

YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

Anahtarlama Güç Kaynakları

Yüksek Lisans Tezi

Salih Tacı

1992

Elk.

YILDIZ UNIVERSITESI
FEN BILIMLERI ENSTITUSU

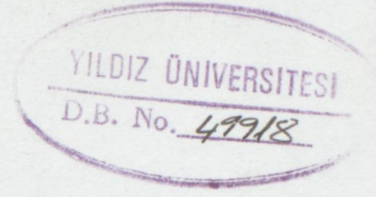
ANAHTARLAMALI GÜÇ KAYNAKLARI

YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELK. MUH. M. SALİH TACI

İSTANBUL 1992

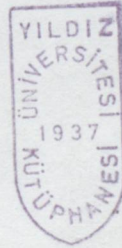
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
KÜTÜPHANE DOKÜMANTASYON
DAİRE BAŞKANLIĞI

Kot	: R 152 230
Alındığı Yer	: Fen Bil. Ens.
Tarih	: 17.4.95
Fatura	:
Fiyatı	: 30.000,-
Ayniyat No	: 1-5
Kayıt No	: 51086
UDC	:
Ek	:



YILDIZ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTUSU

ANAHTARLAMALI GÜÇ KAYNAKLARI



YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELK. MUH. M. SALİH TACI

İSTANBUL 1992

ÖNSÖZ

Lisansüstü çalışmamı yöneten, tez çalışmalarımı ilgi ile takip edip yardımını esirgemeyen hocam Doç.Dr. Asım Kasapoglu 'na teşekkürlerimi sunarım.

Mehmet Salih TACI

Mayıs - 1992

SUMMARY

ÖZET

Bu çalışmada, yarı iletken güç elemanlarıyla yapılan anahtarlama güç kaynakları ile lineer güç kaynakları sistemlerinin karakteristikleri incelenmiştir.

Birinci bölümde, güç kaynaklarından istenen özellikler ve anahtarlama güç kaynaklarının genel avantajları ele alınmıştır.

İkinci bölümde, anahtarlama güç kaynaklarının esasları araştırılmıştır.

Üçüncü bölümde, anahtarlama güç kaynaklarında kullanılan yarı iletken güç elemanları akım ve gerilim değerine göre seçimi incelenmiştir.

Dördüncü bölümde, izolesiz dönüştürücüler açıklanmıştır.

Beşinci bölümde, anahtarlama güç kaynakları dönüştürücülerinde kullanılan transformatör incelenmiştir.

Altıncı bölümde, İzoleli Dönüştürücüler açıklanmıştır.

Yedinci bölümde ise, genel bir değerlendirme yapılarak bu çalışmadan elde edilen sonuçlar irdelenmiştir.

SUMMARY

In the present investigation, an attempt was made to study the characteristics of Switch Mode Power Supply (S.M.P.S) and Lineer Power Supply Systems both of which are made by semiconductor equipments.

In the first chapter, the desired properties of the power supplies and the common advantage of S.M.P.S were examined.

In chapter 2, the basic elements of Switch Mode Power Supply were researched.

In chapter 3, depending on the current and voltage value the selection of semiconductor power equipments used in S.M.P.S were wiewed.

In chapter 4, Non-Isolated Converter were defined.

In the fifth chapter, Transformer employed in S.M.P.S were analysed.

In chapter 6, Isolated converter were defined.

In chapter 7, the general evaluation of the result derived from the current study was made.

9. İZOLELİ DÖNÜŞTÜRÜCÜ İÇİNDEKİLER

1. GÜÇ KAYNAKLARI

1.1. Güç Kaynaklarından İstenen Özellikler

1.2. Anahtarlama Güç Kaynaklarının Genel Avantajları

2. ANAHTARLAMALI GÜÇ KAYNAKLARININ ESASLARI

2.1. Devre Dizaynları

2.2. Anahtarlama İşlemi

2.3. Hat ve Yük Regülasyonu

3. YARI İLETKEN GÜÇ ELEMANLARININ SEÇİMİ

3.1 Güç Transistörleri

3.1.1 Gerilim Değeri

3.1.2 Akım Değeri

3.2 Doğrultucular

4. İZOLELİ DÖNÜŞTÜRÜCÜLER

4.1. Düşük gerilim veren (Buck) Dönüştürücü

4.1.1 Kesintisiz Modda Çalışma

4.1.2 Kesintili Modda Çalışma

4.2. Yüksek Gerilim Veren (Boost) Dönüştürücü

4.3. Hem Düşük Gerilim Hem de Yüksek Gerilim Veren

(Buck-Boost) Dönüştürücü

5. ANAHTARLAMALI GÜÇ KAYNAĞI DÖNÜŞTÜRÜCÜLERİNDE

KULLANILAN TRANSFORMATÖR

5.1. Manyetik Elemanın Dizaynı

5.2. Transformatörün Çalışma Bölgeleri

6. İZOLELİ DÖNÜŞTÜRÜCÜLER

6.1. İzoleli Asimetrik (Tek kutuplu) Dönüştürücüler

6.1.1. Flyback İzoleli Dönüştürücü

6.1.1.1 Kesintili Çalışma

6.1.1.2 Kesintisiz Çalışma

6.1.2. Forward Dönüştürücü

6.2. Simetrik İzoleli Dönüştürücüler

6.2.1 Push - Pull Dönüştürücü

6.2.2 Kondansatörlü Yarı Köprü Dönüştürücü

6.2.3 Tam Köprü Dönüştürücü

7. SONUÇLAR

1. GUÇ KAYNAKLARI

1.1 GUÇ KAYNAKLARINDAN İSTENİLEN ÖZELLİKLER

Günümüzde güç kaynaklarının tasarımında lineer güç kaynakları kullanımından daha pratik olan anahtarlamaalı güç kaynakları (SMPS) kullanımına kademeli olarak geçilmektedir.

Regüleli DC güç kaynaklarında, belirlenen toleranslar altında giriş gerilimindeki veya çıkış yükündeki değişimle pozitif veya negatif farklı sabit regüleli akım ve gerilim verebilen her bir çıkışın girişten ve birbirinden elektriki olarak izolasyon (toprak yalıtkanlığı) sağlanması ve boyutu ve ağırlığı azaltılarak daha büyük güç elde edilmesi, güç akış yönünün kontrolü, yüksek verim ve emniyetli çalışma istenir.

1.2 ANAHTARLAMALI GUÇ KAYNAKLARIN AVANTAJLARI

Lineer güç kaynakları; basit yapıda, küçük çıkış dalgalanması ve gürültüye, küçük yük regülasyonu ve hızlı rekoveri zamanı gibi istenilen karakteristiklere sahip olduğu halde oldukça ağır ve büyük hacimde 50/60 Hz'li transformatörü ve kayıplı (dissipative) regülatörü olup düşük verimlidirler. Lineer güç kaynakları için nüve ve sarım kayıplarından dolayı standart verim % 45 dir.

SMPS tasarımı kullanılmasıyla verim ve güç yoğunluğu artarak verim % 70 -% 90 'a kadar çıkar. Bundan başka, SMPS'da yüksek frekans kullanılması ile güç transformatörün ve filtre elemanlarının boyutu lineer güç kaynaklarına göre önemli derecede azaltılır. 20 kHz frekansla çalışan SMPS'larda elemanların boyutu 4 kez, 100 kHz ve daha yüksek frekanslar-

da ise 8 kez azalır. Bundanda anlaşılıyor ki SMPS'ları çok küçük boyutlu ve çok hafif güç kaynaklarıdır.

Tablo 1'de lineer güç kaynakları ile anahtarlama güç kaynakları mukayesesi verilmiştir.

TABLO: 1

ÖZELLİKLER	LINEER	ANAHTARLAMALI
Sebeke regülasyonu	% 0.02 - % 0.05	% 0.05 - %0.1
Yük Regülasyonu	% 0.02 - % 0.1	% 0.1 - % 1
Çıkış dalgalılığı	0.5 mV - 2 mV RMS	25 mV- 100 mV p.p
Giriş voltaj değişimi	+ % 10	+ % 20
Verim	% 40 - % 55	% 60 - % 80
Güç yoğunluğu	0.5 W/inç	2.3 W/inç
Transient recovery	50 mikrosn	300 mikro sn
Hold up time	2 msn	32 msn

Önceleri anahtarlama güç kaynakları uçak sistemlerinde kullanılırdı. Son yıllarda teknolojinin gelişmesi ve anahtarlama elemanlarının fiyatları önemli derecede düşmesi sonucu SMPS'lara olan talep artmış ve bu konu üzerinde araştırma ve geliştirme çalışmaları hızlanmıştır.

2. ANAHTARLAMALI GÜÇ KAYNAKLARININ GENEL ESASLARI

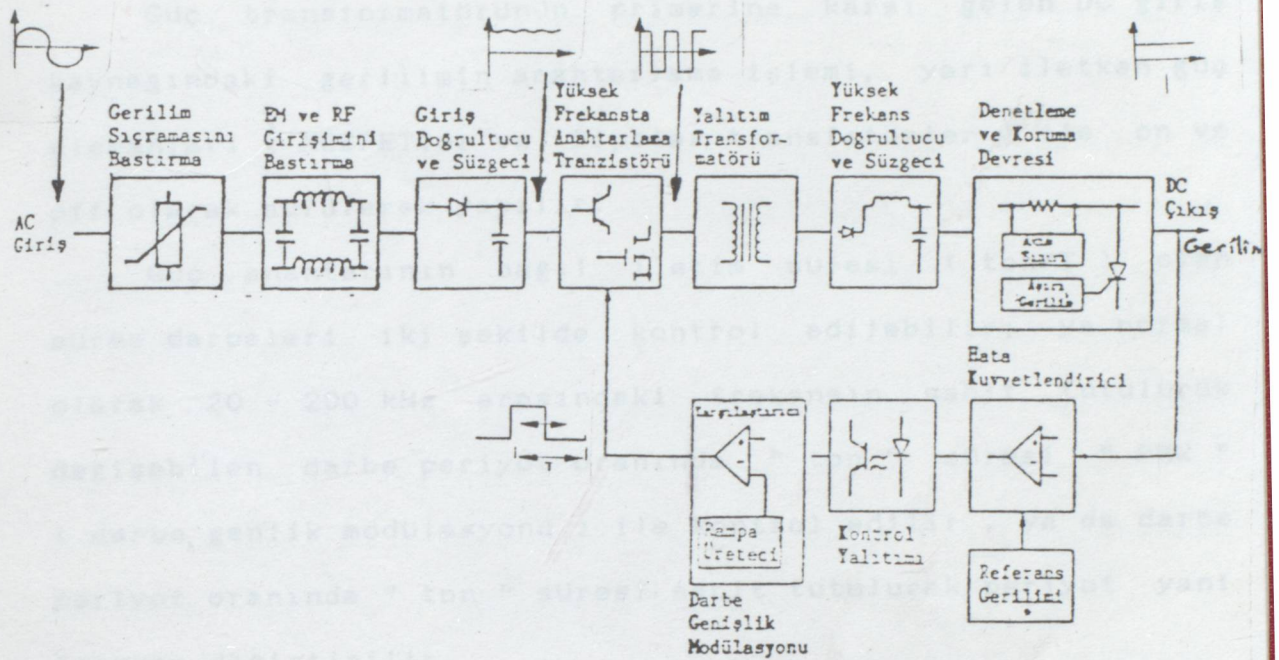
2.1 DEVRE DİZAYNLARI

Akım ve gerilim dönüştürücülerinin önemli kısmı olan yüksek frekans eviricisindeki DC giriş kaynağı, 20 kHz-100 kHz frekansla çalışan anahtarlama elemanları Bipolar veya MOSFET güç transistörleri ile kısıllır, daha sonra filtre edilerek çıkışta filtrelenmiş DC çıkış gerilimi elde edilir.

