

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**REZONANS ALTERNATİF AKIM GİRİŞLİ,
DEĞİŞKEN FREKANS VE GENLİKTE ALTERNATİF
AKIM ÇIKIŞLI BİR EVİRİCİ TASARIMI**

**T.C. YÜKSEKÖĞRETİM KURULU
DOKÜMENTASYON MERKEZİ**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ
Müh. Adnan Bahadır ÖZMAN
(504981036)**

112266

**Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 1 Ekim 2001
Tezin Savunulduğu Tarih : 5 Kasım 2001**

Tez Danışmanı : Prof. Dr. R. Nejat TUNÇAY 4 Aralık 2001

Diğer Jüri Üyeleri

Prof.Dr. M. Emin TACER (İ.T.Ü.) 10/12/2001

Prof.Dr. Feriha ERFAN (KOU) 07 12.01

KASIM 2001

ÖNSÖZ

Yüksek Lisans çalışmamın her aşamasında bana yardımcı olan Prof. Dr. R. Nejat TUNÇAY'a, Dr.Azmi DEMİREL'e, tez çalışmam için yardımda bulunan EKA A.Ş.'ye ve EKA'dan Elektrik Mühendisi Koray YILMAZ'a, Yıldız Teknik Üniversitesi Makine Mühendisliği Bölümü Araştırma Görevlisi Makine Yüksek Mühendisi Onur İLKORUR'a, bana her türlü imkanı sağlayan babama, anneme, ablama, Ece'ye ve de bana destek olan herkese teşekkür ederim.

Kasım 2001

Adnan Bahadır ÖZMAN



İÇİNDEKİLER

KISALTMALAR	vi
ŞEKİL LİSTESİ	vii
ÖZET	x
SUMMARY	xi
1. GİRİŞ	1
1.1. Bir Anahtarlama Güç Kaynağından Beklenen Özellikler	1
1.2. Çalışmanın Amacı	2
1.3. Sistemin Tanıtımı	2
1.3.1. Doğrultucu Katı	3
1.3.2. Yarım Köprü Rezonans Evirici	3
1.3.3. Tasarlanan AA-AA Çevirici	3
1.3.4. Filtre	3
1.3.5. Geribesleme	3
2. EVİRİCİLER	4
2.1. Temel Evirici Yapıları	4
2.1.1. İtme-Çekme Eviriciler	4
2.1.2. Yarım Köprü Eviriciler	5
2.1.3. Tam Köprü Eviriciler	5
2.2. Eviricilerde Gerilim Ayar Yöntemleri	6
2.2.1. Darbe Genişliği Değiştirilerek	6
2.2.2. Eviriciyi Besleyen Doğru Gerilim Değeri Değiştirilerek	6
2.3. Eviricilerde Harmoniklerin Azaltılması	7
2.3.1. Sinüzoidal Darbe Genişlik Modülasyonu	7
2.3.2. Trapezoid Modülasyon	8
2.3.3. Merdiven Modülasyonu	9
2.3.4. Harmonik Eklemeli Modülasyon	9
2.3.5. Delta Modülasyonu	10
2.4. Rezonanslı Eviriciler	11
2.4.1. Gerilim Kaynaklı Seri Rezonans Devresi	13
2.4.2. Yüke Paralel Kapasiteli Seri Rezonans Devresi	14

2.5.Akım Kaynaklı Paralel Rezonans Devresi	16
2.6.Rezonans Devrelerinin Frekans Karakteristiği	17
2.6.1 Seri Rezonans Devresinin Frekans Karakteristiği	17
2.6.2 Paralel Rezonans Devresinin Frekans Karakteristiği	18
3. YÜK REZONANSLI ÇEVİRİCİLER	20
3.1.Seri Yük Rezonanslı DA-DA Çevirici	20
3.1.1. $\omega_s < \omega_0/2$ Süreksiz İletim Çalışma Durumu	22
3.1.2. $\omega_0/2 < \omega_s < \omega_0$ Sürekli İletim Çalışma Durumu	23
3.1.3. $\omega_s > \omega_0$, Sürekli İletim Tipi	24
3.2.Sürekli Halde Çalışma Karakteristikleri	25
3.3.Paralel Yük Rezonanslı Çeviriciler	26
3.3.1. Süreksiz Çalışma Durumu	27
3.3.2. Rezonans Frekansı ω_0 Altında Sürekli Çalışma	28
3.3.3. Rezonans Frekansı ω_0 Üzerinde Sürekli Çalışma	29
3.4.Sürekli Halde Çalışma Karakteristikleri	30
3.5.Karma Rezonans DA-DA Çevirici	31
3.6.E Sınıfı Evirici	31
3.7.E Sınıfı Doğrultucu	33
4. REZONANSLI ANAHTARLI ÇEVİRİCİLER	37
4.1.Sıfır Akımda Anahtarlama Rezonans Çevirici	37
4.1.1. L Tipi Rezonans Çevirici	37
4.1.2. M Tipi Rezonans Çevirici	40
4.2.Sıfır Gerilim Anahtarlama Rezonans Çevirici	43
4.3.Sıfır Gerilim Anahtarlama, Sınırlanmış Gerilim Çevirici	46
4.3.1. Sıfır Gerilim Anahtarlama, Sınırlanmış Gerilimli DA-DA Çevirici	46
4.3.2. Sıfır Gerilim Anahtarlama, Sınırlanmış Gerilimli DA-AA Evirici	49
5. DOĞRU GERİLİM ARA DEVRELİ REZONANS ÇEVİRİCİLER	51
6. YÜKSEK FREKANS ARA DEVRELİ YARIM DALGA ÇEVİRİCİ	55
7. TASARLANAN DEVRE	57
7.1.Köprü Doğrultucu Katı	57

7.2.Kapasitif Gerilim Kilitlemeli, Yarım Köprü Seri Reonans Çevirici	57
7.2.1. Mc34066 Rezonans Modu Anahtarlama Güç Kaynağı Kontrol Entegrasyonu	58
7.3.Doğrultucu Katı ve Doğru Gerilim Depo Kapasiteleri	59
7.4.Üç Fazlı Evirici	59
7.5.Üç Fazlı Evirici Kontrol Devresi	60
7.5.1. Anahtarlama Anlarının Belirlenmesi ve EPROM'a Yazılması	60
7.5.2. Kontrol Devresi	61
7.6.Sürücü Katı İzole Gerilim Kaynakları	62
7.7.Evirici Çıkış Filtreleri	62
8. SONUÇLAR	64
KAYNAKLAR	65
EKLER	66
ÖZGEÇMİŞ	104

KISALTMALAR

GKO	: Gerilim kontrollu osilatör
DA-DA	: Doğru Akım-Doğru Akım
DA-AA	: Doğru Akım-Alternatif Akım
AA-AA	: Alternatif Akım-Alternatif Akım
EPROM	: Erasable Programmable Read Only Memory
L	: Endüktans
C	: Kondansatör
ZCS	: Zero Current Switching
ZVS	: Zero Voltage Switching
BJT	: Bipolar Junction Transistor
MOSFET	: Metal Oxide Semiconductor, Field Effect Transistor
IGBT	: Insulated Gate Bipolar Transistor

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa No

Şekil 1.1	:Sistemin blok şeması.....	2
Şekil 2.1	:İtme-Çekme Evirici ve çıkış dalga şekli.....	4
Şekil 2.2	:Yarım Köprü Evirici ve çıkış dalga şekli.....	5
Şekil 2.3	:Tam Köprü Evirici ve çıkış dalga şekli.....	5
Şekil 2.4	:Darbe genişliği değiştirilerek gerilim ayarı. a) Omik yüklü tam köprü evirici. b)Çapraz anahtarların sürekli olarak anahtarlandığında oluşan alternatif gerilim dalga şekli. c)İstenilen alternatif gerilim amaçlı anahtarlama anlarının kontrolü ile elde edilen gerilim dalga şekli.....	6
Şekil 2.5	:Çıkış gerilimi efektif değeri k katsayısı değiştirilerek ayarlanabilir. a)Omik yüklü tam köprü evirici. b) Besleme gerilimi Vdc değerinde oluşan alternatif gerilim dalga şekli. c) İstenilen alternatif gerilim amaçlı besleme geriliminin değiştirildiği gerilim dalga şekli.....	7
Şekil 2.6	:Sinüsoidal darbe genişlik modülasyonda anahtar tetikleme anlarının belirlenmesi a) Yüksek frekanslı üçgen dalga ile referans sinüs işaretinin karşılaştırılması b)Anahtar işaretleri içindeki hedeflenen temel bileşen.....	7
Şekil 2.7	:Kapı işaretlerinin elde edildiği devre a)Karşılaştırmacı b)Hedeflenen sinüs dalgası ve üçgen dalga c)Karşılaştırma sonucu elde edilen kapı dalga şekilleri.....	8
Şekil 2.8	:Trapezoid darbe genişlik modülasyonda anahtar tetikleme anlarının belirlenmesi.....	8
Şekil 2.9	:Merdiven darbe genişlik modülasyonda anahtar tetikleme anlarının belirlenmesi.....	9
Şekil 2.10	:Harmonik eklemeli darbe genişlik modülasyonda anahtar tetikleme anlarının belirlenmesi.....	10
Şekil 2.11	:Delta modülasyonu ve elde edilen kapı işaretleri.....	10
Şekil 2.12	:Anahtarlama gücü kaynağında anahtarlama kayıpları ve i-v eğrisi.....	12
Şekil 2.13	:Rezonans eviricili anahtarlama gücü kaynağında v-i eğrisi.....	12
Şekil 2.14	:Sönümsüz seri rezonans devresi.....	13
Şekil 2.15	:Yüke paralel kapasiteli seri rezonans devresi.a)eşdeğer devre. b)dalga şekilleri.....	14
Şekil2.16	:Akım kaynaklı paralel rezonans devresi.....	16
Şekil2.17	:Seri rezonans devresinin frekans karakteristiği.a)eşdeğer devre.b)empedans grafiği.c)faz grafiği.....	18
Şekil2.18	:Paralel rezonans devresinin frekans karakteristiği.a)eşdeğer devre.b)empedans karakteristiği.c)faz karakteristiği.....	19
Şekil 3.1	:Seri yük rezonanslı DA-DA Çevirici.a)devre şeması.b)eşdeğer devre.....	21
Şekil 3.2	: $\omega_s < \omega_0/2$, Süreksiz İletim Çalışma durumuna ilişkin dalga şekilleri ve eşdeğer devreler.....	22

Şekil 3.3	: $\omega_0/2 < \omega_s < \omega_0$, Sürekli İletim Çalışma Durumuna ilişkin akım ve gerilim akım şekilleri ve eşdeğer devreler.....	23
Şekil 3.4	: $\omega_s > \omega_0$, Sürekli İletim Tipi çalışmaya ait endüktans akımı ve kondansatör gerilimi dalga şekilleri ve eşdeğer devreler.....	24
Şekil 3.5	:Söndürücü devre.....	24
Şekil 3.6	:Çalışma karakteristikleri.....	25
Şekil 3.7	:Paralel yük rezonanslı çevirici.....	26
Şekil 3.8	:Paralel yük rezonanslı çevirici eşdeğer devresi.....	27
Şekil 3.9	:Sürekli Çalışma durumuna ilişkin endüktans akım, kondansatör gerilim dalga şekilleri ve bu durumlara ilişkin eşdeğer devreler.....	27
Şekil 3.10	:Rezonans Frekansı ω_0 altında sürekli çalışma durumuna ilişkin endüktans akım, kondansatör gerilim dalga şekilleri ve bu durumlara ilişkin eşdeğer devreler.....	28
Şekil 3.11	:Rezonans frekansı ω_0 üzerinde sürekli çalışma durumuna ilişkin endüktans akım, kondansatör gerilim dalga şekilleri ve bu durumlara ilişkin eşdeğer devreler.....	29
Şekil 3.12	:Sürekli çalışma karakteristikleri.....	30
Şekil 3.13	:Karma Rezonans DA-DA Çevirici.....	31
Şekil 3.14	:E sınıfı evirici (optimum olmayan çalışma durumu).....	32
Şekil 3.15	:E Sınıfı doğrultucu a)devre şeması b1,b2) eşdeğer devreler c) dalga şekilleri.....	34
Şekil 3.16	:E sınıfı doğrultucu a)devre şeması b1,b2)eşdeğer devreler c)dalga şekilleri.....	35
Şekil 4.1	:L Tipi Rezonans Çevirici a) devre şeması b)eşdeğer devreler c)dalga şekilleri.....	38
Şekil 4.2	:M tipi Rezonans Çevirici a) devre şeması b)eşdeğer devreler c)dalga şekilleri.....	41
Şekil 4.3	:Sıfır Gerilim Anahtarlama Rezonans Çevirici a) devre şeması b)eşdeğer devreler c)dalga şekilleri.....	44
Şekil 4.4	:Anahtar iç kapasiteleri.....	46
Şekil 4.5	:Sıfır Gerilim Anahtarlama, Sınırlanmış Gerilimli DA-DA Çevirici a)devre yapısı b)basitleştirilmiş devre yapısı c)dalga şekilleri d) eşdeğer devreler.....	47
Şekil 4.6	: Sıfır Gerilim Anahtarlama, Sınırlanmış Gerilim DA-AA Evirici a)devre şeması b)dalga şekilleri.....	49
Şekil 4.7	: Üç fazlı Sıfır Gerilim Anahtarlama, Sınırlanmış Gerilim DA-AA Evirici	50
Şekil 5.1	:Doğru gerilim ara devreli rezonans çevirici a)devre şeması b)dalga şekilleri.....	51
Şekil 5.2	:Üç fazlı doğru ara gerilim devreli rezonans çevirici a)devre şeması. b)dalga şekilleri.....	53
Şekil 5.3	:a)Aktarma gerilimi sınırlama devresi b) kapı dalga şekilleri	
Şekil 6.1	:Yüksek Frekans Ara Devreli Yarım Dalga Çevirici a) Devre şeması b)dalga şekilleri.....	55
Şekil 6.2	:Üçfazlı Yüksek Frekans Ara Devreli Yarım Dalga Çevirici.....	56
Şekil 7.1	:Şebekenin köprü doğrultucu ile tam dalga doğrultulması.....	57
Şekil 7.2	:Kapasitif gerilim kilitlemeli, yarım köprü seri rezonans çevirici.....	58
Şekil 7.3	:Köprü doğrultucu ve gerilim sabitleyici kondansatörler.....	59
Şekil 7.4	:Yarım köprü evirici ve filtreler.....	60
Şekil 7.5	:Çıkış Filtresi eşdeğer devresi.....	62

Şekil A.1	:Rezonanslı kata ait devre şeması ve elemanlar listesi.....	66
Şekil A.2	:Evirici Kontrol Katı.....	70
Şekil A.3	:Evirici Sürücü Katı.....	71
Şekil A.4	:Gerçekleştirilen devreye ait fotoğraflar.....	72
Şekil A.5	:Gerçekleştirilen devreye ait fotoğraflar.....	73
Şekil A.6	:a)Eviriciye ait bir faza ilişkin eşlenik anahtar kapı işaretleri osiloskop ölçümleri b)Farklı fazlara ait kapı işaretleri.....	74
Şekil A.7	:Evirici çıkışı iki faza ait osiloskop çıkışı.....	75
Şekil A.8	:Eviriciye ait filtre öncesi ve sonrası dalga şekilleri osiloskop çıkışı....	76
Şekil B.1	:Anahtarlama anlarının hesaplanmasında kullanılan üç fazlı evirci simülasyon devresi.....	79
Şekil B.2	:Simülasyon sonuçları.....	80
Şekil B.4	:Simülasyon sonuçları.....	81
Şekil B.4	:Simülasyon sonuçları.....	82



REZONANS ALTERNATİF AKIM GİRİŞLİ, DEĞİŞKEN FREKANS VE GENLİKTE ALTERNATİF AKIM ÇIKIŞLI BİR EVİRİCİ TASARIMI

ÖZET

Bu çalışmada, değişken frekans ve genlikte çıkış gerilimine sahip bir evirici tasarlanmıştır. Verim artırılması amacı ile sistem içinde kapasitif gerilim kilitlemeli yarım köprü seri rezonanslı bir kat bulunmaktadır. Devre çıkışında herhangi frekansta sabit genlikte gerilime sahip olabileceği gibi frekansa bağımlı olarak gerilimi de değişebilecek şekilde tasarlanmıştır. Bu sayede asenkron motor hız kontrolü da yapılabilmektedir. Asenkron motorun yol alma sırasında motor manyetik devresinin doymaması amacı ile U/f oranı sabit tutulabilmektedir.

Tezin ilk bölümünde kısaca bir anahtarlamalı güç kaynağından neler beklendiği özetlenmiş, tasarlanan devrenin genel yapısı kısaca verilmiştir.

Tezin ikinci bölümünde klasik ve rezonanslı evirici yapıları anlatılmıştır. Eviricilerde gerilim ayarı ve harmoniklerin azaltılması anlatılmıştır.

Bölüm 3, 4, 5 ve 6'da rezonanslı çeviriciler ayrıntılı olarak incelenmiştir.

7. Bölüm ise tasarlanan ve gerçekleştirilen devre ile ilgilidir. Bu bölümde devre katları ve çalışmaları incelenmiştir. Sistem gerilim regülasyonu, Motorola firmasının rezonans prensibi ile çalışan anahtarlamalı güç kaynakları için tasarladığı MC34066 tümdevresi ile kontrol edilen rezonanslı kat ile sağlanmaktadır. Çıkış frekansını ayarlayan yarım köprü evirici ise önceden programlanmış 2732 EPROM ve sürücü katı ile sürülmektedir. Harmoniklerin azaltılması için sinüs darbe genişlik modülasyonu uygulanmıştır. Anahtarlama anları Qbasic dilinde yazılmış bilgisayar programı yardımı ile belirlenmektedir.

En son bölümde de devre ile ilgili deneyler gerçekleştirilmiş ve çeşitli dalga şekilleri sunulmuştur.

DESIGN OF A RESONANT ALTERNATING CURRENT INPUT, VARIABLE FREQUENCY AND AMPLITUDE ALTERNATING CURRENT OUTPUT CONVERTER

SUMMARY

In this study the design of a resonant alternating-current input, variable frequency and amplitude alternating-current output converter is given. A resonant stage is used to increase the efficiency of the whole system. A three phase push-pull half bridge inverter is designed and built which has a variable frequency, fixed voltage output or variable frequency, variable voltage output to control the speed of an induction motor. In order to avoid saturation U/f ratio is kept constant.

The first section gives a brief information about what is expected from a switch mode power supply. The main parts of designed circuit is explained briefly.

In the second section, conventional and resonant inverter topologies are presented and compared. Voltage control and harmonics reduction methods are studied by using various pulse width modulation techniques.

In the 3th, 4th, 5th and 6th sections, the operational principles and various topologies of resonant mode converters are presented.

In 7th section the design of a resonant alternating current input, variable frequency and amplitude alternating current output converter is explained in details. The resonant mode operation is achieved by Motorola's integrated circuit MC34066 which is designed for resonant switch mode power supplies. The voltage regulation of the system is controlled by this controller. The output is a push-pull half bridge three phase inverter which is controlled by a preprogrammed EPROM 2732 and a voltage controlled oscillator 8038. Sinus pulse width modulation is used for reducing the harmonics. Four independent power supplies are built for driving the power mosfets. The gating signals are automatically produced by the programme which is written in Qbasic language.

Finally, some experiments are done on this network and voltage waveforms are presented.

1. GİRİŞ

Elektriğin keşfedildiği ilk günden bu güne bu enerjinin kontrolü için bir çok dinamik ve statik sistemler ortaya atılmış, gerçekleşmiş, bunların bir kısmı gelişen teknoloji ile tarihe karışmış, bir kısmı da günümüz güç kontrol sistemlerinin temel taşları olarak kalmıştır. 1950'li yıllarda yarı iletken malzemelerin keşfi ile güç kontrol elemanı olan elektron tüpleri yerini tranzistörlerle bırakmıştır. Böylece hedeflenen kalitede enerji kontrolü çok daha küçük hacimlerden çok daha yüksek verim ile sağlanabilmektedir. Bu amaç ile birçok lineer ve anahtarlama güç kaynağı topolojileri ortaya çıkmıştır. Her topolojinin kendine özgü iyi ve kötü özellikleri vardır.

1.1 Bir Anahtarlama Güç Kaynağından Beklenen Özellikler

- **Güvenilirlik**

Bir anahtarlama güç kaynağı istenilen kalite ve saflıkta enerji verebilmeli, tasarlanan güç ve çevre şartları çerçevesinde kararlı çalışmalıdır. Bu beslediği sistemin kararlı çalışması için şarttır.

- **Verim Yüksekliği**

Günümüzde git gide azalan ve pahalı hale gelen enerji gerek boşa harcanmaması bakımından gerek ekonomi açısından enerjiyi kullanan sisteme uygun hale getirilirken olabildiğince az kayıplı olmalıdır. Ayrıca dizüstü bilgisayar, uydu gibi enerjisi sınırlı kaynaklardan beslenen sistemlerde de mevcut enerjinin olabildiğince az kayıpla sisteme aktarılması önemlidir.

- **Fiziksel Olarak Küçüklük ve Hafiflik**

Özellikle dizüstü bilgisayar, şarj cihazı gibi taşınabilir sistemlerde, uydu, uçak, helikopter gibi ağırlık ve hacmin önemli olduğu yerlerde bu özellik önem kazanmaktadır.

- **Üniversallik**

Kullanılacak cihazın farklı standarttaki elektrik enerjisini kullanabilmesi cihazı tüm dünyada kullanılabilir kılar.

- **Sistemi Besleyen Şebekeye ve Çevreye Bozucu Etki Yapmamalı**

Güç kaynağı şebekeye bozucu etki vermemelidir. Bu gibi bir durum aynı şebekeye bağlı başka cihazlarda bozucu etkiler yaratabilir, kontrol problemleri çıkabilir. Aynı şekilde yüksek anahtarlama frekansından dolayı ortama yayılan elektromagnetik dalgalar da sistem ekranlanarak önlenmelidir. Önlem alınmazsa haberleşme sistemleri, radyo ve televizyon gibi cihazlar etkilenebilir.

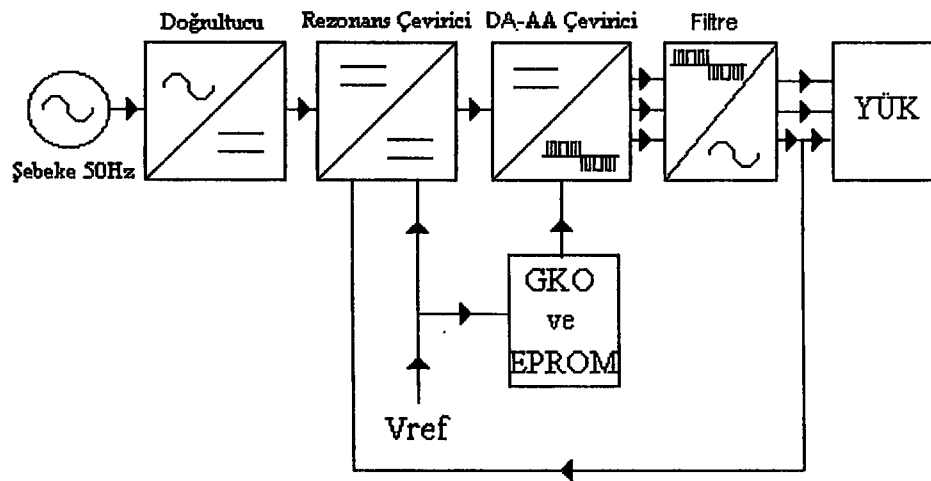
- **Ekonomiklik**

Günümüzde ekonomik şartlar her alanda olduğu gibi bu alanda da etkilidir. Bir anahtarlama güç kaynağı tasarlanırken besleyeceği cihazın ihtiyaç duyduğu kalitede enerji sağlamalıdır. Gereğinden fazla kalite ve güvenilirlik maliyeti arttıracaktır.

1.2 Çalışmanın Amacı

Bu çalışmadaki amaç istenilen frekans ve genlikte çıkış gerilimine sahip, kaynak olarak şebeke alternatif gerilimini kullanan yüksek verimli bir çevirici tasarlamaktır. Verimi yükseltmek amacı ile devrede rezonanslı bir kat kullanılmıştır. Çıkış gerilim ve frekansın değiştirilebilir yapılmasındaki amaç sistemin motor hız kontrolü gibi alanlarda da kullanılabilmesidir.

1.3 Sistemin Tanıtımı



Şekil 1.1 Sistemin blok şeması

Bu çalışmanın hedefi çıkış frekansı yüke göre değişen bir rezonans evirici çıkışındaki yüksek frekanslı alternatif akımdan istenilen düşük frekansta alternatif akım elde etmektir. (Şekil 1.1)

Bu amaçla şebeke gerilimi doğrultulur ve kapasitif gerilim kilitlemeli yarım köprü seri yüklemeli seri rezonans çeviriciyi besler. Yüksek frekanslı rezonans evirici çıkışı tasarlanan devrede doğrultularak simetrik doğru gerilim barası oluşturulur. Bu baradan DA-AA evirici ile alçak frekanslı alternatif akım elde edilir.

1.3.1 Doğultucu Katı

Bu katta şebeke herhangi bir transformatör kullanılmadan köprü doğrultucu yardımı ile tam dalga doğrultulmuştur.

1.3.2 Kapasitif Gerilim Kilitlemeli Yarım Köprü Seri Rezonans Evirici

Devrede kullanılan rezonans evirici yarım köprü tipidir. Eviriciden çekilebilecek güç 750W'tır. Devre kontrolü Motorola'nın MC34066 entegresi ile yapılmaktadır. Çıkış frekansı eviriciden çekilen akıma göre değişmekte ve 50kHz-150kHz arasındadır. Bu kat sistem çıkış gerilimini doğrudan ayarlamaktadır.

1.3.3 Tasarlanan AA-AA Çevirici

Tasarlanan bu katın amacı girişindeki yüksek frekanslı alternatif gerilimden istenilen alçak frekansta alternatif gerilim elde edilmesidir. Bu amaçla sinüs darbe genişlik modülasyonu ile deney düzeneğindeki üç fazlı itme-çekme evirici sürülmektedir. Bu katın kontrolünde 8038 gerilim kontrollü osilatör ve önceden verileri girilmiş 27256 EPROM'u kullanılmaktadır.

1.3.4 Filtre

Evirici çıkış gerilimi ana bileşenini yüksek frekansdaki taşıyıcıdan ayırmak için çıkışa bir endüktans ve bir kondansatörden oluşan alçak geçiren bir filtre bağlanmıştır.

1.3.5 Geribesleme

Sistem çıkış geriliminin kararlılığı amacı ile çıkış gerilimi tam köprü doğrultucu ve dirençler yardımı ile örneklenerek rezonans çevirici katında bulunan MC34066 entegre devresi hata bacağına bağlanmıştır.

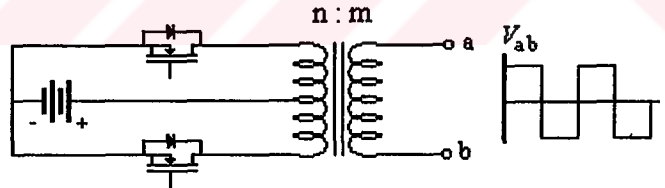
2. EVİRİCİLER [2,3,4]

Eviriciler doğru gerilimi istenilen genlik ve frekanstaki alternatif gerilime çeviren anahtarlama güç kaynaklarıdır. Eviriciler alternatif akım makinaları hız kontrolunda, kesintisiz güç kaynaklarında, güneş ve rüzgar gibi yenilenebilir enerji kaynaklarının elektrikle çelişen cihazlarda kullanılabilir şekle getirilmesinde ve alternatif akım gerektiren her türlü uygulamada kullanılır.

