

YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

57488

**YENİ BİR AC-DC ANAHTARLAMALI
GÜÇ KAYNAĞI TASARIMI VE
GERÇEKLEŞTİRİLMESİ**

Elk Müh. Harun EKMEKCİOĞLU

F B.E Elektrik Mühendisliği Ana Bilim Dalında
Hazırlanan

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Tez Danışmanı : Prof. Remzi GÜLGÜN

İSTANBUL 1996

ÖNSÖZ

Günümüzde teknolojinin gelişmesiyle birlikte en verimliyi en ucuza elde etme çabaları sonucu, dc gerilimin elde edilmesinde bazı gelişmeler kaydedilmiştir. Uzun yıllar kullanılan Lineer güç kaynaklarının bazı dezavantajlarının giderilmesi için yapılan çalışmalar sonucu Anahtarlama Güç Kaynakları (AGK /SMPS) ortaya çıkmıştır. Özellikle verim büyük ölçüde arttırılmış ve hacim oldukça küçülmüştür. İlk başlangıçta uzay gemilerinde ve uçaklarda kullanılan bu tip kaynaklar endüstride birçok alanda yaygın olarak kullanılmaya başlanmış ve her geçen gün kullanımı yaygınlaşmaktadır.

Tezin konusunu Anahtarlama Güç Kaynaklarının incelenmesi ve pratik bir devrenin geliştirilmesi oluşturmaktadır.

Çalışmalarım esnasında benden yardımlarını esirgemeyen danışman hocam Sayın **Prof. Remzi GÜLGÜN'** e teşekkürlerimi sunarım. Ayrıca laboratuvar çalışmalarımda yardımcı olan hocam **Doç. Dr. Hacı BODUR'** a teşekkür ederim.

ÖZET

Günlük hayatta ve endüstride kullanılan elektronik cihazların bir çoğu doğru akımla çalışır. Küçük güçlü cihazların beslenmesinde gerilim küçük ise pil veya akümülatör kullanılabilir. Büyük güçlerde bu çözüm pratikliğini kaybeder. Yüksek güçlü cihazlar için gerekli gücün alternatif gerilim şebekesinden doğrultarak elde edilmesi daha uygun ve ekonomik olur.

Alternatif şebeke geriliminde doğru gerilim elde etme işlemine doğrultma denir ve bu işlemi gerçekleştiren düzeneğe doğrultucu adı verilir. DC gerilim elde etmenin en klasik yolu lineer güç kaynakları olarak bilinen devrelerden yararlanmaktır. Bu tip kaynaklar birçok yerlerde kullanılır. Çıkış geriliminin sabit ve düzgün olması gibi ihtiyaçları mümkün olduğu kadar karşılar. Yük veya giriş gerilimindeki değişikliğe karşı çok küçük çıkış gerilimi değişimi, geniş ayar sahası, basit kısa devre koruması ve az sayıda eleman ile çok basit bir yapısının olması gibi avantajlara sahiptir. Diğer bir taraftan, ağır ve pahalı trafo kullanma zorunluluğu, büyük hacim ve ağırlık, düşük verim gibi dezavantajları vardır.

Özellikle yüksek güçlerde verimin düşmesi ve hacmin aşırı derecede artışı anahtarlamalı güç kaynaklarının geliştirilmesine sebep olmuştur. Anahtarlamalı kaynaklarda ya direkt olarak yada trafo yardımı ile bir dc kaynak elde edilir. Duyulabilir frekans bölgesinin üzerindeki bir frekans ile bu dc gerilim kıyılır, tekrar dönüştürülür ve doğrultulur. Bu daha karmaşık devre demektir. Her nekar küçük ise de çıkıştaki doğal dalgalanma ve elektromanyetik girişimin üstesinden gelinmelidir. Diğer taraftan verim %70-95'e kadar yükselmektedir.

SUMMARY

Most of the electrical equipments which are used in industries and casual life is supplied direct current. If the power of equipment is small, dry cell or storage battery is used. At high powers, this is useless. It will be more economical, if the power is obtained from main supply by using rectifiers for high power apparatus.

Getting dc current from ac supply is called rectification. The classic way of obtaining dc voltage is using of linear power supply. This type of supplies is used in lots of systems. Linear power supplies meet constant output voltage. They have simple protection circuit for shortcircuit and require not many components. Also their construction is not complicated. On the other hand, the necessity of using heavy and expensive transformer, being bulky and heavy, and having small efficiency are most important disadvantages of them.

Especially at high powers, decreasing the efficiency and the extremely increasing volume has resulted to improve switching power supplies (SMPS). In a SMPS dc current is obtained either direct or using high frequency transformer. DC current which is obtained from the ac main via rectifiers is chopped at high frequencies and then pass through a filter. If a transformer is used for isolation and changing the value of voltage, it is established between filter and chopped dc current. They have more complicated circuits. They give out magnetic interference and have small ripple at output. On the other hand, they have an efficiency of 80-90 percent

İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa No</u>
ÖNSÖZ	i
TÜRKÇE ÖZET	ii
İNGİLİZCE ÖZET	iii
İÇİNDEKİLER	iv
BÖLÜM 1. GİRİŞ	1
1.1 Lineer Güç Kaynakları	2
1.2 Anahtarlamalı Güç Kaynakları	5
1.3 Anahtarlamalı Güç Kaynaklarının En Yaygın Kullanma Alanları	7
BÖLÜM 2 GİRİŞ DEVRESİ	9
2.1 Giriş Doğrultucu Elemanlarının Seçimi	9
2.2 Filtreleme Kondansatörünün Seçimi	10
2.3 Anı Giriş Akımının Sınırlanması	10
2.4 Aşırı Gerilim Koruması	11
2.5 Girişimlerin Bastırılması	11
2.5.1 İletim Girişimlerinin Bastırılması	11
2.5.2 Yayılım Girişimlerinin Bastırılması	13
BÖLÜM 3. ENDÜKTANSLI VE TEK ÇIKIŞLI KONVERTERLER	14
3.1 Buck Konverter	14
3.1.1 Kesintisiz mod'da Çalışma	15
3.1.2 Kesintili mod'da Çalışma	17
3.1.3 Kesintili ve Kesintisiz Çalışma Modlarının karşılaştırılması	20
3.2 Boost Konverter	23
3.3 Buck - Boost Konverter	28
3.3.1 Kesintisiz Çalışma Modu	28
3.3.2 Kesintili Çalışma Modu	30
3.3.3 Kesintili ve Kesintisiz Mod Çalışmanın Karşılaştırılması	33
3.4 İzolesiz Cuk Konverteri	34

BÖLÜM 4.	TRANSFORMATÖR İZOLASYONLU KONVERTERLER	38
4.1	Forward Konverter	39
4.2	Flayback konverter	43
4.2.1	Kesintisiz Mod'da Çalışma	44
4.2.2	Kesintili Mod'da Çalışma	47
4.2.3	Kesintili Çalışma ile Kesintisiz Çalışmanın Karşılaştırılması	48
4.3	Push - Pull Konverter	50
4.4	Yarım köprü Konverter	50
4.5	Tam Köprü Konverter	52
4.6	Rezonans devreli konverterler	53
4.6.1.	Sözde rezonans konverterler	54
4.6.1.1	Sıfır Akım Anahtarlama Yarı Rezonans Konverter	55
4.6.1.2	Sıfır Gerilim Anahtarlama Sözde Rezonans Konverter	58
4.6.2	Rezonans Konverterler	61
4.6.2.1.	E Sınıfı Rezonans Konverter	61
4.6.2.2	Paralel ve Seri Rezonans Konverterler	63
BÖLÜM 5	UYGULAMA DEVRESİ	67
5.1	Tasarlanan devre verileri ve elde edilmek istenen sonuçlar	67
5.2	Devrenin çalışması ve elde edilen sonuçlar	68
5.3	Kontrol devresi	80
BÖLÜM 6	SONUÇ VE DEĞERLENDİRME	82
	KAYNAKLAR	84
	ÖZGEÇMİŞ	

BÖLÜM 1

GİRİŞ

Bir çok analog ve dijital sistemlerde regüleli DC kaynak kullanımı gereklidir. Bu güç kaynakları dizayn edilirken aşağıdaki noktalara dikkat edilmelidir [1], [5], [8].

1- Regüleli çıkış: Giriş gerilimi ve çıkış akımında belirli sınırlar içerisindeki değişikliklere karşı çıkış gerilimi sabit tutulmalıdır

2- İzolasyon: Çıkış geriliminin giriş gerilimi ile izolasyonlu olması gerekebilir

3- Verim: Kayıplar mümkün olduğu kadar az dolayısıyla verim yüksek olmalıdır.

4- Güç Faktörü: Ham DC gerilim AC bir kaynaktan elde ediliyorsa reaktif güç oluşmaması için güç faktörü yüksek olmalıdır

5- Çok çıkış: Bir kaynaktan farklı akım veya gerilim değerlerine sahip birden fazla çıkış elde edilebilmelidir.

6- Boyut: Güç kaynağının boyutları olabildiğince küçük olmalıdır.

DC gerilim elde etmek için kullanılan güç kaynakları genel olarak iki gruba ayrılır.

1- Lineer güç kaynakları

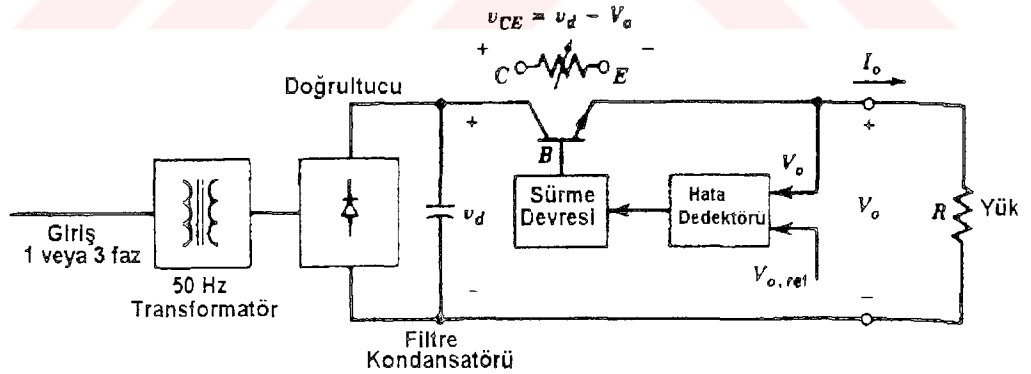
2- Anahtarlama güç kaynakları

Tezin konusunu oluşturan anahtarlamalı güç kaynaklarının avantajlarının daha iyi anlaşılabilmesi için lineer güç kaynaklarının genel olarak gözden geçirilmesi yararlı olacaktır.

1.1. LINEER GÜÇ KAYNAKLARI

Şekil 1.1'de bir lineer güç kaynağının genel devresi görülmektedir. İstenilen gerilim değerini elde etmek ve giriş çıkış arasında izolasyon sağlamak için 50 Hz' de çalışan bir transformator'e ihtiyaç vardır. Gerekli gerilim elde edildikten sonra AC gerilim doğrultucular vasıtasıyla dalgali DC gerilime dönüştürülür.

Dalgali DC gelimi süzmek için bir filtre kondansatörü kullanılır. Elde edilen DC gerilim, şebeke gerilim değişimleri ile orantılı olarak değişir. Ayrıca kondansatör kullanılmasına rağmen DC gerilimdeki dalgalanma yüksektir. Seri geçişli güç elemanı kullanılarak tam doğru DC gerilim elde edilir.

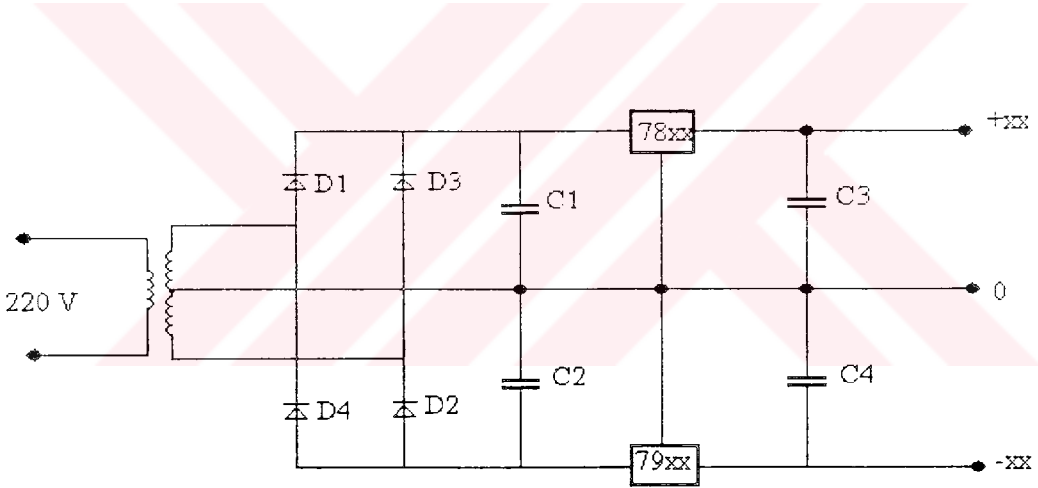


Şekil 1.1 Lineer güç kaynağı blok diyagramı

Çıkış gerilimi sabit tutulmak istenildiğinde geri besleme devresi kullanılır. V_o çıkış gerilimi ile V_{ref} karşılaştırılır. Buradan elde

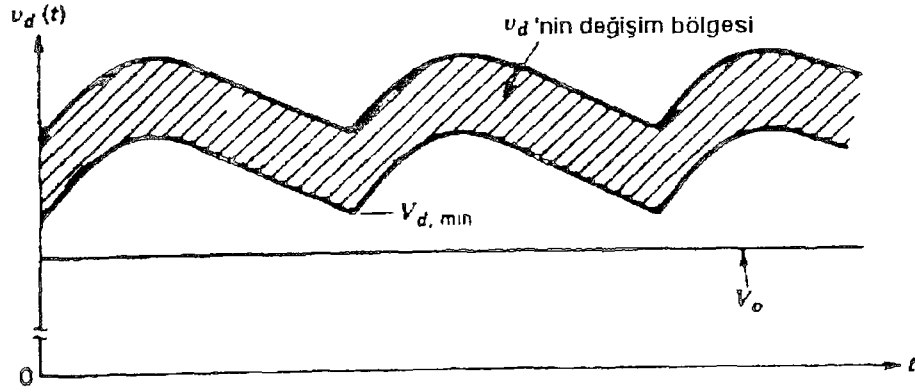
edilecek işaret ile transistörün kapı akımı artırılır veya azaltılır. Kullanılan transistör ayarlı direnç gibi davranır. Giriş ile çıkış arasındaki fark gerilim ($V_i - V_o$) transistör uçlarında görülür ve güç kaybına sebep olur. Uygulamada en çok kullanılan $\pm 5V$, $\pm 9V$, $\pm 12V$, ± 15 ve $\pm 24V$ gerilim değerleri için özel regülatörler üretilmiştir. Kullanımı Şekil 1.2'de gösterilmiştir[11].

Doğrultulmuş ve filtre edilmiş V_i gerilimi şekil 1.3'deki gibi olacaktır. Transistördeki güç kaybını minimuma indirmek için transformatör dönüştürme oranına dikkat etmek gerekir. Gerilim düşümlerini karşılayacak kadar yüksek olduğu gibi V_o 'dan da küçük olmalıdır[5].



Şekil 1.2 Regülatörler yardımıyla DC gerilimin elde edilmesi

Lineer güç kaynaklarının yapısı karmaşık olmayıp kolayca dizayn edilebilir. Gürültü seviyeleri ve cevap verme süreleri düşüktür. Bunlara karşın 50-60 Hz bileşenleri nedeniyle ağır ve geniş hacimli transformatör ile filtreleme elemanı gerektirir. Maliyet arttığı gibi yer açısından önemli zorluklarla karşılaşılabilir.



Şekil 1.3. Doğrultulmuş ve filtre edilmiş gerilim

Bu tip kaynakların verimleri de oldukça düşüktür. Verimin azalmasıyla birlikte kaynak üzerindeki güç kaybı artmakta ve bu kayıp elemanlar üzerinde ısı olarak açığa çıkmaktadır. Isınma arızalara sebep olabileceği gibi ilave soğutma tertibatı gerektirebilir. Giriş ile çıkış arasındaki gerilim farkı arttıkça verim düşer. Bu değişim Şekil 1.4'de görülmektedir[1].

Boyutları ve maliyeti 100 Watt'ın üstündeki güçlerde kullanılmalarını engelleyecek şekilde artışa neden olmaktadır. Anahtarlamalı güç kaynaklarının yaygın olarak kullanılmasıyla birlikte, kullanım alanlarının <50 W gibi bir bölgeye sıkışacağı tahmin edilmektedir. Elektromanyetik girişimin kesinlikle düşük olması gereken yerlerde kullanılması zorunlu hale gelmektedir.

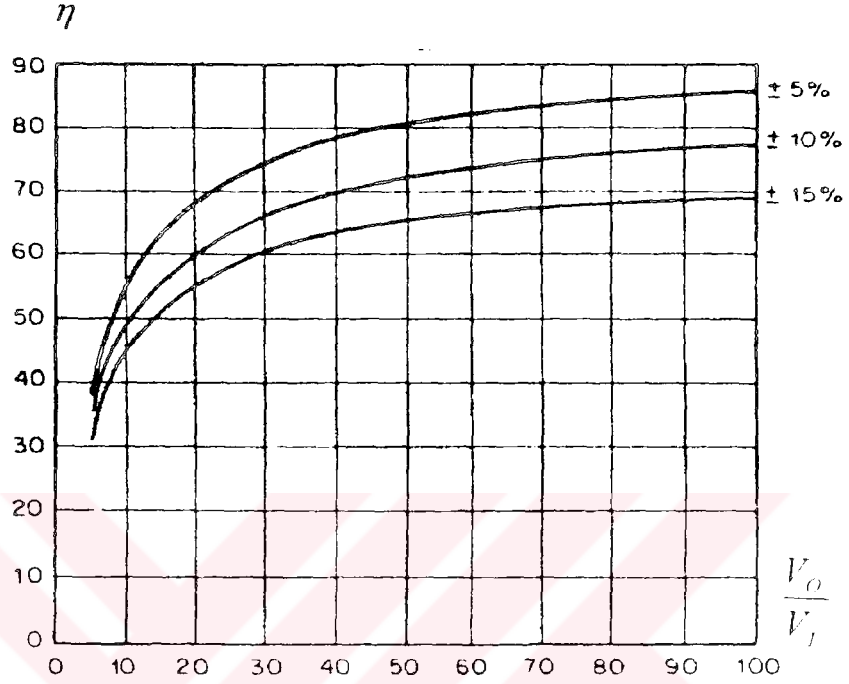
Lineer güç kaynakları ile ilgili bazı denklemler aşağıdaki şekilde verilebilir:

$$P_i = V_i * I_i \quad (\text{Giriş gücü}) \quad (1.1)$$

$$P_o = V_o * I_o \quad (\text{Çıkış gücü}) \quad (1.2)$$

$$P_k = (V_i - V_o) * I_o \quad (\text{Kayıp güç}) \quad (1.3)$$

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} = \frac{V_o}{V_i} \quad (I_o = I_i \text{ için verim}) \quad (1.4)$$



Şekil 1.4 Lineer güç kaynaklarında çıkış gerilimine bağlı olarak verimin değişimi

1.2 ANAHTARLAMALI GÜÇ KAYNAKLARI

Son zamanlarda yaygın olarak kullanılan yeni bir DC kaynak tipidir. Anahtarlama güç kaynaklarını (AGK) lineer güç kaynaklarından daha avantajlı kılan en önemli iki özellik verim ve hacimdir. Lineer güç kaynaklarında ortalama verim $< 50\%$ iken anahtarlama güç kaynaklarında $80-90\%$ civarındadır. Doğrultulmuş ve filtre edilmiş şebeke geriliminin yüksek frekansta kıyılmasından dolayı sadece anahtarlama kayıpları mevcut olup, pasif elemanlardaki güç kaybı çok düşüktür [5].

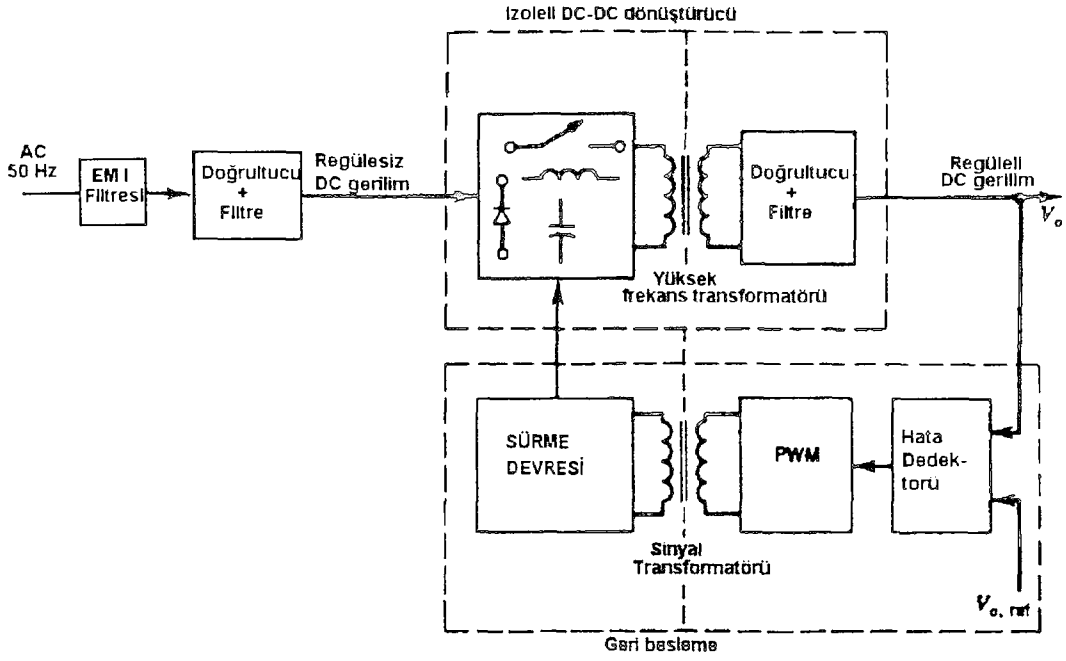
Anahtarlama işlemi çok yüksek frekansta yapıldığından gerekli olan filtre elemanları ve transformatör boyutları önemli ölçüde

düşmektedir. Bu tip güç kaynakları iyi bir yük ve şebeke regülasyonuna sahiptir. Giriş gerilimi ve yük akımındaki değişikliklerden tolerans sınırları içersinde etkilenmezler ve istenilen çıkış gerilimini temin ederler[10].

Bir çok uygulamada hem pozitif hem de negatif ve birden fazla çıkış gereklidir. Ayrıca bu çıkışların kullanıldığı yere bağlı olarak birbirinden elektrksel olarak izolasyonlu olması gerekebilir. Anahtarlmalı güç kaynaklarında transformatör kullanılarak hem gerekli izolasyon sağlanır hemde sarım oranı değiştirilerek girişe göre düşük veya yüksek değerli gerilim elde edilir. Bununla birlikte birden fazla sekonder sargısı kullanılarak birbirinden izolasyonlu istenildiği kadar çıkış elde edilebilir.

Yukarıda sayılan avantajlarının yanında AGK'larının bazı dezavantajları mevcuttur. Lineer güç kaynaklarına oranla daha karmaşık bir devre yapısı vardır ve dizaynı zordur[1],[5]. Yüksek frekanslı anahtarlama dolaylı elektromanyetik girişim ortaya çıkarırlar. Bu girişimin bastırılması gerekir. Çıkıştaki dalgalanma lineer güç kaynaklarından daha fazladır.

Şekil 1.5'de elektrksel izolasyonlu bir anahtarlmalı güç kaynağının blok diyagramı görülmektedir. AC giriş gerilimi kontrolsüz bir doğrultucu ile DC gerilime dönüştürülür. Doğrultma devresinden önce elektromanyetik girişimleri bastırmak için bir EMI filtresi konulur. Elde edilen DC gerilim yarı iletken bir şalter vasıtasıyla yüksek frekansta kıyılır ve transformatörün primerine uygulanır. Transformatörün sekonderinde elde edilen gerilim doğrulduktan sonra filtre edilerek V_o çıkış gerilimi elde edilir. Çıkış gerilimini sabit tutmak için geri besleme uygulanır. Çıkış geriliminden alınan bir örnek ile referans gerilim hata dedektörüne verilir. Hata değerine göre çıkış gerilimini etkileyen PWM dabe genişlik oranları ayarlanır.



Şekil 1.5 Bir anahtarlamalı güç kaynağının blok şeması

Anahtarlamalı güç kaynaklarını genel olarak 4 gruba ayırabiliriz.

- 1- Diyot ve kondansatörlü
- 2- Endüktanslı ve tek çıkışlı
- 3- Transformatörlü
- 4- Rezonans devreli

1.3 ANAHTARLAMALI GÜÇ KAYNAKLARININ EN YAYGIN KULLANIM ALANLARI

- 1- Televizyonlarda
- 2- Ölçü cihazlarında
- 3- Hesap makinalarında ve dijital saatlerde
- 4- Elektrikli daktülolarda
- 5- Teleks makinalarında

6- Batarya ve akü şarjında

7- Motor kontrolünde

8- 100 watt'tan daha yüksek güçlü film ve slayt makinalarında

9- Flüoresant ışıklarda

10- Demiryollarında güç kaynağı olarak

11- Halojen ve spot lambalarda

12- İşitme cihazlarında



BÖLÜM 2

GİRİŞ DEVRESİ

Giriş devresi için gerekli olan düzenlemeler şunlardır

- 1- Doğrultucu devre elemanları uygun değerlerde seçilmelidir
- 2- DC giriş gerilimindeki dalgalanma konverterin gerilim dalgalanma sınırları içinde olmalıdır.
- 3- AC gerilim devreye uygulandığında filtre kondansatörünün şarj olması için geçecek olan anı giriş akımı devrenin zarar görmemesi için emniyetli bir sınırdan tutulmalıdır.
- 4- AC şebekedeki ani aşırı gerilim yükselmelerine karşı devre korunmalıdır.
- 5- Yüksek frekanslı anahtarlardan dolayı oluşacak RFI ve EMI problemine karşı tedbir alınmalıdır

2.1 GİRİŞ DOĞRULTUCU ELEMANLARININ SEÇİMİ

İster köprü isterse ayrı ayrı elemanlardan oluşan bir doğrultucu devresi kullanılsın şu noktalara dikkat edilmelidir[3],[1].

a-) Elemanın akım değeri: Diyotlardan geçecek akım güç kaynağının gücüne bağlıdır. Seçilen diyotların akımı nominal çalışmada gerekli olan akımın en az iki katı seçilmelidir

b-) Ters kapama gerilimi: Doğrultma elemanları devrenin yapısına bağlı olarak ters yönde büyük bir gerilime maruz kalabilirler. Bu nedenle normal olarak 220 volt'luk bir şebekede en az 600 V veya daha fazla gerilime dayanıklı olmalıdır.

c-) İlk çalışma anında oluşabilecek yüksek akım dalgalanmasına dayanıklı A^2 'sn degerine sahip olmalıdır.

2.2 FİLTRELEME KONDANDATÖRÜNÜN SEÇİMİ

Doğrultulan dalgalı DC gerilimi sűzmek için devreye Şekil 2.1'deki gibi bağlanan filtre kondansatörü(C) kullanılır. Kondansatöre paralel olarak bağlanan R_1 direnci devrenin çalışmaması durumunda kondansatörün deşarj olması için konulmuştur Güç kaybının fazla olmaması için direnç değerleri yüksek seçilmelidir[2].