Gücün nasıl transfer edildiğini belirten devre şemasına SMPS TOPOLOJİ'si denir. Transformator, self, kondansatör ve yarı iletken güç elemanları " Bipolar ve MOSFET güç transistörleri ve güç doğrultucuları " ile yapılacak güç kaynağı uygulaması için tasarım işleminin en önemli kısmını teşkil eden uygun devre topoloji çok önemlidir. Bölüm 2'de geniş olarak kullanılan topolojilerin temel çalışma esasları, avantajları, dezavantajları ve kullanım alanları anlatılmıştır.

Şekil 1'de gösterilen blok diyagramından SMPS devresi oldukça karmaşıktır. Bu şemada frekansı 50 Hz olan AC giriş kaynağı önce doğrultulur ve daha sonra basit DC kaynağı oluşturulması için giriş kondansatör ile filtre edilir.

Burada DC gerilim seviyesi, şebeke giriş geriliminin değişmesiyle geniş bir şekilde değişir. Şebekede oldukça büyük olan gerilim dalgalanmalarına karşı koyulması için, girişe konan kondansatör yüksek değerde tutulmalıdır. SMPS herhangi bir DC giriş kaynağından çalışırsa DC-DC dönüştürücüsü olarak adlandırılır. Yüksek frekanslı güç anahtarlama kısmı olan kaynağın merkezi bloğu, regülesiz DC tarafından beslenir.



Şekil 1

Anahtarlamaalı Güç kaynağının Blok Diyagramı

2.2 ANAHTARLAMA İŞLEMİ

Güç transformatörünün primerine karşı gelen DC giriş kaynağındaki gerilimin anahtarlama işlemi, yarı iletken güç elemanları (MOSFETler ve Bipolar transistörler) ile on ve off olarak sürülerek yapılır.

Güç anahtarının bağıl iletim süresi (t_{on}/T) olan sürme darbeleri iki şekilde kontrol edilebilir; ya normal olarak 20 - 200 kHz arasındaki frekansın sabit tutulurak değişebilen darbe periyot oranında " ton " süresi " PMW " (darbe genlik modülasyonu) ile kontrol edilir , ya da darbe periyot oranında " ton " süresi sabit tutulurak periyot yani frekans değiştirilir.

Anahtarlansak kıyılmış olan filtrelenmiş DC yüksek frekans transformatörün primer sargısında yüksek frekanslı kare dalga elde edilir. Elde edilen bu primer gerilim istenen güç değerine göre yüksek frekans transformatörü ile çevrildikten sonra, uygun genlikli ve uygun darbe periyot oranlı gerilim darbeleri transformatörün sekonderlerinde meydana gelir. Bu gerilim darbe dizisi kabaca doğrultulur ve bundan sonra topolojiye bağılı olarak ya bir kondansatör ya da kondansatör - indüktör düzenli çıkış filtresi ile düzeltilir.

Bu gücün transferi mümkün olan sabit verim ve en küçük kayıpla yapılmak zorundadır. Böylece, pasif ve manyetik elemanların optimum tasarımı ve uygun yarı iletken güç elemanlarının seçimi iyi düşünölmelidir.

2.3 HAT VE YÜK REGULASYONU

Stabilize edilmiş DC çıkış kaynağının regülasyonu geri beslemeli kontrol bloğu ile yapılmaktadır.

Giriş kaynağındaki ve çıkış yükündeki değişimler bu geri beslemeli regüleli çıkış gerilimi referans kaynakla karşılaştırılır ve oluşacak hata gerilimi anahtarlamalı sürme darbelerinin kontrol lojigine verilmesi ile yok edilerek istenilen sabit DC çıkış güç kaynağı sağlanır. Stabilite problemlerinin oluşmaması için çevrim için hızlı elemanlar seçilerek kontrol çevresindeki gecikme minimumda tutulur. Aksi taktirde stabilite problemleri oluşur.

Transformatör kuplajlı kaynakların elektronik izolasyonlu bazı tiplerinde, ızalasyon kısmının tam olarak muhafaza edilmesi için geri besleme yapılır. Bu geri besleme izoleli küçük darbe transformatörü ve opto ızalatör ilavesi ile gerçekleştirilir..

3. Yarı İletken Güç Elemanlarının Seçimi

3.1 Güç transistörleri

SMPS'da yarı iletken elemanlardan Bipolar transistör ve güç MOSFET'leri kullanılır. Bipolar transistörler anahtarlama kaybına bağlı olarak normal olarak çalışması 30 kHz'e kadar düşük frekansta sınırlandırılmıştır. Buna rağmen çok düşük iletim kayıpları olan ucuz bir elemandır. Frekansa bağlı olarak anahtarlama kayıplarının düşük olmasından ve çok hızlı anahtarlamasından dolayı yüksek frekans çalışması için MOSFET seçilir. MOSFET'in sürülmesi de oldukça basittir. Buna rağmen MOSFET'in iletim kayıpları Bipolar transistörden yüksektir. ve fiyatı da pahalıdır. Elemanı kullanılması için seçim, normal olarak fiyat ve gerekli performanstır.

3.1.1 Gerilim Değeri

Bipolar transistörünü veya güç MOSFET'ini kullanıp yada kullanamayacağımıza karar verdikten sonra, ilk adım uygun dönüştürücü topolojisine karar verilmesi için transistör voltaj değerinin doğru olarak seçilmesidir. Transformator bağlantılı topolojilerde, eleman üzerindeki gerilim kesim periyodu anında normal olarak maksimum gerilim değerinde olur. Bu gerilim kullanılan topolojilere göre giriş kaynak geriliminin yarı, tam, iki kat değerinde bağlı olur. Transformatorun kaçak indüktansı önemli voltaj sıçramalarını kapsar. Transistör tahrip olmaksızın kötü şartlarda emniyetli bir şekilde çalışmalıdır. Bundan dolayı Bipolar eleman için uygun yüksek $V_{ce(max)}$ ve MOSFET için uygun yüksek $V_{BR(DSS)}$ seçilir.

Bugünlerde maksimum bloklama gerilimi güç Bipoları için 1500 V ve güç MOSFET'leri için maksimum 1000 V tur.

Bir doğrultucu 220 V luk şebeke girişinde kullanılırsa bu şartlarda oluşacak maksimum DC şebeke gerilimi 385 V tur. 110 V ta ise 190 V tur. Bu değerler elemanın doğru değerinin seçilmesi için giriş gerilim seviyesi olarak kullanılır.

3.1.2 Akım değeri

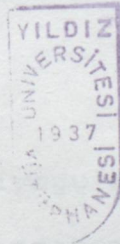
Nominal akım değeri kısmen sabit olan Bipolar elemanın iletim periyodu anına karşı gelen gerilim çok düşüktür. Bundan dolayı Bipolar transistör elemanın maksimum değerinde kullanılması için, ortalama değerine yakın olarak çalışacaktır. Bu işlem fiyat, sürme gereksinimi ve anahtarlama arasındaki karşılaştırmayı verir. Bilhassa çıkış gücü için maksimum akım her bir topoloji için kullanılan basit denklemle hesaplanır. Bu değerlerle uygun Bipolar elemanı seçilerek uygun çıkış gücü elde edilir. Sıcaklığa bağlı olarak değişen elemanın "on resistansına" ve akan akıma bağlı olan transistörün kaybına karşı oluşan gerilimden dolayı MOSFET elemanı Bipolar güç elemanından farklı şekilde çalışır. Bundan dolayı verilen dönüştürücü için uygun MOSFET seçilmesi için çıkış gücünün belirli yüzdesini geçmemesi gerekir. Bu seçimde MOSFET kayıpları % 5 olarak kabul edilir. Her bir topolojiden elde edilen belirli güç değerleri için kabul edilen doğru MOSFET $R_{DS(on)}$ değerinde denklemler düzenlenir. $R_{DS(on)}$ değeri gerekli olan her bir uygun elemanın seçimi kullanılır. Bu metotda MOSFET'deki anahtarlama kayıpları ihmal edilmiştir.

Buna rağmen 50 kHz'in üstündeki frekanslar için anahtarlama kayıplarında artma vardır.

3.2 Doğrultucular

10 V'un altındaki çıkış gerilimlerindeki dönüştürücünün verimini yüksek tutmak için oldukça düşük doğrultucu forward gerilim düşümü V_f olması gerekir. Schottky tiplerde çok düşük V_f değeri (0.5 V) vardır. Kayıplar ihmal edilecek kadar düşüktür ve yüksek frekanslarda kullanılır. Maalesef yüksek bloklama gerilimlerinde (50 V) Schottky'ler çok düşük çıkışlarda tercih edilir.

Doğrultucunun ters gerilimi seçilmesi için uygun yöntem elemanın 5 katına kadar çıkış geriliminin bloklanmasını sağlar. Daha yüksek çıkışlar için en uygun doğrultucu hızlı rekoveri epitaksiyel doğrultucu diyotlarıdır. Bu eleman yüksek frekans doğrultulmasında kullanılması uygun olmuştur. Hızlı rekoveri epitaksiyel doğrultucular çok hızlı ve verimli karakteristikleri ile düşük V_f 'yi kapsamaktadır. Ters bloklama gerilimi kapasitesi 1000 V'a kadardır. Bu sebepten 10 V'dan 200 V'a kadar kullanılması uygundur.



4. İZOLESİZ DÖNÜŞTÜRÜCÜLER

Güç işlemini yalnızca indüktif enerji olarak transfer eden bugünkü dönüştürücülerde kullanılan topolojilerin çoğu izoleli olmayan buck (düşük) , boost (yüksek) ve hem düşük ve hem de yüksek (buck - boost) gerilim veren izoleli olmayan (trafosuz) topolojilerdeki dönüştürücüler, mümkün olan en basit şemalar ve az sayıdaki elemanlara sahiptir. Tek çıkışın olması için dönüştürücülerde yalnızca indüktör, kondansatör, transistör ve diyot gereklidir.

Giriş ve çıkış arasında izalasyon gerekirse dönüştürücüden önce bir transformatör olmalıdır.

