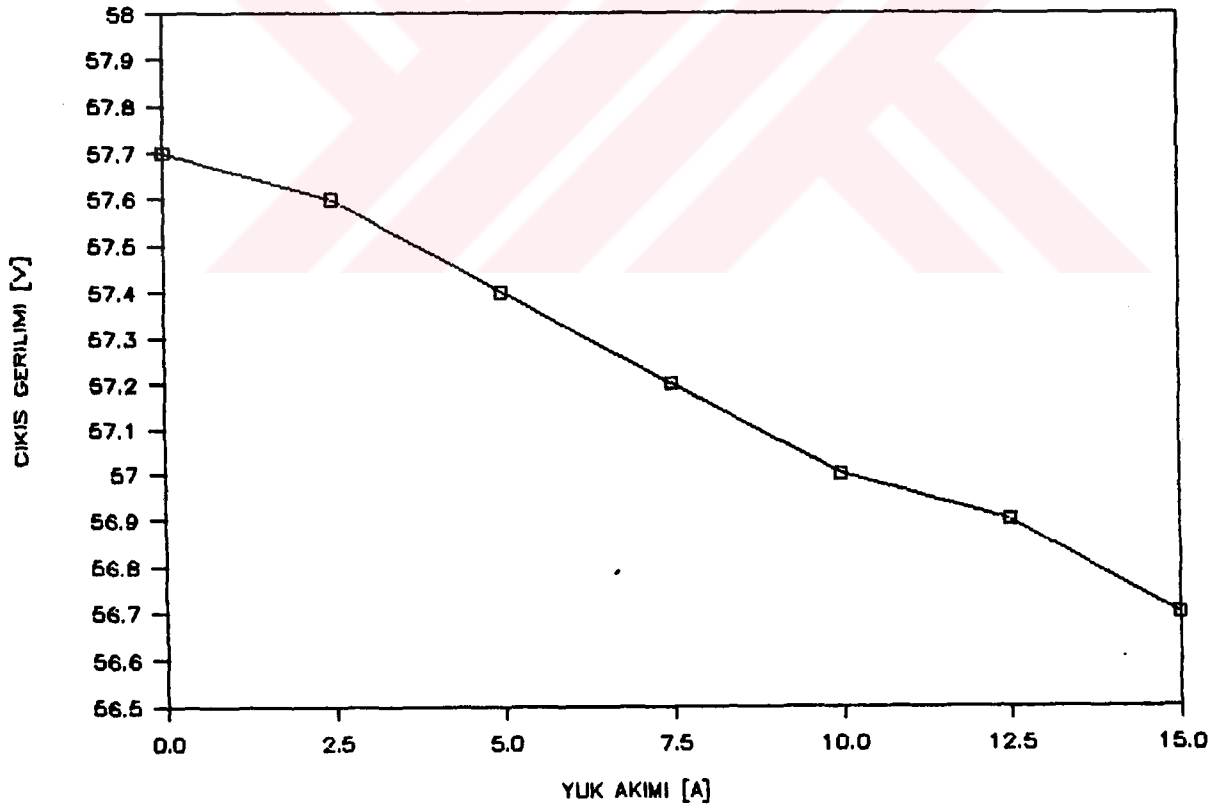
6.2. Yük Regülasyonu

Yük regülasyonu, doğrultucunun çıkış geriliminin çıkış akımına ne derece duyarlı olduğunun bir ölçüsüdür. Bu test sırasında giriş gerilimi varyakla 220 V değerine ayarlanmış, bu ayar çıkış akımının artmayıyla varyakta düşen gerilim arttığından her ölçümde yeniden kontrol edilmiştir.

Çıkış geriliminin ayarlandığı değer 220 V, $I=10$ A iken $V=57$ V DC dir. Elde edilen sonuçlar Tablo 6.1'de ve Şekil 6.3'te görülmektedir.

Tablo 6.1. Çıkış Geriliminin Yük Akımı İle Değişimi.

I (A)	V (V DC)
0	57.7
2	57.6
3	57.5
5	57.4
7	57.2
10	57.0
12	56.9
15	56.7

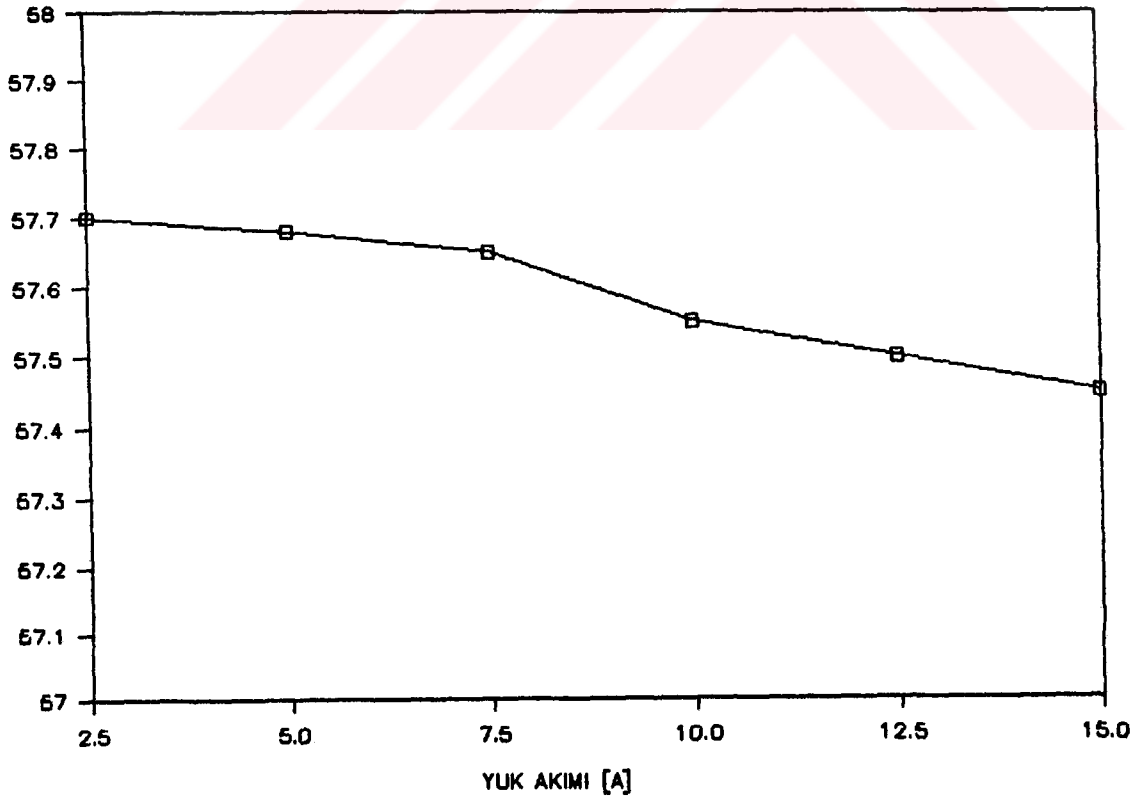


Şekil 6.3. Çıkış Geriliminin Yük Akımı İle Değişimi.

Çıkış geriliminin yüke bağımlı olmasının başlıca nedenlerinden biri çıkışa seri gelen 50 mohm'luk dirençtir. Bu direnç birçok doğrultucunun bir arada paralel bağlanarak çalışması durumunda doğrultucular arası akım paylaşımının dengeli olmasına yardım eder. Çıkış akımı da bu direnç yardımı ile ön panel üzerindeki terminallerden okunabilir. Bu direnç üzerindeki gerilim düşümü çıkış gerilimine eklendiğinde, gerçek regülasyonun Tablo 6.1. ve Şekil 6.3' te verilerden daha iyi olduğu görülmektedir. Direncin etkisinin düzeltilmiş olduğu değerler Tablo 6.2 ve Şekil 6.4'te verilmiştir.