Kondansatörün kapasite değeri aşığıdaki ifade ile hesaplanır.

$$C = \frac{I \cdot t}{\Delta V} \quad (2.1)$$

C : Kapasite değeri

I : DC baradan çekilecek akım

t : Kondansatörün akım vereceęi süre

ΔV : Müsade edilen gerilim dalgalanması

2.3 ANI GİRİŞ AKIMININ SINIRLANMASI

İlk anda giriş filtre kondansatörü boş iken devreye enerji verildiğinde filtre kondansatörünün şarj olması için yüksek bir akım geçer. Bu ani akımı taşıyan doğrultma diyotları zarar görebilir. Genelde bu yüksek şarj akımını sınırlamak için iki yöntem kullanılır. Birincisi, ilk anda kondansatör bir direnç üzerinden şarj edilir. Şarj işlemi tamamlandıktan sonra direnç bir triac, bir tristör veya bir röle üzerinden kısa devre edilir. İkincisi ise şarj devresi üzerine NTC termistör bağlamaktır. Termistör ilk anda soğuktur ve yüksek direnç gösterir. İçinden akım geçtikçe ısınır ve ısınmasıyla birlikte direnç

değeri dahada düşer. Uygun termistör seçilerek nominal yük akımında minimum direnç değerine ulaşması temin edilmelidir[2].

Direnç kullanılması durumunda tristör veya triyak'ı tetiklemek için ilave bir tetikleme devresi gerekir. Kullanılan elemanın akım değeri ve soğutma elemanları konverterin gücüne göre tesbit edilir. Termistör kullanılması halinde ise konverter kullanılır iken herhangi bir sebeple enerji kesilmesi halinde konverter devre dışı edilmelidir. Termistörün soğuması için gerekli süre kadar bekledikten sonra konvertere tekrar enerji verilmelidir. Aksi halde termistör sıcak iken direnci düşük olacağından kondansatör şarj akımı diyotlara zarar verebilir

2.4 AŞIRI GERİLİM KORUMASI

Normal olarak şebeke gerilimi 220 V olmasına rağmen endüktif yükün anahtarlanması veya yıldırım düşmesi gibi bazı durumlarda gerilim dalgalanmaları oluşabilir. Bu tip gerilim piklerini yok etmek veya etkisini azaltmak için en yaygın olarak kullanılan eleman metal oksit varistörlerdir. Varistör ya AC baraya veya DC baraya paralel olarak bağlanır

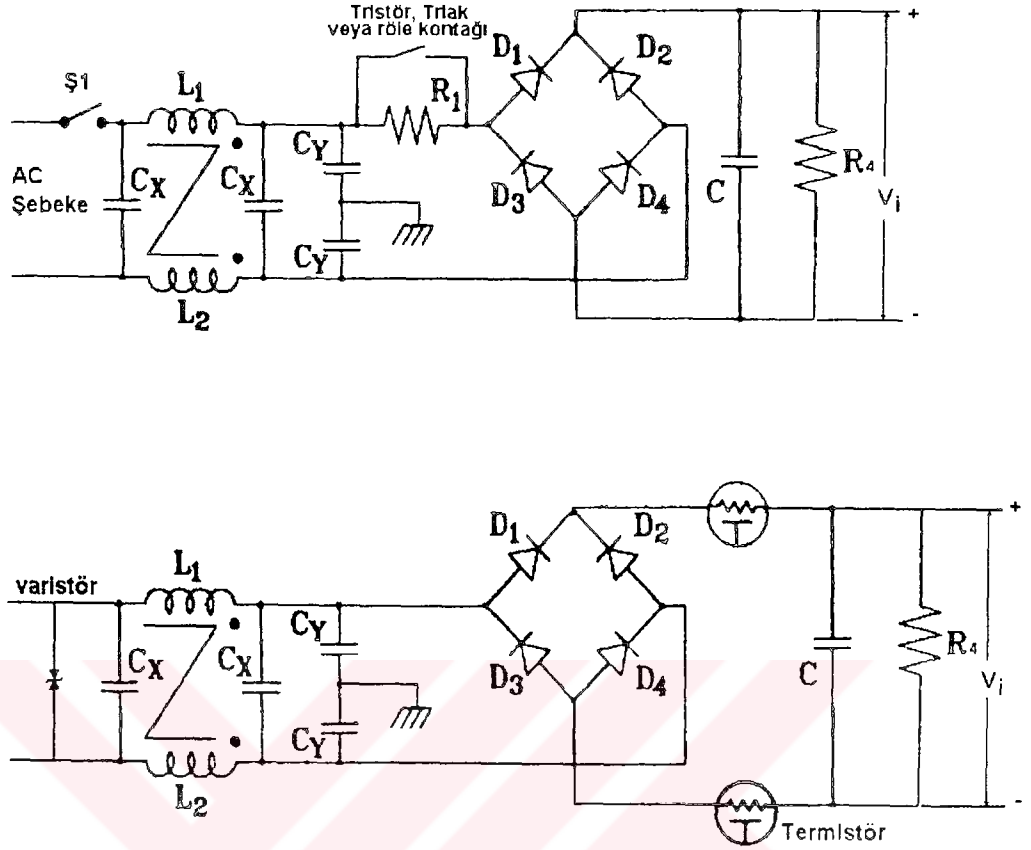
Varistör ayarlı direnç gibi davranır. Uçları arasında yüksek bir gerilim görüldüğünde empedansı anı olarak çok düşük değerlere iner ve giriş geriliminin emniyetli bir seviyede tutulmasını sağlar. Geçici enerji varistör üzerinde harcanır. Eğer aşırı gerilim uzun süreli olursa varistör patlar ve yenisi ile değiştirilmesi gerekir. Normalde varistör gerilimi şebeke geriliminden %15-20 daha yüksek değerde seçilir[2]

2.5 GİRİŞİMLERİN BASTIRILMASI

Anahtarlamalı güç kaynakları hem iletim hem de yayılım girişimlerine sebep olurlar.

2.5.1 İletim girişiminin bastırılması

İletim girişimi esas itibariyle AC şebeke kabloları aracılığı ile taşınır ve AC şebekenin kirlenmesine sebep olur. Bunu engellemenin en



Şekil 2.1 Giriş devresine ait çeşitli düzenlemeler

etkin yolu AC şebeke ile konverter arasında alçak geçiren bir filtre koymaktır. Bu amaç için manyetik kuplajlı L_1 ve L_2 bobinleri ile C_X ve C_Y kondansatörleri kullanılır.(Şekil 2.1) L_1 ve L_2 arasındaki manyetik bağ, her birinin oluşturacağı AC giriş akımının manyetik etkisini azaltacak şekilde düzenlenmiştir[3].

Genel olarak L_1 , L_2 , C_X ve C_Y 'nin değerleri

$$L_1 = L_2 = 2 - 50 \text{ mH}$$

$$C_X = 0.1 - 1 \text{ } \mu\text{F}$$

$$C_Y = 2200 \text{ pF} - 0.033 \text{ } \mu\text{F}$$

arasında seçilir. Ancak gerçek değerler çalışma frekansı ve konverterin gücüne bağlıdır.

2.5.2. Yayılım girişimlerinin bastırılması

Yayılım girişimleri üç sınıfta toplanabilir

- 1- Kapasitif etkiden dolayı oluşan manyetik girişim
- 2- Endüktif etkiden dolayı oluşan manyetik girişim
- 3- Elektromanyetik (EM) dalgadan dolayı oluşan manyetik girişim

İlk girişim bir gerilim kaynağı tarafından üretilir ve çevrede bir elektrik alanı oluşur. Korunacak yani ekranlanacak nesne ile girişim kaynağının arasına topraklanmış metal levha konmak suretiyle minimuma indirilebilir. Ayrıca elektrik alanın yayılmasını engellemek için girişim kaynağı tamamıyla metal kutu içine alınabilir

İkinci tip girişime bir akımdan dolayı oluşan manyetik alan sebep olur. Üçüncü tip girişim, akım taşıyan iletkenlerin yaydıkları radyo dalgaları tarafından oluşturulur. Bu girişim diğerlerinden çok farklıdır. Diğer girişimlerden çok daha uzak mesafelere yayılabilir. EM dalga esasen bir enerji yayılımıdır[3].

Endüktif bileşen ve EM dalgadan dolayı oluşan girişimleri azaltmak için şu noktalara dikkat etmelidir.

- 1- Yüksek frekansta yüksek akım taşıyan iletkenlerin uzunlukları mümkün olduğu kadar kısa tutulmalıdır.
- 2- Akım çevrelerinin alanları küçük tutulmalıdır.
- 3- Eğer uygun ise birbirlerine sarılmış iletken çiftleri kullanılmalıdır
- 5- Güç kaynağı topraklanmış bir metal kutu ile ekranlanmalıdır

BÖLÜM 3

ENDÜKTANSLI VE TEK ÇIKIŞLI KONVERTERLER

Endüktanslı ve tek çıkışlı devreler kendi aralarında dört gruba ayrılır.

- 1-Buck(Düşük gerilim veren) konverter
- 2-Boost(yüksek gerilim veren) konverter
- 3-Buck - Boost(hem düşük hem yüksek gerilim veren) konverterler
- 4- İzolesiz Cuk konverteri

Buck konverterde çıkış akımı düzgün, fakat giriş akımı dalgalıdır Boost konverterinde giriş akımı düzgün, çıkış akım dalgalı Buck-Boost konverterde ise hem giriş hemde çıkış akımı dalgalıdır. Son zamanlarda geliştirilen Cuk konverterinde hem giriş hem de çıkış akımı düzgündür.

3.1 BUCK KONVERTER

Düşük gerilim veren veya step-down konverterler de denir Bu tip konverterlerde çıkış gerilimi, giriş geriliminden deha düşük bir değere sahiptir Buck konverterin en önemli avantajı düşük iç kayıplar ve yüksek verimdir. Basit bir devre yapısına sahiptir. Çıkış gerilimi sıfır ile giriş gerilimi arasında ayarlanabilir. Yüksek değerlikli kapasite değerine sahip kondansatör gerektirmez. Bu avantajlarının yanında giriş ve çıkış arasında yalıtımın olmaması, giriş akımındaki dalgalanmadan dolayı EMI oluşumu gibi dez avantajları vardır[3],[1] Şekil 3.1'de konverterin yapısı verilmiştir. İki tip çalışma modu mevcuttur.

1. Kesintisiz çalışma modu
2. Kesintili çalışma modu

3.1.1 Kesintisiz Mod'da Çalışma

Devre girişine V_i gerilimi uygulanması durumunda çıkışta regüleli V_o gerilimi elde edilir Normal çalışma durumunda Q anahtarı yüksek frekansta darbe genişlik modülasyonuna göre ilettime sokulur ve çıkartılır. Bu anahtarlama sonucu oluşan dalga değişimleri Şekil3.2'de gösterimiştir. Devrenin çalışması incelenirken aşağıdaki kabuller yapılmıştır.

- Konverter kararlı halde çalışmaktadır.
- Anahtarın kapama durumunda akımın sifira düşmemesi için L yeterince büyük seçilmiştir.
- Çıkış filtreleme kondansatörü C_L Çıkış gerilimindeki dalgalanmayı düşük tutmak için yeterince büyük seçilmiştir.
- Anahtarlama periyodu T ve bağıl iletimde kalma süresi λ olmak üzere

$$\lambda = \frac{T_1}{T_1 + T_2} = \frac{T_1}{T} \quad (3.1)$$

$$T_1 = \lambda.T \quad (3.2)$$

$t = 0$ anında Q anahtarı ilettime sokulur. V_i geriliminden dolayı i_L akımı lineer olarak

$$\frac{d_{iL}}{d_t} = \frac{V_i - V_o}{L} \quad (3.3)$$

oranında lineer olarak artmaya başlar. Bu anda D diyodu ters kutuplu olduğu için i_D akımı sıfırdır.

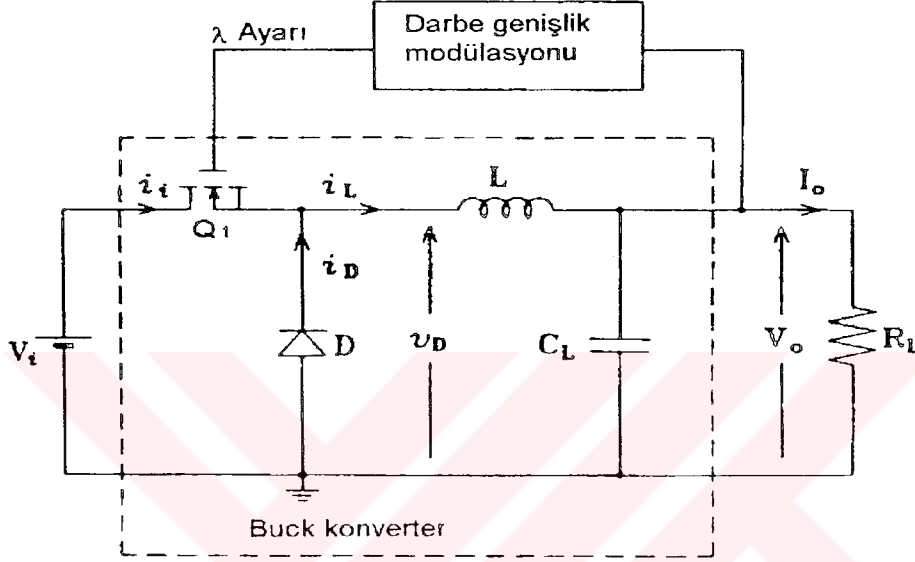
$0 < t < \lambda T$ aralığında Q iletimde tutulur Giriş devresinden çekilen i_i akımı ile hem C_L şarj olur hem de R_L yükü beslenir.

Akım ve gerilim değişimleri aşağıdaki şekilde gerçekleşir.

$$i_i = i_L$$

$$i_D = 0$$

$$v_D = V_i$$



Şekil 3.1 Buck konverterleri bağlantı şeması

$t = \lambda T$ anında Q anahtarı iletimden çıkartılır. Bobin uçlarındaki gerilimin yönü değişir ve D iletim yönünde kutuplanır i_L akımı D-L- R_L yoluyla devresini tamamlar.

$\lambda T < t < T$ süresince Q kesimdedir. Bobinde daha önce depo edilen enerji sayesinde i_L akımı D yoluyla geçmeye devam eder. Ancak i_L akımı V_o gerilimi tarafından azalmaya zorlanır. Böylece i_L 'nin değeri

$$\frac{d_{i_L}}{d_t} = \frac{-V_o}{L} \quad (3.4)$$

eğimi ile liner olarak azalır. Bu anda diyot akımı ve gerilimi

$$i_D = i_L$$

$$v_D = 0$$

dir.

$t = T$ anında Qanahtarı tekrar ilettime sokulur ve periyot başlangıcından itibaren aynı değişimler tekrar eder.

Yukarıdaki şekilde gösterilen v_D 'nin değişimi

$$\begin{aligned} v_D &= V_i & 0 < t < \lambda T \\ v_D &= 0 & \lambda T < t < T \end{aligned}$$

dir. v_D 'nin ortalama değeri λV_i olur. Filtreleme devresi(L,C_L) sadece v_D 'nin dc bileşenlerini çıkışa verdiği için çıkış geriliminin ortalama değeri v_D 'nin ortalama değerine eşittir.

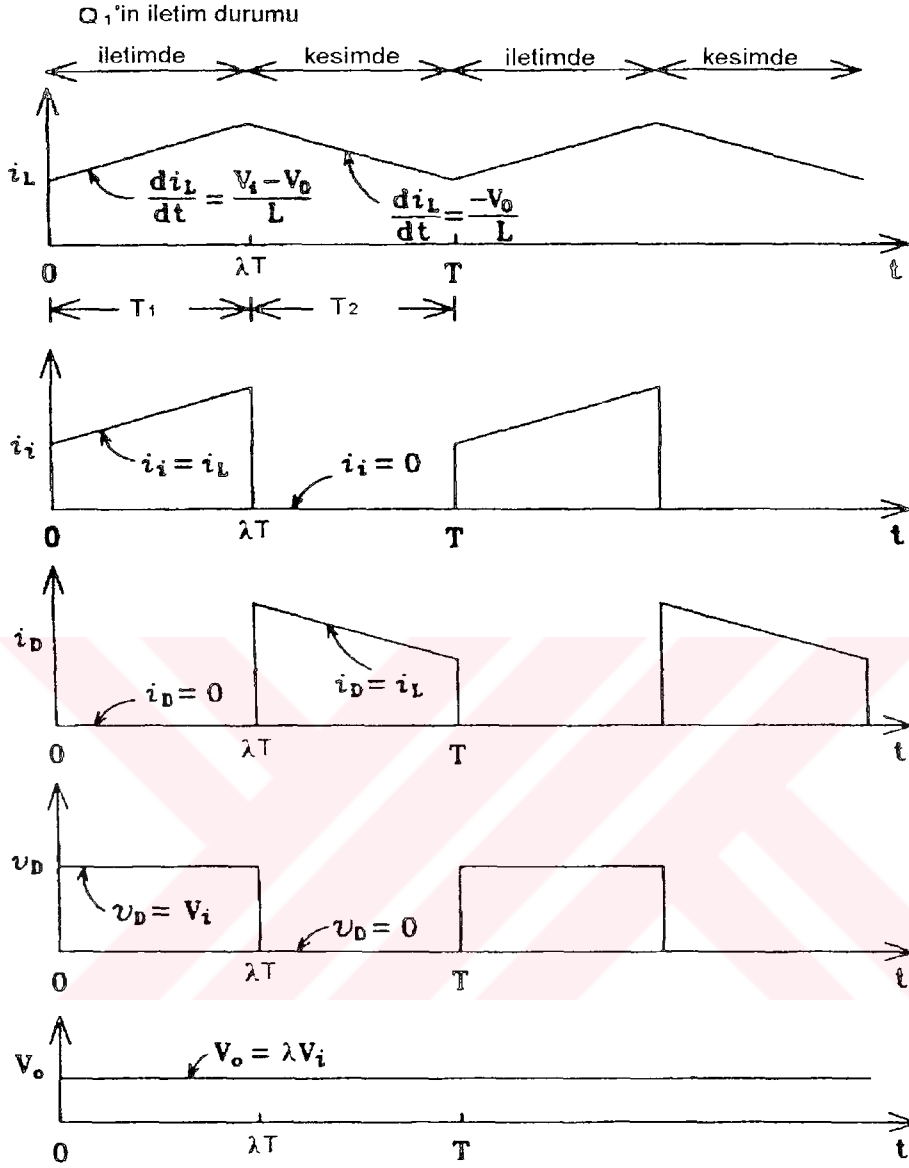
$$V_o = \lambda \cdot V_i = \frac{T_1}{T} V_i \quad (3.5)$$

Buradan da anlaşıldığı üzere V_o çıkış gerilimi, Q anahtarlama elemanına uygulanan tetikleme darbeleri değiştirilerek ve dolayısıyla λ ayarı yapılarak kontrol edilebilir. Şekil 3.2'de gösterilen bobin akımı i_L hiç bir zaman sıfıra düşmez. Bu nedenle bu çalışma tipi kesintisiz mod'da çalışma olarak isimlendirilir.

3.2 Kesintili Mod'da Çalışma

Kesintisiz çalışma durumunda i_L sürekli yani hiç bir zaman sıfıra düşmez. Ancak yük direnci R_L büyük ve L endüktansı çok küçük olursa bu durum geçerliliğini kaybeder. Bu şartlar altında Q anahtarının kesimde olduğu zaman içinde bobin akımı i_L sıfıra düşer. Elemanlar üzerindeki akım ve gerilim değişimleri bu duruma bağlı olarak değişiklik gösterir. Kesintili çalışmaya ait dalga değişimleri Şekil 3.3'te verilmiştir. Dalga şekilleri incelendiğinde kesintisiz çalışmaya göre şu değişikliklerin meydana geldiği görülür[3].

1- Bobin endüktansının küçük olmasından dolayı, i_L akımındaki



Şekil 3.2 Kesintisiz mod'da çalışan Buck konverterlere ait dalga şekilleri

artış ve azalma oranı daha yüksektir

2- λ_2 serbest geçiş diyodunun bağlı iletimde kalma süresi olmak üzere, bobin akımı i_L $t = \lambda T + \lambda_2 T$ 'de sıfıra düşer

3- $(\lambda + \lambda_2)T < t < T$ aralığında endüktans akımı Şekil 3.3'te gösterildiği gibi sıfırdır. Bundan dolayı bobin uçlarındaki ortalama ge-

rilim sıfır olmalıdır.

$$\lambda \cdot T \cdot (V_i - V_o) = \lambda_2 \cdot T \cdot V_o$$

$$\lambda_2 = \lambda \cdot \frac{V_i - V_o}{V_o} \quad (3.6)$$

yeni çıkış gerilimi $\lambda \cdot V_i$ 'den daha yüksektir.

$$V_o = \frac{(\lambda \cdot T) \cdot V_i + (T - \lambda \cdot T - \lambda_2 T) V_o}{T}$$

$$V_o = \lambda \cdot V_i + (1 - \lambda - \lambda_2) \quad (3.7)$$

$(1 - \lambda - \lambda_2) > 0$ olduğuna göre $V_o > \lambda \cdot V_i$ dir. Yük direnci ve bobin endüktansı dikkate alındığında çıkış gerilimi

$$V_o = V_i \frac{\lambda \cdot^2 G R_l}{2} \left[\sqrt{1 + \frac{4}{\lambda \cdot^2 G R_l}} - 1 \right] \quad (3.8)$$

eşittir.[3] Burada $G=T/2L$ dir

Kesintisiz çalışmadan kesintili çalışmaya geçme durumunda

$$I_o = \frac{V_o}{R_l} = \frac{1}{2} \frac{V_o}{L} (1 - \lambda) T \quad (3.9)$$

$$R_{l_{krit}} = \frac{2L}{(1 - \lambda \cdot T)} \quad (3.10)$$

$$L_{krit} = \frac{1}{2} R_l (1 - \lambda) T \quad (3.11)$$

değerine sahiptir.

3.1.3 Kesintili ve Kesintisiz Çalışma Mod'larının Karşılaştırılması

Dalga şekilleri incelenirse şu sonuçları çıkarabiliriz

Eğer konverterler kesintisiz mod'da çalışıyorsa L yeterince büyüktür ve i_L akımı oldukça düzgündür. Bundan dolayı kesintisiz çalışmada V_o çıkış geriliminde daha az dalgalanma vardır ve daha az elektromanyetik girişim ortaya çıkar

Kesintisiz çalışmada çıkış gerilimindeki dalgalanma

$$\Delta V_o = \frac{T^2}{8C_L L} \lambda \cdot (V_i - V_o) \quad (3.12)$$

dir. Büyük L endüktansı C_L kondansatörü seçilirse V_o 'daki dalgalanma çok küçük yapılabilir. Kesintili çalışmada ise

$$\Delta V_o = \frac{T^2 \lambda^2}{8C_L L} (V_i - V_o) \frac{V_i}{V_o} \sqrt{2 - \lambda \frac{V_i}{V_o}} \quad (3.13)$$

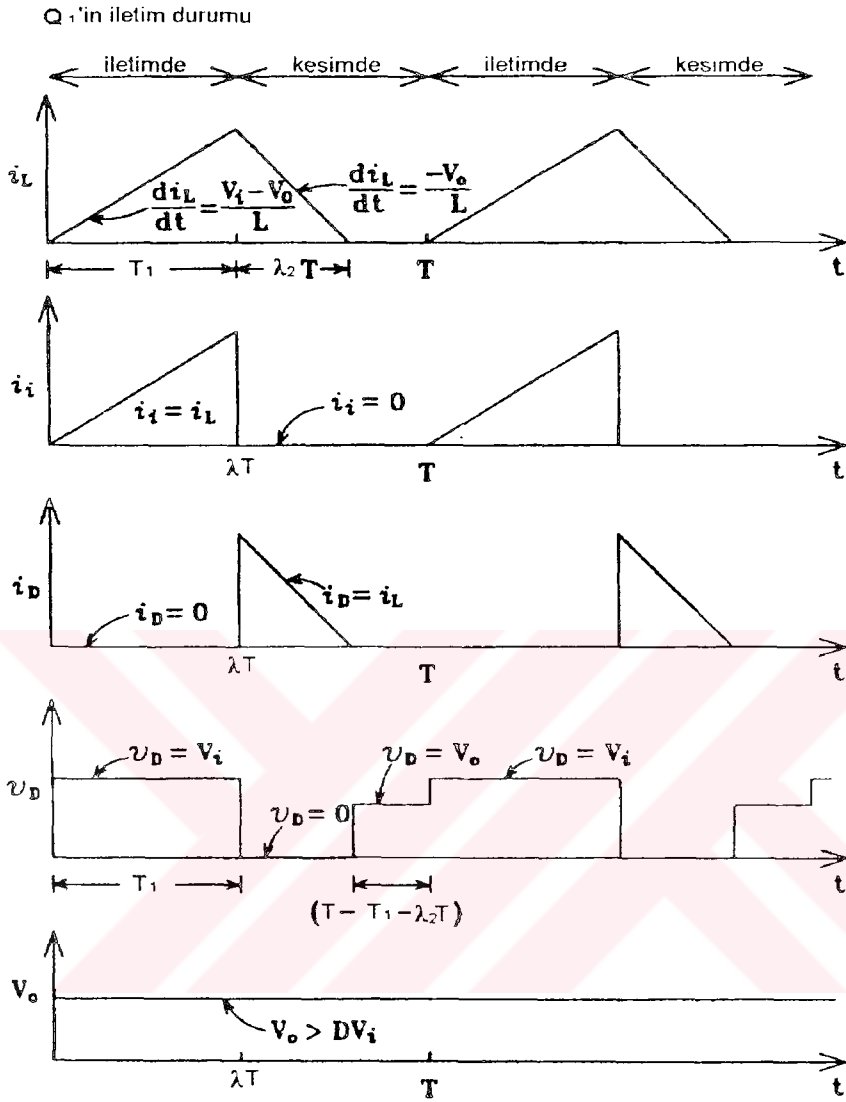
dir. Sonuç olarak Kesintisiz çalışmada çıkış gerilim dalgalanması daha düşüktür[3].

Aynı I_o çıkış akımı için endüktans ve anahtarlama elemanı üzerindeki pik akımlar kesintili çalışmada kesintisiz çalışmaya göre daha yüksektir.

Verim: Anahtarlama elemanı ve serbest geçiş diyodu üzerindeki gerilim düşümü dikkate alınmaz ise verim %100 olur. Gerilim düşümü dikkate alınırsa Q üzerinde λT_1 ve D üzerinde $\lambda_2 T$ süresince gerilim düşümü olur.

$$P_{KAY} = V_Q I_o \frac{\lambda \cdot T}{T} + V_D I_o \frac{\lambda_2 \cdot T}{T}$$

$$P_{KAY} = I_o (V_Q \lambda + V_D \lambda_2) \quad (3.14)$$



Şekil 3.3 Buck konverterde kesintili mod çalışmaya ait dalga şekilleri

$$\eta = \frac{P_o}{P_o + P_{kay}} = \frac{V_o I_o}{V_o I_o + I_o (V_Q \lambda + V_D \lambda_2)}$$

$$\eta = \frac{V_o}{V_o + I_o (V_Q \lambda + V_D \lambda_2)} \quad (3.15)$$

olarak elde edilir.