Eviriciler doğru gerilim ile beslenirler. Bu doğru gerilimi şebekeden veya bağımsız bir generatörden doğrultarak ya da akü veya güneş peteği gibi kaynaklardan doğrudan alır. Uygun devre yapısı ve anahtarlama anları ile bu doğru gerilim alternatif gerilime çevrilir. Eviriciler bir veya üç fazlı olarak yapılabilir.

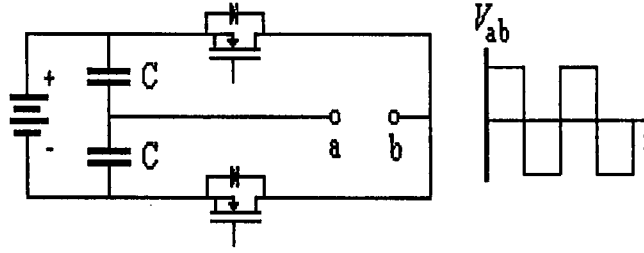
2.1 Temel Evirici Yapıları

2.1.1 İtme-Çekme Eviriciler



Şekil 2.1 İtme-Çekme Evirici ve çıkış dalga şekli

Bu tip eviricilerde transformatör primer sargısının orta uçlu olma zorunluluğu vardır. Anahtarlar sıra ile tetiklenerek transformatörün sekonderinden alternatif gerilim alınır.(Şekil 2.1) Transformatör çevirme oranı değiştirilerek çıkış gerilimi istenilen değer yapılabilir. Anahtarlardan biri iletimde iken kesimde olan anahtar üzerine besleme doğru geriliminin iki katı gelir. Anahtar seçimi sırasında bu özellik göz önünde bulundurulmalıdır. En büyük dezavantaj transformatör primer sargısının simetrik olma zorunluluğudur. Herhangi simetrisizlik durumunda transformatör doymaya gider ve evirici çalışmaz hale gelir. Devrede kullanılan anahtarlar da eş olmalıdır. Eş olmazlarsa yine sistem doymaya gidecektir.

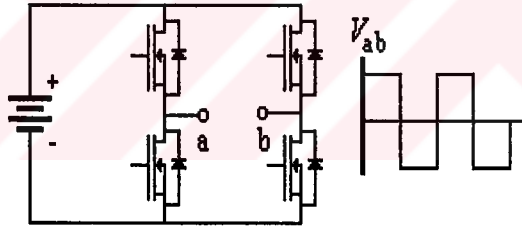


Şekil 2.2 Yarım Köprü Evirici ve çıkış dalga şekli

2.1.2 Yarım Köprü Eviriciler

Bu tip eviricilerde besleme gerilimi kondansatörler yardımı ile ikiye bölünür ve bir orta uç yaratılır. Yükün bir ucu bu noktaya bağlanır. Besleme geriliminin yarısı olan bu nokta ve iki anahtar yardımı ile evirici yapısı elde edilmiş olur. Çıkış direk ya da transformatör üzerinden alınabilir. Anahtarlar üzerine gelen en büyük genlikli ters gerilim besleme doğru gerilimidir.(Şekil2.2)

2.1.3 Tam Köprü Eviriciler

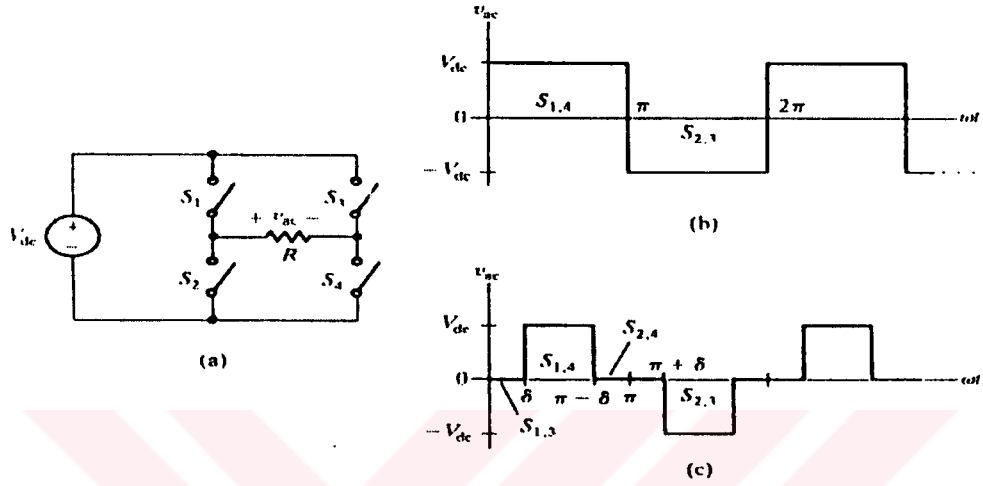


Şekil 2.3 Tam Köprü Evirici ve çıkış dalga şekli

Bu tip eviricilerde çapraz anahtar grupları sıra ile anahtarlanarak yük üzerinde alternatif gerilim sağlanır (Şekil2.3). Çıkışa transformatör bağlanarak çıkış gerilimi istenilen değere ayarlanabilir. Anahtarlar üzerine gelen en büyük genlikli gerilim besleme doğru gerilimidir. Bu tip evirici devrelerinin kullanılmasında dikkat edilmesi gereken en önemli durum alt ve üst anahtarların aynı anda ilettime geçmemesidir. Bu durumda kaynak kısa devre olur ve herhangi bir koruma yoksa anahtarlar hasar görür.

2.2 Eviricilerde Gerilim Ayar Yöntemleri

2.2.1 Darbe Genişliği Değiştirilerek



Şekil 2.4 Darbe genişliği değiştirilerek gerilim ayarı. a) Omik yüklü tam köprü evirici. b)Çapraz anahtarların sürekli olarak anahtarlandığında oluşan alternatif gerilim dalga şekli. c)İstenilen alternatif gerilim amaçlı anahtarlama anlarının kontrolü ile elde edilen gerilim dalga şekli.

Anahtarların bir yarı periyot içindeki iletim süreleri değiştirilerek evirici çıkışı efektif değeri kolaylıkla değiştirilebilir. (Şekil 2.4)

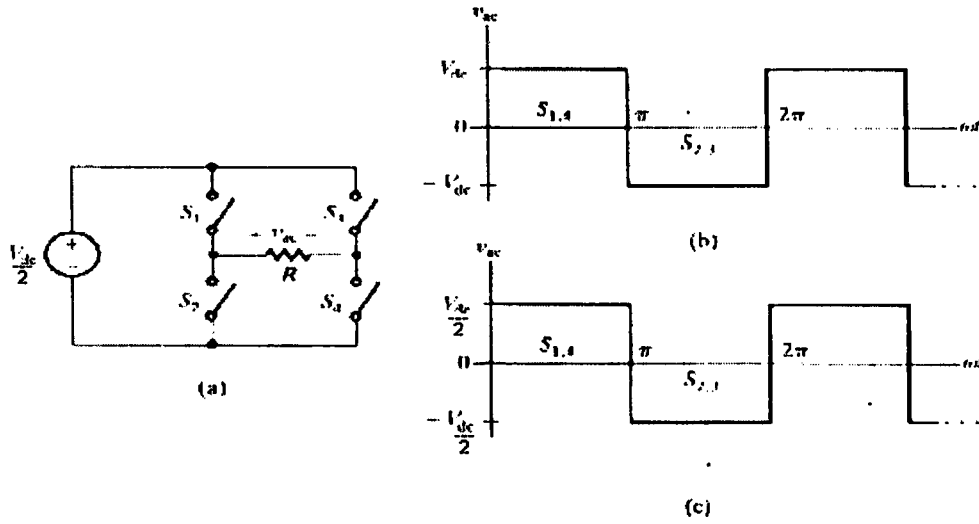
$$V_{a_{rms}} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\delta}^{\pi-\delta} V_{dg}^2 d(\omega t)} = V_{da} \sqrt{1 - \frac{2\delta}{\pi}} \quad (2.1)$$

2.2.2 Eviriciyi Besleyen Doğru Gerilim Değeri Değiştirilerek

$$V_{a_{RMS}} = k.V_{da} \quad (2.2)$$

$$0 < k < 1$$

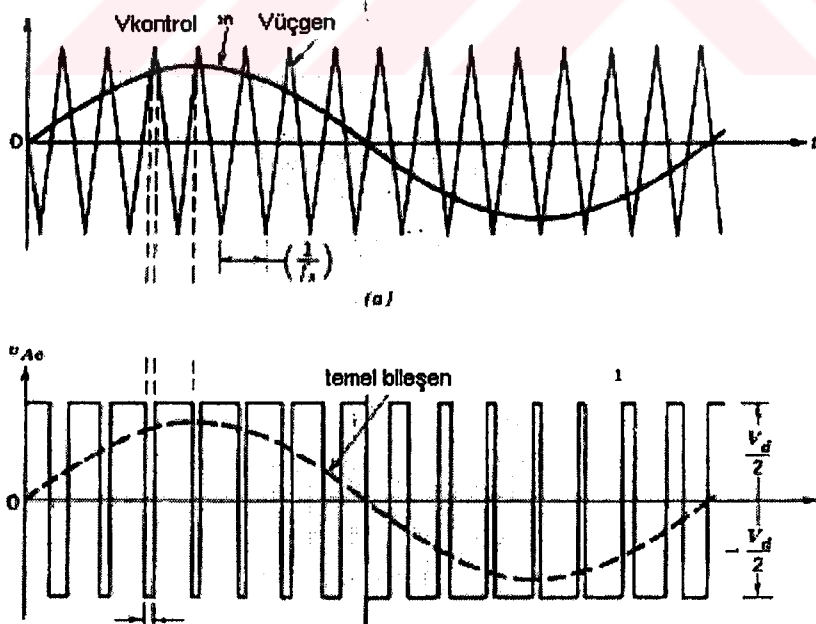
Eviriciyi besleyen doğru gerilim değeri değiştirilerek evirici çıkış gerilimi tepe değeri dolayısıyla da efektif değeri kolaylıkla değiştirilebilir.



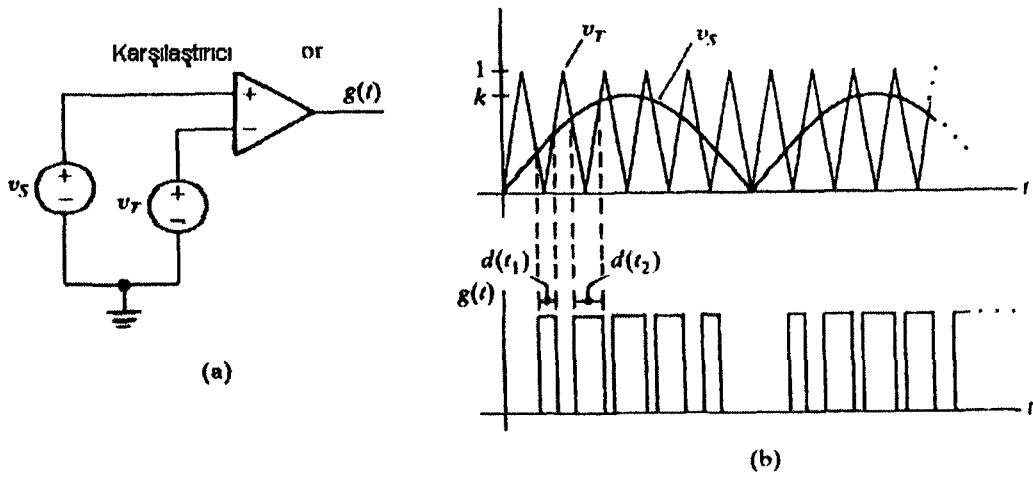
Şekil 2.5 Çıkış gerilimi efektif değeri k katsayısı değiştirilerek ayarlanabilir. a) Omik yüklü tam köprü evirici. b) Besleme gerilimi V_{dc} değerinde oluşan alternatif gerilim dalga şekli. c) İstenilen alternatif gerilim amaçlı besleme geriliminin değiştirildiği gerilim dalga şekli.

2.3 Eviricilerde Harmoniklerin Azaltılması

2.3.1 Sinüsoidal Darbe Genişlik Modülasyonu



Şekil 2.6. Sinüsoidal darbe genişlik modülasyonda anahtar tetikleme anlarının belirlenmesi
a) Yüksek frekanslı üçgen dalga ile referans sinüs işaretinin karşılaştırılması b) Anahtar işaretleri içindeki hedeflenen temel bileşen.

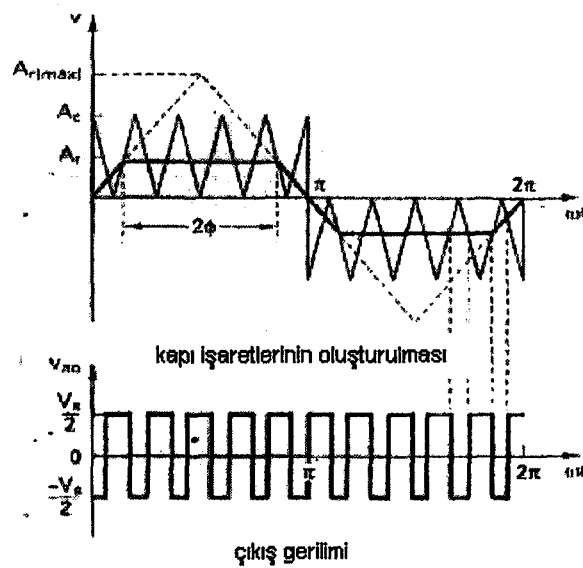


Şekil 2.7 Kapı işaretlerinin elde edildiği devre a)Karşılaştırıcı b)Hedeflenen sinüs dalgası ve üçgen dalga c)Karşılaştırma sonucu elde edilen kapı dalga şekilleri.

Bu tip modülasyonda hedeflenen sinüs ile bu sinüsün frekansından çok daha yüksek frekansdaki üçgen dalganın karşılaştırılması ile anahtar açma kapama anları tespit edilir.

Şekil 2.7 de anahtar kapı işaretlerinin elde edildiği devre verilmektedir. Burada üçgen dalga ile sinüs bir karşılaştırıcıda karşılaştırılırlar ve anahtarlama anları ortaya çıkar.

2.3.2 Trapezoid Modülasyon



Şekil 2.8 Trapezoid darbe genişlik modülasyonda anahtar tetikleme anlarının belirlenmesi

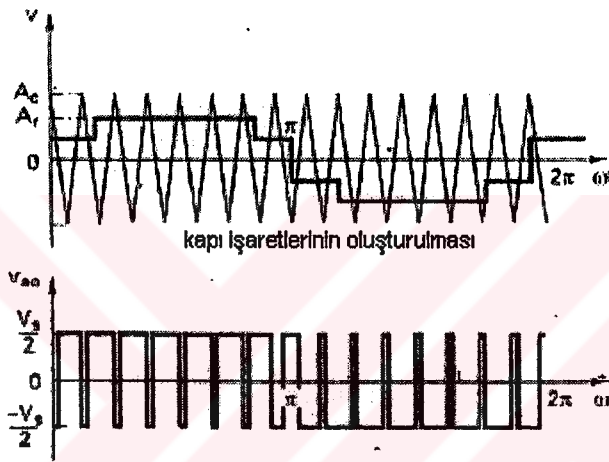
$$A_r = \sigma A_{r(max)} \quad (2.3)$$

$$M = \frac{A_r}{A_c} = \frac{\sigma A_{r(max)}}{A_c} \quad 0 \leq M \leq 1$$

$$2\phi = (1 - \sigma)\pi$$

Bu tip modülasyon ile çıkış dalga şeklinin temel bileşeninin değeri 1.05Vs artar. Bu tekniğin dezavantajı ise çıkışın temel bileşene yakın harmonikler içermesidir.

2.3.3 Merdiven Modülasyonu

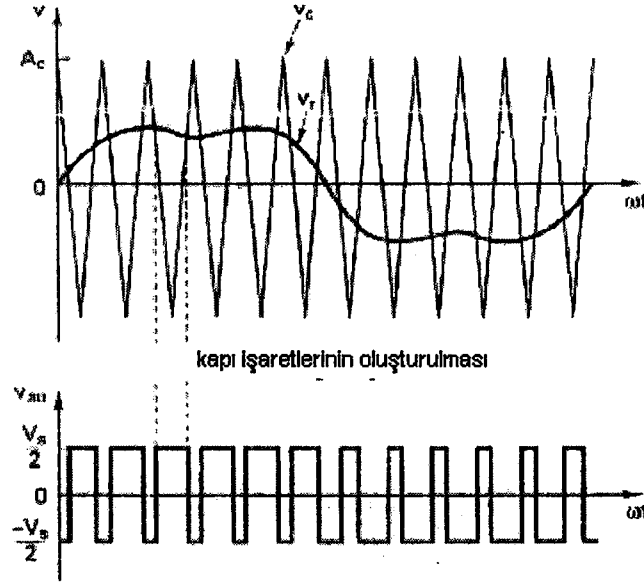


Şekil 2.9. Merdiven darbe genişlik modülasyonda anahtar tetikleme anlarının belirlenmesi

Bu modülasyon tekniğinde modüle edilen dalga merdiven şeklindedir(Şekil2.9). Bu dalga şekli sintüsten örneklenmemiş olup hedeflene harmoniklerin yok edilmesi amacı ile hesaplanarak bulunur. Bu yöntem ile yüksek kaliteye çıkış dalga şekli elde edilir. Temel bileşenin tepe değeri 0.94Vs dir.

2.3.4 Harmonik Eklemeli Modülasyon

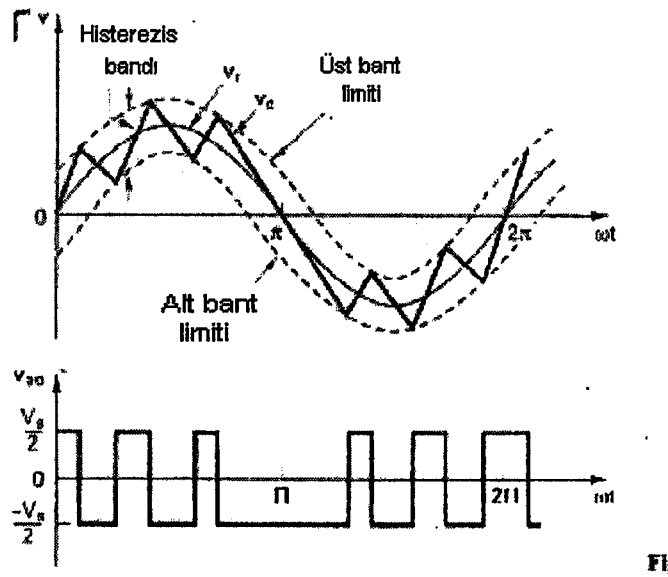
Modülasyon sinyali saf sinüs ile seçilen harmoniklerinin toplanması ile oluşturulur. Bu sayede oluşturulan dalga şekli ile daha düz tepeye sahip bir modülasyon dalgası elde edilir.(Şekil 2.10) Çıkış dalga şekli daha az harmonik içerir ve temel bileşen genliği artar.



Şekil 2.10 Harmonik eklemeli darbe genişlik modülasyonda anahtar tetikleme anlarının belirlenmesi

2.3.5 Delta Modülasyonu

Bu teknikte üçgen dalga üst ve alt limit olarak tanımlanan aralık içerisinde kalır. Üçgen dalga üst limite ulaşıncaya kadar anahtar iletimdedir. Üst limite gelindiğinde anahtar kesimdedir. Üçgenin inen kısmı alt limite ulaşınca anahtar tekrar iletime sokulur. Bu yöntem ile ister gerilim ister akım kontrolü yapılabilir. (Şekil 2.11)



Şekil 2.11. Delta modülasyonu ve elde edilen kapı işaretleri

2.4 Rezonanslı Eviriciler [1,2,3,4]

Rezonanslı eviriciler doğru gerilim ile beslenirler. Rezonanslı eviriciler çıkış frekansının önemli olmadığı uygulamalarda alternatif gerilim kaynağı olarak ya da çıkış gerilimi doğrultularak doğru gerilim kaynağı olarak kullanılırlar. Çıkış frekansının önemli olmadığı uygulamaya örnek olarak endüksiyon yolu ile ısıtma verilebilir. İçinden alternatif akım akan bir iletkenin yanındaki başka bir iletkende gerilim endüklenir. Yakındaki bu devre kısadevre edilirse büyük akımlar akar ve iletken ısınır.

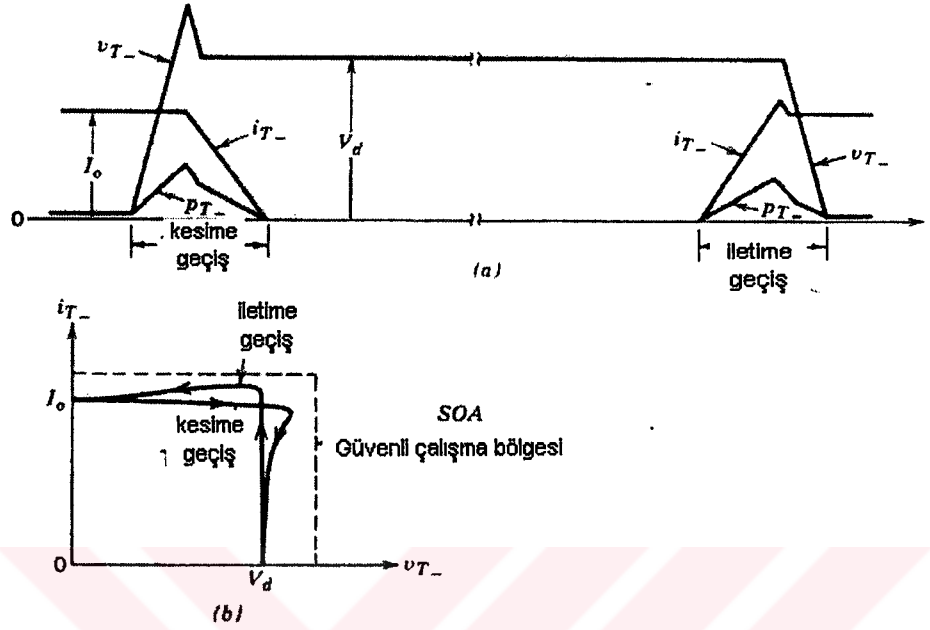
Klasik evirici devre yapısında olup yüke seri veya paralel L-C filtresi bağlanmış devrelerdir. Devredeki anahtarlar yardımı ile giriş doğru gerilimi alternatif kare dalga şekline getirilir. Devreye konmuş olan endüktans ve kondansatör yardımı ile ortaya çıkan bu kare dalga içinden istenmeyen harmonikler çıkarılır. Burada önemli olan ana bileşen ve bundan sonra gelen ilk harmonik olan 3. Harmoniğin çok yakın olmasıdır. Bu yüzden burada diğer anahtarlama güç kaynaklarında olduğu gibi basit yapıdaki klasik alçak geçiren filtreler kullanılamaz, yetersiz kalırlar. Bu tip uygulamalarda ise rezonans frekansı yaklaşık olarak anahtarlama frekansına (temel frekans) ayarlanmış rezonans L-C devresi kullanılır. Burada oluşturulan rezonans devresinin seçiciliği (Q) olabildiğince yüksek yapılarak sadece hedeflenen frekansın devre çıkışında görülmesi sağlanır.

Rezonans prensibi ile çalışan eviricilerde kullanılan yarıiletkenlerin kayıpları diğer yüksek frekanslı eviricilere göre belirgin olarak daha düşüktür.

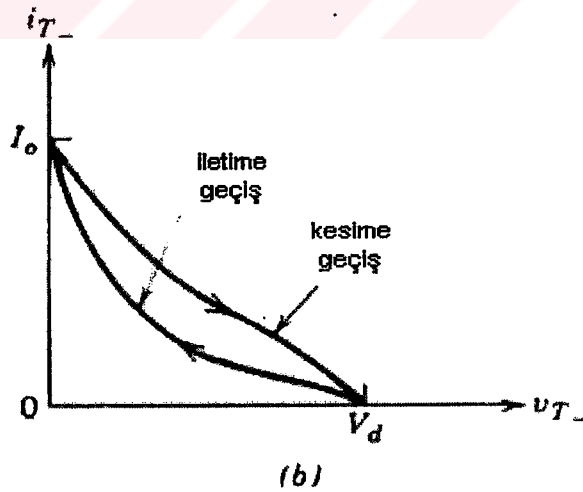
$$E_{kayıp} = \int_0^{t_{on}, t_{off}} v i dt \quad (2.4)$$

Burada t_{on} anahtarların kesimden iletme, t_{off} anahtarların iletimden kesime geçme süresidir. Yani akan akım veya gerilimin yükselme ve düşme süreleridir. (2.5) numaralı formülden de görüldüğü gibi öyle bir rezonans çevirici tasarlanabilir ki anahtarlama anları akımın veya gerilimin sıfır olduğu anlardan birinde veya sıfıra çok yakın bir anda yapılırsa anahtarlama kayıplarını sıfır veya sıfıra çok yakın yapılabilir. Her rezonans çevirici topolojisinde bu mümkün değildir. Anahtarlama kayıplarının azalması ile frekansın yükselmesi ile ortaya çıkan ısınma problemi aşılmış olur ve anahtarlama frekansı bu tip eviriciler ile normal sınırların üstüne çıkabilir. Bu sayede sistemler küçülmekte ve hafiflemektedir. Fakat azalan anahtar

kayıplarına karşın aynı güçteki bir klasik eviriciye göre anahtarlara zorlanmaları çok daha fazladır.

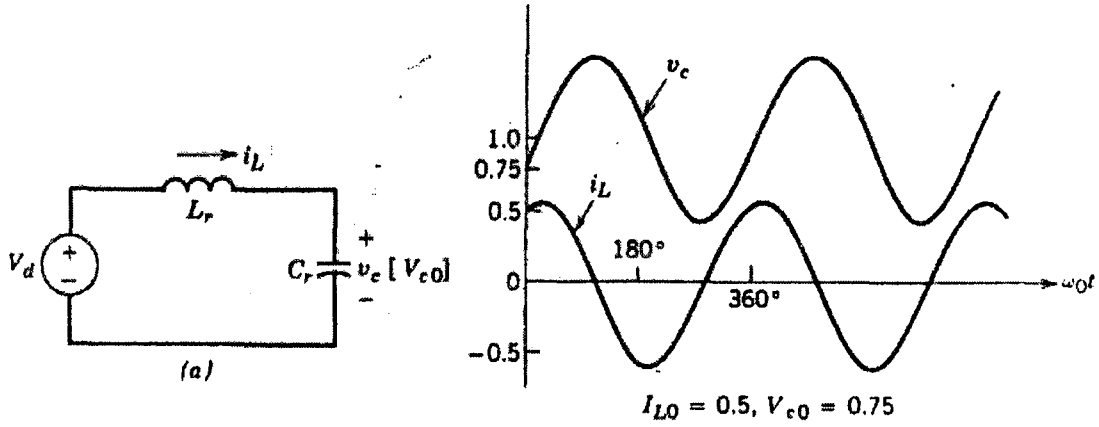


Şekil 2.12 Anahtarlama güç kaynağında anahtarlama kayıpları ve i-v eğrisi



Şekil 2.13 Rezonans eviricili anahtarlama güç kaynağında v-i eğrisi

2.4.1 Gerilim Kaynaklı Seri Rezonans Devresi



Şekil 2.14 Sönümsüz seri rezonans devresi

Şekil 2.14a da giriş gerilimi t_0 anında V_d olan sönümsüz seri rezonans devresi gösterilmiştir.