4.1 DÜŞÜK GERİLİM VEREN (BUCK) DÖNÜŞTÜRÜCÜ

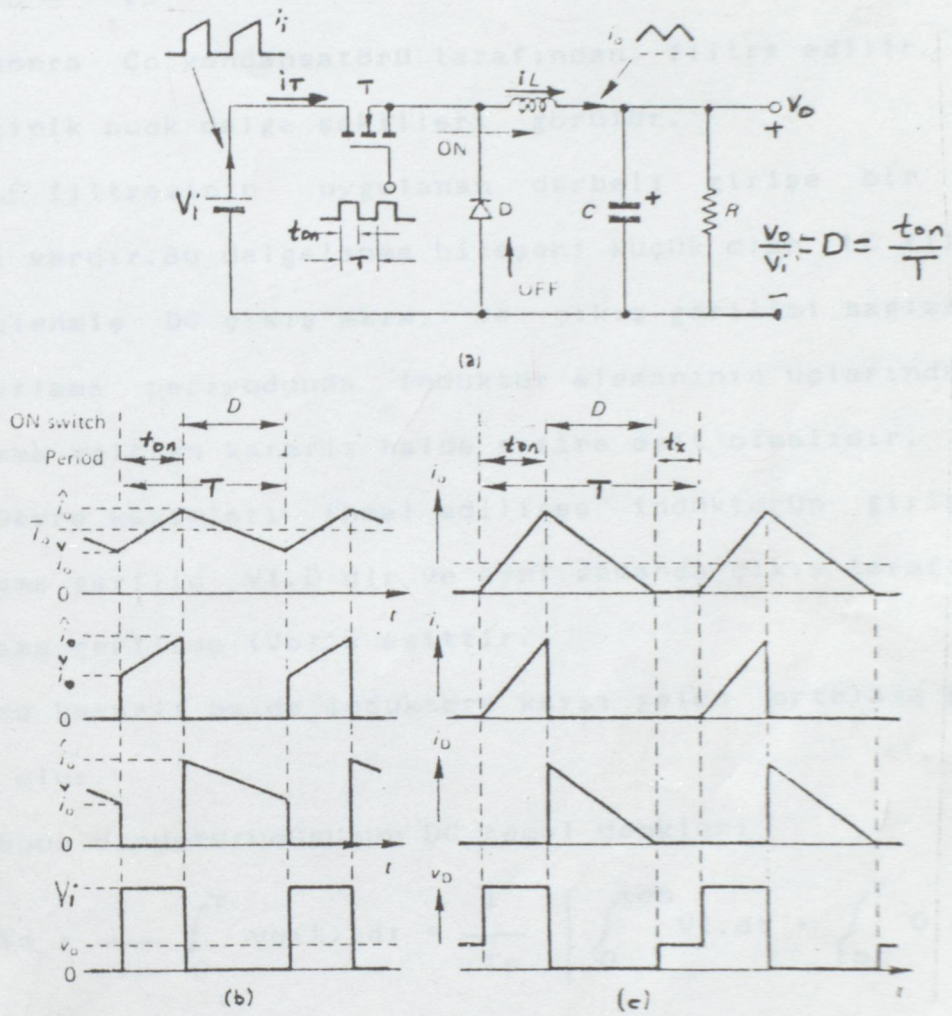
Push-pull ve köprü tiplerini kapsayan forward (ileri yönlü) dönüştürücüleri şekil 2'de gösterilen buck (düşük gerilim veren) dönüştürücüsü olarak adlandırılır. Çalışması direk - forwarddır. Giriş gerilimi T anahtarlama transistörü ile kıyılır.

Anahtarın iletim periyodu esnasında, enerji DC giriş kaynağından giriş gerilimi L1 indüktörü ve C kondansatörü elemanlarına transfer edilerek çıkışa güç sağlanmıştır.

İndüktör akımı Faraday'a göre

$$V = L \frac{di}{dt} \quad (4-1)$$

Anahtar kesim periyodu anında, gerilim indüktör elemanında tersine çevrilerek serbest geçiş diyonu ters kutuplanır.



Şekil 2

Düşük Gerilim Veren (Buck) Dönüştürücüsü

- a) Devre Diyagramı
- b) Kesintisiz Çıkış Akımlar için dalga şekilleri
- c) Kesintili Çıkış Akımlar için dalga şekilleri

Bu durum, indüktörde biriken enerjinin çıkışa gönderilmesine imkan sağlar. Bu sürekli IL akımı diyottan akarak

$$V_L = - V_o \quad (4-2)$$

daha sonra Co kondansatörü tarafından filtre edilir. Şekil 2'de tipik buck dalga şekilleri görülür.

LC filtresinin uygulanan darbeleri girişe bir miktar etkisi vardır. Bu dalgalanma bileşeni küçük olan LC filtresi, filtrelenmiş DC çıkış akımı ve çıkış gerilimi sağlar. Tüm anahtarlama periyodunda indüktör elemanının uçlarında düşen ortalama volt/sn kararlı halde sifıra eşit olmalıdır.

Devre kayıpları ihmal edilirse indüktörün girişindeki ortalama gerilim V_i D dir ve aynı zamanda çıkış tarafındaki ortalama gerilime (V_o)'a eşittir.

Böylece kararlı halde indüktöre karşı gelen ortalama gerilim sıfır olur.

Buck dönüştürücüsünün DC temel denklemi

$$V_o = \frac{1}{T_s} \int_0^T v_o(t) \cdot dt = \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{t_{on}} V_i \cdot dt + \int_{t_{on}}^T 0 \cdot dt \right]$$

$$V_o = \frac{t_{on}}{T_s} V_i = D \cdot V_i \quad (4-3)$$

D, transistörün anahtarlama darbe periyot oranıdır ki, bu oran iletim zaman periyodunun bir anahtarlama periyoduna bölünmesi ile tarif edilir.

$$D = \frac{t_{on}}{T} = \frac{V_o}{V_i} \quad T = t_{on} + t_{off} \quad (4-4)$$

Böylece Buck (düşük gerilim veren) dönüştürücü $D = 1$ 'e eşit

olmadığında çıkış gerilimi daima giriş geriliminden daha azdır. Çıkış geriliminin regülasyonu anahtarın darbe periyot oranının değiştirilmesi ile sağlanır. LC düzeni, indüktör akımının çok iyi filtrelenmesini sağlar. Böylece buck ve onun bütün çeşitleri çok düşük çıkış dalgalanma karakteristiklerine sahiptir.

4.1.1 Kesintisiz Modda Çalışma

Buck normal olarak (indüktör akımı sıfıra düşmediğinde) daima sürekli (kesintisiz) modda çalışır ve bu durumda maksimum akımlar düşüktür. Filtreleme kondansatör ihtiyacı azalır ve önemli kontrol problemi yoktur.

Kesintisiz çalışmada daima (indüktör akımı) $I_L > 0$ dır.

Anahtar ton süresinde indüktör akımını iletir ve diyot ters kutuplu olur. Indüktör elemanına karşı oluşan pozitif gerilim $V_L = V_d - V_o$ I_L indüktör akımını lineer olarak artırır.

Anahtar kesim periyodu esnasında, indüktörde enerjinin birikmesinden dolayı I_L akımı sürekli akarak, akan bu akım diyottan akarak ve $V_L = V_o$ olur. (4-5)

$$\int_0^T V_L dt = \int_0^{ton} v_L dt + \int_{ton}^T v_L dt = 0 \quad (4-6)$$

$$(V_i - V_o) \cdot ton = V_o \cdot (T_s - ton) \quad (4-7)$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{ton}{T} = D \quad (\text{Darbe periyot oranı}) \quad (4-8)$$

Buck dönüştürücülerin bu modda çalışmasında, giriş gerilimi V_i yada çıkış gerilimi V_o sabit kalır.

V_i giriş geriliminin sabit kalması halinde, V_o çıkış gerilimi darbe peryot oranı D ile kontrol edilir.

$$V_o = D V_i \quad (4-9)$$

$$I_{LB} = \frac{T V_i}{2L} D(1-D) \quad (4-10)$$

V_i sabit kalmasıyla

$D = 0.5$ için

$$I_{LB, \max} = \frac{T V_i}{8L} \quad (4-11)$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{D^2}{D + \frac{1}{4} \left| \frac{I_o}{I_{LB, \max}} \right|} \quad (4-12)$$

V_o çıkış geriliminin sabit kalması halinde, V_i giriş gerilimi darbe peryot oranı D ile kontrol edilir.

$$V_i = \frac{V_o}{D} \quad (4-13)$$

$D = 0$ için

$$I_{LB, \max} = \frac{T V_o}{2L} \quad (4-14)$$

$$D = \frac{V_o}{V_i} \left| \frac{I_o / I_{LB, \max}}{1 - \frac{V_o}{V_i}} \right|^{1/2} \quad (4-15)$$

4.2 YUKSEK GERİLİM VEREN (BOOST) DÖNÜŞTÜRUCÜ

Şekil 3'te gösterilen Boost regülatörünün çalışması buck dönüştürücüsünden daha karmaşıktır. Anahtar iletim periyodunda iken D1 diyodu ters kutupludur ve Vin gerilimi L1 indüktörüne uygulanmıştır.

İndüktördeki akım, kesintili çalışmada sıfır değerinden veya kesintisiz çalışmada da başlangıç değerinden yükselerek maksimum değerine çıkar.