Yüke aktarılan akımı süzme için kullanılan bobinin endüktans değeri içinden geçen akımın dalga şeklinden elde edilebilir[6].

Bobinden geçen akımdaki dalgalanmalar (Şekil 3.2'den)

$$\frac{\Delta I_L}{T_1} = \frac{V_1 - V_0}{L}$$

$$\frac{\Delta I_L}{T_2} = \frac{V_0}{L}$$

şeklindedir. Denklemler düzenlenecek olursa:

$$\Delta I_L = \frac{V_1 - V_0}{L} \cdot T_1$$

$$\Delta I_L = \frac{V_0}{L} \cdot T_2$$

Elde edilir. İki denklemin taraf tarafa toplanması ile

$$2\Delta I_L = \frac{V_1 - V_0}{L} \cdot T_1 + \frac{V_0}{L} \cdot T_2$$

$\lambda = \frac{T_1}{T}$, $T_2 = T - T_1 = T(1 - \lambda)$ eşitlikleri göz önüne alınarak

gerekli düzenlemeler yapılırsa

$$\Delta I_2 = \frac{V_1 T}{L} \lambda \cdot (1 - \lambda) \quad (3.16)$$

elde edilir. Maksimum dalgalanmanın meydana geldiği λ değeri için

$$\frac{d\Delta I_2}{d\lambda} = \frac{V_1 \cdot T}{L} (1 - 2\lambda)$$

$1-2\lambda = 0 \Rightarrow \lambda = 1/2$ için $\Delta_{iL} = \Delta_{iLmax}$ olur.

$$\Delta I_{LMAX} = \frac{V_i \cdot T}{L} \frac{1}{2} \frac{1}{2} = \frac{V_i \cdot T}{4L} \quad (3.17)$$

$$L = \frac{V_i}{4 \cdot f_p \cdot (\Delta I_L)_{MAX}} \quad f_p = 1 / T \quad (3.18)$$

3.2 BOOST KONVERTER

Yüksek gerilim veren veya step-up konverterler'de denir. Çıkış gerilimi giriş geriliminden daha büyüktür. Boost konverter genelde düşük güçlerde kullanılır (<10 W) Bir elektronik devre için gerekli olan 12 veya 15 voltluk gerilim 5 volt seviyesindeki bir pil geriliminden elde edilmesinde yararlanır. Bir bataryanın gerilimi deşarj olmasıyla birlikte düşme gösterir. Batarya geriliminin normal seviyenin altına düşmesi halinde gerilim dengesini sağlamak için boost konverterden yararlanılabilir. Devrede kullanılan manyetik kuplajın elde edilmesi kolaydır. Giriş ile çıkış arasında herhangi bir izolasyon mevcut değildir. Çıkış kondansatörünün kapasite değerinin fazla yüksek olmasına gerek yoktur [16],[1].

Şekil 3.4'te bir boost konverter devresi görülmektedir. Şekil 3.5 ise dalga şekillerini göstermektedir. Noktalı çizgiler kesintili çalışmaya ait değişimleri göstermektedir.

Konverterlerin çalışması:

$t = 0$ anında Q anahtarı iletme sokulur ve $0 < t < \lambda T$ aralığında iletimde tutulur. Bu aralıkta i_L bobin akımı

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_i}{L}$$

oranında lineer olarak artar. D diyodu kesimdedir ve giriş devresinden

çekilen enerji bobin endüktansında depolanır. Enerji miktarı ise ,

$$W = \frac{1}{2} L (I_p)^2 \quad (3.19)$$

değerindedir

$T = \lambda T$ anında anahtarın kesime alınması ile birlikte D diyodu ilettime geçer ve i_L bobin akımı

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_i - V_o}{L}$$

oranında lineer olarak azalır. $\lambda T < t < T$ süresi boyunca bobin endüktansında depo edilen enerji V_i giriş kaynağından sağlanan enerji ile birlikte çıkış devresine aktarılır. C_L çıkış kondansatörü giriş gerilimi V_i ile bobin geriliminin toplamındaki bir değerde şarj olur. Bu nedenle V_o çıkış gerilimi V_i giriş geriliminden daha yüksektir

Kesintisiz çalışma için boost konverterlerin çıkış gerilimi i_L bobin akımının değişiminden hesaplanabilir.

$$\frac{V_i}{L} \lambda \cdot T = \frac{-(V_i - V_o)}{L} (1 - \lambda) T$$

$$\frac{V_i}{L} \lambda \cdot T = \frac{-V_i}{L} (1 - \lambda) T + \frac{V_o}{L} (1 - \lambda) T$$

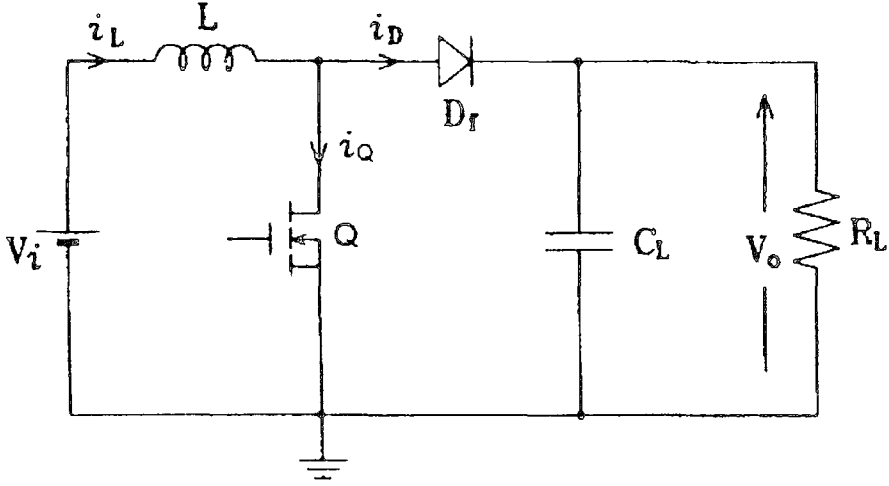
denklem düzenlenecek olursa,

$$V_i = V_o (1 - \lambda)$$

$$V_o = \frac{V_i}{1 - \lambda} \quad (3.20)$$

Kesintili çalışma durumu için çıkış gerilimi

$$V_o = V_i \cdot \left[\frac{1 + \sqrt{1 + 4 \lambda \cdot^2 GR_L}}{2} \right] \quad (3.21)$$



Şekil 3.4 Boost konverterlere ait bağlantı şeması

dir Burada $G = T / 2 L$ dir

Kesintili çalışma ile kesintisiz çalışmayı birbirinden ayıran kritik endüktans değeri Şekil 3.6'endüktans göre hesaplanırsa:

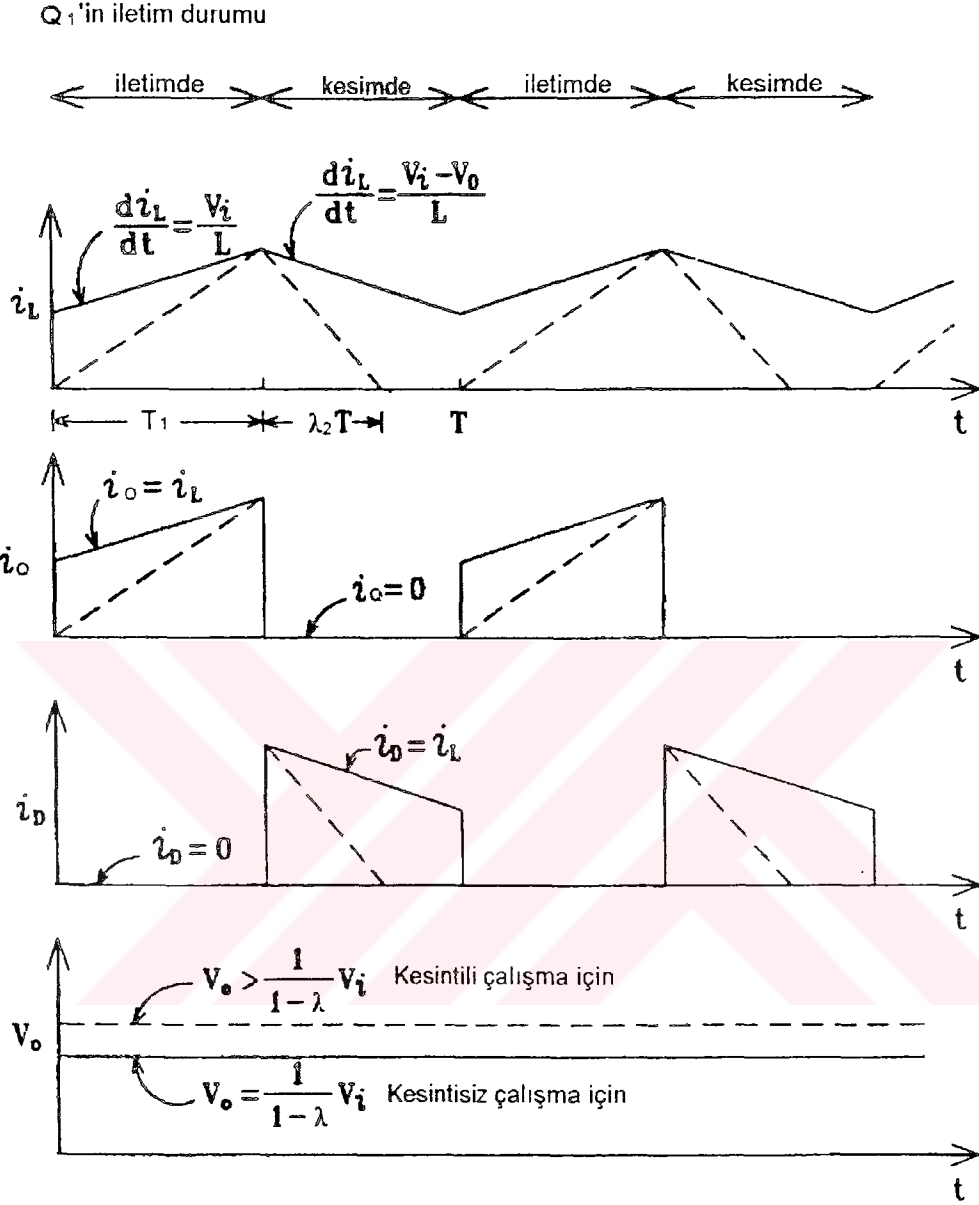
$$I_O = \frac{ABC \text{ üçgen alanı}}{T} = \frac{1}{2} \frac{V_i}{L_{KRIT}} \lambda \cdot T(1-\lambda) \quad \text{ve} \quad I_O = V_O / R_L$$

olduğuna göre

$$\frac{V_O}{R_L} = \frac{1}{2} \frac{(1-\lambda)^2 V_i}{L_{KRIT}} \lambda \cdot T$$

$$L_{KRIT} = \frac{1}{2} \cdot R_L \lambda \cdot (1-\lambda)^2 T \quad (3.22)$$

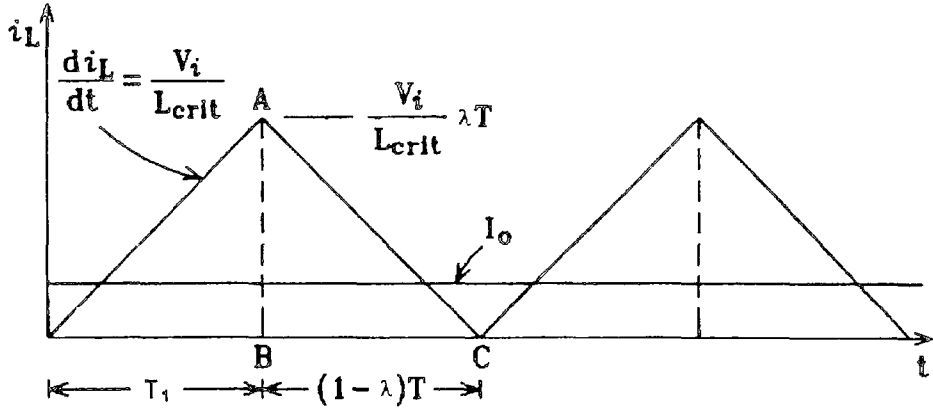
olarak hesaplanır.



Şekil 3.5 Boost konverterler dalga şekilleri

Eğer konverterler kesintisiz mod'da çalışıyor ve büyük değerli L kullanılmış ise i_L bobin akımı (giriş akımı) çok düzgündür. Kesintili çalışma için çıkış gerilimindeki dalgalanma

$$\Delta V_o = \frac{I_o T}{C_L} \lambda \quad (3.23)$$



Şekil 3.6 i_L akımının kesintili çalışmadan kesintisiz çalışmaya geçişteki değişimi

kesintisiz çalışmada ise

$$\Delta I_o = \frac{I_o T}{C_L} (1 - \lambda_2) \quad (3.24)$$

dir λ_2 D diyodunun bağlı iletimde kalma süresidir ve

$$\lambda_2 = \lambda \cdot \frac{V_i}{V_o - V_i} \quad (3.25)$$

ile hesaplanabilir. Boost konverterlerinde verim

$$\eta = \frac{V_o}{V_o + V_D - V_Q} \cdot \frac{V_i - V_Q}{V_i} \quad (3.26)$$

ifadesi ile hesaplanır.

DC gerilimi izole etmek için L yerine bir transformatör bağlanması durumunda flyback konverterleri elde edilir. Sekonder devresinde birden fazla sargı kullanılarak çok çıkışlı bir kaynak elde etmek mümkündür.[5]

3.3 BUCK-BOOST KONVERTERİ

Hem düşük hem de yüksek gerilim veren veya ters polarite çıkışlı konverterler'de denir. Adındanda anlaşıldığı gibi giriş geriliminin yönünü değiştiren ve ayrıca çıkış gerilimini giriş gerilimine göre düşük veya yüksek olarak ayarlayabilen bir konverterler çeşididir.

Anahtarın iletim anında bir endüktansta depo edilen enerji anahtarın kesim durumunda çıkışa aktarılır. Giriş ve çıkış devresi arasında yalıtım yoktur. Manetik kuplajın elde edilmesi kolaydır. Buck-Boost konverterler daha çok düşük güçlerde kullanılır. Bir çok elektronik devre dengeli pozitif ve negatif gerilim gerektiren entegreler ihtiva eder. Böyle bir devre bataryadan beslenirse, bataryanın kullanımıyla birlikte gerilim dengesizliği ortaya çıkar veyahut tek bir bataryadan dengeli bir kaynak üretilemek zorundadır. Bu buck-boost konverterlerin uygulanması için uygun bir durumdur. Buck-boost konverterlerin devresi şekil 3.7'da, akım ve gerilim dalga şekilleri ise şekil 3.8'de şekil 3.9'da gösterilmiştir.

3.3.1 Kesintisiz Mod'da Çalışma

$t = 0$ anında Q anahtarı iletime sokulur i_L bobin akımı

$$\frac{d_{i_L}}{dt} = \frac{V_i}{L}$$

oranında lineer olarak yükselir Anahtar $0 < t < \lambda T$ aralığında iletimde tutulur. Bobin akımı yükselmeye devam eder.

$$i_i = i_L$$

$$i_D = 0$$

$t = \lambda T$ anında Q kesime alınır. Bu anda bobin akımı

$$I_p = \frac{V_i}{L} T_1 \quad (3.27)$$

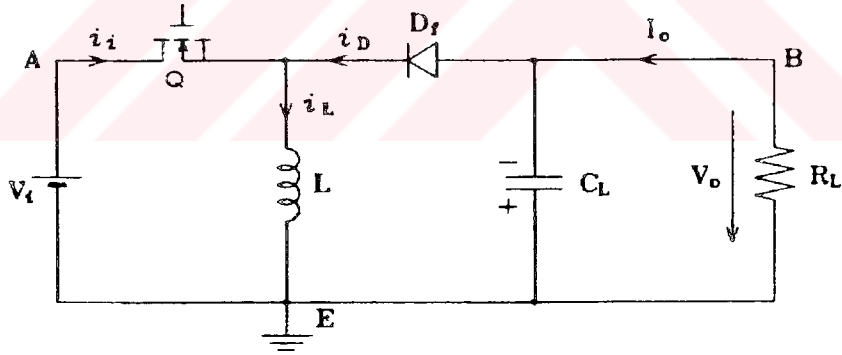
ve depo edilen enerji

$$W = \frac{1}{2} \cdot L \cdot I_p^2 \quad (3.28)$$

dir. Bobin akımı azalmaya başlayacağından uçlarındaki gerilimin yönü değişir. D diyodu iletme geçer ve akım L-R_L-D yoluyla devresini tamamlayarak hem yükü besler hem de C_L çıkış kondansatörünü şarj eder $\lambda T < t < T$ aralığında anahtar kesimde tutulur i_L akımı D yoluyla devresini tamamlarken

$$\frac{d_{i_L}}{dt} = \frac{-V_o}{L}$$

eğimi ile azalmaya devam eder. Bobin akımı diyot akımına eşittir. Bu aralıkta bobin akımı sıfıra düşecek olursa kesintili çalışmaya geçilmiş olur



Şekil 3 7 Buck-Boost Konverter Devresi

$t = T$ anında anahtar iletme sokulur. Tekrar periyot başından çalışma başlar.

$i_D = 0$ olduğu sürece C_L'de depo edilen enerji çıkış gerilimini yaklaşık olarak sabit tutar. Eğer C_L büyük seçilirse V_o daki dalgalanma minimumda tutulur.

V_o çıkış geriliminin değeri kararlı çalışmada i_L akımının değişiminden elde edilebilir.

$$i_L = \lambda \cdot T \frac{V_I}{L} \quad 0 < t < \lambda T$$

$$i_L = (1 - \lambda) T \frac{V_o}{L} \quad \lambda T < t < T$$

Buradan,

$$\lambda \cdot T \frac{V_I}{L} = (1 - \lambda) T \frac{V_o}{L}$$

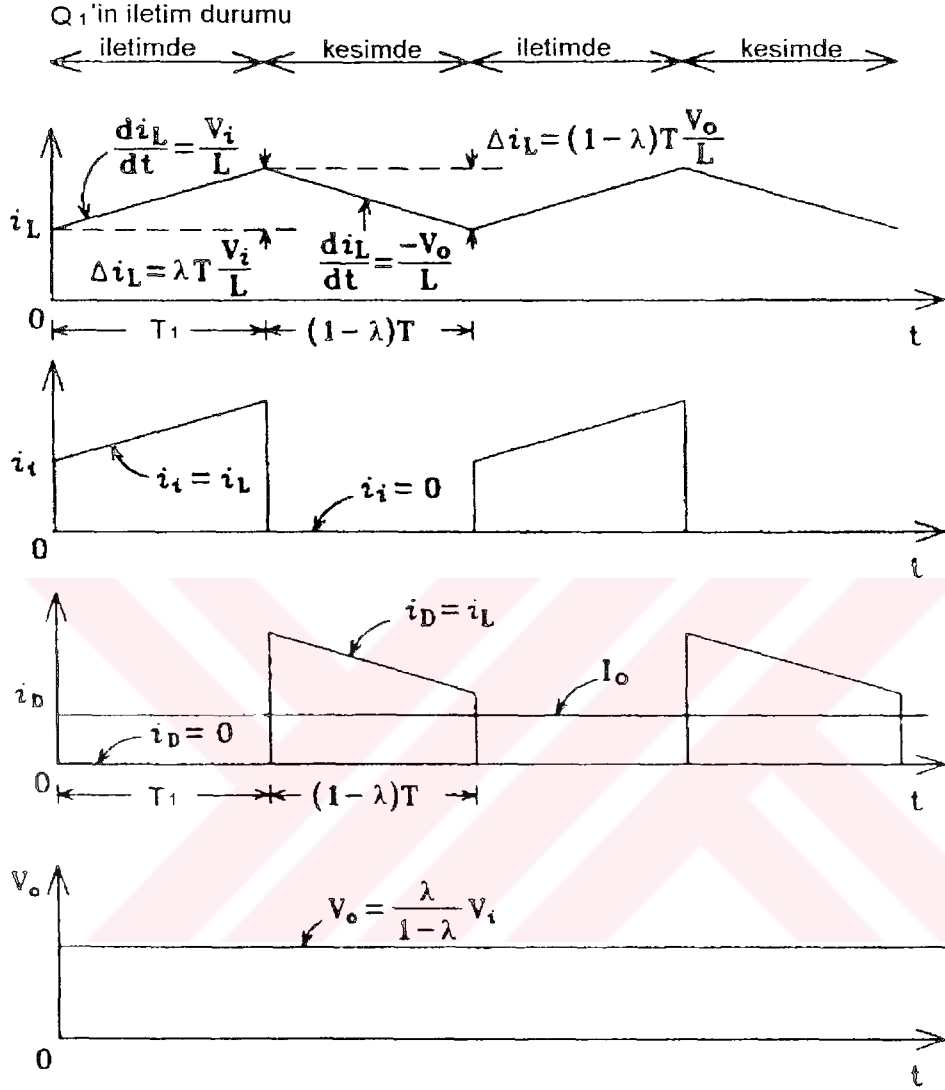
$$V_o = \frac{\lambda}{1 - \lambda} \cdot V_I \quad (3.29)$$

olarak elde edilir. Bağlı iletimde kalma süresi λ değiştirilmek suretiyle çıkış gerilimi kontrol edilebilir. Tek devre üzerinden $\lambda < 0.5$ için giriş göre düşük bir gerilim, $\lambda > 0.5$ için ise yüksek bir gerilim elde edilmiş olur. λ 'nın artması ile birlikte bütün elemanların pik akım değerleri artar. Yüksek λ değerlerinde kondansatördeki akım dalgalanması çok yükselir. Kondansatör şarj akımı üçgen bloklar haline gelir. Bu ise eleman seçimini zorlaştırır[23].

3.3.2 Kesintili Çalışma mod'u

Anahtarın kesim süresi içinde i_L bobin akımının sıfıra düşmesi durumundaki çalışmaya kesintili çalışma denir. Yük direnci ve L endüktansı küçük seçilirse bu mod çalışmaya geçilir. Şekil 3.8'de akım ve gerilim dalga şekilleri görülmektedir. Bobin akımı incelenirse Bir periyot boyunca ortalama bobin enerjisi sıfırdır

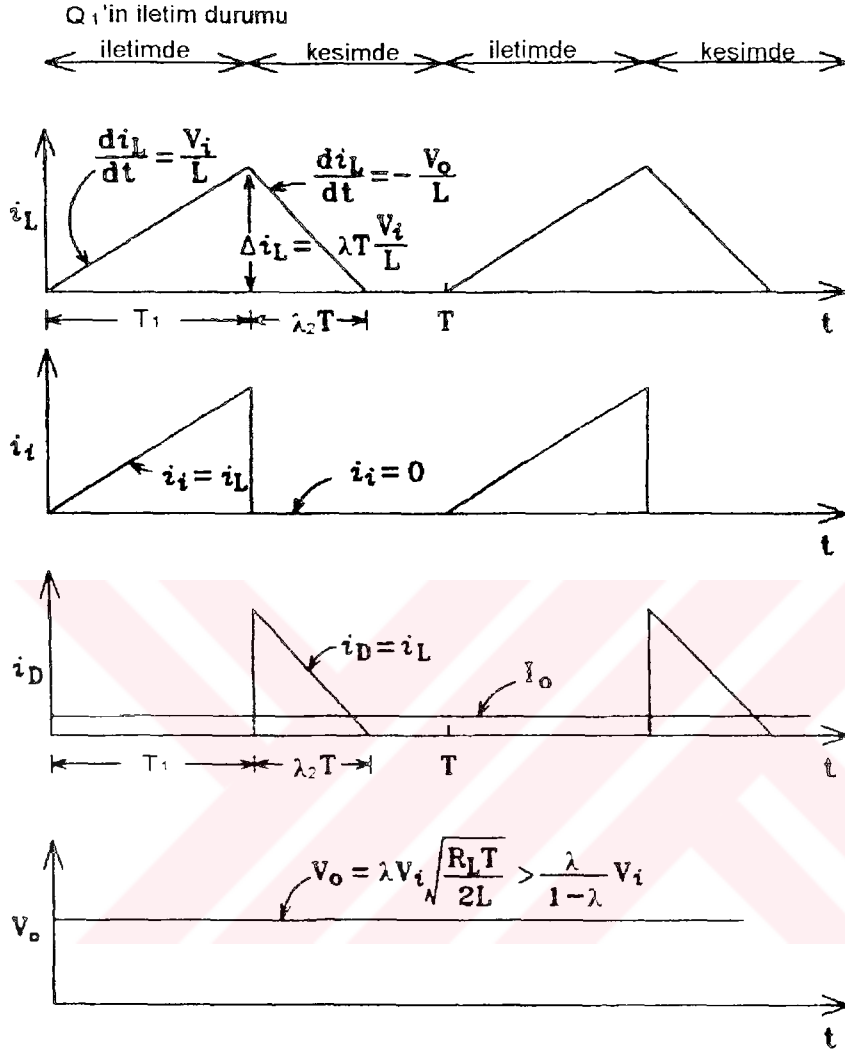
$$\lambda \cdot T \frac{V_I}{L} = \lambda \cdot T \frac{V_o}{L}$$



Şekil 3.8 Kesintisiz Çalışma Mod'una Ait Buck-Boost Dalga Şekilleri

$$\lambda \cdot 2 = \lambda \cdot \frac{V_i}{V_o} \quad (3.30)$$

$$\text{Bobin giriş enerjisi} = \frac{1}{2} \cdot L \cdot (\Delta i_L)^2$$



Şekil 3.9 Buck-Boost Konverterde Kesintili Çalışmaya Ait Dalga şekilleri

$$\text{Yüke aktarılan enerji} = \frac{V_o^2}{R_L} \cdot T$$

$$\frac{1}{2} \cdot L \cdot (\Delta i_L)^2 = \frac{V_o^2}{R_L} \cdot T$$

$$\frac{1}{2} \cdot L \cdot \left[\lambda \cdot T \frac{V_i}{L} \right]^2 = \frac{V_o^2}{R_L} \cdot T$$

$$V_o = \lambda \cdot V_i \cdot \sqrt{\frac{R_L \cdot T}{2 \cdot L}} \quad (3.31)$$

3.3.3 Kesintili ve Kesintisiz Mod Çalışmanın Karşılaştırılması

Buck konverterlerin aksine, buck-boost konverterde kesintisiz çalışma çıkış akımının düzgünleştirilmesinde etkili olmaz. Kesintisiz çalışmada çıkış gerilimdeki dalgalanma

$$\Delta V_o = \frac{I_o T}{C_L} \lambda \quad (3.32)$$

$V_o = \frac{\lambda}{1 - \lambda} \cdot V_i$ idi. Buradan λ çekilir ve yukarıdaki denklemde yerine konursa;

$$\Delta V_o = \frac{V_o}{V_o + V_i} \cdot \frac{I_o T}{C_L} \quad (3.33)$$

elde edilir

Kesintili çalışma için gerilim dalgalanma ifadesi buck konverterlerin kesintili çalışmasına benzer şekilde bulunabilir. $\lambda_2 < t < T$ aralığında çıkış akımının tamamının C_L tarafından sağlandığı düşünülürse

$$\Delta V_o = \frac{I_o (T - \lambda_2 \cdot T)}{C_L} = \frac{I_o T}{C_L} (1 - \lambda_2) \quad (3.34)$$

burada $\lambda_2 = \lambda \cdot V_i / V_o$ dir. Buck-boost konverterin kesintisiz çalışması çıkış gerilimindeki dalgalanmayı azaltmada önemli bir faktör değildir