Başlangıç koşulları I_{L0} ve V_{C0} 'dur. i_L endüktans akımı ve v_C kapasite gerilimi değişkenler olmak üzere devre denklemleri

$$L_r \frac{di_L}{dt} + v_C = V_d \quad (2.5)$$

ve

$$C_r \frac{dv_C}{dt} = i_L \quad (2.6)$$

dir. Bu iki denklemin $t \geq t_0$ için çözümü

$$i_L(t) = I_{L0} \cos \omega_0(t - t_0) + \frac{V_d - V_{C0}}{Z_0} \sin \omega_0(t - t_0)$$

ve

$$v_C(t) = V_d - (V_d - V_{C0}) \cos \omega_0(t - t_0) + Z_0 I_{L0} \sin \omega_0(t - t_0)$$

dir. Rezonans frekansı

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \quad (2.7)$$

karakteristik empedans da

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \text{ ohm} \quad (2.8)$$

dur. Dalga şekilleri çiziminde baz değerler olarak

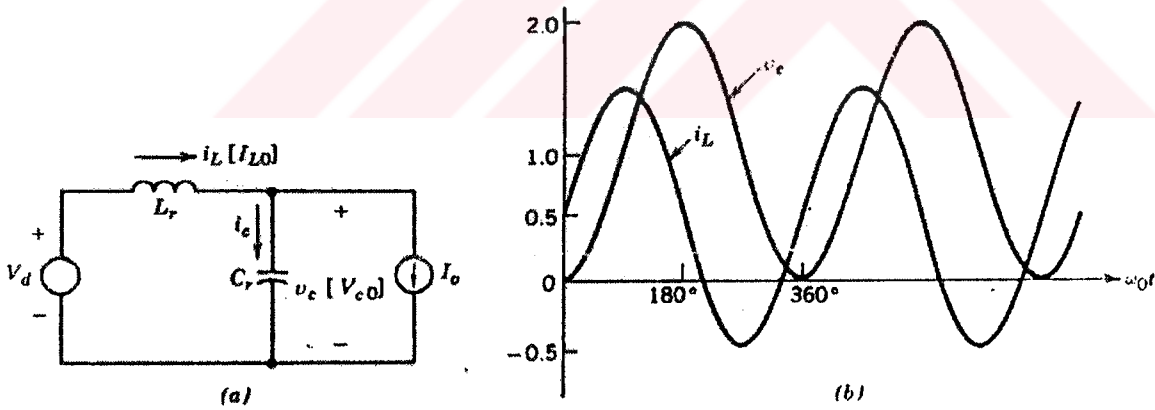
$$V_{\text{baz}} = V_d \quad (2.9)$$

$$I_{\text{baz}} = V_d / Z_0 \quad (2.10)$$

alınmıştır.

2.4.2 Yüke Paralel Kapasiteli Seri Rezonans Devresi

Şekil 2.15 de böyle bir rezonans devresinin şeması verilmiştir. I_0 akımı yükü temsil etmektedir.



Şekil2.15. Yüke paralel kapasiteli seri rezonans devresi.a)eşdeğer devre.b)dalga şekilleri

Bu devrede V_d ve I_0 sabit büyüklüklerdir. Başlangıç koşulları I_{L0} ve V_{C0} olmak üzere

$$v_C = V_d - L_r \frac{di_L}{dt} \quad (2.11)$$

ve

$$i_L - i_C = I_0 \quad (2.12)$$

dır. 2.12 nolu denklemin diferansiyeli alınır

$$i_C = C_r \frac{dv_C}{dt} = -L_r C_r \frac{d^2 i_L}{dt^2} \quad (2.12)$$

olur. 2.12 de bulduğumuz denklemden i_C 'yi çekersek ve 2.12 nolu denklemde koyarsak

$$\frac{d^2 i_L}{dt^2} + \omega_0^2 i_L = \omega_0^2 I_o \quad (2.13)$$

olur.

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \quad (2.14)$$

olmak üzere bu denklemlerin $t \geq t_0$ için çözümü

$$i_L(t) = I_o + (I_{L0} - I_o) \cos \omega_0(t - t_0) + \frac{V_d - V_{C0}}{Z_o} \sin \omega_0(t - t_0)$$

ve

$$v_C(t) = V_d - (V_d - V_{C0}) \cos \omega_0(t - t_0) + Z_o(I_{L0} - I_o) \sin \omega_0(t - t_0)$$

dir. $V_{C0}=0$ ve $I_{L0}=0$ olursa

$$i_L(t) = I_o + \frac{V_d}{Z_o} \sin \omega_0(t - t_0) \quad (2.17)$$

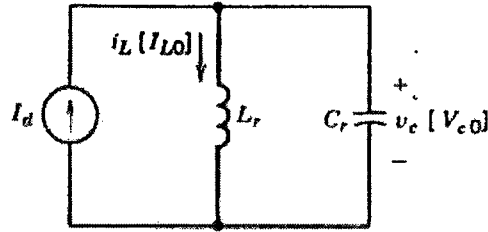
ve

$$v_C(t) = V_d [1 - \cos \omega_0(t - t_0)] \quad (2.18)$$

Şekil 2.15.b de $I_{L0}=I_o=0.5$ birim için dalga şekilleri verilmiştir.

2.5 Akım Kaynaklı Paralel Rezonans Devresi

Şekil 2.16 da I_d doğru akımı ile beslenen sönümsüz paralel rezonans devresi gösterilmiştir.



Şekil2.16 Akım kaynaklı paralel rezonans devresi

Başlangıç koşulları I_{L0} ve V_{C0} 'dır. i_L endüktans akımı ve v_C kapasite gerilimi değişkenler olmak üzere devre denklemleri

$$i_L + C_r \frac{dv_C}{dt} = I_d \quad (2.19)$$

ve

$$v_C = L_r \frac{di_L}{dt} \quad (2.20)$$

dir. $t \geq t_0$ için denklemler çözülürse

Rezonans frekansı

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \quad (2.21)$$

karakteristik empedans da

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \text{ ohm} \quad (2.22)$$

olmak üzere

$$i_L(t) = I_d + (I_{L0} - I_d)\cos\omega_0(t - t_0) + \frac{V_{C0}}{Z_0}\sin\omega_0(t - t_0) \quad (2.23)$$

ve

$$v_C(t) = Z_0(I_d - I_{L0})\sin\omega_0(t - t_0) + V_{C0}\cos\omega_0(t - t_0) \quad (2.24)$$

dir.

2.6 Rezonans Devrelerinin Frekans Karakteristiği

Rezonans çeviricilerin çalışma prensiplerini anlamak için temel rezonans devrelerinin frekans karakterisitklerini bilmek gerekir.

2.6.1 Seri Rezonans Devrenin Frekans Karakteristiği

Bir devrenin rezonans frekansı

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \quad (2.25)$$

karakteristik empedans da

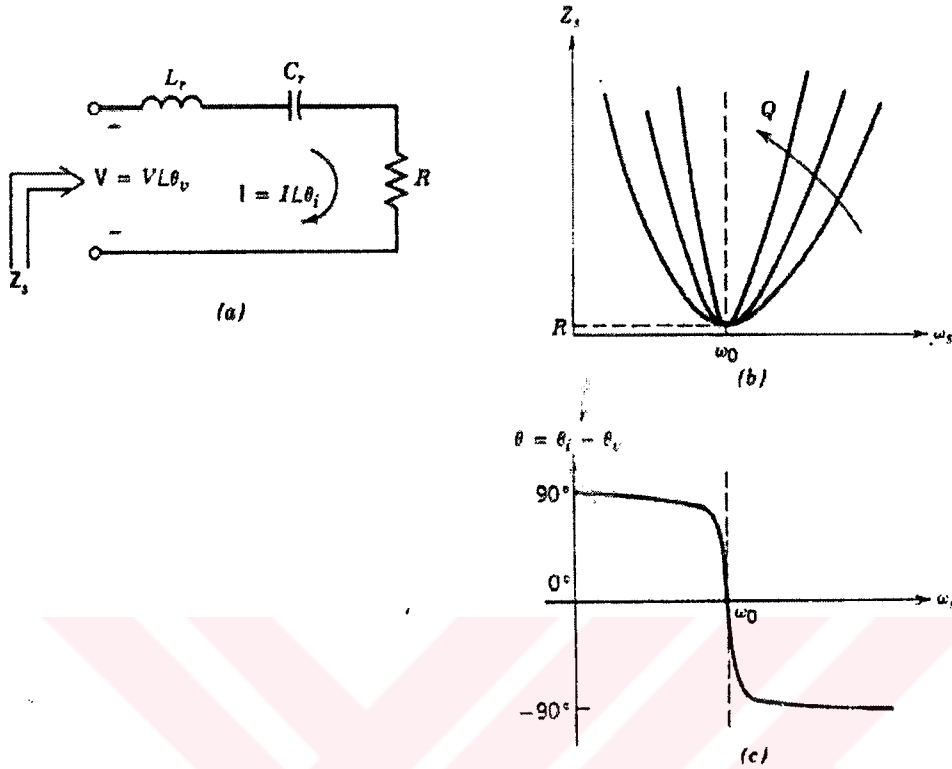
$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \text{ ohm} \quad (2.26)$$

olarak tanımlanmıştır.

Şekil 2.17.a daki gibi omik direnç yüklü seri bir için iyilik faktörü Q

$$Q = \frac{\omega_0 L_r}{R} = \frac{1}{\omega_0 C_r R} = \frac{Z_0}{R} \quad (2.27)$$

olarak tanımlanmıştır. Şekil 2.17b de yük direnci R sabit tutularak , Q parametresine göre Z_S empedansı-frekans grafiği verilmiştir. Grafikten de anlaşıldığı gibi Z_S empedansı $\omega_S = \omega_0$ olduğunda saf omik ve R 'ye eşittir. Q iyilik derecesi yüksek devrelerde Z_S empedansı frekans değişimlerine karşı son derece hassastır.



Şekil2.17 Seri rezonans devresinin frekans karakteristiği.a)eşdeğer devre.b)empedans grafiği.c)faz grafiği

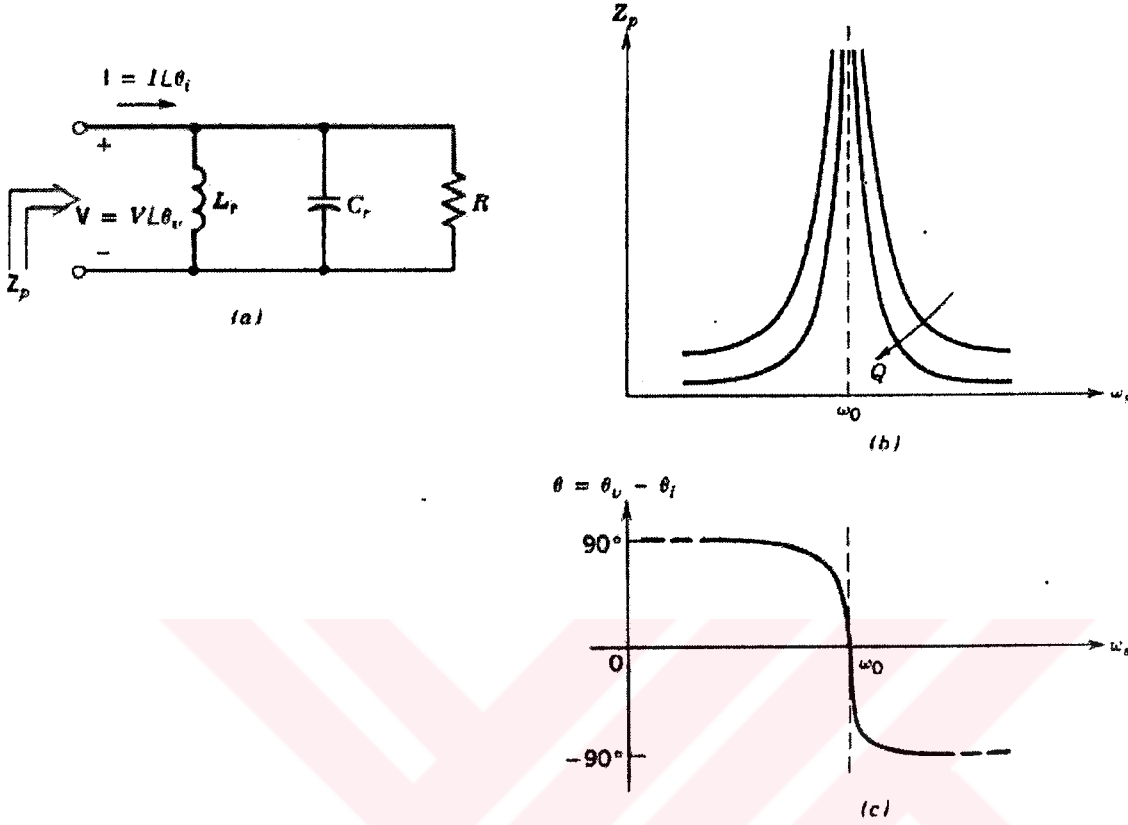
Şekil 2.17c de akım faz açısı θ ($\theta = \theta_i - \theta_v$) frekansın fonksiyonu olarak verilmiştir. Akım, anahtarlama frekansı sistemin rezonans frekansından küçükken gerilimden önde yani kapasitenin empedansı endüktansın empedansından daha baskındır. Akım, anahtarlama frekansı sistemin rezonans frekansından büyükken gerilimden geride kalır yani endüktansın empedansı kapasitenin empedansından daha baskındır.

2.6.2 Paralel Rezonans Devrenin Frekans Karakteristiği

Paralel rezonans devresi için de iyilik faktörü Q , R saf omik olmak üzere

$$Q = \omega_0 RC_r \doteq \frac{R}{\omega_0 L_r} = \frac{R}{Z_0} \quad (2.28)$$

olarak tanımlanmıştır.



Şekil2.18 Paralel rezonans devresinin frekans karakteristiği.a)eşdeğer devre.b)empedans karakteristiği.c)faz karakteristiği

Şekil 2.18.b de yük direnci R sabit tutularak , Q parametresine göre Z_s empedansı-frekans grafiği verilmiştir.

Şekil 2.18.c de akım faz açısı θ ($\theta = \theta_i - \theta_v$) frekansın fonksiyonu olarak verilmiştir. Gerilim, anahtarlama frekansı sistemin rezonans frekansından küçükken akımdan öndedir. Burada kapasitenin empedansı endüktansın empedansından daha baskındır. Gerilim, anahtarlama frekansı sistemin rezonans frekansından büyükken akımdan geride kalır yani endüktansın empedansı kapasitenin empedansından daha baskındır.

3. YÜK REZONANSLI ÇEVİRİCİLER [3,4]

Bu tip devreler L - C rezonans hücresi içerirler. Hücre devresindeki L - C den dolayı salınım yapan gerilim ve akım yüke uygulanır. Bu salınım esnasında da sıfır gerilimde ve/veya sıfır akımda çeviricinin anahtarları kontrol edilebilir.

Bunun için seri ya da paralel L - C devresi kullanılabilir. Bu tip çeviricilerde yüke aktarılan güç rezonans hücre empedansına yani anahtarlama frekansının hücrenin rezonans frekansına göre durumuna bağlıdır. Devreler sadece sürekli halde incelenmiştir.

3.1 Seri Yük Rezonanslı DA-DA Çevirici

Şekil 3.1.a da bu tip çeviricinin yarım köprü şeklinde düzenlenmiş hali verilmiştir. Dalga şekilleri ve çalışma prensibi tam köprü durumu için de geçerlidir. Çıkış geriliminin genliğini ayarlamak ve çıkış ve giriş arasında elektriksel izolasyonu sağlamak için transformatör kullanılabilir.

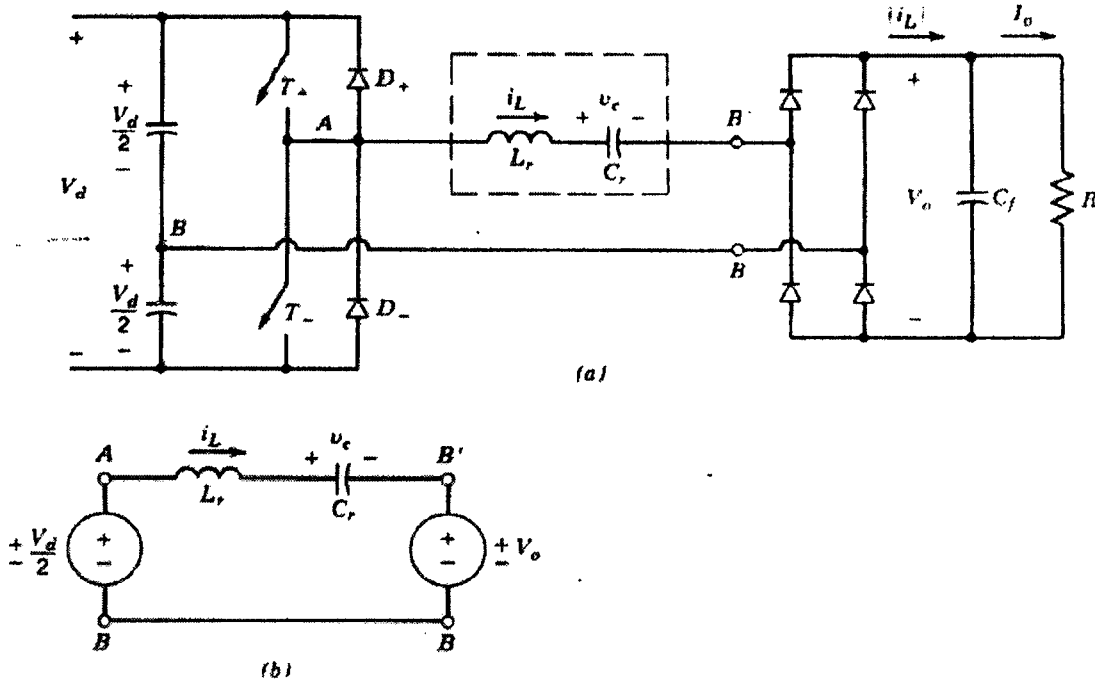
L_r ve C_r rezonans hücresinin oluşturduğu akım tam dalga köprü doğrultucu ile doğrultulup yük beslenir. Yük burada rezonans hücresi ile seridir.

Çıkıştaki C_f filtre kapasitesi gerilimi sabit tutacak kadar büyük değerdedir. Rezonans devresinin kayıpları ihmal edilebilecek kadar azdır ve bu ihmal analizi kolaylaştırmaktadır. $v_{B'B}$ gerilimi i_L akımı pozitif olduğunda V_o , $v_{B'B}$ gerilimi i_L akımı negatif olduğunda $-V_o$ dur.

i_L akımı pozitif olduğunda T_+ anahtarı kapalı ise anahtar üzerinden, değilse D_- diyodu üzerinden akar. Benzer şekilde i_L akımı negatif olduğunda T_- anahtarı kapalı ise anahtar üzerinden, değilse D_+ diyodu üzerinden akar.

Buna göre $i_L > 0$ için

$$T_+ \text{ anahtarı iletimde: } v_{AB} = +\frac{V_d}{2}, \quad v_{AB'} = +\frac{V_d}{2} - V_o$$



Şekil 3.1 Seri yük rezonanslı DA-DA Çevirici.a)devre şeması.b)eşdeğer devre

$$D. \text{ diyodu iletimde: } v_{AB} = -\frac{V_d}{2}, \quad v_{AB'} = -\frac{V_d}{2} - V_o$$

$i_L < 0$ için

$$T. \text{ anahtarı iletimde: } v_{AB} = -\frac{V_d}{2}, \quad v_{AB'} = -\frac{V_d}{2} + V_o$$

$$D. \text{ diyodu iletimde: } v_{AB} = +\frac{V_d}{2}, \quad v_{AB'} = +\frac{V_d}{2} + V_o$$

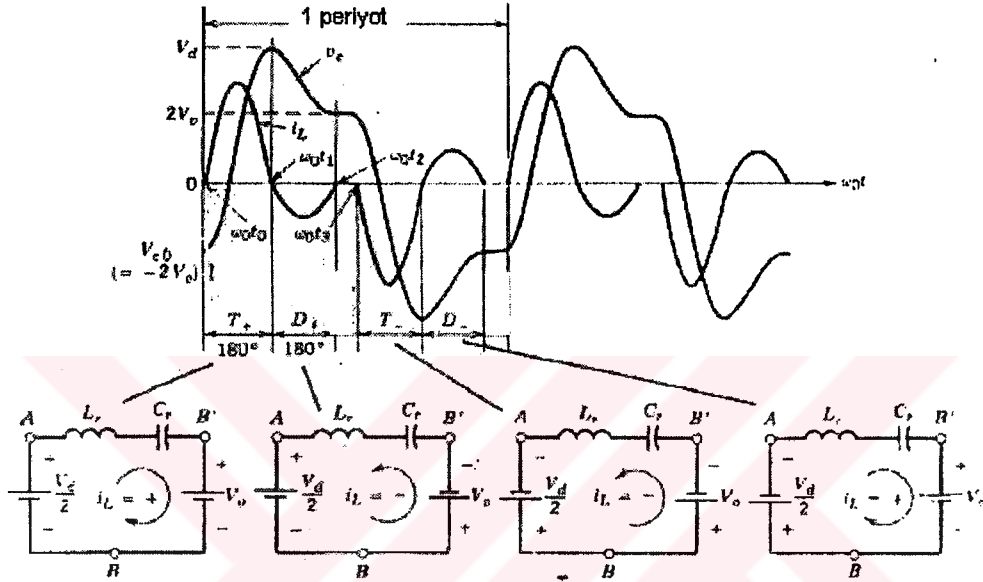
dir. Yukarıdaki denklemlerden de anlaşıldığı gibi hücreye uygulanan gerilim $v_{AB'}$, o anda iletimde olan elemana göre değişir ve şekil 3.1.b deki eşdeğer devre ile ifade edilebilir.

Devrede sürekli halde anahtarların ve diyotların çalışması simetrik olduğundan devrenin bir yarım periyotta diğer periyottaki çalışmanın simetriğidir. Bundan dolayı devrenin çalışmasını bir yarım periyotta incelemek yeterlidir. Seri yük rezonanslı çeviricide çıkış gerilimi V_o giriş gerilimi $V_d/2$ 'yi aşamaz.

Seri yük rezonanslı çeviricilerde i_L akımının sürekli veya süreksiz oluşunu belirleyen anahtarlama frekansının rezonans frekansına oranına göre üç çalışma durumu vardır.

3.1.1 $\omega_s < \omega_0/2$, Süreksiz İletim Çalışma durumu

Şekil 3.2 de bu çalışma durumuna ilişkin dalga şekilleri ve devre şemaları verilmiştir.



Şekil 3.2 $\omega_s < \omega_0/2$, Süreksiz İletim Çalışma durumuna ilişkin dalga şekilleri ve eşdeğer devreler

T_+ anahtarı $\omega_0 t_0$ anında kapanır ve endüktans akımı sıfırdan başlayarak artmaya başlar. Kapasite gerilimi de başlangıçtaki negatif değeri $V_{C0} = -2V_0$ dan artmaya başlar.

$\omega_0 t_1$ anında yani $\omega_0 t_0$ anından 180° sonra endüktans akımı yön değiştirir ve T_- anahtarı açılmadığından yolunu D_+ diyodu üzerinden tamamlar. İlk 180° deki tepe değerinden daha küçük bir tepe yapar. $\omega_0 t_1$ anından 180° sonra akım sıfır olur. Bu andan sonra herhangi bir anahtar kapanıncaya kadar akım sıfır kalır. Bu aralıkta kapasitede $2V_0$ değerinde sabit kalır. $\omega_0 t_3$ anında T_- anahtarı kapatılır ve diğer yarım periyot başlar. Bu periyot ilk yarım periyodun simetridir.

Bu tip çalışmada periyot 360° yi yani rezonans frekansının periyodunu aşar. Doğrultulan endüktans akımı $|i_L|$ nın ortalama değeri I_0 çıkış akımına eşittir. Bu akım V_0 gerilimdeki yükü besler.

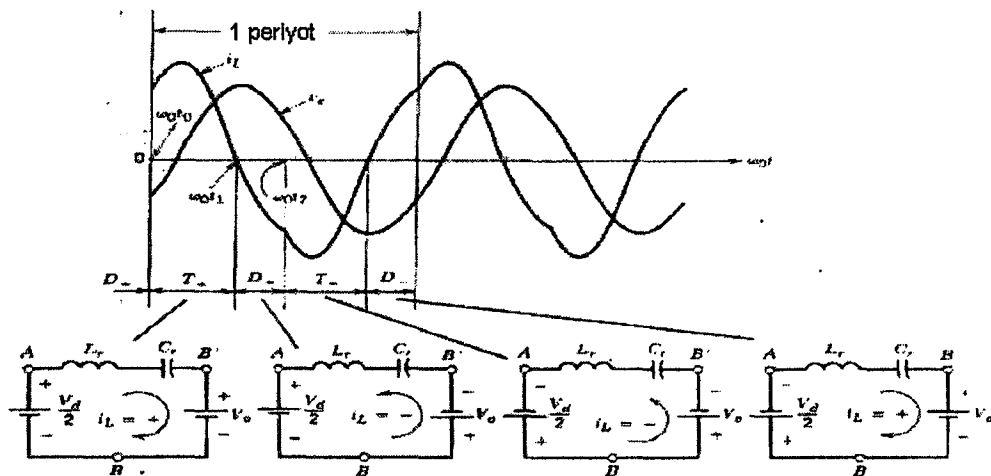
Anahtarlar bu tip çalışmada endüktans akımı sıfır olduğunda doğal olarak açılıp kapanır. Anahtarlar sıfır akımda kapatılır fakat bu anda anahtarlar üzerindeki gerilim sıfır değildir. Diyotlar da sıfır akımda doğal olarak iletme ve kesime girerler. Bu tip çalışmada anahtarlar doğal olarak açıldığından düşük frekanslı uygulamalarda tristör kullanılabilir.

Bu tip çalışmanın dezavantajı ise tepe akımının genliğinin yüksek olmasıdır. Bu da Sürekli iletim tipine göre daha yüksek iletim kayıpları demektir.

3.1.2 $\omega_0/2 < \omega_s < \omega_0$, Sürekli İletim Çalışma Durumu

$\omega_0 t_0$ anında T_+ anahtarı endüktanstan belli bir akım akmaktayken ve üzerinde V_d gerilimi varken kapatılır. T_+ anahtarı 180° den az iletimde kalır. $\omega_0 t_1$ anında i_L akımı yön değiştirir ve T_+ anahtarının doğal olarak kapanmasını sağlar. Akım ise devresini D_+ diyodu üzerinden tamamlar. $\omega_0 t_2$ anında T_- anahtarı kapatılır ve i_L akımı T_- üzerinden akmaya devam eder. Bu tip çalışmada D_+ diyodu 180° den az iletimde kalır çünkü T_- anahtarı süresiz iletim tipindekinden daha önce iletme geçirilir.

Bu tip çalışmada anahtarlar kapanma anlarında üzerlerinde gerilim ve akım bulunduğu için anahtarlarda kapama kayıpları mevcuttur. Serbest geçiş diyotlarının da büyük genlikli ters akım darbelerinde anahtarları korumak için ters toparlanma süresinin iyi özellikte olması gereklidir (örnek olarak $\omega_0 t_2$ anında D_+ dan T_- ye geçiş anında ve diyot kesime gitme kayıplarını azaltmak için). Anahtarların açılması ise sıfır akım ve gerilimde olduğundan düşük frekanslı uygulamalarda tristör kullanılabilir.