Tablo 6.2. Yük Regülasyonu (50 mohm yok)

<u>I (A)</u>	<u>V (V DC)</u>
2	57.70
3	57.68
5	57.65
7	57.55
10	57.50
12	57.50
15	57.45



Şekil 6.4. Yük Regülasyonu (50 mohm yok)

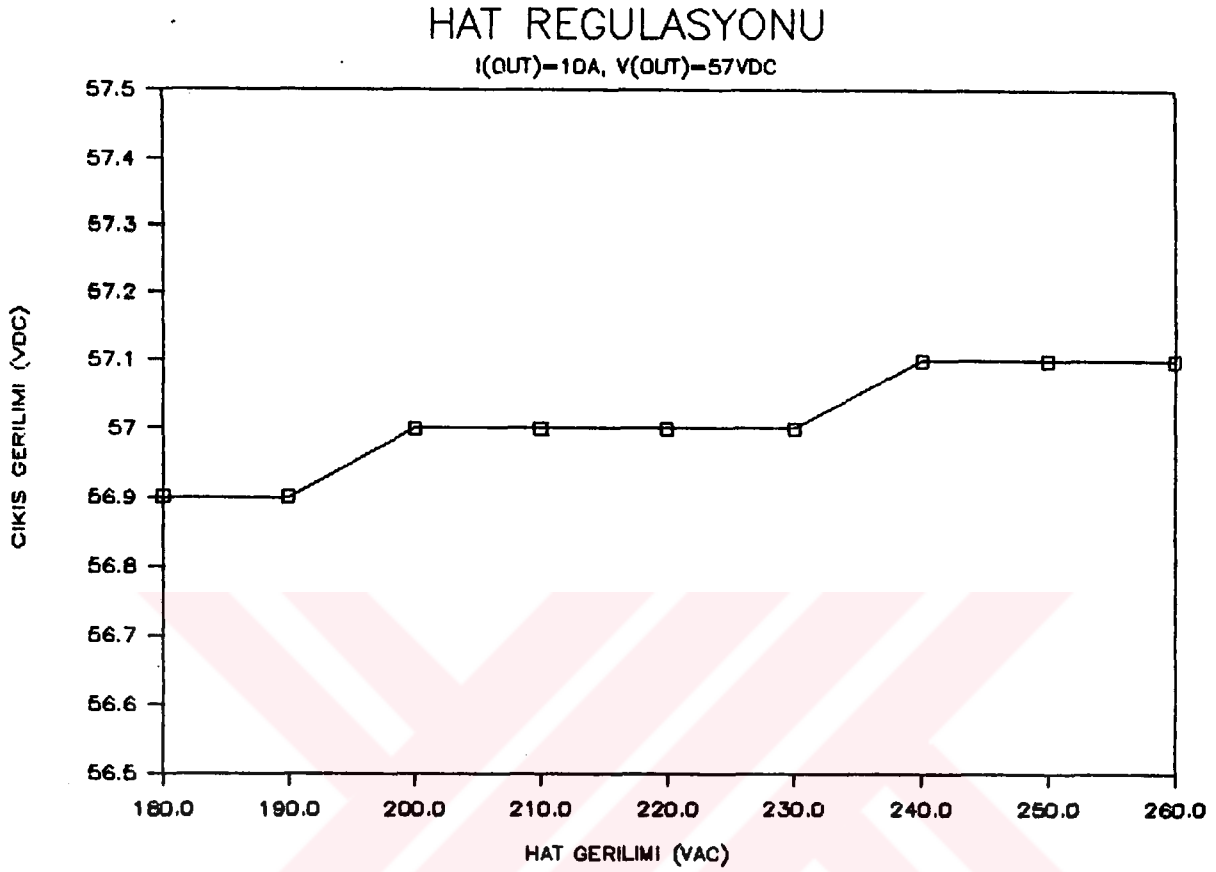
6.3. Hat Regölasyonu

Hat regölasyonu, doğrultucunun çıkış geriliminin, şebekedeki gerilim dalgalanmalarına ne derece duyarlı olduğunun bir ölçüsüdür. Bu test sırasında çıkış gerilimi 57 V DC değerine ayarlanmış (220 V giriş geriliminde) ve çıkışa 10 A akıtacak bir yük bağlanmıştır.

Ölçmeler sonunda hat regölasyon karakteristiklerinin çok iyi olduğu görülmüştür. Çıkış gerilimi, çalışma değerleri içinde şebeke geriliminden pratik olarak bağımsızdır. Ölçülen değerler Tablo 6.3 te verilmiş ve çıkış geriliminin şebeke gerilimi ile değişimi Şekil 6.5'te çizilmiştir.

Tablo 6.3. Çıkış Geriliminin Şebeke Gerilimi ile Değişimi

V_{in} (AC)	V_{out} (DC)
175	56.9
190	56.9
200	57.0
210	57.0
220	57.0
230	57.0
240	57.1
250	57.1
264	57.1



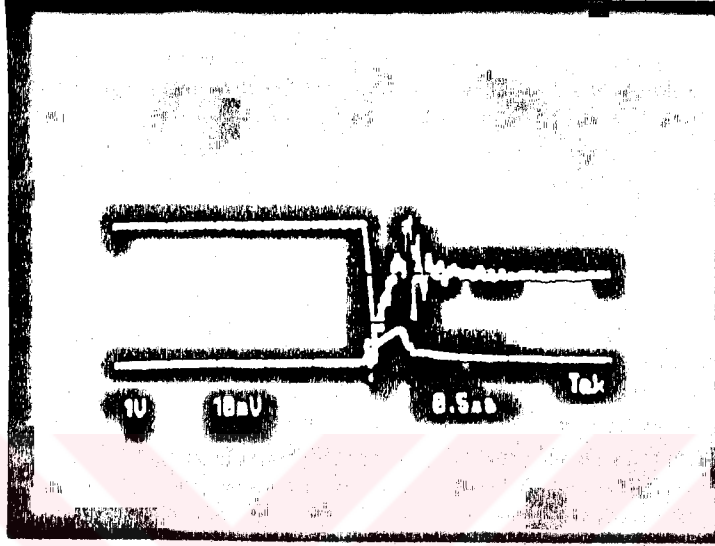
Şekil 6.5. Çıkış Geriliminin Şebeke Gerilimi İle Değişimi.

6.4. Anahtarlama Eğrileri

Anahtarlama eğrileri, çıkış transistörlerinin hangi koşullar altında, ne derece gerilmeye maruz kalarak çalıştığını göstermeleri bakımından çok büyük öneme sahiptirler.

Çıkış transistörünün kolektör gerilimi ve akımının dalga şekillerinin yer aldığı bu eğriler Şekil 6.6 ve 6.7'de verilmiştir. Testler giriş gerilimi 220, çıkış akımı 15 A koşulları altında yapılmıştır. Şekil 6.6'da iletme geçiş (turn-on) bölgesi görülmektedir. İletme geçişte kolektör gerilimi önce çok büyük bir hızla düşmekte (1.7 V/ns) daha sonra kolektör akımının artmaya başlaması ile birlikte gerilimde bir dirsek oluşmaktadır. Bu olay dinamik doyma olarak tanımlanır. Süresinin oldukça kısa olması (300 ns) ve bu

sırada harcanan gücün transistörün sınırları içerisinde kalmasından dolayı önemli değildir.