Kesintisiz modda çalışmada

$$V_i \cdot t_{on} + (V_i - V_o) \cdot t_{off} = 0 \quad (4-16)$$

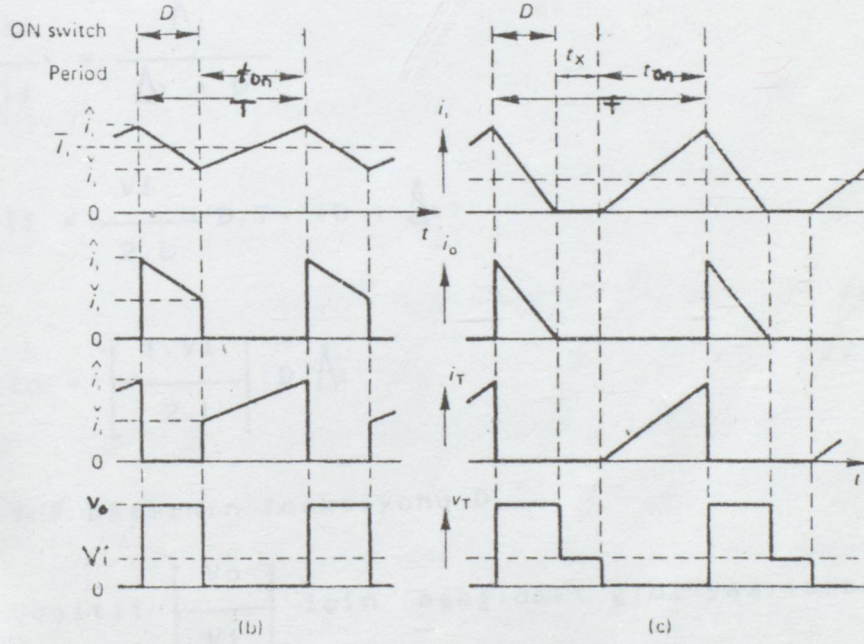
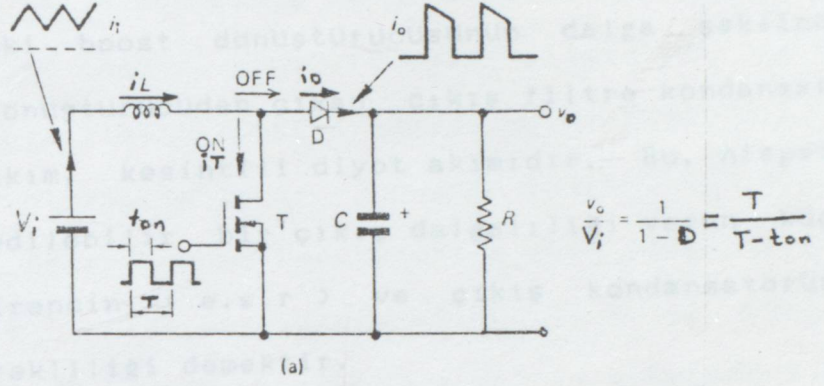
$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{T}{t_{off}} = \frac{1}{1 - D} \quad (4-17)$$

$$\frac{I_o}{I_i} = \frac{V_i}{V_o} = (1 - D) \quad (P_i = P_o) \quad (4-18)$$

Burada çıkış gerilimi, giriş gerilimine ve darbe periyot oranına bağlıdır. Böylece darbe periyot oranı kontrolüyle çıkış regülasyonu sağlanır.

Anahtar kesim periyodunda iken L1'e karşı gelen gerilim tersine döner. Diyottaki gerilim giriş gerilimin üstüne çıkması sebebiyle diyot ilettime geçerek indüktörde biriken enerjiyi iletir. Buna ilaveten kaynaktan da kondansatöre ve yüke doğrudan enerji çekilir. Bu sebepten Vo çıkış gerilimi Vin giriş geriliminden daha büyüktür.

Kesintili moddaki çalışma da boost dönüştürücüsündeki dc denklemi $V_i \cdot D \cdot T + (V_i - V_o) \cdot \Delta_1 \cdot T$ (4-19)



Şekil 3

Yüksek Gerilim Veren (Boost) Dönüştürücüsü

- a) Devre diyagramı
- b) Kesintisiz giriş akımları için dalga şekilleri
- c) Kesintili giriş akımları için dalga şekilleri

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{\Delta_1 + D}{\Delta_1} \quad (4-20)$$

Şekil 3'deki boost dönüştürücüsünün dalga şeklinden görüldüğü gibi dönüştürücüden çıkan çıkış filtre kondansatörünü besleyen akım, kesintili diyot akımıdır. Bu, nispeten nispeten kabul edilebilir bir çıkış dalgalılığı veren küçük eşdeğer seri direncin (e.s.r) ve çıkış kondansatörünün büyük olması gerekliliği demektir.

$$\frac{I_o}{I_i} = \frac{\Delta_1}{\Delta_1 + D} \quad (4-21)$$

$$I_i = \frac{V_i}{2.L} D.T. (D + \Delta_1) \quad (4-22)$$

$$I_o = \left[\frac{T.V_i}{2.L} \right] . D . \Delta_1 \quad (4-23)$$

Yük akımının fonksiyonu D,

Çeşitli $\left[\frac{V_o}{V_i} \right]$ için aşağıdaki gibi yazılarak

$$D = \left[\frac{4}{27} \left[\frac{V_o}{V_i} \right] \left[\frac{V_o}{V_i} - 1 \right] \frac{I_o}{I_{oB, max}} \right] \quad (4-24)$$

elde edilir.

Boost dönüştürücüsünün gerekli çıkış kondansatoru daha önce açıklanan buck dönüştürücüsüne tezat teşkil eder. Diğer

bir ifade ile, boost dönüştürücüsünün giriş akımı kesintisiz indüktör akımdır ve düşük giriş dalgalanma karakteristikleri sağlar. Bu Boost dönüştürücü, fotoğraf flaşerleri ve akü doldurma devreleri gibi kapasitif devre uygulamalarında çok yaygın olarak kullanılmaktadır. Bundan başka, kesintisiz giriş akımından dolayı esas konverterden önce yerleştirilen pre-regulator gibi boost regülatörü daha çok tercih edilir. Ana fonksiyonu giriş kaynağını regüle etmek ve şebekedeki güç faktörünü düzenlemektir.

Eğer boost dönüştürücüsü, kesintili çalışmada kullanılırsa maksimum transistör ve diyot akımları daha yüksek olacaktır ve kesintisiz çalışmadaki gibi aynı çıkış dalgalanmasını elde etmek için çıkış kondansatörünün değeri iki kat artmış olması gerekecektir. Daha az yük regülasyonu oluşması ile kesintili çalışmada da çıkış gerilimi yüke bağlı olur.

Ne yazık ki boost ile kesintisiz modda çalıştırıldığında büyük kontrol ve regülasyon problemleri vardır. Buradaki LC filtresi küçük sinyal (kontrol) cevabında önemli ikinci derece kompleks karakteristige sebebiyet verir. Kesintili çalışmada her bir periyodun başlangıcındaki, indüktördeki enerji sıfırdır ki çıkış kapasitesinin etkisini kaldırmakla küçük sinyal cevabındaki indüktansın etkisini yok eder. Bununla daha kolay kompanze ve kontrol için daha basit cevap oluşturulur.

4.3 HEM DÜŞÜK DÜŞÜK HEM DE YÜKSEK GERİLİM VEREN

(BUCK-BOOST) DÖNÜŞTÜRÜCÜSÜ

Çok bilinen "flyback dönüştürücüsü" sadece boost dönüştürücüsünden türetilmiş değildir. Flyback yalnızca indüktörde biriktirilen enerjiyi kesim periyodu esnasında sağlamasına rağmen, boost dönüştürücüsü enerjisini girişten de sağlar. Flyback, gerçekte buck -boost veya izoleli olmayan flyback regülatörü olarak isimlendirilen daha önceki iki topolojinin kombinasyonunu esas alır. Bu topoloji şekil 4'de verilmiştir.

Anahtarın iletim periyodu esnasında, diyot ters olarak kutuplandırılmış ve önceden açıklandığı gibi giriş gerilimi enerji biriktiren indüktör uçlarına uygulanmıştır. Kesim periyodu esnasında endüktör gerilimi terslenir ve biriken enerji, diyot aracılığı ile kondansatöre ve yüke geçer.

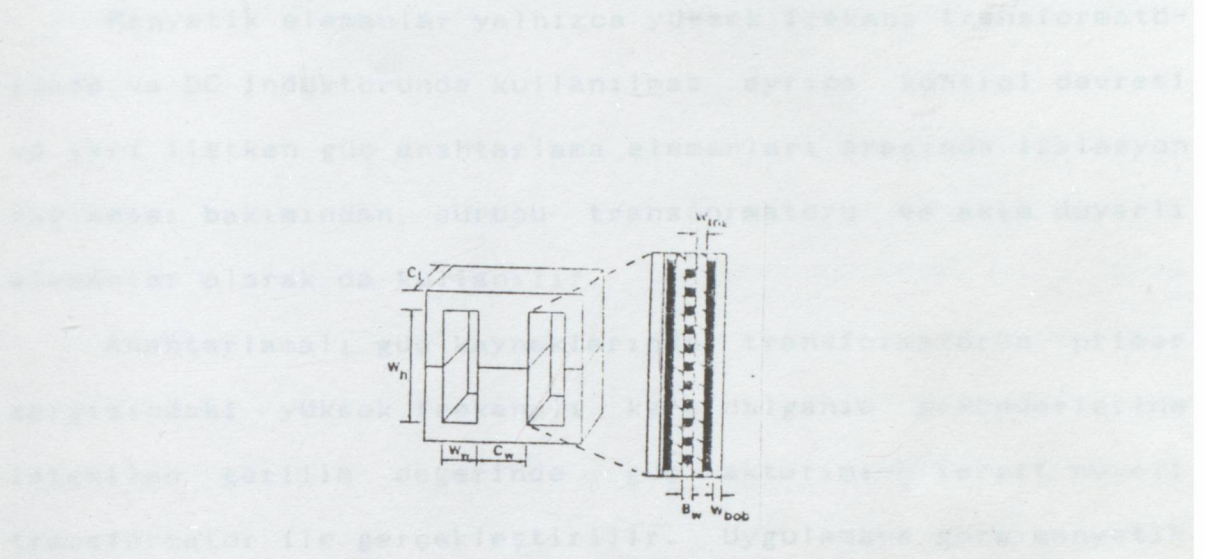
Transistör anahtarlanması dışında dalga şekilleri boost dönüştürücüsüne benzemekle beraber transistör şimdi V_{in} ve V_o 'ın toplamı bir gerilime maruz kalır. Buradaki giriş ve çıkış akımlarının her ikisi de kesintili olması gerekir. Meydana gelen çıkış gerilimi girişe göre negatiftir. Açıklanan ifadenin transfer fonksiyonu aşağıdaki gibidir.

$$V_i.D.T_s + (-V_o).(1-D).T = 0 \quad (4-25)$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{D}{1 - D} \quad (4-26)$$

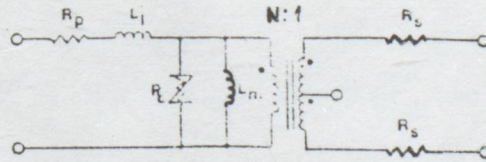
$$\frac{I_o}{I_i} = \frac{1 - D}{D} \quad (P_i = P_o) \quad (4-27)$$

5. ANAHTARLAMALI GÜÇ KAYNAĞI DONUŞTURUCULARINDE KULLANILAN TRANSFORMATÖR



Şekil 5

EE Nüvesinin Geometrik şekli ve
Güç Transformatorünün Sarım şekli



Şekil 6

Güç transformatorün eşdeğer devresi

5.1 MANYETİK ELEMANIN DİZAYNI

Manyetik elemanlar yalnızca yüksek frekans transformatöründe ve DC indüktöründe kullanılmaz ayrıca kontrol devresi ve yarı iletken güç anahtarlama elemanları arasında izalasyon sağlaması bakımından, sürücü transformatörü ve akım duyarlı elemanlar olarak da kullanılır.

Anahtarlama güç kaynaklarında transformatörün primer sargısındaki yüksek frekanslı kare dalga'nın sekonderlerine istenilen gerilim değerinde güç aktarımı ferrit nüveli transformatör ile gerçekleştirilir. Uygulamaya göre manyetik enerji depolama işlemini yerine getiren yüksek frekansla çalışan ferrit transformatöründe manyetik bileşenin seçiminde çalışma frekansının değeri, maksimum akı yoğunluğu, çalışma frekansındaki kayıp katsayısı, sarım ve dönüştürme oranı gibi bazı kriterler dikkate alınır.