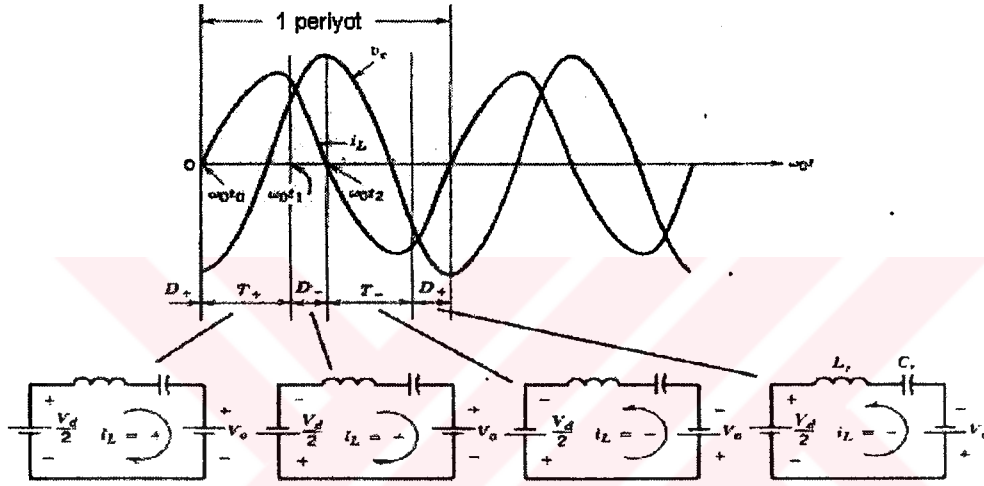


Şekil 3.3. $\omega_0/2 < \omega_s < \omega_0$, Sürekli İletim Çalışma Durumuna ilişkin akım ve gerilim akım şekilleri ve eşdeğer devreler.

3.1.3 $\omega_s > \omega_0$, Sürekli İletim Tipi

Bu çalışma tipinde de bir önceki tipin tam tersine anahtarlar üzerlerinden akım akarken açılırlar. Kapanmaları da sıfır akım, sıfır gerilimde yapılır.

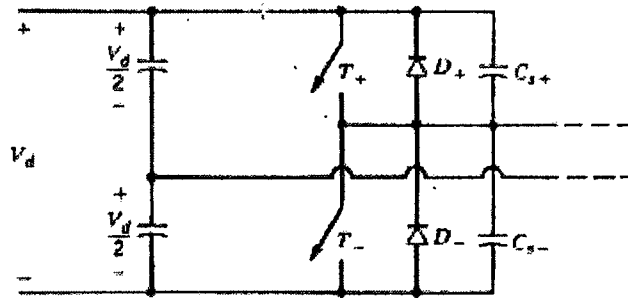
Şekil 3.4 de çalışmaya ilişkin dalga şekilleri verilmiştir. T_+ anahtarı $\omega_0 t_0$ de endüktans akımı yön değiştirdiği anda, sıfır akımda kapatılır. Osilasyon ilk yarı periyodunu tamamlamadan $\omega_0 t_1$ anında T_+ anahtarı iletme sokulur ve pozitif i_L akımının D_+ diyodu üzerinden yol bulmasını sağlar. $\omega_0 t_2$ anında L - C deposu üzerindeki büyük değerdeki negatif doğru gerilimden dolayı



Şekil 3.4 $\omega_s > \omega_0$, Sürekli İletim Tipi çalışmaya ait endüktans akımı ve kondansatör gerilimi dalga şekilleri ve eşdeğer devreler.

($v_{AB} = -V_d/2 - V_o$) diyot akımı hızla sıfıra gider. i_L akımı yön değiştirdiği anda D_- iletme geçtiğinde akım kendine yol bulabilmesi için T_- anahtarı da tetiklenir. Bu çalışmada yarım periyot 180° den azdır ve $\omega_s > \omega_0$ dir.

Bu tip çalışmanın bir çok avantajı vardır. Anahtarlar sıfır akım ve gerilimde kapanır.



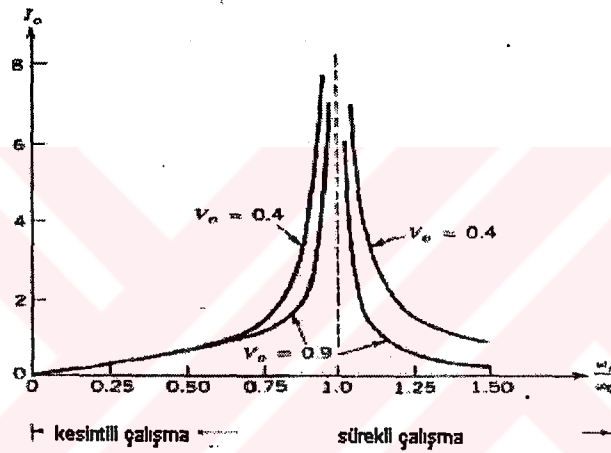
Şekil 3.5. Söndürücü devre

Serbest geçiş diyotlarının ters toparlanma özellikleri çok önemli değildir. Tek dezavantajı anahtarları açma sırasında üzerlerinden yaklaşık i_L akımının tepe değeri geçmektedir ve bu büyük açma akımlarına sebep olur. Bu kaybı ortadan kaldırmak içinde  ekil 3.5 deki söndürücü devre kullanılabilir. Bu tip çalışmada kontrol edilebilir anahtarlar kullanmak gereklidir.

3.2 Sürekli Halde alışma Karakteristikleri

Şekil 3.6 da

$$V_{baz} = \frac{V_d}{2} \quad (3.1)$$



Şekil 3.6. Çalışma karakteristikleri

$$I_{baz} = \frac{V_d / 2}{Z_o} \quad (3.2)$$

$$\omega_{baz} = \omega_0 \quad (3.3)$$

baz değerler alınarak iki V_o çıkış gerilimi için $I_o - (\omega_s / \omega_0)$ grafiği çizilmiştir.

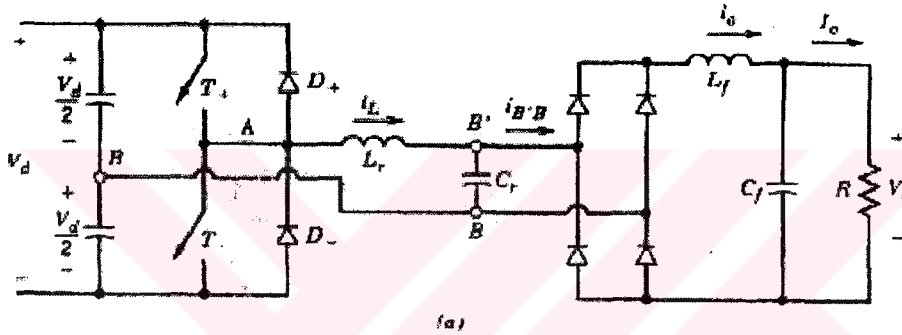
Süreksiz iletim modunda ($\omega_s < 0.5$) evirici akım kaynağı gibi davranır, V_o değişse bile I_o akımı sabit kalır. Bu tip çalışma bu özelliğinden dolayı doğal olarak aşır y k korumasına sahiptir.

Endüktans akımının tepe değeri ve C_r kapasitesine gelen gerilimin tepe değeri bu tip çeviricilerde I_o ve V_d den bir kaç kat daha fazladır. Bu akımın anahtarlardan geçtiği ve gerilimin de C_r kapasitesine geldiği tasarım aşamasında göz önünde tutulmalıdır.

SLR çevirici çıkış gerilimi doğrultulmayıp omik yüklerde evirici olarak da kullanılabilir.

3.3 Paralel Yük Rezonanslı Çevirici

Bu tip çeviriciler çalışma prensibi olarak seri yük rezonans çeviriciye çok benzer fakat burada yük hücre devresindeki C_r kapasitesine paraleldir.



Şekil 3.7. Paralel yük rezonanslı çevirici

Paralel yük rezonans çeviriciyi seri yük rezonans çeviriciden ayıran üç önemli farklılık vardır

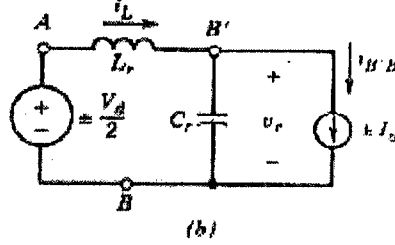
- 1- Paralel yük rezonans çevirici gerilim kaynağı gibi davranır ve birden fazla çıkış için daha uygundur
- 2- Seri yük rezonans çevirici gibi aşırı akım koruması yoktur.
- 3- Seri yük rezonans çevirici sadece alçaltıcı olarak çalıştırılabilirken (Araya yükseltici trafo konmadan) paralel yük rezonans hem alçaltıcı hem de yükseltici çevirici olarak çalıştırılabilir.

Devrenin çalışmasını anlayabilmek için devrenin eşdeğerini bulmak gerekir. C_r rezonans depo kapasitesi üzerindeki gerilim doğrultulur süzülür ve yüke aktarılır. Filtre endüktansı akımı I_o yüksek frekansta dalgasız sayılacak kadar büyük değerdedir. Rezonans devresinin gerilimi iletimde olan elemanlara göre değişir.

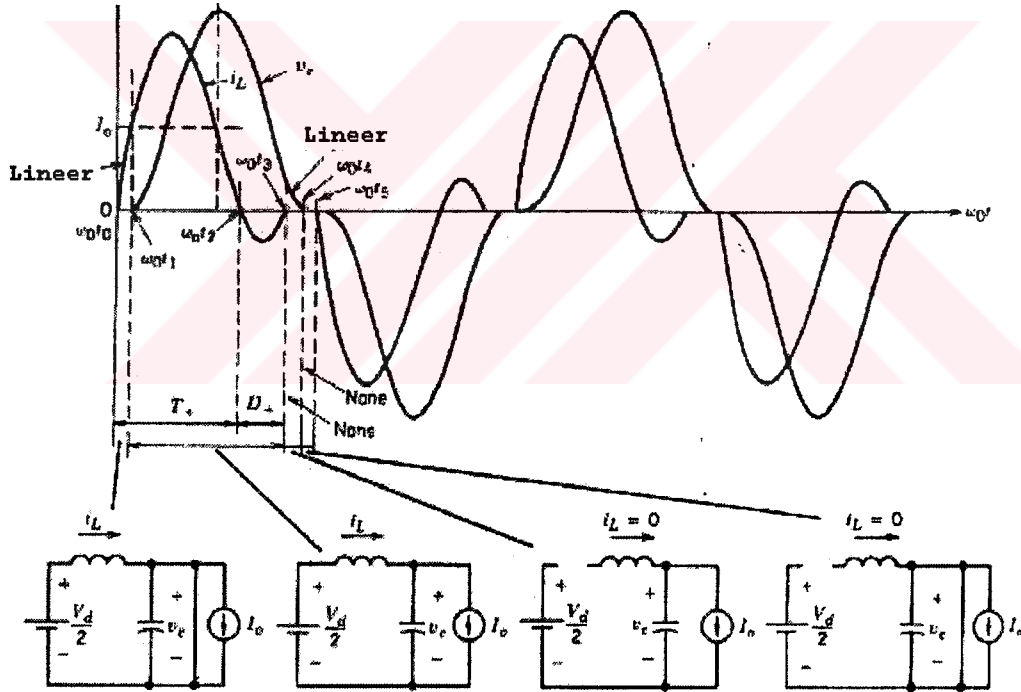
T_+ veya D_+ iletimde ise $v_{AB} = +V_d/2$

T_- veya D_- iletimde ise $v_{AB} = -V_d/2$

dir. Bunlar göz önünde tutulunca Şekil 3.8 deki eşdeğer devre ortaya çıkar.



Şekil 3.8. Paralel yük rezonanslı çevirici eşdeğer devresi



Şekil 3.9. Süreksiz Çalışma durumuna ilişkin endüktans akım, kondansatör gerilim dalga şekilleri ve bu durumlara ilişkin eşdeğer devreler.

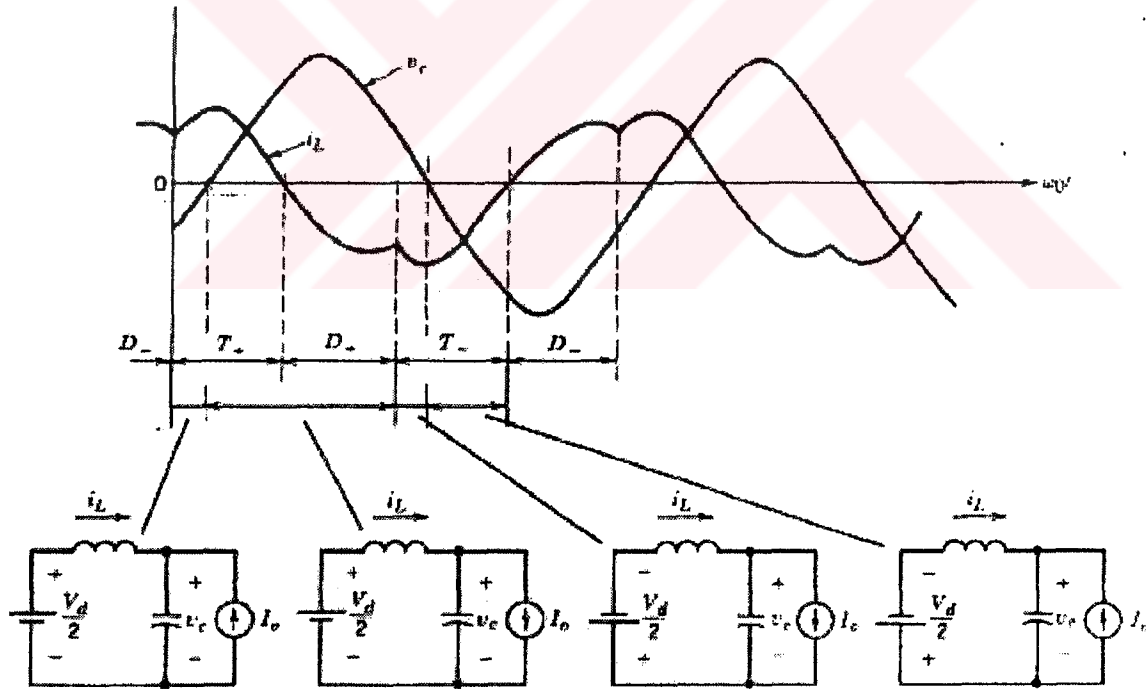
3.3.1 Süreksiz Çalışma durumu

Bu tip çalışmada i_L ve v_C bir süre için sıfırdır. Şekil 3.9 de seri rezonans devresi genel denklemlerine göre sürekli hal dalga şekilleri verilmiştir. Sürekli çalışmada i_L ve v_C nin başlangıç değerleri sıfırdır. $\omega_0 t_0$ anında T_+ anahtarı iletime sokulur. $|i_L| < I_o$ kaldığı sürece çıkış akımı köprü doğrultucu üzerinden devresini tamamlar. Bu C_r

kapasitesinin uçlarının kısadevre olduğunu ve geriliminin sıfır olduğu anlamına gelir. $\omega_0 t_1$ anında i_L akımı I_0 akımını aşar ve $(i_L - I_0)$ fark akımı C_r kapasitesi üzerinden akar ve kapasite gerilimi v_C artmaya başlar. $L-C$ nin oluşturduğu rezonansa göre i_L $\omega_0 t_2$ anında yön değiştirir ve T anahtarı kapanıncaya kadar D_+ diyodu üzerinden akar. Eğer $\omega_0 t_3$ anına kadar anahtar kapı işareti kaldırılırsa akım $\omega_0 t_3$ anından sonra akamaz ve sıfırda kalır. i_L akımının sıfır olmasıyla $\omega_0 t_3$ $\omega_0 t_4$ arasında I_0 akımı C_r üzerinden akmaya başlar ve v_C lineer olarak azalır. $\omega_0 t_5$ anında T anahtarı iletme sokulduğunda periyodun diğer yarısı başlar. Bu bölgede de işleyiş periyodun ilk yarısının simetriğidir.

Bu tip çalışmada i_L ve v_C nin sıfır olduğu bölgenin kontrolü ile çıkış gerilimi kontrol edilebilir. Kullanılan anahtarlama frekansı sistemin rezonans frekansının yarısını aşmamalıdır. Ne anahtarlar için ne de diyotlar için açma- kapama kaybı söz konusu değildir.

3.3.2 Rezonans Frekansı ω_0 altında sürekli çalışma:



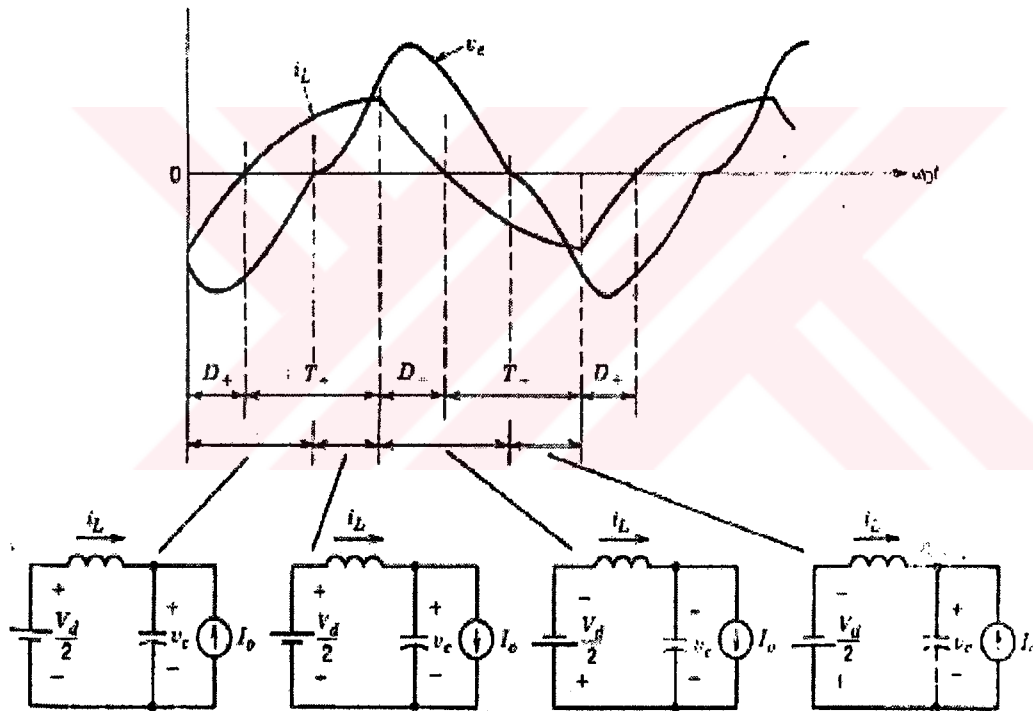
Şekil 3.10 Rezonans Frekansı ω_0 altında sürekli çalışma durumuna ilişkin endüktans akım, kondansatör gerilim dalga şekilleri ve bu durumlara ilişkin eşdeğer devreler

Eğer anahtarlama frekansı kesintili çalışmadaki anahtarlama frekansından büyük ve sistem rezonans frekansından küçük yapılırsa i_L ve v_C kesintisiz olur. Şekil 3-10 da böyle bir çalışmaya ait dalga şekilleri verilmiştir. Bu tip çalışmada bir anahtar kapatıldığı anda üzerinden belli i_L akımı akar ve akım diğer anahtara bağlı ters

paralel diyot üzerinden deversini tamamlar. Bu anahtarlarda iletme geçme esnasında kayba yol açar. Kullanılan diyotların da kısa toparlanma süresine sahip olmalıdır. Anahtarların açılma esnasında ise akım doğal olarak kendine yön bulabildiği için herhangi bir kayıp söz konusu değildir.

3.3.3 Rezonans frekansı ω_0 üzerinde sürekli çalışma:

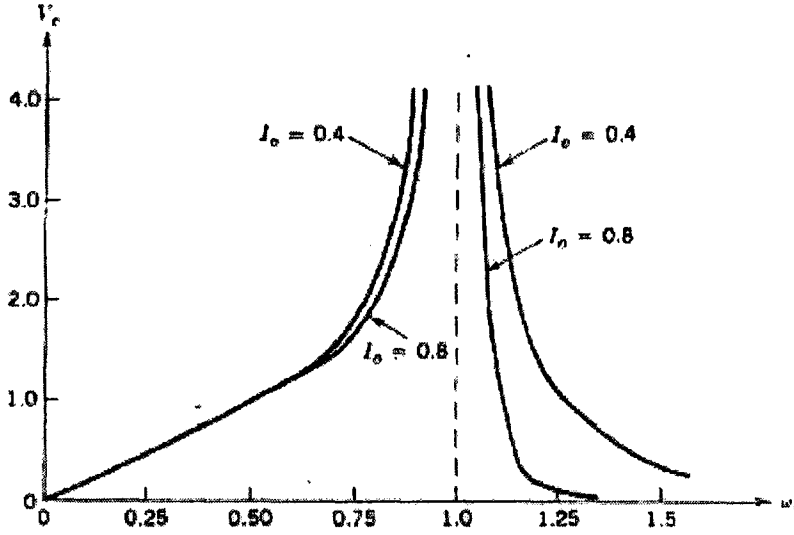
Bu tip çalışma $\omega_s > \omega_0$ olduğunda gerçekleşir, i_L ve v_C kesintisizdir. Dalga şekilleri şekil 3-11 de verilmiştir. Anahtar, i_L akımı diyot üzerinden akarken kapatıldığı için anahtar kapama kaybı söz konusu değildir. Fakat anahtar üzerinden akım akmaktayken açmaya zorlandığı için anahat açma kaybı vardır. Kesilen akım diğer anahtara bağlı ters paralel diyot üzerinden akar.



Şekil 3.11. Rezonans frekansı ω_0 üzerinde sürekli çalışma durumuna ilişkin endüktans akım, kondansatör gerilim dalga şekilleri ve bu durumlara ilişkin eşdeğer devreler

Anahtarı açma anındaki kaybı ortadan kaldırmak için kapasite içeren söndürücü kullanılabilir.

3.4 Sürekli Halde Çalışma Karakteristikleri



Şekil 3.12. Sürekli çalışma karakteristikleri

$$V_{baz} = \frac{V_d}{2} \quad (3.4)$$

$$I_{baz} = \frac{V_d / 2}{Z_o} \quad (3.5)$$

$$\omega_{baz} = \omega_0 \quad (3.6)$$

baz değerler alınarak iki I_o çıkış akımı için $V_o - (\omega_s / \omega_0)$ grafiği çizilmiştir.

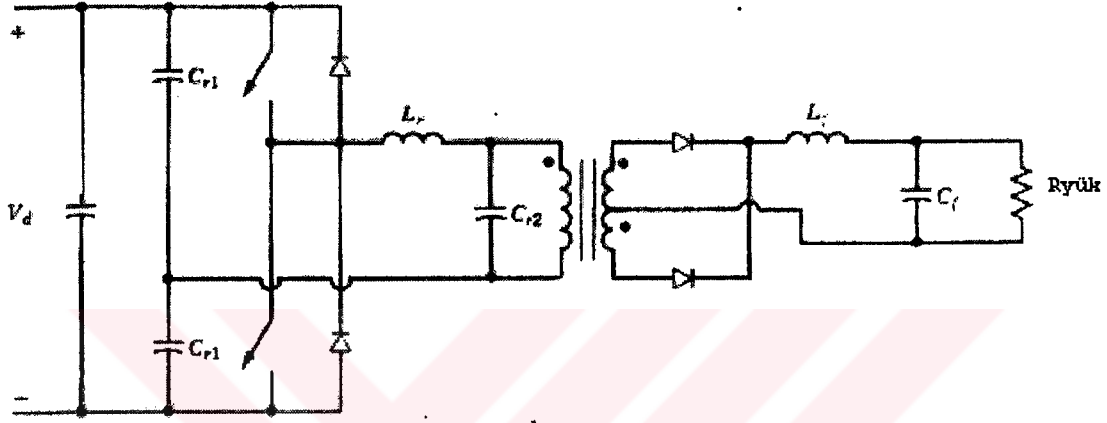
$\omega_0 < \omega_s/2$ olduğu kesintili çalışmada çevirici iyi bir gerilim kaynağı karakterine sahiptir. Çıkış gerilimi çıkış akımından bağımsızdır. Çevirici bu özelliğinden dolayı birden fazla çıkışlı çeviriciler için uygundur. Ayrıca çıkış gerilimi anahtarlama frekansı ile lineer olarak değişir. Bu da regülasyon kolaylığı sağlar.

Çıkış gerilimini alçaltma veya yükseltme olanağı mevcuttur. Endüktans akımının tepe değeri ve kapasite geriliminin tepe değeri çıkış akım ve geriliminin çok üzerindedir. Devre tasarlanması aşamasında bu akım ve gerilimlerin ilgili elemanlar üzerinde de görüleceği hesaba katılmalıdır.

Çıkış gerilimini regüle etmenin en iyi yolu anahtarlama frekansı kontrolü ile gerçekleştirilir.

3.5 Karma Rezonans DA-DA Çevirici

Bu tip devrede şekil 3.12’de gösterildiği gibi seri rezonans çeviriciden oluşur. Yük devrede kapasitenin sadece bir kısmına paralel bağlanmıştır. Geri kalan kapasite ise seridir. Bu bağlantı tarzı seri yük rezonans ve paralel yük rezonans çeviricilerin avantajlarını bir araya getirir. Oluşan devre kısa devreye karşı korumalı, çıkış gerilimi sabit ve regülasyonu kolaydır.



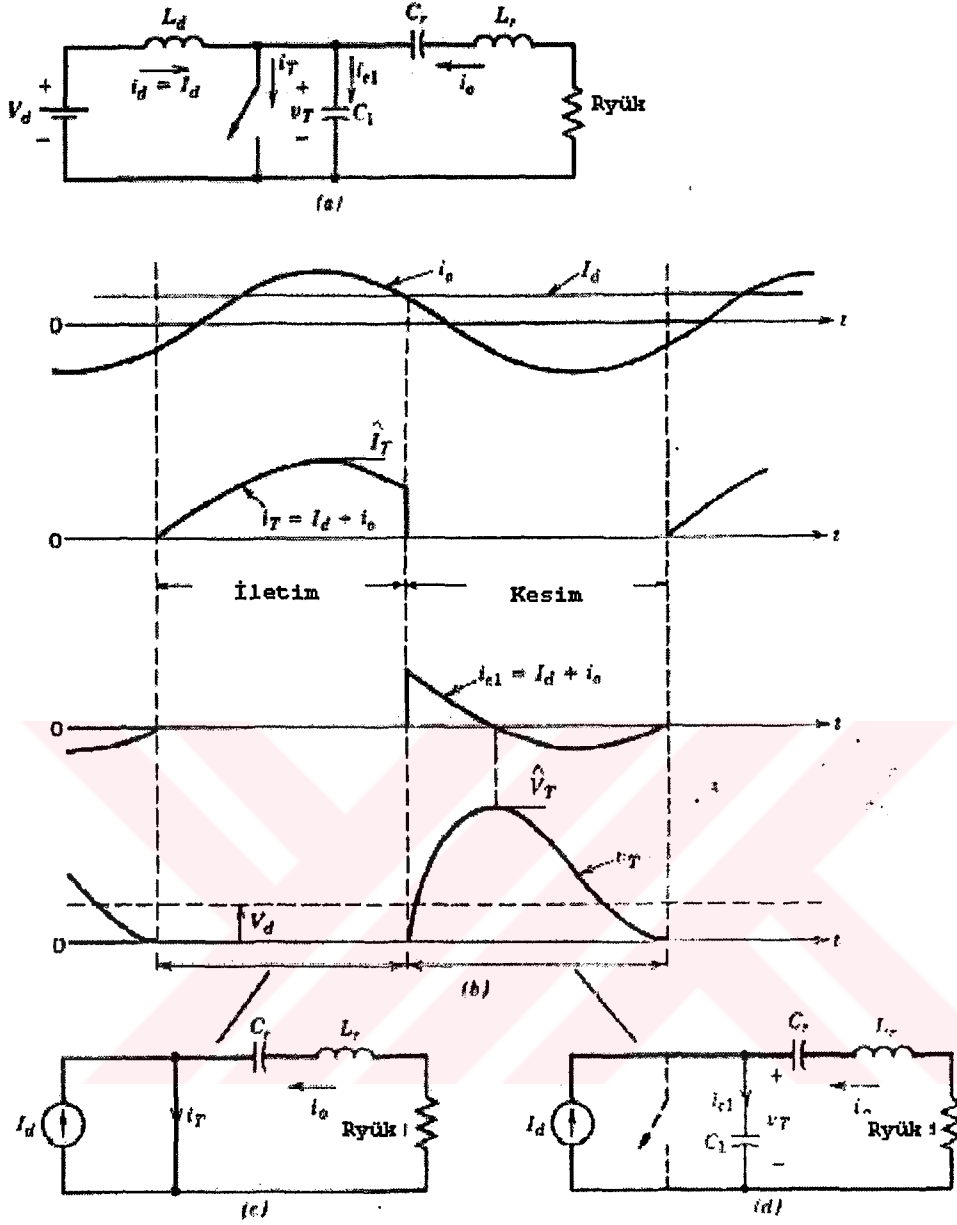
Şekil 3.13 Karma Rezonans DA-DA Çevirici

3.6 E Sınıfı Evirici

E Sınıfı eviricilerde sadece bir transistör kullanılır. Bu tip çeviricilerde anahtarlama kayıpları çok düşüktür ve verimi %95 gibi büyük değerlerdedir. Düşük elektromagnetik girişim özelliğine sahiptir. Çıkış geriliminin sabit olduğu uygulamalarda kullanılır. Genelde düşük güçlü uygulamaları vardır. Yüksek frekanslı elektronik lamba balastları için çok uygundur. Bu tip devrelerde kullanılan elemanlar yüksek gerilime dayanıklı olmalıdır. Çıkış gerilimi anahtarlama frekansı ile değiştirilebilir.