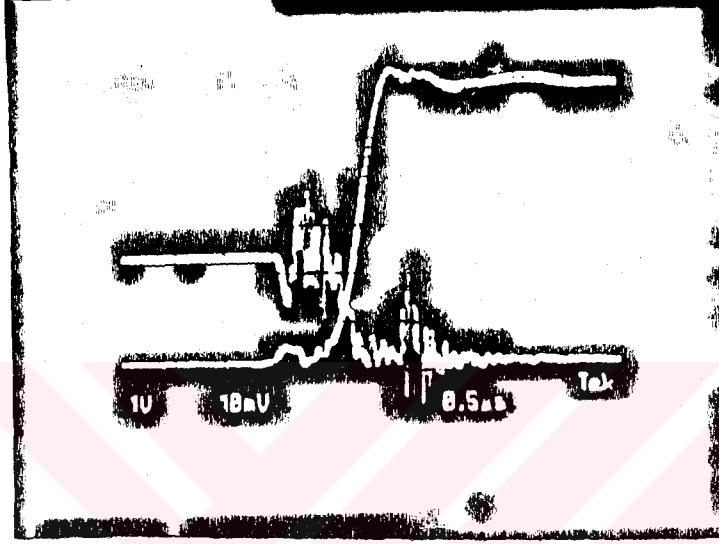
Şekil 6.6. İletime Geçiş (Yatay 500 ns/aralık, Akım 5 A/aralık Gerilim 100 V/aralık).

Kesime geçiş karakteristiği ise Şekil 6.7'de verilmiştir. Şekilden de görüldüğü gibi snubber devresi sayesinde kollektör gerilimi ancak akım oldukça küçük bir değere düştükten sonra artmaya başlamakta ve 500-600 ns içinde tepe değeri olan 600 V değerine yükselmektedir. Dalga şekilleri üzerinde görülen yüksek frekanslı geçici olaylar çok büyük akım ve gerilimlerin hızlı biçimde anahtarlamasından kaynaklanmaktadır.

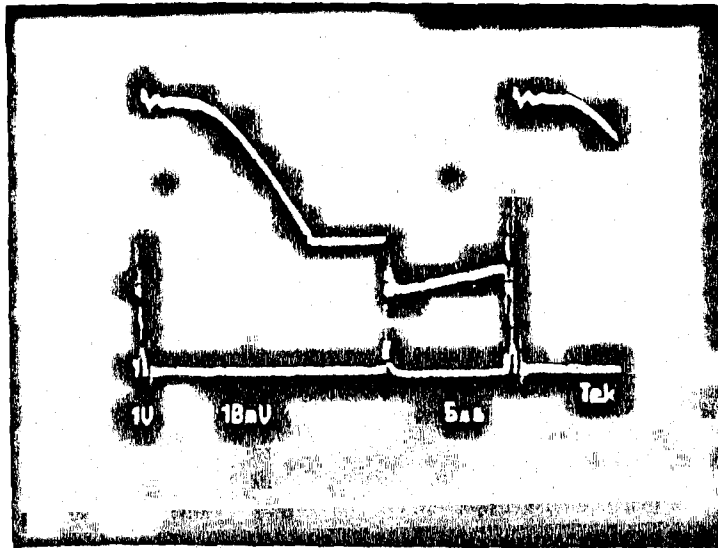
Gerek Şekil 6.6 gerekse Şekil 6.7'de anahtarlamanın oldukça hızlı yapıldığı görülmektedir, böylece çıkış devresinin anahtarlama kayıpları oldukça küçüktür.

Şekil 6.8'de ise tam bir anahtarlama periyodu boyunca kollektör akım ve geriliminin dalga şekilleri görülmektedir. Akım, kollektördeki endüktif yük etkisiyle zamanla artmaktadır ve artış hızı eşdeğer endüktansla ters orantılıdır. Kollektör gerilimi ise

görüldüğü gibi 600 V değerine kadar yükselmekte, daha sonra ise çıkış transformatöründe kalan artık enerjinin, dimagnetizasyon diyo-
du üzerinden atılması ile nominal 300 V değerine dönmektedir.



Şekil 6.7. Kesime Geçiş Karakteristiği (Yatay 500 ns/aralık,
Akım 5 A/aralık, Gerilim 100 V/aralık).



Şekil 6.8. Bir Anahtarlama Periyodu. (Yatay 5 us/aralık,
Akım 5 A/aralık, Gerilim 100 V/aralık)

6.5. Verim

Tasarlanan AGK veriminin ölçülmesinde iki değişik yol izlenmiştir. Bunlardan ilki alışlagelmiş vatmetre yöntemidir. (Şekil 6.9)



Şekil 6.9. Vatmetre Yöntemi İle Verim Ölçümü.

Ölçme tam yükte yapılmıştır. Bilindiği gibi anahtarlamalı güç kaynaklarında çıkış akımı artırıldıkça verim de artmaktadır. Giriş gerilimi 220 V iken

$$P_{in} = 972 \text{ Wat}$$

$$V_{out} = 57.1 \text{ V}$$

$$I_{out} = 15 \text{ A}$$

$$P_{out} = 15 \times 57.1 = 856.5 \text{ wat}$$

$$= \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{856.5}{972} = 0.8811$$

Buradan = % 88.11 olarak bulunur.

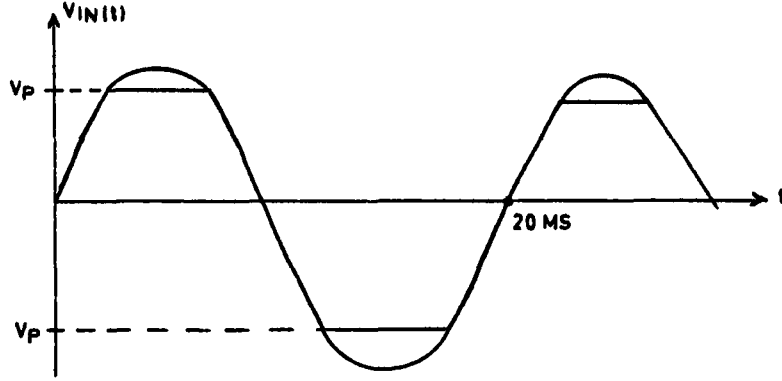
AGK veriminin ölçülmesinde kullanılan diğer yöntem ise, giriş gücünün, güç tanımından hareketle hesaplanmasına dayanmaktadır. Bunun için giriş geriliminin ve akımının dalga şekli osiloskopta gözlenmiştir. Bilindiği gibi ortalama güç en genel halde;

$$\bar{P} = i(t) \times v(t) \quad (6.1)$$

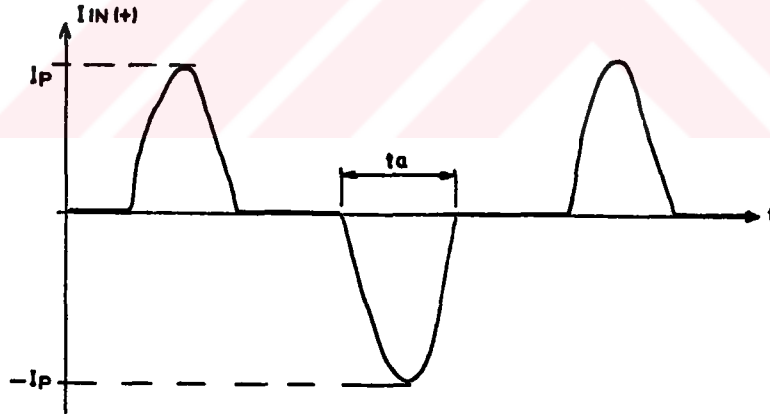
biçiminde yazılır. i_{in} ve v_{in} aynı periyotla periyodik olduklarından

$$\bar{P} = \frac{1}{T} \int_0^T i_{in}(t) \times v_{in}(t) dt \quad (62)$$

Girişte gözlenen gerilim ve akım dalga şekilleri Şekil 6.10 ve 6.11'de verilmiştir.

