

67809

YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ANAHTARLAMALI GÜÇ KAYNAKLARI

TC. YÜKSEKÖĞRETİM KURULU
DOKÜMANİSYON MERKEZİ

Elektronik ve Hab. Müh. Şahin ÇINAROĞLU

F.B.E. Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı
Elektronik Programında Hazırlanan

YÜKSEK LİSANS TEZİ

21.11.1997

Abdur

Doç. Dr. Hacı BODUR

Tez Danışmanı : Doç. Dr. Ertuğrul ERİŞ

21.11.97

C. Tunc

Doç. Dr. Ertuğrul ERİŞ

24.11.97

Prof. Sefik SARIKAYA 12

İSTANBUL, 1997

İÇİNDEKİLER

TEŞEKKÜR	VI
ÖZET	VII
ABSTRACT	VIII
GİRİŞ	1
1. LİNEER GERİLİM REGÜLATÖRLERİ	1
1.1. LİNEER GERİLİM REGÜLATÖRÜNDE VERİM	3
2. ANAHTARLAMALI GERİLİM REGÜLATÖRLERİ	5
2.1. DC-DC ÇEVİRİCİLER	6
2.1.1. DC-DC ÇEVİRİCİLERİN KONTROLÜ	7
2.1.2. DÜŞÜK ÇIKIŞLI ÇEVİRİCİ	9
2.1.2.1. Sürekli İletim Modu	9
2.1.2.2. Sürekli İletim Modu ile Süreksiz İletim Modu Arasındaki Sınır	12
2.1.2.3. Süreksiz İletim Modu	12
2.1.2.4. Çıkış Gerilimi Dalgalanması	15
2.1.3. YÜKSEK ÇIKIŞLI ÇEVİRİCİ	16
2.1.3.1. Sürekli İletim Modu	17
2.1.3.2. Sürekli ve Süreksiz İletim Modu Arasındaki Sınır	18
2.1.3.3. Süreksiz İletim Modu	20
2.1.3.4. Çıkış Gerilimi Dalgalanması	22
2.1.4. TERS POLARİTE ÇIKIŞLI ÇEVİRİCİ	23
2.1.4.1. Sürekli İletim Modu	23
2.1.4.2. Sürekli İletim Modu ile Süreksiz İletim Modu Arasındaki Sınır	25
2.1.4.3. Süreksiz İletim Modu	26
2.1.4.4. Çıkış Gerilimi Dalgalanması	28
2.2. TRANSFORMATÖRLÜ ÇEVİRİCİLER	29
2.2.1. Yüksek Frekans İzolasyon Transformatörü	29
2.2.2. Flyback Çevirici	30
2.2.3. Forward Çevirici	34
2.2.4. Push-Pull Çevirici	38
2.2.5. Half Bridge Çevirici	40
2.2.6. Full Bridge Çevirici	42
3. ANAHTARLAMALI GÜÇ KAYNAKLARININ KONTROLÜ	44
2.3.1. Çıkış Filtresi İçeren Çıkış Katının Ortalama Durum Denklemleri Kullanılarak Lineerleştirilmesi ve $\tilde{v}_o(s) / \tilde{d}(s)$ in Elde Edilmesi	45
2.3.2. Forward Çeviricinin $\tilde{v}_o(s) / \tilde{d}(s)$ Transfer Fonksiyonunun Oluşturulması	49
2.3.3. $\tilde{d}(s) / \tilde{v}_c(s)$ Transfer Fonksiyonunun Oluşturulması	53
2.3.4. Darbe Genişlik Modülatörü Darbe Oranından Faydalanarak Geribesleme Sistem Kompanzasyonu	55

3. DEVRE TASARIMI.....	62
3.1.DOĞRULTUCU KATI	63
3.2.TRANSFORMATÖRÜN (TR1) NÜVESİNİN SEÇİMİ VE SARIM SAYILARININ HESABI ...	68
3.2.1.Sargı Kalınlıkları.....	75
3.3.SÜRÜCÜ DEVRENİN TASARIMI.....	79
3.4.ÇIKIŞ KATI ELEMANLARININ HESAPLANMASI.....	80
3.4.1.Çıkış Endüktanslarının Hesabı.....	80
3.4.2.Filtre Kondansatörlerinin Hesabı	84
3.4.3.Çıkış Katındaki Doğrultucu Diyotların Seçimi.....	86
3.5.TEORİK OLARAK VERİM	87
3.6.KOMPANZASYON DEVRESİNİN HESABI	87
3.6.KONTROL KATININ ÇALIŞMASI.....	95
4. SONUÇLAR	97
5. KAYNAKLAR.....	100
6. EKLER.....	101



TEŞEKKÜR

Bu tezin hazırlanması esnasında yardımlarını esirgemeyen ve büyük sabır gösteren değerli hocam Doç. Dr. Ertuğrul ERİŞ' e, arkadaşım Y.Müh. ve Arş.Gör. Devrim YILDIRIM' a, Y.Müh. T.Hilkat ARSLAN' a, emeği geçen diğer arkadaşlara ve bugünlere dek bana hertürlü desteği sağlayan değerli aileme teşekkürü bir borç bilirim.



ÖZET

Elektronik sistemlerin beslenmesinde genellikle regülatör yapıları kullanılır. Düşük güçlü besleme devrelerinde genellikle lineer gerilim regülatörleri kullanılmaktadır. Bu besleme devrelerinde boyut güçle orantılı olarak artmaktadır. Oysa anahtarlama güç kaynaklarında boyut frekansla ters orantılı olarak azalmaktadır. Günümüzde gelişen yarıiletken teknolojisiyle yüksek güç ve hızlarda çalışan anahtar elemanları elde edilebilmektedir. O nedenle ki küçük boyutlu anahtarlama güç kaynakları tasarlanabilmektedir.

Tezde dc-dc ve ac-dc çevirici yapıları ile bunların analizleri verilmiştir. Sonra bu çevirici yapılarının transfer fonksiyonları bulunmuş ve lineer hale getirilmiştir. Kompanzasyon devresi elemanları K-faktörü yaklaşımıyla belirlenmiştir.

Sonuçta 200W'lık bir push-pull çevirici tasarlanmış ve pratik olarak gerçekleştirilmiştir.



ABSTRACT

Regulator structures are generally used to supply electronic systems. Linear voltage regulators are used in low powered supply circuits. In linear voltage regulated power supplies dimensions proportionally increase with power. Fortunately switched power supplies proportionally decrease with inverse of switching frequency being used. Within the framework of today's semiconductor technology it is possible to manufacture high power and high speed switching components. Therefore small size switched regulated power supplies are being designed.

In this work various dc-dc and ac-dc converter structures and their analysis are given. Then transfer functions of the converters are found and linearized. Compensation circuit components are determined by K-factor approximation.

Finally a 200W push-pull converter circuit is designed and tested.



GİRİŞ

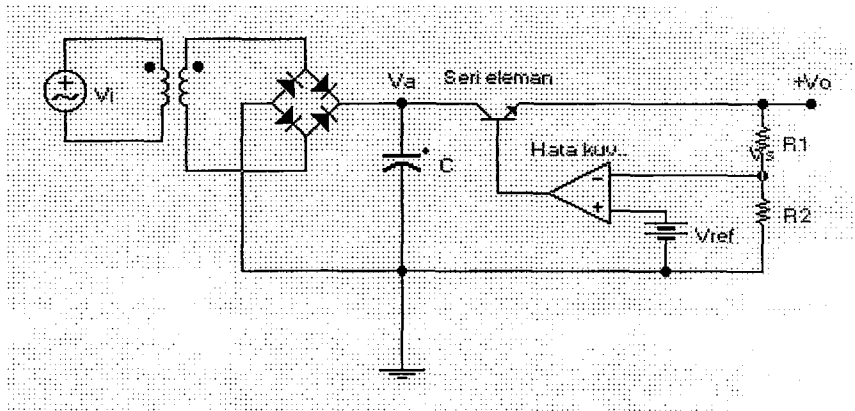
Elektronik sistemlerin hepsi bir besleme gerilimine ihtiyaç duyarlar. Bu sistemlerin beslenmesi ve besleme geriliminin sabit tutulabilmesi için gerekli olan düzenlere gerilim regülatörleri denir. Regülatörler;

- a. Lineer gerilim regülatörleri
- b. Anahtarlama gerilim regülatörleri

olmak üzere iki ana grup altında toplanır. Düşük güç harcayan elektronik sistemlerin beslenmesi için genellikle lineer gerilim regülatörleri kullanılır. Endüstriyel elektronikte çoğunlukla büyük güçlü devrelerin beslenmesi gerekli olduğundan; burada verimi düşük lineer gerilim regülatörlerinin besleme gerilimi elde etmek üzere kullanılması tercih edilmemekte ve anahtarlama güç kaynaklarından faydalanılmaktadır.

1.LINEER GERİLİM REGÜLATÖRLERİ

Lineer gerilim regülatörleri çoğunlukla seri regülatör ilkesine göre çalışan devre yapılarıdır. Seri gerilim regülatörü ilkesine göre çalışan bir gerilim regülatörünün blok şeması şekil.1.1' de verilmiştir.



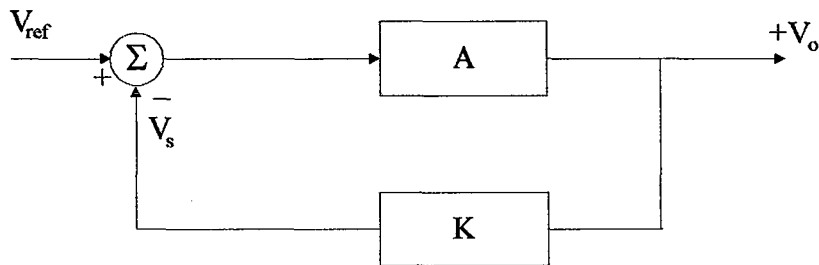
Şekil 1.1. Basit bir lineer gerilim regülatörü yapısı

Bu yapı üç temel bloktan oluşmaktadır: Gerilim referansı üretici, hata kuvvetlendiricisi ve seri eleman .

V_i ile V_a arasındaki devrede AC giriş, transformatör yardımıyla belli bir gerilim seviyesine düşürülür veya yükseltilir. Doğrultulan gerilim bir elektrolitik kondansatör yardımıyla süzülür. Çıkıştaki dalgalanmanın azaltılması için kondansatör değeri büyük seçilir. 50 Hz' lik şebeke frekansında transformatör ve kondansatör boyutları ve maliyetleri istenen güçle orantılı olarak artar.

Regülatör yapısında bulunan hata kuvvetlendiricisi, R_1 ve R_2 dirençleri yardımıyla çıkış geriliminden alınan örnek gerilim işaretini $V_{o,ref}$, V_{ref} gerilimiyle karşılaştırır ve bunların farkı ile orantılı bir çıkış gerilimi üretir. Hata kuvvetlendiricisinin ürettiği hata gerilimi V_e daima $V_{o,ref}=V_{ref}$ şartını yerine getirecek şekilde oluşur ve seri eleman üzerindeki gerilim düşümünü bu şart sağlanacak şekilde regüle eder.

Regülatör yapısında yer alan seri eleman bir veya birkaç tranzistordan oluşabilir. V_a gerilimi, V_o+V_{sat} gerilim toplamından her çalışma koşulunda büyük olmalıdır. Bu tranzistordan aktif bölgede kalması için gereklidir.



Şekil 1.2. Lineer gerilim regülatörü blok diyagramı

$$K = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (1.1.1)$$

$$V_e = (V_{ref} - V_{o,ref})A = V_o \quad (1.1.2)$$

(1.1.1) ve (1.1.2)' den,

$$V_e = (V_{ref} - KV_o)A = V_o \quad (1.1.3)$$

$$V_o(1 + KA) = AV_{ref} \quad (1.1.4)$$

$$V_o = \frac{A}{1 + KA} V_{ref} \quad (1.1.5)$$

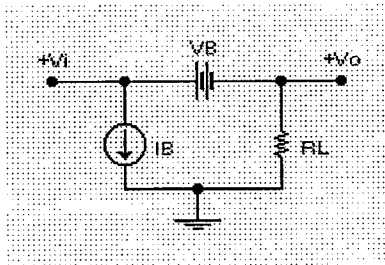
$KA \gg 1$ olduğundan,

$$V_o = \frac{V_{ref}}{K} \quad (1.1.6)$$

bulunur. Giriş geriliminden bağımsız V_{ref} ile orantılı çıkış üretilir.

1.1.Linear Gerilim Regülatöründe Verim

Linear gerilim regülatöründeki verimi hesap etmek için şekil 1.3' teki eşdeğer devre kullanılabilir.



Şekil 1.3

I_B : Regülatör yapısı içerisinde bulunan elemanların kutuplanması için gerekli olan akım

V_B : Seri eleman üzerine düşen gerilim

P_i giriş gücü, P_o çıkış gücü olmak üzere verimi (η) hesaplarsak ;

$$P_i = V_i(I_B + I_L) \quad (1.1.7)$$

$$P_o = V_o I_L \quad (1.1.8)$$

(1.1.7) ve (1.1.8)' den,

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} = \frac{V_o I_L}{V_i(I_B + I_L)} \quad (1.1.9)$$

Sistemin kutuplanması için çekilen baz akımı yük akımı yanında oldukça küçüktür ve seri eleman üzerine düşen gerilim de çıkış geriliminden küçüktür. Buna göre en iyi durumda verim,

$$\eta = \frac{1}{\frac{V_i}{V_o} \left(1 + \frac{I_B}{I_L}\right)} = \frac{1}{\left(1 + \frac{V_B}{V_o}\right) \left(1 + \frac{I_B}{I_L}\right)} \quad (1.1.10)$$

$\eta \leq \%50$ bulunur. [3]

2.ANAHTARLAMALI GERİLİM REGÜLATÖRLERİ

Lineer gerilim regülatörlerinde seri eleman üzerinde harcanan güç büyük olduğundan lineer gerilim regülatörlerinin verimleri de düşüktür. Yüksek güçlerde regülatör üzerinde harcanan güç önemli değerler alır. Bu soruna çözüm için anahtarlamalı güç kaynakları geliştirilmiştir.

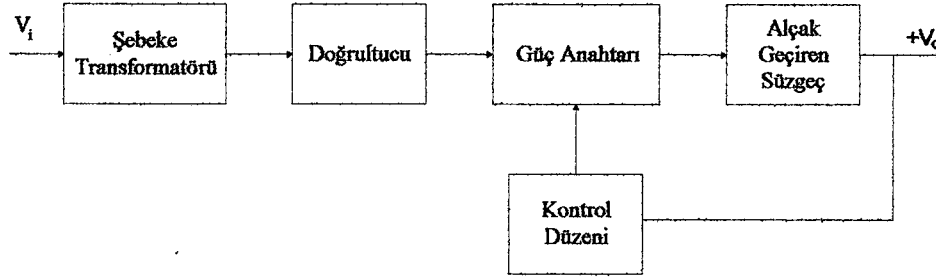
Anahtarlamalı regülatörlerin sağladıkları en büyük yarar verimlerinin yüksek olmasıdır. %95' lere varan verimler elde edilebilir. Dolayısıyla da kullanılan güç elemanlarının ve soğutucu yüzeylerin fiziksel boyutları daha küçüktür. Ayrıca çıkış gerilimi giriş geriliminden daha düşük, yüksek veya giriş gerilimiyle zıt yönlü olabilir.

Anahtarlamalı gerilim regülatörlerinin lineer gerilim regülatörlerine oranla bazı dezavantajları vardır:

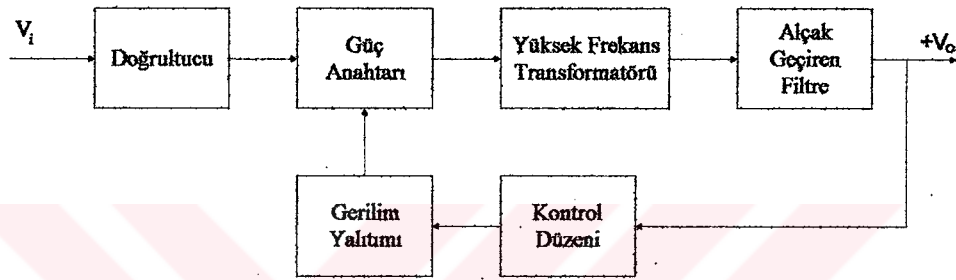
- a. Lineer gerilim regülatör yapılarına göre tasarımı daha zordur.
- b. Lineer gerilim regülatör yapılarına göre dalgalılık (ripple) daha fazladır.
- c. Ani yük değişikliklerine daha geç cevap verirler.
- d.Yapı çalışma biçimi nedeniyle elektromagnetik etkileşmeye ve radyo frekanslı girişime neden olur.
- e. Sinyal işleme devrelerinde kullanılmazlar.

Anahtarlamalı gerilim regülatörlerini sekonderden anahtarlanmış düzenler ve primerden anahtarlanmış düzenler olarak iki grup altında toplayabiliriz. Anahtarlamamanın şebeke transformatörünün sekonder tarafında olması halinde bu tür düzenlere sekonderden anahtarlanmış düzenler denir.

Primerden anahtarlanmış yapılarda yüksek frekans transformatörü kullanılır. Transformatör sarım sayıları frekansla ters orantılı olduğundan daha az sarım gerektirir, bakır kayıpları azdır ve transformatör boyutu küçüktür.



Şekil 2.1. Sekonderden anahtarlanmış sistem



Şekil 2.2. Primerden anahtarlanmış sistem

Her iki yapıda da doğrultulan işaret bir güç anahtarı yardımıyla yüksek frekanslarda değişken işarete dönüştürülür ve bu işaretin darbe boşluk oranı değiştirilerek çıkış gerilimi ayarlanır. Sekonderden anahtarlanmış düzenlerde şebeke yalıtımı şebeke transformatörü üzerinden sağlanır. Primerden anahtarlanmış düzenlerde ise anahtar şebeke potansiyelinde olur. Devrenin kontrol düzeni ise çıkış gerilimi ile aynı seviyededir. Bu nedenle bu iki seviyedeki farklı blokların birbirinden yalıtılması gerekmektedir. [3]

2.1.DC-DC Çeviriciler

Yukarıda anlatılan sekonderden anahtarlanmış sistem yapısıdır. Giriş gerilimi DC olarak doğrultulmuş şebekeden veya bir bataryadan (pil veya akü) alınabilir. Analiz yapılırken devre elemanlarındaki kayıplar (iletimde iken anahtar üzerine düşen gerilim,

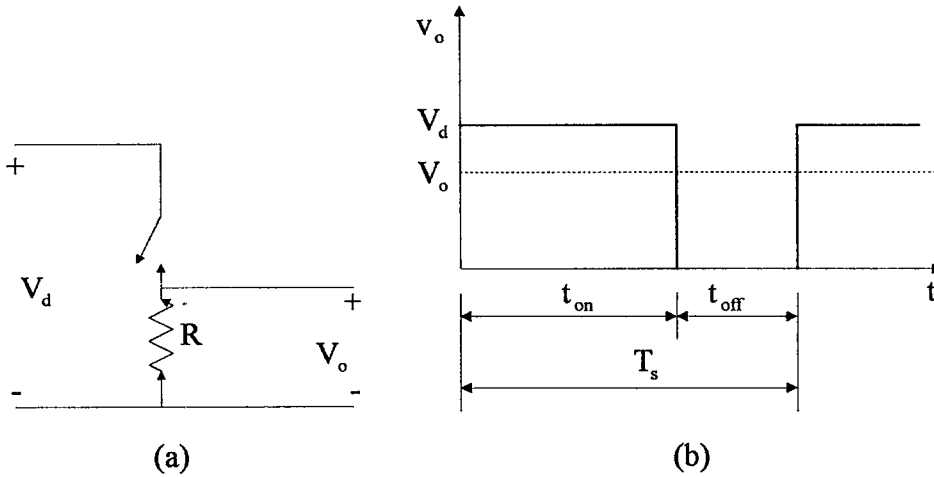
bobin direnci, kondansatör direnci v.s) ihmal edilecektir. Aşağıda anlatılacak olan dc-dc çeviriciler:

1. Düşük çıkışlı (buck) çevirici
2. Yüksek çıkışlı (boost) çevirici
3. Ters polarite çıkışlı (buck-boost) çevirici

2.1.1.DC-DC Çeviricilerin Kontrolü

DC-DC çeviricilerde, giriş gerilimi veya yükün değişmesine rağmen çıkış geriliminin ortalama değeri çıkıştan alınan örnek işaretin bir referans gerilimi ile eşit tutulmasıyla kontrol edilir. Çıkış geriliminin ortalama değeri anahtarın iletimde(t_{on}) ve kesimde(t_{off}) olma süreleri ile kontrol edilir. Anahtarlama çevirici kavramını göstermek için temel bir devre şekil 2.3a' da gösterilmiştir. Burada anahtar tetiklenerek direnç üzerinde değişken bir işaret oluşturulur ki bu da çıkış gerilimidir. Anahtarın iletimde kalma süresini değiştirirsek çıkış geriliminin ortalama değeri de değişecektir. Yani şekil 2.3b' de görüldüğü gibi v_o çıkış geriliminin ortalama değeri V_o , t_{on} ve t_{off} ' a bağlıdır.

Kontrol için kullanılan metotlardan birisi sabit frekansta anahtarın iletimde kalma süresinin ayarlanmasıyla ortalama çıkış geriliminin kontrolüdür. Bu metod darbe genişlik modülasyonu (PWM) anahtarlama olarak adlandırılır. Anahtarın darbe periyot oranı D olmak üzere, anahtarın iletimde kalma süresinin(t_{on}) anahtarlama periyoduna(T_s) oranıdır.

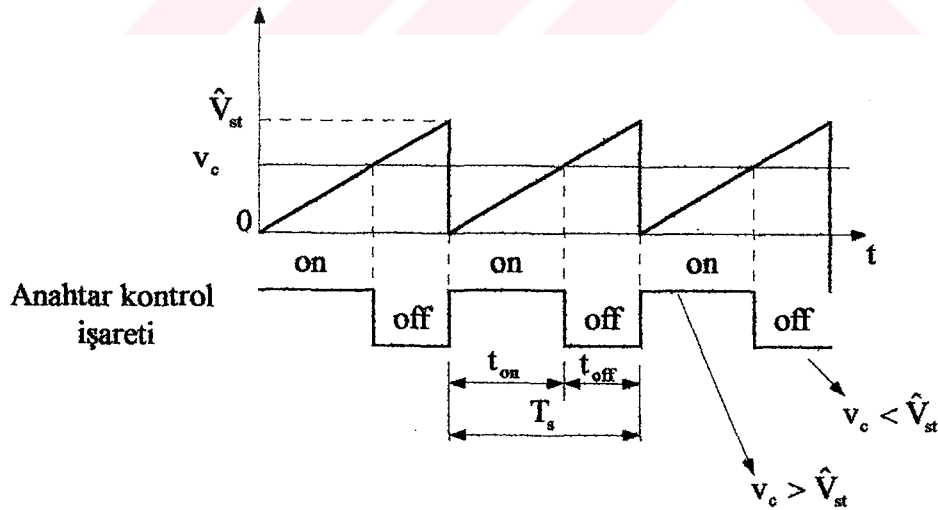
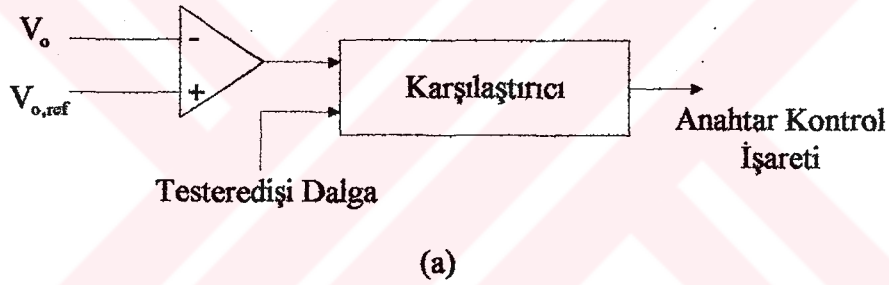


Şekil 2.3. Anahtarlama dc-dc çevirici temel devresi

Sabit frekansta PWM anahtarlama, anahtarın durumunu kontrol eden (on veya off) anahtar kontrol işareti, kontrol gerilimi (v_c) ile testeredişi dalganın karşılaştırılmasıyla elde edilir. v_c gerilimi, bir referans gerilimi ile çıkış geriliminden alınan örnek işaret arasındaki hata işaretidir. Hata işareti testeredişi dalgadan büyük olduğunda anahtar kontrol işareti pozitif seviyededir ve bu durumda anahtar iletimdedir. Diğer durumlarda anahtar kesimdedir. Şekil 2.4' teki testeredişi dalganın tepe değeri $\hat{V}_{st}$ olmak üzere anahtarın darbe periyot oranını yazarsak,

$$D = \frac{t_{on}}{T_s} = \frac{v_{kontrol}}{\hat{V}_{st}} \quad (2.1.1)$$

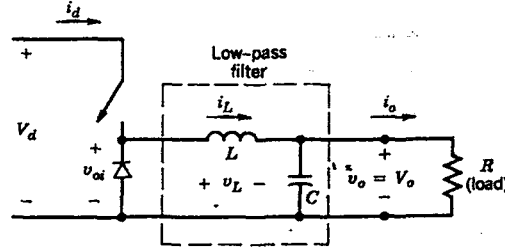
bulunur.



Şekil 2.4. Darbe genişlik modülatörü (PWM): (a) blok diyagram, (b) karşılaştırma işaretleri

2.1.2.Düşük Çıkışlı Çevirici

V_o çıkış gerilimi, V_d giriş geriliminden küçüktür. Temel devre yapısı şekil 2.5' te görülmektedir.



Şekil 2.5. Düşük çıkışlı çevirici temel devresi

Anahtar iletimde iken diyot kesimdedir ve giriş enerjisi hem yüke hem de bobine aktarılır. Anahtar kesimde iken bobin akımı, diyot üzerinden akar ve üzerindeki enerjiyi yüke transfer eder.

Kararlı halde ortalama kondansatör akımı sıfıra eşittir. Bundan dolayı ortalama bobin akımı I_L , ortalama çıkış akımı I_o 'a eşittir.

2.1.2.1.Sürekli İletim Modu

Şekil 2.6b' da sürekli iletim modu için dalga şekilleri görülmektedir. Burada bobin akımı sürekli. ($i_L(t) > 0$) Anahtar iletimde iken (t_{on} zaman aralığında) diyot kesimdedir ve bu durumda akım bobin üzerinden akar. Bu durumda bobin üzerinde,

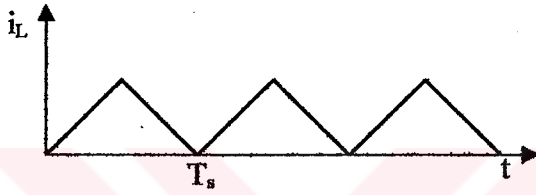
$$V_L = V_d - V_o \quad (2.1.2)$$

gerilimi oluşur. Bu gerilim bobin akımı i_L 'nin lineer olarak artmasına neden olur. Anahtar kesimde iken enerji yüklü olan bobinden akım akmaya devam eder. Bu akım diyot üzerinden akar ve bobin üzerinde,

$$V_L = -V_o \quad (2.1.3)$$

gerilimi oluşur.