Çalışma Prensibi:

E sınıfı eviricilerde yük çok hassas ayarlanmış seri bir rezonans devresi üzerinden beslenir. Bu da I_o çıkış akımının gerçek bir sinüs formunda olmasını sağlar. Eviricinin girişindeki yeteri kadar büyük endüktans kaynağın sabit akım kaynağı gibi davranmasını sağlar. Çıkış akımının genliği çıkış gücüne bağlıdır.



Şekil 3.14 E Sınıfı Evirici . a) Devre şeması.b)dalga şekilleri c,d) eşdeğer devreler

Anahtar kapatıldığı anda $I_d + i_o$ akımı anahtar üzerinden akmaya başlar.(şekil 3.14.c). Anahtar açıldığı anda , anahtarın uçlarına gelen gerilim C_1 kapasitöründen dolayı yavaş yavaş yükselmeye başlar ve bu sayede gerilim sıfır iken anahtar açılır. Anahtar açıldığı anda (şekil 3.14.d) salınım yapan kısım devreye girer. C_1 kapasitörünün gerilimi yavaş yavaş yükselir, maksimum değerine ulaşır ve sıfıra iner. Bu anda anahtar tekrar kapatılır.

E sınıfı çeviricinin anahtarlama frekansı f_s , sistemin rezonans frekansı

$$f_o = 1 / (2\pi\sqrt{L_r C_r}) \quad (3.7)$$

dan daha yüksektir. Anahtarın açık olduğu aralıkta kaynak devreyi besler. Seri L_r - C_r - R devresinin kalite faktörünün yüksek seçilmiş olmasından dolayı ($Q \geq 7$) çıkış akımı sinüs formundadır. f_s 'de yapılacak küçük bir değişikliğe karşılık çıkış geriliminde büyük değişiklikler elde edilebilir. f_s arttırıldıkça çıkış gerilimi v_R azalır.

Başka bir açıdan da; v_T 'nin ortalama değeri V_d 'ye eşittir. Eğer i_o saf sinüzoidal kabul edilirse R yükü üzerindeki ortalama gerilim sıfırdır. L_r endüktansı üzerindeki gerilim de sıfırdır. C_r kapasitesi V_d doğru gerilimini bloke eder. Bu da rezonans devresi oluşturur.

E sınıfı eviricileri optimum ve optimum olmayan durum olmak üzere ikiye ayrılabilir.

Optimum durumda anahtar uçlarındaki gerilim sıfıra sıfır eğim ile dönmektedir ($i_{cl}=0$). Yük R_{opt} 'dur. Bu sebeple anahtar uçlarına tersparalel bir diyot bağlamaya gerek kalmamaktadır. Optimum durum için aşağıdaki eşitlikler tatmin edicidir.

$$L_d = 0.4001 / \omega_s \quad (3.8)$$

$$C_1 = 2.165 / R_{opt} \omega_s \quad (3.9)$$

$$\omega_s L - (1 / \omega_s C) = 0.3533 R \quad (3.10)$$

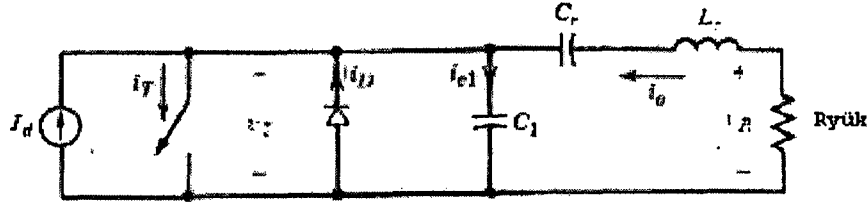
$$k = t_{on} / T = 0.304 \quad (3.11)$$

Literatürde maksimum anahtar akımı yaklaşık $3I_d$ ve maksimum anahtar gerilimi de yaklaşık $3.5V_d$ olarak verilmiştir. Şekil 3.14 de verilen devre ve dalga şekilleri optimum durum içindir.

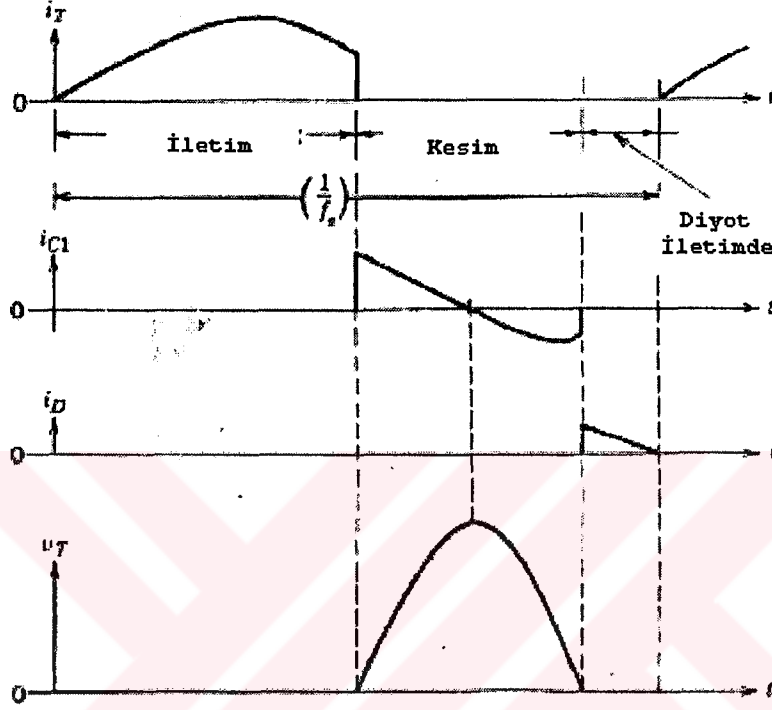
Optimum olmayan durum $R < R_{opt}$ olduğunda ortaya çıkar. Burada anahtara gelen gerilim negatif eğim ile ulaşır ($dv/dt < 0$, $i_{cl} = C_1 [dv_T/dt] < 0$). Bu akıma yol bulmak ve anahtar uçlarına gelen ters gerilimden korumak için anahtara tersparalel diyot bağlanır.

3.7 E Sınıfı Doğrultucu

DA-DA çeviricilerde genelde önce DA-AA rezonans evirici ve hemen ardından AA-DA doğrultucu yer alır. Doğrultucu katındaki yüksek frekans doğrultma diyotunun bazı istenmeyen özellikleri vardır. Bunlar iletim ve anahtarlama kayıpları, parazitik osilasyon ve giriş akımının yüksek harmonikleri. Şekil 3-16-a daki E Sınıfı



(a)



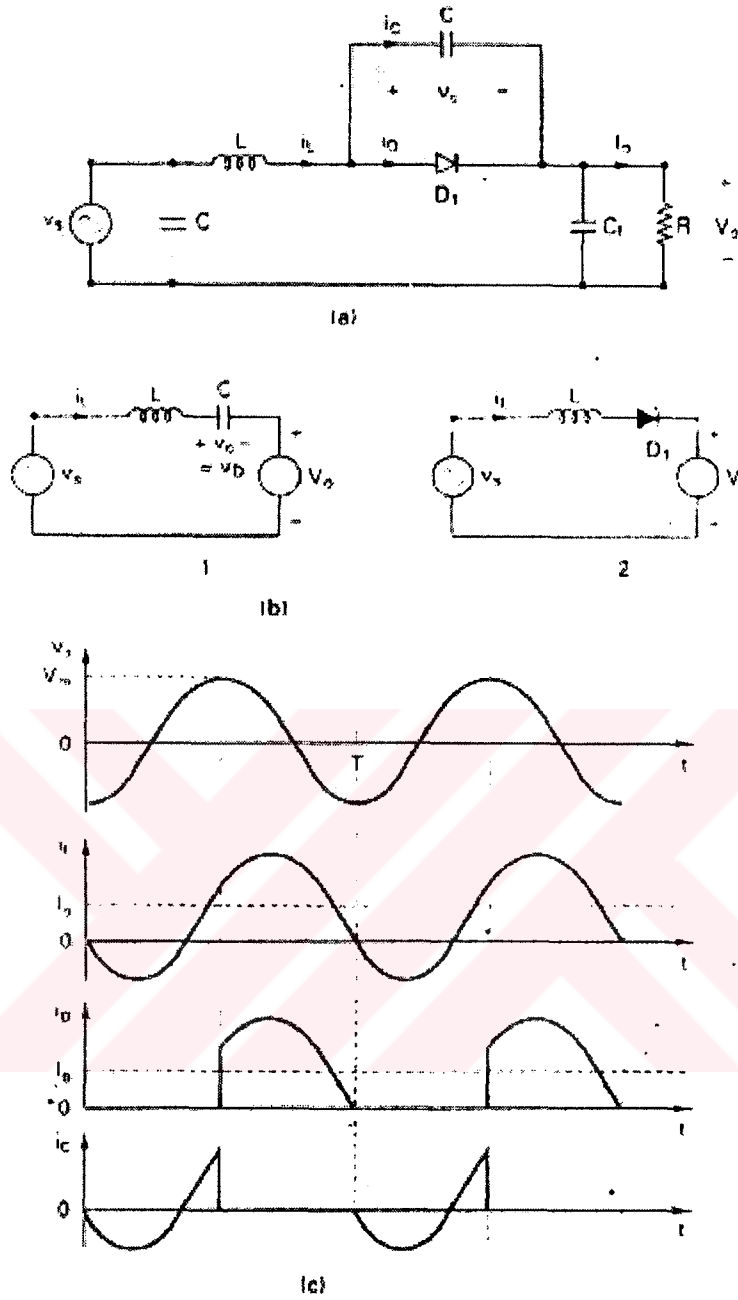
(b)

Şekil 3.15. E sınıfı evirici (optimum olmayan çalışma durumu)

doğrultucu bu gibi olumsuzlukları ortadan kaldırmaktadır. Bu devre diyotun sıfır-gerilim anahtarlama özelliğinden yararlanarak çalışmaktadır. Bu diyotun sıfır gerilimde açık anahtar konumuna geldiği anlamındadır. Devrede diyotun jonksiyon kapasitesi rezonans devresi kapasitesine eklenmiştir fakat bu çalışmayı etkilememektedir. Devrede C_r kapasitesinin V_o çıkış gerilimini sabit tutacak kadar büyük olduğunu varsayalım. Giriş gerilimi $v_s = V_m \sin \omega t$ 'dir.

Sistemin çalışması iki aşamada incelenebilir:

İlk aşamada diyot kesimdedir. Eşdeğer devre şekil 3.16b-1 deki gibidir. L ve C çalışma frekansı f 'de $\omega L = 1/\omega C$ olacak şekilde seçilmiştir. L ve C üzerindeki gerilim $v_{(LC)} = V_s \sin \omega t - V_o$ 'dur.



Şekil 3.16 E Sınıfı doğrultucu a)devre şeması b1,b2) eşdeğer devreler c) dalga şekilleri

İkinci aşamada ise diyot iletimdedir. Eşdeğer devre şekil 3.16.b-2 deki gibidir. L endüktansı üzerindeki gerilim $v_L = V_s \sin \omega t - V_o$ 'dur. Endüktans ile aynı i_D akımını taşıyan diyot, $i_D = 0$ olunca kesime gider. Kesim anında $i_D = i_L = 0$ dır. Bu da $i_C = C \frac{dv_o}{dt} = 0$ demektir, yani $\frac{dv_o}{dt} = 0$ dır. Diyot uçlarında potansiyel farkı yoktur ve anahtarlama kaybı azaltılmıştır. $I_m = V_m/R$ ve $I_o = V_o/R$ olduğundan endüktans akımı

$$i_L = I_m \sin(\omega t - \Phi) - I_o$$

formülü ile ifade edilebilir. Diyot iletimde iken faz farkı $\Phi=90^\circ$ 'dir. Diyot kesime gittiğinde ise rezonanstan dolayı $\Phi=0^\circ$ olur ($\omega L=1/\omega C$). Φ , yük direnci R 'ye göre 0° ile 90° arasında bir değer alır. Akımın tepeden tepeye değeri $2V_m/R$ olacaktır. Giriş akımının I_0 doğru bileşeni ve Φ faz gecikmesi vardır. Giriş güç faktörünü düzeltmek için girişe kaynağa paralel C_i kapasitesi bağlanır.



4. REZONANSLI ANAHTARLI ÇEVİRİCİLER [3,4]

Bazı anahtarlamaalı çeviricilerde sıfır akım-gerilimde anahtarlama yapabilmek için anahtara gelen gerilim ve akımı şekillendirmek amacıyla L - C rezonans devresi konur. Bu tip çeviriciler rezonanslı anahtarlı çeviricilerdir.

4.1 Sıfır Akımda Anahtarlamaalı Rezonans Çevirici

Bu tip çeviricilerde anahtar akım sıfır değerindeyken açılıp kapatılır. Bu L_r endüktansı ve C_r kapasitesinin oluşturduğu rezonans devresi sayesinde gerçekleştirilebilir. L ve M tipi olarak ikiye ayrılır. Her iki tipte de L endüktansı anahtar akımının di/dt zamana göre türevini sınırlar, L ve C seri rezonans devresi oluştururlar. I_o akımı yüksek frekanstan dolayı sabit sayılır. Anahtar akımı sıfırken anahtarın yapısından kaynaklanan jonksiyon kapasitesi C_j 'den dolayı ve o anki gerilimin sonlu bir eğim ile azalıyor olmasından dolayı $i = C_j dv_t / dt$ akımı akar. Bu akım anahtarda güç kaybına ve anahtarlama frekansının sınırlanmasına sebep olur.

4.1.1 L Tipi Rezonans Çevirici

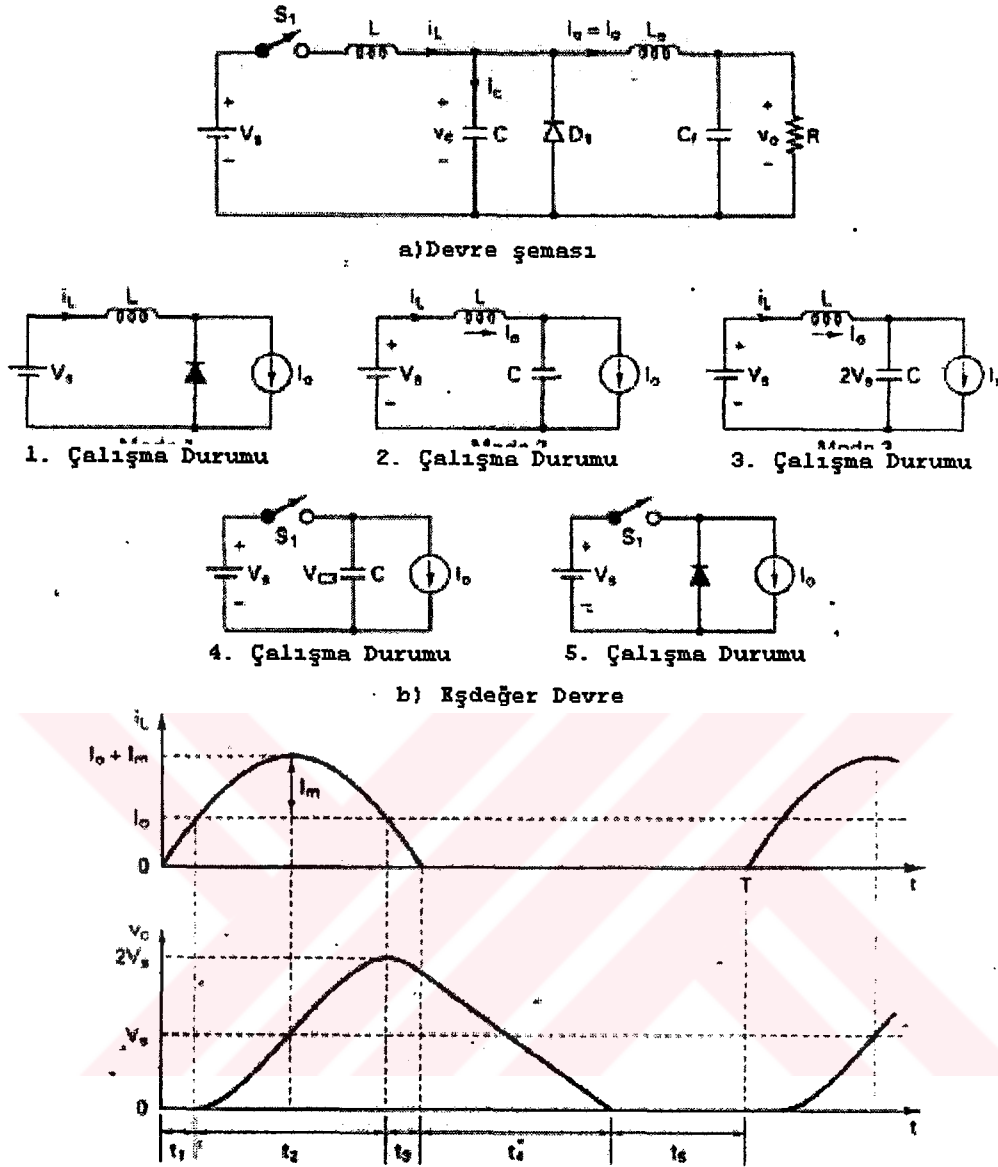
L tipi ZCS Rezonans Çeviricinin çalışması beş çalışma durumunda incelenebilir. Şekil 4.1-a da devre şeması verilmiştir.

1. Çalışma durumu: Bu adım t_1 süresince geçerlidir. S_1 anahtarı kapatılır. D_1 diyotu iletimdedir. Endüktans üzerinde V_s gerilimi vardır Endüktans akımı i_L

$$i_L = \frac{V_s}{L} t \quad (4.1)$$

dir ve lineer olarak artar. Bu adım $i_L = I_o$ olana kadar devam eder.

2. Çalışma durumu: Bu adım t_2 süresince geçerlidir. S_1 anahtarı hala kapalıdır fakat D_1 diyotu artık kesimdedir. Artık $i_L < I_o$ ve $i_L - I_o$ akımı C kapasitesi üzerinden akmaya başlar.



Şekil 4.1 L Tipi Rezonans Çevirici a) devre şeması b) eşdeğer devreler c) dalga şekilleri

$$I_m = V_s \sqrt{C/L} \quad (4.2)$$

$$\omega_0 = 1/\sqrt{LC} \quad (4.3)$$

Bu adımda endüktans akımı i_L

$$i_L = I_m \sin \omega_0 t + I_o \quad (4.4)$$

dır. Kapasite gerilimi v_c 'de

$$v_c = V_s (1 - \cos \omega_0 t) \quad (4.5)$$

dir. Maksimum anahtar akımı I_p

$$I_p = I_m + I_o \quad (4.6)$$

$$t = (\pi/2)\sqrt{LC} \quad (4.7)$$

anında oluşur. Kapasite tepe gerilimi de

$$V_{c(pk)} = 2V_s \quad (4.8)$$

dir. Bu çalışma durumu $i_L = I_o$ ve $v_c = 2V_s$ olduğunda, $t_2 = \pi\sqrt{LC}$ anında sona erer. Bu anda akım sıfırdır ve anahtar üzerinden geri gidemez. Eğer anahtar olarak BJT ve ya MOSFET kullanılıyorsa negatif gerilimi bloke etmek için ve ters akımın anahtar üzerinden akmasını önlemek için anahtara seri bir diyot balamak gereklidir.

3. Çalışma durumu: Bu adım t_3 süresince geçerlidir. Endüktans akımı I_o 'dan sıfıra düşer.

$$i_L = I_o - I_m \sin \omega_0 t \quad (4.9)$$

Kapasite akımı da

$$v_c = 2V_s \cos \omega_0 t \quad (4.10)$$

ile ifade edilir. Bu adım $i_L = 0$ olduğunda ve

$$t_3 = \sqrt{LC} \sin^{-1}(1/x) \quad (4.11)$$

anında sona erer. Burada

$$x = I_m / I_o = (V_s / I_o) \sqrt{C/L} \quad (4.12)$$

dır. Bu anda $v_c = V_{c3}$ 'tür.

4. Çalışma durumu: Bu adım t_4 süresince geçerlidir. Anahtar artık kapalıdır ve C kapasitesi yük üzerinden lineer olarak boşalır. Kapasitenin gerilimi

$$v_c = V_{c3} - \frac{I_o}{C} t \quad (4.13)$$

dir. Bu çalışma durumu $v_c = 0$ değerinde, $t = V_{c3}C/I_o$ anında sona erer.

5. Çalışma durumu: Bu çalışma durumu t_5 süresince geçerlidir. Kapasite gerilimi eksi olmaya başladığı anda D_m diyotu ilettime geçer. Yük akımı I_o , D_m diyodu

üzerinden geçer. Bu adım anahtar tekrar kapatılıncaya kadar devam eder. Bu çalışma durumundaki sürenin kontrolü ile çıkış gerilimi ayarlanır.

Anahtar üzerine gelen en büyük gerilim V_s besleme gerilimine eşittir. Anahtarı açma ve kapama anlarında akım sıfır olduğundan anahtarlama kayıpları çok küçüktür. Rezonans akımı I_m , yük akımı I_o 'dan büyük olmalıdır. Bu da yük direncinin minimum değerine bir sınır getirmektedir. Anahtara konacak tersparalel bir diyot çıkış gerilimini yük değişmelerinden bağımsız hale getirecektir.

Sürekli çalışmada filtre endüktansı üzerine gelen gerilimin ortalama değeri sıfır, rezonans devresindeki kapasitenin üzerine gelen gerilimin bir periyot için ortalaması V_o çıkış gerilimidir. 5. çalışma durumundaki zaman kontrol edilerek (örneğin anahtarlama frekansı kontrolü ile) V_o çıkış gerilimi regüle edilebilir.

Anahtara tersparalel konacak bir diyot ile endüktans akımının geri dönmesine izin verilebilir. Böylece hafif yüklerde endüktansta biriken fazla enerjiyi kaynağa geri aktarma olanağı sağlanır. Bu çıkış gerilimi V_o 'nun yüke olan bağımlılığını azaltır.

4.1.2 M tipi Rezonans Çevirici

M tipi bir Rezonans Çevirici'nin devre şeması şekil 4-2 de verilmiştir. Devrenin çalışması beş çalışma durumu incelenir.

1. Çalışma durumu: Bu adım t_1 süresince geçerlidir. S_1 anahtarı kapatılır. I_o yük akımı I_L endüktans akımından büyük olduğundan D_1 diyotu iletimdedir. Endüktans akımı i_L

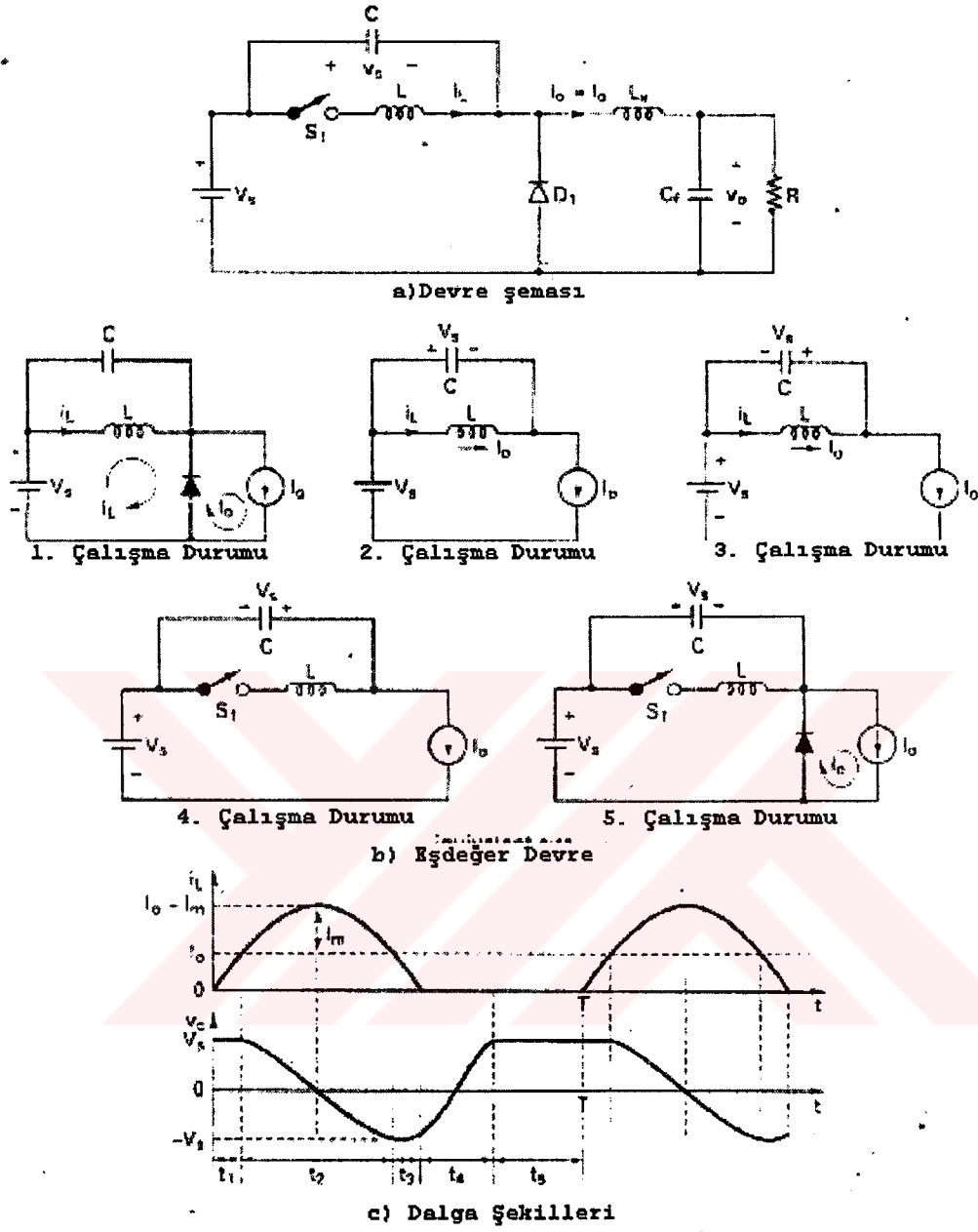
$$i_L = \frac{V_s}{L} t \quad (4.14)$$

dir ve lineer olarak artar. v_c kondansatör gerilimi V_s kaynak geriliminde sabittir. Bu çalışma durumu $i_L = I_o$ olana kadar devam eder.