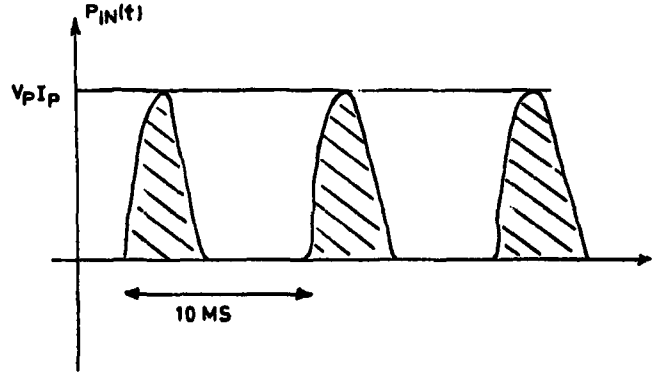


Şekil 6.10. Giriş Gerilimi Dalga Şekli.



Şekil 6.11. Giriş Akımı Dalga Şekli.

Şebekeden çekilen akım görüldüğü gibi darbeler biçimindedir. Bu yüksek akım darbeleri, Şekil 6.10'da görüldüğü gibi şebeke geriliminin tepelerinin kırılmasına yol açmaktadır. Buralarda t_a süresince şebeke gerilimi V_P değerinde sabit olarak alınır, şebekeden çekilen güç doğrudan akım integralinden hesaplanabilecektir. Ani güç $P(t)$ 'nin zamanla değişimi Şekil 6.12'de verilmiştir.



Şekil 6.12. Giriş Gücü Dalga Şekli.

Ortalama giriş gücü, Şekil 6.12'deki dalga şeklinin 10 ms periyot için ortalama değerini bularak hesaplanabilir. t_a 'nın birimi ms olmak üzere

$$\bar{P}_{in}(t) = \frac{t_a}{10} \left(\frac{1}{t_a} \int_0^{t_a} I_p V_p \sin \omega t \, dt \right) \quad (6.3)$$

Burada $\omega = \pi/t_a$ olduğundan

$$\bar{P} = \frac{I_p V_p t_a}{10} \left(\frac{1}{t_a} \left(-\frac{1}{\omega} \cos \omega t \right) \Big|_0^{t_a} \right) \quad (6.4)$$

denklem sadeleştirildikten sonra

$$\bar{P}_{in} = \frac{I_p V_p t_a}{5\pi} \quad (6.5)$$

elde edilir. Buna göre verim;

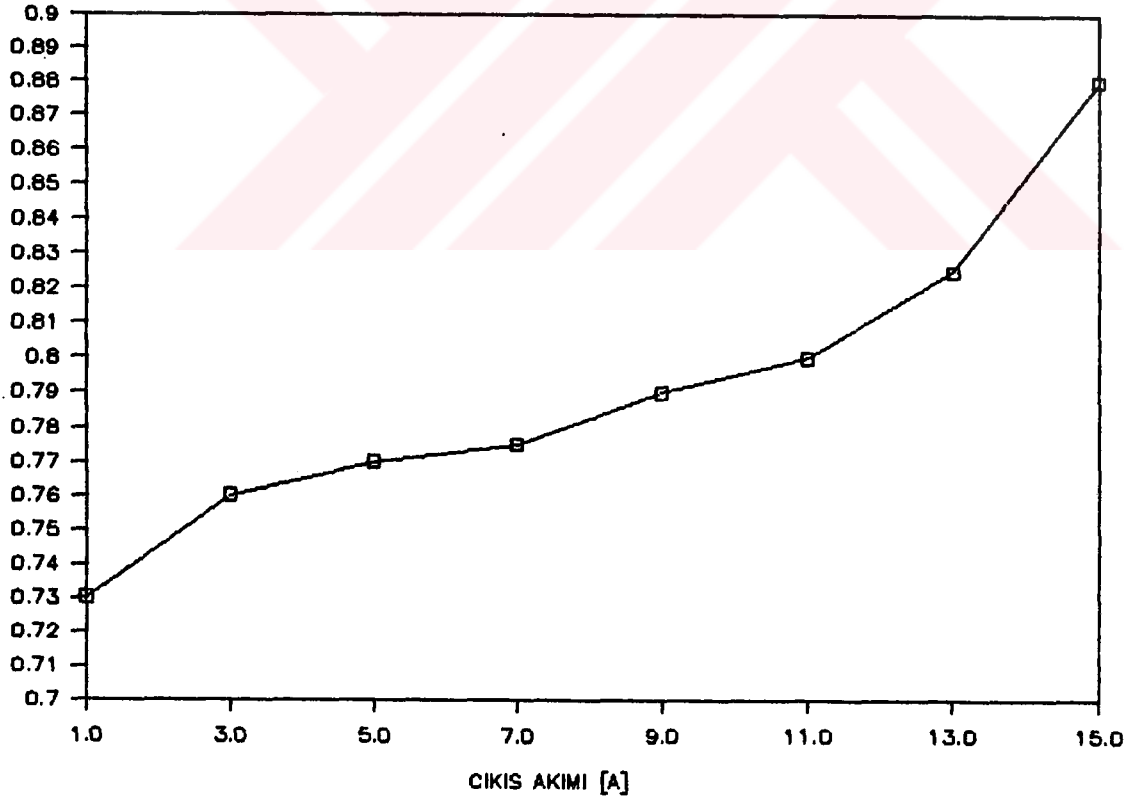
$$\eta = \frac{I_{out} V_{out} 5}{I_p V_p t_a} \cdot 100 \quad (6.6)$$

Çeşitli yük akımları için ölçülen parametreler ve 6.6 bağıntısından hesaplanan verim değerleri Tablo 6.4'de verilmiştir.

Tablo 6.4. Verim Hesabında Kullanılan Değerler.

$I_{out}(A)$	$V_{out}(V)$	$I_p(A)$	$V_p(V)$	$t_a(ms)$	$P_{in}(w)$	$P_{out}(w)$	$\eta \%$
15	56.5	16.5	280	3.27	961.8	847.5	88.0
13	56.7	15.5	284	3.19	894.0	737.1	82.5
11	56.9	14.4	287	2.97	781.4	625.9	80.0
9	57.1	11.6	283	3.11	722.8	571.0	79.0
7	57.2	11.1	286	2.56	517.4	400.4	77.5
5	57.4	9.5	290	2.13	373.0	287.0	77.0
3	57.6	7.7	292	1.59	227.6	172.8	76.0
2	57.8	5.3	300	1.53	154.9	115.6	74.5
1	57.9	3.5	309	1.15	79.2	57.9	73.0

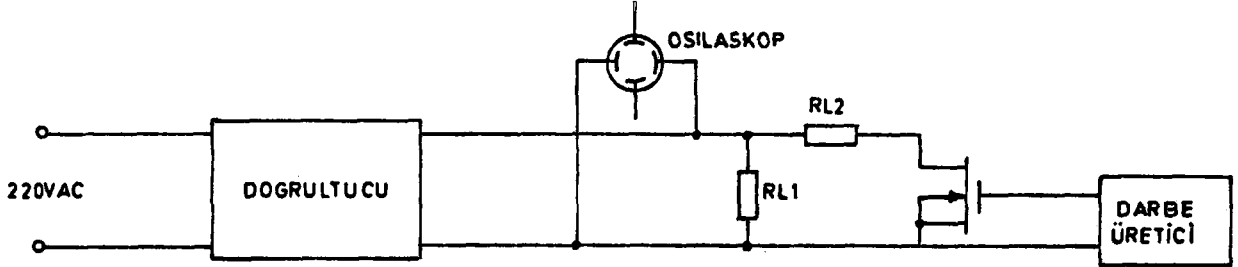
Şekil 6.13'te verimin yük akımına göre değişimi verilmiştir.