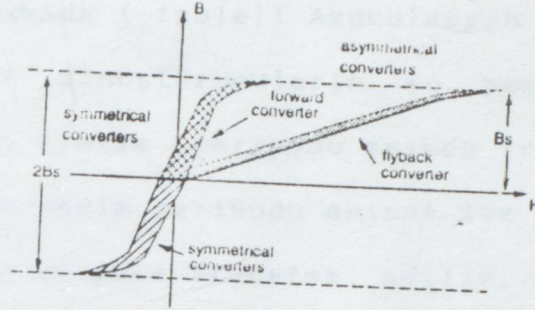
Şekil ve malzeme bakımından ferrit nüvelerin çeşitleri mevcuttur.

5.2 TRANSFORMATÖRÜN ÇALIŞMA BÖLGELERİ

İzoleli dönüştürücüler transformatörün çalışmasına bağlı olarak asimetrik ve simetrik dönüştürücüler olarak iki temel kategoriye ayrılırlar.

Transformatörün manyetik çalışması simetrik dönüştürücülerde daima birinci bölgededir ki akının ve manyetik alanın işareti hiç bir zaman değişmez. Doymadan kaçınmak için nüve kullanılan akının yarısında her bir periyotta reset olmuştur. Şekil 7'de her bir dönüştürücünün çalışma modu görülmektedir. Flyback ile forward dönüştürücülerin her ikisi de asimetrik tiptedir. Diyagram flyback dönüştürücünün diğerlerinden daha düşük indüktansın ve daha düşük permeabilitesinin olduğunu gösterir, bu flyback transformatörü ekseriya yüke boşaltmadan (dumping) önce bütün enerjisini biriktirdiğinden dolayıdır. Bundan olayı bu enerjiyi biriktirebilmesi için hava aralığına gerek vardır ve doymadan kaçınılıdır. Bu hava aralığı nüvenin aşırı permeabilitesini azaltmasında etkili olmuştur. Diğer dönüştürücülerin hepsinde gerçek transformatör özelliğine sahiptir ve gerçekte hiçbir enerji biriktirmedikinden dolayı hava aralığına gerek yoktur.

Çift sayıda transformatör anahtarlama gereken simetrik dönüştürücülerde, B/H çevriminin her iki quadrantında tam akı salınımı var olduğundan böyle kullanılan nüveler daha çok etkili olur. Böylece simetrik dönüştürücülerdeki güç asimetrik dönüştürücülerden daha fazla güç sağlayabilir.



Şekil 7

Asimetrik ve Simetrik Dönüştürücülerde Kullanılan Nüvenin Uygulama İşlemi

Pratikte kullanılan 3 temel simetrik topoloji push-pull, half bridge (yarı köprü) ve full bridge (tam köprü) dir.

Flyback	200W
Forward	300W
Two transistor forward / flyback	400W
Push-pull	500W
Half-Bridge	1000W
Full-Bridge	>1000W

Tablo.1 Bugünkü SMPS teknolojilerinde kullanılan her bir topolojiden maksimum güç çıkış elde edilen taslaktır.

6. İZOLELİ ASİMETRİK (TEK KUTUPLU) DÖNÜŞTÜRÜCÜ

6.1 Flyback (İzoleli Akümülayon) Dönüştürücü

İzoleli dönüştürücülerin en basit olanıdır. Enerji transistörün iletim periyodu anında transformatörde birikir. Transistörün kesim periyodu anında ise biriken enerji çıkış kondansatörü ve yüke transfer edilir. Önemli derecede yüksek olarak biriken enerji elde etmek için yüksek maksimum akım gereken yerlerde flyback dönüştürücüde primer endüktansı gerçek transformatör için daha az önemli olmuştur.

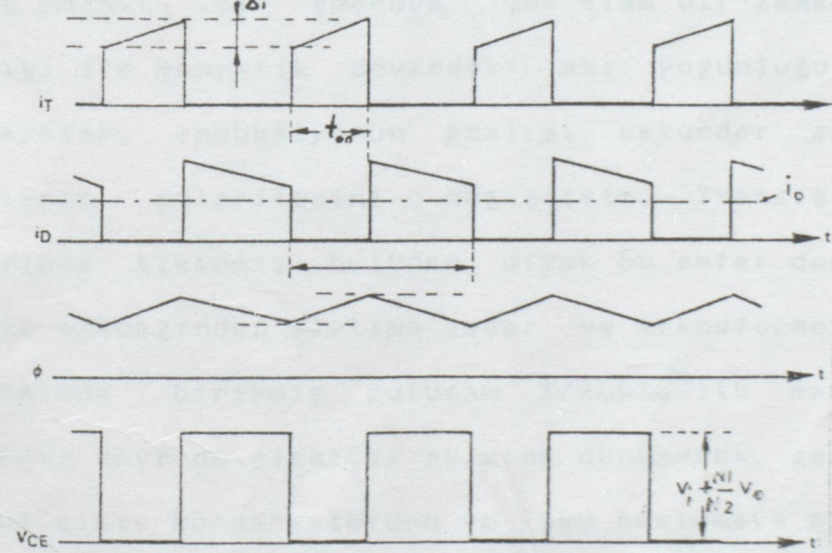
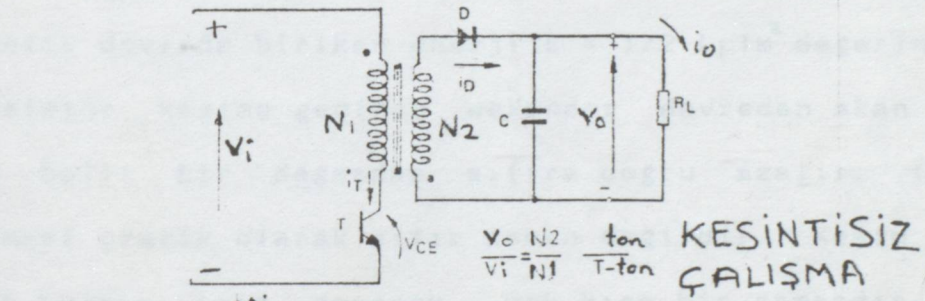
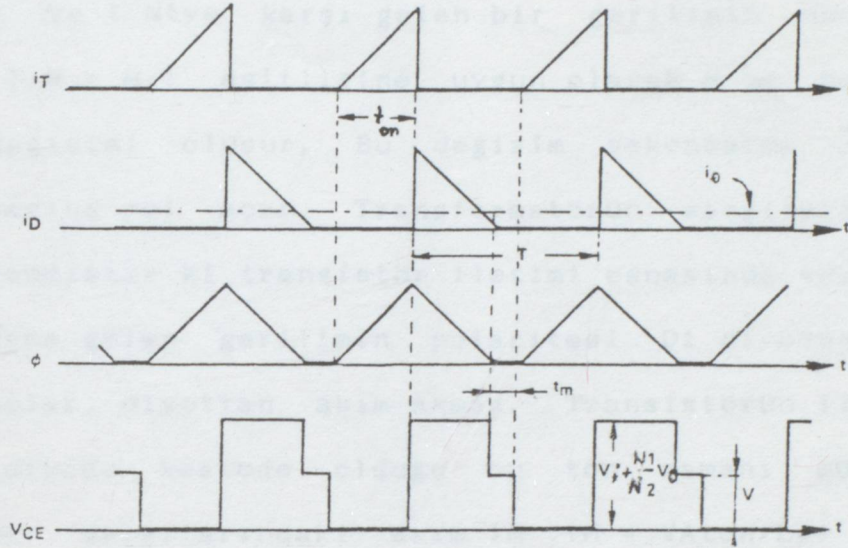
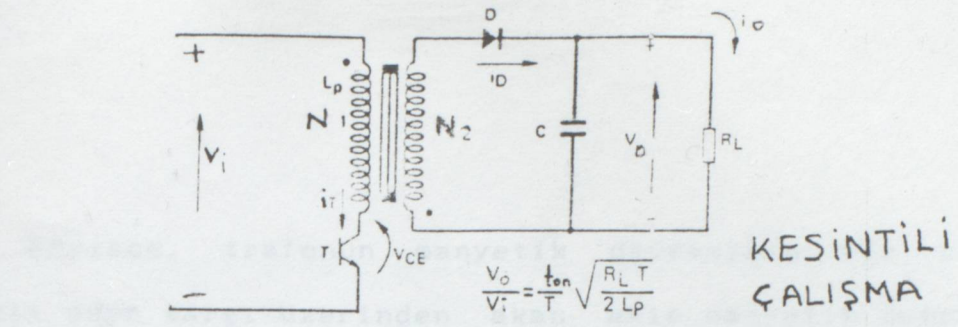
Hava aralığı endüktansını azaltır. Doymayı önlemek için yüksek maksimum enerjinin çoğu magnetik devrenin hava aralığında biriktirilir.

Kaynaktan alınan kesintili akımlar çıkış kondansatörü besler. Transistör kesimdeyken transformatörün kaçak endüktansı aşırı gerilime sebep olur. Böylece transistörün verilen değeri hesaba alınmış olacaktır.

Dönüştürücü için iki ayrı çalışma modu vardır.

6.1.1 Kesintili Çalışma:

Dönüştürücü devresi ve bu çalışma modunda prensip dalga şekli şekil 8 'de gösterilmiştir. Transistörün iletime başlaması ile birlikte devrenin elektriki ölçülerine bağlı olarak transformatörün primer devresinde bir akım doğar. Doğrusal olarak akım artmaya başlar. Transformatör sekonder sarımlar ile gerçek bir indüktör gibi çalışır.



Şekil 8

Flyback Dönüştürücünün Devresi ve Dalga Şekilleri

Böylece, trafonun manyetik devresinin bir parçasını teşkil eden sargı üzerinden akan akım manyetik devreyi ikaz eder ve $I \cdot N$ 'ye karşı gelen bir gerilimin devreye tatbiki ile $I \cdot N = H \cdot l$ eşitliğine uygun olarak H ve dolayısıyla B , ϕ değişimi oluşur. Bu değişim sekonderde bir gerilimin doğmasına yol açar. Transformatörün sargıları o şekilde bağlanmıştır ki transistör iletimi esnasında sekonder devrede meydana gelen gerilimin polaritesi $D1$ diyodunu ters yönde kutuplar, diyottan akım akmaz. Transistörün iletimde olduğu $D1$ diyodu kesimde olduğu bu ton zamanı süresi sonunda primer sargılarındaki akım I_M ($I_M = V_{Aton}/L_p$) değerine, ve manyetik devrede biriken enerji $E = 1/2 L_p I_M^2$ değerine ulaşır. Transistör kesime geçince sekonder devreden akan akım bir anda belli bir değerden sıfıra doğru azalır. (bu bir an kelimesi pratik olarak sıfır zaman değildir. Kesim olayının vücut bulması için geçecek çok kısa bir zamandır.) Akımın azalışı ile manyetik devredeki akı yoğunluğu (indüksiyon) da azalır. Indüksiyonun azalışı sekonder sargı uçlarında gerilimin polaritesini değiştirir. Transistörün iletimi esnasında tıkanmış bulunan diyot bu sefer doğru yönde ikaz edilmiş olduğundan ilettime geçer ve transformatörün manyetik devresinde birikmiş bulunan $1/2 L_p I_M^2$ lik manyetik enerji sekonder devrede elektrik akımına dönüşerek, sekonder devrede mevcut çıkış kondansatörünü ve yükü beslemeye başlar.