2. Çalışma durumu: Bu adım t_2 süresince geçerlidir. S_1 anahtarı hala kapalıdır fakat D_1 diyotu artık kesimdedir. C ve L rezonans devresi oluşturur.

$$I_m = V_s \sqrt{C/L} \quad (4.15)$$

$$\omega_0 = 1/\sqrt{LC} \quad (4.16)$$



Şekil 4.2. M tipi Rezonans Çevirici a) devre şeması b) eşdeğer devreler c) dalga şekilleri

Bu adımda endüktans akımı i_L

$$i_L = I_m \sin \omega t + I_o \quad (4.17)$$

dır. Kapasite gerilimi v_c 'de

$$v_c = V_s \cos \omega t \quad (4.18)$$

dir. Maksimum anahtar akımı I_p

$$I_p = I_m + I_o \quad (4.19)$$

$$t = (\pi / 2) \sqrt{LC} \quad (4.20)$$

anında oluşur. Kapasite tepe gerilimi de

$$V_{c(pk)} = V_s \quad (4.21)$$

dir. Bu çalışma durumu $i_L = I_o$ ve $v_c = -V_s$ olduğunda, $t_2 = \pi \sqrt{LC}$ anında sona erer.

3. Çalışma durumu: Bu adım t_3 süresince geçerlidir. Endüktans akımı I_o 'dan sıfıra düşer.

$$i_L = I_o - I_m \sin \omega_0 t \quad (4.22)$$

Kapasite akımı da

$$v_c = -V_s \cos \omega_0 t \quad (4.23)$$

ile ifade edilir. Bu adım $i_L = 0$ olduğunda ve

$$t_3 = \sqrt{LC} \sin^{-1}(1/x) \quad (4.24)$$

anında sona erer. Anahtar açılır. Burada

$$x = I_m / I_o = (V_s / I_o) \sqrt{C/L} \quad (4.25)$$

dır. Bu anda $v_c = V_{c3}$ 'tür ve değeri negatiftir.

4. Çalışma durumu: Bu adım t_4 süresince geçerlidir. Yük akımı I_o , C_r kapasitesi üzerinden akar. Bu akım lineer olarak artar. Kapasite gerilimi negatiften pozitifte döner. Bu çalışma durumu $v_c = V_s$ değerinde,

$$t_4 = (V_s - V_{c3})C/I_o \quad (4.26)$$

anında sona erer.

5. Çalışma durumu: Bu adım t_5 süresince geçerlidir. Artık D_1 diyotu iletimdedir. Yük akımı I_o , D_1 diyodu üzerinden geçer. Bu çalışma durumu anahtar tekrar kapatılıncaya yani bir dahaki periyodun başına kadar devam eder.

Her iki tip devrede de L ve C 'nin değerleri dikkatli seçilerek oluşan devrenin rezonans frekansı $f_o = (1 / 2\pi \sqrt{LC})$ megahertz mertebesinde yapılabilir.

Anahtarlama akımının sıfır olduğu anlarda yapılır. Bu da anahtarlama kayıplarını azaltır. Anahtarı kapama anında anahtar üzerindeki gerilimin V_s olması kayıplara yol açar.

Yük akımı I_o , V_d/Z_o 'nun en büyük değerinden daha küçük olmalıdır. Bu değer devre parametrelerine bağlıdır. Aksi takdirde anahtar üzerinde akım varken kapanır.

Sabit çalışma frekansında artan yük ile çıkış gerilimi V_o azalma eğilimi gösterir. Bundan dolayı V_o çıkış gerilimini regüle etmek için anahtarlama frekansı artırılmalıdır. Yük azaldığında ise anahtarlama frekansı düşürülmelidir.

Bu tip çeviriciler ile anahtarlama kayıpları en aza indirilmiş, elektromagnetik girişim azaltılmış, anahtarlama frekansı çok yüksek değerlere çıkartılabilmektedir. Tek dezavantaj anahtar akımının tepe değeri yük akımından daha büyük olmasıdır.

4.2 Sıfır Gerilim Anahtarlama Rezonans Çevirici

Sıfır gerilim anahtarlama rezonans çeviricilerde anahtar, üzerindeki gerilim sıfır iken kapatılır ve açılır. C kapasitesi sıfır gerilim anahtarlama sağlamak için S_1 anahtarına paralel bağlanmıştır. Anahtar kapasitesi C_j , C ile toplanmalıdır. Bu sadece rezonans frekansını etkiler, anahtarda herhangi bir kayba yol açmaz. Şekil 4-3-a da bu tip bir çeviricinin devre şeması, dalga şekilleri, incelemede kullanılan alt devreler verilmiştir.

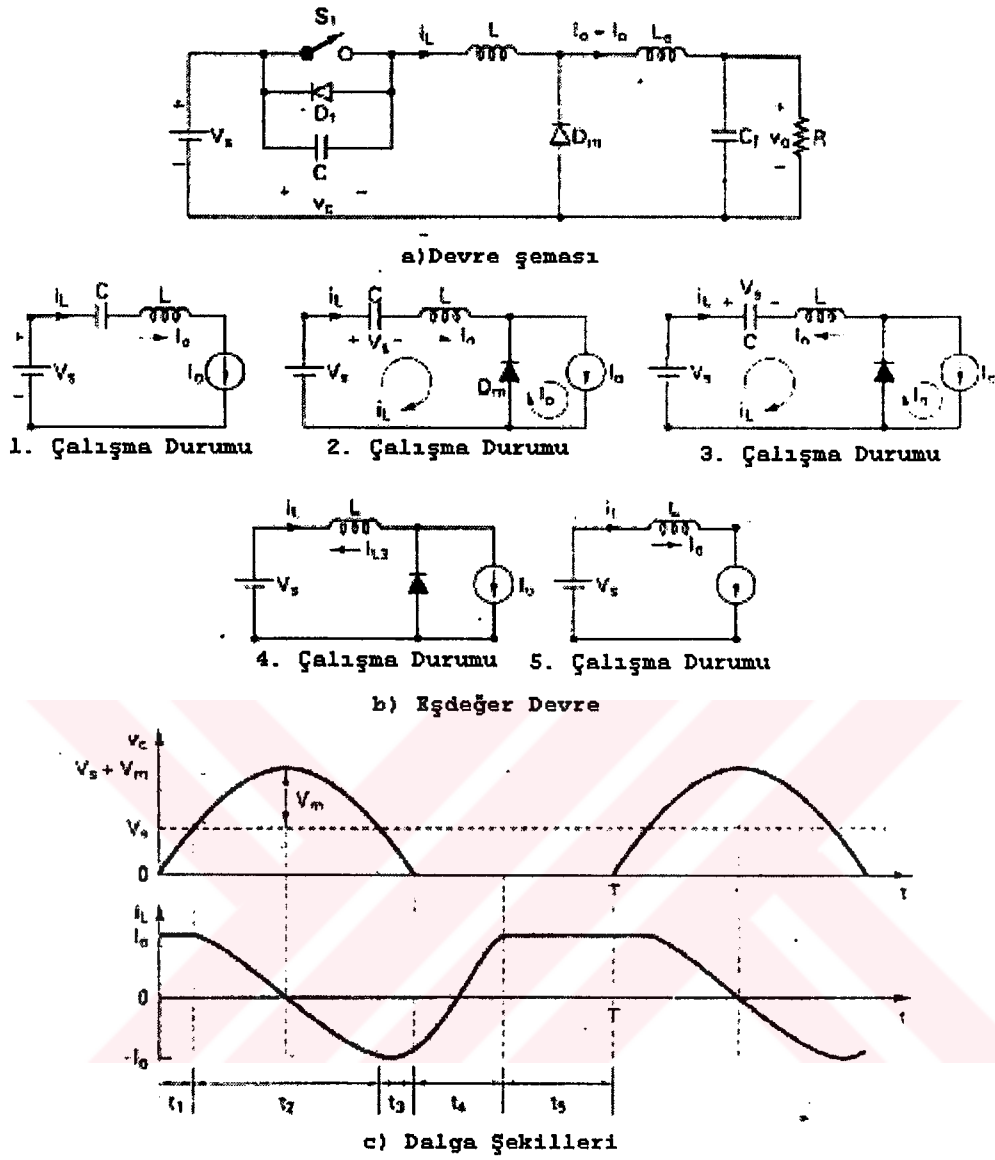
Devre beş çalışma durumunda incelenebilir.

1. Çalışma durumu: Bu adım t_1 süresince geçerlidir. S_1 anahtarı kapalıdır. D_m diyotu kesimdedir. C kapasitesi I_o yük akımının sabit bir oranında dolmaktadır. Kapasitenin artan gerilimi

$$v_c = \frac{I_o}{C} t \quad (4.27)$$

dir. Bu adım $v_c = V_s$ olduğunda sona erer. Bu an yukarıdaki numaralı formülden bulunabilir.

2. Çalışma durumu: Bu çalışma durumu t_2 süresince geçerlidir. S_1 anahtarı kapalıdır. $v_c > V_s$ olduğundan D_m diyotu artık iletimdedir. C kapasitesi ve L endüktansı artık rezonans devresi oluştururlar. Kapasite gerilimi v_c



Şekil 4.3 Sıfır Gerilim Anahtarlama Rezonans Çevirici a) devre şeması b) eşdeğer devreler c) dalga şekilleri

$$v_c = V_m \sin \omega_0 t + V_s \quad (4.28)$$

$$V_m = I_o \sqrt{L/C} \quad (4.29)$$

dir.

$$t = (\pi/2) \sqrt{LC} \quad (4.30)$$

anında anahtar üzerine gelen gerilimin tepe değeri

$$V_{T(pk)} = V_{C(pk)} = I_o \sqrt{\frac{L}{C}} + V_S \quad (4.31)$$

dir. Endüktans akımı i_L de

$$i_L = I_o \cos \omega_0 t \quad (4.32)$$

dir. Bu çalışma durumu $v_c=V_s$ ve $i_L=-I_o$ olduğunda sona erer. t_2 süresi $t_2 = \pi\sqrt{LC}$ formülü ile bulunabilir.

3. Çalışma durumu: Bu çalışma durumu t_3 süresince geçerlidir. Kapasite gerilimi V_s 'den sıfıra düşer fakat D_1 diyotundan dolayı polaritesi değişmez.

$$v_C = V_S - V_m \sin \omega_0 t \quad (4.33)$$

Endüktans akımı

$$i_L = -I_o \cos \omega_0 t \quad (4.34)$$

dır. Bu çalışma durumu $v_c=0$ ve $i_L=I_{L3}$ olduğunda sona erer.

$$t_3 = \sqrt{LC} \sin^{-1} x \quad (4.35)$$

$$x = V_S / V_m = (V_S / I_o) \sqrt{C/L} \quad (4.36)$$

4. Çalışma durumu: Bu çalışma durumu t_4 süresince geçerlidir. Akım ve gerilim sıfırdır, S_1 anahtarı kapatılır. D_m diyodu halen iletimdedir. Endüktans akımı

$$i_L = I_{L3} + \frac{V_S}{L} t \quad (4.37)$$

bağıntısı ile I_{L3} değerinden I_o değerine lineer olarak artar.

Bu adım $i_L=I_o$ olduğunda sona erer.

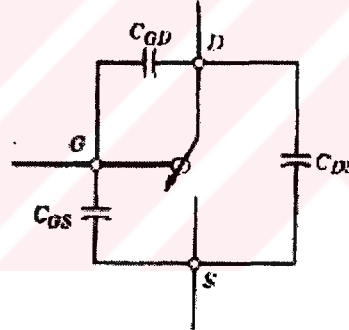
$$t_4 = (I_o - I_{L3})(L/V_S) \quad (4.38)$$

Bu anda I_{L3} negatiftir.

5. Çalışma durumu: Bu çalışma durumu t_5 süresince geçerlidir. S_1 anahtarı kapalıdır. $i_L=I_o$ olduğu için artık D_m diyodu kesimdedir. Yük akımı I_o anahtar üzerinden geçmektedir. Bu adım S_1 anahtarı tekrar açılıncaya kadar yani bir dahaki periyodun başına kadar devam eder.

i_L ve v_C ye ait dalga şekilleri şekil 4.3-c de verilmiştir. Çıkış geriliminin ortalama değeri dolayısıyla da yüke aktarılan gücün ortalama değeri 5. çalışma durumundaki sürenin kontrolü ile ayarlanabilir. Bu özellikle belli bir yük akımı I_O için çıkış gerilimi V_o regüle edilebilir. Anahtar tepe gerilimi $V_{T(pk)}$, I_O yük akımına bağlıdır. Yük akımında olabilecek büyük değişiklikler anahtar üzerinde de çok farklı gerilimlere sebep olur. Bu sebeple, sıfır gerilim anahtarlama çeviriciler sadece sabit yüklerde kullanılır. Anahtar sadece sıfır gerilimde açılmalıdır. Aksi taktirde C kondansatöründe biriken enerji anahtar üzerinde harcanır. Bu gibi bir durumu önlemek için D_1 tersparalel diyodun anahtar kapatılmadan önce ilettime geçmesi gereklidir.

Genelde yüksek anahtarlama frekanslarında, kullanılan anahtarın iç kapasitesinden dolayı sıfır gerilim anahtarlama, sıfır akım anahtarlama tercih edilir. (Şekil 4-4) Anahtar sıfır akımda ve üzerinde belli bir gerilim varken kapatıldığında iç kapasitelerde biriken enerji anahtar üzerinde harcanır. Bu kayıp yüksek frekanslarda belirgin şekilde ortaya çıkar. Böyle bir kayıp sıfır gerilimde kapatılan anahtarda ortaya çıkmaz.



Şekil 4.4 Anahtar iç kapasiteleri

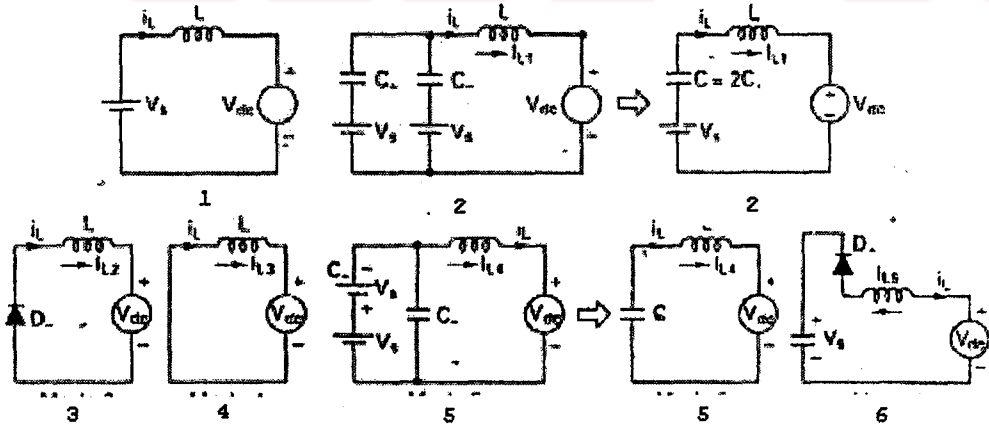
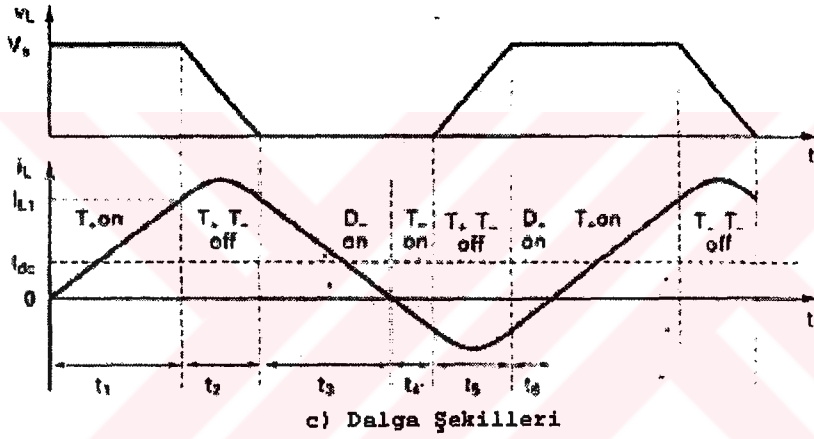
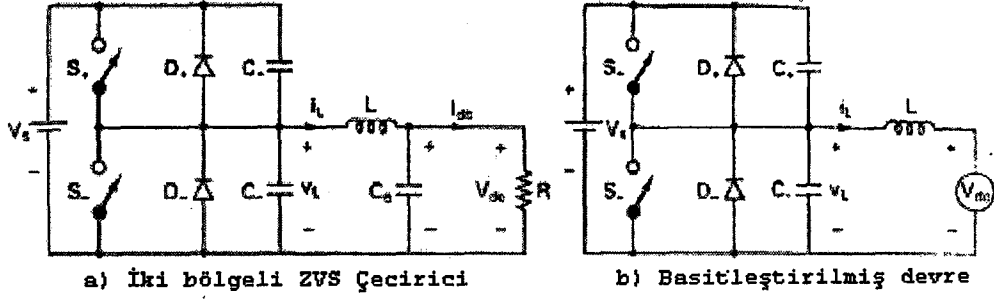
4.3 Sıfır Gerilim Anahtarlama, Sınırlanmış Gerilimli Çevirici

Bu tip çeviricilerde anahtar yine sıfır gerilimde kapanır veya açılır. Sıfır gerilim anahtarlama rezonans çeviricilerden farkı ise anahtar üzerine gelen gerilimin tepe değeri besleme geriliminde sabitlenmiştir. Bu tip çeviriciler iki anahtara sahip en az bir bacağı sahiptir.

4.3.1 Sıfır Gerilim Anahtarlama, Sınırlanmış Gerilimli DA-DA Çevirici

Bu tip bir kıyıcı şekil 4.5 de verilmiştir. Devredeki $C_+ = C_- = C/2$ dir. L endüktansı rezonans oluşturacak şekilde seçilmiştir. Devrenin rezonans frekansı

$f_0 = (1/2\pi\sqrt{LC})$, çalışma frekansı f_s 'den büyük seçilmiştir. C_e kapasitesi yeterince büyük olduğundan yük V_{dc} doğru gerilim kaynağı ile değiştirilmiştir. Devrenin çalışması altı çalışma durumu incelenebilir.



Şekil 4.5 Sıfır Gerilim Anahtarlama, Sınırlanmış Gerilimli DA-DA Çevirici a)devre yapısı b)basitleştirilmiş devre yapısı c)dalgı şekilleri d) eşdeğer devreler

1. Çalışma durumu: S_+ anahtarı kapatılır. L endüktansı akımı

$$i_L = \frac{V_s}{L} t \quad (4.39)$$

dır. Bu çalışma durumu C_+ kapasitesi gerilimi sıfır olduğunda sona erer. S_+ anahtarı açılır. C kapasitesi gerilimi V_s dir.

2. Çalışma durumu: Her iki anahtarda kapalıdır. Bu çalışma durumu C_+ kapasitesi gerilimi sıfır olduğunda ve C kapasitesi gerilimi V_s olduğunda başlar. L endüktansı ve C kapasitesi rezonans devresi oluşturur. Devreden i_{L1} akımı akmaktadır.

$$i_L = (V_s - V_{dc}) \sqrt{\frac{L}{C}} \sin \omega_0 t + I_{L1} \quad (4.40)$$

$$v_o = V_s - \frac{V_s C}{I_{L1}} t \quad (4.41)$$

v_o çıkış gerilimi lineer olarak besleme gerilimi V_s den sıfıra düşer. Bu çalışma durumu v_o çıkış gerilimi sıfır olduğunda ve D diyodu iletime geçtiğinde sona erer.

3. Çalışma durumu: D diyodu iletime geçer. i_L akımı $i_{L2}(=i_{L1})$ den sıfıra düşer.

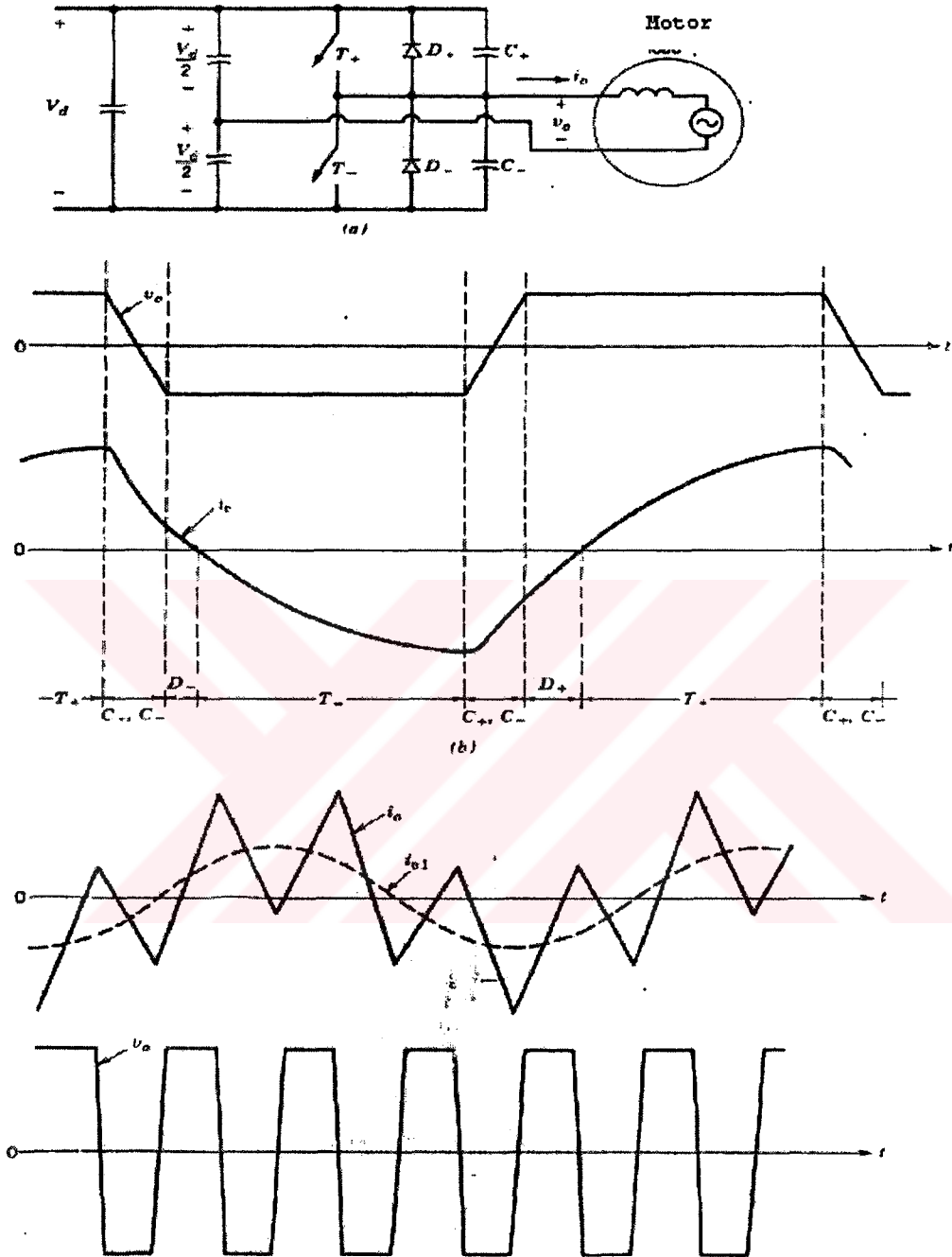
4. Çalışma durumu: i_L ve v_o sıfır olduğundan S anahtarı kapatılır. i_L akımı negatif yönde, anahtar gerilimi sıfır oluncaya ve akım I_{L4} olana kadar düşmeye devam eder. Bu anda S anahtarı açılır.

5. Çalışma durumu: Her iki anahtarda kapalıdır. Bu adım C kapasitesi gerilimi sıfır olduğunda ve C_+ kapasitesi gerilimi V_s olduğunda başlar. Çıkış gerilimi v_o yaklaşık lineer olarak sıfırdan V_s değerine yükselir. Bu çalışma durumu çıkış gerilimi v_o , V_s den büyük olduğunda ve D_+ diyodu iletime geçtiğinde sona erer.

6. Çalışma durumu: D_+ diyodu iletime geçer. i_L akımı I_{L5} 'den sıfıra düşer. $i_L=0$ olduğunda bu çalışma durumu sona erer. S_+ açılır ve bu çevrim tekrar başlar.

i_L ve v_o 'nun dalga şekilleri şekil 4.5-c de verilmiştir. Sıfır gerilimde anahtarlama yapabilmek için i_L akımı anahtarlardan biri kapanmadan önce o anahtara ait diyot üzerinden yolunu bulmalıdır. Çıkış gerilimi, rezonans frekansı anahtarlama frekansından daha büyük seçilerek kare dalga yapılabilir. Frekans kontrolü ile çıkış gerilişmi regüle edilebilir. Anahtar uçlarına gelen gerilim sadece V_s değerinde sabitlenebilir. Fakat anahtar, içinde çok miktarda dalgalanma olan ve tepe değeri yük akımı I_o 'dan yüksek olan akımı taşımak zorundadır. Bu tip çevirici istenen çıkış akımını elde edebilmek için akım regülasyonlu da çalıştırılabilir.

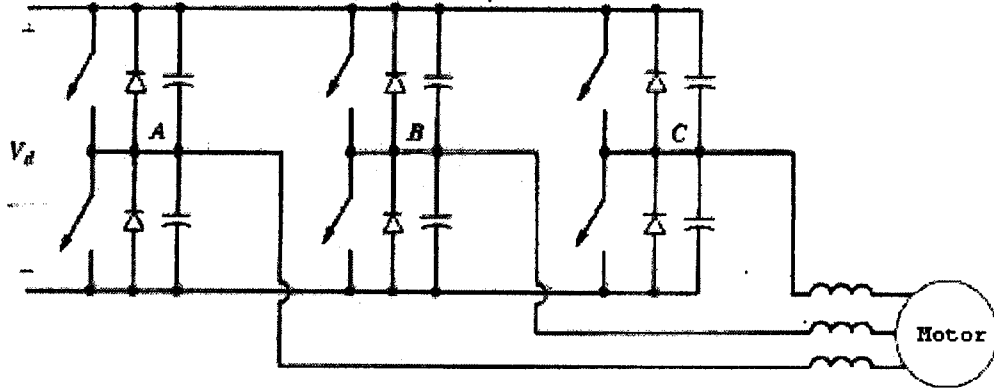
4.3.2 Sıfır Gerilim Anahtarlama, Sınırlanmış Gerilim DA-AA Eviriciler



Şekil 4.6 Sıfır Gerilim Anahtarlama, Sınırlanmış Gerilim DA-AA Evirici a)devre şeması b) dalga şekilleri

Bir önceki konuda incelenen çevirici üzerinde az bir değişiklik yapılarak endüktif bir yükü beslemek üzere yarı köprü kare dalga tipi bir evirici elde edilebilir. Dalga şekilleri şekil 4.6-b de verilmiştir. Anahtarlar sıfır gerilimde açılıp kapatıldığından kayıplar ortadan kaldırılmıştır. Anahtarlamanın sıfır gerilimde yapılabilmesi için akım gerilimin gerisinde kalmalıdır yani yük endüktif olmalıdır (motor gibi).