Verilen bir I_o çıkış akımı için anahtarlama elemanındaki tepe akımı kesintili çalışmada kesintisiz çalışmadakinden daha yüksektir

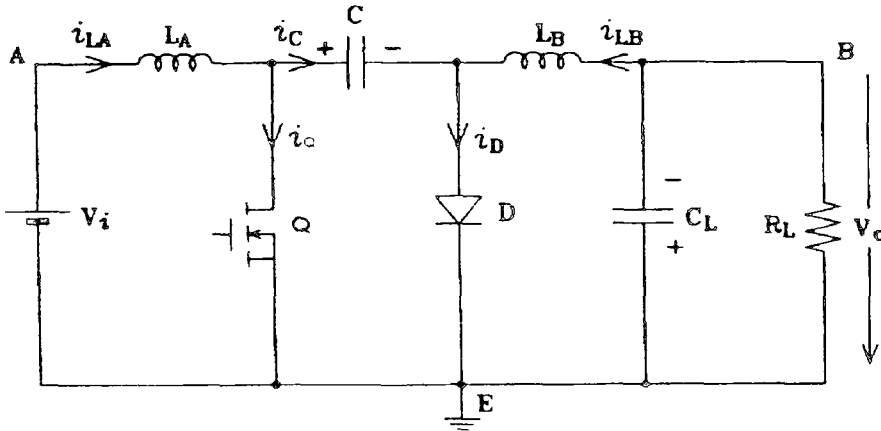
3.4 İZOLESİZ CUK KONVERTERLERİ

Daha önce anlatılan konverterlerde giriş ve çıkış akımında az veya çok bir dalgalanma mevcuttur. Ancak Cuk konverterde uygun bobin düzenlemesi yapıldığında sifıra yakın bir dalgalanma mevcuttur. İzolesiz Cuk konverterinin yapısı Şekil 3.10'da ve akım gerilim dalga şekilleri Şekil 3.12'da gösterilmiştir. Cuk konverteri boost konverteri ile bir buck konverterinin kaskad bağlanması gibi düşünülebilir. Şekil 3.11'de ise Cuk konverterinin nasıl oluştuğu görülmektedir. Her iki konverterde de anahtarlama elemanı ve serbest geçiş diyodu ortak olarak kullanılır. Şekil 3.11'den

$$V_o = \frac{1}{1-\lambda} \cdot V_i \quad (\text{boost kısım için})$$

$$V_o = -\lambda \cdot V_o \quad (\text{buck kısım için})$$

$$V_o = \frac{\lambda}{1-\lambda} \cdot V_i \quad (\text{cuk konverter için}) \quad (3.35)$$

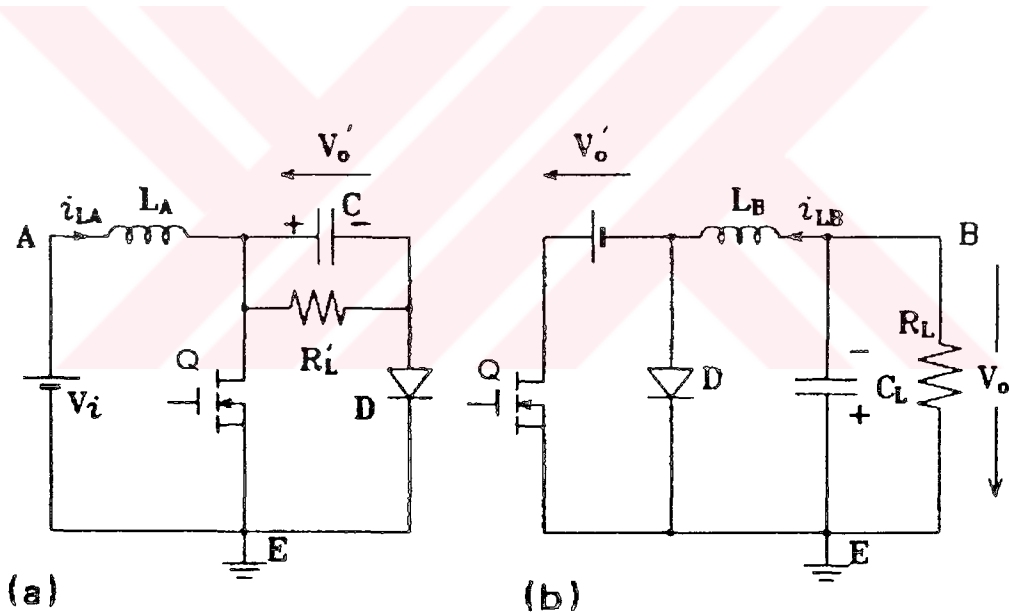


Şekil 3.10 Cuk Konverteri

Boost konverterdeki düzgün giriş akımı ve buck konverterdeki düzgün çıkış akımı özellikleri Cuk konverterde birleştirilmiştir. Fakat Cuk konverteri kesintisiz çalışmada çalışırsa bu özellik gerçekleşir.

Düzgün giriş veya çıkış akımı hiç dalgalanma olmadığı anlamına gelmez.

Cuk konverter akımındaki dalgalanmayı azaltmak Şekil 3.12'de gösterildiği gibi L_A ve L_B bobinlerinin birbirleri ile kuplajlanması ile mümkündür. Q anahtarı kapatıldığında hem i_{LA} hem de i_{LB} aynı anda artmak isteyecek, ancak manyetik kuplajın bağlantısından dolayı çok düşük bir oranda artış olacaktır. Aynı şekilde Q anahtarı kesime alındığında çok az bir düşme görülecektir. Böylece giriş ve çıkış akımlarındaki dalgalanma dahada azaltılmış olacaktır. L_A ve L_B bobinlerinin yerine bağımsız primer ve sekonder sargılarına sahip 1/1 dönüştürme oranlı bir transformatör kullanılırsa izoleli cuk konverteri elde edilmiş olur.



Şekil 3.11. Cuk konverterlerin oluşumu

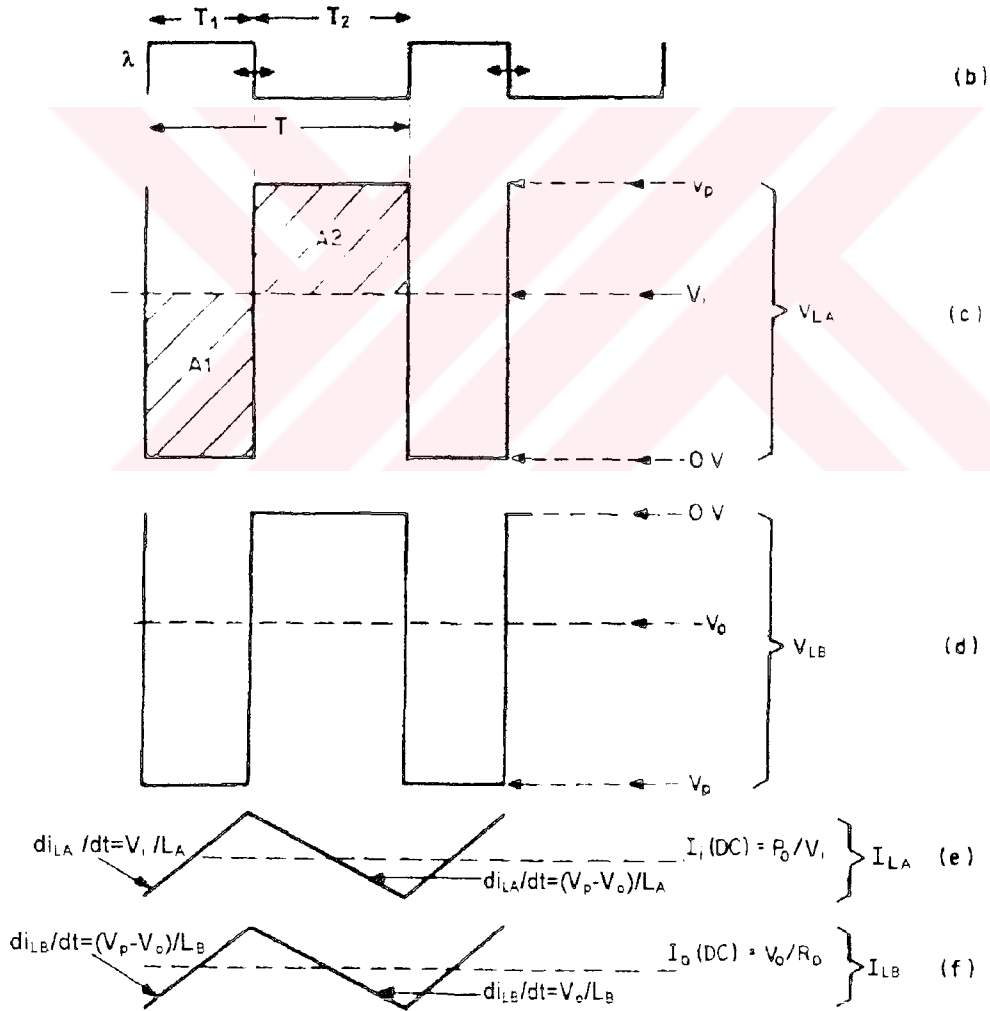
Devrenin çalışması

Kondansatör ve bobinlerde önceden depo edilmiş herhangi bir enerji yok iken devrenin girişine gerilim uygulandığında C kondansatörü L_A ve D üzerinden V_i gerilimine kadar şarj olur.

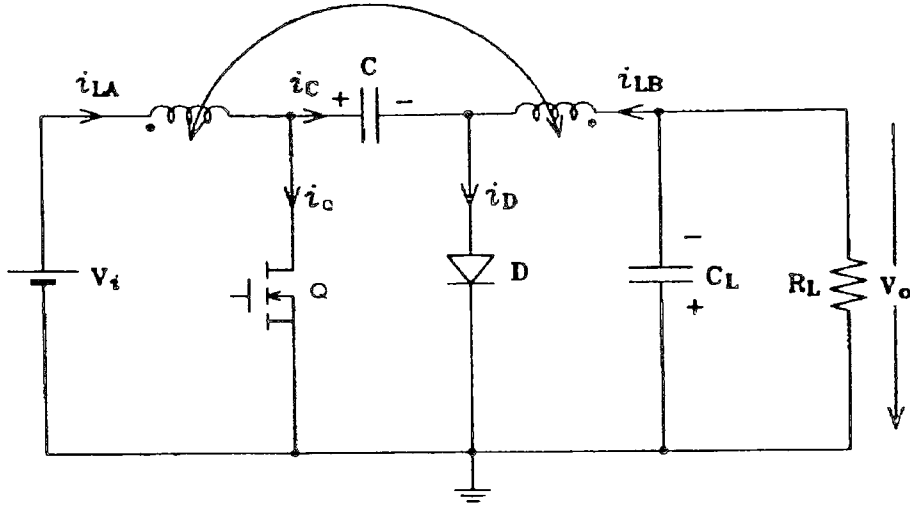
$t = 0$ anında Q anahtarı ilettime sokulursa giriş gerilimi V_i doğrudan L_A bobinine uygulanır. L_A da depo edilen enerji artmaya başlar. Bu arada C oçlarındaski gerilim Q anahtarı aracılığıyla diyot uçlarına ters yönde uygulandığından diyot kesime girer Bobin akımı

$$\frac{di_{L_A}}{dt} = \frac{V_i}{L_A}$$

değerinde lineer olarak yükselir. C kondansatörü çıkışı besleyen bir kaynak gibi davranır. Kondansatör enerjisi bir yandan çıkış devresine



Şekil 3.12. Cuk konverterleri dalga şekilleri



Şekil 3.13 Manyetik Kuplajlı Cuk Konverteri

verilirken bir yandan L_B bobninde depo edilir. L_B bobnindeki akım değışmesi

$$\frac{di_{LB}}{dt} = \frac{V_C - V_O}{L_B}$$

eđimine sahiptir.

$$V_{LA} = V_i$$

$$i_D = 0$$

Q anahtarı kesime alındığında D diyodu iletme geçer ve C kondansatörü şarj olur. Kararlı durumda kondansatör, kaynak gerilimi ve bobin geriliminin toplamına eşit bir gerilime kadar şarj olur. L_B bobninin sol ucu toprağa bağlanmış olur ve manyetik alanında depo edilen enerji yük devresine aktarılır. Bobin akımları

$$\frac{di_{LA}}{dt} = \frac{V_C - V_i}{L_B}$$

deđişimlerini gösterir.

BÖLÜM 4

TRANSFORMATÖR İZOLASYONLU KONVERTERLER

Bir önceki bölümde incelenen konverterlerin girişi ile çıkışı arasında bir yalıtım olmaması ve birden fazla çıkış alınamaması önde gelen dezavantajlarından biridir. Eğer giriş enerjisi bir transformatör yardımıyla çıkış devresine alınırsa hem DC çıkış ana girişten yalıtılmış olur, hemde birden fazla sekonder sargısı oluşturularak çok çıkışlı kaynak elde edilebilir. Ayrıca sekonder sarım sayısı değiştirilerek girişe göre yüksek değerli veya düşük değerli bir çıkış kolayca gerçekleştirilebilir. Bu uygulama anahtarlamalı güç kaynaklarının kullanım alanlarının artmasını sağlamıştır[4].

Transformatör kullanımının avantajlarının yanında bazı dezavantajları da mevcuttur. Primer endüktansı bazı şartlarda ters yönlü gerilim üretir. Bu ters gerilim bazı problemlere yolaçabilir. Transformatörün istenmeyen kaçak endüktansı anahtarlama anlarında yüksek gerilim pikleri oluşturabilir. Özellikle yüksek frekanslarda çalışan devrelerde bu ön plana çıkar. Ayrıca fuko akımı kayıpları, bakır kayıpları ve histerisiz kayıpları gibi ilave kayıplar ortaya çıkar

İzoleli konverterler çeşitleri aşağıdaki gibi sınıflandırılabilir.

- 1- Forward konverter
- 2- Flyback konverter
- 3- Yarım köprü konverter
- 4- Tam köprü konverter
- 5- Push-Pull konverter

çıkışa filtreleme bobininin konulması gerekir. Primer ve sekonder sargılarının polariteleri aynıdır.

Devrenin kararlı hale geçtiği düşünülerek çalışması incelenirse:

$t = 0$ anında Q anahtarı iletime sokulur ve $0 < t < \lambda T$ aralığında iletimde tutulur. Girişten alınan enerji yüke ve C_L kondansatörüne aktarılır. Aynı zamanda transformatörün primer akımı liner olarak yükselir. D diyodu iletimde, D_1 diyodu ise kesimdedir.

$$V_p = V_1$$

$$V_2 = V_1 \cdot \frac{N_s}{N_p} = v_D$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_2 - V_o}{L} = \left(V_1 \cdot \frac{N_s}{N_p} - V_o \right) \frac{1}{L}$$

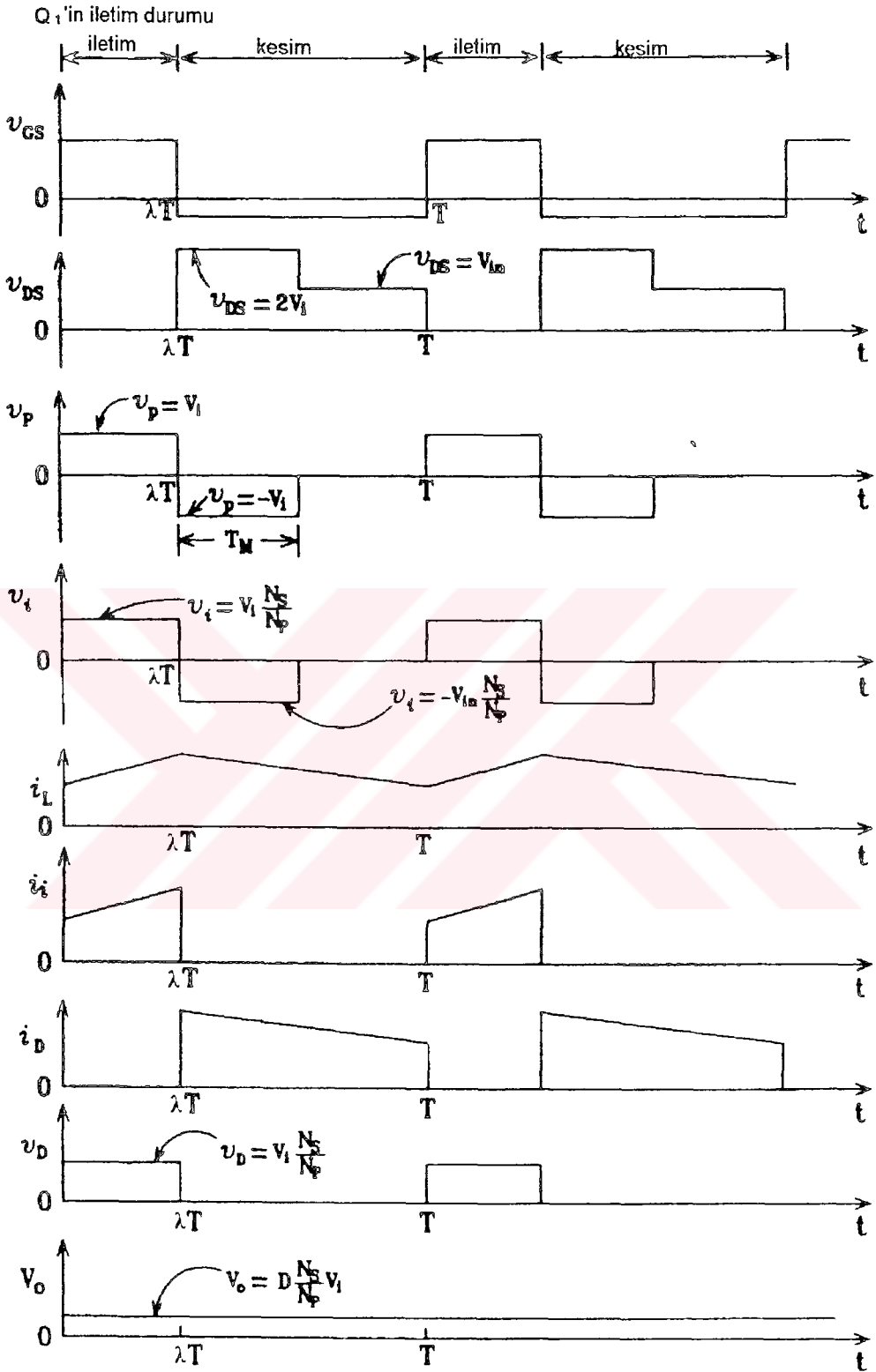
$$i_D = i_L$$

$$i_1 = 0$$

dır. $t = \lambda T$ anında Q kesime geçirilirse, transformatörün primerinden geçen i_p akımı sıfıra iner ve sargı uçlarındaki gerilimler yön değiştirir. D diyodu kesime geçer, $i_D = 0$ olur. Ters mıknatılama bobini konulmamış olsa primer ve sekonder sargısında oluşacak ters gerilim çok yüksek değerlere ulaşacaktır. Bu gerilim Q anahtarı ve çıkış doğrultucularının tahrip olmasına sebep olacaktır[3].

L_M reset sargısının konulması ile Q anahtarı kesime alındığında mıknatıslama akımı D_M yoluyla şebekeye geri verilmiş olur. Böylece ters emk'nin değeri anahtarlama elemanı ve sargılar için güvenli bir seviyede tutulmuş olur. $N_s = N_p$ eşitliği varsa anahtar üzerindeki gerilim giriş geriliminin iki katıdır.

$\lambda T < t < T$ aralığında Q kesimde tutulur. D_M diyodundan i_M akımı geçer ve L_M uçlarındaki gerilim V_i değerine eşittir.



Şekil 4.2 Forward Konverterlere Ait dalga Şekilleri

$$\begin{aligned}
v_P &= -v_i && (T_M \text{ süresince}) \\
v_P &= 0 && (\text{Transformatör resetlendikten sonra}) \\
v_{DS} &= V_i - v_P = 2 \cdot V_i && (T_M \text{ süresince}) \\
v_{DS} &= V_i && (\text{resetlendikten sonra}) \\
v_2 &= 0 && (\text{resetlendikten sonra}) \\
i_2 &= 0 \\
i_L &= i_D
\end{aligned}$$

T_2 süresince diğer değişimler aşağıdaki gibidir.

$$i_2 = 0$$

$$i_1 = i_D$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{-V_O}{L}$$

$$v_D = 0$$

T_M süresi, mıknatıslama akımının artış ve azalış süresinden bulunabilir

$$\frac{V_i}{L_P} \lambda \cdot T = \frac{V_i}{L_M} T_M$$

$$T_M = \lambda \cdot T \quad (L_P = L_M \text{ için})$$

$t = T$ anında Q tekrar ilettime okulunca aynı değişimler tekrar eder. Filtre bobini uçarındaki gerilim değişiminden çıkış gerilimi hesaplanacak olursa

$$\left(V_i \frac{N_s}{N_p} - V_o \right) \cdot \lambda \cdot T - V_o (1 - \lambda) T = 0$$

$$V_o = \frac{N_s}{N_p} \lambda \cdot V_i \quad (4.1)$$

olarak elde edilir. Çıkış gerilimi λ veya transformatör sarım oranının değiştirilmesi ile kontrol edilebilir.

Forward konverterde λ , 0.5'ten küçük tutulmalıdır. Aksi takdirde T_2 süresince L_M reset sargısı transformatördeki manyetik enerjiyi şebekeye geri veremez. Dolayısıyla, nüvede bir miktar artık mıknatısiyet oluşur. Artık mıknatısiyeti oluşturan mıknatıslanma akımının artış değeri ise

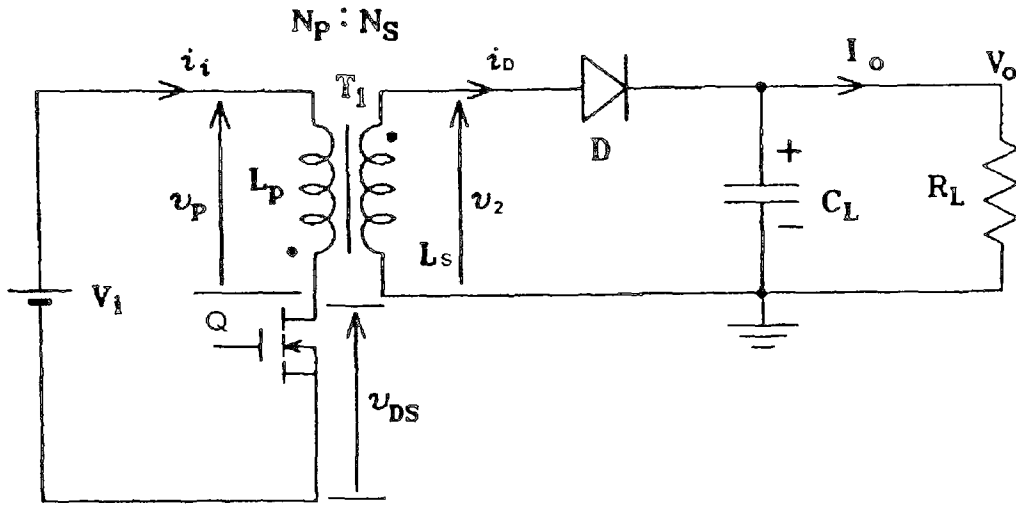
$$\Delta i_M = \frac{V_i}{L_p} \lambda \cdot T - \frac{V_i}{L_M} (1 - \lambda) T \quad (4.2)$$

kadardır. Her periyodun sonunda artarak nüvenin doymasına sebep olur. Reset sargısının sırım sayısı düşürülerek λ arttırılabilir. Ancak bu durumda anahtarın maruz kaldığı maksimum gerilim değeri yükselir. En optimum durum iki bobinin sarım sayılarının eşit tutulmasıdır. ($N_s = N_p$) [4]

4.2 FLAYBACK KONVERTER

En basit yapıya sahip olan ve en az eleman kullanılan izoleli konverterdir. Anahtarlama elemanı iletimde iken transformatör manyetik alanında depo edilen manyetik enerji T_2 süresince yük ve C_1 kondansatörüne aktarılır. Daha çok 150 watt'a kadar olan güçlerde kullanılır. Bunun yanında ≤ 5000 V, 15 W gibi yüksek gerilimli düşük güçlü devreler içinde kullanılmaktadır. Televizyon alıcılarında bu tip konverter kullanılır.

Bütün forward tipi konverterler için çıkış filtreleme bobini gerekirken flayback konverterlerde buna ihtiyaç yoktur. Fakat pratikte



Şekil 4.3 Flyback Konverter

yüksek frekanslı anahtarlardan dolayı oluşacak gürültüleri bastırmak için çıkış kondansatörü ile doğrultma diyodu arasına küçük bir bobin koymak gerekebilir. Yeterli enerjinin depo edilebilmesi için transformatörde büyük kesitli ve hava aralıklı nüve kullanılmalıdır. Ayrıca yüksek gerilimli serbest geçiş diyodu da gerektirmezler. Çok çıkışlı devrelerde bu önemli bir avantajdır. Bir flyback konverterden 10 ve daha fazla çıkış almak mümkündür.

4.2.1 Kesintisiz Mod'da Çalışma

$t = 0$ anında Q tetiklenir ve $0 < t < \lambda T$ aralığında iletimde tutulur. Bu durumda aşağıdaki eşitlikler geçerlidir.

$$v_{DS} = 0$$

$$v_P = V_i$$

$$v_2 = -v_P \frac{N_S}{N_P} = -V_i \frac{N_S}{N_P}$$

$$i_D = 0$$

$$\frac{di_i}{dt} = \frac{V_I}{L_P}$$

iletim peryodu süresince şebekeden alınan enerji primer endüktansında depo edilir. Depo edilen toplam enerji

$$W = \frac{1}{2} \cdot L_P \cdot i^2 \quad (4.3)$$

dir.

$t = \lambda T$ anında Q kesime alınır. Transformatörden geçen akımın ani olarak kesilmesi ile birlikte transformatör bobin uçlarındaki gerilimler yön değiştirir. D ilettime geçer ve i_D akımı geçmeye başlar. Çıkış filtre kondansatörü şarj edilir ve yük beslenir.