Kararlı halde bobin akımı değişimi şekil 2.6a' daki gibidir.



Şekil 2.6a Kararlı halde bobin akımı

Bobin üzerindeki gerilim,

$$v_L = L \frac{di_L}{dt} \quad (2.1.4)$$

$$v_L \cdot dt = L \cdot di_L \quad (2.1.5)$$

$$\int_t^{t+T_s} v_L dt = \int_{i_L(t)}^{i_L(t+T_s)} L di_L = L(i_L(t+T_s) - i_L(t)) = 0 \quad (2.1.6)$$

(2.1.6)' dan görüldüğü üzere bir periyot boyunca integral sıfıra eşittir.

Bobin geriliminin bir periyot boyunca integrali sıfıra eşittir. Buna göre;

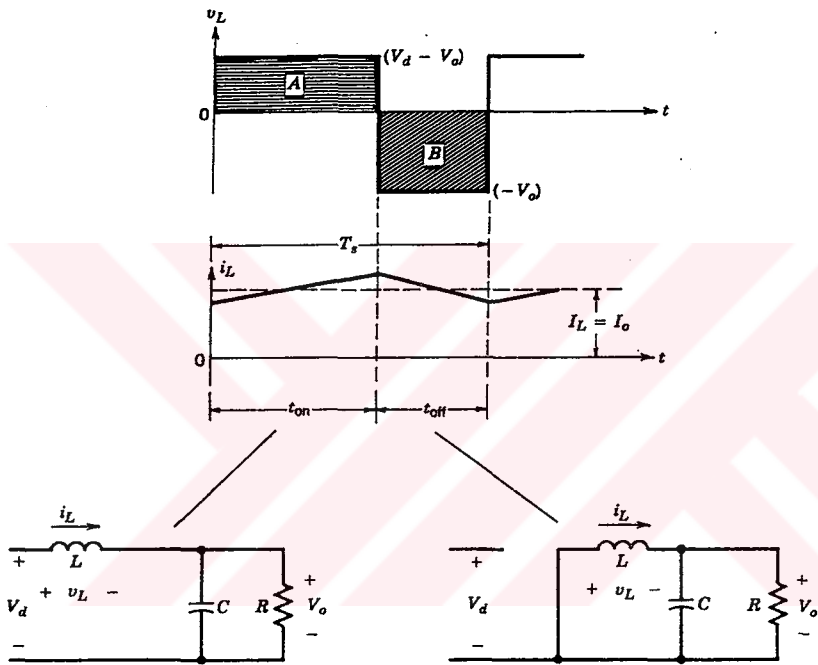
$$\int_0^{T_s} v_L dt = \int_0^{t_{on}} v_L dt + \int_{t_{on}}^{T_s} v_L dt = 0 \quad (2.1.7)$$

$$(V_d - V_o)t_{on} = V_o(T_s - t_{on}) \quad (2.1.8)$$

$$(V_d - V_o)t_{on} = V_o t_{off} \quad (2.1.9)$$

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{t_{on}}{T_s} = D \quad \text{darbe - periyot oranı} \quad (2.1.10)$$

Bu modda, verilen giriş gerilimi için çıkış gerilimi darbe periyot oranı D ile lineer değişir. Diğer devre parametrelerine bağlı değildir.



Şekil 2.6b. Düşük çıkışlı çeviricide devre durumları

Devre elemanlarındaki kayıplar ihmal edildiğinde, giriş gücü P_d çıkış gücü P_o olmak üzere,

$$P_d = P_o \quad (2.1.11)$$

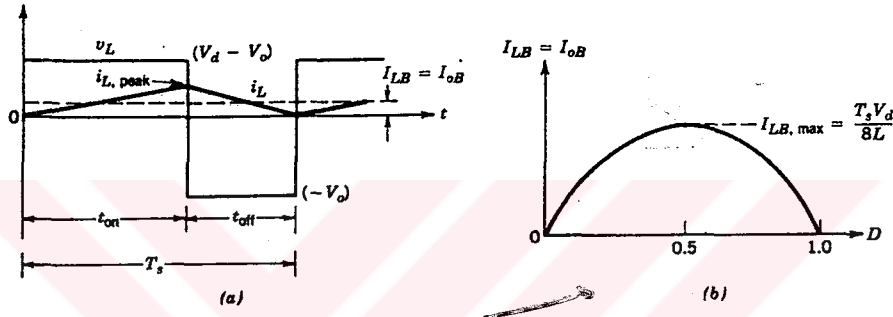
$$V_d I_d = V_o I_o \quad (2.1.12)$$

$$\frac{I_o}{I_d} = \frac{V_d}{V_o} = \frac{1}{D} \quad (2.1.13)$$

şeklinde yazılabilir.

2.1.2.2.Sürekli İletim Modu ile Süreksiz İletim Modu Arasındaki Sınır

Bobin akımının iletim modu üzerinde, diğer devre parametrelerinin etkisi vardır. Bobin akımı, anahtar kesimde iken t_{off} süresinin sonuna kadar sürekliliğini devam ettirebiliyorsa sürekli iletim modu; t_{off} süresinden önce bobin akımı sıfır olmuş ise süreksiz iletim modudur. Sürekli iletim modu ile süreksiz iletim modu arasındaki sınır bobin akımı i_L ' nin, t_{off} süresinin tam sonunda sıfır olmasıdır. Bu duruma ilişkin dalga şekilleri şekil 2.7' de görülmektedir.



Şekil 2.7. Sürekli/süreksiz iletim modu sınırında bobin akımı (a) akım dalga şekli (b) V_d sabit iken i_{LB} ' nin D ile değişimi

Sınırdaki, ortalama bobin akımı (sınırdaki değerler alt indis B ile gösterilmek üzere),

$$I_{LB} = \frac{1}{2} i_{L,peak} = \frac{t_{on}}{2L} (V_d - V_o) = \frac{DT_s}{2L} (V_d - V_o) = I_{oB} \quad (2.1.14)$$

Devrenin çalışması esnasında (V_o , D , V_d , T_s ve L sabit iken) eğer ortalama çıkış akımı, bobin akımının sınır değeri I_{LB} ' den düşük olursa i_L akımı süreksiz olacaktır.

2.1.2.3.Süreksiz İletim Modu

V_d giriş gerilimi dalgalanmasına rağmen V_o , ayarlanan darbe periyot oranı D ile sabit tutulur. $V_d = V_o/D$ olduğundan, sürekli iletim modu sınırında ortalama bobin akımı,

$$I_{LB} = \frac{T_s V_o}{2L} (1 - D) \quad (2.1.15)$$

Bu denklemden eğer V_o sabit tutulursa (ki pratikte de sabittir), I_{LB} 'nin maksimum değeri $D=0$ 'da olur.

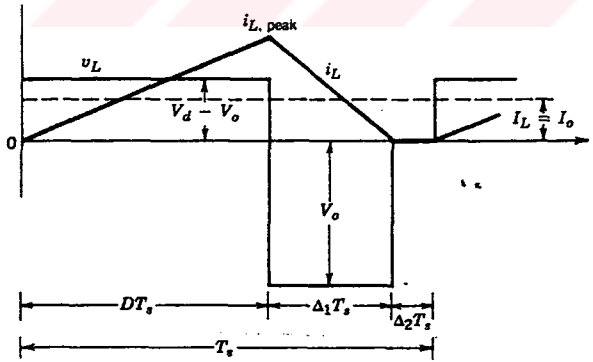
$$I_{LB\max} = \frac{V_o T_s}{2L} \quad (2.1.16)$$

(2.1.15) ve (2.1.16)'dan,

$$I_{LB} = (1 - D) I_{LB\max} \quad (2.1.17)$$

elde edilir.

Çevirici yapısı sabit T , L , V_d ve D değerleri için şekil 2.7' de görülen sürekli iletim modu sınırında bulunsun. Eğer bu parametreler sabit iken çıkış yük gücü azalır (yani yük direnci artarsa) ortalama bobin akımı azalacaktır.



Şekil 2.8. Süreksiz iletim modu

$\Delta_2 T_s$ aralığı esnasında bobin akımı sıfırdır, yük direncine güç sadece filtre kondansatörü tarafından sağlanır. Bu zaman aralığında bobin gerilimi V_L sıfırdır. Bobin geriliminin bir zaman periyodu için integralini sıfıra eşitlersek,

$$(V_d - V_o)DT_s + (-V_o)\Delta_1 T_s = 0 \quad (2.1.18)$$

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{D}{D + \Delta_1} \quad , \quad D + \Delta_1 < 1 \quad (2.1.19)$$

Yani süreksiz iletim modunda gerilim artacaktır.

Şekil 2.8'den,

$$i_{L,peak} = \frac{V_o}{L} \Delta_1 T_s \quad (2.1.20)$$

$$I_o = \frac{V_o T_s}{2L} (D + \Delta_1) \Delta_1 \quad (2.1.21)$$

(2.1.16) ve (2.1.21)'ten,

$$I_o = I_{LBmax} (D + \Delta_1) \Delta_1 \quad (2.1.22)$$

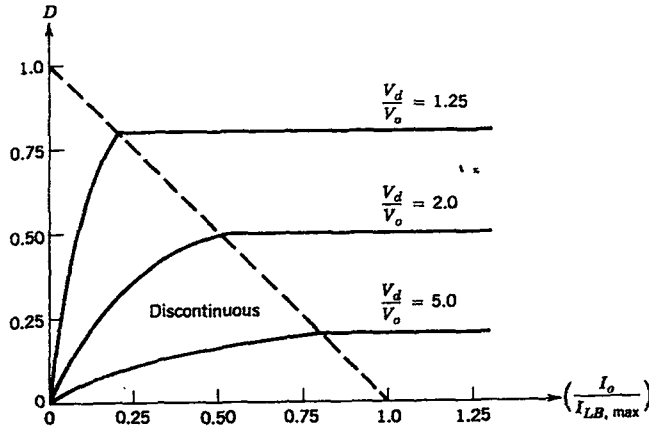
$$D + \Delta_1 = \frac{V_d}{V_o} D \quad (2.1.23)$$

$$\Delta_1 = \frac{I_o}{I_{LBmax}} \cdot \frac{V_o}{V_d} \cdot \frac{1}{D} \quad (2.1.24)$$

(2.1.23) ve (2.1.24)'dan,

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{D}{D + \frac{I_o}{I_{LBmax}} \frac{V_o}{V_d} \cdot \frac{1}{D}} \quad (2.1.25)$$

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{1}{1 + \frac{I_o}{I_{LBmax}} \frac{V_o}{V_d} \cdot \frac{1}{D^2}} \quad (2.1.26)$$



Şekil 2.9. Düşük çıkışlı çevirici karakteristiği (V_o sabit)

$$D = \frac{V_o}{V_d} \sqrt{\frac{I_o}{I_{LB, max} - \frac{V_o}{V_d}}} \quad (2.1.27)$$

bulunur.

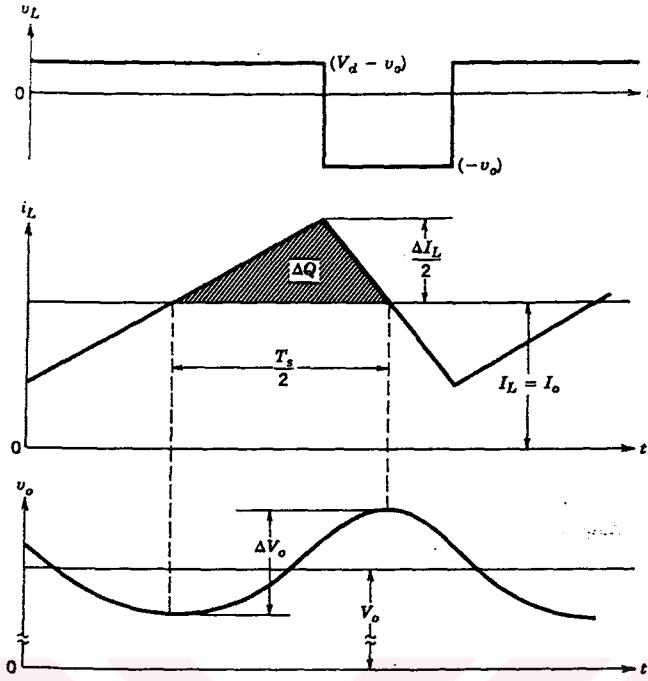
2.1.2.4. Çıkış Gerilimi Dalgalanması

Çıkış gerilimindeki dalgalanma şekil 2.10' daki dalga formlarından hesaplanabilir. i_L ' deki dalgalanma bileşenlerinin hepsi kondansatörden, ortalama bileşenler yük direncinden akar. Bobin akımı çıkış akımından büyük iken kondansatör şarj olacak, küçük iken deşarj olacaktır. Tepeden tepeye gerilim dalgalanması yazılırsa ;

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{1}{C} \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta I_L}{2} \cdot \frac{T_s}{2} \quad (2.1.28)$$

Şekil 2.6' dan,

$$\Delta I_L = \frac{V_o}{L} (1 - D) T_s \quad (2.1.29)$$



Şekil 2.10. Düşük çıkışlı çeviricide çıkış gerilimi dalgalanması

(2.1.28) ve (2.1.29)' dan,

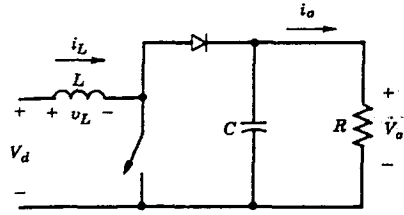
$$\Delta V_o = \frac{T_s}{8C} \cdot \frac{V_o}{L} \cdot (1-D)T_s \quad (2.1.30)$$

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{1}{8} \cdot \frac{T_s^2 (1-D)}{LC} \quad (2.1.31)$$

bulunur.

2.1.3. Yüksek Çıkışlı Çevirici

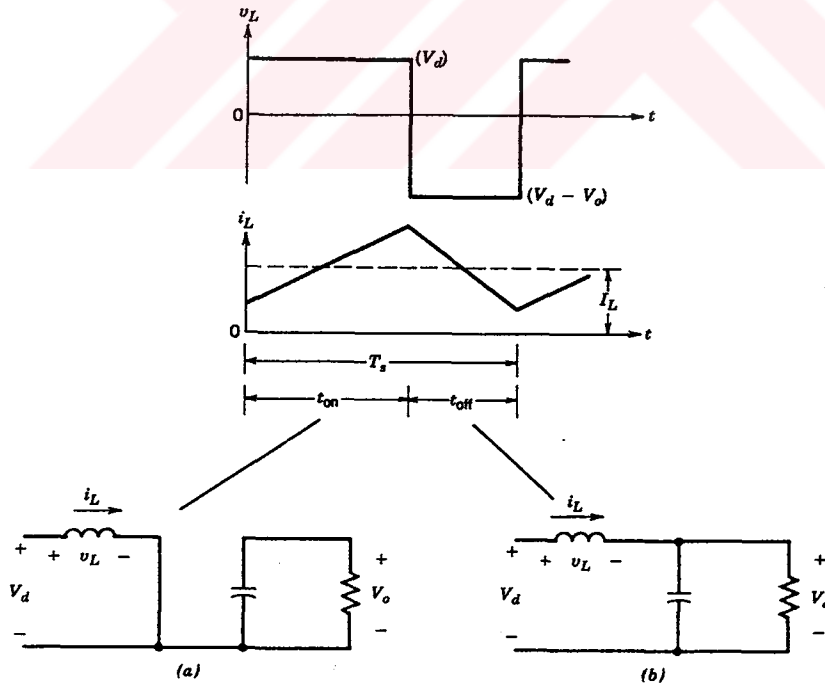
Çıkış gerilimi her zaman giriş geriliminden büyüktür. Anahtar iletimde iken diyot kesimdedir. Bu nedenle çıkış katı girişten yalıtılır. Giriş kaynağı bobine enerji doldurur. Anahtar kesimde iken çıkış katı enerjiyi hem bobinden hem de girişten alır.



Şekil 2.11. Yüksek çıkışlı çevirici temel devre yapısı

2.1.3.1. Sürekli İletim Modu

Şekil 2.12' de bu mod için kararlı haldeki dalga şekilleri görülmektedir. Bobin akımı sürekli olarak akmaktadır ($i_L(t) > 0$).



Şekil 2.12. Yüksek çıkışlı çeviricide sürekli iletim modu (a) anahtar iletimde (b) anahtar kesimde

Kararlı halde bobin geriliminin bir periyot boyunca integrali sıfır olmalıdır. Buna göre;

$$V_d t_{on} + (V_d - V_o) t_{off} = 0 \quad (2.1.32)$$

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{T_s}{t_{off}} = \frac{1}{1-D} \quad (2.1.33)$$

bulunur. Kayıplar ihmal edildiğinde,

$$P_d = P_o$$

$$V_d I_d = V_o I_o$$

$$\frac{V_d}{V_o} = \frac{I_o}{I_d} = (1-D) \quad (2.1.34)$$

elde edilir.

2.1.3.2. Sürekli ve Süreksiz İletim Modu Arasındaki Sınır

Şekil 2.13' te sürekli iletim modu sınırındaki dalga şekilleri görülmektedir. Bu modda i_L , t_{off} aralığının sonunda sıfır olur. Şekil 2.13' ten faydalanarak bobin akımının ortalama değeri bu sınırdadır;

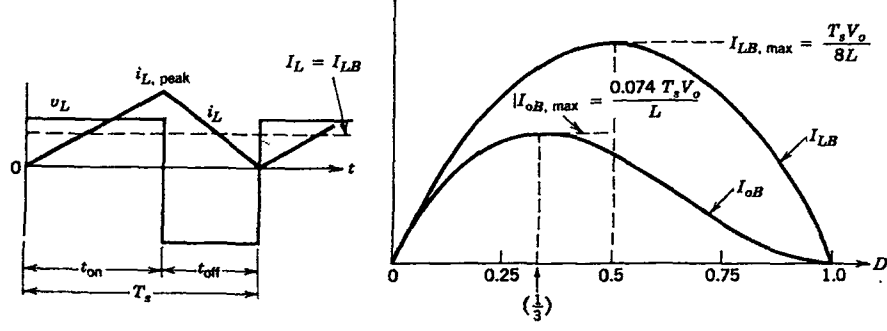
$$I_{LB} = \frac{1}{2} i_{L,peak} \quad (2.1.35)$$

$$I_{LB} = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_d}{L} t_{on} \quad (2.1.36)$$

(2.1.34) ve (2.1.36)' dan,

$$I_{LB} = \frac{T_s V_o}{2L} D(1-D) \quad (2.1.37)$$

bulunur.



Şekil 2.13. Yüksek çıkışlı çeviricide sürekli/sürekli iletim modu sınırında dalga şekilleri

Şekil 2.11' den görüldüğü üzere yukarı doğru çeviricide bobin akımı ve giriş akımı eşittir ($i_d = i_L$). Ortalama çıkış akımını sürekli iletim modu sınırında bulursak;

$$I_{oB} = \frac{T_s V_o}{2L} D(1-D)^2 \quad (2.1.38)$$

bulunur. I_{LB} ' nin D 'ye göre türevini alırsak maksimum değerini $D=0.5$ ' te alır. $D=0.5$ için,

$$I_{LB\max} = \frac{T_s V_o}{2L} \quad (2.1.39)$$

bulunur. I_{oB} , $D=1/3$ ' te maksimum değerini alır.

$$I_{oB\max} = \frac{2}{27} \cdot \frac{T_s V_o}{2L} = 0.074 \cdot \frac{T_s V_o}{L} \quad (2.1.40)$$

I_{LB} ve I_{oB} ' yi maksimum değerleri cinsinden yeniden yazarsak; (2.1.37) ve (2.1.39)' dan

$$I_{LB} = 4 \cdot D(1-D) I_{LB\max} \quad (2.1.41)$$

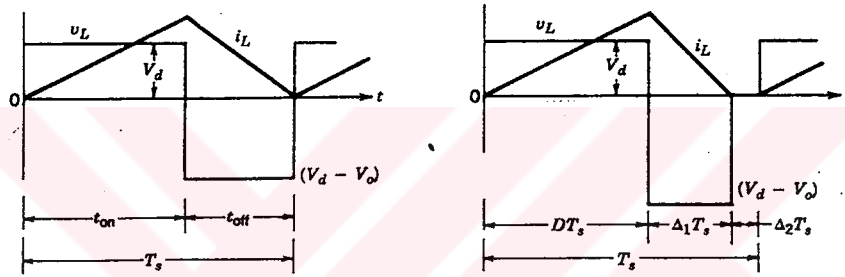
(2.1.38) ve (2.1.40)' dan,

$$I_{oB} = \frac{27}{4} \cdot D(1-D)^2 I_{oB\max} \quad (2.1.42)$$

Eğer ortalama yük akımı I_o , I_{oB} değerinin altına düşerse akım iletimi süreksiz olacaktır.

2.1.3.3. Süreksiz İletim Modu

Şekil 2.14'te süreksiz iletim moduna ait dalga şekilleri görülmektedir.



Şekil 2.14. Süreksiz iletim modu

Bir periyot boyunca bobin geriliminin integralini sıfıra eşitlersek,

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{\Delta_1 + D}{\Delta_1} \quad (2.1.43)$$

ve

$$\frac{I_o}{I_d} = \frac{\Delta_1}{\Delta_1 + D} \quad (2.1.44)$$

Ortalama giriş akımı, ortalama bobin akımına eşit olduğundan ,

$$I_d = \frac{V_d}{2L} DT_s (D + \Delta_1) \quad (2.1.45)$$

$$I_o = \frac{T_s V_d}{2L} D \Delta_1 \quad (2.1.46)$$

Pratikte V_o sabittir ve V_d 'nin değişimine karşılık D değişir. D 'yi yük akımı ve V_o/V_d oranına göre (2.1.43)'ten faydalanarak yazarsak,

$$\Delta_1 = \frac{1}{\frac{V_o}{V_d} - 1} \cdot D \quad (2.1.47)$$

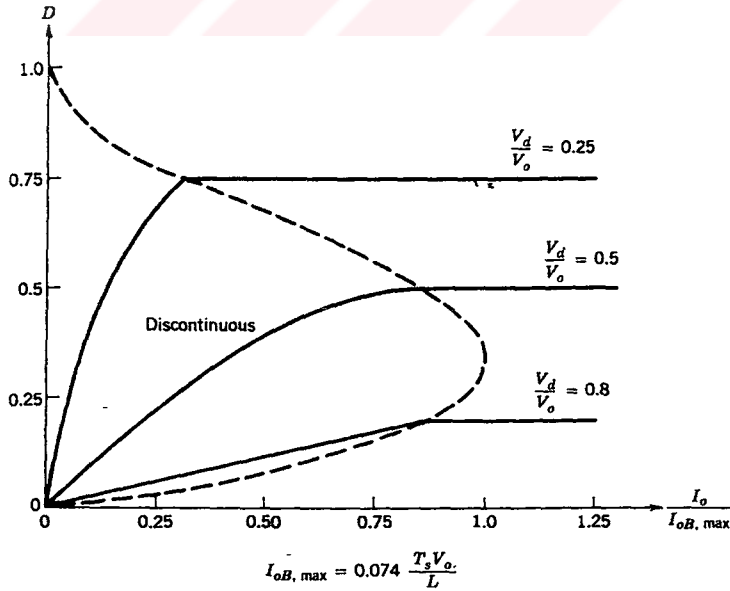
(2.1.40), (2.1.46) ve (2.1.47)'den,

$$I_o = \frac{27}{4} \cdot \frac{I_{oBmax}}{V_o} V_d D \left[\frac{1}{\frac{V_o}{V_d} - 1} \cdot D \right] \quad (2.1.48)$$

ve buradan,

$$D = \sqrt{\left[\frac{4}{27} \left(\frac{V_o}{V_d} \right) \left(\frac{V_o}{V_d} - 1 \right) \left(\frac{I_o}{I_{oBmax}} \right) \right]} \quad (2.1.49)$$

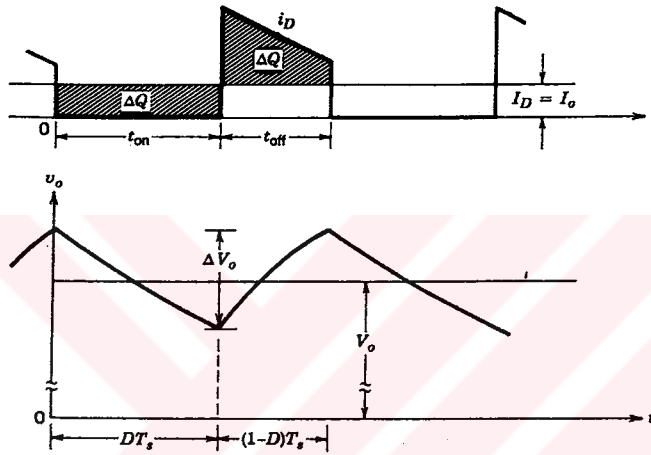
bulunur.



Şekil 2.15. Yüksek çıkışlı çevirici karakteristiği

2.1.3.4.Çıkış Gerilimi Dalgalanması

Tepeden tepeye çıkış gerilimi dalgalanmasını şekil 2.16' daki dalga şekillerinden hesaplayabiliriz. i_d , diyot akımı dalgalanma bileşenleri kondansatörden, ortalama bileşenler yük direncinden akacaktır.