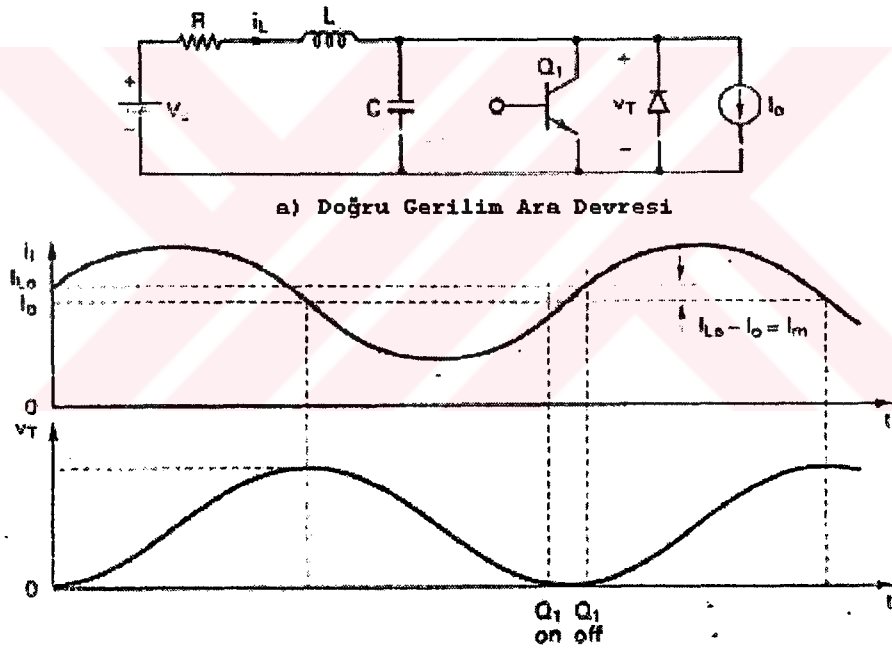
Kare dalga ve Darbe Genişlik Modülasyon'lu çalışma şekillerinin dalga şekilleri şekil 4.6.b-c de verilmiştir. Bu evirici tipi üç fazlı olarak da kurulabilir.



Şekil 4.7 Üç fazlı Sıfır Gerilim Anahtarlama, Sınırlanmış Gerilim DA-AA Evirici

5. DOĞRU GERİLİM ARA DEVRELİ REZONANS ÇEVİRİCİLER [3,4]

Bu tip eviricilerde giriş gerilimi ile Darbe Genişlik Modülasyonlu evirici katı arasına rezonans devresi konur. Amacı evirici girişindeki gerilimin osilasyon yapmasıdır ve evirici anahtarlarının sıfır gerilimde kapatılıp açılabilmesidir. Bu osilasyonda gerilim sıfır ile giriş doğru geriliminin iki katından biraz fazlası değerler arasında salınır. Şekil 5.1-a da böyle bir eviricinin şeması verilmiştir. Devre L endüktansı, C kapasitesi ve tersparalel diyotlu bir anahtar ile gerçekleştirilir.



Şekil 5.1 Doğru gerilim ara devreli rezonans çevirici a)devre şeması b)dalga şekilleri

I_o yük akımıdır yani evirici üzerinden yüke aktarılan akımdır. Yüktün motor olduğu düşünülürse yükün endüktif olmasından dolayı I_o yük akımının bir rezonans frekansı çevriminde sabit genlikli olduğu kabul edilebilir. Devrenin kayıpsız olduğunu düşünürsek ve R kayıp direncini 0 alırsak, aktarma gerilimi

$$v_C = V_S(1 - \cos \omega_0 t) \quad (5.1)$$

dir. Endüktans akımı da

$$i_L = V_S \sqrt{\frac{C}{L}} \sin \omega_0 t + I_o \quad (5.2)$$

dır. Kayıpların ihmal edildiğinden osilasyon bir kez başladıktan sonra devam edecektir ve Q_1 anahtarının açılmasına gerek kalmayacaktır. Fakat pratikte R direnci üzerinde kayıp olacaktır ve i_L akımı genliği azalacaktır. Bu akımı tekrar baştaki genlikteki sinüzoidal akım yapmak için anahtar kapatılacaktır. R direncinin sönüme etkisi yeterince büyük olmadığını varsayarsak,

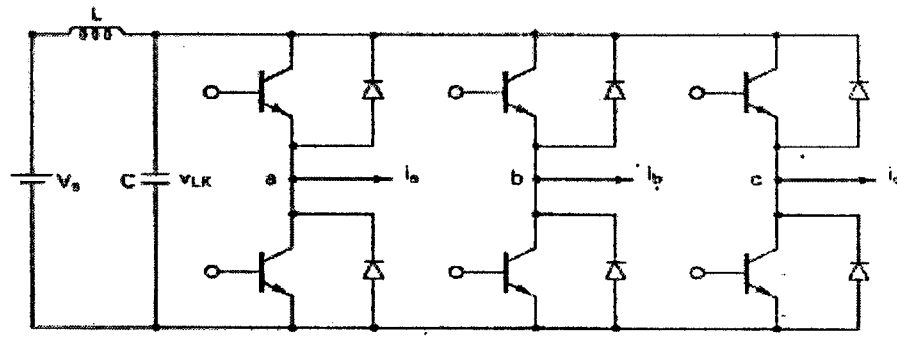
$$i_L = I_o + \left[\frac{V_S}{\omega L} \sin \omega t + (I_{Lo} - I_o) \cos \omega t \right] \quad (5.3)$$

$$v_C = V_S + \left[\omega L (I_{Lo} - I_o) \sin \omega t - V_S \cos \omega t \right] \quad (5.4)$$

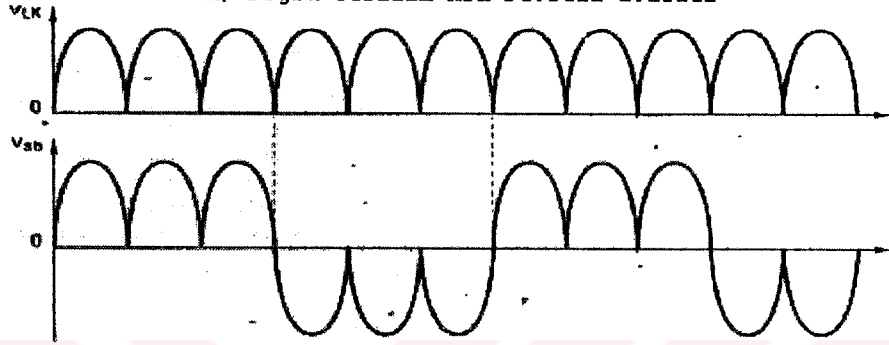
dir. i_L ve v_C 'ye ait dalga şekilleri şekil 5.1-c de verilmiştir. Başlangıçta anahtar kapatılır ve fark akımı $I_m (=I_{Lo}-I_o)$ anahtar ve diyot üzerinden akmaya başlar. i_L akımı lineer olarak artmaya başlar. Akımlar eşit olduğu anda yani kapasitenin gerilimi sıfır olduğu anda anahtar açılır. i_L başlangıç değeri olan I_{Lo} 'a ulaştığında anahtar tekrar kapatılır. Kapasite gerilimi yük akımı I_o 'dan çok fark akımı $I_m (=I_{Lo}-I_o)$ 'ye bağlıdır. Bu yüzden kontrol devresi anahtar iletimdeyken (I_L-I_o) akımını kontrol edip, I_m istenen değere ulaştığında anahtarı açmalıdır.

Şekil 5.2-a da üç fazlı doğru akım ara devreli evirici gösterilmiştir. Devrede kullanılan altı evirici elemanları doğru akım aktarmalı LC devresinde periyodik osilasyonlar oluşturacak şekilde düzenlenmiştir. Anahtarlar sıfır aktarma gerilimlerinde kapatılıp açıldığından kayıpsız açma kapama gerçekleşmiş olur. Şekil 5.2-b de böyle bir eviricinin aktarma gerilimi ve evirici çıkış gerilimi dalga şekilleri gösterilmiştir.

Doğru akım aktarma döngüsü kapasitenin sabit başlangıç akımı ile başlar. Bu rezonans devresi üzerindeki gerilimin $2V_S$ değerini aşması demektir ve evirici katındaki elemanların bu yüksek gerilimi göreceği anlamına gelir. Şekil 5.3-a daki gibi aktif bir devre aktarma gerilimini sınırlayabilir.

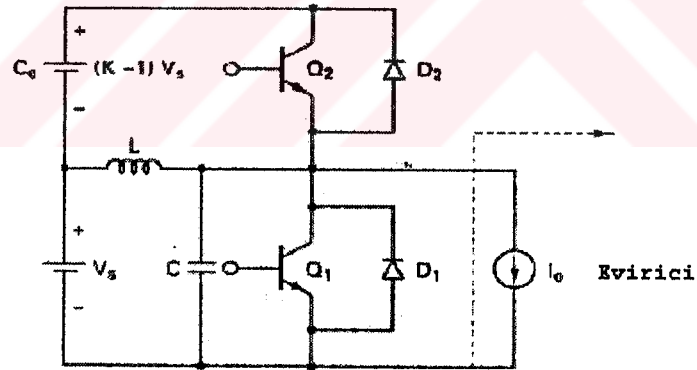


a) Doğru Gerilim Ara Devreli Çevirici

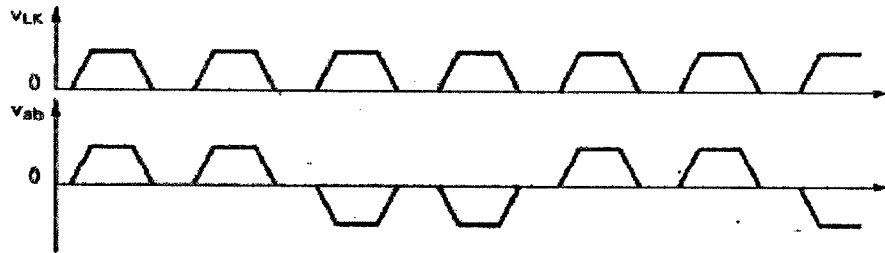


b) Dalga Şekilleri

Şekil 5.2 Üç fazlı doğru ara gerilim devreli rezonans çevirici a)devre şeması. b)dalga şekilleri



a) Aktif Kilitleme devresi



b) Dalga Şekilleri

Şekil 5.3 a)Aktarma gerilimi sınırlama devresi b) kapı dalga şekilleri

Bu tip bir devrede kilitleme faktörü k depolama periyodu T_k ya ve rezonans frekansı $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ 'ye bağlıdır.

$$\frac{f_0}{f_k} = T_k \omega_0 = 2 \left[\cos^{-1}(1 - k) + \frac{\sqrt{k(2 - k)}}{k - 1} \right] \quad (5.5)$$

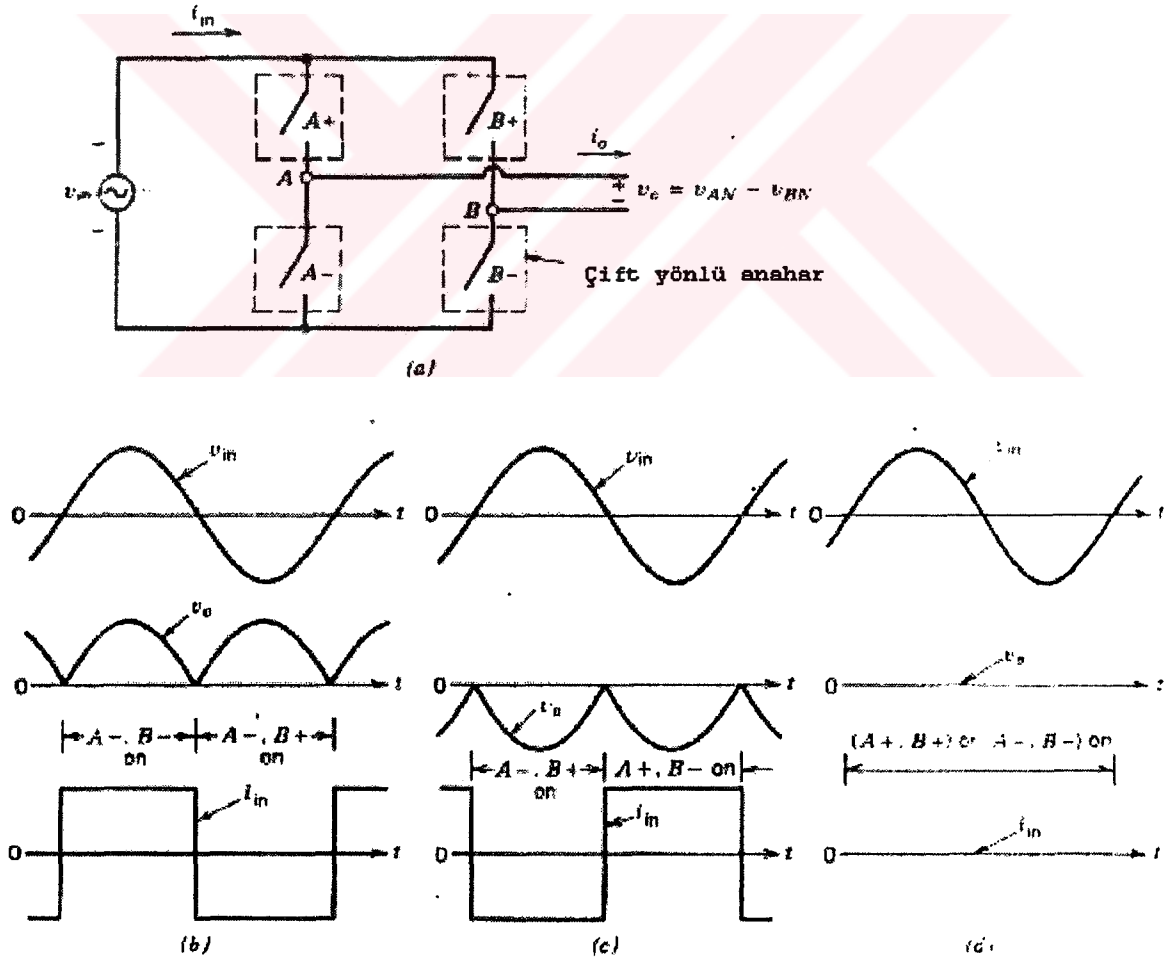
Sabit k değeri için T_k rezonans devresinden bulunabilir. $k=1.5$ olması için depolama periyodu $T_k=7.65\sqrt{LC}$ olmalıdır.



6. YÜKSEK FREKANS ARA DEVRELİ YARIM DALGA ÇEVİRİCİ [3,4]

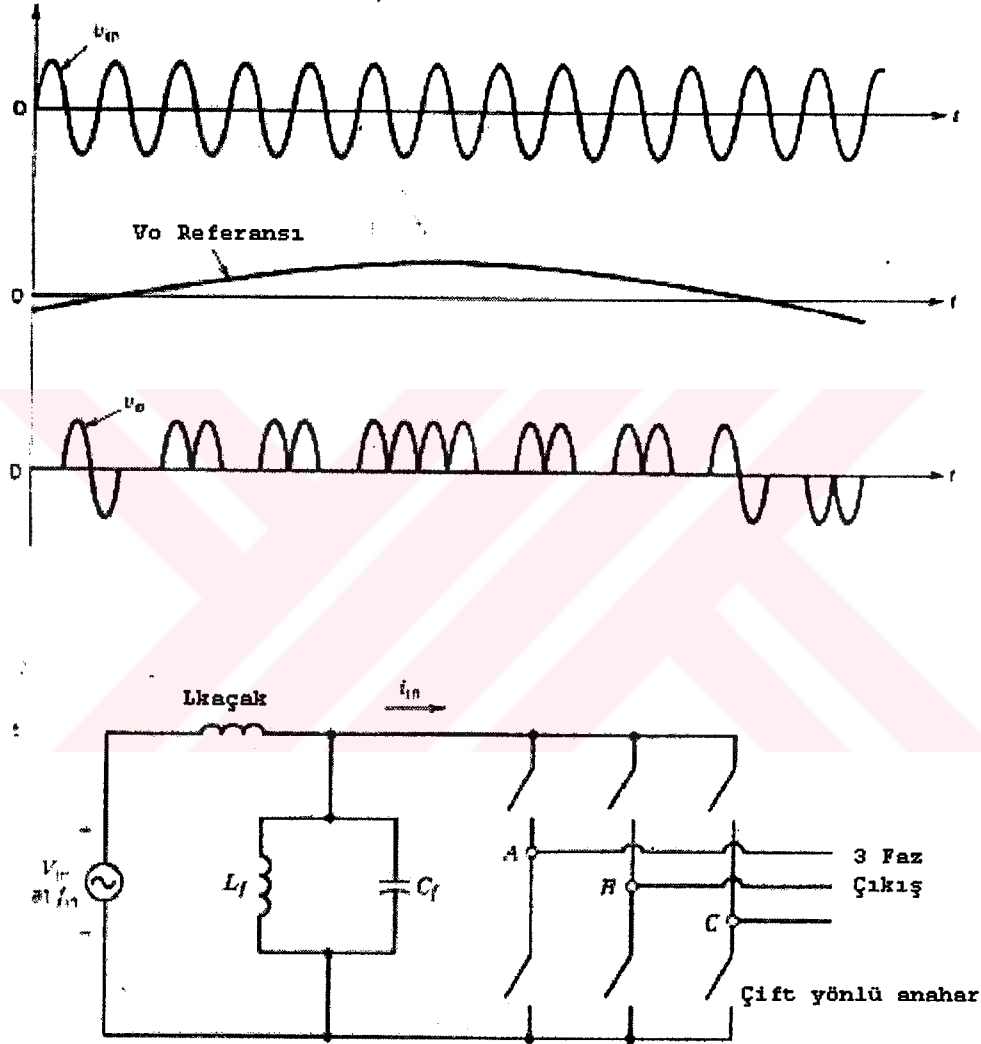
Yüksek frekans ara devrelili deviricilerde kaynak yüksek frekanlı alternatif gerilimdir. Eviricinin anahtarları giriş gerilimi sıfıken kapatılıp açılarak kayıplar en aza indirgenir.

Şekil 6.1'de yüksek frekanslı sinüzoidal kaynaklı tek fazlı çevirici şeması verilmiştir. Çıkış ise düşük frekanslı alternatif akımdır. Devrenin çalışabilmesi için dört anahtarın da iki yönlü anahtar olması gerekir. Bu da iki tek yönlü ters gerilimi bloke edebilen anahtar tersparalel bağlamakla sağlanabilir.



Şekil 6.1 Yüksek Frekans Ara Devrelili Yarım Dalga Çevirici a) Devre şeması b) dalgalar şekilleri

Yük akımı I_o yüksek frekanslı alternatif akım girişinin bir periyodu içinde sabit kabul edilir. I_o pozitif veya negatiftir. I_o 'nun her yönü için iki pozitif yarı dalg, iki negatif dalg yada sıfır (veya bu üç olasılığın diğer kombinasyonları) söz konusudur. Örnek olarak şekil 6.1-b-c-d de pozitif I_o için bu üç olasılığın ve bunlara karşılık i_{in} giriş akımı dalga şekilleri verilmiştir. Yüksek frekanslı yarı dalgalar çıkışta istenen frekans ve genlik için anahtarlar yardımıyla düzenlenir (şekil 6.1):



Şekil 6.2 Üçfazlı Yüksek Frekans Ara Devreli Yarım Dalga Çevirici

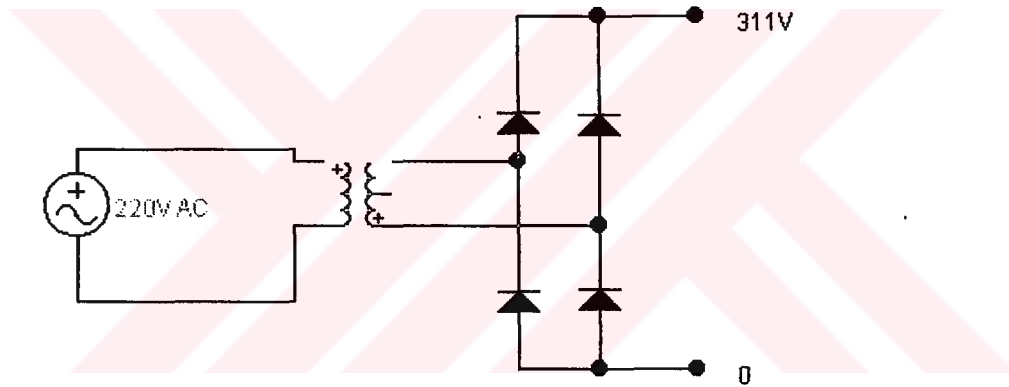
Aynı sistem üç fazlı çıkış için de kurulabilir (şekil 6.2). Her iki tip çeviricide de şekil 6.2 deki gibi paralel rezonans filtre katı bağlanması gerekir. Rezonans devresinin frekansı giriş gerilimi frekansı f_{in} ile aynı olmalıdır. Böyle olduğunda rezonans devresi kaynaktan hiç güç çekmeyecektir. Fakat C_f kapasitesinin yüksek frekansta diğer elemanlara göre empedansının az olacağı göz önünde bulundurulursa girişin kapasiteyi beslememesi için $L_{kaçak}$ endüktansı konmuştur.

7. TASARLANAN DEVRE [5,6,7,8,9,10,11]

Tasarlanan sistem girişı şebekeye bağlı, çıkışında istenilen genlik ve frekansta üç fazlı alternatif gerilim olan bir AA-AA eviricisidir. Çeviricinin g 750W'tır. Girişten itibaren her kat sırasıyla aşağıda incelenmiştir.

7.1 Köprü Doğrultucu Katı

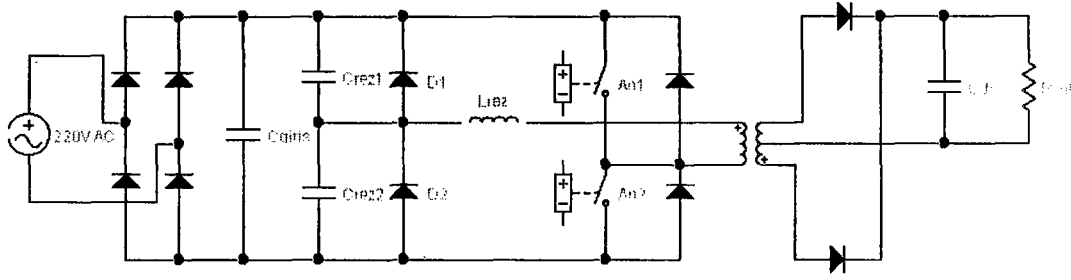
şebeke 30A lik köprü diyot ile tam dalga olarak doğrultulmuştur.



şekil 7.1 şebekenin köprü doğrultucu ile tam dalga doğrultulması

7.2 Kapasitif Gerilim Kilitlemeli Yarım Köprü Seri Rezonans evirici

Bu tip bir çeviricinin güç devresi şekil 7.2 da verilmiştir. Bu tip çeviricilerde şebeke gerilimi doğrultulur. Bu doğru gerilim ile yarım köprü seri rezonans devresi beslenir. Burada oluşturulan yüksek frekanslı alternatif gerilim yüksek frekans transformatörü üzerinden bir doğrultucu yardımı ile doğrultulup yk doğru gerilime dönüştürülür. Bu devrede Crez ve Lrez sistemin rezonans modunda çalışmasına olanak tanır.



Şekil7.2 Kapasitif gerilim kilitlemeli , yarım köprü seri rezonans çevirici

Devre şeması EK A da detaylı olarak verilmiştir. Devrede anahtar olarak MITSUBISHI firmasının CT60AM kodlu IGBT'leri kullanılmıştır. Bu güç anahtarları rezonans modunda çalışan çeviriciler için özel olarak tasarlanmıştır. Her bir kol için iki anahtar paralellenmiştir. Bu IGBT' ler yine MITSUBISHI firmasının IGBT sürücü modülü M57962AL ile sürülmektedir. IGBT ve Sürücü Modül'e ait bilgiler EK C'de verilmiştir.

Sistemin kontrolü ise MOTOROLA firmasının Rezonanslı Anahtarlama güç kaynakları için geliştirmiş olduğu MC34066 entegresi ile yapılmaktadır. Bu kat referans gerilimi sabit çıkış gerilimi amacı ile sabit tutulabileceği gibi evirici katının çıkış frekansını ayarlayan gerilim kontrollü osilatörün referansından da verilebilir. Böylece sistem çıkış gerilimi U/f oranı sabit tutulabilecek şekilde de motor hız kontrolüne uygun hale getirilebilir.

7.2.1 MC34066 Rezonans Modu Anahtarlama Güç Kaynağı Kontrol

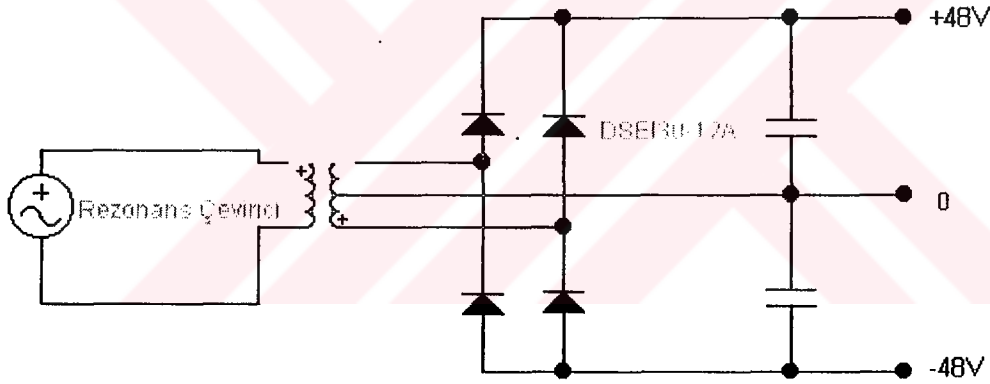
Entegresi

MOTOROLA firmasının geliştirdiği bu kontrolör 1996 yılında piyasaya sürülmüştür. EK C'de entegrenin detayları verilmiştir. Bu entegre ile sabit anahtar iletim süreli değişken frekanslı, sabit anahtar kesim süreli değişken frekanslı ya da her iki çalışma durumunda içerildiği devreler gerçekleştirilebilmektedir. Entegre içinde ölü zamanı programlanabilir değişken frekans osilatörü, hata kuvvetlendiricileri mevcuttur. Devre çıkışı doğrudan güç MOSFET'i sürecilecek şekilde tasarlanmıştır. Ayrıca sistemin devreye alınması esnasında şebekeden çekilen akımın sınırlanması amacı ile anahtarlama frekansının yavaş yavaş artırıldığı yumuşak kalkış devresi mevcuttur. Besleme geriliminin belirlenecek değerin altına düşmesi durumunda da sistemi kapatan bir devre de konmuştur. Entegrenin 8 numaralı bacak hata kuvvetlendiricisinin evirmeyen girişidir. Bu bacağa güç kaynağı çıkışında istenen gerilim referans olarak uygulanır. 7 numaralı bacak ise hata kuvvetlendiricisinin

eviren girişidir. Bu bacağı ise çıkış gerilimi uygulanır. 7 ve 8 numaralı bacakların bağlı olduğu hata kuvvetlendiricisinin çıkışı 6 numaralı bacak ile entegre dışına alınır. 6 numaralı bacağın gerilimi referans ve geribesleme arasındaki farka göre değişir. 6 nolu bacak ise bir direnç üzerinden 3 numaralı bacağı bağlanır. Bu baktan bağlanmış olan direncin belirleyeceği akım ile osilatör frekansı ayarlanır. Hata arttıkça 7 numaralı bacak gerilimi yükselecek, dolayısıyla akan akım artacaktır. Artan akım da anahtarlama frekansının artmasını sağlayacaktır.