$\lambda T < t < T$ aralığında Q kesimdedir. i_D akımı lineer azalarak akmaya devam eder

$$\frac{di_D}{dt} = -\frac{V_O}{L_S}$$

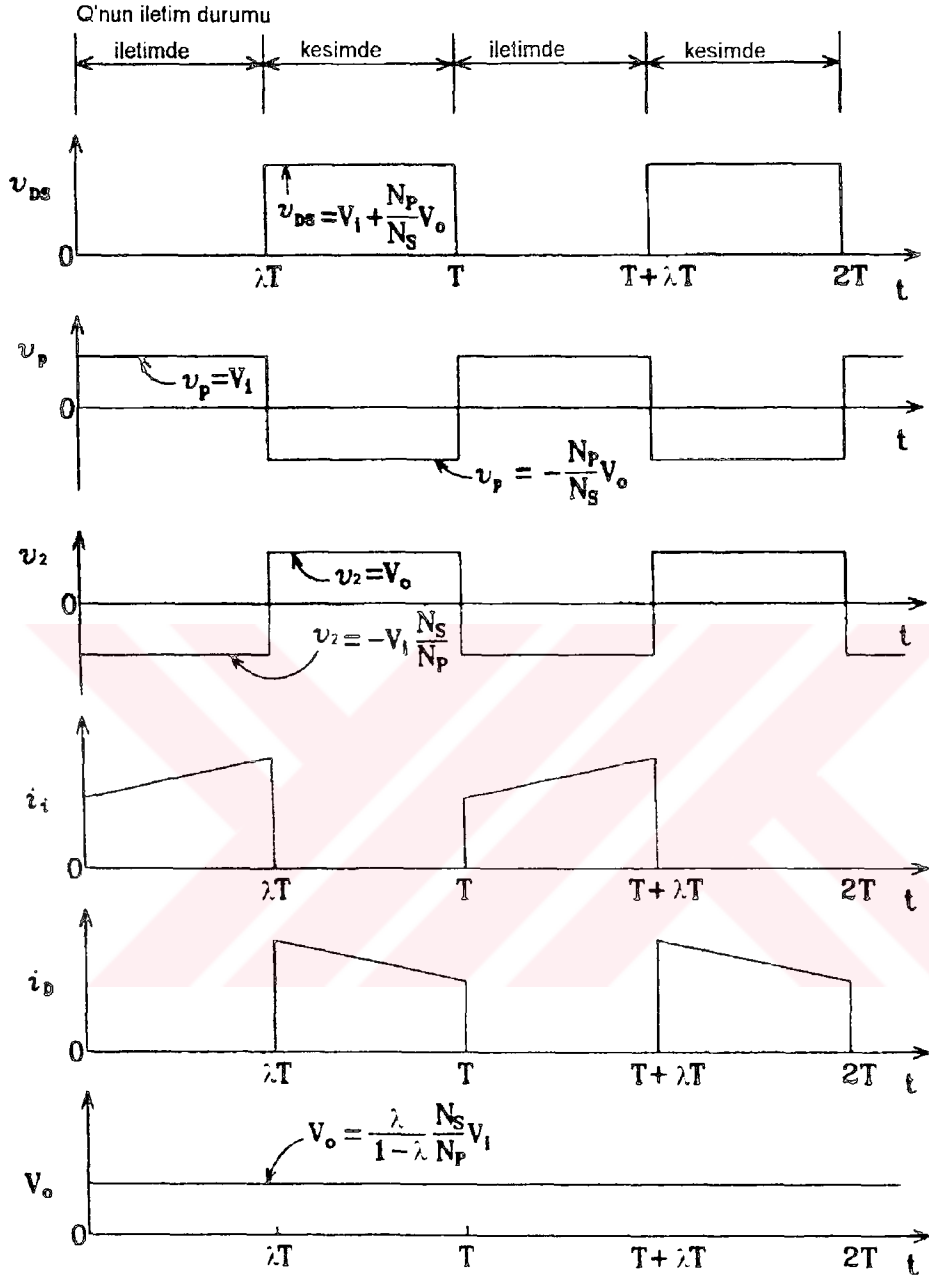
$$v_2 = V_O$$

$$v_P = -v_2 \frac{N_P}{N_S} = -V_O \frac{N_P}{N_S}$$

$$v_{DS} = V_i - V_P = V_I + \frac{N_P}{N_S} V_O$$

$$v_P = -v_2 \frac{N_P}{N_S} = -V_O \frac{N_P}{N_S}$$

$t = T$ anında Q tekrar ilettime sokulur. Bobin uçlarındaki gerilimler tekrar yön değiştirir. D kesime geçer ve aynı çalışma tekrar eder.



Şekil 4.4 Flyback Konverteri Dalga Şekilleri (kesintisiz çalışma için)

Karalı halde transformatördeki enerji aktarımından çıkış gerilimi elde edilebilir.

$$\frac{V_1 \lambda \cdot T}{N_P} - \frac{V_o (1 - \lambda) T}{N_S} = 0$$

$$V_o = V_i \frac{N_s}{N_p} \cdot \frac{\lambda}{1 - \lambda} \quad (4.4)$$

Şebekeden çekilen ortalama akım

$$I_i = \frac{V_o I_o}{V_i} = \frac{N_s}{N_p} \cdot \frac{\lambda}{(1 - \lambda)} I_o \quad (4.5)$$

dir. Bu aynı zamanda anahtardan geçen ortalama kollektör akımına eşittir.[4]

Daha önce belirtildiği gibi flyback konverterleri buck-boost konverterinin izoleli olanı gibi düşünülebilir Akım ve gerilim dalga şekilleri aşağıdaki hususlar hariç benzerdir.

1- Transformator dönüştürme oranı(N_s / N_p) ile orantılı olarak çıkış gerilimi veya akımı, arttırılabilir veya azaltılabilir Buck-boost konverterde

$$V_o = \frac{\lambda}{1 - \lambda} \cdot V_i$$

iken flyback konverterde

$$V_o = \frac{N_s}{N_p} \frac{\lambda}{(1 - \lambda)} V_i$$

dir.

4.2.2 Kesintili Mod'da Çalışma

Kesintili çalışmada çıkış gerilimi, transformator primer endüktansı, çalışma frekansı, yük akımı, giriş gerilimi, dönüştürme oranı ve bağıl iletimde kalma süresine bağlıdır. Anahtarın iletimde kalma süresince şebekeden çekilen enerji, kesim süresi tamamlanmadan sekondere aktarılır Anahtarı tekrar iletime girmeden önce transformator sargılarından akım geçmeyen ölü bir zaman vardır. Kesintili çalışmaya ait dalga değişimleri Şelil 4.5'de gösterilmiştir.

T_1 ve T_2 süreleri boyunca akım ve gerilim dalga şekilleri değişim itibariyle aynıdır. T_d ölü zaman içinde akım ve gerilim değişimleri aşağıdaki değerleri alır.

$$v_2 = v_p = i_D = i_i = 0$$

$$v_{DS} = V_i$$

Kesintili çalışma için çıkış gerilimi

$$V_o = V_{in} \lambda \sqrt{\frac{R_L}{2fL_p}} \quad (4.6)$$

4.2.3 Kesintili Çalışma ile Kesintisiz Çalışma'nın Karşılaştırılması

a- Kesintili çalışmada yük akımı veya giriş gerilimindeki ani değişikliklere karşı geçici çıkış gerilim dalgalanması daha düşüktür

b- Kesintili çalışmada sekonder pik akımı kesintisiz çalışmaya göre iki veye üç kat daha fazla olabilir. Bu yüksek pik akımdan dolayı anahtarın kesime geçiş anında çıkış geriliminde geçici dalgalanma daha yüksek olur. Bu dalgalanmayı bastırmak için L ve C değerinin arttırılması gerekir. Dalgalanmaya bağlı olarak daha yüksek RFI ortaya çıkar.

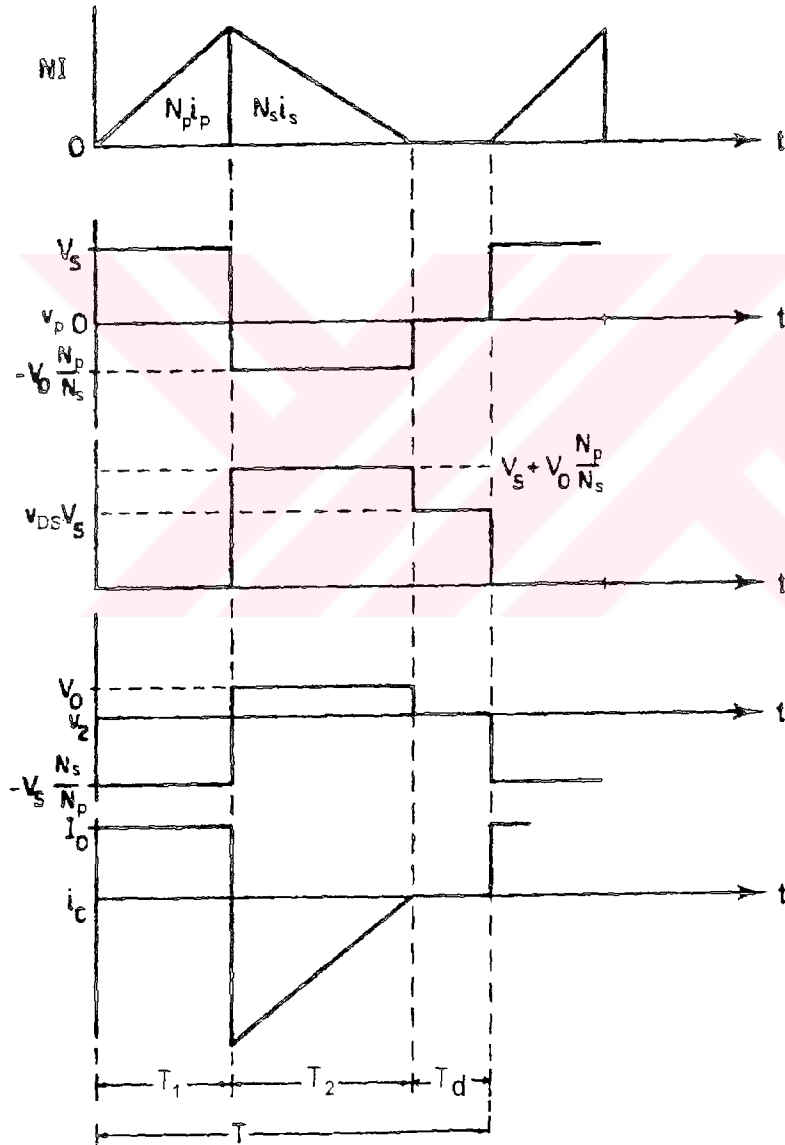
c- Kesintili çalışmada efektif sekonder akımı kesintisiz çalışmaya nazaran iki katına kadar çıkartılabilir. Akımın artması nedeni ile sekonder sargı kesitinin yükseltilmesi gerekir

d- Kesintili çalışmada primer pik akımları kesintisiz çalışmadakinin yaklaşık iki katıdır. Bu pik akımlara dayanabilecek daha yüksek akımlı anahtarlama elemanına ihtiyaç vardır.

e- Sabit bir yük direnci için diğer parametreler değiştirilmemek şartı ile, çıkış gerilimi kesintili çalışmada λ ile doğru orantılı iken kesintisiz çalışmada bu ilişki lineer değildir.

Kesintili çalışmanın bütün bu dezavantajlarına rağmen kesintisiz çalışmadan daha yaygın olarak kullanılır. Bunun sebeplerinden birincisi

yukarıda belirtildiği gibi yük akımı veya giriş gerilimindeki dalgalanmalar sonucu daha az çıkış gerilim dalgalanmasının olmasıdır. İkincisi ise kesintisiz çalışmada geri beslemeyi kararlı hale getirmek için hata dedektörü bant genişliğinin önemli ölçüde azaltılması zorunluluğudur[1].



Şekil 4.5 Flyback Konverterinde Kesintili Çalışma Dalga Şekilleri

4.3. PUSH-PULL KONVERTER

Tasarımda tercih edilen konverter olduğu için UYGULAMA DEVRESİ başlıklı 5. Bölümde ayrıntılı olarak verilmiştir

4.4. YARIM KÖPRÜ KONVERTER

Bu tip konverterde anahtarlama elemanı üzerindeki maksimum gerilim giriş gerilimine eşittir. Bu nedenle 220 V girişli devrelerde yaygın olarak kullanılır. Transformatör kullanımı optimumdur. Primer kaçak endüktansından dolayı oluşan pikler kolayca DC besleme barasına aktarılabilir[1]. Ayrıca kaçak endüktansta depo edilen enerji, direnç üzerinde harcanmak yerine besleme kaynağına geri verilebilir. Şekil 4.7'de yarım köprü konverterin devresi ve Şekil 4.8'de ise kesintisiz çalışmaya ait ideal daga değişimleri görülmektedir.

Push-Pull konverterin dalga şekilleri ile yarım köprü konverterin dalga şekilleri karşılaştırıldığında aynı olduğu görülecektir. Devrenin çalışması aşağıdaki gibi izah edilebilir.

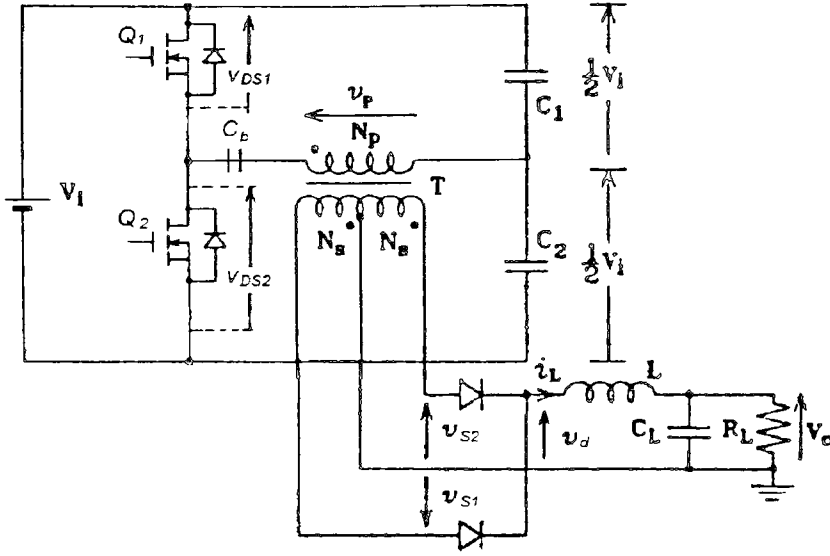
Devredeki C_1 ve C_2 kondansatörleri yüksek ve eşit değerli kapasiteye sahiptir. Kararlı halde her bir kondansatörün uçlarındaki gerilim $(1/2)V_i$ dir. Böylece $\pm V_i / 2$ değerine sahip iki yönlü kaynak elde edilmiş olur. Gerilimde tam kararlılığı sağlamak için Devredeki C_1 ve C_2 ye paralel olarak eşit ve yüksek değerli direnç bağlanabilir. Böylece primer sargısına uygulanan gerilim giriş geriliminin yarı değerine eşit olur

Q_1 iletimde iken Q_2 kesimde, Q_2 iletimde iken Q_1 kesimdedir. Primere uygulanan gerilimler sırasıyla, Q_1 iletime sokulduğunda

$$v_p = \frac{1}{2}V_i$$

her iki eleman da kesimde iken,

$$v_p = 0$$



Şekil 4.6. Yarım Köprü Konverter Devresi

Q_2 iletimde iken,

$$v_p = -\frac{1}{2} \cdot V_i$$

gerilim değerlerine sahiptir. Çıkış geriliminin elde edilmesi Push-Pull konverterdeki ile aynıdır. Tek farklı olan yanı ise primere uygulanan gerilim V_i yerine $V_i / 2$ dir.

$$V_o = 2\lambda \cdot \frac{N_s}{N_p} \cdot \frac{1}{2} \cdot V_i$$

$$V_o = \lambda \cdot \frac{N_s}{N_p} \cdot V_i \quad (4.7)$$

dir. Sürme devresi tasarlanırken Q_1 ve Q_2 nin aynı anda iletimde kalmamasına dikkat edilmelidir. Her iki elemanda iletimde kalırsa yarı iletken anahtarlar tahrip olur.

Anahtarlama elemanlarının açma kapama karakteristikleri tam eşit değilse transformatörde artık mıknatısıyet oluşur. Mıknatıslanma her periyodun sonunda artış gösterir ve sonuçta doymaya neden olur.

Transformatörün primer sargısına seri olarak bir dengeleme kondansatörü ilave edilerek doyma engellenebilir. Bu konudaki geniş açıklama [2] ve [1] nolu kaynaklarda bulunabilir

4.5 TAM KÖPRÜ KONVERTER

Tam köprü konverter bağlantı şeması Şekil 4.8'da görülmektedir. Primer uçlarına uygulanan gerilim yarı köprüdeki $V_i / 2$ değerinin iki katı olan V_i değerine sahiptir. Anahtarlama elemanları gerilim yarı köprüdeki gibi giriş geriliminin yarısıdır. Ancak tam köprü konverterde dört adet elemana ihtiyaç vardır.

Q_1 ve Q_2 çalışma periyodunun bir yarısında ilettime sokulurken Q_3 ve Q_4 diğer yarısında ilettime sokulur. Sekonder devrede oluşan alternatif gerilim D_5 ve D_6 diyotları vasıtasıyla doğrultulur. Daha sonra L ve C_L filte devresi ile süzülür V_i giriş geriliminin yüksek olduğu yerlerde rahatlıkla kullanılabilir

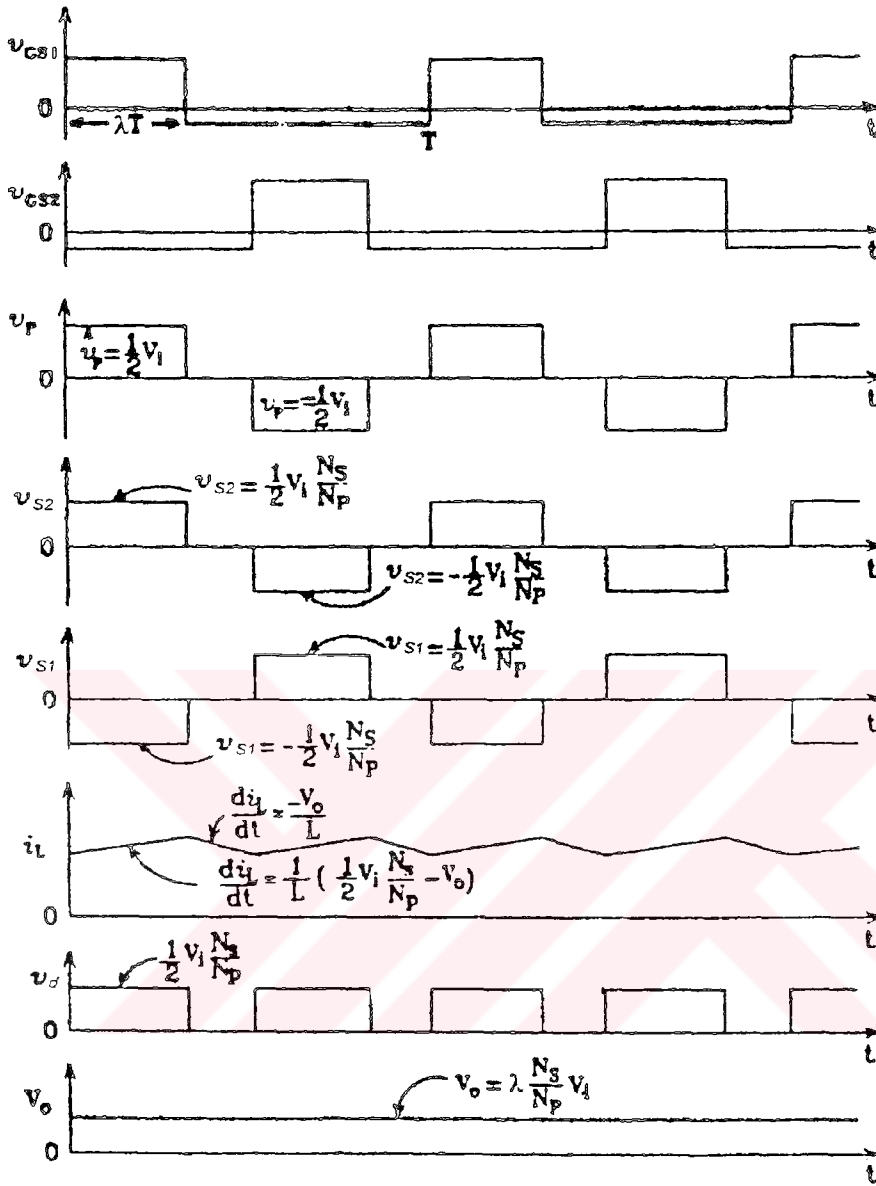
$$V_o = 2 \lambda \cdot \frac{N_s}{N_p} \cdot V_i \quad (4.8)$$

Yarı köprüde $v_p + V_i / 2$ ve $-V_i / 2$ arasında değişirken tam köprü devresinde $+V_i$ ve $-V_i$ arasında değişir. Dolayısıyla çıkış gerilimi yarı köprüdekinin iki katına eşittir

$$V_o = 2 \lambda \cdot \frac{N_s}{N_p} \cdot V_i \quad (4.8)$$

Yarı köprüde $v_p + V_i / 2$ ve $-V_i / 2$ arasında değişirken tam köprü devresinde $+V_i$ ve $-V_i$ arasında değişir. Dolayısıyla çıkış gerilimi yarı köprüdekinin iki katına eşittir.

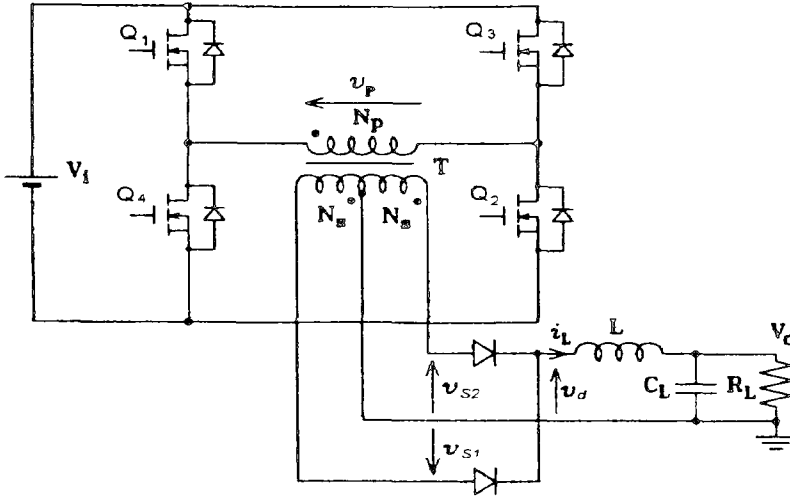
$$V_o = 2 \lambda \cdot \frac{N_s}{N_p} \cdot V_i \quad (4.8)$$



Şekil 4.7 Yarı Köprü Konvertere ait Dalga Şekilleri

4.6. REZONANS DEVRELİ KONVERTERLER

Bir anahtarlama güç kaynağında çalışma frekansı yükseldikçe gerekli L C filtre elemanı ve güç transformatörünün boyutları küçülür. Ancak frekansın yükselmesi ile birlikte anahtarlama kayıpları artar. Çok yüksek frekanslarda bu kayıplar aşırı derecede yükselir. Bir yandan boyut küçülürken diğer yandan soğutmak için gerekli elemanların kullanılması ile birlikte artış da gösterir. Rezonans devreli bir



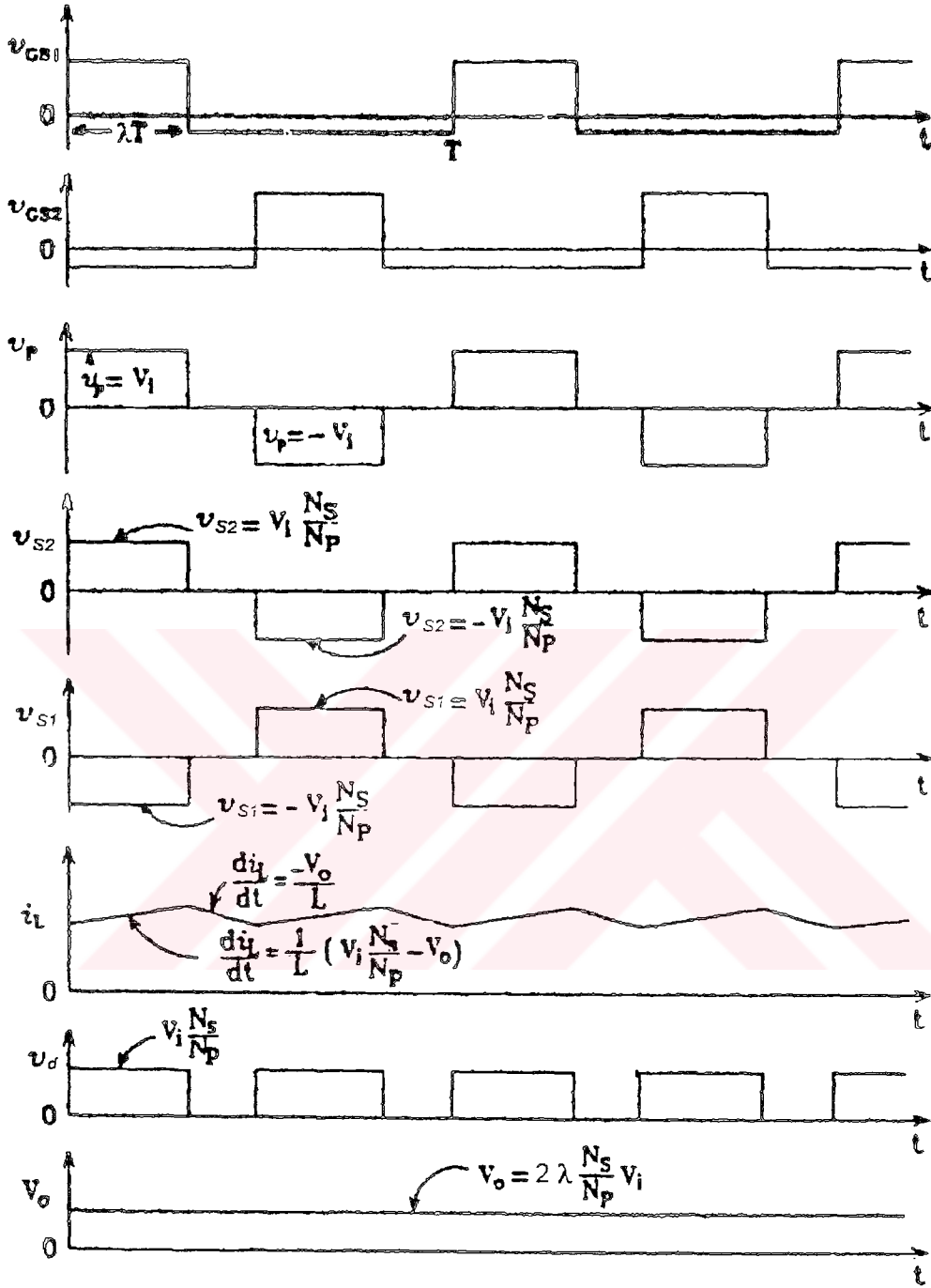
Şekil 4.8. Tam Köprü Konverter

konverterde ise anahtarlama işlemi akım veya gerilimin sıfır yada sıfıra yakın olduğu anlarda yapıldığından kayıplar azalır ve çok yüksek frekanslara çıkmak mümkün olur.

Rezonans konverterler, PWM kare dalga konverterlerdekinin tam aksine yüksüz çalışma, kısa devre, yük ve şebekedeki büyük değişikliklere karşı esnek değildir. PWM kare dalgaya nazaran daha yüksek akımlı anahtarlama elemanı kullanmak gerekir. Bazı devrelerde elemana gelen gerilim daha yüksektir.

4.6.1 SÖZDE REZONANS KONVERTERLER

Sözde rezonans konverterlerde anahtarlama elemanı ya sıfır gerilimde iletme sokulur yada sıfır akımda iletimden çıkarılır. Rezonans konverterlerde rezonans devresi güç dönüştürme devresinin bir bütünü iken sözde rezonans konverterde anahtarlama elemanının açma yada kapama anlarında sıfır akım veya gerilim oluşturmak için kullanılır. Yarı rezonans konverterde, rezonans devresi kaldırılarak normal bir konverter devresi elde edilebilir. Yarı rezonans konverterlere örnek olarak iki tip incelenecektir. Birçok tipleri mevcuttur.