Şekil 2.16. Yüksek çıkışlı çeviricide çıkış gerilimi dalgalanması

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{I_o DT_s}{C} \quad (2.1.50)$$

$$\Delta V_o = \frac{V_o}{R} \frac{DT_s}{C} \quad (2.1.51)$$

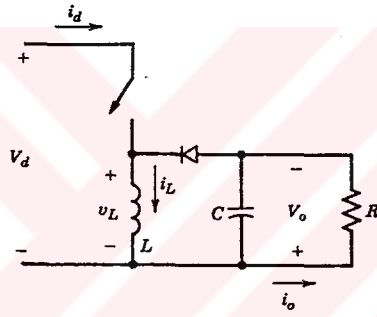
$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{DT_s}{RC} \quad (2.1.52)$$

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{DT_s}{\tau} \quad (\tau = RC \text{ zaman sabiti}) \quad (2.1.53)$$

2.1.4.Ters Polarite Çıkışlı Çevirici

Çıkış gerilimi, giriş gerilimine göre ters polaritede ve giriş geriliminden büyük veya küçük olabilir. Ters polarite çıkışlı çevirici iki temel çevirici yapısının kaskat bağlanmasıyla oluşmuştur. Kararlı halde V_o/V_d gerilim kazancı iki kaskat bağlı yapının kazançları çarpımına eşittir.

$$\frac{V_o}{V_d} = D \cdot \frac{1}{1-D} \quad (2.1.54)$$

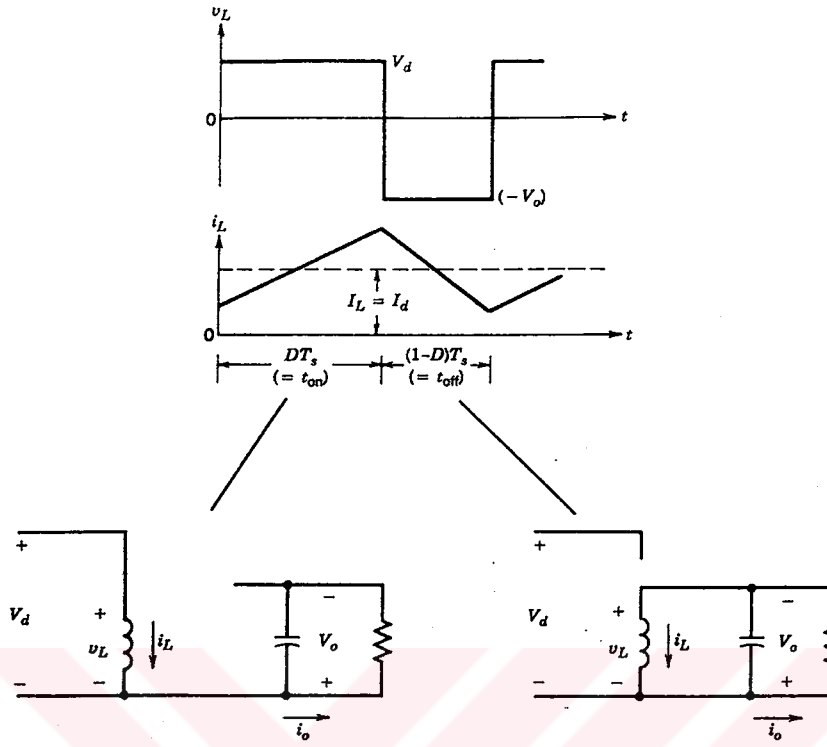


Şekil 2.17. Ters polarite çıkışlı çevirici temel devre yapısı

Çıkış gerilimi, D ile giriş geriliminden büyük veya küçük yapılabilir. Anahtar iletimde iken diyot kesimdedir ve bobine, girişten enerji yüklenir. Anahtar kesimde iken bobin, üzerindeki enerjiyi çıkışa transfer eder.

2.1.4.1.Sürekli İletim Modu

Bobin akımı sürekli. Dalga şekilleri şekil 2.18' de gösterilmiştir.



Şekil 2.18. Sürekli iletim modu

Bobin üzerindeki gerilimin bir periyot boyunca integralini sıfıra eşitlersek,

$$V_d DT_s + (-V_o)(1-D)T_s = 0 \quad (2.1.55)$$

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{D}{1-D} \quad (2.1.56)$$

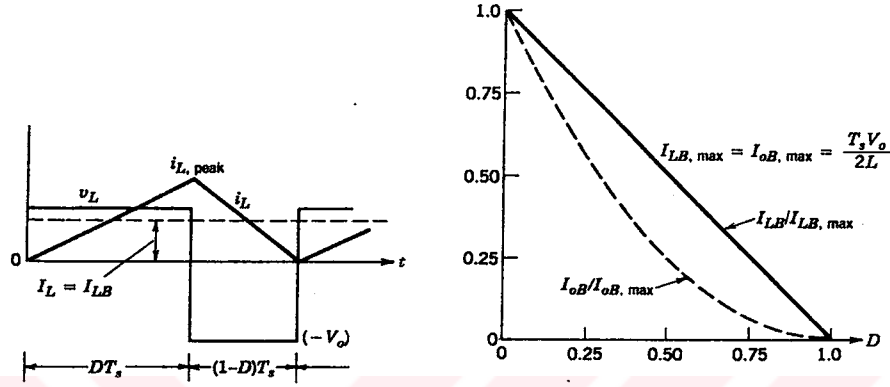
ve

$$\frac{I_o}{I_d} = \frac{1-D}{D} \quad (2.1.57)$$

bulunur.

2.1.4.2. Sürekli İletim Modu ile Süreksiz İletim Modu Arasındaki Sınır

Şekil 2.19 sürekli iletim modu sınırındaki dalga şekillerini göstermektedir. i_L akımı, t_{off} aralığı sonunda sıfır olur.



Şekil 2.19. Ters polarite çıkışlı çeviricide sürekli/süreksiz iletim sınırı

$$I_{LB} = \frac{1}{2} i_{L, peak} \quad (2.1.58)$$

$$I_{LB} = \frac{T_s V_d}{2L} D \quad (2.1.59)$$

$$I_o = I_L - I_d \quad (2.1.60)$$

Bobin ve çıkış akımının sınırdaki değerlerini bulursak (2.1.56) ve (2.1.59)' dan,

$$I_{LB} = \frac{T_s V_o}{2L} (1 - D) \quad (2.1.61)$$

ve

$$I_{oB} = \frac{T_s V_o}{2L} (1 - D)^2 \quad (2.1.62)$$

I_{oB} ve I_{LB} maksimum değerlerini $D=0$ ' da alırlar.

$$I_{oB\max} = I_{LB\max} = \frac{T_s V_o}{2L} \quad (2.1.63)$$

(2.1.61), (2.1.62) ve (2.1.63)' den,

$$I_{LB} = I_{LB\max} (1 - D) \quad (2.1.64)$$

$$I_{oB} = I_{oB\max} (1 - D)^2 \quad (2.1.65)$$

2.1.4.3. Süreksiz İletim Modu

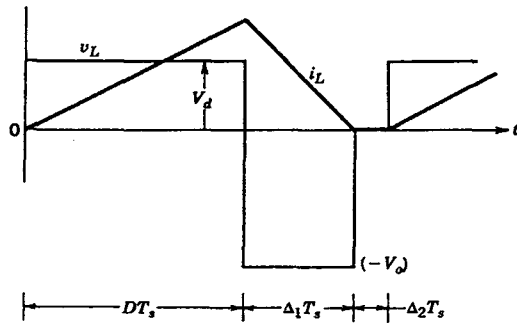
Dalga şekilleri şekil 2.20' de görülmektedir. Bobin geriliminin bir periyot boyunca integralini sıfıra eşitlersek,

$$V_d DT_s + (-V_o) \Delta_1 T_s = 0 \quad (2.1.66)$$

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{D}{\Delta_1} \quad (2.1.67)$$

ve

$$\frac{I_o}{I_d} = \frac{\Delta_1}{D} \quad (2.1.68)$$



Şekil 2.20. Süreksiz iletim modu dalga şekilleri

Şekil 2.20' den

$$I_L = \frac{V_d}{2L} DT_s (D + \Delta_1) \quad (2.1.69)$$

V_o sabit olmak üzere D' yi çıkış akımı ve gerilim kazancı cinsinden yazarsak;

$$I_d = I_L - I_o \quad (2.1.70)$$

(2.1.68) ve (2.1.70)' ten,

$$\frac{I_o}{I_L - I_o} = \frac{\Delta_1}{D} \quad (2.1.71)$$

$$I_o = \frac{\Delta_1}{D + \Delta_1} I_L \quad (2.1.72)$$

$$I_o = \Delta_1 \frac{V_d}{2L} DT_s \quad (2.1.73)$$

(2.1.67)' den,

$$\Delta_1 = \frac{DV_d}{V_o} \quad (2.1.74)$$

(2.1.73) ve (2.1.74)' ten,

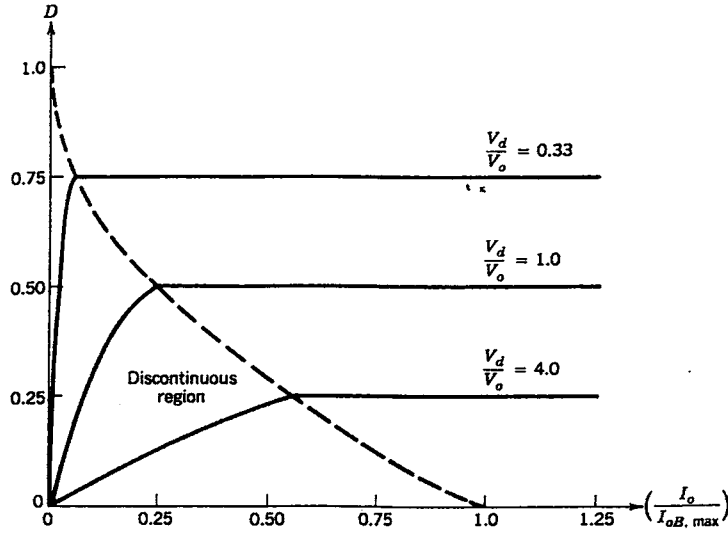
$$I_o = D^2 \frac{V_d^2}{V_o} \cdot \frac{T_s}{2L} \quad (2.1.75)$$

(2.1.63) ve (2.1.72)' den,

$$I_o = D^2 \left(\frac{V_d}{V_o} \right)^2 \cdot I_{oBmax} \quad (2.1.76)$$

$$D = \frac{V_o}{V_d} \cdot \sqrt{\frac{I_o}{I_{oBmax}}} \quad (2.1.77)$$

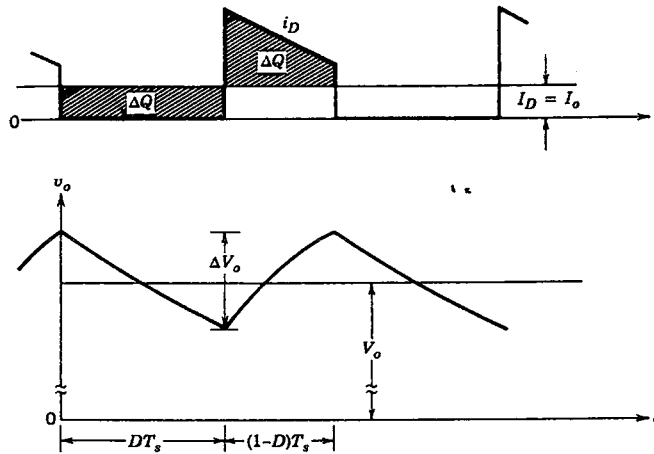
bulunur.



Şekil 2.21. Ters polarite çıkışlı çevirici karakteristiği (V_o sabit)

2.1.4.4.Çıkış Gerilimi Dalgalanması

Sürekli iletim modu için çıkış gerilimi dalgalanmasını dalga şekillerinden hesaplırsak,



Şekil 2.22. Ters polarite çıkışlı çeviricide çıkış gerilimi dalgalanması

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{I_o DT_s}{C} \quad (2.1.78)$$

$$\Delta V_o = \frac{V_o}{R} \cdot \frac{DT_s}{C} \quad (2.1.79)$$

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{DT_s}{RC} \quad (2.1.80)$$

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{DT_s}{\tau} \quad (2.1.81)$$

2.2. Transformatörlü Çeviriciler

Giriş bölümünde anlatılan primerden anahtarlamalı sistemler bu tarzda yapılardır. Şebeke gerilimi önce doğrultulur daha sonra anahtarlanarak değişken işarete çevrilir ve transformatör ile uygun gerilim seviyesine düşürülerek tekrar doğrultulur. Transformatör üzerine birden fazla sargı sarıldığında birden fazla çıkış elde edilebilir. Frekans yüksek olduğundan transformatör boyutu da küçülür.

2.2.1. Yüksek Frekans İzolasyon Transformatörü

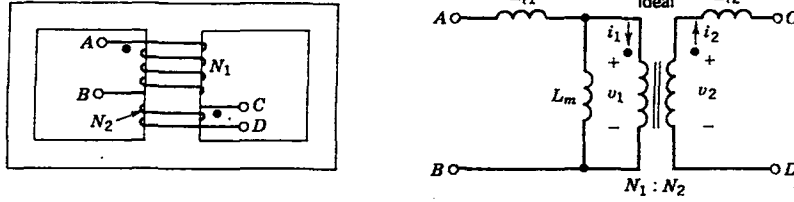
Bir yüksek frekans transformatöründe elektriksel izolasyon olmalıdır. Şekil 2.23' deki transformatörde $N_1:N_2$ sarım oranı, L_m primer tarafının magnetik indüktansı, L_{11} ve L_{12} kaçak indüktanslardır. İdeal transformatörde,

$$V_1/V_2 = N_1/N_2 \quad (2.2.1)$$

ve

$$N_1 \cdot i_1 = N_2 \cdot i_2 \quad (2.2.2)$$

şeklindedir.

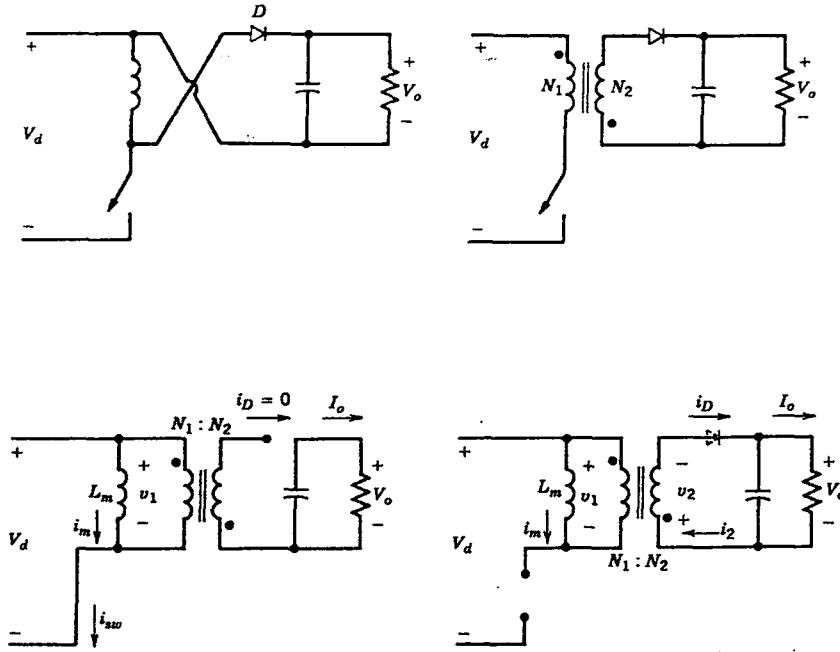


Şekil 2.23. Transformatör eşdeğer devresi

Anahtarlama dc-dc çeviricilerde iki sarım arasındaki magnetik kuplaj ile kaçak indüktanslar minimum yapılmalıdır. Kaçak endüktansta yüklü olan enerji, anahtarlama elemanı ve onların snubber devreleriyle yok edilir. L_m magnetik indüktansı mümkün olan en büyük değerde olmalıdır ki i_m mıknatıslama akımı küçük olsun. (Bu akım doğrudan anahtardan akar ve akım değişimini artırır.)

2.2.2. Flyback Çevirici

Şekil 2.24'da flyback çevirici eşdeğer devresi görülmektedir. Anahtar iletimdeyken sarım polaritesinden diyot kesimdedir. Şekil 2.25 'de görüldüğü gibi çekirdeğin akısı, $\phi(0)$ ilk koşulundan lineer olarak artar, sonlu ve pozitifdir.



Şekil 2.24. Flyback çevirici ve devre durumları

$$\phi(t) = \phi(0) + \frac{V_d}{N_1} t \quad (2.2.3)$$

Akının tepe değeri $\hat{\phi}$, iletim aralığının sonundaki değerinden bulunur. (2.2.3)' ten $t=t_{on}$ için,

$$\hat{\phi} = \phi(t_{on}) = \phi(0) + \frac{V_d}{N_1} t_{on} \quad (2.2.4)$$

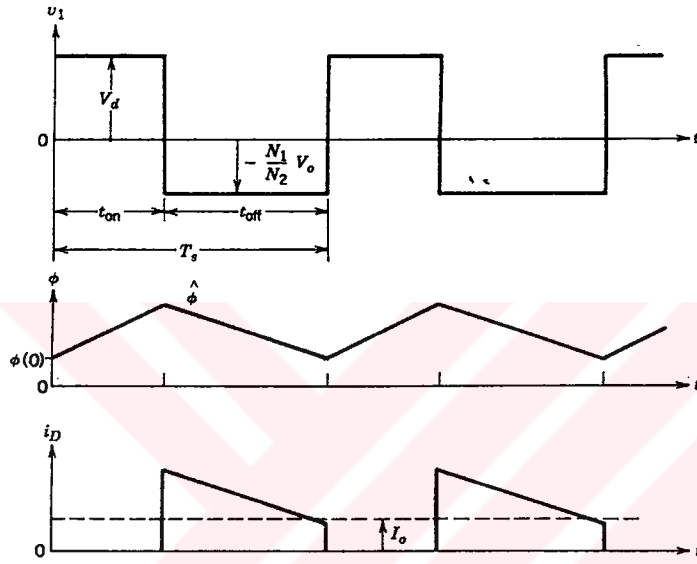
t_{on} iletim süresinden sonra anahtar kesime gider ve çekirdekte yüklü olan enerji sekonder sarımları içinden diyota doğru akar. Sekonder sarımları üzerine düşen gerilim $V_2 = -V_o$ dır ve akı t_{off} aralığında lineer olarak azalır.

$$\phi(t) = \hat{\phi} - \frac{V_o}{N_2} (t - t_{on}) \quad t_{on} < t < T_s \quad (2.2.5)$$

ve buradan,

$$\phi(T_s) = \hat{\phi} - \frac{V_o}{N_2}(T_s - t_{on}) \quad (2.2.6)$$

$$\phi(T_s) = \phi(0) + \frac{V_d}{N_1}t_{on} - \frac{V_o}{N_2}(T_s - t_{on}) \quad (2.2.7)$$



Şekil 2.25. Flyback çevirici dalga şekilleri

Kararlı halde bir zaman periyodu boyunca net akı değişimi sıfır olmalıdır.(2.2.7)' den,

$$\phi(T_s) = \phi(0) \quad (2.2.8)$$

$$\frac{V_d}{N_1}t_{on} - \frac{V_o}{N_2}(T_s - t_{on}) = 0 \quad (2.2.9)$$

buradan,

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{D}{1-D} \quad (2.2.10)$$

bulunur.

Şekil 2.24' deki gerilim ve akım dalga şekillerini hesaplarsak, iletim aralığında transformatör primer gerilimi $v_1 = V_d$ dir. Buradan bobin akımı ilk koşul $I_m(0)$ ' dan lineer olarak artar.

$$i_m(t) = i_{sw}(t) = I_m(0) + \frac{V_d}{L_m}t \quad 0 < t < t_{on} \quad (2.2.11)$$

ve

$$\hat{I}_m = \hat{I}_{sw} = I_m(0) + \frac{V_d}{L_m}t_{on} \quad (2.2.12)$$

Kesim aralığında anahtar akımı sıfıra gider ve primerde,

$$v_1 = -\frac{N_1}{N_2}V_o \quad (2.2.13)$$

gerilimi oluşur. Buradan i_m ve diyot akımı i_D hesaplanırsa,

$$i_m(t) = \hat{I}_m - \frac{V_o \left(\frac{N_1}{N_2} \right)}{L_m}(t - t_{on}) \quad t_{on} < t < T_s \quad (2.2.14)$$

ve

$$i_D(t) = \frac{N_1}{N_2}i_m(t) = \frac{N_1}{N_2} \left[\hat{I}_m - \frac{V_o \left(\frac{N_1}{N_2} \right)}{L_m}(t - t_{on}) \right] \quad (2.2.15)$$

Ortalama diyot akımı I_o ' a eşittir.

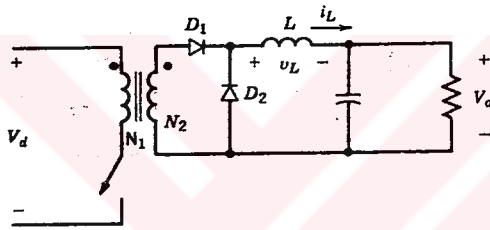
$$\hat{I}_m = \hat{I}_{sw} = \frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{1}{1-D} \cdot I_o + \frac{N_1}{N_2} \cdot \frac{(1-D)T_s V_o}{2L_m} \quad (2.2.16)$$

Kesim aralığında anahtar üzerindeki gerilim,

$$v_{sw} = V_d + \frac{N_1}{N_2} V_o = \frac{V_d}{1-D} \quad (2.2.17)$$

bulunur.

2.2.3. Forward Çevirici



Şekil 2.26. Forward çevirici yapısı

Şekil 2.26' da ideal bir forward çevirici yapısı gösterilmiştir. Anahtar iletimde iken D_1 iletimde D_2 kesimdedir. Bu durumda v_L üzerindeki gerilim,

$$v_L = \frac{N_2}{N_1} \cdot V_d - V_o \quad 0 < t < t_{on} \quad (2.2.18)$$

pozitif olduğundan i_L artar. Anahtar kesimde iken bobin akımı i_L , D_2 üzerinden akar ve bu aralıkta bobin üzerindeki gerilim,

$$v_L = -V_o \quad t_{on} < t < T_s \quad (2.2.19)$$

olduğundan i_L lineer olarak azalır. (2.2.18) ve (2.2.19)' dan faydalanarak bobin geriliminin bir periyot boyunca integralini sıfıra eşitlersek,

$$\left(\frac{N_2}{N_1} V_d - V_o \right) t_{on} - V_o (T_s - t_{on}) = 0 \quad (2.2.20)$$

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{N_2}{N_1} D \quad (2.2.21)$$

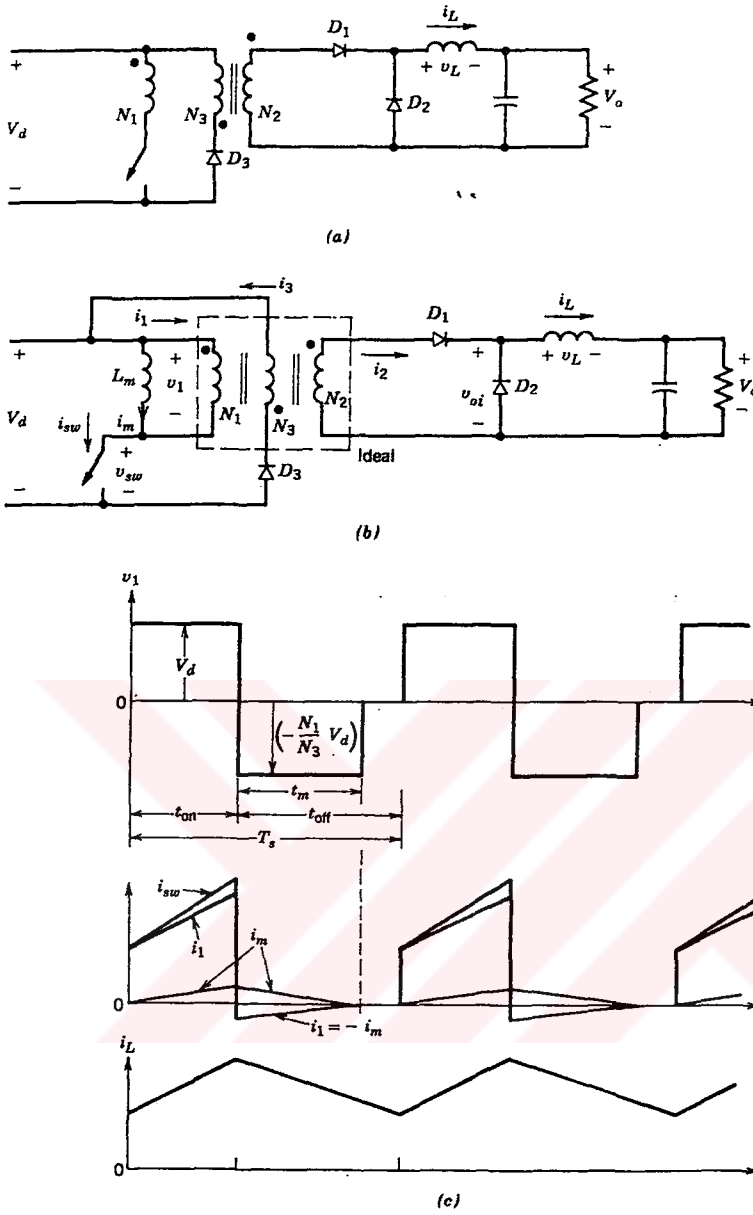
bulunur. Gerilim oranı D ile orantılıdır.

Forward çeviricide mıknatıslama akımı dikkate alınmalıdır. Aksi takdirde tranformatörün nüvesinde depolanmış olan enerji çeviricide arızaya neden olabilir. Şekil 2.27a' da tranformatörün magnetik enerjisinin alınıp girişe geri verildiğini gösteren bir yaklaşım görülmektedir. Bu yaklaşım, üçüncü bir ters mıknatıslama (demagnetize) sarımına ihtiyaç duyar. Şekil 2.27b' de bu yapıya uygun tranformatör eşdeğer devresi gösterilmiştir ve burada kaçak endüktanslar ihmal edilmiştir.

Anahtar iletimde iken ,

$$v_1 = V_d \quad 0 < t < t_{on} \quad (2.2.22)$$

ve i_m sıfırdan $\hat{I}_m$ 'ya doğru lineer olarak artar.



Şekil 2.27. Pratikte forward çevirici

Anahtar kesimde iken,

$$i_1 = -i_m$$

$$(2.2.23)$$

$$N_1 i_1 + N_3 i_3 = N_2 i_2 \quad (2.2.24)$$

$i_2=0$ olduğundan,

$$i_3 = \frac{N_1}{N_3} i_m \quad (2.2.25)$$

bulunur. i_3 akımı D_3 üzerinden giriş kaynağına doğru akar. t_m zaman aralığında i_3 akımı akarken hem transformatörün primerinde hem de L_m üzerindeki gerilim,

$$v_1 = -\frac{N_1}{N_3} V_d \quad t_{on} < t < (t_{on} + t_m) \quad (2.2.26)$$

şeklinde. Transformatör demagnetize olduğu zaman, $i_m=0$ ve $v_i=0$ olur. L_m üzerindeki gerilimin bir periyot boyunca integrali sıfır olmalıdır. Buna göre (2.2.22) ve (2.2.26)' dan,

$$V_d t_{on} - \frac{N_1}{N_3} V_d t_m = 0 \quad (2.2.27)$$

$$\frac{t_m}{T_s} = \frac{N_3}{N_1} \cdot D \quad (2.2.28)$$

olarak bulunur.

Eğer diğer periyot başlamadan önce transformatör demagnetize olursa maksimum (t_m/T_s) değeri $(1-D)$ ' ye ulaşabilir. Bu nedenle maksimum darbe oranı D_{max} verilen bir (N_3/N_1) sarım oranı için (2.2.28)' den faydalanarak,

$$(1 - D_{max}) = \frac{N_3}{N_1} D_{max} \quad (2.2.29)$$

$$D_{\max} = \frac{1}{1 + \frac{N_3}{N_1}} \quad (2.2.30)$$

olarak bulunur.