Şekil 6.13. Güç Kaynağı Veriminin Yük Akımına Göre Değişimi.

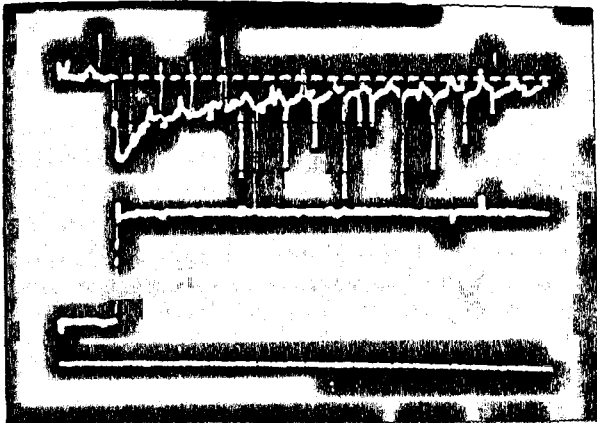
6.6. Dinamik Karakteristikler

Bu testin amacı, doğrultucunun yük akımındaki ani değişimlere karşı davranışının belirlenmesidir. Test düzeni Şekil 6.4'te görülmektedir.



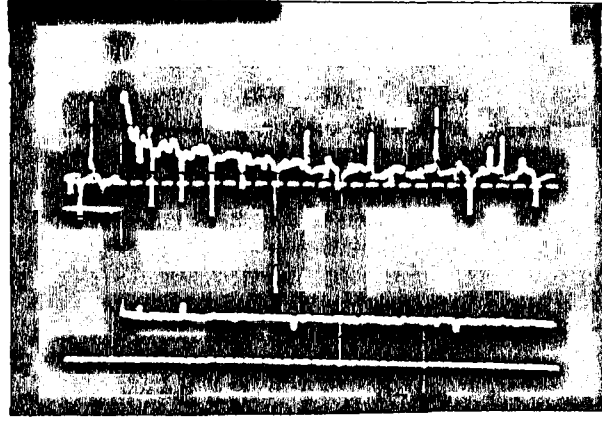
Şekil 6.14. Dinamik Karakteristiklerin İncelenmesinde Kullanılan Devre.

Ölçmede ikinci bir yük, bir MOSFET yardımıyla birinci yüke paralel olarak anahtarlama yapılmıştır. Tek yükle akım 3 A, iki yük paralel olduğunda ise akım 15 A'dır. Elde edilen sonuçlar Şekil 6.15 ve 6.16'da görülmektedir.



AKIM: 5A / ARALIK
GERİLM: 1V / ARALIK
ZAMAN TABANI: 1MS / ARALIK

Şekil 6.15. 3 A'den 15 A'e Kadar Anahtarlama.



AKIM: 5 A / ARALIK
GERİLİM: 1 A / ARALIK
ZAMAN TABANI: 2 MS / ARALIK

Şekil 6.16. 15 A'den 3 A'e Anahtarlama.

Şekillerden görüldüğü gibi yük anahtarlendiği anda yaklaşık 2 V'luk bir gerilim sıçraması oluşmakta, daha sonra 12 ms kadar bir zaman içinde güç kaynağının çıkış gerilimi nominal değerine dönmektedir.

6.7. Yüksüz Çalışma

Güç kaynağı başka birimlerle paralel bağlı çalıştırıldığında akım paylaşımının ideal olmamasından dolayı yüksüz kalabilecektir. Bu çalışma koşullarında güç kaynağının zarar görmemesi gerekmektedir. Bu bölümdeki testler 175VAC-265 VAC giriş gerilimleri arasında ve 50 °C ortam sıcaklığına kadar her koşulda yapılmış ve çıkış gerilimi 10 A'de 57 V'a ayarlanan bir güç kaynağının yüksüz çıkış geriliminin yaklaşık $V_{out} = 58 \text{ V}$ olarak zarar görmeden çalıştığı gözlenmiştir.

6.8. Kısa Devre Koruma

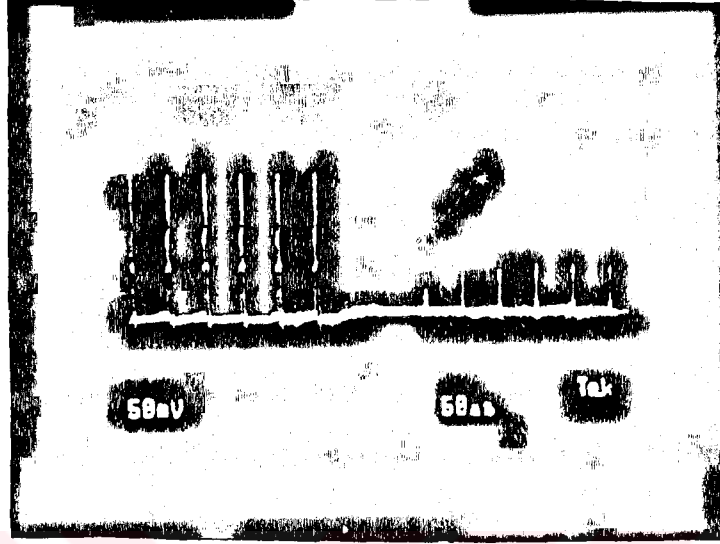
Tasarlanan güç kaynağı kısa devreye karşı tam olarak korunmuştur. Kısa devre durumunda çıkıştan sürekli 15 A akım akmaktadır.

Şekil 6.17'de, kısa devre sırasında çıkış katının sürücü işareti görülmektedir. Çıkış kısa devre edildiği anda kısa devre koruma katındaki tek-kararlı devre tetiklenmekte ve darbe genişlik modülatörü belirlenen minimum darbe genişliğinde çalışmaktadır. 1 ms kadar sonra tek-kararlı sükunet konumuna dönmekte, ancak çıkışta kısa devre kalkmamışsa yeniden tetiklenerek sürücü darbelerinin daraltılmasını sağlamaktadır.



Şekil 6.17. Sürekli Kısa Devre Durumunda Sürücü Darbeler.

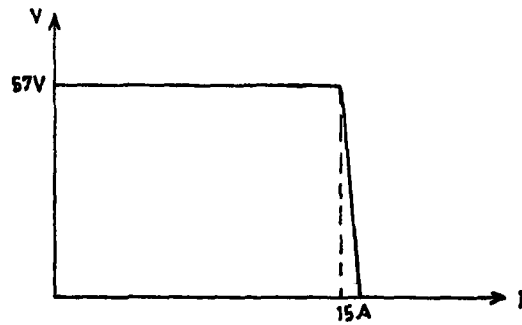
Tam kısa devre anında sürücü darbelerinin aldığı biçim Şekil 6.18'de daha açık olarak görülmektedir. Tek-kararlı devrenin ilk tetiklendiği anda darbeler yaklaşık 100 us süreyle yok olmakta, daha sonra sıfırdan başlayarak genişlemektedir. Bu sayede kısa devre anında çıkış katının gördüğü gerilme minimuma indirilmiş, güvenli koruma sağlanmıştır.



Şekil 6.18. Kısa Devre Anında Sürücü Darbeler.

6.9. Akım Sınırlama

Güç kaynağı çıkışına bağlanan yük direncinin değeri ($57\text{ V}/15\text{ A}$) 3.8 ohm 'dan daha küçük bir değere düştüğünde akım sınırlayıcı kat devreye girmekte ve çıkış akımı yaklaşık 15 A değerinde sabit tutulmaktadır. Bu sırada doğrultucu bir akım kaynağı gibi çalışmaktadır (Şekil 6.19).