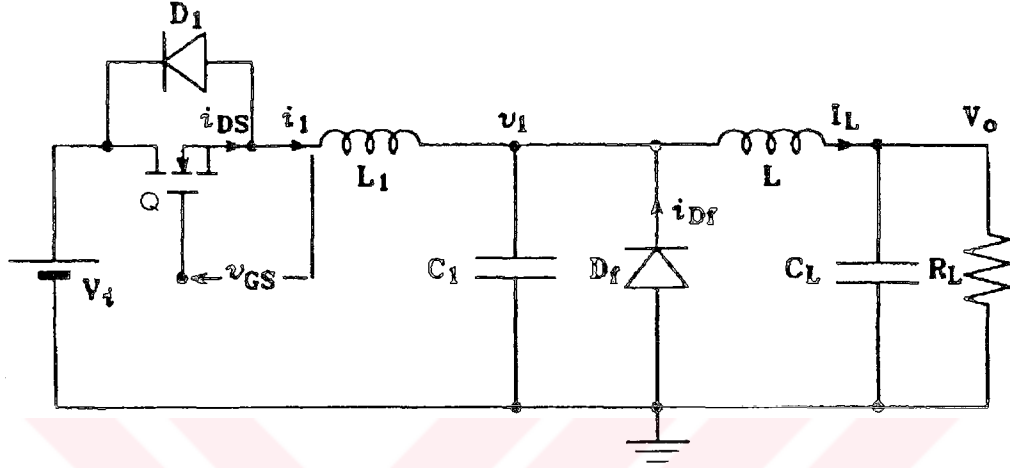


Şekil 4.9 Tam Köprü Konverter Dalga Şekli

4.6.1.1. Sıfır Akım Anahtarlama Yarı Rezonans Konverter

Örnek olarak Şekil 4.10'de gösterilen sıfır akım anahtarlama buck konverter ele alınabilir. Burada akımın sıfır olduğu noktada

anahtarlama elemanı kesimöe alınır. Rezonans devresinin elde edilmesi için L_1 ve C_1 elemanlarının bir buck konvertere ilave edilmesi yeterlidir



Şekil 4 10. Sıfır Akım Anahtarlamaalı Buck Konverter

Devrenin çalışması incelenirken yük akımı sabit kabul edilmiştir. Yük akımı D_f diyodu aracılığıyla devresini tamamlarken $t = 0$ anında Q anahtarı ilettime alınırsa i_L akımı L_1 bobininden akmaya başlar.

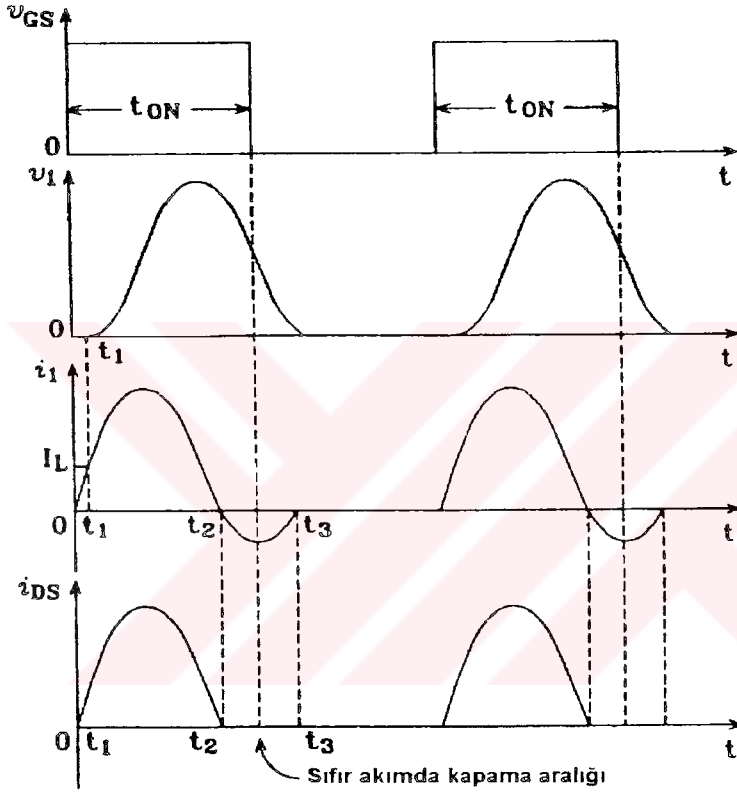
$t = t_1$ de $i_1 = I_L$ ve $i_{Df} = 0$ değerine ulaşır ve D_f kesime geçer. Bu ana kadar v_1 ucundaki gerilim sıfırdır. Bu durumda $V_1 \sqrt{(C_1 / L_1)}$ değerine sahip sinüsoidal bir akım geçer. i_1 akımı

$$i_1 = I_L + V_1 \sqrt{\frac{C_1}{L_1}} \cdot \sin \sqrt{\frac{1}{L_1 C_1}} \cdot (t - t_1) \quad (t_1 < t < t_3) \quad (4.9)$$

şeklinde değişim gösterir

C_1 'in tamamen şarj olmasından sonra yani maksimum gerilime ulaştıktan sonra ters salınıma başlar. Kondansatör akımı yük akımına eşit olana kadar D_1 ilettime girmez

$t = t_2$ 'de $-i_c = I_L$, $i_1 = 0$ olur ve D_1 iletme girer. Kondansatör enerjisi boşalana kadar $t_2 < t < t_3$ aralığında anahtarlama elemanı üzerindeki akım sıfırdır. Bu aralıkta eleman kesime alınır. Mosfet yerine tristör kullanılırsa kendiliğinden söner. Ancak yüksek frekanslara çıkılamaz.



Şekil 4.11. Sıfır Akım Anahtarlamaalı Buck Konverter Gerilim ve Akım dalga Şekilleri

Sıfır akımda anahtarlama durumu her zaman elde edilemeyebilir. Bu durum yük akımı ve giriş gerilimine bağlıdır. Birçok sözde rezonans konverterlerde uygun çalışmayı sağlamak için sınırlı bir çalışma bölgesi vardır.

Çıkış geriliminin ayarlanmasında PWM kullanılamaz f_p anahtarlama frekansı değiştirilerek V_o kontrol edilebilir.

4.6.1.2. Sıfır Gerilim Anahtarlama Sözdere Rezonans Konverter

Sıfır gerilim anahtarlama sözdere rezonans flyback konverter devresi Şekil 4.12'de gösterilmiştir. L_1 C_1 elemanları kullanılarak, Q anahtarının ilettime sokulması için sıfır gerilim oluşturulur.

Q anahtarı ilettime iken i_1 akımı geçmektedir.

$t = 0$ anında Q kesime alınır. Transformatorün primer sargısı akım kaynğı gibi davranır ve C_1 kondansatörünü şarj eder.

$t = t_1$ de v_1 gerilimi $V_i + (N_2/N_1) \cdot V_o$ değerine ulaştığında, primer gerilimi v_p çıkış doğrultucusu D_2 yi ilettime sokacak bir v_s gerilimi üretmek için yeterli olacaktır.

$t = t_1$ deki eşdeğer devre Şekil 4.14'te gösterilmiştir

$$i_1 = I_L$$

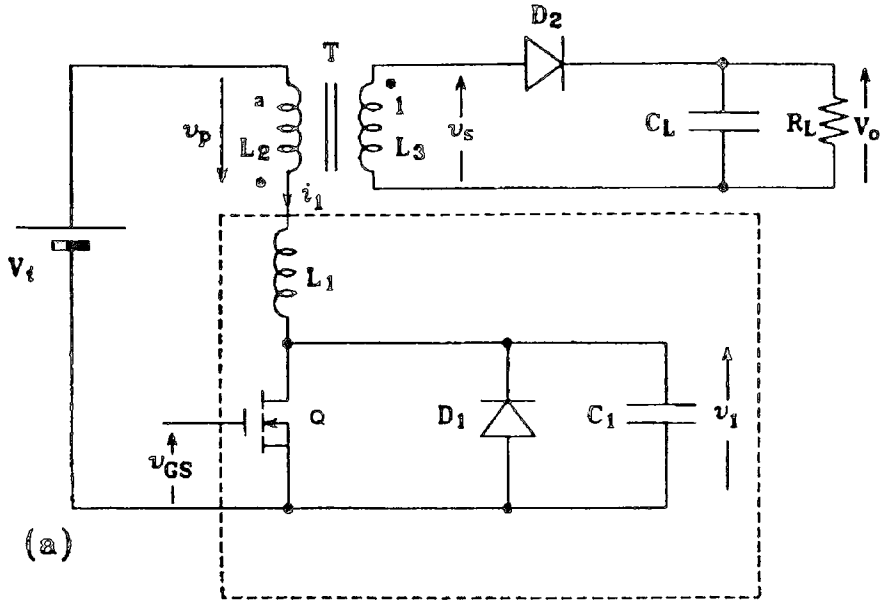
$$v_1 = V_i + NV_o$$

Başlangıçtaki şartlar göz önüne alınarak süperpozisyon teoremi ile v_1 geriliminin değişimi elde edilir.

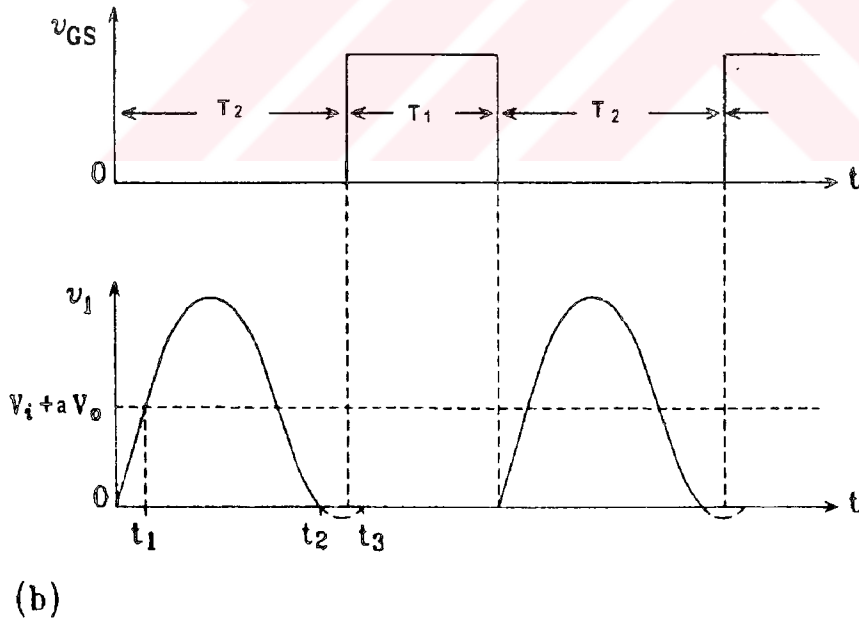
$$v_1 = \left(V_i + \frac{N_2}{N_1} V_o \right) + I_L \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} \sin \sqrt{\frac{1}{L_1 C_1}} (t - t_1) \quad (t_1 < t < t_2) \quad (4.10)$$

$$v_{11} = I_L \cdot \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} \cdot \sin \sqrt{\frac{1}{L_1 C_1}} (t - t_1) \quad (4.11)$$

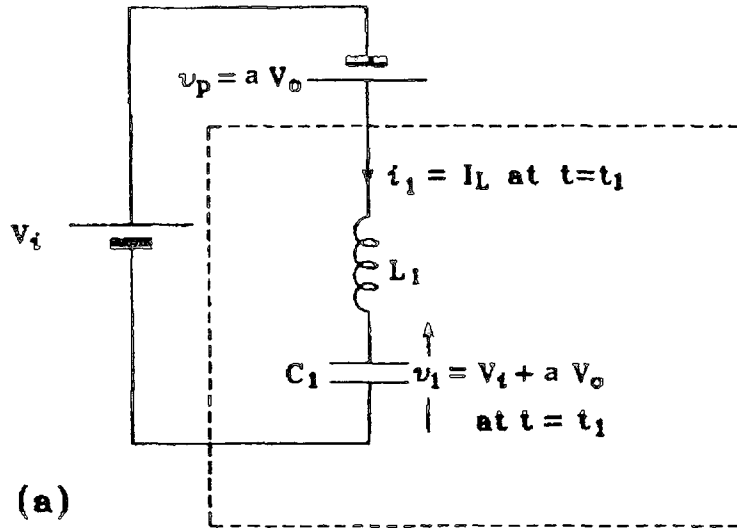
$t = t_2$ anında D_1 diyodu ilettime geçeceğinden noktalı olarak çizilen değişimler görülmez ve $v_1 = 0$ değerine düşer. Çıkış gerilimi darbe frekansı değiştirilerek ayarlanır.



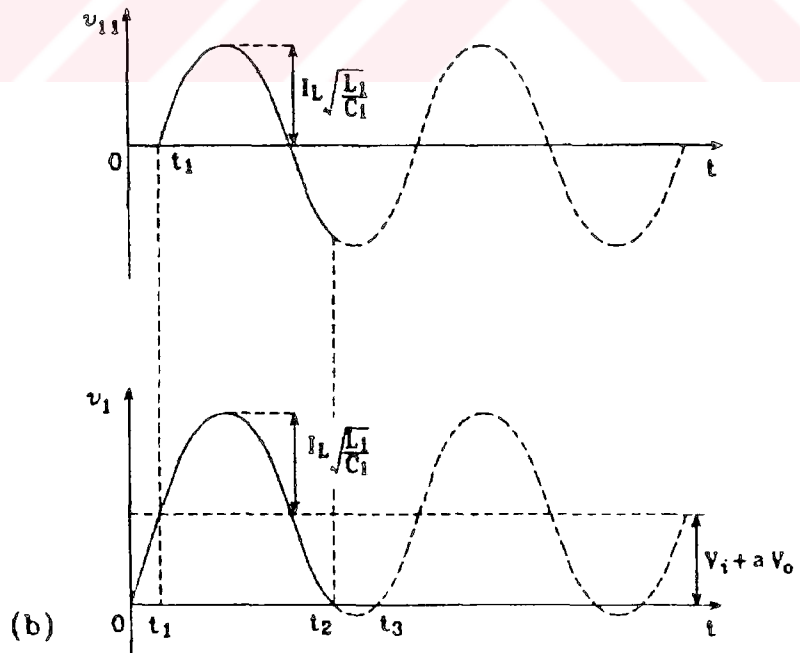
Şekil 4.12. Sıfır Gerilim Anahtarlama Flyback Konverter



Şekil 4.13. Sıfır Gerilim Anahtarlama Flyback Konverter Gerilim Dalga Şekilleri



Şekil 4.14 $(t_1 < t < t_2)$ aralığı için eşdeğer devre



Şekil 4.15. $(t_1 < t < t_2)$ aralığı için dalga şekilleri

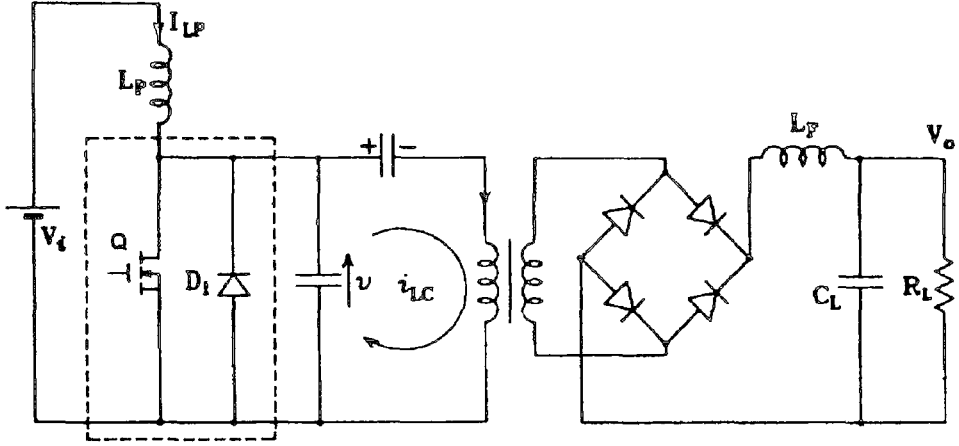
4.6.2. REZONANS KONVERTERLER

Daha önce anlatılan sözde rezonans konverterler sadece anahtarlama elemanının açılıp kapatılması esnasında sıfır gerilim veya akım üretirler. Güç dönüştürülmesinde herhangi bir aktif işlem yapmazlar. Rezonans konverterler ise, rezonans devresi sinüsoidal bir akım elde etmek için kullanılır. Akımın değişimi sinüsoidal olduğu için rezonans konverterlerde di/dt oranı daha düşüktür. Ani akım değişikliklerinin olmaması daha az EMI ve RFI etkisinin ortaya çıkmasını sağlar. Rezonans konverterlerde genelde transformatörün primer sargısı rezonans devresinin bir elemanı olarak kullanılır.

Rezonans konverterler akım beslemeli veya gerilim beslemeli olabilir. Akım beslemeli bir konverterde dc kaynak ile rezonans akımın oluşacağı devre arasına seri olarak bir bobin bağlanır. Akım beslemeli konverterde dc kaynak gerilimi yüksek frekansta kıyılarak rezonans devresine uygulanır.

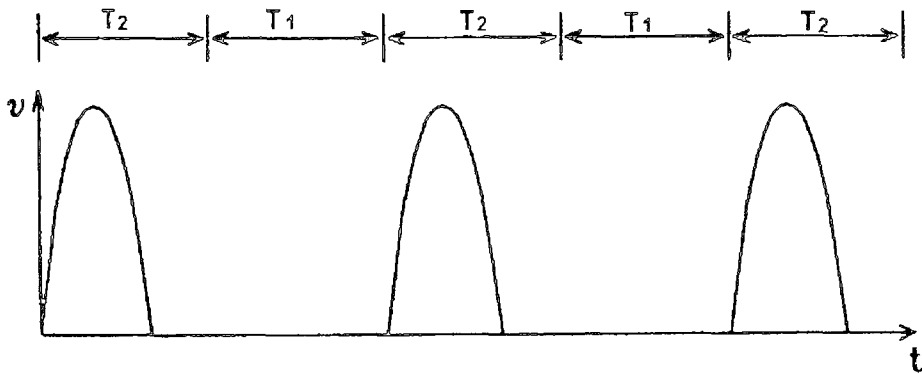
4.6.2.1. E SINIFI REZONANS KONVERTER

Bir E sınıfı rezonans konverterin temel devresi Şekil 4.16'de gösterilmiştir. Bu devre akım beslemeli rezonans konvertere bir. Örnektir. Şekil 4.17'de v geriliminin değişimi gösterilmiştir. Q anahtarı ilettime sokulduğunda L_p de enerji depo edilir. Q iletimden çıkarıldığında I_{LP} akımı rezonans devresini rezonans oluşturması için zorlar. Normal çalışma müddetince i_{LC} rezonans akımı anahtarlama periyodunun bir bölümünde çok yüksek değere çıkar ve D_1 diyodu iletim yönünde kutuplanmış olur. Q anahtarının tekrar ilettime sokulması ve L_p bobininde tekrar enerji depo etmesi bu sürede gerçekleşir. D_1 in uçlarında iletim durumunda sıfıra yakın bir gerilim oluşmasından dolayı anahtarlama kayıpları çok düşüktür



Şekil 4.16. E Sınıfı Rezonans Konverter.

E sınıfı rezonans konverterin sürülmesi kolaydır. Yüksek frekanslarda rahatlıkla çalışabilir. Ancak Q anahtarının iletme sokulacağı süre dahilinde D_1 diyodunun iletme girmesini sağlayacak kadar kuvvetli bir i_{LC} akımı olması gerekir. Aksi takdirde anahtarlama geriliminin sıfırın olmadığı noktalarda gerçekleşir. Kayıplar artar.



Şekil 4.17. v Geriliminin Değişimi

4.6.2.2 PARALEL VE SERİ REZONANS KONVERTERLER

Çıkış gücü LC rezonans devresinden iki yolla alınabilir. Biri seri rezonans oluşturarak diğeri ise paralel rezonans oluşturarak almaktır. Bu duruma bağlı olarak seri veya paralel rezonans konverter elde edilmiş olur.

Seri rezonans konverter yüksek gerilimli kaynaklar için kullanılır. Yüksek çıkış gerilimi için kullanılacak süzme bobini bu gerilime dayanıklı olmalıdır. Gerilim arttıkça bobin boyutları artar ve bobin hantallaşır. Bu nedenle çıkış bobini genelde kullanılmaz. Paralele rezonans konverterde ise düşük gerilim ve yüksek akımlı devreler için kullanılır. Çıkışta kullanılan bobin çıkış kondansatöründeki gerilim dalgalanmasını sınırlar.

Paralel rezonans konverterin bir dezavantajı da düşük yüklemdeki rezonans akımının normal yüklemdeki akımdan daha düşük olmamasıdır. Bu sebeple anahtarlama elemanındaki kayıplar eşit olacağından nominal gücün altındaki yüklerde verim düşüktür.

Seri rezonans konverterde ise verim her iki durumda da yüksektir. Sabit bir yük gerilimi için, yük akımı azaldığında anahtarlama elemanından geçen akımda azalır. Böylece hem düşük hem de normal yüklemde verim yüksektir.

Seri rezonans konverter akım beslemeli olarak, paralel rezonans konverter ise gerilim beslemeli olarak incelenebilir. Yukarıda belirtilen avantaj ve dezavantajlar ışığında dc/dc bir rezonans konverter için seri rezonans konverter iyi bir seçim olacaktır.

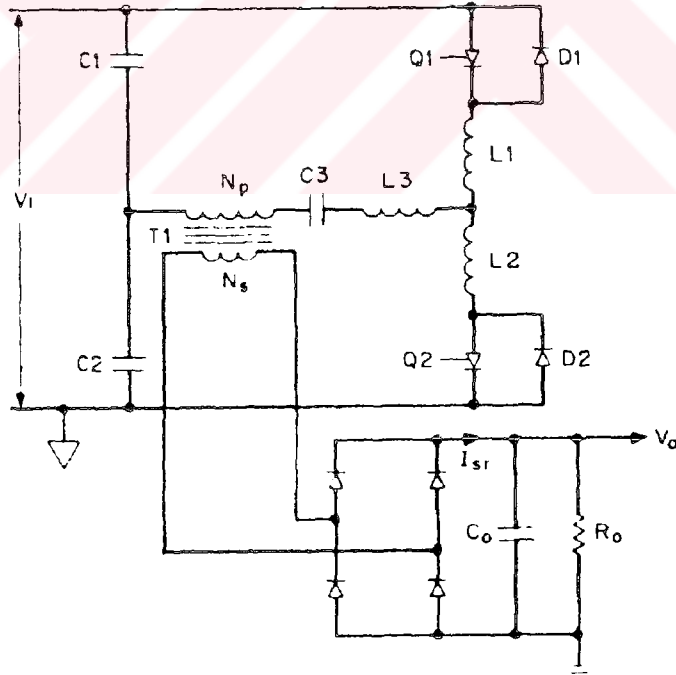
Yarım köprü seri rezonans konverter devresi şekil 4.18'de, tam köprü devresi ise şekil 4.19'da gösterilmiştir. Yarım köprü devreye ait dalga şekilleri ise şekil 4.20'de görülmektedir.

Yarım köprü devresinde Q_1 tetiklendiğinde L_1, L_3, L_p ve C_3 uçlarına $+V_i/2$ değerinde bir gerilim uygulanır. C_3 kondansatörü L_1, L_3, L_p ile rezonansa girer ve şekil 4.20'de gösterildiği gibi Q_1 den yarım sinüs dalgası şeklinde bir akım geçer. Q_1 'e ait rezonans yarım periyodun sonunda ($t = t_1$) akımyön değiştirir. Q_1 'e paralel olarak bağlı bulunan D_1 diyodu ilettime girer. $t_{cr} < t < t_d$ aralığında tristörden akan akım sıfırdır. Bu zaman aralığı tristörün t_q değerinden büyük ise tristör kendiliğinden söner.

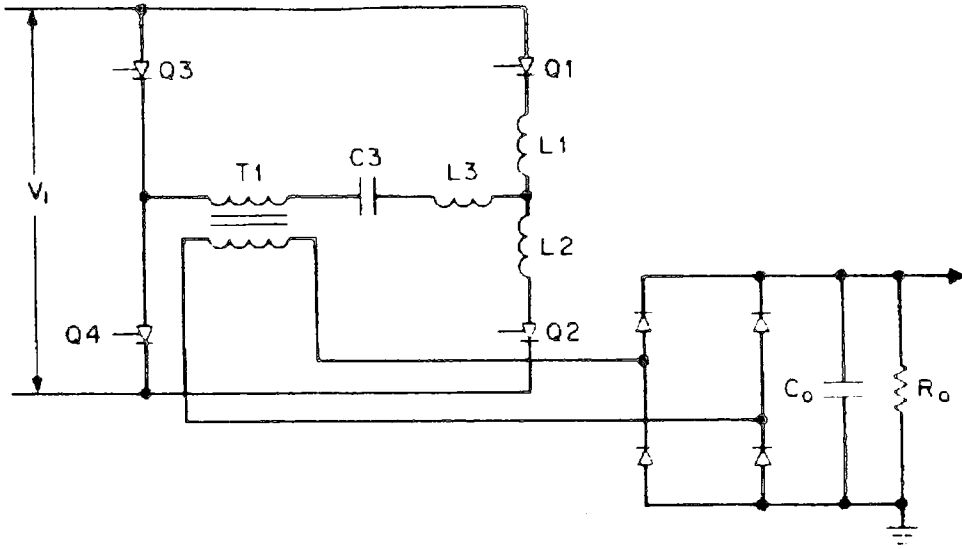
Rezonans devresinin periyodu

$$T_{r1} = 2\pi\sqrt{(L_1 + L_3 + L_p)C_3} \quad (4.12)$$

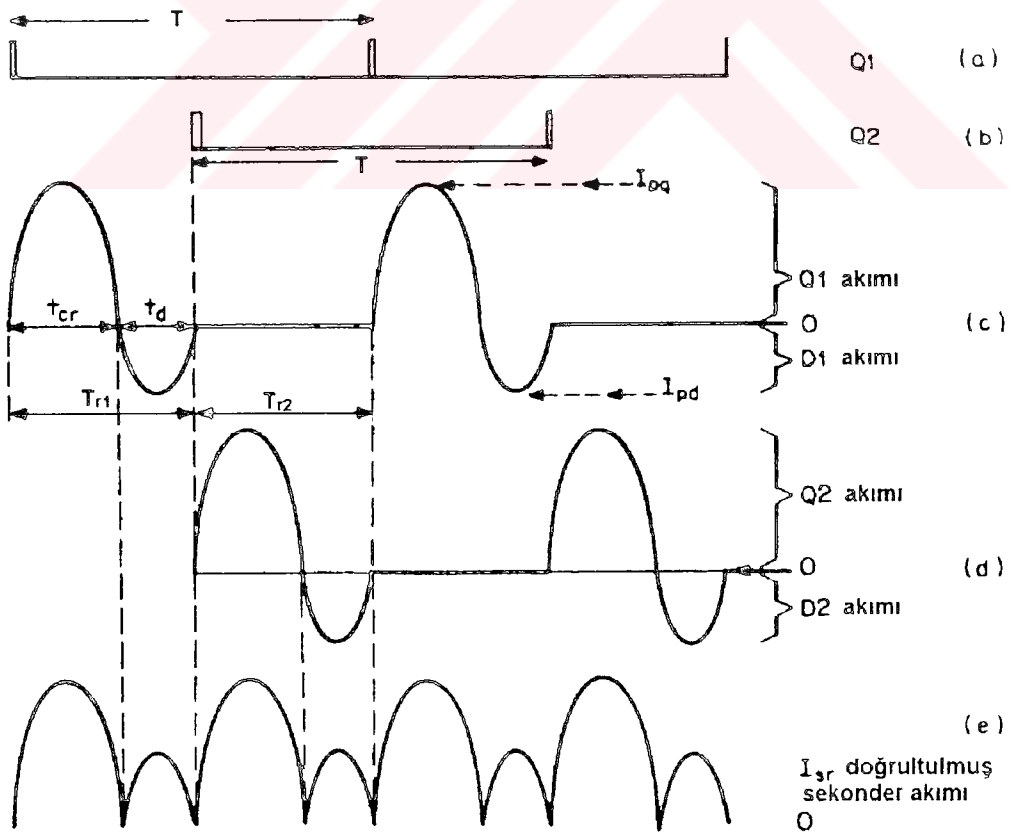
dır. Düşük yüklerde diyodun iletim süresi ile tristörün iletim süresi eşittir. ($t_{cr} = t_d$) Yükün artması ile birlikte t_{cr} ve I_{pq} artar, I_{pd} azalır



Şekil 4.18. Yarım köprü seri rezonans konverter devresi



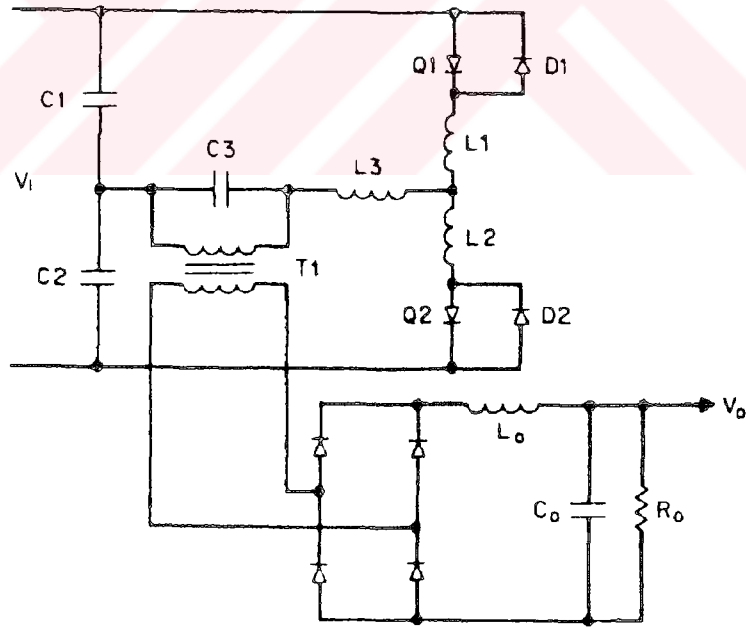
Şekil4.19 Tam köprü seri rezonans konverter devresi.