(2.2.30)' dan görüldüğü üzere primer ve demagnetize sarım sayıları eşit olduğunda $D_{\max} = 0.5$ ile sınırlıdır ki pratikte de bu sarım sayıları eşit alınır. Primer ve demagnetize sarımları arasında geniş bir gerilim izolasyonuna ihtiyaç olmadığından bu iki sargı kaçak indüktansları minimuma indirmek için bifilar sarılabilir. Demagnetize sarım sadece demagnetize akım taşıyacağından bu sargı küçük çaplı tel ile sarılır. Üçüncü bir demagnetize sarım kullanmak yerine çekirdekteki enerji anahtara paralel bağlanan bir zener diyot ile de azaltılabilir.

2.2.4.Push-Pull Çevirici

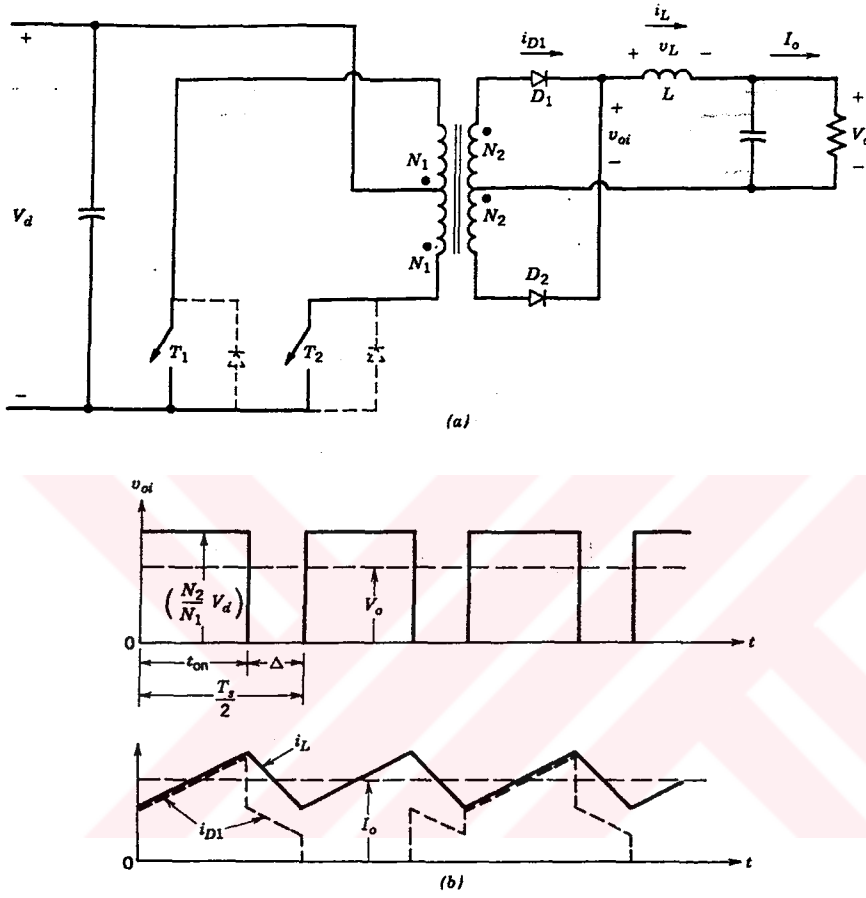
T_1 iletimde iken, D_1 iletimde D_2 kesimdedir. Bu durumda transformatörün sekonderinde,

$$v_{oi} = \frac{N_2}{N_1} \cdot V_d \quad (2.2.31)$$

gerilimi oluşur. Bu durumda filtre bobini üzerindeki gerilim,

$$v_L = \frac{N_2}{N_1} \cdot V_d - V_o \quad 0 < t < t_{on} \quad (2.2.32)$$

şeklindedir ve i_L akımı lineer olarak artar.



Şekil 2.30. Push-pull çevirici

Δ aralığında her iki anahtar kesimdedir, bobin akımı sekonder yarı sarımları üzerinden eşit olarak akar ve bu esnada $v_{oi}=0$ ' dır. Buradan $t_{on} < t < (t_{on} + \Delta)$ aralığında,

$$v_L = -V_o \quad (2.2.33)$$

ve

$$i_{D1} = i_{D2} = \frac{i_L}{2} \quad (2.2.34)$$

bulunur.

Diğer yarı periyotta T_2 iletimde olacak şekilde işlem tekrarlanır. Bu dalgalar $T_s/2$ periyotla tekrarlanır.

$$t_{on} + \Delta = \frac{T_s}{2} \quad (2.2.35)$$

(2.2.32) ve (2.2.33)' ten faydalanarak bobin geriliminin bir periyot ($T_s/2$) boyunca integralini sıfıra eşitlersek,

$$\left(\frac{N_2}{N_1} V_d - V_o \right) t_{on} - V_o \Delta = 0 \quad (2.2.36)$$

$$\frac{N_2}{N_1} V_d t_{on} - V_o (t_{on} + \Delta) = 0 \quad (2.2.37)$$

(2.2.35) ve (2.2.37)' den,

$$\frac{V_o}{V_d} = 2 \frac{N_2}{N_1} D \quad 0 < D < 0.5 \quad (2.2.38)$$

bulunur.

2.2.5. Half Bridge Çevirici

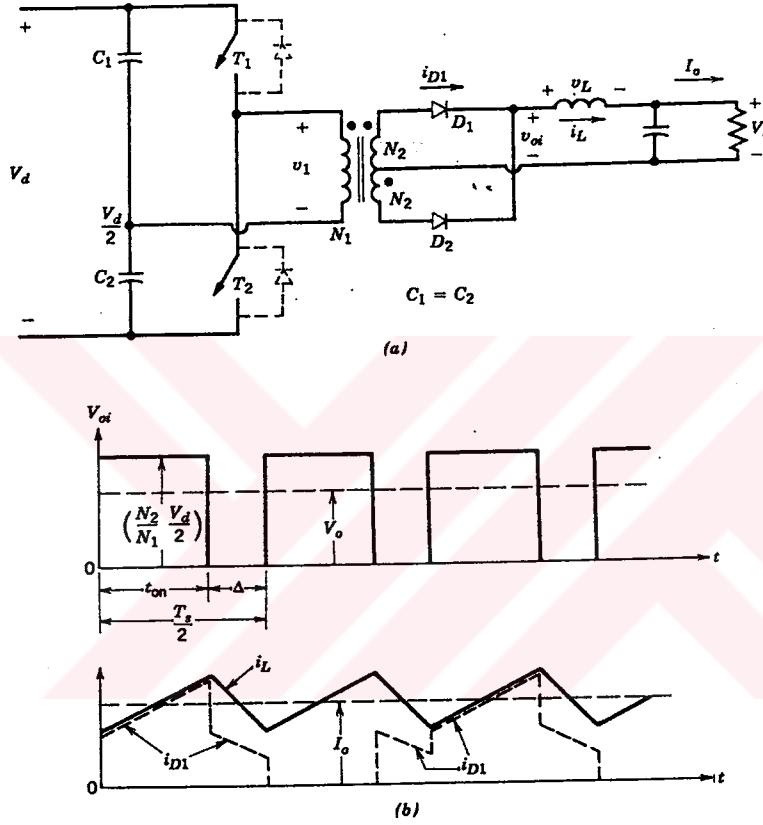
Şekil 2.29' da half-bridge dc-dc çevirici yapısı görülmektedir. T_1 ve T_2 anahtarları her t_{on} aralığında aynı anda iletime ve kesime geçmektedir. T_1 iletimde iken sekonderde,

$$v_{oi} = \frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{V_d}{2} \quad (2.2.39)$$

gerilimi oluşur. Buradan,

$$v_L = \frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{V_d}{2} - V_o \quad 0 < t < t_{on} \quad (2.2.40)$$

gerilimi bobin üzerinde oluşur.



Şekil 2.29. Half bridge köprü çevirici

Δ aralığında her iki anahtar kesimdedir, bobin akımı ikiye bölünür. Diyotlar ideal kabul edildiğinden $v_{oi}=0$ ' dır. Buradan,

$$v_L = -V_o \quad t_{on} < t < (t_{on} + \Delta) \quad (2.2.41)$$

ve kararlı halde dalga $T_s/2$ periyotla tekrarlanır.

$$t_{on} + \Delta = \frac{T_s}{2} \quad (2.2.42)$$

olduğundan bir zaman periyodu boyunca bobin geriliminin integralini sıfıra eşitlersek,

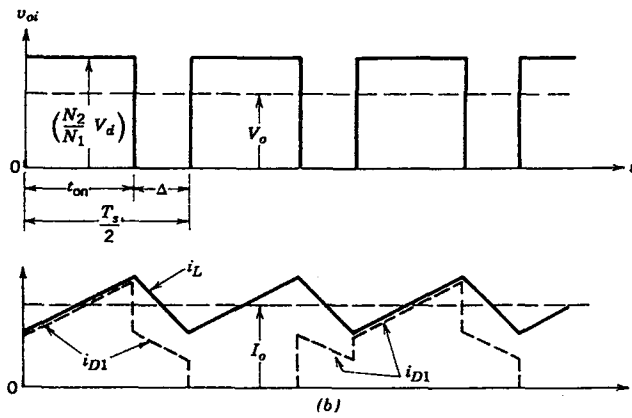
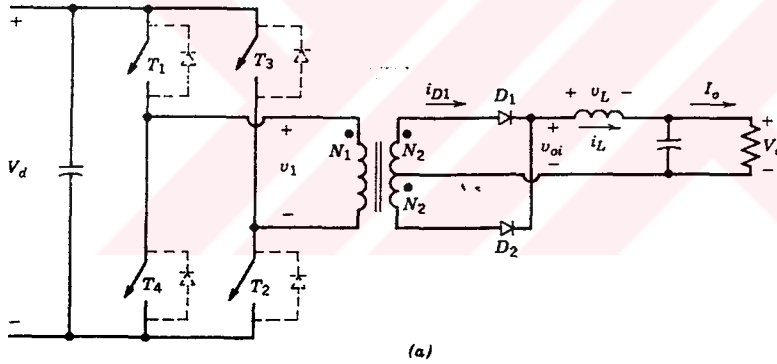
$$\left(\frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{V_d}{2} - V_o \right) t_{on} - V_o \Delta = 0 \quad (2.2.43)$$

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{N_2}{N_1} D \quad (2.2.44)$$

bulunur.

2.2.6.Full Bridge Çevirici

Şekil 2.30' da full-bridge çevirici yapısı görülmektedir. (T_1, T_2) ve (T_3, T_4) anahtar çiftleri eşzamanlı olarak iletim ve kesime girmektedirler.



Şekil 2.30. Full bridge çevirici

(T₁, T₂) veya (T₃, T₄) iletimde iken,

$$v_{oi} = \frac{N_2}{N_1} \cdot V_d \quad (2.2.45)$$

ve buradan,

$$v_L = \frac{N_2}{N_1} \cdot V_d - V_o \quad 0 < t < t_{on} \quad (2.2.46)$$

olarak bulunur.

Her iki anahtar çifti kesimde iken bobin akımı eşit olarak ikiye ayrılır. Bu durumda $v_{oi}=0$ ' dır. Tekrarlama periyodu,

$$t_{on} + \Delta = \frac{T_s}{2} \quad (2.2.47)$$

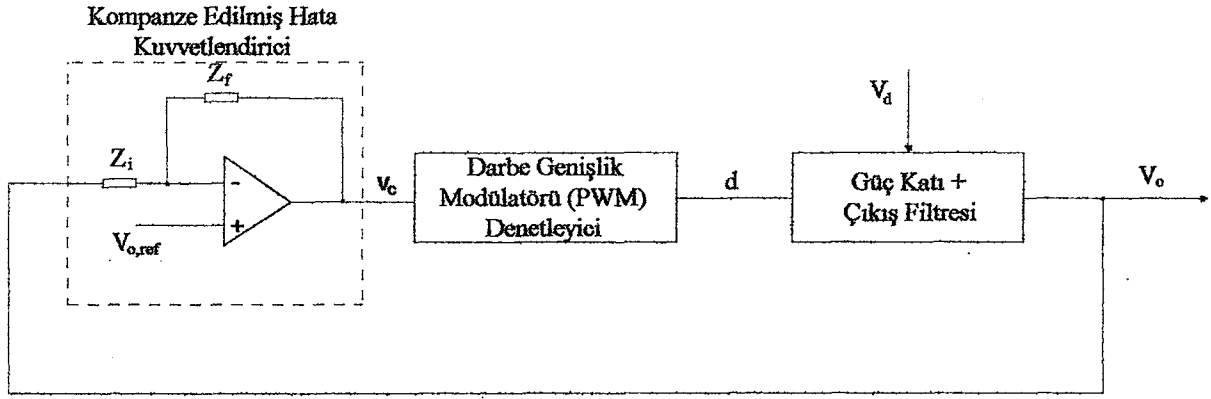
olduğundan bobin geriliminin bir periyot boyunca integralini sıfıra eşitlersek,

$$\left(\frac{N_2}{N_1} V_d - V_o \right) t_{on} - V_o \Delta = 0 \quad (2.2.48)$$

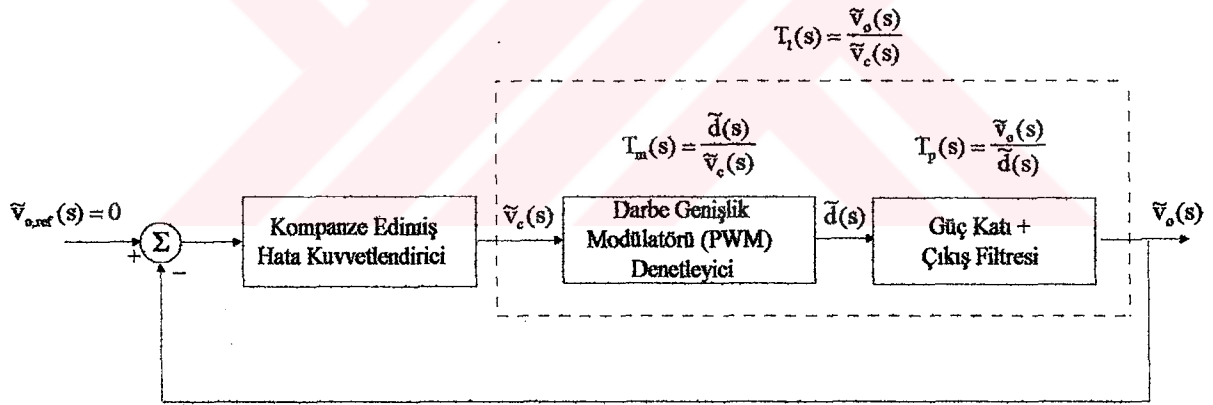
$$\frac{V_o}{V_d} = 2 \frac{N_2}{N_1} D \quad 0 < D < 0.5 \quad (2.2.49)$$

olarak bulunur.

2.3. Anahtarlama Güç Kaynaklarının Kontrolü



(a)



(b)

Şekil 2.31. Gerilim regülasyonu (a) geribeslemeli kontrol sistemi (b) lineerleştirilmiş geribeslemeli kontrol sistemi [5]

Eğer anahtarlama güç kaynağı güç katı lineerleştirilebilirse Nyquist stabilite kriteri, Bode diyagramları v.s. istenen sabit hal ve geçici cevaplar için, geribesleme yolu üzerindeki uygun kompanzasyonu belirlemek için kullanılabilir.

2.3.1.Çıkış Filtresi İçeren Çıkış Katının Ortalama Durum Denklemleri Kullanılarak Lineerleştirilmesi ve $\tilde{v}_o(s) / \tilde{d}(s)$ in Elde Edilmesi

1. Her devre durumu için durum değişkenlerinin oluşturulması : Sürekli iletim modunda dönüştürme işleminde iki durum vardır. Bunlardan biri anahtar iletimde iken ki durum diğeri ise anahtarın kesimde olduğu durumdur. Üçüncü bir devre durumu süreksiz iletim aralığında oluşur. Burada sadece sürekli iletim modu için analiz yapılacaktır. Her devre durumu esnasında, bobin akımı ve kondansatör geriliminden oluşan x durum değişkeni vektörü ile lineer bir devre oluşturulur. Bu oluşturulan devrede bobin direnci ve kondansatör seri direnci etkisi gözönüne alınacaktır.

$$\dot{x} = A_1 x + B_1 v_d \quad d \cdot T_s \quad (2.3.1)$$

ve

$$\dot{x} = A_2 x + B_2 v_d \quad (1-d) \cdot T_s \quad (2.3.2)$$

Burada A_1 ve A_2 matris ve B_1 ve B_2 vektördür.

v_o çıkış gerilimi bütün çeviricilerde sadece onların durum değişkenleri cinsinden hesaplanabilir.

$$v_o = C_1 x \quad dT_s \quad (2.3.3)$$

ve

$$v_o = C_2 x \quad (1-d)T_s \quad (2.3.4)$$

Burada C_1 ve C_2 transpoze vektörlerdir.

2. Darbe oranı d' den faydalanarak ortalama durum değişkenlerinin oluşturulması: Yukarıda iletim ve kesim durumları için durum denklemleri ve bunların etkin olduğu aralık belirtilmişti. Bu denklemlerin ortalama değerini (2.3.1) ve (2.3.2)' den hesaplarsak,

$$\dot{x} = [(A_1x + B_1v_d) \cdot d] + [(A_2x + B_2v_d) \cdot (1-d)] \quad (2.3.5)$$

$$\dot{x} = [A_1d + A_2(1-d)]x + [B_1d + B_2(1-d)]v_d \quad (2.3.6)$$

3. Değişkenleri AC ve DC bileşenlerine ayırma: Herhangi bir işaret genel olarak AC ve DC iki bileşenin toplamından oluşur. DC bileşenler büyük harfle AC bileşenler küçük harfle üzerine “~” işareti koyularak ifade edilirse,

$$x = X + \tilde{x} \quad (2.3.7)$$

$$v_o = V_o + \tilde{v}_o \quad (2.3.8)$$

ve

$$d = D + \tilde{d} \quad (2.3.9)$$

Genel olarak $v_d = V_d + \tilde{v}_d$ olmasına rağmen $(\tilde{v}_o / \tilde{d})$ transfer fonksiyonu oluşturulurken analizi basitleştirmek açısından $\tilde{v}_d$ ' nin etkisi sıfır olarak alınacaktır. Buradan $v_d = V_d$ olur. (2.3.6), (2.3.7) ve (2.3.9)' dan,

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{x}} = & [A_1(D + \tilde{d}) + A_2(1 - D - \tilde{d})](X + \tilde{x}) + \\ & [B_1(D + \tilde{d}) + B_2(1 - D - \tilde{d})]V_d \end{aligned} \quad (2.3.10)$$

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{x}} = & [A_1D + A_2(1 - D)](X + \tilde{x}) + (A_1 - A_2)(X + \tilde{x})\tilde{d} + \\ & [B_1D + B_2(1 - D)]V_d + (B_1 - B_2)V_d\tilde{d} \end{aligned} \quad (2.3.11)$$

$$A = A_1 D + A_2 (1 - D) \quad (2.3.12)$$

ve

$$B = B_1 D + B_2 (1 - D) \quad (2.3.13)$$

olmak üzere (2.3.11), (2.3.12) ve (2.3.13)' ten,

$$\dot{\tilde{x}} = A(X + \tilde{x}) + (A_1 - A_2)(X + \tilde{x})\tilde{d} + B V_d + (B_1 - B_2)V_d D \quad (2.3.14)$$

$$\dot{\tilde{x}} = AX + B V_d + A\tilde{x} + [(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)V_d]\tilde{d} + (A_1 - A_2)\tilde{x}\tilde{d} \quad (2.3.15)$$

$(A_1 - A_2)\tilde{x}\tilde{d}$ terimini ihmal edersek,

$$\dot{\tilde{x}} = AX + B V_d + A\tilde{x} + [(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)V_d]\tilde{d} \quad (2.3.16)$$

bulunur. Kararlı halde,

$$AX + B V_d = 0 \quad (2.3.17)$$

olduğundan,

$$\dot{\tilde{x}} = A\tilde{x} + [(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)V_d]\tilde{d} \quad (2.3.18)$$

bulunur. v_o çıkış geriliminin ortalama değerini (2.3.3) ve (2.3.4)' ten hesaplırsak,

$$v_o = \frac{[C_1 x d T_s] + [C_2 x (1 - d) T_s]}{T_s} \quad (2.3.19)$$

$$v_o = C_1 x d + C_2 x (1 - d) \quad (2.3.20)$$

(2.3.8) ve (2.3.20)' den,

$$V_o + \tilde{v}_o = [C_1 (D + \tilde{d}) + C_2 (1 - D - \tilde{d})](X + \tilde{x}) \quad (2.3.21)$$

$$V_o + \tilde{v}_o = [C_1 D + C_1 \tilde{d} + C_2 (1 - D) - C_2 \tilde{d}](X + \tilde{x}) \quad (2.3.22)$$

$$V_o + \tilde{V}_o = [C_1 D + C_2 (1 - D)](X + \tilde{x}) + [C_1 - C_2](X + \tilde{x})\tilde{d} \quad (2.3.23)$$

$$C = C_1 D + C_2 (1 - D) \quad (2.3.24)$$

olmak üzere (2.3.23) ve (2.3.24)' ten,

$$V_o + \tilde{V}_o = C(X + \tilde{x}) + [C_1 - C_2](X + \tilde{x})\tilde{d} \quad (2.3.25)$$

$$V_o + \tilde{V}_o = CX + C\tilde{x} + (C_1 - C_2)X\tilde{d} + (C_1 - C_2)\tilde{x}\tilde{d} \quad (2.3.26)$$

$\tilde{x}$ ve $\tilde{d}$ ' lı terimleri ihmal edersek

$$V_o + \tilde{V}_o = CX + C\tilde{x} + (C_1 - C_2)X\tilde{d} \quad (2.3.27)$$

buradan,

$$V_o = CX \quad (2.3.28)$$

$$\tilde{V}_o = C\tilde{x} + (C_1 - C_2)X\tilde{d} \quad (2.3.29)$$

bulunur. (2.3.17) ve (2.3.28)' den,

$$X = C^{-1}V_o \quad (2.3.30)$$

$$AC^{-1}V_o + BV_d = 0 \quad (2.3.31)$$

buradan gerilim transfer fonksiyonu,

$$\frac{V_o}{V_d} = -CA^{-1}B \quad (2.3.32)$$

şeklinde bulunur.

4. Transfer fonksiyonlarını oluşturmak için Laplace dönüşümü Yapılması:

(2.3.18)' den, Laplace dönüşümü yaparsak,

$$s\tilde{x}(s) = A\tilde{x}(s) + [(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)V_d]\tilde{d}(s) \quad (2.3.33)$$

$$\tilde{x}(s) = [sI - A]^{-1}[(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)V_d]\tilde{d}(s) \quad (2.3.34)$$

(2.3.29)' dan,

$$\tilde{V}_o(s) = C\tilde{x}(s) + (C_1 - C_2)X\tilde{d}(s) \quad (2.3.35)$$

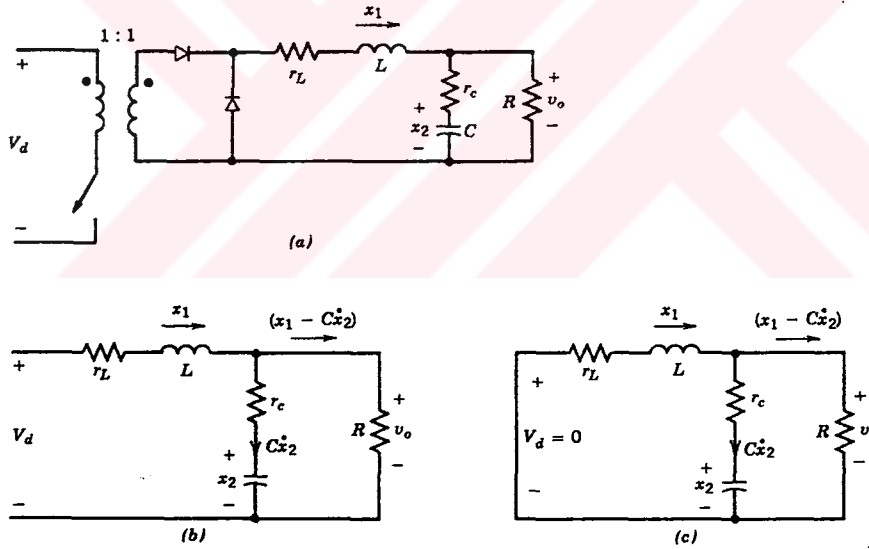
(2.3.34) ve (2.3.35)'ten,

$$\frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)} = C[sI - A]^{-1}[(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)V_d] + (C_1 - C_2)X \quad (2.3.36)$$

bulunur.

2.3.2. Forward Çeviricinin $\tilde{v}_o(s) / \tilde{d}(s)$ Transfer Fonksiyonunun Oluşturulması

Şekil 2.32' te anahtarın iletimde ve kesimde olma durumlarındaki devre şemaları gösterilmiştir. Devrede r_L bobin direnci, r_c eşdeğer kondansatör seri direnci, R yük direncidir.



Şekil 2.32. Forward çevirici ve devre durumları

Anahtar iletimde iken durum denklemleri,

$$-V_d + L\dot{x}_1 + r_L x_1 + R(x_1 - C\dot{x}_2) = 0 \quad (2.3.37)$$

ve

$$-x_2 - Cr_C \dot{x}_2 + R(x_1 - C\dot{x}_2) = 0 \quad (2.3.38)$$

şeklinde dir. Bu iki eşitliği matris formunda yazarsak,

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{Rr_C + Rr_L + r_C r_L}{-L(R + r_C)} & \frac{R}{-L(R + r_C)} \\ \frac{R}{C(R + r_C)} & \frac{-1}{C(R + r_C)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_d \quad (2.3.39)$$

$$A_1 = \begin{bmatrix} \frac{Rr_C + Rr_L + r_C r_L}{-L(R + r_C)} & \frac{R}{-L(R + r_C)} \\ \frac{R}{C(R + r_C)} & \frac{-1}{C(R + r_C)} \end{bmatrix} \quad (2.3.40)$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.3.41)$$

bulunur. Çıkış gerilimi v_o ,

$$v_o = R(x_1 - C\dot{x}_2) \quad (2.3.42)$$

$$v_o = \frac{Rr_C}{R + r_C} x_1 + \frac{R}{R + r_C} x_2 \quad (2.3.43)$$

$$v_o = \begin{bmatrix} \frac{Rr_C}{R + r_C} & \frac{R}{R + r_C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \quad (2.3.44)$$

ve

$$C_1 = \begin{bmatrix} \frac{Rr_C}{R + r_C} & \frac{R}{R + r_C} \end{bmatrix} \quad (2.3.45)$$

bulunur.