Sekonder devredeki enerji, kondansatör ve yük üzerinde harcanmaya devam ederken enerjinin azalışına uygun olarak

akım da lineer olarak azalır ve kesintili çalışmada sıfıra iner. Fakat bu esnada sekonder gerilimi, giriş gerimine ve iletim süresi darbe periyot oranına bağlıdır.

Kesim zamanında transistör primer devreden kendisine tatbik edilen besleme gerilimi ile sekonder devreden primere geri yansıyan gerilimin toplamına maruz kalır. Bundan sonra, eğer çalışma kesintili ise (demıknatıslanma esnasında akım sıfır) manyetik devrenin mıknatıslanması tamamen bertaraf edilmiş olduğundan transistör yalnız primer gerilimine maruz kalır.

6.1.2 Kesintisiz Çalışma

Bir önceki çalışma şeklinde, yani kesintili çalışma şeklinde akım sıfıra indikten sonra ikinci bir çevrim başlıyor idi. Bu çalışma şeklinde ise akım sıfıra gitmeden evvel transistör iletime geçerekten yeni çevrim başlar. Bu sebeple transformatörde mıknatıslanma tamamen giderilmiş değildir. Yani, primer endüktansta biriken enerji, her periyotta yüke tamamen intikal etmemiştir.

Primer sarımlarından akan akım bu sebeple yamuk şeklidir. Çıkış gerilimi, giriş gerilimine ve iletim zamanına bağlıdır fakat yüke bağlı değildir.

Flyback Dönüştürücüsünde

Verim % 80

$D_{max} = 0.45$

Max. Transistör gerilimi,

$V_{co} = V_{ds} = 2.V_{imax} + \text{oluşan kaçak dalgalanma gerilimi}$

Max. Transistör akımı, I_c

$$I_D = 2 \frac{P_o}{n \cdot D_{max} \cdot V_{min}} \quad (6.2)$$

DC Gerilim Kazancı,

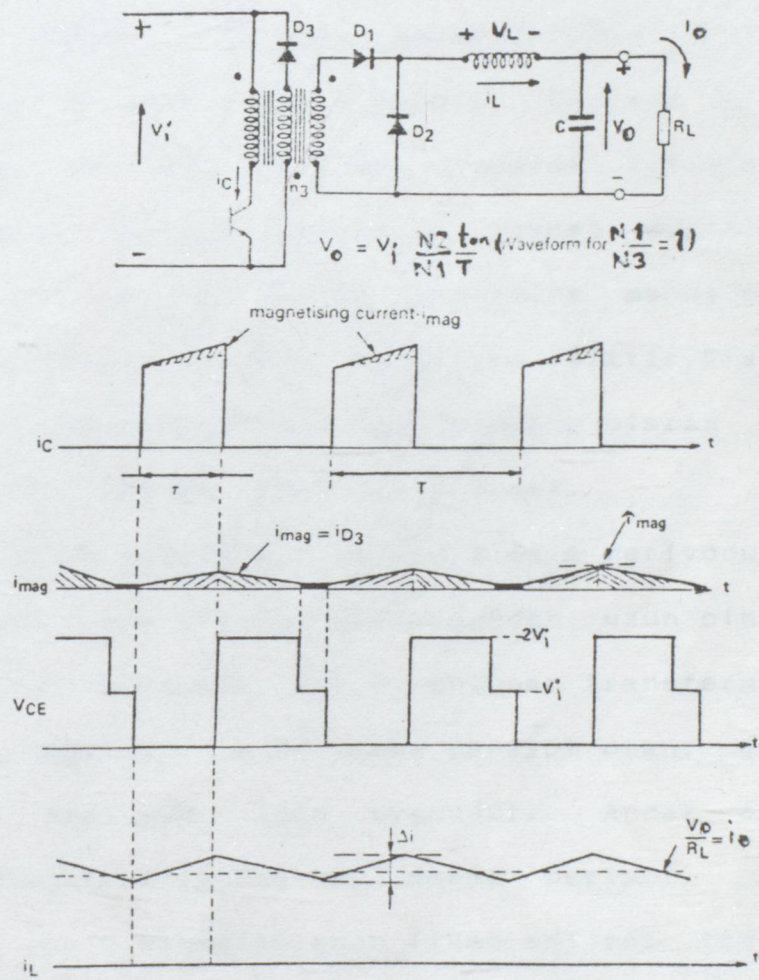
$$\text{Kesintisiz çalışmada; } \frac{V_o}{V_i} = \frac{N_2}{N_1} * \frac{D}{1 - D} \quad (6.3)$$

$$\text{Kesintili çalışmada; } \frac{V_o}{V_i} = D \sqrt{\frac{R_L * T}{2 * L_p}} \quad (6.4)$$

6.2 Forward dönüştürücü

Forward dönüştürücünün primer tarafı flyback dönüştürücüsüne benzemesine rağmen sekonder tarafı tamamen farklıdır. Forward dönüştürücüde transistörün iletim periyodu anında transistör ile D1 diyodu aynı anda iletimde olduğundan enerji, primer DC güç kaynağından ve çıkış transformatöründen çıkış devresine (yüke) intikal ettirilir. Halbuki flyback dönüştürücüsünde ise bu durum terstir.

Transistör iletime geçince manyetik devrenin ikaz edilip (uyandırılıp) enerji aktaran bir vasat haline gelmesi için küçükte olsa bir mıknatıslanma akımı akmaya başlar. Bu durumda sekonderin bir an için açık olduğu kabul edilmiştir. Bir an için transistörün kesime geçtiğini düşünsek, mıknatıslama akımının sebep olduğu mıknatıslanma enerjisi transformatörün manyetik nüvesinde depo edilmiş olarak kalacaktır. Bu depo edilmiş olan bu enerji ikinci çevrimden bertaraf edilmez ise DC meyilli olan manyetik nüvenin doymasına ve hatta primer sarımlarında ve transistörde yüksek darbe akımları meydana getirerek transistörün arızalanmasına ve verimin düşmesine sebep olacaktır. Bu mıknatıslanma enerjisini bertaraf etmek için pratik yol transformatöre üçüncü bir sargı gerekir. Bu sargı aynı zamanda transformatörde volt-sec dengesini sağlayarak transistörün kesim periyodu anında mıknatıslanmayı yok eden sargıdır ki bu sargı vasıtasıyla transformatörün manyetik nüvesinde kalmış bulunan mıknatıslanma enerjisi, bu üçüncü sargı ve D3 diyoduyla DC giriş kaynağına geri verilir.



Şekil 9

Forward Dönüştürücüsünün Devresi ve Dalga Şekilleri

Bu çalışma dönüştürücünün darbe periyot oranına bağılı olarak her bir periyotta transistör iletim periyoduna başlamasıyla (kesim bittiğinde) transformatör tamamen mıknatıslanma enerjisini DC kaynağına vererek gidermiş olur.

İyi kuplaj sağlanması için bu ilave sargı primer sargı ile bifilar sargıdır. Bu sargı primerle aynı sarım sayısında sarılır ve primer ile ters polaritededir. Teorik olarak maksimum darbe periyot oranı % 50'dir. Böylece primerde ve ilave sargıda maksimum gerilim oluşarak transistöre karşı gelen maksimum gerilim, primerde işaret edilen maksimum demagnetize gerilim ile kaynak gerilimine maruz kalır. Yani primer DC kaynak geriliminin iki katına eşittir. Transformatör demagnetize olduğunda iletim anına uygun olarak kollektor-emitör gerilimi kaynak gerilimine düşer.

Transistörün maksimum olabilen iletim periyodu % 50 dir. % 50'den daha fazla iletim periyodundan uzun olmaz. Çünkü kesim periyodu anındaki artık bulunan transformatör akısı için yeterli değildir. % 50 darbe periyot oranı düşük giriş gerilimi ve tam yük için uygundur. Ancak anahtarlama gecikmesi dikkate alınırsa bu darbe periyot oranı % 45 alınır. Tek yönlü mıknatıslanan (ikaz edilen) trafolarda bu problem her zaman vardır. Flyback dönüştürücüde ise bu mıknatıslanma akımı (enerjisi) transistörün kesim zamanında yüke intikal eder. Çift yönlü ikaz edilen nüvelerde böyle bir problem yoktur. Çünkü ters yönde ikaz esnasında bir evvelki mıknatıslanma akımı kendiliğinden bertaraf edilmiş olur.

Sekonder devredeki güç , D1 diyodu ve komutasyon diyodu (D2) ile çıkış filtresine bağlanmıştır. Transistör kesim anında sekonder gerilime karşı ters bir gerilim oluşur ve D1 diyodu bu ters gerilimi D1 diyodundan bloklayarak transistörün her bir kesim periyodunda fitrede biriken enerji komutasyon diyodu (D2) vasıtasıyla yüke intikal ettirerek kaynak tamamen süzülerek çıkışta daha az gürültüler oluşturulur. Bu oluşan spikeler eğer filtrelenmez ise, transistörde ilave anahtarlama kayıplarına ve ters rekoveri spikelerine sebep olur. Bunun için yüksek verimli ve hızlı trr diyotları gerekir. 10 V altındaki çok düşük çıkışlar için Schotky diyotlar ve yüksek voltajlı çıkışlar için hızlı epitaksiyel diyotlar lüzumludur. Forward dönüştürücülerde çok büyük çıkış filtresi olduğundan dolayı 100 V'un üstündeki çıkışlarda kullanılmaz. Forward dönüştürücüdeki maksimum çıkış gerilimi DC giriş gerilim ile sınırlanır.

Transistör kesintili olarak çalışan flyback çalışması gibi aynı voltaj değerine sahiptir, fakat maksimum akım aynı çıkış gücü için ikiye bölmesi gerekir. Flyback'den daha fazla olan güç çıkışlarında daha küçük transformator ve daha küçük çıkış filtre kondansatörü için forward dönüştürücü devresi uygundur. Forward dönüştürücüler 100 W - 400 W güç değerleri arasında çalışırlar. 220 V şebeke gerilimi için kapasitesi 800 V olan transistör devrede bulunmalıdır. Devre transformator çevirme oranı ile çarpılan kaynak gerilimi, aynı periyot oranı ve aynı frekansta kıyıcı gibi çalışır.