Şekil 4.20. Yarı köprü seri rezonans konverter dalga şekilleri

Tristörün emniyetli bir şekilde sönməsi için $t_q < t_d$ olmasına dikkat edilmelidir. Akım benzer şekilde Q_2 ve D_2 den geçer. Akımların değişimi şekil 4.20’de görüldüğü gibidir. Çıkış devresinde N_p / N_s oranına bağlı olarak bir gerilim elde edilir. DC çıkış gerilimi I_{sr} ile R_o direncinin çarpımı kadardır. Çıkış gerilimi ayarlanmak istendiğinde tristörleri tetikleme frekansları değiştirilir. LC devresi ile rezonansa giren normal yük empedansı LC toplam empedansına kıyasla küçük olduğu için çıkış kısa devre olsa bile devre herhangi bir zarar görmez. Ancak çıkış yükü açık devre olursa problemler ortaya çıkar. Bu nedenle hiçbir zaman yüksüz olarak çalıştırılmamalıdır.

Yarım köprü paralel rezonans konverter devresi Şekil 4.21’da gösterilmiştir. Transformatorün primerine yansıyan çıkış yükü C_3 rezonans kondansatörünün uçlarındaki gerilim ile beslenir. Konverterin kısa devre olmamasına dikkat edilmelidir



Şekil 4.21. Paralel rezonans konverter.

BÖLÜM 5

UYGULAMA DEVRESİ

Bu bölümde, tasarlanan ve gerçekleştirilen konverter ile ilgili olarak teknik bilgiler ve elde edilen sonuçlar verilecektir.

Tasarımda Push-Pull tipi güç kaynağı kullanılmıştır. Yüksek güçler için kullanılan konverter arasında en az sayıda eleman kullanılan ve maliyeti düşük olduğu için tercih edilmiştir. Devre incelenirken teorik bilgiler verilecek ve daha sonra uygulama devresinden elde edilen pratik sonuçlar ile karşılaştırılacaktır.

5.1. Tasarlanan Devre Verileri ve Elde Edilmek İstenen sonuçlar

Tasarım parametreleri aşağıdaki şekildedir.

AC giriş gerilimi : 180 - 250 V (efektif)

Çıkış gerilimi : 10 - 70 V arasında ayarlı gerilim

Çıkış akımı : 0 - 17 A arası ayarlı akım

Çalışma frekansı : 25 kHz

Yukarıda belirtildiği gibi ac giriş geriliminin belirli sınırlar içerisinde değişmesi halinde çıkış geriliminin sabit tutulması istenmiştir. Bu geri besleme devresi ile sağlanabilir. Giriş gerilimi düştükçe güç MOSFET'lerini kontrol eden devre ile λ arttırılır ve çıkış geriliminin sabit kalması temin edilebilir. Çıkış geriliminin ayarı ise λ ayarı ile gerçekleştirilir.

5.2. Devrenin Çalışması ve elde edilen sonuçlar

Laboratuvarda gerçekleştirilen konverter bağlantı şeması şekil 5.1'de gösterilmiştir. Şekil 5.2'de ise konvertere ait teorik dalga şekilleri görülmektedir.

Şebekeden alınan 220 volt AC gerilim ilk olarak korumak amacıyla sigortadan geçirilmiş daha sonra köprü diyotlar aracılığı ile doğrultulmuştur. Elde edilen dalgalı DC gerilim bir kondansatör ile filtre edilmiştir. Giriş devresinden çekilen ortalama akım

$$I_i = \frac{P_o}{\eta \cdot V_i} = \frac{1190}{0.85 \cdot 300} = 4.66A \quad (5.1)$$

dc barada istenen gerilim dalgalanması 15 V olduğuna göre kondansatör kapasitesi

$$C = \frac{I \cdot t}{\Delta V} = \frac{4.66 \cdot 3.3 \cdot 10^{-3}}{15} = 1030 \mu F \quad (5.2)$$

olarak elde edilir. 1200 μF 350 V luk kondansatör bağlanarak emniyetli bir filtreleme sağlanmış olur.

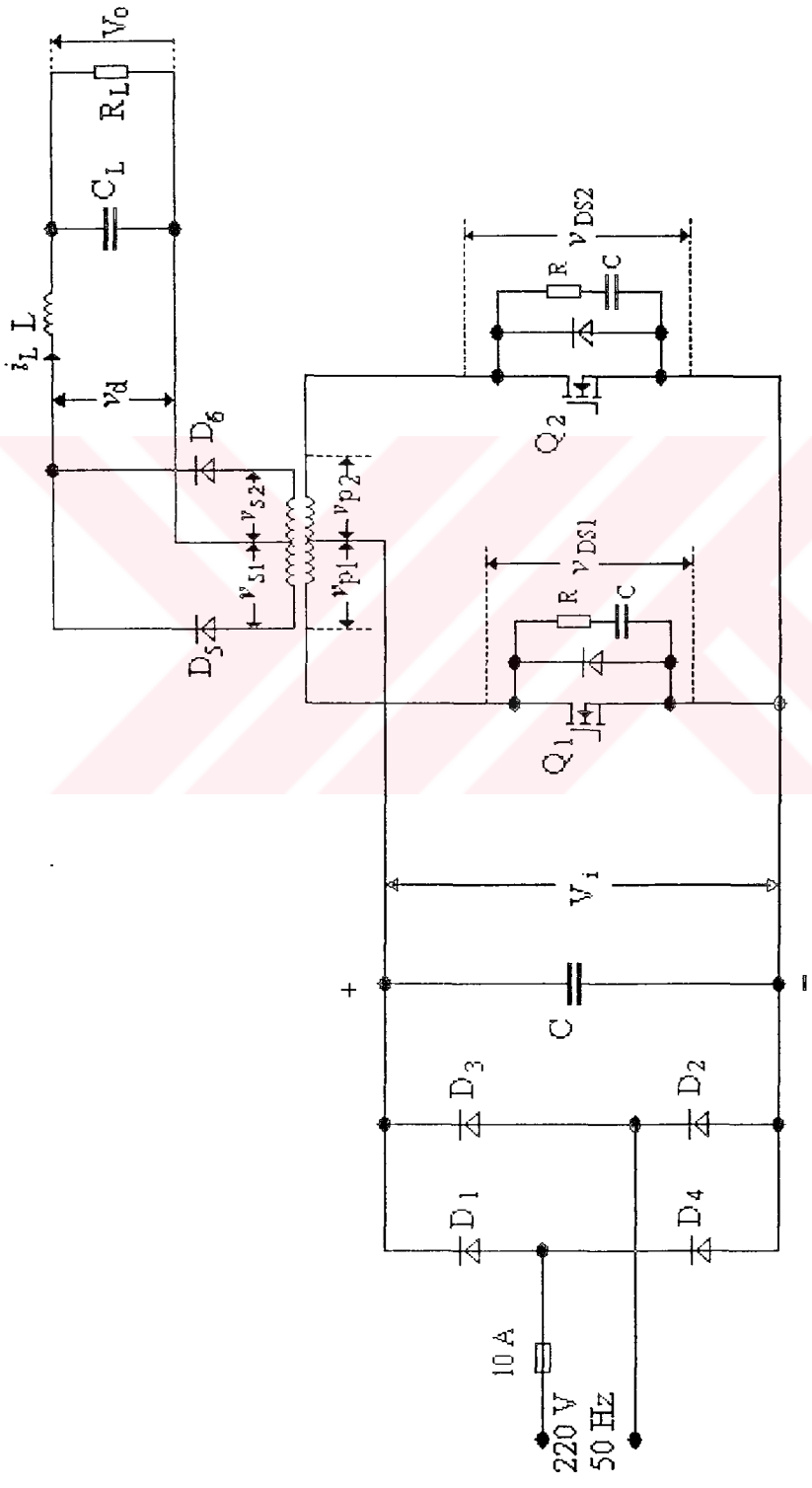
$0 < t < t_1$ aralığında Q_1 MOSFETİ iletimde, Q_2 MOSFETİ ise kesimdedir. Bu durumda aşağıdaki değişimler görülür.

$$V_{p1} = V_i \quad v_{DS1} = 0 \quad (5.3)$$

$$V_{p2} = -V_i \quad v_{DS2} = V_i - V_{p2} = 2V_i \quad (5.4)$$

$$v_{S1} = -v_{p1} \frac{N_S}{N_P} = -V_i \frac{N_S}{N_P} \quad (5.5)$$

$$v_{S2} = v_{p1} \frac{N_S}{N_P} = V_i \frac{N_S}{N_P} \quad (5.6)$$



Şekil 5.1 Laboratuvar'da gerçekleştirilen uygulama devresi

$$v_d = v_{s2} = V_i \frac{N_s}{N_p} \quad (5.7)$$

$$\frac{di_L}{dt} = (v_d - V_o) \cdot \frac{1}{L} = \left(V_i \frac{N_s}{N_p} - V_o \right) \cdot \frac{1}{L} \quad (5.8)$$

İletimde olan primer sargısına uygulanan gerilimin giriş gerilimine eşit olduğu gerçekleştirilen devrede $\lambda=0.5$ için Şekil 5.5a'da gösterilmiştir. Sekonder gerilimleri ise Şekil 5.5 b'de görülmektedir. Kullanılan transformatörün primeri toplam 56 sipir, sekonderi ise 14 sipir olduğu düşünülerek dönüştürme oranı sağlaması yapılırsa

$$a = \frac{N_s}{N_p} = \frac{V_s}{V_p} = \frac{14}{54} \cong \frac{80}{300} = \frac{4}{15} \quad (5.9)$$

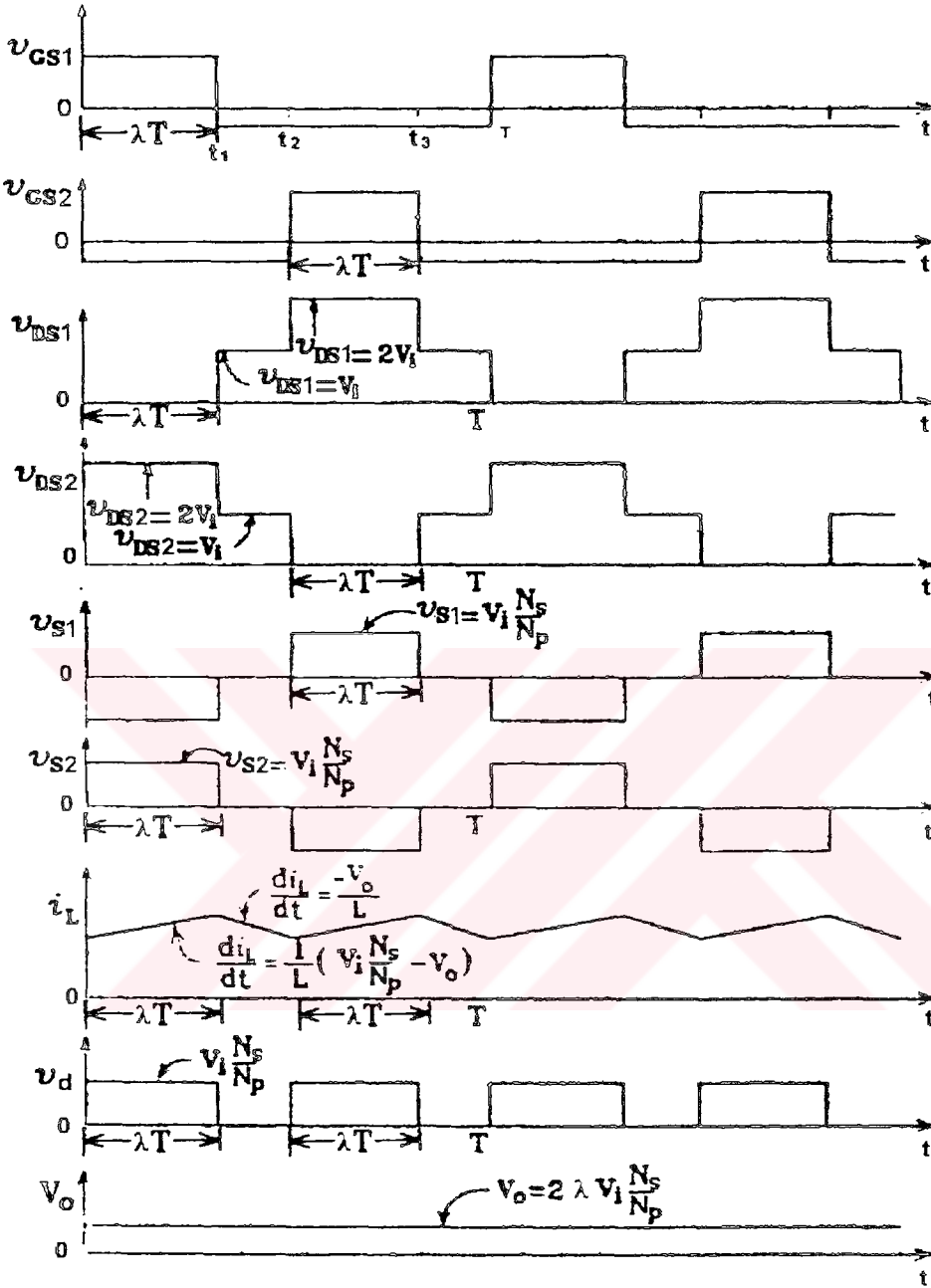
elde edilir.

(5.8) ifadesinde verilen primer akımının lineer olarak artışı, dolayısıyla dc baradan giriş akımının değişimi Şekil 5.3'de görülmektedir. MOSFET iletimde olduğu için üzerindeki gerilim sıfırdır. Q_1 iletimde iken Q_2 nin uçlarına giriş geriliminin iki katı bir gerilim gelmektedir.

$t_1 < t < t_2$ aralığında Q_1 MOSFET'i kesime alınır. Q_2 MOSFET'ide kesimde olduğundan $v_{p1} = 0$ ve $v_{p2} = 0$ dir i_L bobin akımı hem D_1 hem de D_2 diyodu yoluyla devresini tamamlar. Diyotlar burada serbest geçiş diyodu gibi görev yapar. Çıkış bobininden geçen akım

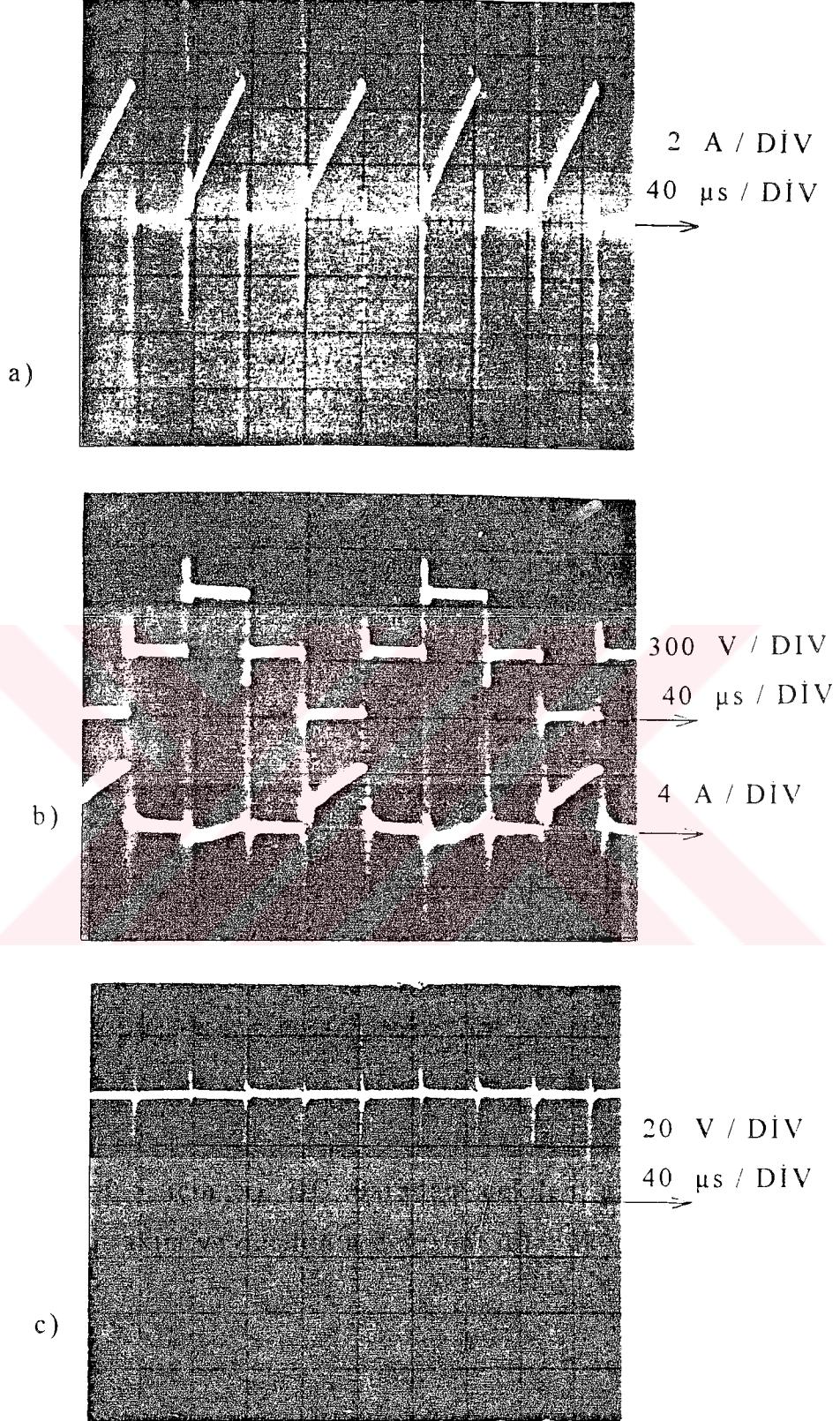
$$\frac{di_L}{dt} = - \frac{V_o}{L} \quad (5.10)$$

oranında lineer olarak azalır. Bobinden geçen akım azalma yönünde olduğu için uçlarındaki gerilim negatiftir. Şekil 5.8'de değişimi görülmektedir.

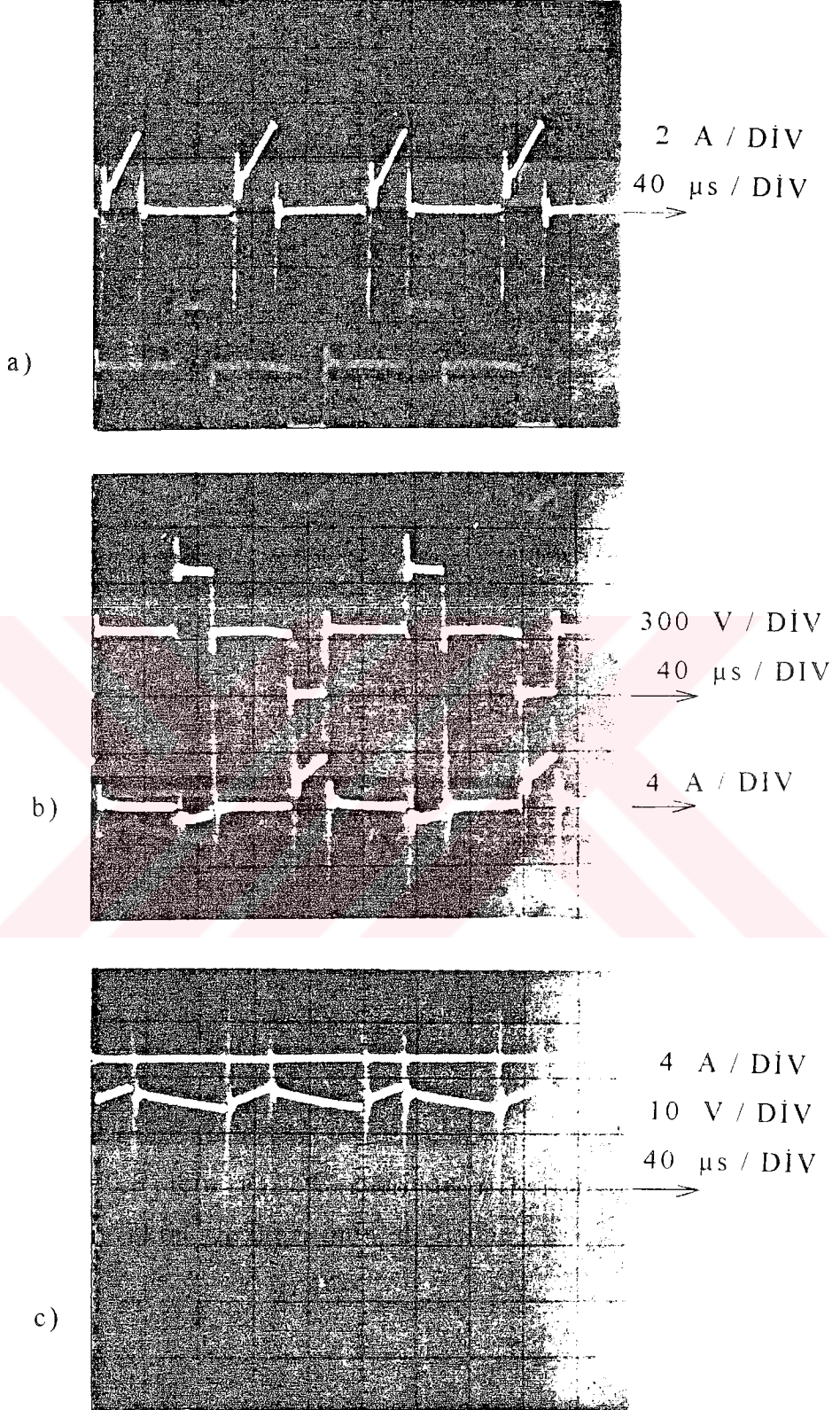


Şekil 5.2. Push-Pull Konverterine ait Teorik Dalga Şekilleri

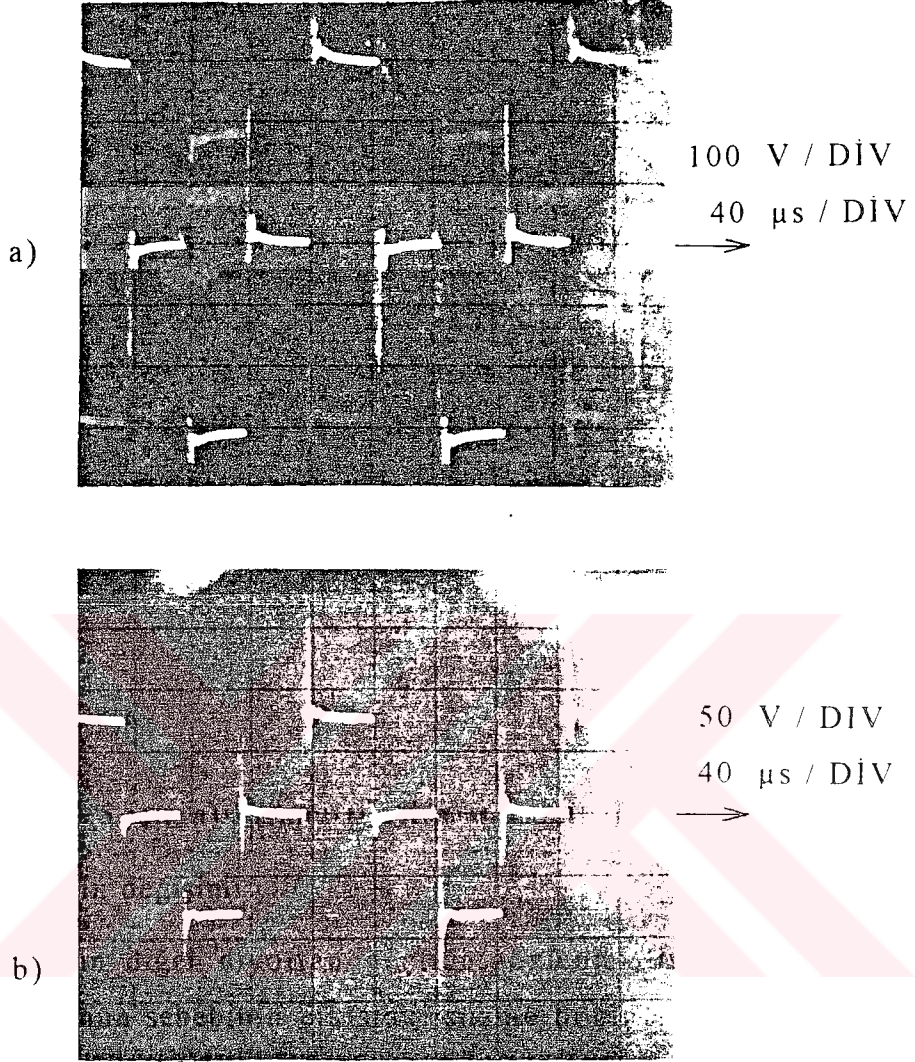
Teorik bilgilere göre bu aralıkta bobin akımın D_1 ve D_2 den eşit miktarda geçmesi gerekir. Pratik devreden elde edilen filtre bobin akım değişim Şekil 5.7'de gösterilmiştir. Akımın her iki diyottan eşit miktarda geçmediği, büyük bir kısmının bir diyottan geriye kalan çok



Şekil 5.3. $\lambda=0.5$ için a) DC baradan çekilen giriş akımı b) BJT MOSFET'e ait akım ve gerilimin değişimi c) Yük uçlarındaki gerilim



Şekil 5.4. $\lambda=0.3$ için a) DC baradan çekilen giriş akımı b) Bir MOSFET'e ait akım ve gerilimin değişimi c) Bobin akımı ve çıkış gerilimi



Şekil 5.5 $\lambda=0.5$ için a) Primer geriliminin değişimi b) sekonder geriliminin değişimi

az bir kısmının diğer diyottan geçtiği gözlenmiştir. Yapılan deneyler sonucunda bunun sebebinin çıkıştaki süzme bobin endüktansının yeterli olmadığı ve akımı süzmede sekonder sargının da önemli ölçüde etkili olduğu anlaşılmıştır. Akımın diyotlar arasında eşit oranda geçmesini sağlamak için transformatör sekonder endüktansının çıkış filtreleme bobin endüktansı yanında ihmal edilecek derecede küçük olması gerekmektedir. Her iki MOSFET’inde kesimde olduğu bu aralıkta dc baradan akım çekilmez. Primer uçlarındaki gerilimler sıfırdır.