Anahtar kesimde iken durum denklemlerini yazarsak,

$$L\dot{x}_1 + r_L x_1 + R(x_1 - C\dot{x}_2) = 0 \quad (2.3.46)$$

ve

$$-x_2 - Cr_C \dot{x}_2 + R(x_1 - C\dot{x}_2) = 0 \quad (2.3.47)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{Rr_C + Rr_L + r_C r_L}{-L(R + r_C)} & \frac{R}{-L(R + r_C)} \\ \frac{R}{C(R + r_C)} & \frac{-1}{C(R + r_C)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \quad (2.3.48)$$

bulunur.Çıkış gerilimi v_o ,

$$v_o = R(x_1 - C\dot{x}_2) \quad (2.3.49)$$

buradan,

$$A_2 = A_1 \quad (2.3.50)$$

$$B_2 = 0 \quad (2.3.51)$$

ve

$$C_2 = C_1 \quad (2.3.52)$$

Ortalama matris ve vektörleri hesaplırsak,

$$A = A_1 \quad (2.3.53)$$

$$B = B_1 D$$

ve

$$C = C_1 \quad (2.3.54)$$

bulunur. Pratikte,

$$R \gg r_C + r_L \quad (2.3.55)$$

Buna göre ortalama A matrisi ve C vektörünü basitleştirirsek,

$$A = A_1 = A_2 = \begin{bmatrix} \frac{r_c + r_L}{-L} & \frac{-1}{L} \\ \frac{1}{C} & \frac{-1}{RC} \end{bmatrix} \quad (2.3.56)$$

$$C = C_1 = C_2 = [r_c \quad 1] \quad (2.3.57)$$

ve

$$B = B_1 D = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} D \quad (2.3.58)$$

(2.3.32), (2.3.56), (2.3.57)' den,

$$\frac{V_o}{V_d} = -[r_c \quad 1] \begin{bmatrix} \frac{r_c + r_L}{-L} & \frac{-1}{L} \\ \frac{1}{C} & \frac{-1}{RC} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} D \quad (2.3.59)$$

$$\frac{V_o}{V_d} = D \cdot \frac{R + r_c}{R + r_c + r_L} \quad (2.3.60)$$

(2.3.36)' dan $T_p(s) = \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)}$ hesaplanırsa,

$$\frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)} = [r_c \quad 1] \left[s \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{r_c + r_L}{-L} & \frac{-1}{L} \\ \frac{1}{C} & \frac{-1}{RC} \end{bmatrix} \right]^{-1} \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_d \quad (2.3.61)$$

$$T_p(s) = \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)} = V_d \cdot \frac{sRCr_c + R + r_c}{s^2RLC + s(L + CRr_L + CRr_c) + R + r_L + r_c} \quad (2.3.62)$$

sadeleştirilip düzenlenirse,

$$T_p(s) = \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)} = V_d \cdot \frac{1}{LC} \cdot \left[\frac{1 + sr_c C}{s^2 + s(1 + \frac{1}{RC} + \frac{r_c + r_L}{L}) + \frac{1}{LC}} \right] \quad (2.3.63)$$

bulunur. [5]

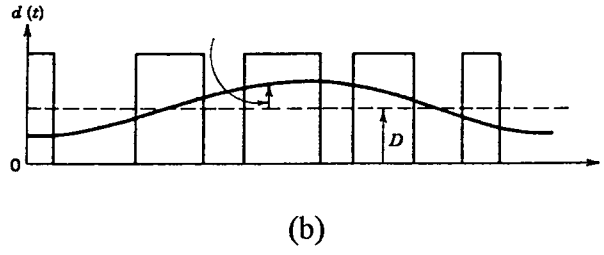
2.3.3. $\tilde{d}(s) / \tilde{v}_c(s)$ Transfer Fonksiyonunun Oluşturulması

Darbe genişlik modülatörü yapısında hata kuvvetlendiricisi çıkışı kontrol gerilimi $v_c(t)$ testeredişi dalga ile karşılaştırılır. Bu kontrol gerilimi $v_c(t)$ dc ve küçük bir ac bileşen içerir.

$$v_c(t) = V_c + \tilde{v}_c(t) \quad (2.3.64)$$

Burada $v_c(t)$ değişimi 0 ve $\hat{V}_r$ arasındadır. $v_c(t)$ w frekansında kontrol gerilimindeki sinüzoidal ac bileşendir. Bu ac bileşen şebeke geriliminin doğrultulmasına rağmen dc gerilim üzerinde varolan 100Hz' lik dalgalanmadan kaynaklanmaktadır. Çünkü girişte bir dalgalanma olduğunda sistem çıkış gerilimini sabit tutabilmek için D 'yi değiştirecektir. Dolayısıyla da giriş gerilimindeki değişim çıkışa aktarılır örnek gerilim işareti çıkıştan alındığından bu değişim aynı zamanda $v_c(t)$ üzerinde görülecektir. Burada w frekansı anahtarlama frekansı w_s ' ten çok küçüktür. Kontrol gerilimindeki bu ac bileşen aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

(a)



Şekil 2.33. Darbe genişlik modülatörü

$$v_c(t) = a \cdot \sin(\omega t - \phi) \quad (2.3.65)$$

Şekil 2.33b' deki anahtar darbe oranı,

$$d(t) = \begin{cases} 1 & v_c(t) \geq v_r(t) \\ 0 & v_c(t) < v_r(t) \end{cases} \quad (2.3.66)$$

şeklindedir. $d(t)$ ' yi fourier serisine açarsak,

$$d(t) = \frac{V_c}{\hat{V}_r} + \frac{a}{\hat{V}_r} \sin(\omega t - \phi) + \text{diğer yüksek frekans bileşenleri} \quad (2.3.67)$$

$d(t)$ ' nin yüksek frekans bileşenlerinden kaynaklanan v_o çıkış gerilimindeki yüksek frekans bileşenleri çıkıştaki alçak geçiren filtreden dolayı elimine edilir. Bundan dolayı $d(t)$ ' nin fourier serisindeki yüksek frekans bileşenleri ihmal edilebilir. $d(t)$ ac ve dc bileşen içerir.

$$d(t) = D + \tilde{d}(t) \quad (2.3.68)$$

buradan ,

$$D = \frac{V_c}{\hat{V}_r} \quad (2.3.69)$$

ve

$$\tilde{d}(t) = \frac{a}{\hat{V}_r} \sin(\omega t - \phi) \quad (2.3.70)$$

bulunur. Transfer fonksiyonu (2.3.65) ve (2.3.70)' ten,

$$T_m(s) = \frac{\tilde{d}(s)}{\tilde{v}_c(s)} = \frac{1}{\hat{V}_r} \quad (2.3.71)$$

bulunur. Transfer fonksiyonunda herhangi bir zaman gecikmesi bulunmamaktadır. Sonuç olarak v_o ile v_c arasındaki transfer fonksiyonunu oluşturursak,

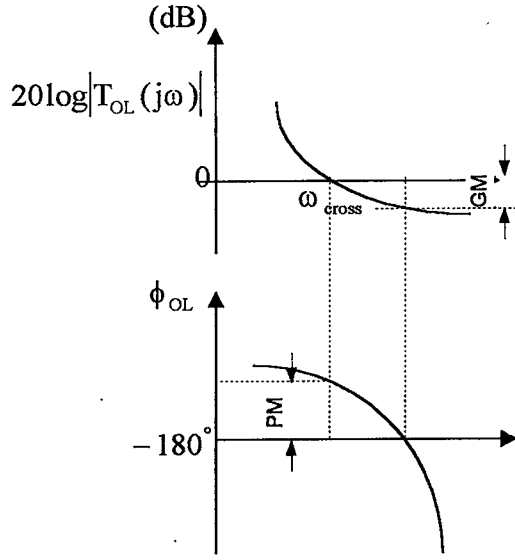
$$T_1(s) = \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{v}_c(s)} = \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)} \cdot \frac{\tilde{d}(s)}{\tilde{v}_c(s)} = T_p(s) \cdot T_m(s) \quad (2.3.72)$$

bulunur.

2.3.4. Darbe Genişlik Modülatörü Darbe Oranından Faydalanarak Geribesleme Sistem Kompanzasyonu

Şekil 2.31b' de gösterilen anahtarlamalı güç kaynağı blok yapısında açık çevrim transfer fonksiyonu,

$$T_{OL}(s) = T_1(s) \cdot T_c(s) \quad (2.3.73)$$



Şekil 2.34. Kazanç ve faz marjı

Verilen bir $T_1(s)$ için $T_c(s)$ kompanzasyon devresi transfer fonksiyonu öyle düzenlenmelidir ki $T_{OL}(s)$ güç kaynağından beklenen performans ihtiyaçlarını karşılasın. $T_{OL}(s)$ ' nin bazı istenen karakteristikleri şöyle sıralanabilir:

1. Güç kaynağı çıkışındaki kararlı hal hatasını minimum yapmak için düşük frekanslardaki kazanç yüksek olmalıdır.

2. Geçiş frekansı ω_{cross} , $T_{OL}(s)$ ' nin kazancının şekil 2.34' te gösterildiği gibi 0 dB' e düştüğü frekanstır. Bu geçiş frekansı olabildiğince yüksek olmalıdır; fakat yaklaşık olarak anahtarlama frekansının altında bir değer olmalıdır ki böylece güç kaynağının ani bir yük değişikliği gibi geçici hallere hızlı cevap vermesi sağlanmış olur.

3. Faz marjı şekil 2.35' ten,

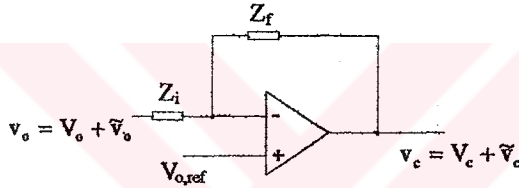
$$PM = \phi_{OL} + 180^\circ \quad (2.3.74)$$

olarak tanımlanır. Burada ϕ_{OL} , $T_{OL}(s)$ ' in geçiş frekansındaki fazıdır ve negatiftir. Faz marjı PM pozitif olması gereken bir değerdir ki yükte veya giriş gerilimindeki ani değişimlere çıkış geriliminin geçici cevabını belirler. Faz marjının 45° ile 60° arasında olması istenir.

Genel olarak kullanılan hata kuvvetlendirici yapısı şekil 2.35' te görülmektedir. Girişlerden birisi kuvvetlendiriciye, çeviricinin v_o çıkış geriliminden gelir, diğeri ise v_o çıkış geriliminin referans gerilimi $V_{o,ref}$ ' tir. Kompanze edilmiş hata kuvvetlendirici çıkışında kontrol gerilimi v_c oluşur. Gerilim transfer fonksiyonunu hesaplırsak,

$$-Z_i \cdot \tilde{v}_o(s) - Z_f \cdot \tilde{v}_c(s) = 0 \quad (2.3.75)$$

$$\frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{v}_c(s)} = -\frac{Z_f(s)}{Z_i(s)} = -T_c(s) \quad (2.3.76)$$



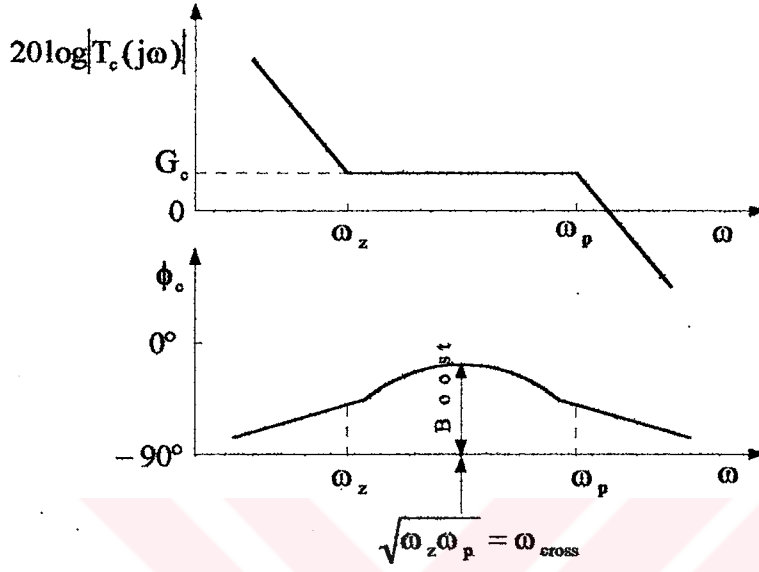
Şekil 2.35. Genel kompanze edilmiş hata kuvvetlendirici devresi

Orijindeki kutba ek olarak $T_c(s)$ ' in seçiminde bir kutup-sıfır çifti oluşturulur. Buna göre $T_c(s)$ ' in formu,

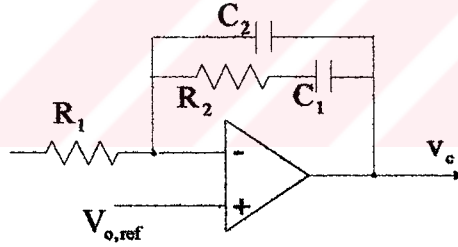
$$T_c(s) = \frac{A \cdot (s + \omega_z)}{s \cdot (s + \omega_p)} \quad (2.3.77)$$

şeklinde olacaktır. Burada A pozitifdir ve $\omega_z < \omega_p$ ' dir. (2.3.77)' deki denklemde orijindeki kutuptan dolayı $T_c(s)$ ' in fazı şekil 2.37a' da gösterildiği gibi -90° ile başlar. Sıfırın varlığı faz açısının yükselmesine yani -90° den daha büyük bir değer almasına neden olur. En sonunda ω_p ' nin fazı nedeniyle tekrar $T_c(s)$ ' in fazı -90° ye iner. (2.3.77)' deki parametreler öyle seçilebilir ki $T_c(s)$ deki minimum faz gecikmesi $T_{OL}(s)$ ' in geçiş

frekansında oluşur. (2.3.77)' deki transfer fonksiyonu şekil 2.36b' deki devre ile gerçekleştirilebilir.



(a)



(b)

Şekil 2.36. Kompanze edilmiş hata kuvvetlendirici devresi (a) bode ve faz diyagramları (b) devre yapısı

Devreyi analiz edersek;

$$Z_i = \frac{1}{R_1} \quad (2.3.78)$$

$$Z_f = \frac{\frac{1}{sC_2} \left(R_2 + \frac{1}{sC_1} \right)}{\frac{1}{sC_2} + \left(R_2 + \frac{1}{sC_1} \right)} \quad (2.3.79)$$

$$Z_f = \frac{(1 + sC_1R_2)}{s(sC_1C_2R_2 + C_1 + C_2)} \quad (2.3.80)$$

(2.3.78) ve (2.3.80)' den,

$$T_c(s) = \frac{Z_f}{Z_i} = \frac{(1 + sC_1R_2)}{s(sC_1C_2R_2 + C_1 + C_2)} R_1 \quad (2.3.81)$$

(2.3.81) eşitliğini düzenlersek,

$$T_c(s) = \frac{1}{R_1C_2} \cdot \frac{s + \frac{1}{C_1R_2}}{s \left(s + \frac{C_1 + C_2}{C_1C_2R_2} \right)} \quad (2.3.82)$$

(2.3.76), (2.3.77) ve (2.3.82)' den,

$$\omega_z = \frac{1}{C_1R_2} \quad (2.3.83)$$

$$\omega_p = \frac{C_1 + C_2}{C_1C_2R_2} \quad (2.3.84)$$

bulunur.

Yukarıda bulunan parametrelerin hesabını K faktörü yaklaşımına göre adım adım hesaplayabiliriz. Bu prosedüre göre ilk adım olarak geçiş frekansı ($|T_{OL}(s)|$ 'in 0 dB' e eşit olduğu frekans) seçilmelidir. Bu geçiş frekansı aynı zamanda şekil 2.36a' daki frekansı da belirler. Burada transfer fonksiyonu $T_c(s)$ ' de minimum faz gecikmesi meydana gelir. K faktörü kullanılarak $T_c(s)$ ' de bulunan ω_z ve ω_p ,

$$\omega_z = \omega_{cross} / K \quad (2.3.85)$$

ve

$$\omega_p = \omega_{\text{cross}} \cdot K \quad (2.3.86)$$

şeklinde tanımlanır.

ω_z ' in etkisiyle faz açısı -90° den daha büyük bir değere (boost) yükselmektedir.

K katsayısı ile bu tepe faz açısı arasında (2.3.87)' de verilen ilişki kurulmuştur.

$$K = \tan\left(45^\circ + \frac{\text{Boost}}{2}\right) \quad (2.3.87)$$

Buradan diğer adımda faz marjı (PM) hesaplanır ve böylece geçiş frekansında kompanzasyon devresinin ihtiyaç duyulan boost değerinden K değeri hesaplanır. Faz marjı,

$$\text{PM} = 180^\circ + \phi_1 + \phi_c \quad (2.3.88)$$

şeklindedir. Burada ϕ_c , geçiş frekansında $T_c(s)$ ' in faz açısıdır. (2.3.72)' den,

$$\phi_1 = \phi_p(s) + \phi_m(s) \quad (2.3.89)$$

olarak bulunur. Burada ϕ_1 , $T_1(s)$ ' in faz açısıdır. $\phi_p(s)$, güç katı $T_p(s)$ ' in faz açısıdır ve $\phi_m(s)$, modülatör $T_m(s)$ ' in faz açısıdır.

Şekil 2.36' deki $T_c(s)$ ' in faz diyagramından görüleceği gibi,

$$\phi_c = -90^\circ + \text{Boost} \quad (2.3.90)$$

ve buradan,

$$\text{Boost} = \text{PM} - \phi_1 - 90^\circ \quad (2.3.91)$$

bulunur.

Buradan PM (genellikle 45° ile 60° aralığında) seçilir ve boost değeri hesaplanır. ϕ_1 geçiş frekansındaki faz gecikmesi $\tilde{v}_o(s)/\tilde{d}(s)$ transfer fonksiyonundan çıkartılır. Boost bulunduktan sonra K değeri hesaplanabilir.

Prosedürün diğer adımında, tamamlanmış açık çevrim kazancı $G_{OL}=1$ değerini seçilmiş olan geçiş frekansında sağlamalıdır. (2.3.73)' ten kompanzasyon devresinin kazancı G_c olmak üzere geçiş frekansında,

$$G_c = \frac{1}{G_1} \quad (2.3.92)$$

bulunur. Burada G_1 , transfer fonksiyonu $T_1(s)=T_p(s).T_m(s)$ ' in geçiş frekansındaki $(|T_1(j\omega_{cross})|)$ genliğidir. Buradan $\omega = \omega_{cross}$ ' ta,

$$G_c = \frac{1}{KC_2 R_1 \omega_{cross}} = \frac{1}{G_1} \quad (2.3.93)$$

R_1 direnç değeri keyfi olarak seçilir.

$$C_2 = \frac{G_1}{KR_1 \omega_{cross}} \quad (2.3.94)$$

$$C_1 = C_2 (K^2 - 1) \quad (2.3.95)$$

ve

$$R_2 = \frac{K}{C_1 \omega_{cross}} \quad (2.3.96)$$

bulunur. [5]

3. DEVRE TASARIMI

Tasarlanacak olan güç kaynağının özellikleri:

Giriş gerilimi (V_i) AC 220 V + %10, - %15

Çıkışlar: $V_{o1}=5V$, $I_{omax}=20A$, $I_{omin}=4A$

$V_{o2}=12V$, $I_{omax}=7A$, $I_{omin}=2A$

$V_{o3}=-5V$, $I_{omax}=0.5A$, $I_{omin}=0.25$

$V_{o4}=-12V$, $I_{omax}=0.5A$, $I_{omin}=0.25$

Yük regülasyonu: %1

Çıkış gerilimi dalgalanması: $\Delta V_o \leq 100mV$

Anahtarlama frekansı $f_s=60kHz$ olarak seçilmiştir.

Farklı çevirici yapılarının birbirlerine göre avantaj ve dezavantajları aşağıdaki tabloda gösterilmiştir.

	Flyback	Forward	Push-Pull
Devre basitliği	+	0	-
Eleman sayısı	+	0	-
Sürücü devre	+	0	-
Çıkış dalgalanması	-	0	+
Şok hacmi	-	0	+
Transformatör hacmi	-	0	+
Ana izolasyon	+	-	+
Yüksek güç	-	0	+
Yüksek gerilim	+	0	0
Birden fazla çıkış	+	0	0

Tablo.1 Farklı çevirici yapılarının birbirlerine göre avantajları ve dezavantajları [9]

+ : Tercih edilen 0 : Ortalama - : Tercih edilmeyen

Tasarlanacak olan yapıda ani yük değişimi olmayacağından, yüksek çıkış gücü gerektiğinden ve çıkış gerilimindeki dalgalanmanın az olması gerektiğinden yapı olarak push-pull çevirici yapısı tercih edilmiştir. Birden fazla çıkış olması durumunda tercih edilen yapı flyback çevirici yapısı olmasına rağmen, bu yapının çıkış dalgalanması yüksek ve yüksek güçler için tercih edilmeyen bir yapıdır.

Sistem blok olarak şekil 2.2' de gösterildiği gibidir.

3.1.Doğrultucu Katı

Çıkıştan çekilen gücü hesaplırsak,

$$P_{\text{omax}} = 5 \times 20 + 12 \times 7 + 5 \times 0.5 + 12 \times 0.5 = 192 \text{ W} \approx 200 \text{ W}$$

bulunur.

Verimi %75 kabul edersek,

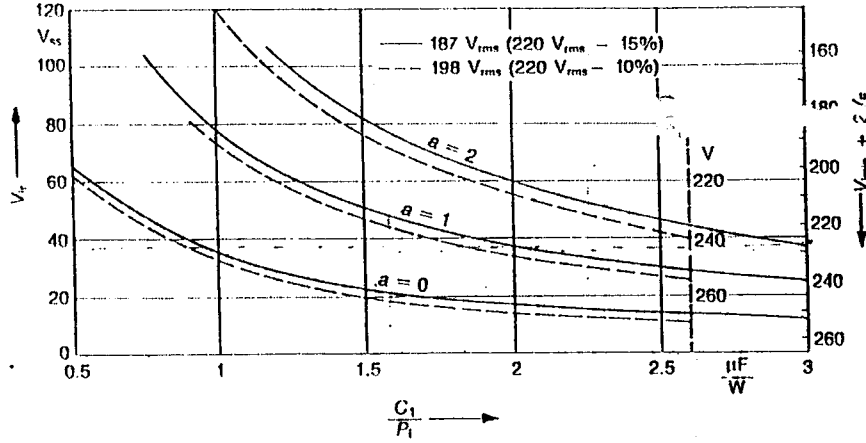
$$P_i = 200 / 0.75 = 264 \text{ W}$$

Girişte kullanılacak doğrultucu kondansatörünün değeri ortalama olarak $C_i/P_i = (1.5\mu\text{F} - 2\mu\text{F})$ tan, [6]

$$C_i = (1.5\mu\text{F} - 2\mu\text{F}) \times 264 = 396\mu\text{F} - 528\mu\text{F}$$

İki kondansatör veya paralel bağlayarak ikiden fazla kondansatör kullanılabilir ve herbir yarı üzerine maksimum 170V düşeceğinden ihtiyaç duyulan kondansatör 400-500 μF /200-250V olmalıdır. Kondansatör değeri olarak iki adet 820 μF /200V(C3, C4) seçilmiştir. Kondansatörlere paralel olarak R2(22k Ω) ve R3(22k Ω) paralel bağlanarak herbir kondansatör üzerine eşit gerilim düşmesi sağlanmış olur. Giriş gücü $P_i = 264 \text{ W}$ olduğundan,

$$\frac{C_i}{P_i} = \frac{410\mu\text{F}}{264 \text{ W}} = 1.55\mu\text{F} / \text{W}$$



Şekil 3.1. Giriş kondansatörü C_i ' nin, giriş gücü P_i ' ye bağlı olarak gerilim dalgalanması V_r ve giriş gerilimi V_{imin} ile değişimi, [6]

Şekil 3.1' den $1.55 \mu F$ ' a karşılık gelen minimum giriş gerilimi ve dalgalanma gerilim değerleri,

$$V_{ir}=45V$$

$$V_{imin}+2V_F=218V \text{ ve } V_{imin}=216V$$

V_F : Diyot eşik gerilimi

Ortalama giriş akımını hesaplırsak,

$$I_{iAV} = \frac{P_i}{\hat{V}_a - 0.5V_r} \quad (3.1)$$

$$I_{iAV} = \frac{264}{187 \times \sqrt{2} - 0.5 \times 45} \cong 1.09A$$

bulunur.

Diyot akımı form faktörü [6]' dan,

$$k_{FD} = \frac{I_{Frms}}{I_{FAV}} = \frac{1}{X} \sqrt{\pi \left(\frac{\pi}{2} - \sin^{-1}(1-X) - (1-X)\sqrt{2X-X^2} \right)} \quad (3.2)$$

$$X = \frac{V_{ir}}{\hat{V}_a} \quad (3.3)$$

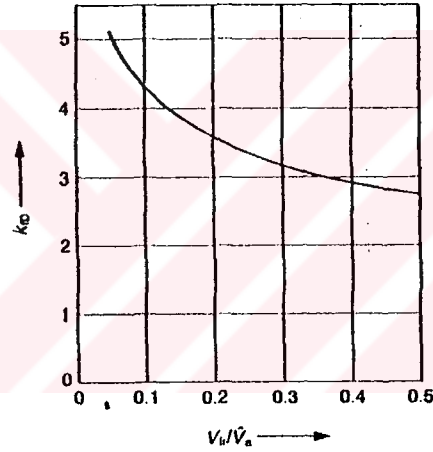
I_{Frms} : Doğrultucu diyot üzerinden akan efektif akım

I_{FAV} : Doğrultucu diyot üzerinden akan ortalama akım

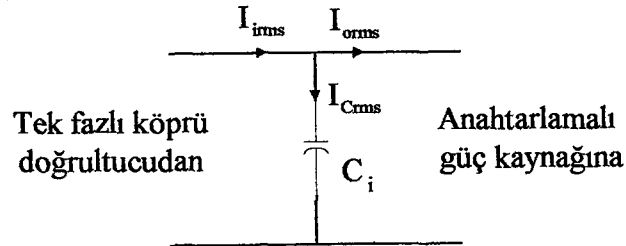
$\hat{V}_a$: Minimum giriş gerilimi tepe değeri

olarak verilmiştir.

(3.2)' den diyot akımı form faktörü k_{FD} ' nin X ile değişimi şekil 3.2' de verilmiştir.