Forward dönüştürücüsünün en büyük avantajı, küçük gerilimli kaynaklar için çıkışı düzenleyen kondansatörün dalgali akımı çıkış bobini ile sınırlamasıdır ki bu sebepten bu dönüştürücünün çıkış uçlarındaki dalgali gerilim flyback'den daha azdır.

Forward Dönüştürücüsünde

$$\text{Verim} = \% 80$$

$$D_{\max} = 0.45$$

Max. transistör gerilimi,

$$V_{co} \text{ veya } V_{ds} = 2.V_{imax}. \quad (6.5)$$

Max. transistör akımı, I_c

$$I_D = \frac{P_o}{n.D_{\max}.V_{min}} \quad (6.6)$$

$$\text{DC Gerilim kazancı} = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{N_2}{N_1} * D \quad (6.7)$$

6.2 SİMETRİK İZOLELİ DÖNÜŞTÜRUCULER

Simetrik izoleli dönüştürücüsünde çift sayıda anahtarlar kullanılır. Bu dönüştürücünün transformatörünün manyetik devresi daha iyi kullanılarak asimetrik dönüştürücüden daha fazla güç elde edilir.

Pratikte üç temel devre kullanılır.

PUSH-PULL

KONDANSATÖRLÜ YARI KÖPRÜ

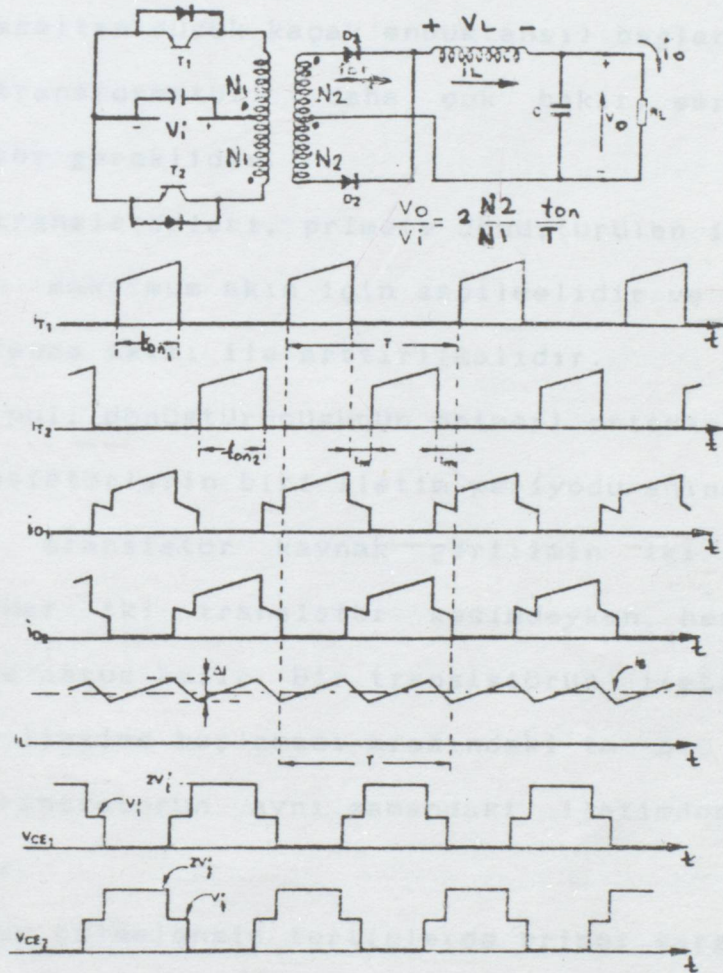
TAM KÖPRÜ

6.2.1 PUSH PULL DÖNÜŞTÜRUCULER

En iyi bilinen dönüştürücüden bir tanesi olan push pull dönüştürücüsünün devre şeması şekil 10'da gösterilir. Primer devresi ortadan bölmelenmiş olup to zamanında iletim periyodu anında T1 ve T2 transistörleri sırasıyla sürülürler. Sekonder devre primer devresinde kıyıcı frekansı çiftinde ve transformatör dönüştürme oranı ile çarpılan kaynak geriliminde çalışarak kıyıcı gibi hareket eder. Bu çıkış geriliminin basit olarak filtrelene kolaylığını sağlar.

Transformatör akısının tam olarak intikal etmesi için nüvenin simetrik olarak çalışmasından dolayı tek uçlu çeşitlerden yarı yarıya daha küçük transformatör boyutu ve daha yüksek çıkış güçleri elde edilmesini sağlar.

Diğer simetrik dönüştürücülerle mukayese edilirse, push-pull dönüştürücülerin güç transistörlerinin iki emiteri veya kaynağı aynı potansiyelde ve normal olarak topraga referans-



Şekil 10

Push-pull Dönüştürücüsü Devresi ve Dalga Şekilleri

lıdır. Bu dönüştürücü transistörlerinin basit baz sürmesidir ki pahalı olmayan izoleli transformatör gerekmez. Köprü tiplerinde böyle değildir.

Diğer bir ifade ile, iki yarı primer arasındaki (surge voltajı azaltan düşük kaçak endüktansı) bağlantı ile ortadan bölmeli transformatör (daha çok bakır, sargılar arasında kondansatör gereklidir).

Güç transistörleri, primere dönüştürülen indüktif filtreden geçen maksimum akım için seçilmelidir ve transformatörün mıknatıslanma akımı ile arttırılmalıdır.

Push pull dönüştürücüsünün primeri ortadan bölmeli olduğu için transistörlerin biri iletim periyodu anında iken, diğer kesimdeki transistör kaynak gerilimin iki katına maruz kalır. Her iki transistör kesimdeyken her biri kaynak gerilimine maruz kalır. Bir transistörün iletimi sonunda ve diğerinin iletime başlaması arasındaki t_m ölü zaman oluşumu her iki transistörün aynı zamandaki iletimden sakınmak için gereklidir.

Ortadan bölmelenmiş tertiplerde primer sargısı için daha fazla sargı gerekir ve iki yarım sarımlar arasındaki çok iyi kuplaj tarafından oluşan kaçak sığa yok eder.

Push pull dönüştürücüsünün çalışmasında transistörün her yarı iletim periyodu anında mıknatıslanan nüve kendiliğinden berteraf edildiğinden ilave sargıya gerek yoktur.

Güç, transistörün iletim periyodu anında çıkış devresine intikal ettirilir. Her bir anahtarlamanın darbe periyot oranı

0.45'den daha azdır. Bu transistörlerin her ikisinin aynı anda iletimde olmamasını için tm ölü zaman sağlar.

Transistörleri iletim periyodu anında güç, anahtarlama periyodunun % 90'ına kadar çıkış devresine intikal ettirilmemesinden dolayı tek uçlu çeşitlerden daha fazla güç elde edilmesi sağlanır. Push pull dönüştürücülerinde çıkış güçleri 100 W - 500 W değerindedir.

Çıkış devresi iki kutuplu anahtarlama hareketinden dolayı gerçekte güç transistörünün iki kat anahtarlama frekansında çalışır. Bundan dolayı aynı dalgalı gerilim için çıkış endüktansi ve kondansatörü oldukça daha küçük olabilir. Push-pull dönüştürücülerini yüksek güç yoğunluğu ve düşük ripil çıkışları için mükemmeldir.

Simetrik sürücüsü dönüştürücüsünün temel özelliğinden dolayı devreye gereken anahtarlama, birbirlerine etki eden dizaynlar için dikkatli yapılmalıdır. Transistörleri korumak için snabber devresi kullanılır.

İlave diyotlar şekilde görüldüğü gibi eklenmelidir. Bu diyodun görevi kaçak ve mıknatıslanmış enerjinin şebekeye intikalini, transistörler üzerindeki etkiyi azaltmayı ve verimi düzenlemeyi sağlar.

Push-Pull Dönüştürücüsünde

Verim = % 80

Dmax = 0.9

Maksimum transistör gerilimi,

Vco yada Vds = 2Vimax + Oluşan Kaçak Dalgalanma Gerilimi

(6.8)

Maksimum Transistör Akımı, I_c

$$I_D = \frac{P_o}{n \cdot D_{max} \cdot V_{min}} \quad (6.9)$$

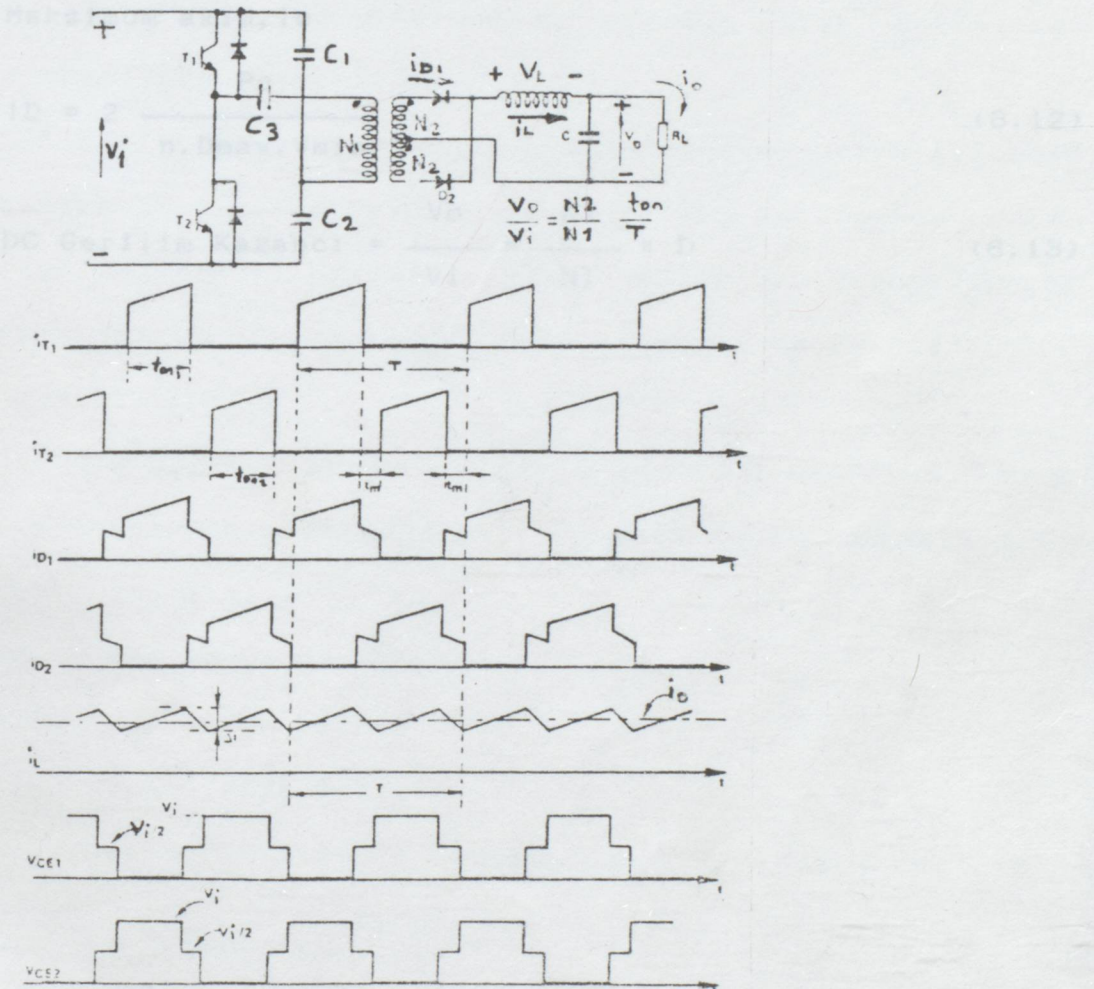
$$\text{DC Voltaj Kazancı} = \frac{V_o}{V_i} = 2 * \frac{N_2}{N_1} * D \quad (6.10)$$