Şekil 6.19. Güç Kaynağının Akım-Gerilim Karakteristiği.

Yük direnci 0.5 ohm'un altına düştüğünde kısa-devre koruma katı çalışmaya başlamakta ve akım sınırlama katının hızının yetersiz olduğu "kısa-devre" durumunda güç kaynağını korumaktadır.

6.10. Giriş Alçak/Yüksek Gerilim Koruması

Güç kaynağı, şebeke gerilimini sürekli olarak izleyen bir pencere karşılaştırmacı (window comparator) devresi yardımıyla alçak yada yüksek giriş gerilimlerinden korumaktadır.

Güç kaynağının çalışmasına izin verilen şebeke gerilim aralığı 176-264 V'dur. Şebeke gerilimi çalışma sırasında bu sınırlar dışına çıkarsa ön panoda "AC FAIL" ışığı yanmakta ve çıkış kesilmektedir. Yeniden çalışmaya başlayabilmek için şebeke geriliminin 185-255 V arasında bir değere dönmesi gereklidir. Devrenin histerezisli olması sayesinde, anahtarlama anında oluşabilecek kararsızlıklar önlenmiştir.

6.11. Çıkış Yüksek Gerilim Koruması

Çıkış yüksek gerilim koruması, geribesleme çevriminin herhangi bir nedenle bozulması ve devrenin denetimsiz kalması halinde çıkış geriliminin artmasını engellemek üzere tasarlanmıştır. Tasarımda çıkış geriliminin $59 \pm 1\%$ (58.4-59.6 V) olması halinde darbe genişlik modülatörünün susturulması öngörülmüştür. Gerçeklenen güç kaynağı üzerinde yapılan ölçmelerde de bu değer sağlandığı gözlenmiştir. Çıkış gerilimi herhangi bir nedenle 59 V'un üstüne çıkarılmaya çalışıldığında, darbe genişlik modülatörü susmaktadır.

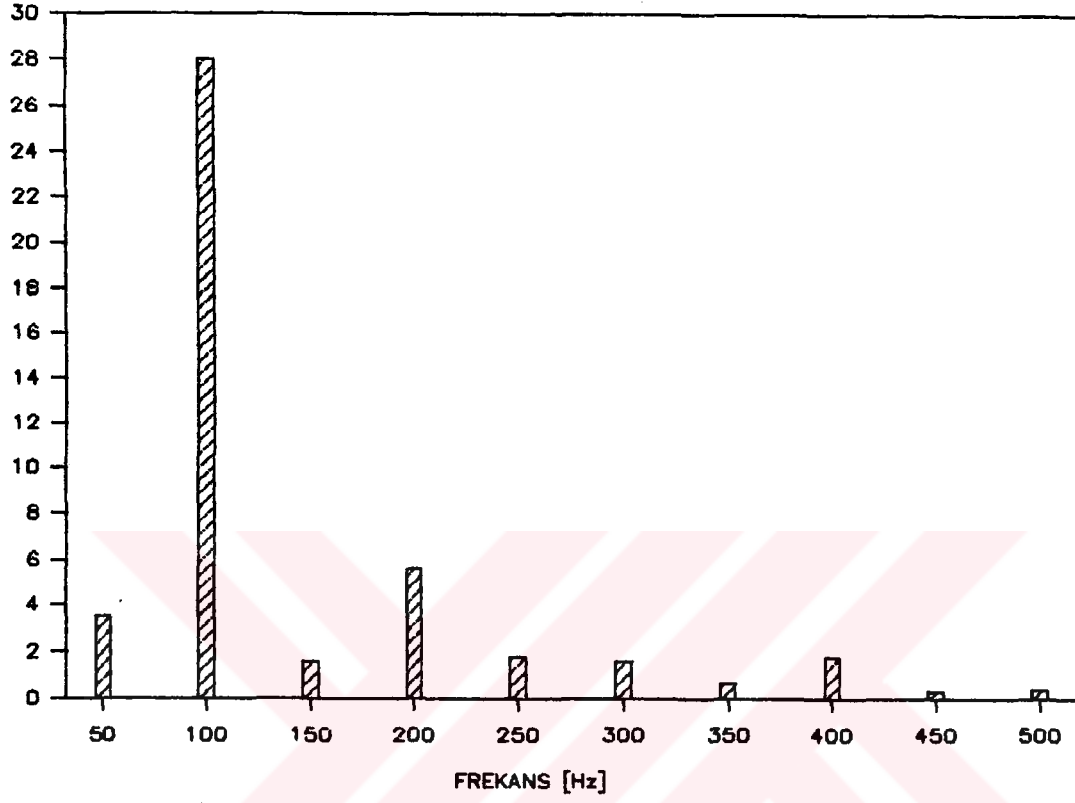
6.12. Gürültü Ölçmeleri

Bu bölümde güç kaynağının çıkış geriliminin üzerindeki gürültü bileşenleri incelenmiş ve çıkış geriliminin oldukça temiz olduğu görülmüştür. Tek frekans gürültü ölçme sonuçları Tablo 6.5'te görülmektedir.

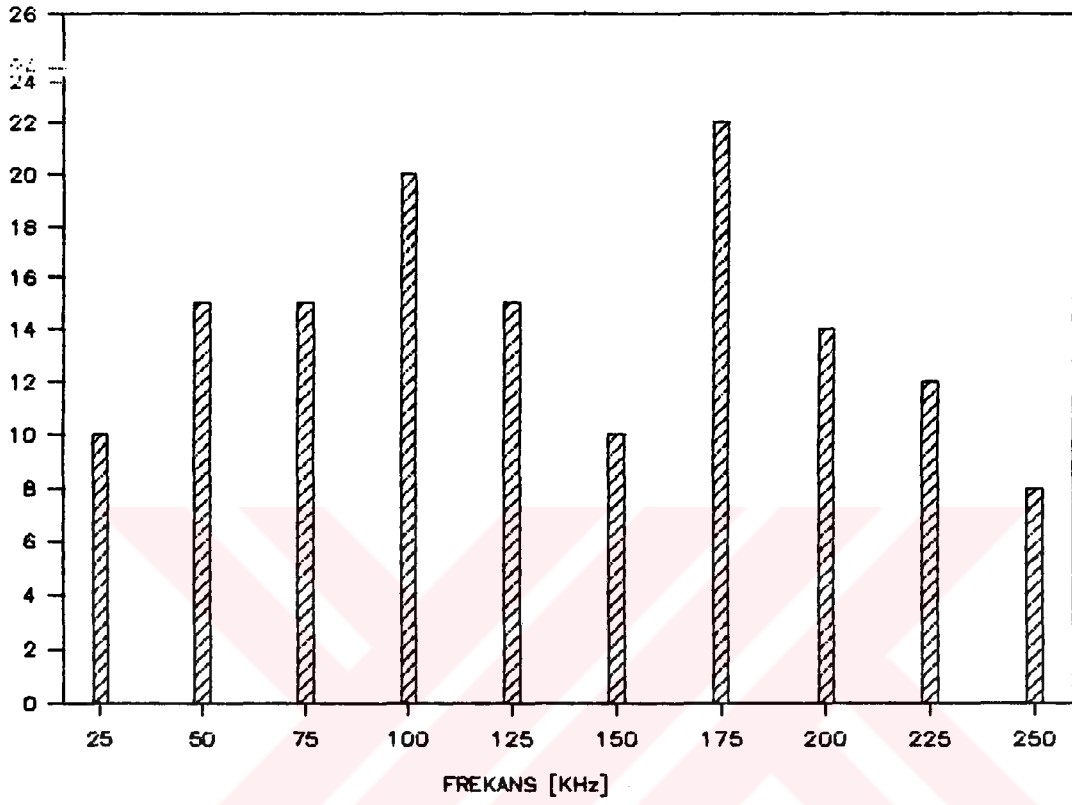
Şebeke frekansı 50 Hz'in ilk 10 harmoniği Şekil 6.20'de, anahtarlama frekansı 25 kHz'in ilk 10 harmoniği Şekil 6.21'de ayrıca verilmiştir.