Şekil 3.2. (3.2)' den diyot akımı form faktörünün $X = \frac{V_{ir}}{\hat{V}_a}$ ile değişimi, [6]



Şekil 3.3

Kondansatör üzerinden akan efektif akım,

$$I_{C rms} = I_{iAV} \sqrt{0.5k_D^2 + k_F^2 - 2} \quad (3.4)$$

k_F : Çevirici giriş akımı form faktörü (k_F ' nin pratikteki değeri $1.3 < k_F < 1.7$)

Girişten çekilen efektif akım,

$$I_{irms} = I_{iAV} \frac{k_D}{\sqrt{2}} \quad (3.5)$$

$$\frac{V_R}{\hat{V}_a} = \frac{45}{265} = 0.17$$

olarak bulunur. Şekil 3.2' den 0.17 değerine karşılık gelen, diyot akımı form faktörü $k_{Fd}=3.7$ bulundu. Ortalama olarak $k_F=1.5$ alırsak, (3.4) ve (3.5)' ten;

$$I_{C rms} = 1.09 \sqrt{0.5 \times 3.7^2 + 1.5^2 - 2} = 2.9A$$

$$I_{irms} = 1.09 \times \frac{3.7}{\sqrt{2}} = 2.85A$$

Sigorta olarak 3.5A' lik normal sigorta seçilmiştir. (F1)

Köprü diyot olarak $I_{FAV} > 1.09A$ ve $V_{RRMS} \geq 250V$ olan bir köprü diyot seçilir. (D1)

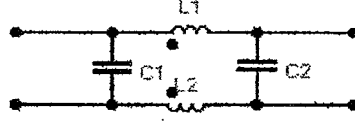
Başlangıçta kondansatörde yük olmadığından kısa devre gibidir. Bundan dolayı çok yüksek şarj akımı akar. Bu akımın kondansatöre zarar vermemesi için girişe seri bir direnç bağlanarak bu akım sınırlanır. Bu direncin değeri yaklaşık olarak [6],

$$R_i \geq \frac{\hat{V}_{a \max}}{50 - 100A} \Omega \quad (3.6)$$

$$R_i \geq \frac{220 \times \sqrt{2} \times 1.1}{50 - 100} \geq 3.4 - 6.8 \Omega$$

$R_i = 4.7 \Omega$ NTC seçilmiştir. (R1)

Sistemin girişinde kullanılan alçak geçiren filtre için değerleri $L_1=L_2= 4\text{mH}$, $C_1=C_2=0.1\mu\text{F}$ olan elemanlar kullanılmıştır.



Şekil 3.4 Alçak geçiren filtre

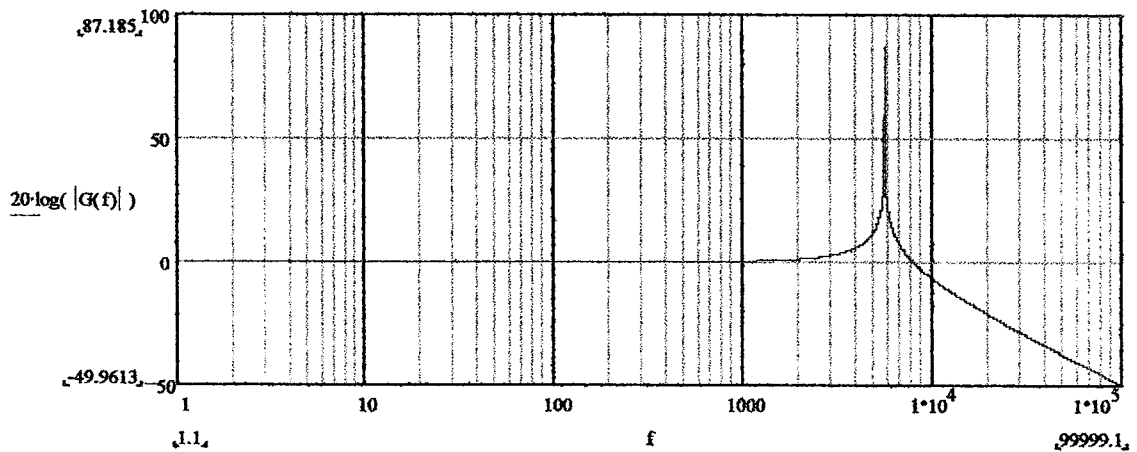
Alçak geçiren filtrenin giriş ve çıkış uçları arasındaki gerilim transfer fonksiyonuna $G(s)$ dersek,

$$G(s) = \frac{1}{sC_2} \cdot \frac{1}{\frac{1}{sC_2} + sL_1 + sL_2} = \frac{1}{s^2 + \frac{1}{2LC}}$$

Köşe frekansı,

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{0.1 \times 10^{-6} \times 4 \times 10^{-3}}} = 5.6\text{kHz}$$

bulunur. Filtrenin kazanç diyagramı aşağıda gösterilmiştir.

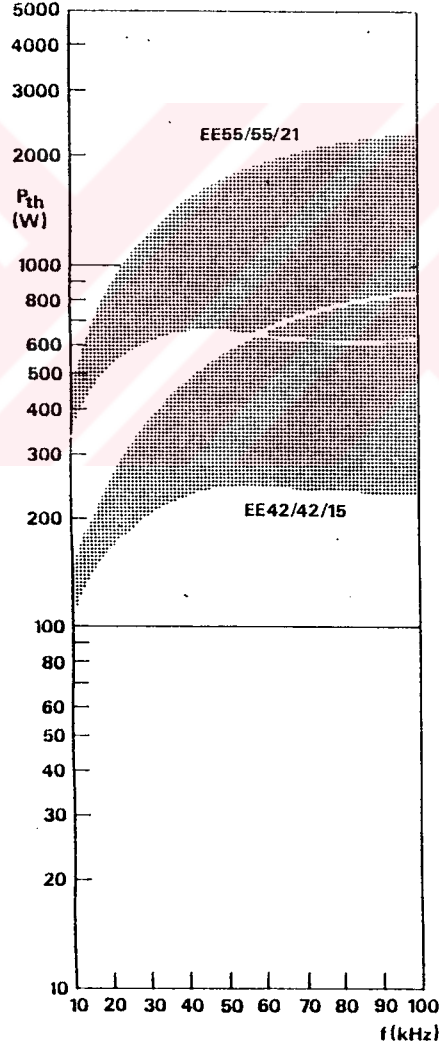


Şekil 3.5. Alçak geçiren filtrenin gerilim transfer fonksiyonu kazanç eğrisi

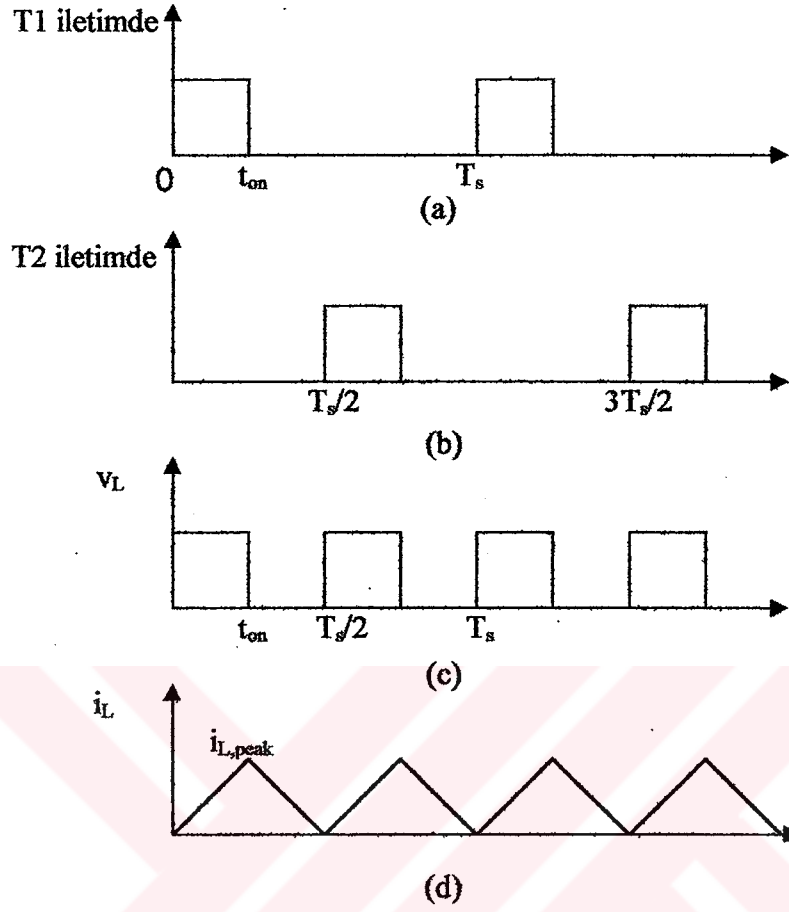
3.2. Transformatörün(TR1) Nüvesinin Seçimi ve Sarım Sayılarının Hesabı

Katalogdan (Şekil 3.6) 60kHz' de çalışacak 200W' lık transformatör nüvesi olarak E42/15 (3C8) seçildi. Katalog bilgileri,

Efektif magnetik yol uzunluğu	$l_e=97\text{mm}$
Efektif kesit alanı	$A_e=182\text{mm}^2$
Efektif nüve hacmi	$V_e=17600\text{mm}^3$
Ortalama sarım uzunluğu	$l_N=93\text{mm}$
Maksimum kullanılabilir sargı alanı	$A_N=157\text{mm}^2$
Birim endüktans faktörü	$A_L=6000-9000\text{nH}$



Şekil 3.6 E42/15 nüvenin farklı anahtarlama frekanslarında verebileceği güç [9]



Şekil 3.7 Push-pull yapıda kararlı halde akım ve gerilim dalga şekilleri

Bobin üzerindeki gerilimin bir periyot boyunca integralini alırsak,

$$\int_0^{t_{on}} (V_s - V_o) dt + \int_{t_{on}}^{T_s/2} (-V_o) dt = 0 \quad (3.7)$$

$$(V_s - V_o)t_{on} - V_o\left(\frac{T_s}{2} - t_{on}\right) = 0 \quad (3.8)$$

$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{2t_{on}}{T_s} \quad (3.9)$$

$$\frac{t_{on}}{T_s} = D \quad (3.10)$$

$$\frac{V_o}{V_s} = 2D \quad (3.11)$$

Çıkış gerilimi V_o ile primer giriş gerilimi V_p arasında,

$$V_o = 2DnV_p \quad (3.12)$$

bağıntısı vardır. Yarım köprü yapı kullanıldığından $V_p = V_i/2$ ' dir.Buradan,

$$V_o = DnV_i \quad (3.13)$$

bulunur(Forward çevirici gerilim transfer fonksiyonu ile aynı). Burada V_i iki seri kondansatör üzerindeki toplam gerilimdir. Daha önceki analizlerde diyot eşik gerilimi ve bobin üzerine düşen gerilimler ihmal edilmişti. Bu gerilimlerin etkisini hesaba katarsak;

$$V_o^* = V_o + V_F + V_{LS} \quad (V_F=0.8, V_{LS}=0.5) \quad (3.14)$$

(3.13)' ten,

$$n = \frac{V_o}{D \cdot V_i} \quad (3.15)$$

$$n = \frac{N_s}{N_p} = \frac{V_{o\max} + V_F + V_{LS}}{D_{\max} \cdot V_{i\min}^*} \quad (3.16)$$

$$V_{i\min}^*: \text{Efektif minimum giriş gerilimi} = V_{i\min} - V_{DS} - V_{LP} \quad (3.17)$$

$$V_{i\min}^* = 218 - 2 - 2 = 214$$

$$V_{i\max}^* = 340 - 2 - 2 = 336$$

(3.16)' dan faydalanarak,

$V_{o1} = 5V$ için,

$$n_1 = \frac{5 + 0.8 + 0.5}{0.4 \times 214} = 0.0735$$

bulunur. Sekonder sarım sayısı için [6]'dan,

$$N_s \geq \frac{D_{\max} \cdot V_{p\max} \cdot n \cdot 10^4}{f \cdot A_o \cdot 2\hat{B}} \quad (3.18)$$

buradan,

$$N_{s1} \geq \frac{0.4 \times 190 \times 0.0735 \times 10^4}{60 \times 10^3 \times 1.82 \times 2 \times 150 \times 10^{-3}}$$

$$N_{s1} \geq 1.69$$

$$N_{s1}=2$$

seçildi. Buradan primer sarım sayısı,

$$N_p = \frac{2}{0.0735} = 27.2$$

$$N_p=26$$

seçildi.

$V_{o2}=12V$ için,

$$n_2 = \frac{12 + 0.8 + 0.5}{0.4 \times 214} = 0.1553$$

$$N_{s2} \geq \frac{0.4 \times 190 \times 0.1553 \times 10^4}{60 \times 10^3 \times 1.82 \times 2 \times 150 \times 10^{-3}}$$

$$N_{s2} \geq 3.6$$

$$N_{s2}=4$$

Transformatörün primer sargısının endüktansını hesaplırsak,

$$L = N^2 A_L \quad (3.19)$$

A_L : Birim endüktans faktörü

N : Sarım sayısı

$$L_p = 26^2 \times 9 \times 10^{-6} = 6\text{mH}$$

Mıknatıslama akımını hesaplarsak,

$$I_m = \frac{V_{pmax}}{L_p} t_{on} = \frac{V_{pmax} D}{L_p f} \quad (3.20)$$

$$I_m = \frac{190 \times 0.24}{6 \times 10^{-3} \times 60 \times 10^3} = 0.127\text{A}$$

Primerden akan maksimum akımı hesaplarsak,

$$I_{pmax} = (I_{o1} + I_{o1min}) \frac{N_{s1}}{N_p} + (I_{o2} + I_{o2min}) \frac{N_{s2}}{N_p} + I_m \quad (3.21)$$

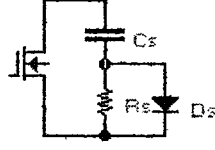
$$I_{pmax} = (20 + 4) \frac{2}{26} + (7 + 2) \frac{4}{26} + 0.13$$

$$I_{pmax} = 3.36\text{ A}$$

Buna göre I_D akımı en az 4A ve V_{DS} gerilimi en az 400V olan anahtarlama elemanı seçilmelidir. Bunun için IRF840(T1, T2) seçilmiştir. ($I_D=8\text{A}$, $V_{BDS}=500\text{V}$, $r_{DS}=0.85\Omega$)

Anahtar kesime giderken kaçak endüktanslar üzerindeki enerjinin, mosfete zarar verebilecek gerilim pikleri oluşturmaması için snubber elemanları üzerinde harcanmalıdır.

Mosfet iletimden kesime geçerken, $V_L = L \frac{di_L}{dt}$ bağıntısından görüldüğü üzere kesime geçme süresi çok kısa olduğundan V_L değeri çok yüksek değerlere ulaşabilir. Bu gerilim mosfetin V_{BDS} geriliminden küçük olacak şekilde snubber elemanları ile sınırlanır. Snubber devre elemanlarını hesaplarsak,[1]



Şekil 3.8 RCD snubber devresi

$$C_s \geq \frac{I_{p\max} \cdot t_f}{2V_{DS}} \quad (3.22)$$

t_f : Mosfetin kesime geçme süresi

$$C_s \geq \frac{3.36 \times 0.1 \times 10^{-6}}{2 \times 250} \geq 0.67 \text{ nF}$$

$C_s=1\text{nF}$ seçildi. (C5, C6)

Kondansatör üzerindeki enerji, anahtar iletimdeyken; anahtar kesime gitmeden önce direnç ve mosfet üzerinden boşaltılmalıdır. Buna göre zaman sabiti minumum iletim süresinden daha kısa olmalıdır. Buna göre R_s direncinin değeri,

$$R_s \leq \frac{D_{\min} T_s}{4C_s} \quad (3.23)$$

$$R_s \leq \frac{0.24 \times 16.7 \times 10^{-6}}{4 \times 1 \times 10^{-9}} \leq 1002 \Omega$$

$$P_{Rs} = 0.5 \cdot C_s (2V_{i\max})^2 f_s \quad (3.24)$$

$$P_{Rs} = 0.5 \times 1 \times 10^{-9} \times (2 \times 170)^2 \times 60 \times 10^3 = 3.5 \text{ W}$$

$R_s=1\text{k}\Omega/5\text{W}$ seçildi. (R22, R25)

Diyot olarak (D_s) $V_R \geq 400\text{V}$ ve $I_{FAV}=4\text{A}$ ' lik hızlı bir diyot seçildi. (D10, D11)

Mosfet üzerinde harcanan gücü hesaplırsak,[6]

Mosfet iletimdeyken üzerinde harcanan güç,

$$P_{Ti} = I_{p\max}^2 r_{DS} D_{\max} \quad (3.25)$$

$$P_{Ti} = 3.36^2 \times 0.85 \times 0.4 = 3.84W$$

Mosfet iletime geçerken üzerinde harcanan güç,

$$P_{Ton} = V_{i\max} I_{p\max} (t_r / 2) f_s \quad (3.26)$$

$$P_{Ton} = 170 \times 3.36 \times 0.5 \times 0.1 \times 10^{-6} \times 60 \times 10^3 = 1.68W$$

Mosfet kesime giderken üzerinde harcanan güç,

$$P_{Toff} = \frac{I_{p\max}^2 t_f^2}{24C_s} f_s \quad (3.27)$$

$$P_{Toff} = \frac{3.36^2 \times (0.1 \times 10^{-6})^2}{24 \times 1 \times 10^{-9}} \times 60 \times 10^3 = 0.27W$$

Mosfet üzerinde harcanan toplam güç,

$$P_T = 3.84 + 1.68 + 0.27 = 5.8W$$

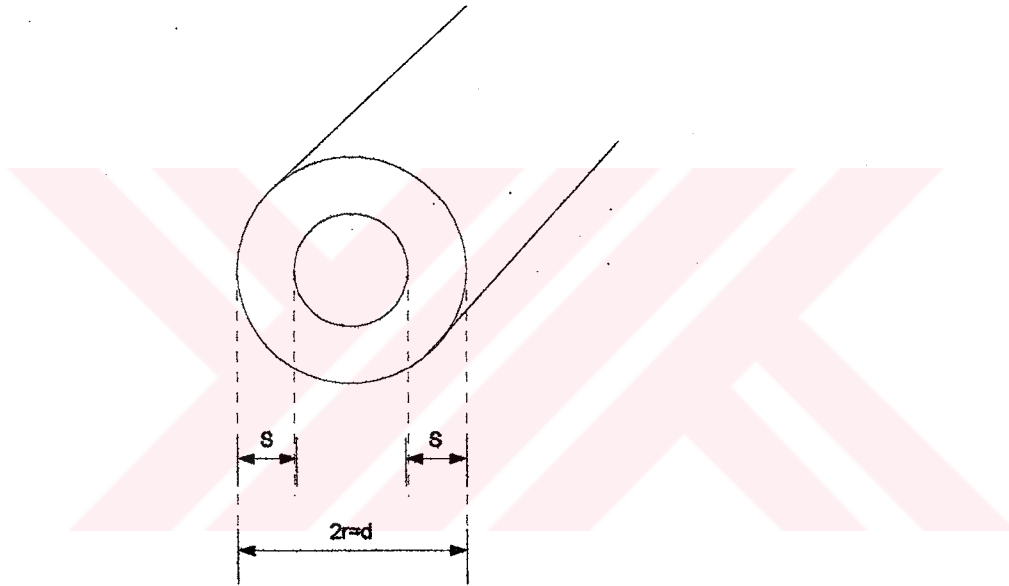
Başlangıçta TR1 trafosunda oluşabilecek dc mıknatıslamaya ve kullanılacak anahtarlama elemanlarındaki asimetriklikten (yani kullanılacak mosfetler tıpatıp birbirinin aynısı olmayacağı için anahtarlama karakteristikleri de biraz farklılık gösterecektir) yükte adım değişimleri olacaktır. Bu durumlara engel olmak için primer sarımlarına seri olarak C_{bal} kondansatörü yerleştirilir. Kondansatör üzerine düşecek olan gerilim, direkt uygulanan gerilimin $(V_p/2) \%10'$ u mertebesinde olmalıdır. C_{bal} kondansatörünün değeri aşağıdaki formül ile hesaplanabilir.[6]

$$C_{bal} \leq \frac{I_{p\max} \cdot D_{\max}}{\Delta V \cdot f_s} \quad (3.28)$$

$$C_{bal} \leq \frac{3.36 \times 0.4}{20 \times 60 \times 10^3} \leq 1.12 \mu F$$

$C_{bal} = 1 \mu F / 400V$ seçildi. (C8)

3.2.1. Sargı Kalınlıkları



Şekil 3.9 AC akımın bir iletken üzerinden aktığı S kalınlığı [1]

Şekil 3.7' de görülen iletkenin dc akım homojen olarak tüm yüzeyden akar ancak akım, frekans arttıkça et kalınlığı (akımın %37' sine düştüğü mesafe) adı verilen S bölgesinden akar. Bakır iletken için S' nin frekansla değişimi,

$$S = \frac{66}{\sqrt{f_s [\text{Hz}]}} [\text{mm}] \quad (3.29)$$

şeklindedir. Akımın aktığı bölge frekansla azaldığından direnci de ($R = \rho \frac{1}{A}$) kesit azaldığından artacaktır. Bu değişime ΔR dersek,

$$R_{ac} = R_{dc} + \Delta R = R_{dc} \left(1 + \frac{\Delta R}{R_{dc}} \right) = R_{dc} (1 + F) \quad (3.30)$$

$$\frac{R_{ac}}{R_{dc}} = 1 + F \quad (3.31)$$

Skin effect' in az olması için, $F \leq 0.5$ olmalıdır. Yani ,

$$\frac{R_{ac}}{R_{dc}} \leq 1.5 \quad (3.32)$$

DC akımın aktığı iletken telin direnci tüm kesitten aktığına göre,

$$R_{dc} = \rho \frac{1}{\pi r^2} \quad (3.33)$$

AC akımın aktığı kesitin direnci,

$$R_{ac} = \rho \frac{1}{\pi r^2 - \pi(r-s)^2} \quad (3.34)$$

$$\frac{R_{ac}}{R_{dc}} = \frac{\pi r^2}{\pi r^2 - \pi(r-s)^2} \quad (3.35)$$

$$\frac{R_{ac}}{R_{dc}} = \frac{\left(\frac{r}{s}\right)^2}{\left(\frac{r}{s}\right)^2 - \left(\frac{r}{s} - 1\right)^2} \quad (3.36)$$

$$\frac{\left(\frac{r}{S}\right)^2}{\left(\frac{r}{S}\right)^2 - \left(\frac{r}{S} - 1\right)^2} \leq 1.5 \quad (3.37)$$

$$\frac{r}{S} \leq \frac{1}{\sqrt{3} - 1} \leq 1.366 \quad (3.38)$$

bulunur. [1]

Sargı kalınlıklarını hesaplırsak,

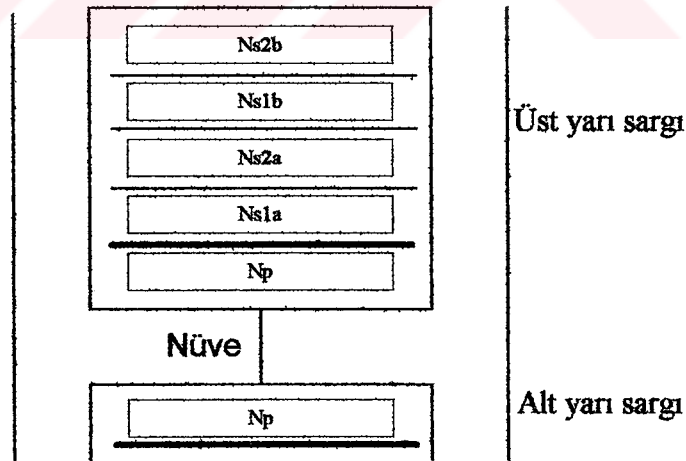
$$S = \frac{66}{\sqrt{60 \times 10^3}} = 0.269 \text{ mm}$$

$$r \leq 1.366 \times 0.269 \leq 0.367 \text{ mm}$$

$$d \leq 0.734 \text{ mm}$$

$d=0.6 \text{ mm}$ tel kullanılmıştır.

Transformatör aşağıdaki sarım şekli ile sarılmıştır.



Şekil 3.10. TR1 transformatörünün sarım biçimi

Sargı yapılırken her sargıdaki akım yoğunluğu $3\text{-}5 \text{ A/mm}^2$ olmalı ve sargılar düzgün olarak karkas üzerine sarılmalıdır. Primer sargısı için üç tel birlikte ($3 \times 0.6 \text{ mm}$)

sarılmıştır. Sargı genişliği 26 mm olduğundan 2×13 olarak iki kat sarılmıştır. Buna göre $13 \times 3 \times 0.6 = 23.4$ mm genişliğinde sargı oluşacaktır. $26 - 23.4 = 2.6/2 = 1.3$ mm primer sargısının iki tarafında boşluk bırakılır. Her kat arasına 0.05 mm yalıtıcı yerleştirilir. Primer ve sekonder arasına 0.6 mm' lik bir yalıtıcı yerleştirilmelidir. $2 \times 0.6 + 2 \times 0.05 = 1.3$ mm ve buradan $8 - 1.3 - 0.6 = 6.1$ mm boşluk kalır. 5V' luk birinci sekonder sargısı (10×0.6 mm) ile ve 12V' luk ikinci sekonder sargısı (4×0.6 mm) ile sarılmıştır. Sekonder sargıları iki kere sarılacağından $4 \times 0.6 + 2 \times 0.05 = 2.5$ mm ve $6.1 - 2.5 = 4.1$ mm boşluk kalır. Sekonder sargıları arasına da 0.5 mm' lik yalıtıcı koyulmalıdır. $4.1 - 1.5 = 2.6$ mm boşluk kalır.

Sargıların kesit alanlarını hesaplırsak,

$$A_p = \frac{3d^2\pi}{4} = \frac{3 \times 0.6^2 \times \pi}{4} = 0.85 \text{ mm}^2 \quad (3.39)$$

$$A_{s1} = \frac{10d^2\pi}{4} = \frac{10 \times 0.6^2 \times \pi}{4} = 2.82 \text{ mm}^2 \quad (3.40)$$

$$A_{s2} = \frac{4d^2\pi}{4} = \frac{4 \times 0.6^2 \times \pi}{4} = 1.13 \text{ mm}^2 \quad (3.41)$$

Primer ve sekonderden akan efektif akımları hesaplırsak,

$$I_{prms} = I_{pmax} \sqrt{2D_{max}} \quad (3.42)$$

$$I_{prms} = 3.36 \times \sqrt{2 \times 0.4} = 3 \text{ A}$$

$$I_{srms} = I_{o max} \sqrt{0.25 + 0.75D_{max}} \quad (3.43)$$

$$I_{s1rms} = 20 \times \sqrt{0.25 + 0.75 \times 0.4} = 14.8 \text{ A}$$

$$I_{s2rms} = 7 \times \sqrt{0.25 + 0.75 \times 0.4} = 5.2 \text{ A}$$

Buradan akım yoğunlukları,

$$J_p = \frac{I_{rms}}{A_p} \quad (3.44)$$

$$J_p = \frac{3}{0.85} = 3.52 \text{ A / mm}^2$$

$$J_{s1} = \frac{14.8}{2.82} = 5.24 \text{ A / mm}^2$$

$$J_{s2} = \frac{5.2}{1.13} = 4.6 \text{ A / mm}^2$$

olarak hesaplanır.