6.2.2 KONDANSATÖRLÜ YARI KÖPRÜ DÖNÜSTÜRÜCÜ

Şekil 11'de gösterilen yarı köprü dönüştürücünün kaynaga seri olarak bağlı iki kondansatörü suni bir orta nokta elde edilmesini sağlar. İki transistör t_o zamanında sırasıyla iletimde kalır. Her bir yarı periyotta tek primer sargılarına karşı gelen her bir kondansatöre bağlar. Pushpull tertibinde transformatörün primerine karşı gelen $VA/2$ büyüklüğündeki simetrik değişken voltajı sağlar. Güç her bir transistörün iletim periyodu anında doğrudan çıkışa intikal ettirilir. 220 V giriş uygulamasında yüksek hızlı ve verimli 450 V'luk iki transistör kullanılarak daha fazla yüksek frekansta çalışma imkanı sağlar. Transistörlerden birisinde izoleli sürücü gerekir.

Maksimum darbe periyot % 90 dır (Bazı ölü zamanlar iki transistörün iltimde kalmasını önler). Bundan dolayı primeri iki yönde sürülür. Primer kıyıcı frekansında ve transformatörün dönüştürme oranı ile çarpılan $VA/2$ geriliminde çalışarak kıyıcı gibi çalışır.

Her iki transistör seri olarak bağlandığından dolayı, transistörler VA kaynak geriliminden daha fazla bir gerilime maruz kalmazlar. Bu sebepten kullanılan transistörlerin $VA/2$ VCEO'den büyük ve VA'dan büyük VCEX olmalıdır. Bu özellik 380 V ana kaynak, çok yüksek frekansta çalışan dönüştürücüler için bilhassa kullanılır. Yarı Köprü Dönüştürücüler 500 W - 1000 W güç uygulamalarında kullanılır.



Şekil 11

Yarı Köprü Dönüştürücü Devresi ve Dalga Şekilleri

Yarı Köprü Dönüştürücüde

$$\text{Verim} = n = 80$$

$$D_{\max} = 0.9$$

Maksimum Transistör Gerilimi,

$$V_{co} \text{ veya } V_{ds} = V_{imax} + \text{Oluşan Kaçak Dalgalanma Gerilimi} \quad (6.11)$$

Maksimum akım, I_c

$$I_D = 2 \frac{P_o}{n \cdot D_{\max} \cdot V_{min}} \quad (6.12)$$

$$\text{DC Gerilim Kazancı} = \frac{V_o}{V_i} = \frac{N_2}{N_1} * D \quad (6.13)$$

6.2.3 TAM KÖPRÜ DÖNÜŞTÜRÜCÜ

Tam köprü Dönüştürücü 1 KW ve daha yüksek güç uygulamalarında kullanılır. Tam köprü dönüştürücünün giriş gerilimi ve giriş akımı dışındaki dalga şekli yarı köprü dönüştürücüsüne benzer. Tam köprü dönüştürücünün prensip dalga şekli ve şeması şekil 12'de gösterilir.

Tam Köprü Dönüştürücüsünde yüksek güç uygulamaları için güç Darlington transistörleri seçilir. Bu Darlington transistörlerine clamp diyotlar ilave edilerek, transistörler dönüşümlü olarak T1 ve T3 ve daha sonra T2 ve T4 transistör çifti ile sürülür.

Transformatörün primeri, giriş gerilimi değerine maruz kalır. Sekonder devresi push pull ve yarı köprü dönüştürücüleri gibi çalışır.

Tam Köprü Dönüştürücüsünde

$$\text{Verim} = \% 80 \quad D_{\max} = 0.9$$

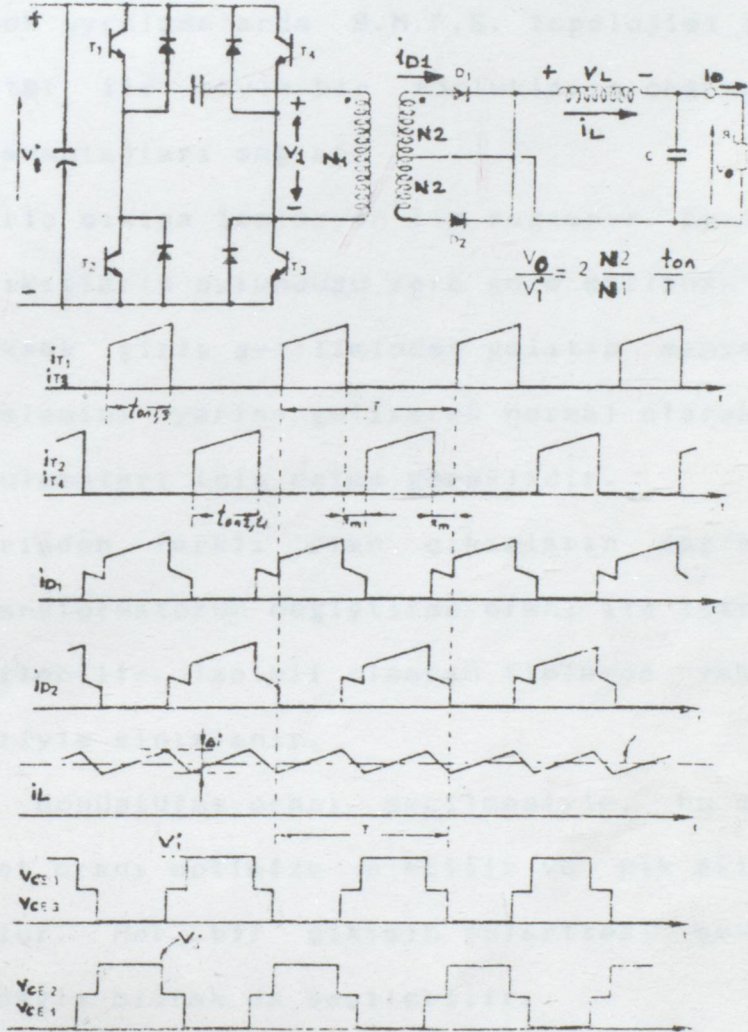
Max. Transistör Gerilimi,

$$V_{co} \text{ veya } V_{ds} = V_{imax} + \text{Oluşan Kaçak Dalgalanma Gerilimi} \quad (6.14)$$

Max. Transistör Akımı, I_c

$$I_D = \frac{P_o}{n \cdot D_{\max} \cdot V_{min}} \quad (6.15)$$

$$\text{DC Gerilim Kazancı} = \frac{V_o}{V_i} * 2 * \frac{N_2}{N_1} * D \quad (6.16)$$



Şekil 12

Tam Köprü Dönüştürücü Devresi ve Dalga Şekilleri

7. SONUÇLAR

izoleli olmayan versiyonlardaki DC-DC regülatörlerin yalnız bir çıkışı vardır. Çıkış değeri, giriş ile darbe peryot oranı ile sınırlı olmasından dolayı az kullanılır.

Bir çok uygulamalarda S.M.P.S. topolojisi ilave bir güç transformatör ile böyle bir zorlukların çoğunu kaldırarak aşağıdaki avantajları sağlar.

1) Giriş çıkışa izolasyon ile sağlanır. Emniyet derecesi sağlanan çıkışların bulunduğu yere göre sağlanan bu izolasyon çıkışı yüksek giriş geriliminden yalıtıp manyetik enerjiyi depolama işlemini yerine getirerek normal olarak 220 /110 V şebeke uygulamaları için daima gereklidir.

2) Girişden farklı olan çıkışların sağlanması için, seçilen transformatörün değiştirme oranı ile istenilen çıkış değeri seçilebilir. İzoleli olmayan tiplerde yaklaşık olarak 5 kat değeriyle sınırlanır.

Doğru dönüştürme oranı seçilmesiyle, bu doğrultucunun darbe peryot oranı optimize olabilir ve pik akımları en aza azalmış olur. Her bir çıkışın polaritesi sekonder w.r.t. primerine bağlı olarak da seçilebilir.

3) Transformatörün sekonderine daha çok sarım ilave etmekle birden fazla çıkış kaynağı kolayca elde edilebilir.

Transformatördeki bu ilaveler boyut, ağırlık, ve güç kaybı bakımından bazı dezavantajlar meydana getirir. Kaçak indüktansla ilgili olan gerilimin sıçramaları bazı problemler meydana getirir.

Anahtarlama prensibiyle çalışan yüksek frekanslı anahtarlama güç kaynaklarının lineer güç kaynaklarına göre birçok avantajı vardır.

Güç transformatörü ve çıkış filtre kondansatörü gibi elemanların boyutu azalarak güç ve verim artmıştır. Güç akış yönünün kontrolü vardır.

Anahtarlama güç kaynaklarında kontrol devresine ilaveler devre karışıklılığını arttırmıştır. Anahtarların geçişleri esnasında gürültüler ve radyo frekans karışımlar artmıştır.

REFERANSLAR

- 1 - PHILIPS, POWER SEMICONDUCTOR APPLICATIONS 1991
- 2 - WILLIAMS, B.W. POWER ELECTRONICS Devices, Drivers and Applications
- 3 - MOHAN, NED ; UNDELAND, T.M. ; ROBBINS, W.P.
POWER ELECTRONICS Converters, Applications, and Design
- 4 - BILLINGS, K.H. HANDBOOK OF SWITCHMODE POWER SUPPLIES
- 5 - RASHID, MUHAMMAD H. POWER ELECTRONICS
- 6 - THOMSON COMPENENTS, THE POWER TRANSISTOR IN ITS ENVIRONMENT

ÖZGEÇMİŞ

1959 İstanbul Zeytinburnu'nda doğmuştur. İlk, orta, lise tahsilini İstanbul Zeytinburnu'nda tamamlamış ve 1980'de İ.T.U. Sakarya Mühendislik Fakültesi Elektrik Mühendisliği Bölümüne girmiş, 1985'de mezun olmuştur. 1990'da Yıldız Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsünün Yüksek Lisans programına girmiştir. Halen Yıldız Üniversitesi Elektrik Mühendisliği Bölümü Elektrik Tesisleri Anabilim Dalında araştırma görevlisi olarak çalışmaktadır.