Tablo 6.5. Tek Frekans Gürültü Ölçme Sonuçları.

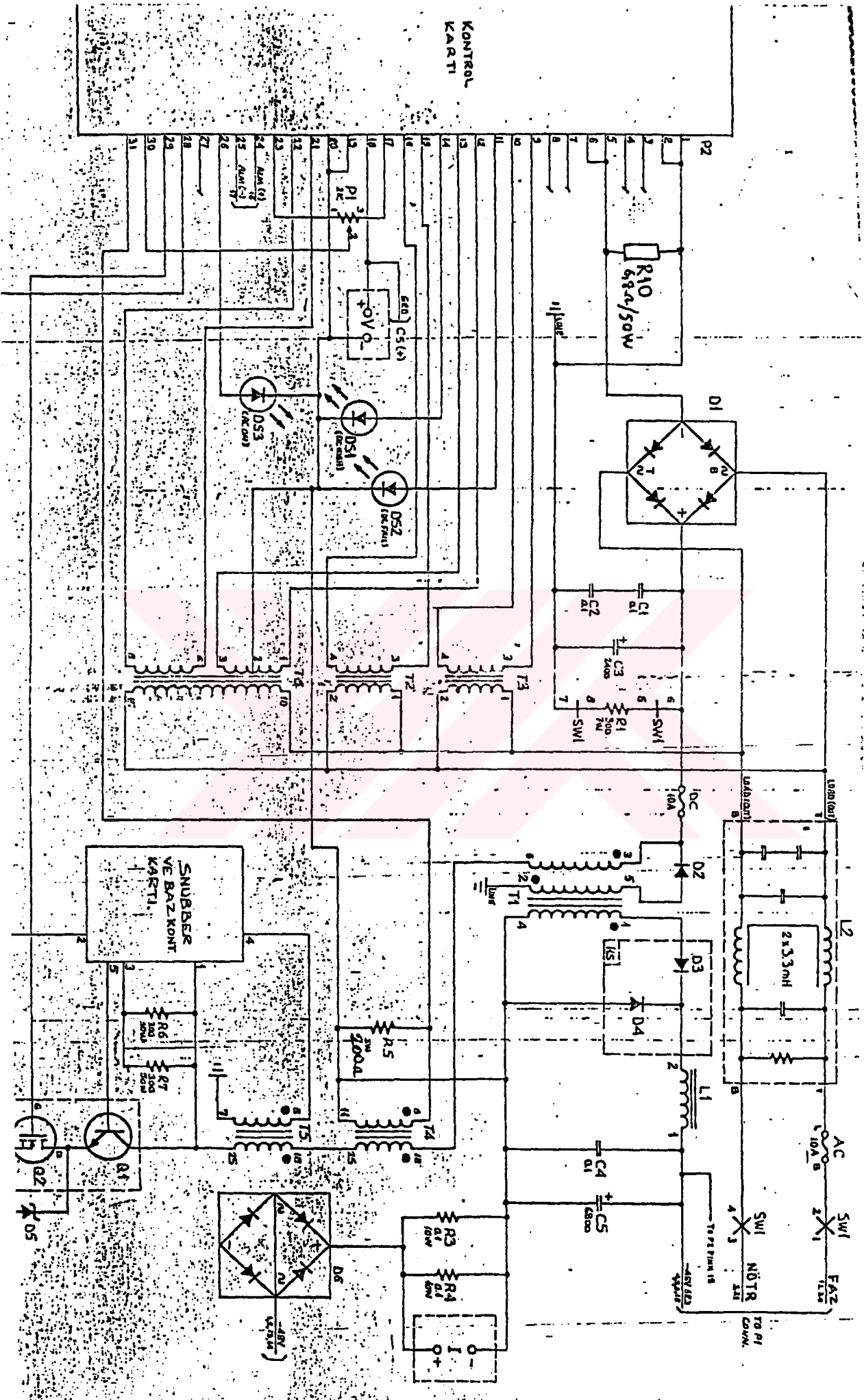
f (Hz)	V_N (mV _{eff})
50	3.5
100	28.0
150	1.6
200	5.6
250	1.8
300	1.6
350	0.7
400	1.8
450	0.3
500	0.4
600	1.8
700	0.2
800	0.2
900	0.3
1k	0.2
2k	0.2
3k	0.2
4k	0.2
5k	0.2
10k	0.1
15k	0.1
20k	0.1
25k	10.0
50k	15.0
75k	15.0
100k	20.0
125k	15.0
150k	10.0
175k	22.0
200k	14.0
225k	12.0
250k	8.0