3.3.Sürücü Devrenin Tasarımı

Yapıda mosfet tetiklendiğinden, sürekli bir akıma ihtiyaç duyulmamakta olup sadece mosfetin iletme geçmesi için giriş kapasitesini dolduracak güçte bir darbe transformatörüne ihtiyaç vardır. Bunun için 4-5 W'lık bir güç verebilecek transformatör (TR2, TR3) yeterlidir. Bunun için seçtiğimiz nüve EF20' dir. Çıkış katı ile güç katı farklı gerilim seviyelerinde olduğundan transformatör sayesinde bu iki kat birbirinden yalıtılmıştır. Çıkış katı ile kontrol devresinin aynı gerilim seviyesinde tutulmasının nedeni regülasyonun daha kolay olması içindir.

(3.18)' den primer sarım sayısını hesaplırsak,

$$N_p \geq \frac{15V \times 0.4 \times 10^4}{0.335 \text{ cm}^2 \times 60 \times 10^3 \text{ Hz} \times 0.1T} \geq 29.9$$

$$N_p = 30$$

seçildi. Maksimum primer akımının mosfet (IRF 840) üzerinden akabilmesi için gerekli olan gate-source gerilimi $V_{GSmin}=5.5V$ ' tur. Buna göre sekonder tarafında 10V gerilim olacak şekilde sekonder sarım sayısı;

$$n = \frac{V_s}{V_p} = \frac{10}{15} = \frac{2}{3}$$

$$N_s = \frac{2}{3} \times 30 = 20$$

Primer ve sekonderden akan akım fazla olmadığından $d=0.6\text{mm}$ tel ile sargılar yapılmıştır.

Sürücü transformatörün sekonder tarafında iki transistör darlington bağlanmış olup; mosfet kesime gittiğinde mosfetin giriş kapasitesini çok hızlı boşaltmak dolayısıyla mosfetin kesime gitmesini hızlandırmak içindir.

3.4.Çıkış Katı Elemanlarının Hesaplanması :

3.4.1.Çıkış Endüktanslarının Hesabı

Push-pull çevirici yapısının çıkış katı aşağı doğru çevirici yapısı ile benzerdir. Çıkış gerilimi regülasyondan ötürü sabit olduğundan maksimum giriş geriliminde anahtarın iletim süresi minimum; minimum giriş geriliminde anahtarın iletim süresi maksimumdur. Buna göre (2.1.7)' den;

$$V_o^* = V_{s\max} \cdot D_{\min} = V_{s\min} \cdot D_{\max} \quad (3.45)$$

V_s : Sekonder gerilimi

$$D_{\min} = \frac{V_o^*}{V_{s\max}} = \frac{V_o^* \cdot n}{V_{i\max}} \quad (3.46)$$

Kontrol edilen çıkış $V_{o1}=5\text{ V}$ luk çıkış olduğundan bu çıkışa göre $D_{\min}$ değerini hesaplarsak,

$$D_{\min} = \frac{6.3 \times 13}{336} = 0.24$$

olarak bulunur.

(2.1.9), (3.1.9) ve Şekil 3.5' ten,

$$I_{oB} = \frac{1}{2} i_{L, \text{peak}} = \frac{t_{\text{on}}}{2L} (V_s - V_o)$$

$$I_{oB} = \frac{1}{2} \cdot \frac{\left(\frac{V_o}{2D} - V_o \right)}{L} D T_s \quad (3.47)$$

$$L = \frac{V_o}{2I_{oB}} \cdot \frac{T_s}{2} (1 - 2D) \quad (3.48)$$

Diyot eşik gerilimi ve bobin üzerindeki gerilim düşümünü de hesaba katarsak endüktans değeri,

$$L \geq \frac{V_o^*}{2I_{oB}} \cdot \frac{T_s}{2} (1 - 2D_{\min}) \quad (3.49)$$

bulunur. (3.49)' dan faydalanarak,

$V_{o1} = 5$ V için,

$$V_{o1}^* = 5 + 0.8 + 0.5 = 6.3$$

$$L \geq \frac{6.3}{2 \times 4} \cdot \frac{16.7 \times 10^{-6}}{2} (1 - 2 \times 0.24)$$

$$L \geq 3.42 \mu\text{H} \quad (5 \mu\text{H}) (L3)$$

$V_{o2} = 12$ V için,

$$V_{o2}^* = 12 + 0.8 + 0.5 = 13.3$$

$$L \geq \frac{13.3}{2 \times 2} \cdot \frac{16.7 \times 10^{-6}}{2} (1 - 2 \times 0.24)$$

$$L \geq 14.43 \mu\text{H} \quad (15 \mu\text{H}) \quad (L5)$$

$V_{03} = -5$ V için,

$$V_{o2}^* = 5 + 0.8 + 0.5 = 6.3$$

$$L \geq \frac{6.3}{2 \times 0.25} \cdot \frac{16.7 \times 10^{-6}}{2} (1 - 2 \times 0.24)$$

$$L \geq 54.72 \mu\text{H} \quad (L4)$$

$V_{02} = -12$ V için,

$$V_{o2}^* = 12 + 0.8 + 0.5 = 13.3$$

$$L \geq \frac{13.3}{2 \times 0.25} \cdot \frac{16.7 \times 10^{-6}}{2} (1 - 2 \times 0.24)$$

$$L \geq 115.44 \mu\text{H} \quad (L6)$$

Nüve üzerinde endüklenecek enerjiyi hesaplırsak,

$$\sum I_{L\max}^2 \cdot L = [(20 + 4)^2 \times 3.5 \times 10^{-6}] + [(7 + 2)^2 \times 15 \times 10^{-6}] = 3.23 \text{ mW.s}$$

Bu değerdan faydalanarak katalogdan (şekil 3.11) E42/15 nüve uygun bulunmuştur. Bir miktar toleransla 5J enerjiya karşılık gelen birim endüktans faktörü(A_L) ve hava aralığı (s) şekil 3.11' den okunmuştur.

$$s \cong 0.23 \text{ mm} \quad A_L \cong 5 \cdot 10^{-7}$$

(3.18)' den faydalanarak sarım sayılarını hesaplırsak,

$$N_3 = \sqrt{\frac{5 \cdot 10^{-6}}{5 \cdot 10^{-7}}} = 3.3 \quad N_3 = 4 \text{ tur}$$

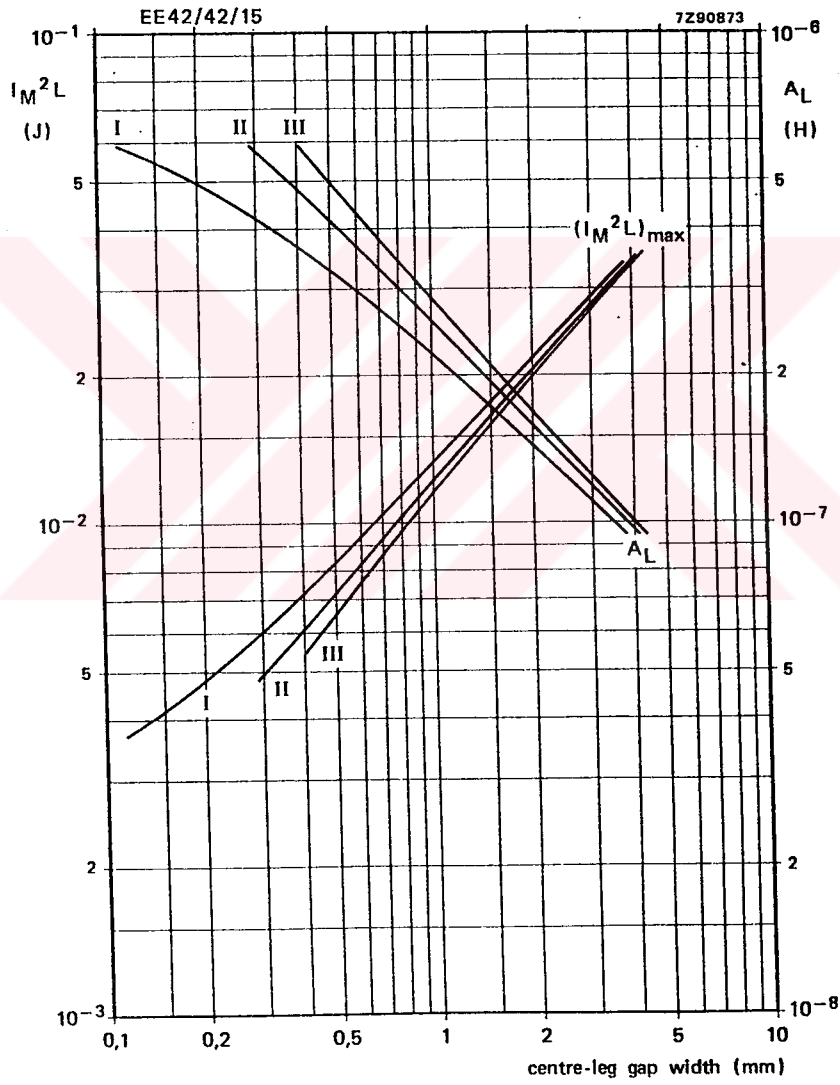
$r_{L3} = 0.02\Omega$ ölçülerek bulundu.

$$P_{L3} = 24^2 \times 0.02 = 11.52W$$

$$N_s = \sqrt{\frac{15 \cdot 10^{-6}}{5 \cdot 10^{-7}}} = 5.4 \quad N_s = 6 \text{ tur}$$

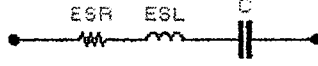
$r_{L5} = 0.06\Omega$ ölçülerek bulundu.

$$P_{L5} = 9^2 \times 0.06 = 4.86W$$



Şekil 3.11 Nüvenin hava aralığı ve birim endüktans faktörünün enerjiyle değişimi [9]

3.4.2.Filtre Kondansatörlerinin Hesabı



Şekil 3.12

Bir kondansatörün eşdeğeri şekil 3.12’ deki gibidir. Kondansatör seçimi yapılırken,

$$ESR \leq \frac{\Delta V_o}{\Delta I_L} \quad (3.50)$$

$$ESL \leq \frac{\Delta V_o}{2\Delta I_L} \cdot \frac{D_{min}(1-D_{min})}{f_s} \quad (3.51)$$

$$\omega \cdot ESL < ESR \quad (3.52)$$

koşulları sağlanmalıdır. [6]

(2.1.22) ‘ den gerilim dalgalanması,

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{1}{C} \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta I_L}{2} \cdot \frac{T_s}{2}$$

Push-pull yapının çıkış katında çift yönlü doğrultma yapıldığından frekans $2f_s$ ’ tir.

$$C = \frac{T_s}{16C} \cdot \frac{\Delta I_L}{\Delta V_o} \quad (3.53)$$

Tüm çıkışlar için $\frac{\Delta V_o}{V_o} \leq 100\text{mV}$ olacağından ,

$V_{o1}=5$ V için,

$$C \geq \frac{16.7 \times 10^{-6}}{16} \cdot \frac{8}{100 \times 10^{-3}} \geq 83.5 \mu\text{F}$$

$$\text{ESR} \leq \frac{100 \times 10^{-3}}{8} \leq 12.5 \text{m}\Omega$$

$$\text{ESL} \leq \frac{100 \times 10^{-3}}{2 \times 8} \cdot \frac{0.24(1-0.24)}{60 \times 10^3} \leq 19 \text{nH}$$

2200 $\mu\text{F}/10\text{V}$ (ESR=70m Ω ESL=60nH) seçilmiştir. (C9, C10, C11, C12)

4 adet kondansatör paralel bağlanarak ESR=17.5m Ω ve ESL=15nH değerine düşürülmüştür.

$V_{o2}=12$ V için,

$$C \geq \frac{16.7 \times 10^{-6}}{16} \cdot \frac{4}{100 \times 10^{-3}} \geq 167 \mu\text{F}$$

$$\text{ESR} \leq \frac{100 \times 10^{-3}}{4} \leq 25 \text{m}\Omega$$

$$\text{ESL} \leq \frac{100 \times 10^{-3}}{2 \times 4} \cdot \frac{0.24(1-0.24)}{60 \times 10^3} \leq 38 \text{nH}$$

2200 $\mu\text{F}/16\text{V}$ (ESR=60m Ω ESL=60nH) seçilmiştir. (C14, C15)

2 adet kondansatör paralel bağlanarak ESR=30m Ω ve ESL=30nH değerine düşürülmüştür.

$V_{o1}=5$ V için,

$$C \geq \frac{16.7 \times 10^{-6}}{16} \cdot \frac{0.25}{100 \times 10^{-3}} \geq 52 \mu\text{F}$$

$$\text{ESR} \leq \frac{100 \times 10^{-3}}{0.25} \leq 400 \text{m}\Omega$$

$$\text{ESL} \leq \frac{100 \times 10^{-3}}{2 \times 0.25} \cdot \frac{0.24(1-0.24)}{60 \times 10^3} \leq 608 \text{nH}$$

470 $\mu\text{F}/10\text{V}$ (ESR=330m Ω ESL=40nH) seçilmiştir. (C13)

$V_{o2} = -12$ V için,

$$C \geq \frac{16.7 \times 10^{-6}}{16} \cdot \frac{0.25}{100 \times 10^{-3}} \geq 5.2 \mu\text{F}$$

$$\text{ESR} \leq \frac{100 \times 10^{-3}}{0.25} \leq 400 \text{m}\Omega$$

$$\text{ESL} \leq \frac{100 \times 10^{-3}}{2 \times 0.25} \cdot \frac{0.24(1-0.24)}{60 \times 10^3} \leq 608 \text{nH}$$

470 μ F/16V (ESR=330m Ω ESL=40nH) seçilmiştir. (C16)

3.4.3.Çıkış Katındaki Doğrultucu Diyotların Seçimi

Sekonder katındaki doğrultucu diyotlar için,

$$V_R \geq n \cdot V_{p\max} \quad (3.54)$$

$$I_{\text{FAV}} \geq I_{o\max} \cdot (1 - D_{\min}) \quad (3.55)$$

olmalıdır. Bu şartları sağlayan schottky diyotlar tercih edilir.[6]

Diyotlar üzerinde harcanan güç yaklaşık olarak,

$$P_D \approx V_F I_o D_{\max} \quad (3.56)$$

ya da katalogdan bakılır.

$V_{o1} = 5$ V için,

$$V_R \geq 0.0735 \times 340 \geq 25 \text{V}$$

$$I_{\text{FAV}} \geq 20 \times (1 - 0.24) \geq 15.2 \text{A}$$

$$P_{DI} = 20 \times 0.7 \times 0.4 = 5.6 \text{W}$$

İkili diyot kullanıldığından $P_{D1}=11.2W$ bulunur.

$V_{o2}=12V$ için,

$$V_R \geq 0.1553 \times 340 \geq 52.8V$$

$$I_{FAV} \geq 7 \times (1 - 0.24) \geq 5.32A$$

$$P_{D2} = 7 \times 0.7 \times 0.4 = 2W$$

İkili diyot kullanıldığından $P_{D2}=4W$ bulunur.

$V_{o3}=-5V$ için,

$$V_R \geq 0.0735 \times 340 \geq 25V$$

$$I_{FAV} \geq 0.5 \times (1 - 0.24) \geq 0.38A$$

$V_{o2}=-12V$ için,

$$V_R \geq 0.1553 \times 340 \geq 52.8V$$

$$I_{FAV} \geq 0.5 \times (1 - 0.24) \geq 0.38A$$

3.5. Teorik Olarak Verim

$$P_{kayıp} = P_{D1} + P_{D2} + P_{L3} + P_{L5} + P_{Rs} + P_T + P_{R2/R3} + P_{TR4} \quad (3.57)$$

$$P_{kayıp} = 11.2 + 4 + 11.5 + 4.9 + 2 \times 3.5 + 2 \times 5.8 + 2 \times 1.1 + 5 = 57.4W$$

$$\eta = \frac{P_o}{P_o + P_{kayıp}} = \frac{200}{200 + 57.4} = \%77.7 \quad (3.58)$$

3.6. Kompanzasyon Devresinin Hesabı

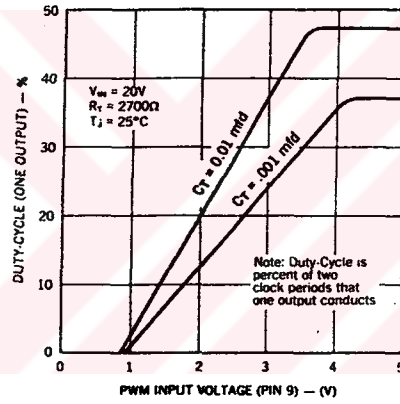
Kompanzasyon devresinin elemanlarını hesaplarken bölüm 2.3.4' te anlatılan prosedür uygulanmıştır. Bu prosedüre uygun olarak MATHCAD 5.0 ile analiz yapılmıştır.

(2.3.63)' te forward çevirici için verilen transfer fonksiyonu push-pull çevirici katı için de kullanılabilir. Çünkü her iki çeviricinin çıkış katları benzerdir.

(2.3.63)' te verilen transfer fonksiyonundaki V_d terimi sekonder gerilimine tekabül edip; burada V_{o1} çıkışı regüle edileceğinden bu çıkışa ait sekonder gerilimini bulursak,

$$V_d = V_s = V_{p\max} \cdot n = \frac{190}{13} = 14.6V$$

R26 ve R27 dirençlerinden örnek gerilim işareti alındığından ve bu dirençler eşit olduğundan kazanç $T_g=0.5'$ tir.



Şekil 3.13 Darbe genişlik modülatörü transfer fonksiyonu [10]

Şekil 3.13' ten darbe genişlik modülatörünün transfer fonksiyonunu yaklaşık olarak hesaplırsak,

$$\frac{\Delta d}{\Delta v_e} = \frac{0.45-0}{3.6-0.8} = 0.16$$

bulunur. Modülatörde faz gecikmesi olmadığı bölüm 2.3.3' te gösterilmişti.

$$V_d := 14.6 \quad r_C := 0.0175 \quad r_L := 0.02 \quad R := 0.25 \quad L := 5 \cdot 10^{-6} \quad C := 8800 \cdot 10^{-6}$$

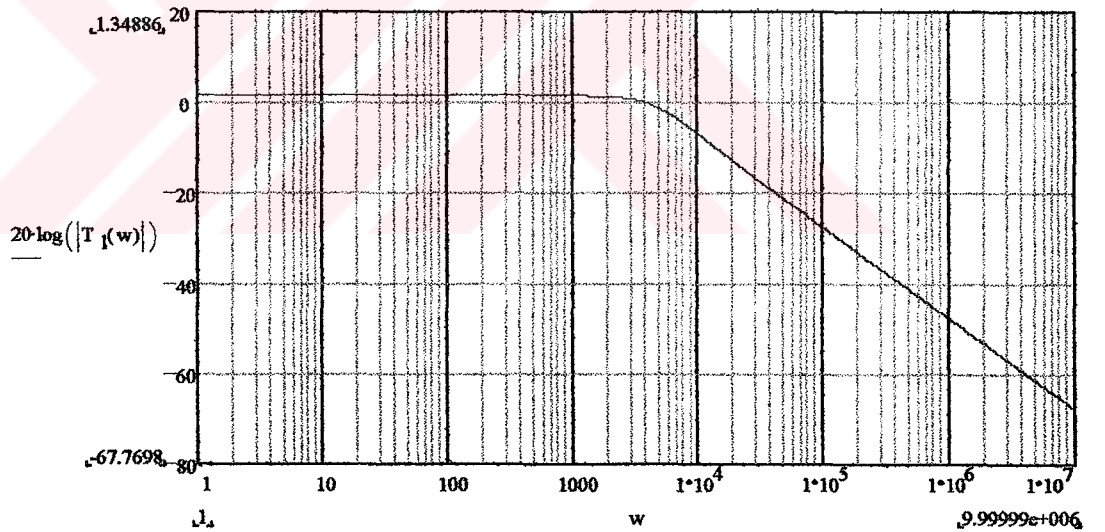
$$w := 1, 100.. 10000000$$

$$T_p(w) := V_d \cdot \frac{1}{L \cdot C} \cdot \left[\frac{1 + w \cdot i \cdot r_C \cdot C}{(w \cdot i)^2 + w \cdot i \cdot \left(1 + \frac{1}{R \cdot C} + \frac{r_C + r_L}{L} \right) + \frac{1}{L \cdot C}} \right]$$

$$T_m(w) := 0.16 \quad \text{modülör kazancı}$$

$$T_g(w) := 0.5 \quad \text{çıkış geriliminden örnek almak için kullanılan gerilim bölücünün kazancı}$$

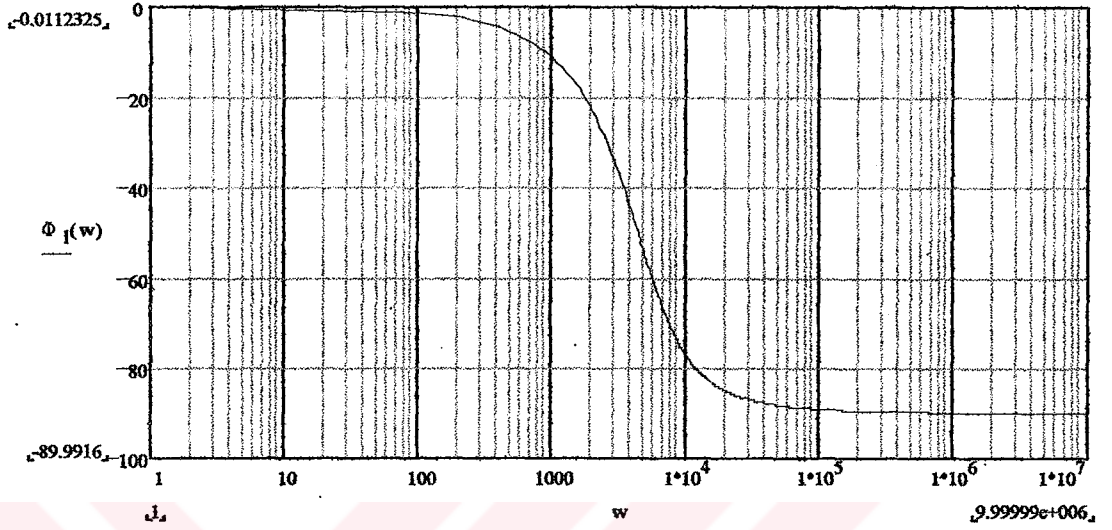
$$T_f(w) := V_d \cdot \frac{1}{L \cdot C} \cdot \left[\frac{1 + w \cdot i \cdot r_C \cdot C}{(w \cdot i)^2 + w \cdot i \cdot \left(1 + \frac{1}{R \cdot C} + \frac{r_C + r_L}{L} \right) + \frac{1}{L \cdot C}} \right] \cdot T_m(w) \cdot T_g(w)$$



Şekil 3.14 $T_f(w)$ kazanç diyagramı

$$w := 1, 100.. 10000000$$

$$\Phi_1(w) := \frac{\arg(T_1(w)) \cdot 180}{\pi}$$



Şekil 3.15 $T_1(w)$ faz diyagramı

Sistemin geçiş frekansı anahtarlama frekansının biraz altında bir değerde seçersek,
 $w_{\text{cross}} := 2 \cdot \pi \cdot 100 \cdot 10^3$ (Anahtarlama frekansının biraz altındaki değer olarak 100kHz seçildi)

$$w_{\text{cross}} = 6.283 \cdot 10^5$$

$T_1(w)$ 'nın geçiş frekansındaki faz farkı,

$$\Phi_1(w_{\text{cross}}) = -89.867$$

$$PM := 50$$

Faz marjını 50 derece olarak seçtik

(2.3.91)' den Boost değerini bulursak

$$\text{Boost} := PM - \Phi_1(w_{\text{cross}}) - 90$$

$$\text{Boost} = 49.867$$

(2.3.87)' den K değerini bulabiliriz.

$$K := \tan\left(\frac{\pi}{4} + \frac{\text{Boost}}{2} \cdot \frac{\pi}{180}\right)$$

$$K = 2.738$$

Kompanzasyon devresinin sıfır ve kutuplarını (2.3.85) ve (2.3.86)' dan bulursak,

$$w_z := \frac{w_{\text{cross}}}{K} \quad w_p := w_{\text{cross}} \cdot K$$

$$w_z = 2.295 \cdot 10^5 \quad w_p = 1.72 \cdot 10^6$$

Kompanzasyon devresindeki eleman değerlerini hesaplırsak,

$$G_1 := |T_1(w_{\text{cross}})| \quad G_1 = 0.007$$

Geçiş frekansında $T_1(w)$ kazancından kompanzasyon devresinin kazancını hesaplırsak,

$$G_c := \frac{1}{G_1} \quad G_c = 153.694$$

$$R_1 := 2.7 \cdot 10^3 \quad \text{keyfi olarak seçildi.}$$

(2.3.94), (2.3.95) ve (2.3.96)' dan,

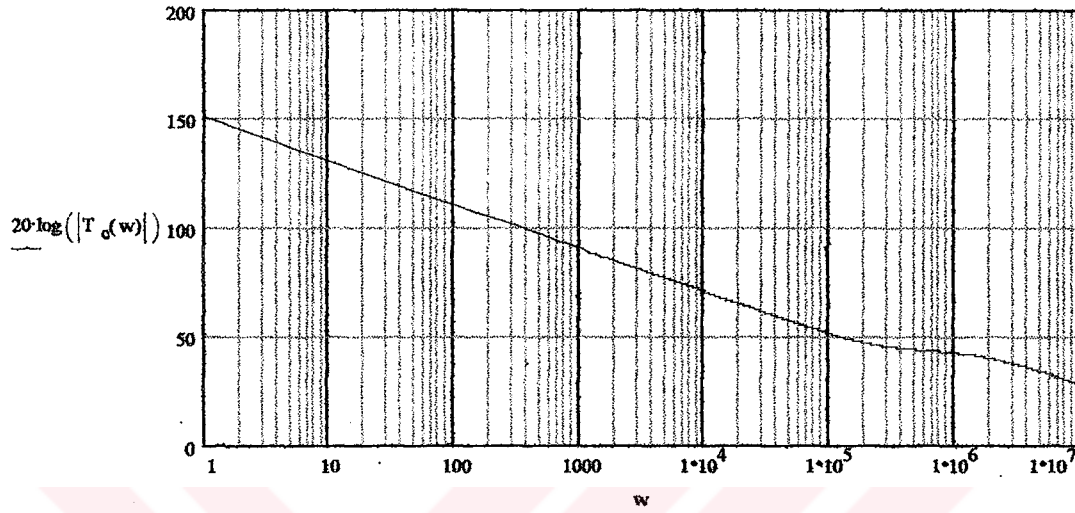
$$C_2 := \frac{G_1}{K \cdot R_1 \cdot w_{\text{cross}}} \quad C_2 = 1.401 \cdot 10^{-12}$$

$$C_1 := C_2 \cdot (K^2 - 1) \quad C_1 = 9.098 \cdot 10^{-12}$$

$$R_2 := \frac{K}{C_1 \cdot w_{\text{cross}}} \quad R_2 = 4.789 \cdot 10^5$$

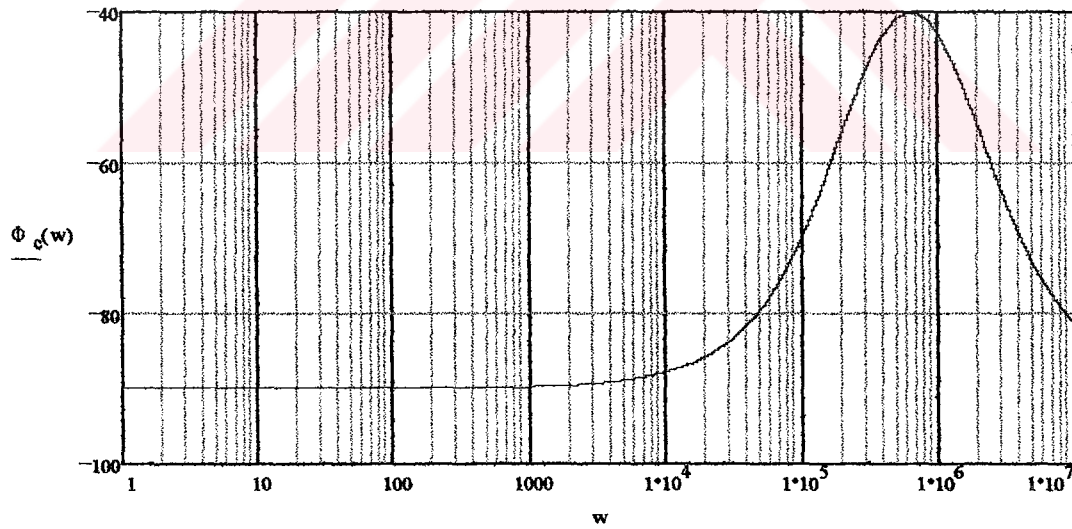
$$w := 1, 100..10000000$$

$$T_c(w) := \frac{1}{R_1 \cdot C_2} \cdot \frac{i \cdot w + w_z}{i \cdot w \cdot (i \cdot w + w_p)}$$