$t_2 < t < t_3$ süresince Q_2 iletimde tutulur. Q_1 kesimde tutulmaya devam edilir. Değişim denklemleri

$$V_{p1} = -V_i \quad v_{DS1} = V_i - V_{p1} = 2V_i \quad (5.11)$$

$$V_{p2} = V_i \quad v_{DS2} = 0 \quad (5.12)$$

$$v_{s1} = v_{p2} \frac{N_s}{N_p} = V_i \frac{N_s}{N_p} \quad (5.13)$$

$$v_{s2} = -v_{p2} \frac{N_s}{N_p} = -V_i \frac{N_s}{N_p} \quad (5.14)$$

$$v_d = v_{d1} = V_i \frac{N_s}{N_p} \quad (5.15)$$

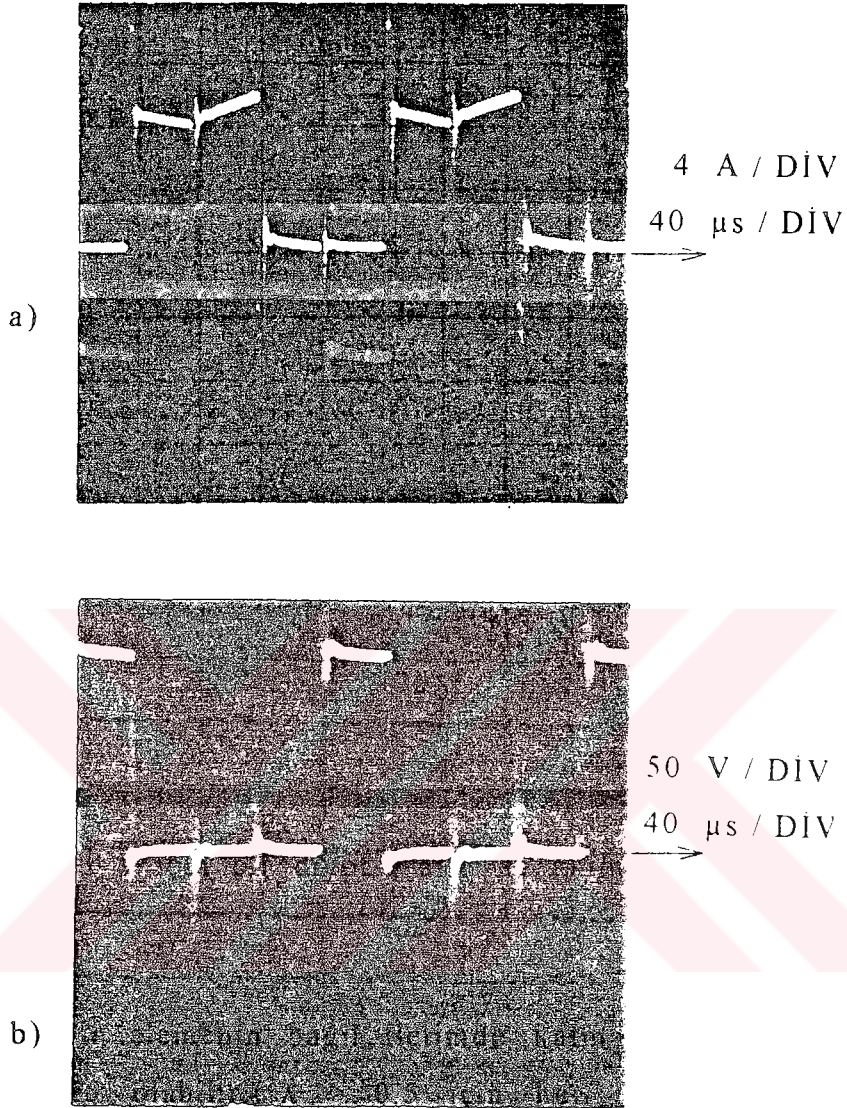
$$\frac{di_L}{dt} = (v_d - V_o) \frac{1}{L} = \left(V_i \frac{N_s}{N_p} - V_o \right) \frac{1}{L} \quad (5.16)$$

şeklinde gerçekleşir. DC baradan çekilen akımın tamamı Q_2 MOSFET'inden geçer. Q_2 iletim durumunda olduğu için üzerindeki gerilim sıfırdır. Akım lineer olarak artış gösterir. Diğer MOSFET'e gelen gerilim giriş geriliminin iki katıdır. Teorik değişimler ile osiloskoptan alınan fotoğraflar karşılaştırılsa aynı aynı olduğu görülür

$t_3 < t < T$ aralığında hem Q_1 hem de Q_2 kesimdedir. $V_{p1} = 0$
 $V_{p2} = 0$ dir $t_1 < t < t_2$ için geçerli olan ifadeler aynen geçerlidir.
 Akım V_o 'a karşı aktığı için lineer olarak

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{V_o}{L} \quad (5.17)$$

oranında azalma gösterir. Push-Pull konverterde kullanılan iki eleman aynı anda iletimde kalmayacak şekilde bir periyot içerisinde sıra ile ilettime sokulur.



Şekil 5.6. $\lambda=0.5$ için bir diyot'a ait a) akım değişimi b) gerilim değişimi

Dolayısıyla bir elemanın bağıl iletimde kalma süresi teorik olarak maksimum 0.5 olabilir. $\lambda > 0.5$ için her iki elemanda iletimde kalacağından kısa devre olur. İkinci taraftaki D_1 ve D_2 diyotları ac gerilimi dc gerilime dönüştürürler.

Çıkış bobin uçlarındaki gerilim değişiminden çıkış geriliminin hesaplanması aşağıdaki gibidir.

$$(V_i \frac{N_s}{N_p} - V_o) \lambda \cdot T - V_o (\frac{1}{2} - \lambda) T = 0$$

$$V_i \frac{N_s}{N_p} \lambda = V_o (\lambda + \frac{1}{2} - \lambda)$$

$$V_o = 2V_i \lambda \cdot \frac{N_s}{N_p} \quad (5.18)$$

Çıkış gerilimi bağlı iletimde kalma süresi ve transformatör dönüştürme oranı ile doğru orantılı olarak değişir. Gerçekleştirilen devreye ait çıkış geriliminin λ 'a bağlı olarak değişimi Şekil 5.9'da görülmektedir.

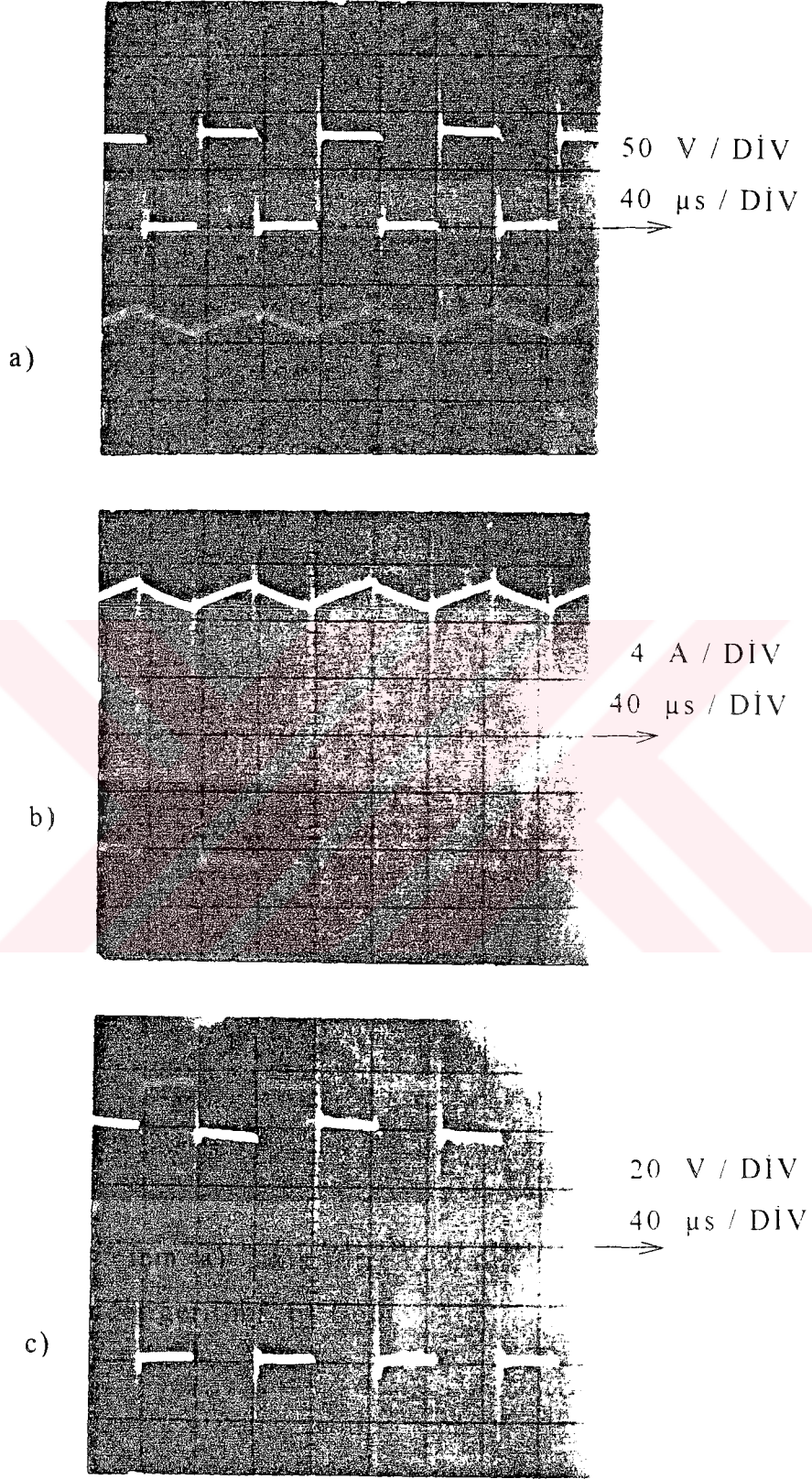
Gerçekleştirilen devre için Çıkış gerilim hesaplanacak olursa

$$V_o = 2 \cdot 300 \cdot 0.25 \cdot \frac{14}{54} = 38.88 \text{ volt}$$

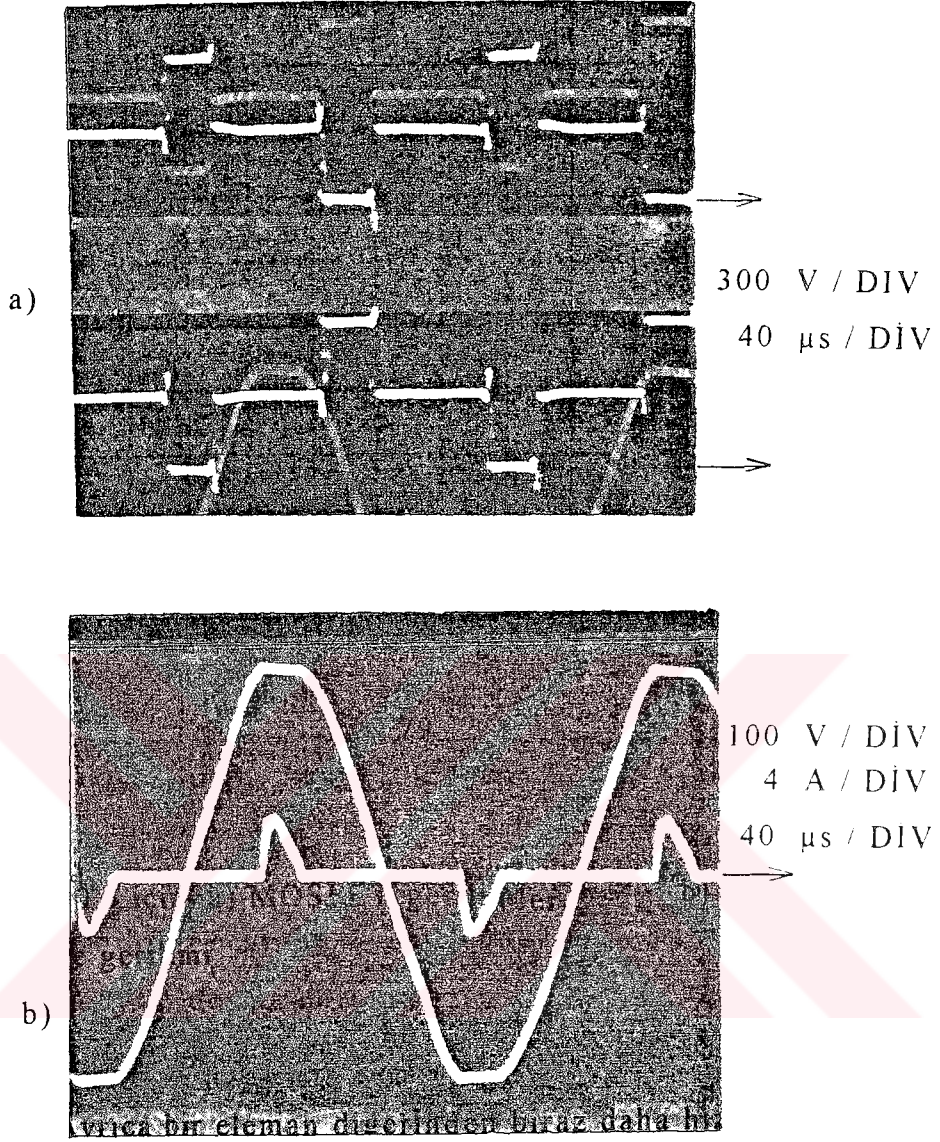
olarak bulunur. Şekil 5.3'de 38 V olarak okunmaktadır

Anahtarlama elemanı ve doğrultma diyotlarından geçen akımın ortalama değeri Forward konvertere nazaran %50 daha düşüktür. Anahtarlama giriş geriliminin iki katı ile kaçak akılardan dolayı oluşan geriliminin toplamına maruz kalır. 220 V ac girişli bir devrede en az 800 Volt'luk elemen kullanılmalıdır. Tasarımda emniyet durumunda göz önüne alındığından 1000 V'luk MOSFET'ler kullanılmıştır. Çıkış gerilimi giriş geriliminden yüksek de olabilir, düşük'de olabilir

Q_1 anahtarının iletimde olduğu durumdaki enerji akışı ile Q_2 anahtarının iletim durumdaki enerji akışı birbirine eşit olmalıdır. Aksi takdirde bobinde doyma meydana gelebilir. Bunun birkaç sebebi olabilir. Bunlardan biri iletim durumunda kapı gerilimleri eşit olsa da üzerindeki gerilim düşümü yani v_{DS} eşit olmayabilir. İkincisi eğer farklı sıcaklıklı ortamlarda çalışıyorlarsa depolama zamanları farklı



Şekil 5.7. $\lambda=0.5$ için a) Çıkış filtre bobinine gelen doğrultulmuş sekonder gerilimi b) Bobin akımı c) Bobin gerilimi



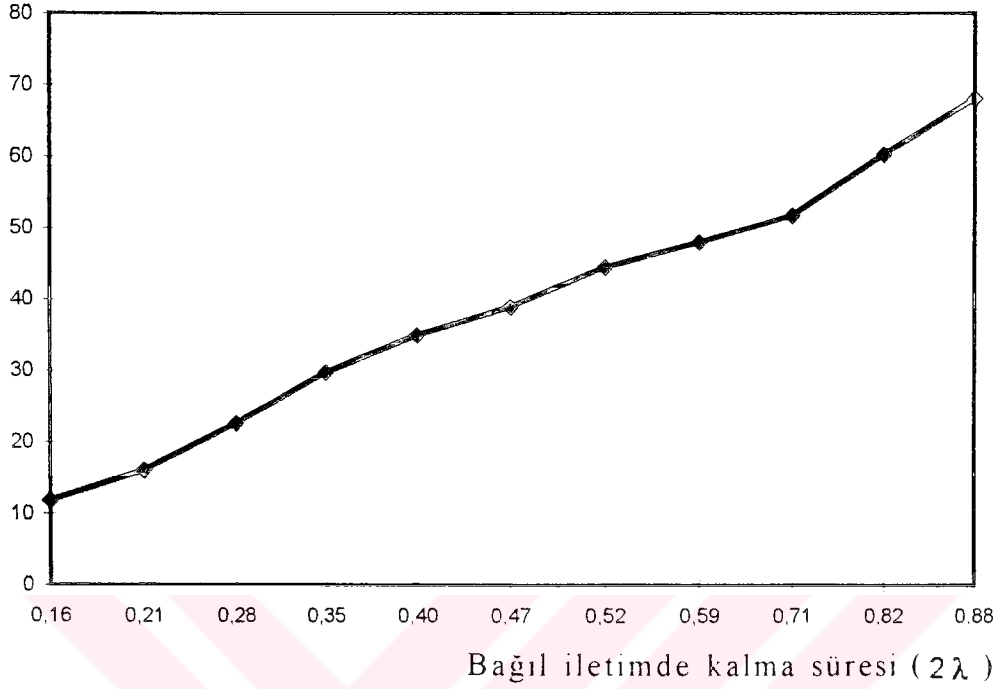
Şekil 5.8. $\lambda=0.3$ için a) MOSFET gerilimleri

b) AC şebeke akım

ve gerilimi

olabilir[1]. Ayrıca bir eleman değerinden biraz daha hızlı iletme girerse bu da doymaya sebep olabilir. Doymayı engellemek için hava arlıklı nüve kullanılabilir. Ancak bu kaçak endüktansı artırır[2]. Kullanılan nüvede herhangi bir doyma görülmemiştir.

çıkış gerilimi



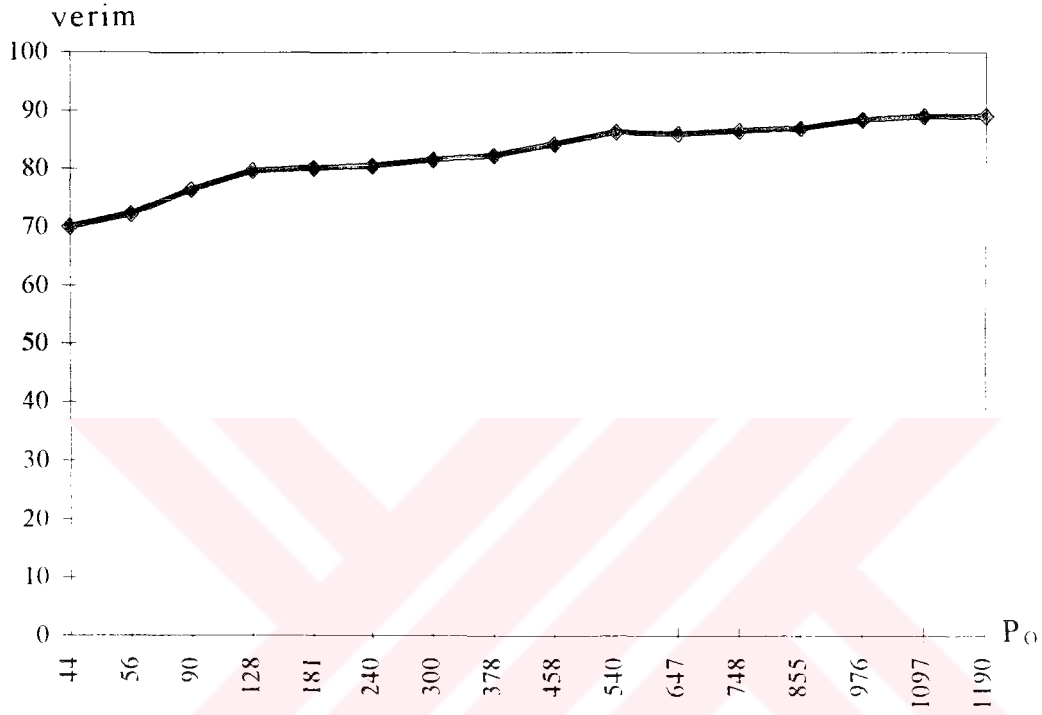
Şekil 5.9 Bağıl iletimde kalma süresine bağlı olarak çıkış geriliminin değişimi

5.3. Kontrol Devresi

Gerçekleştirilen push-pull konverter devresinin kontrolünde çok fonksiyonel olan, piyasada rahatlıkla bulunabilen TDA 1060 PWM entegresi kullanılmıştır. Bu entegre ile 5kHz'den 100kHz'e kadar çıkış sinyalleri rahatlıkla elde edilebilir. İstenen devreye bağlı olarak λ belirli değerde sınırlanabilir. Tasarlanan devrede MOSFET'lerin aynı anda iletimde kalmaması için $\lambda < 0.45$ sınırı konulmuştur. Bu sınır dahilinde λ istenen değere ayarlanabilmektedir. Entegre besleme gerilimi 11-15 V arasında olup transformator primer akımını ve konverter çıkış gerilimini sınırlamak için kontrol uçları mevcuttur.

Entegre çıkışından tek sinyal alınabilmektedir. Halbuki devre için simetrik iki tetikleme sinyali gereklidir. Elde edilen tek sinyal sayıcı ve

and kapıları aracılığı ile iki sinyal elde edilmiştir. Sürme devresine verilen bu sinyaller kuvvetlendirilerek MOSFET'lere verilmiştir.



Şekil 5.10. Çıkış gücüne bağlı olarak verimin değişimi

BÖLÜM 7

SONUÇ VE DEĞERLENDİRME

Lineer güç kaynaklarının yapısı basit olup kolayca dizayn edilebilir. Gürültü seviyeleri düşüktür. Kullanılan eleman sayısı düşük olup fazlaca arıza göstermezler. Buna karşılık kullanılan transformatör ve filtre boyutları büyük olmasından dolayı hacimleri büyüktür. Oldukça düşük seviyede bir verime sahiptir. Özellikle giriş ile çıkış arasında gerilim farkı arttıkça verim önemli oranda düşer.

Anahtarlamalı güç kaynaklarında(AGK/SMPS) verim %70-85 civarındadır. Yüksek frekanslı filtre elemanları ve transformatör kullanılmasıyla hacimleri oldukça düşüktür. Bir lineer ve anahtarlamalı güç kaynağı karşılaştırılsa aralarında güce bağlı olarak 4 ila 8 kat hacim farkı olduğu görülecektir. Bu ise yer açısından önemli bir farktır.

AGK'larında devre yapısı daha karmaşık olup kontrol devresi gerektirirler. Ayrıca elektromanyetik girişim ortaya çıkarırlar. Manyetik girişimin kesinlikle olmaması istenen ortamlarda lineer güç kaynaklarının kullanılması zorunlu hale gelmektedir. Ayrıca AGK'larında çıkış gerilimindeki dalgalanma yüksektir.

İzolesiz anahtarlamalı güç kaynaklarında bir tek çıkış vardır ve giriş-çıkış izolasyonu mevcut değildir. İzoleli olanlarda ise bir den fazla sekonder sargı kullanılarak birden fazla çıkış elde etme imkanı mevcuttur. Ayrıca trofo sarım oranı ayarlanarak istenen gerilim değerini elde etmek mümkündür.

Rezonans devreli AGK'larının geliştirilmesi ile verim artmış hem de boyutlar küçülmüştür.

AGK ile lineer güç kaynağının maliyeti bir ölçüde elde edilecek güce bağlıdır. Özellikle 100 watt'ın üstündeki güçlerde lineer güç kaynaklarında hacim aşırı derecede yükselmektedir.

Bir önceki bölümde tasarımı anlatılan ve gerçekleştirilen devre ile AGK'larından yüksek verimin elde edilebildiği, hacim'in yüksek güce rağmen düşük olduğu, yüksek frekans kullanımıyla transformatör ve filtre boyutlarının önemli ölçüde düştüğü pratik olarak gözlenmiştir.

Bazı dezavantajlarının yanında anahtarlamalı güç kaynaklarının lineer güç kaynaklarına göre yüksek verim ve küçük hacimli olmaları günümüz teknolojisinde önemli bir avantaj olmasından dolayı uzun yıllardır kullanılan lineer güç kaynaklarının kullanım sahası giderek azalmakta ve yerini anahtarlamalı güç kaynaklarına bırakmaktadır

KAYNAKLAR

- /1/. Pressman Abraham I., Switching power supply design, McGraw Hill,1991
- /2/. George C.Chryssis, High frequency switching power supllies, McGraw Hill, 1989
- /3/. Lee Yim-Shu, Computer aided analysis and design of switching mode power supllies, 1991
- /4/. Bird B.M., King K.G., Pedder D.A., An introduction to power electronics, Willey, 1993.
- /5/. Mohan, Underland, Robbins, Power electronics converters, applications and design,1995.
- /6/. Gülgün Remzi, Güç elektroniği. Yıldız Teknik Üniversitesi Yayınları,1995
- /7/. Kjeld Torborg, Power electronics.
- /8/. Gülgün Remzi, Sarul M:Hadi, Yıldırımaz Gülderen, Flyback konverterlerli yeni bir anahtarlamalı güç kaynağı tasarımı, Elektrik Mühendisliği 6. Ulusal kongresi, 1995.
- /9/. Rashid M., Power electronics, Prentice-Hall, 1993.
- /10/. Patchett G.N., Electronic power supplies, Pitman Pub., 1970.
- /11/. Pastacı Halit, Elektronik Devreler, Ocak 1991.
- /12/. Hnatek E.R.,Designe of solid stade power supplies, 1971
- /13/. Cuk Slobadan, Basics of switch mode power converters: Topologies, magnetics and control, Ekim 1981.

ÖZGEÇMİŞ

Adı Soyadı : Harun EKMEKCIOĞLU
Doğum Yeri ve tarihi : Beypazarı 1972
Öğrenim Durumu : Lisans
Bitirdiği Okullar ve yılı:
İlkokul : İstiklal İlkokulu - 1983
Ortaokul : Beypazarı Ortaokulu - 1986
Lise : Beypazarı Endüstri Meslek Lisesi - 1989
Üniversite : Yıldız Teknik Üniversitesi - 1993
Yabancı Dili : İngilizce

1993 yılında Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü'nde yüksek lisans okumaya hak kazandı. Daha sonra sırasıyla bir yıl hazırlık ve bir yıl ders okudu. Halen Yıldız Teknik Üniversitesi Elektrik-Elektronik Fakültesi Elektrik Mühendisliği Bölümü Elektrik Makinaları Anabilim Dalında Araştırma Görevlisi olarak görev yapmaktadır.