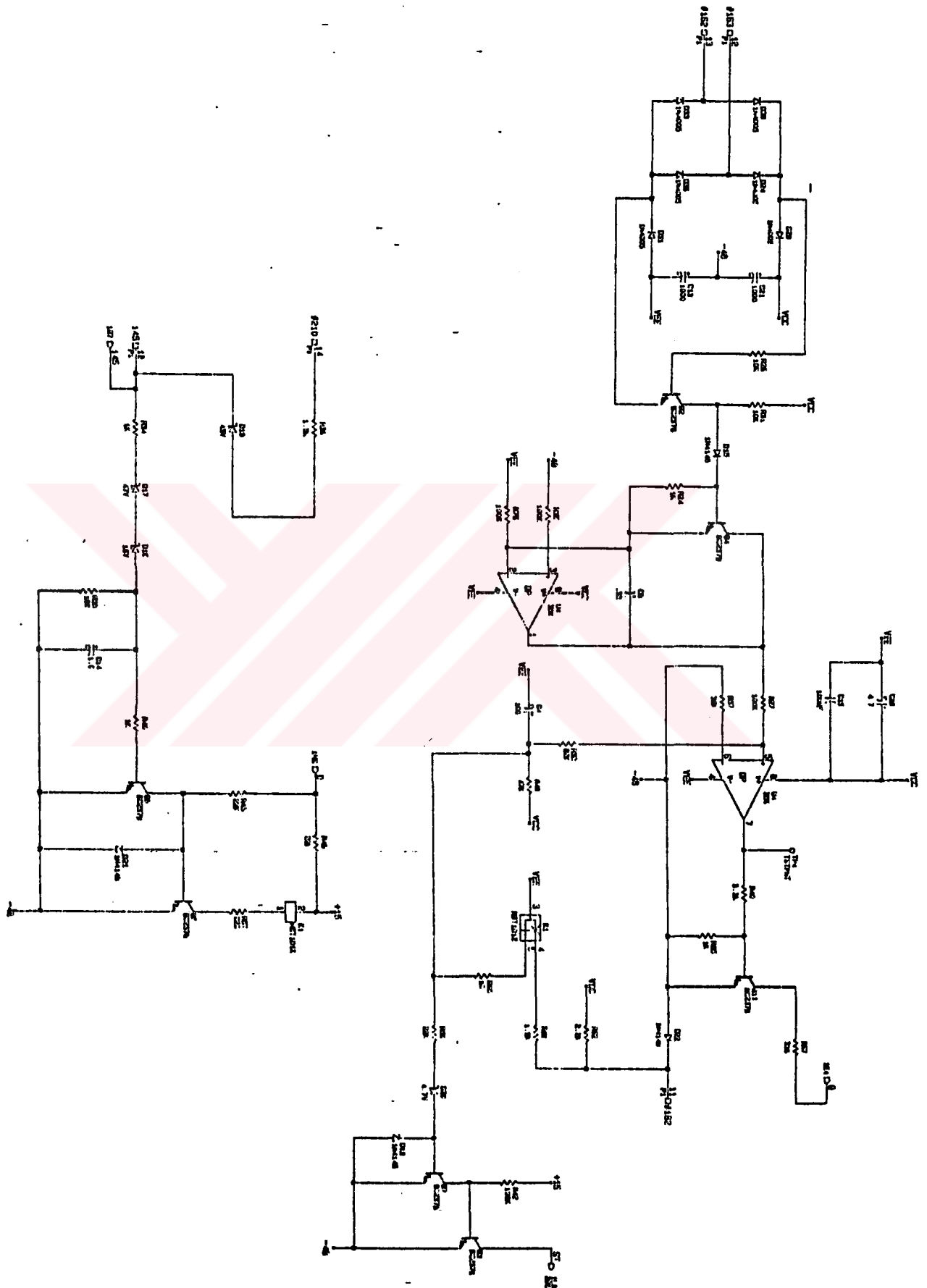


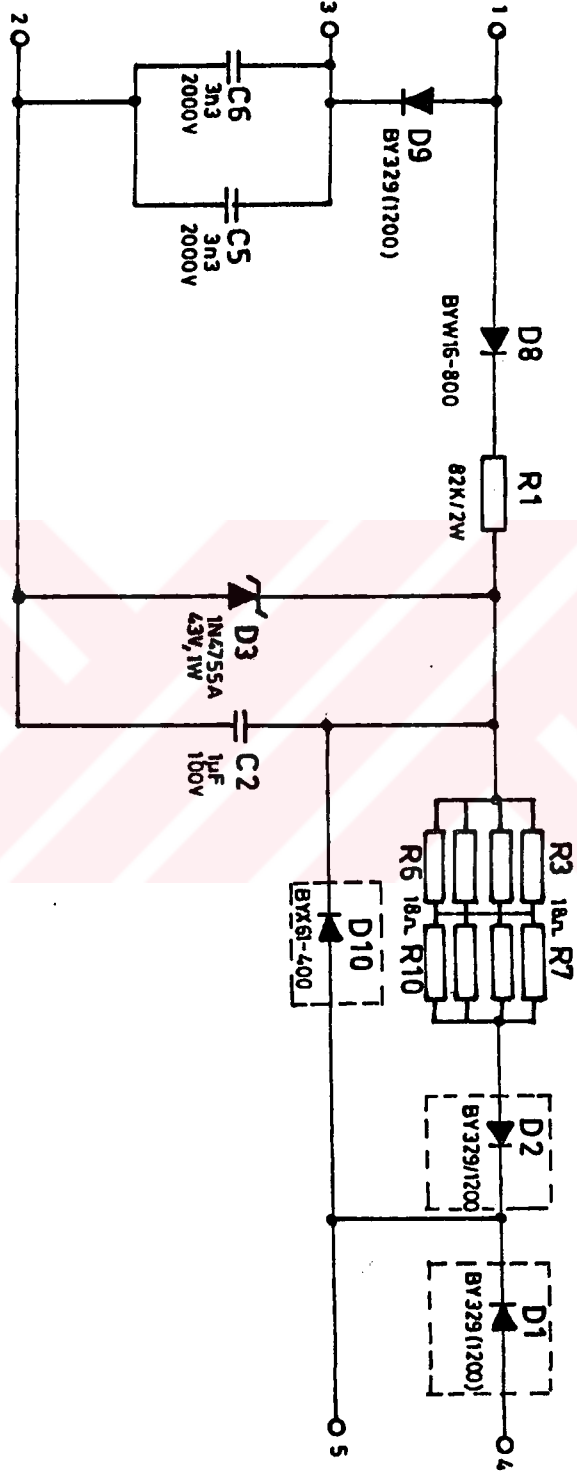
Şekil 6.20. Şebeke Frekansı 50 Hz'in Harmoniklerinin Çıkıştaki Seviyeleri



Şekil 6.21. Anahtarlama Frekansı 25 kHz'in Harmoniklerinin Çıkıştaki Seviyeleri.







ŞEKİL 5.3 SNUBBER VE BAZ SÜRME DEVRESİ

B Ö L Ü M VII

SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Tasarım başlangıçta ortaya konan bütün koşulları sağlamıştır. Deney sonuçlarında bunlar ayrıntılı olarak verilmiştir.

AGK'ları için normalde %70-75 civarında olan verim, burada %88'i aşmıştır. Güç kaynaklarında verimin yüke göre dağılımı normalde geniş olmasına rağmen, burada bu oransal akım kullanımı sayesinde oldukça düşük elde edilmiştir.

Kısa devreye karşı, bu tasarımda geliştirilen yepyeni bir yöntemle üstün bir başarı sağlanmıştır.

Deneylerde kullanılan aletlerin tam ölçekli olmasına dikkat edilmiş, neticenin güvenilirliği için deney bazan değişik yöntemlerle tekrar edilmiştir.

Tasarım son teknolojik gelişmelerden istifade edilerek yapılmış, BIMOS, oransal baz kontrolü gibi en yeni fikirler başarıyla gerçekleştirilmiştir.

Ayrıca cihaz halinde monte edilen tasarım, pratik olarak da laboratuvar dışında gerçek saha ortamında denenmiş ve çok iyi sonuçlar alınmıştır.

Bu tasarım başlangıcından itibaren ileride paralellenebileceği büyülikle kapasitesinin artırılabilceği gözönünde tutularak yapılmıştır. Bundan sonra ki adım tasarım tekrar edilerek yapılan cihazları bir araya getirerek çok daha yüksek güçlere erişmek olacaktır.

K A Y N A K L A R

1. Philips Technical Information 004 (Components For Switched-Mode Power Supplies)
2. Philips Technical Information 005 (Switched-Mode Power Supply Transformer Design Nomograms)
3. Philips Technical Information 042 (Using Very Fast Recovery Diodes For SMPS)
4. Philips Application Information 472 (Properties of DC-To-DC Converters For SMPS)
5. Philips Application Information 473 (Base Circuit Design For High-Voltage Switching Transistors in Power Converters)
6. International Rectifier HexFet Databook 1982-83
7. Linear Integrated Circuits Silicon General 1983
8. GREBENE, Alan B. "Bipolar and MOS Analog Integrated Circuit Design"
9. MIDDLEBROOK, R.D. and CUK, Slobodan "Advances in Switched-Mode Power Conversion Volume I and II, 1983"
10. MILLMAN and TAUB "Pulse, Digital and Switching Waveforms,1965"
11. BIRKOVIC, M. and VELJKOVIC, Z. "Self-Supplying Proportional Base Drive Circuit" (Paper presented in PCI, May 1987)
12. Power Transistor in Its Environment Thomson CSF 1979
13. PEARSON, W.R. and SEN, P.C. "Designing Optimum Snubber Circuits" Power Concepts, Inc. 1982.

Ö Z G E Ç M İ Ş

ODTÜ Elektrik Mühendisliği Bölümü'nden Haziran 1974'te mezun oldum. Bir yıl Japonya'da sanayi elektroniği konusunda staj yaptım. Güç elektroniği konusunda Almanya'da 1987 yılında PCI Konferansına katıldım. Halen NETAŞ Araştırma Geliştirme Bölümü'nde analog ve güç elektroniği konularında tasarım mühendisi olarak çalışıyorum.



T. G.
Yükseköğretim Kurulu
Dokümantasyon Merkezi