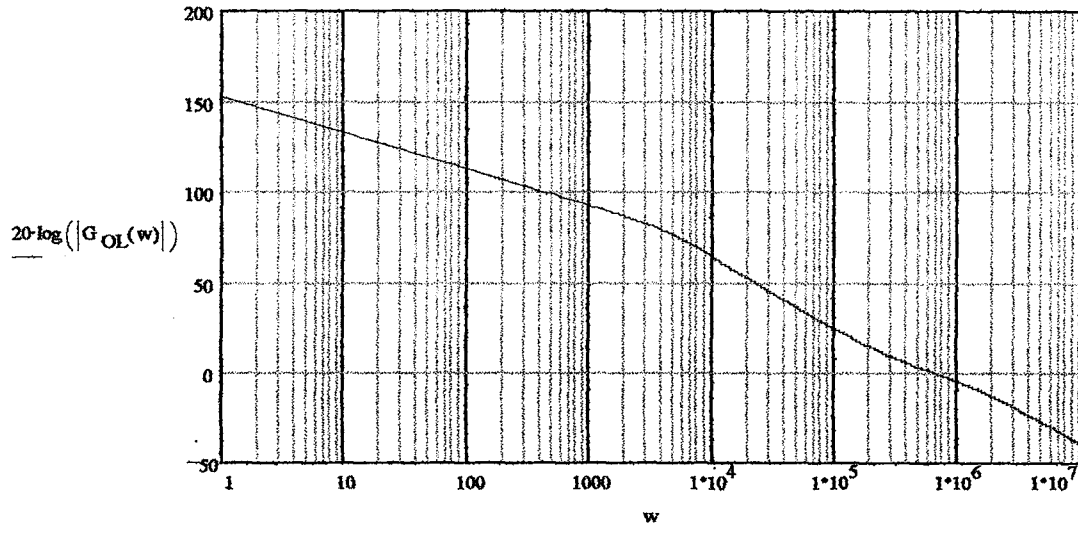
Şekil 3.16 $T_c(w)$ kazanç diyagramı,

$$\Phi_c(w) := \frac{\arg(T_c(w)) \cdot 180}{\pi}$$



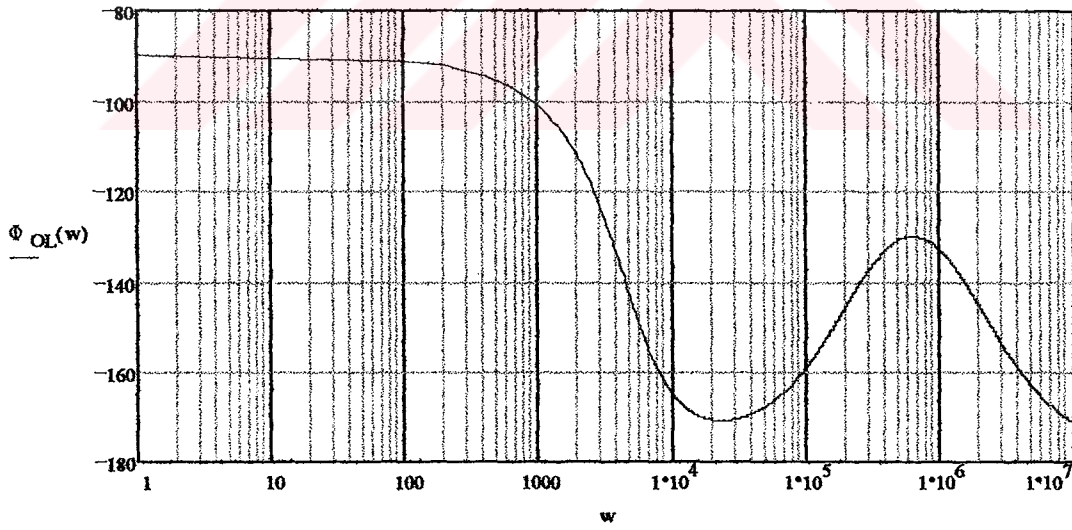
Şekil 3.17 $T_c(w)$ faz diyagramı

$$G_{OL}(w) := T_I(w) \cdot T_c(w)$$



Şekil 3.18 Açık çevrim transfer fonksiyonunun kazanç diyagramı

$$\Phi_{OL}(w) := \frac{\arg(G_{OL}(w)) \cdot 180}{\pi}$$



Şekil 3.19 Açık çevrim transfer fonksiyonunun faz diyagramı

Sonuç olarak oluşturulan sistemin geçiş frekansındaki PM ve kazanç değerlerini hesaplattırırsak

$$\Phi_{OL}(w_{cross}) = -130 \quad \text{Geçiş frekansında, açık çevrim transfer fonksiyonunun fazı}$$

$$PM := 180 + \Phi_{OL}(w_{cross})$$

$$PM = 50$$

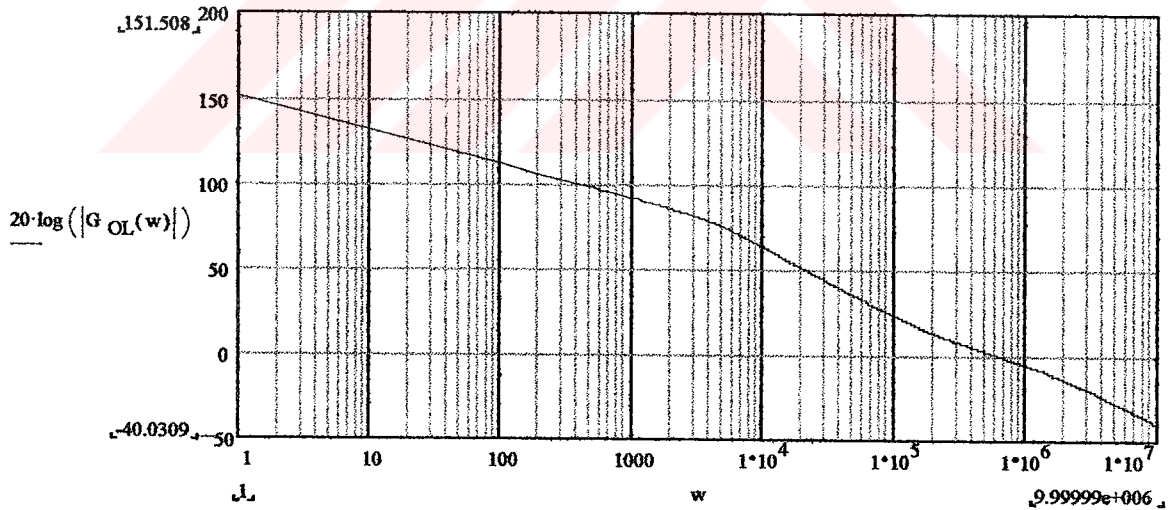
$$20 \cdot \log(|G_{OL}(w_{cross})|) = 0 \quad \text{Geçiş frekansında, açık çevrim transfer fonksiyonunun kazanç değeri}$$

bulunur. Görüldüğü üzere istenilen sonuçlar çıkmıştır.

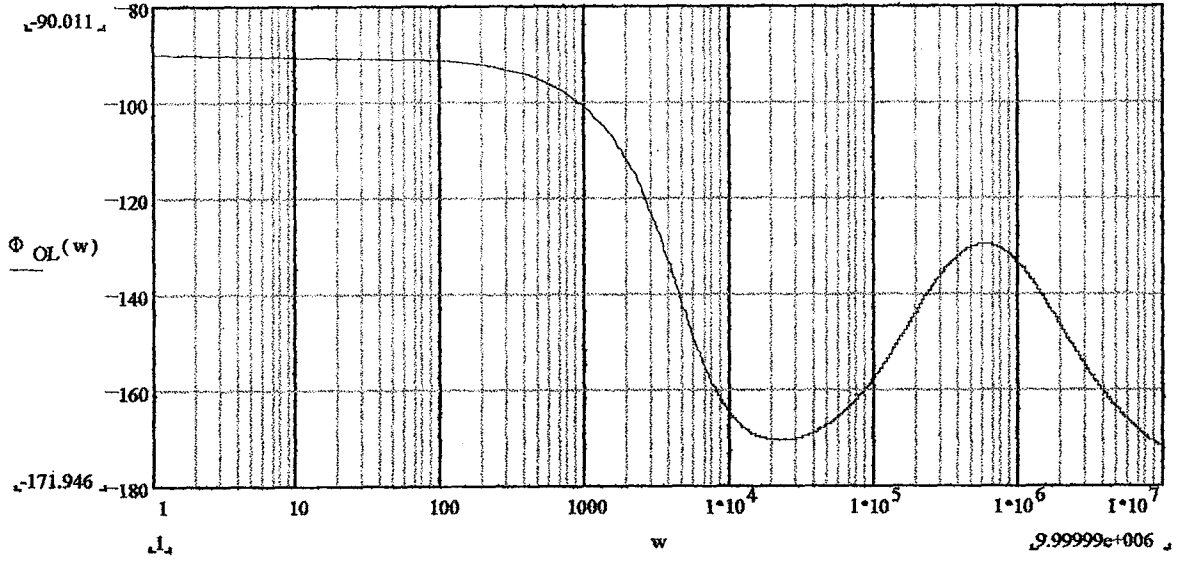
Hesaplanan kompanzasyon elemanlarının pratikteki yaklaşık değerleri,

$$C_1=10\text{pF} \quad C_2=1.5\text{pF} \quad R_1=2.7\text{k}\Omega \quad R_2=470\text{k}\Omega$$

şeklindeir. Bu değerlere göre açık çevrim transfer fonksiyonunun kazanç ve faz eğrileri,



Şekil 3.20 Açık çevrim transfer fonksiyonunun kazanç eğrisi



Şekil 3.21 Açık çevrim transfer fonksiyonunun faz eğrisi

$$\Phi_{OL}(w_{\text{cross}}) = -129.64 \quad \text{Geçiş frekansında, açık çevrimin faz değeri}$$

$$20 \log(|G_{OL}(w_{\text{cross}})|) = -0.262 \quad \text{Geçiş frekansında, açık çevrimin kazanç değeri}$$

3.6.Kontrol Katının Çalışması

PWM tümdevresi olarak UC3524 seçilmiştir. R26 ve R27 dirençleri ile regülasyon yapılan V_{o1} çıkışından alınan örnek işareti referans gerilimi ile karşılaştırılır. EA(+) girişine referans gerilimi girilir. Bu referans gerilimi tümdevrenin V_{ref} (5V) çıkışına baağlanan bir gerilim bölücüden $R33=R34=10k\Omega$ alınır. V_{o1} çıkışı 5V olduğundan R26(10k Ω) ve R27(10k Ω) dirençleri eşit olarak seçilir böylelikle örnek işaret, V_{ref} ile yaklaşık aynı seviyededir.

Tümdevre +15V ile beslenmekte olup bunun için TR4 transformatörünün doğrultulup çıkışına 7815 regülatörü bağlanmıştır böylelikle sabit +15V elde edilmiştir.

R29 ve C17 tümdevrenin osilatör frekansını belirler. Osilatör frekansının belirlenmesi için aşağıdaki formül kullanılır.

$$f_{osc} = \frac{1.18}{R_T[k\Omega] \cdot C_T[\mu F]} [kHz]$$

Çalışma frekansı $f_s=60kHz$ için, $R_T=1.8k\Omega$ (R29) ve $C_T=4.7nF$ (C17) seçilmiştir.

D19, C20(330F), R31(15k Ω) ve R32(150k Ω) elemanlarından oluşan blok, sistem ilk açıldığında C3 ve C4 kondansatörleri şarj oluncaya kadar (2-3s kadar) bir gecikme sağlamak içindir. S DOW (pin 10) girişi ilk açılışta “1” seviyede ve tümdevre herhangi bir işaret üretmemektedir. Dolayısıyla da mosfetler kesimdedir.

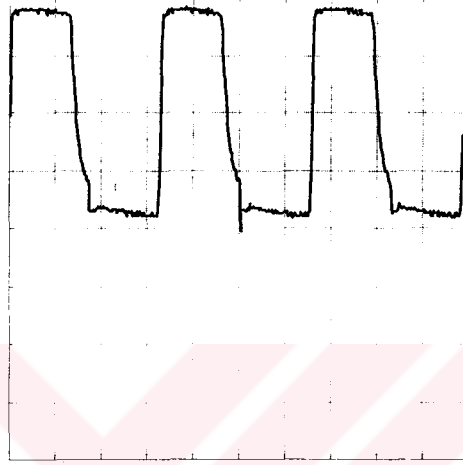
R28(2.7k Ω), R30(470k Ω), C18(1.5pF) ve C19(10pF) kompanzasyon elemanları olup yukarıda değerleri hesaplanmıştır.

D18 ve P1(10k Ω)’ den oluşan blok, tümdevrenin maksimum darbe periyot oranını sınırlamak için kullanılmıştır.

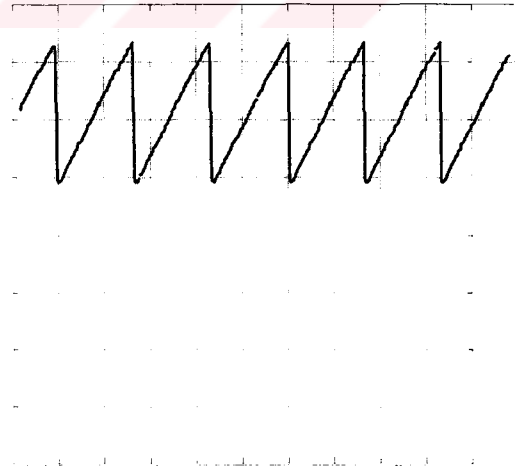
(CA, EA) ve (CB, EB) tümdevre çıkış transistörleri, sürücü katına bağlanırlar.

4. SONUÇLAR

Tasarlanıp pratik olarak gerçekleştirilen güç kaynağı beklenen özellikleri yaklaşık olarak sağlamıştır. Aşağıda tablo 2' de farklı çıkış akımları için, çıkış gerilimleri ve çıkış gerilimi dalgalanmaları verilmiştir.



Şekil 4.1 Mosfetin gate tetikleme darbeleri ($V/div = 2V$, $time/div = 5\mu s$)



Şekil 4.2 Modölatörün testeredişi gerilim işareti ($V/div = 1V$, $time/div = 5\mu s$)

V_i	$V_{o1}(5V)$			$V_{o2}(12V)$			$V_{o3}(-5V)$			$V_{o4}(-12V)$		
	$V_o(V)$	$I_o(A)$	$\Delta V_0(mV)$	$V_o(V)$	$I_o(A)$	$\Delta V_0(mV)$	$V_o(V)$	$I_o(A)$	$\Delta V_0(mV)$	$V_o(V)$	$I_o(A)$	$\Delta V_0(mV)$
187	5.01	5	40	11.6	2	40	-5	0.5	60	-12	0.5	60
220	5.01	5	40	11.6	2	45	-5	0.5	60	-12	0.5	60
242	5.01	5	40	11.6	2	45	-5	0.5	60	-12	0.5	60
187	5	10	50	11.7	4	50	-5	0.5	65	-12	0.5	65
220	5	10	55	11.6	4	50	-5	0.5	65	-12	0.5	65
242	5.01	10	55	11.7	4	50	-5	0.5	65	-12	0.5	65

Tablo 2 Farklı giriş gerilimi ve çıkış akımlarında, çıkış gerilimleri ve dalgalanmaları

V_{o2} çıkış geriliminin 12V olmamasının sebebi sarım sayısının yetersiz olmasından kaynaklanmaktadır. 1 tur fazla sargı yapılsaydı çıkış gerilimi 14V seviyesinde olacaktı. Çünkü 5V' luk çıkış haricindeki diğer çıkışlar regüle edilmemektedir.

-5V ve -12V çıkışlarındaki dalgalanmanın istenen değerde olması için kondansatör değerleri bu çıkışlar için büyütülmüştür.

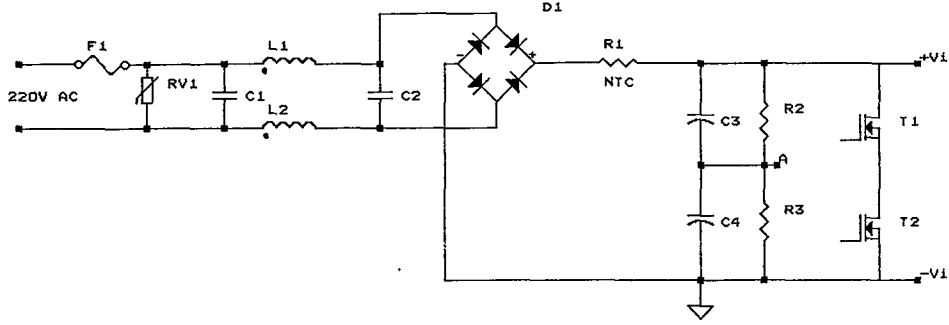
Sarım sayılarının daha uygun oranlarda seçilmesi, daha profesyonel sarılmış transformatörle (çünkü transformatör ve çıkış endüktansları elle sarılmıştır.) ve daha iyi çizilmiş bir pcb ile güç kaynağı daha iyi çalışır hale getirilebilir.



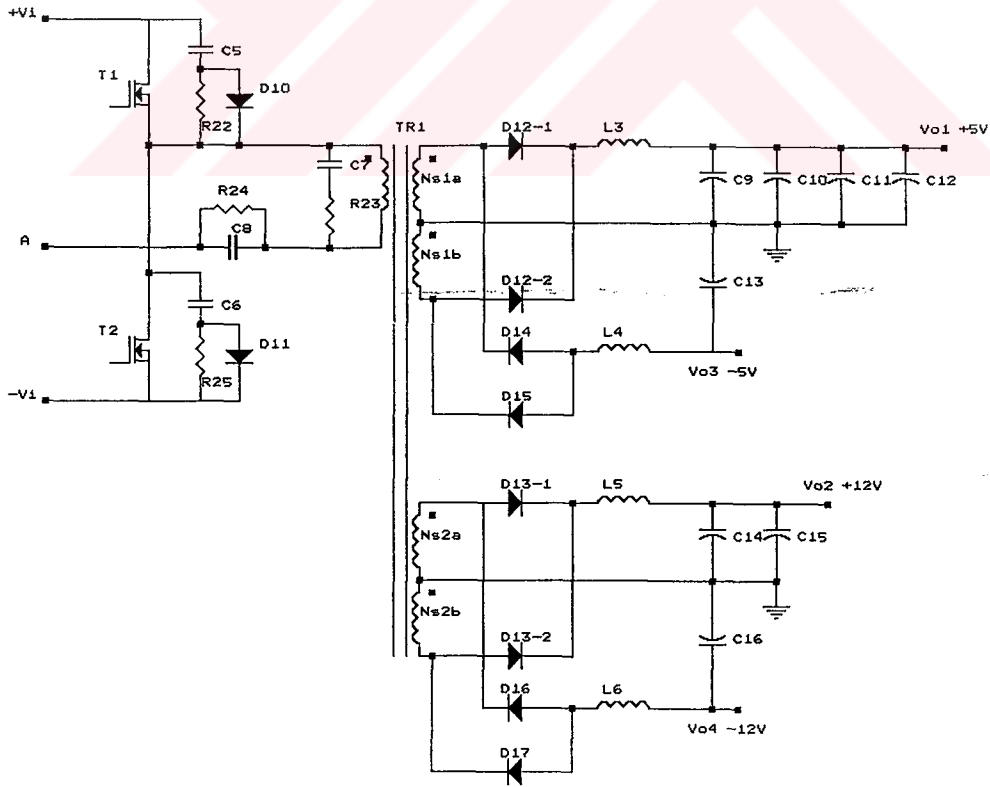
5. KAYNAKLAR

- [1] A.I. PRESSMAN, Switching Power Supply Design**
- [2] B.K. BOSE, Modern Power Electronics: Evolution, Technology and Applications**
- [3] H. KUNTMAN, Endüstriyel Elektronik**
- [4] H.K. BILLINGS, Handbook of Switched Mode Power Supplies**
- [5] N. MOHAN, T.M. UNDELAND, W.P. ROBBINS, Power Electronics: Converters, Applications and Design**
- [6] O. KILGENSTEIN, Switched Mode Power Supplies in Practice**
- [7] HARRIS: Power Mosfets**
- [8] PHILIPS: Ferroxcube for Power, Audio/Video and Accelerators**
- [9] SIEMENS: Aluminum and Tantalum Electrolytic Capacitors**
- [10] UNITRODE: Integrated Circuits**

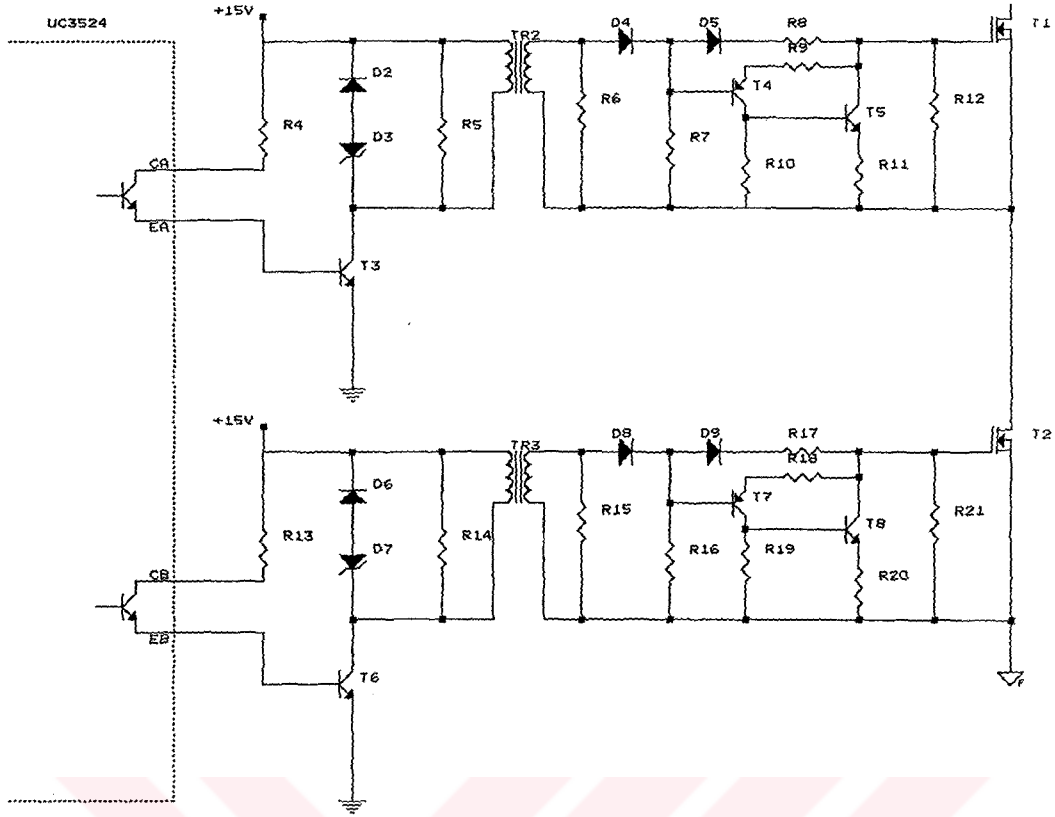
6. EKLER



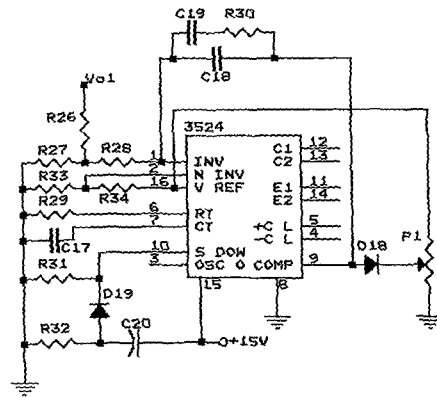
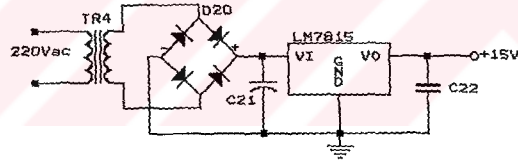
DOĞRULTUCU KATI



ÇIKIŞ KATI



SÜRÜCÜ DEVRE



KONTROL VE BESLEME DEVRESİ

ÖZGEÇMİŞ

Doğum Tarihi : 15.04.1973
Doğum Yeri : Adana
Eğitim : 1987 - 1989 Hacı Ahmet Kanatlı Lisesi, Eskişehir
1989 - 1990 Atatürk Lisesi, Mersin
1990 - 1994 Y.T.Ü. Elektrik Elektronik Fakültesi, İstanbul
Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü

Mesleki Geçmiş: 1995 Sistem Destek Uzmanı
ERLE Bilgisayar LTD.ŞTİ.

1996 AR-GE Mühendisi
EDS Elektronik Destek San. A.Ş.