7.3 Doğrultucu Katı ve Doğru Gerilim Depo Kapasiteleri

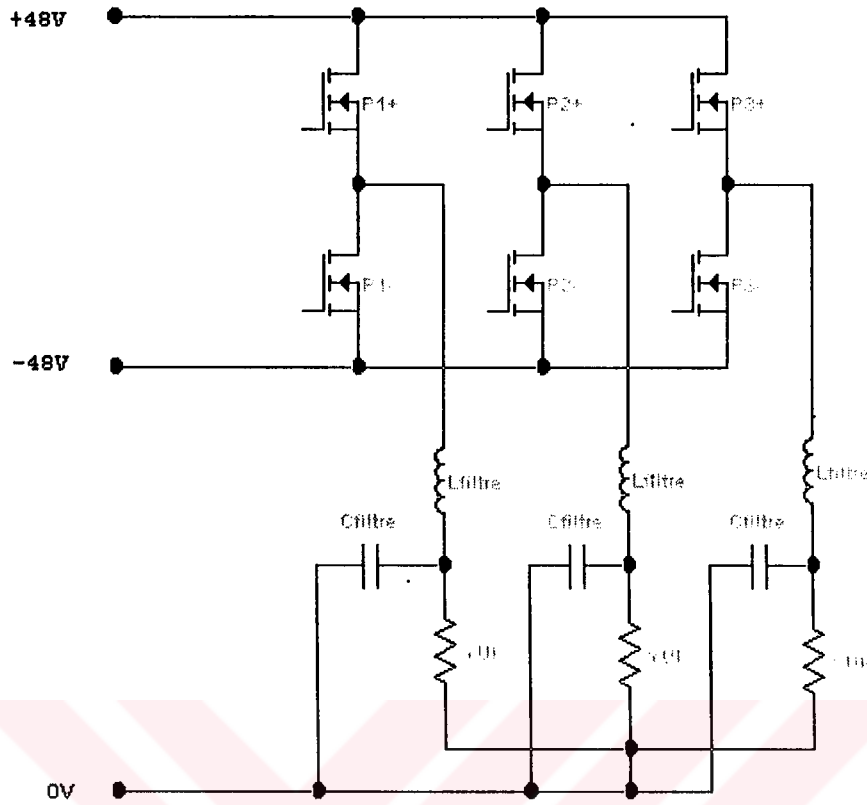
Rezonans çevirici çıkışındaki yüksek frekanslı alternatif gerilim IXYS firmasının DSEI30-12A hızlı diyotları ile oluşturulan köprü diyot ile doğrultulmuştur. Transformatör orta ucu ve kondansatörler kullanılarak simetrik doğru gerilim kaynağı oluşturulmuştur. Çıkış gerilimi 48V'tur. Simetrik gerilim elde edilmesinin amacı bir sonraki kat olan eviricinin yarım köprü olması ve simetrik beslemeye ihtiyaç duyuyor olmasıdır.



Şekil7.3 Köprü doğrultucu ve gerilim sabitleyici kondansatörler

7.4 Üç Fazlı Evirici

Evirici yapısı olarak yarım köprü tip evirici tasarlanmıştır. Güç anahtarı olarak IRFP450 MOSFET (500V,14A) kullanılmıştır.



Şekil7.4 Yarım köprü evirici ve filtreler

7.5 Üç Fazlı Evirici Kontrol Devresi

7.5.1 Anahtarlama Anlarının Belirlenmesi ve EPROM'a yazılması

Bu devrede Sinüs Darbe Genişlik Modülasyon'u (SPWM) kullanılmıştır. Anahtarlama anları EK B da verilen Q-BASIC programı ile belirlenmiştir. Bu program Öncelikle istenilen frekansta üçgen fonksiyonunun değerlerini üretmekte ve bu değerler **ucgen.txt** akı altında bir dosyaya yazmanktadır. İkinci aşama olarak sinüs fonksiyonu aynı aralıkta hesaplanmakta ve değerleri **sinus.txt** dosya adı altında bir dosyaya yazılmaktadır. Oluşturulan her iki tablo karşılaştırılarak üçgen ve sinüsün kesiştiği noktalar belirlenir. Bu değerler **cikti.txt** dosyasına kaydedilir. **alter.txt** isimli dosya içinde de anahtar durumları zaman ile birleştirilerek gösterilmiştir. Bu dosya herhangi bir kelime işlem programı yardımı ile okunabilir. Bu değerler evirici anahtarlarının açma-kapama anlarıdır. Bu değerler bir faz için heaplanmış olan değerlerdir. Üç faz için olan değerler bir faz için bulunan değerlerin 120 ve 240 derece kaydırılması ile oluşturulmuştur. EK B'de hesaplanan ve EPROM'a yazılan değerler verilmiştir. Çıkan anahtar durumları ve anları simetrik

olduğundan EPROM a ilk 180 nin değerleri girilmiş ikinci 180 derece ise ilk 180 derecenin değerlerinin elektrtonik olarak tersi alınarak sağlanmıştır.

Bu devrede EPROM olarak 27256 kullanılmıştır. Epromun yazımı için bir devre tasarlanmış, gerçekleşmiş ve kullanılmıştır. Bu devrede ilgili adres ve bilgi anahtarlar yardımı ile seçilerek yazılmaktadır. EPROMun ilk üç biti har bir fazın kontroluna son bit ise periyodun sona erdiğini bildirmek amacı ile kullanılmıştır.

7.5.2 Kontrol Devresi

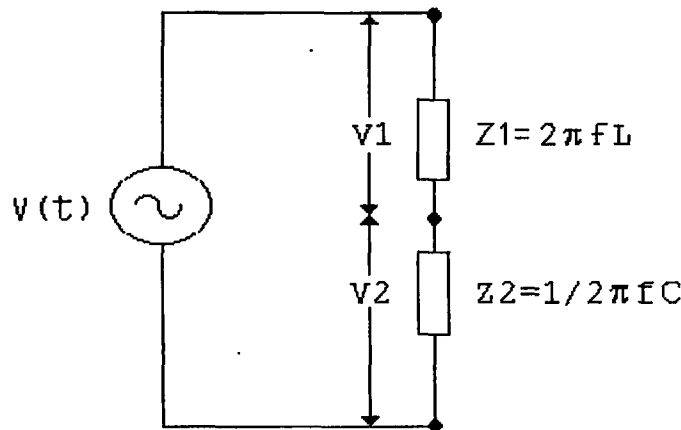
Devrenin saat frekansı ICL8038 Gerilim Kontrollü Osilatör entegresi ile sağlanmaktadır. Bu devre entegre esasen sinüs, üçgen ve kare fonksiyonları üretmesi amacı ile tasarlanmıştır. 4, 5 ve 10 numaralı bacaklara bağlanan direnç ve kondansatör ile devrenin çalışma frekans aralığı belirlenir. Devrenin 8 numaralı bacağının geriliminin besleme gerilimine olan farkı devrenin çalışma frekansını belirlemektedir. Bu fark ile oynanarak osilatör frekansı değiştirilebilmektedir. 50 Hz'lik bir çalışma için saat frekansının 50x3600 olması gereklidir. Bu entegre 12V ile beslenmektedir. 9 nolu bacakta (kare dalga çıkış bacağı) entegrenin yapısı gereği besleme geriliminin üçte bir tepe değeri olan 4Vluk kare dalga görülmektedir. Elde edilen bu kare dalga ile HCF4040 ikili sayıcı entegresi saydırılmaktadır. ICL8038 entegresi kare dalga çıkış geriliminin 4V olması sebebi ile bu entegre saat girişi kare dalgayı anlayamamaktadır. Kare dalganın tepe değerinin kontrol devresinin genel besleme gerilimi değeri olan +5V'a çıkarılması gerekmektedir. Bu sebeple devrede görülen BC237 li devre kullanılmıştır. HCF4040 ikili sayıcısı EPROM bilgilerini sıra ile çıkışına aktarmasını sağlar. EPROM'a yazılan son kelimenin D7'nin 1 olması bir yarım periyodun bittiğini işaret eder ve bu bacak HCF4040'ın 11 numaralı RESET bacağına bağlanmıştır. Bu bilgi sayıcıya ulaştığı anda sayıcı kendini sıfırlar ve baştan saymaya başlar. Böylece EPROM bilgileri ilk adresten son adrese kadar tekrar bilgilerini çıkışına verir. HCF4013 Dtipi Flip Flop ve SN74LS244 Entegreleri ile EPROM çıkışı ve SN7404 ile Eprom çıkışı bilgilerinin tersi alınmış halinin sürücü katına aktarılması sağlanır.HCF4013 Q1 çıkışı 1 olduğunda sürücüye EPROM çıkışı bilgiler, Q1 çıkışı 0 olduğunda EPROM bilgilerinin tersi alınmış hali sürücüye iletilir. Bu işlemin bir kez tekrarlanması 50Hz için 20ms sürer. Bu işlem dizisi sürekli tekrar edilir. Elde edilen anahtar kontrol anları 4N25 optokuplörleri ile güç anahtarları bölümüne aktarılır. Optokuplör kullanılmasının amacı her bir anahtara bağımsız kapı işareti gönderebilmektir. Bunun sebebi ise her güç mosfetinin eş kaynak potansiyellerine sahip olmaması ve kontrol edilebilmesi için ayrı kapı-kaynak işaretinin yollanması zorunluluğudur. Optokuplör kullanımının kazandırdığı diğer bir özellik ise kontrol katının güç katından elektriksel olarak bağımsız kılınmasıdır.

Optokuplörlerden alınan işaretler direk olarak güç mosfetlerini sürebilecek kapasitede değildir. Bu sebeple akım kapasitesi artırılması amacı ile optokuplörler çıkışına içinde altı adet Schmitt tetikliyicisine sahip evirci entegresi olan 40106 konmuştur. İlk eviricinin ardına diğer beş evirici paralellenerek bağlanmıştır. Entegre devrenin çıkışı giriş işaretinin iki kez değili alındığı için girişle aynıdır. Schmitt tetikliyicileri ise anahtarlama anlarının daha kararlı olmasını sağlamaktadır. Buradan alınan işaret tandem bağlı BC547(npn)-BC557(pnp) tranzistorlarını sürmektedir. Buradan da IRFP450 güç mosfetleri sürülmektedir. Güç mosfetlerinin sürülmesinde kullanılan BC557(pnp) tranzistoru güç mosfetinin daha hızlı kesime gitmesini sağlamaktadır. Detaylı devre şeması EK A de sunulmuştur.

7.6 Sürücü Katı İzole Gerilim Kaynakları

Devre yapısından dolayı her bir güç mosfetinin kontrol edilebilmesi için kendi kapı-kaynak işaretine ihtiyacı vardır. Bu işaretler ise ancak her anahtar için bağımsız kaynak ile sağlanabilir. Buna göre devrenin altı adet bağımsız gerilim kaynağına ihtiyacı vardır. Fakat devre dikkatle incelendiğinde negatif alternansı oluşturan alt üç güç mosfetinin kaynaklarının ortak olduğu görülür. Bu ise alt üç güç mosfetinin tek bir gerilim kaynağından beslenebileceğini göstermektedir. Sonuç olarak toplam dört adet bağımsız gerilim kaynağı güç mosfetlerinin sürülmesi için yeterlidir. Bu kat için dört adet 12V/2W transformatör kullanılmıştır. Köprü doğrultucu ile tam dalga doğrultulan gerilim 12V/1A'lık lineer gerilim regülatörü ile 12V olarak sabitlenmiştir.

7.7 Evirici Çıkış Filtreleri



Şekil 7.5 Çıkış Filtresi eşdeğer devresi

Çıkış gerilimi tepe değeri 48V, efektif değeri 34V ve sistem gücünün 750W olmasından yola çıkılarak devreden akacak akım yaklaşık 22A olarak bulunur. Buradan sisteme bağlanabilecek dengeli en küçük yük direnci 4,5 ohm olduğu hesaplanır. Şekil 7.6'dan da görüldüğü gibi evirici bir gerilim bölücü yapısındadır ve V_2 evirici çıkış gerilimine eşittir. Tam güçte, bir endüktansın kaybı 5W olarak kabul edilir ise endüktansın direnci 0,093 ohm olarak bulunur. 50 Hz için $L=0,3\text{mH}$ tür. Kullanılan filtre nüvesinin 0,5mm hava aralığı için sarım faktörü $AL= 5\text{nH}$ dir. $AL=L/N^2$ formülü yardımı ile endüktans sarım sayısı yaklaşık 8 sarım çıkar. Eğer 17. Harmoniğin 5 kez zayıflaması hedeflenir ise $V_2/V=1/5$ olmalıdır. 17. Harmonik 850Hz dir. 850 Hz için endüktansın göstereceği direnç 1.6 ohm'dur. Filtenin 5 kez zayıflatma yapması için gerekli kondansatörün empedansı 850Hz için 0.4 ohm olmalıdır. Kondansatör değeride buradan 468 uF olarak bulunur.



8. SONUÇLAR

Bu çalışmada klasik evirici yapıları ile rezonanslı eviriciler incelenmiştir. Rezonans katına sahip bir eviricinin güç anahtarlarının sıfır akım ya da gerilim anlarında anahtarlandığında klasik eviricilere göre anahtar kayıplarının çok daha az olduğu gözlenmiştir. Bu sonuç ise rezonanslı eviricinin çok daha yüksek frekanslarda çalışabileceğini göstermiştir. Frekansın yükselmesi ile kullanılan transformatör, filtre kondansatörleri, soğutucu küçülmektedir. Bu hem sistemi hafifletmekte hem de daha az yer kaplamasını sağlamaktadır.

Gerçekleştirilen devre ile şebekeden isteilen frekansta ve genlikte üç fazlı alternatif gerilim elde edilmiştir. Verim artması amacı ile devrede kapasitif gerilim kilitlemeli seri yüklemeli yarım köprü seri rezonans çevirici kullanılmıştır. Gerilim regülasyonu ve aşırı akım koruması bu kat ile sağlanmaktadır.

Evirici katı üç fazlı olup anahtarlama anları sinüs darbe genişlik modülasyonu ile hesaplanmıştır. Bu değerlerin hesaplanması amacı ile bir QBASIC programı yazılmıştır. Bu programa hedeflenen ana frekans ile bu frekansı modüle edecek olan üçgen dalga frekansı girilmektedir. Daha sonra karşılaştırma sonuçları bir dosyaya kaydedilmektedir. Hesaplanan anahtarlama anları görsel olarak da ekrana yansıtılmaktadır. Ayrıca SPWM devresi EWB programında da simüle edilmiş ve çıkış değerleri yazılan programın sonuçları ile karşılaştırılarak doğruluğu kontrol edilmiştir.

Hesaplanan değerler bir EPROM'a girilmiştir. Evirici anahtarlama anları bu epromun çevresine inşa edilmiş devre yardımı ile çalışmaktadır.

Tasarlanan devre gerçekleşmiş olup devre fotoğrafları ve osiloskop ölçümleri EK A da sunulmuştur.

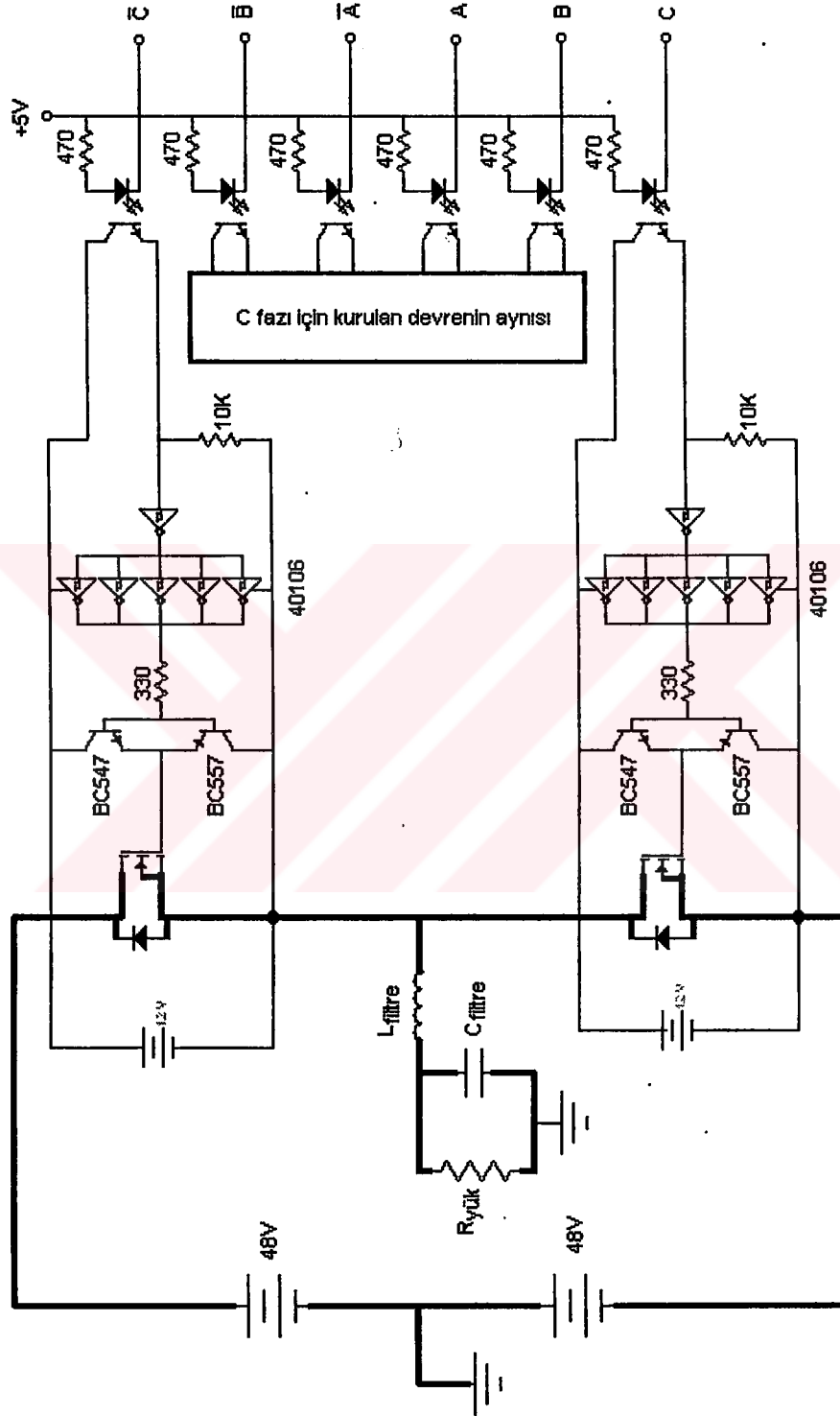
KAYNAKLAR

- [1] **Kazimierzick, M. And Czarkowski, D.**, 1995. Resonant Power Converters. Wiley Interscience, Canada
- [2] **Kassakian, J.**, 1992. Principles of Power Electronics. Addison-Wesley Publishing Company, USA
- [3] **Muhammed, H. ,Rashid**, 1992. Power Electronics . Prentice Hall International Editions USA
- [4] **Mohan, N., Undeland, T., Robbins, W.P.**, 1997, Power Electronics, Converters, Application and Design, ohn Wiley and Sons, Inc.
- [5] **Demirel, A.**, 1991. Bir soğutucuyu güneş enerjisi ile besleyen sistemin tasarımı, *Yüksek Lisans Tezi*, İTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul
- [6] **Billings, K.H.**, 1989 , Handbook of Switch Mode Power Supplies, McGraw-Hill Publishing Company.
- [7] **Kilgenstein, O.**, 1989, Switched-mode Power Supplies in Practice, John Wiley and Sons Ltd.
- [8] **PHILIPS Digital Integrated Circuits CMOS HE 4000 Family Part4** 1983 Data Handbook.
- [9] **Advenced Micro Devices Memory Products**, Data Book
- [10] **MITSUBISHI** web site , www.mitsubishichips.com
- [11] **MOTOROLA** web sit , www.motorola.com

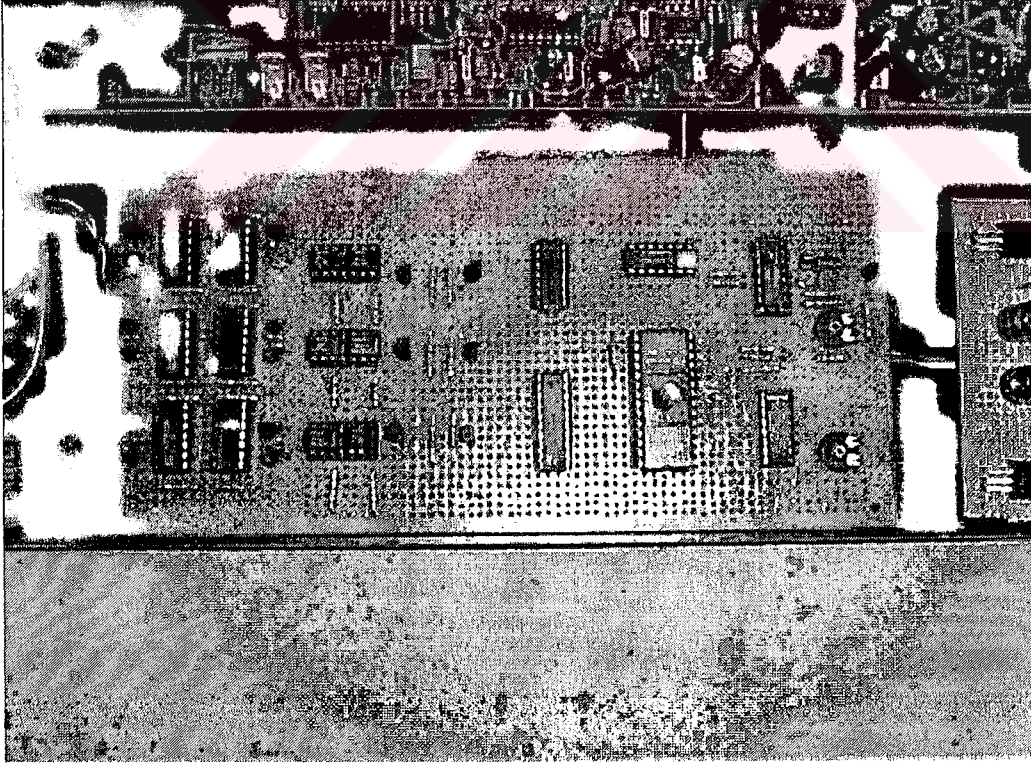
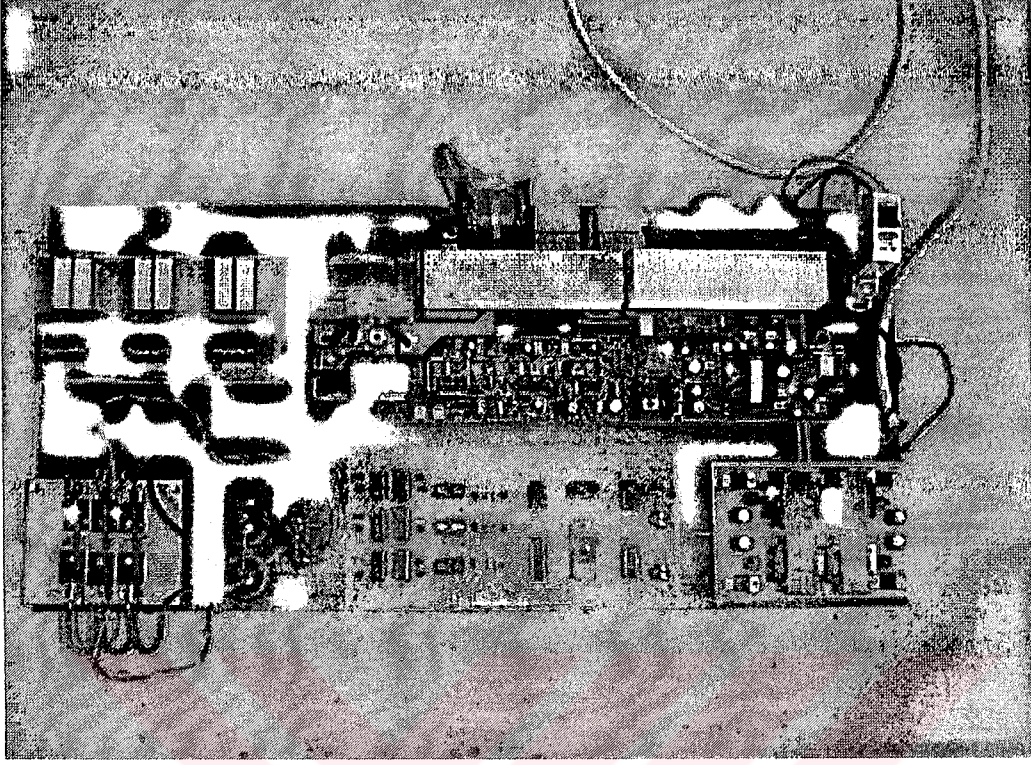
DOKÜMAN NO			112067/DEPO KODU		URUN TANIMI		REZONANS UPS ŞARJOR KARTI	
REVİZYON			TARİH	10.Eki.00	HAZIRLAYAN		AHMET DEMİR	
AĞAÇ NO	DEPO STOK KODU	MALZEMENİN TANIMI	DÖKÜMAN N		DEVRE REF. NO	MİKTAR	FİRMA	AÇIKLAMA
	180010	DIYOT 1N 4007			D3,D12,D13	3		
	182198	DIYOT DSEI 30-12			D8,D15	2		
	182219	DIYOT DSEI 60-06			D18,D19	2		
	181064	DIYOT KÖPRÜ				1		
	839092	IGBT CT60AM-18F			Q1,Q2,Q4,Q5	4		
	420013	ELK.KOND. 47MF 25V			C7,21	2		
	420017	ELK.KOND. 220MF 35V			C17,18,19,22,23,11	6		
	420016	ELK.KOND. 220MF 16V			C24	1		
	423308	ELK.KOND. 4.7MF 450V			C34	1		
	420080	ELK.KOND. 100MF 25V			C5,C6,12,14,15	5		
	423058	ELK.KOND. 10 MF 50V			C3,C31,62	3		
	427118	BİP KOND. 470NF 63V			C38,52,51,45,36,46,47,39,40	12		
		BİP KOND. 470NF 63V			C10,33,42			
	425006	BİP KOND. 470PF 63V			C26	1		
	425070	BİP KOND. 220PF 2KV			C27,C41	1		
	427071	BİP KOND. 47NF 63V			C28	1		
	427191	ELK.KOND. 820MF 400V			C8,C16	2		
	423156	ELK.KOND. 1 MF 40V			C57,C44	2		
	420022	TANTAL KOND. 10 MF 35V	423190		C65	1		
	427119	BİP KOND. 22 NF 63V			C61	1		
	420006	BİP KOND. 100NF 63V			C1,2,29,30,77,79,83,25,13	9		
	427102	BİP KOND. 1 NF			C35	1		
	427006	BİP KOND. 10 NF			C80	1		
	427021	BİP KOND. 4N7			C64, C4, C32,C43,C9	5		
	423066	BİP KOND. 0.22 MF			C69	1		
	427021	BİP KOND. 4,4NF 63V			C78	1		
	423218	KOND. REZONANS 180NF 1000V			C53,58	2		
	224314	ENTEĞRE DEVRE MC 34066			IC14	1	MOTOROLA	
	221031	ENTEĞRE DEVRE LM324			IC15	1		
	224169	ENTEĞRE DEVRE CNY 17-2			IC18, IC19	2	SIEMENS	
	224080	ENTEĞRE DEVRE LM3845			U5	1		
	22+353	ENTEĞRE M57962AL HYBRIT			IC1, IC13	2		
	442053	KONNEKTÖR 2'Lİ TUNİK			CN1,CN2,CN3	3		2'Lİ TAKIM

DÖKÜMAN NO		112067 DEPO KODU		ÜRÜN TANIMI		REZONANS UPS ŞARJÖR KARTI	
REVİZYON		TARİH		10.Eki.00		AHMET DEMİR	
AĞAÇ NO	DEPO STOK KODU	MALZEMENİN TANIMI		DÖKÜMAN N		DEVRE REF. NO	HAZIRLAYAN
						MIKTAR	FİRMA
							AÇIKLAMA
	045280	B.DEVRE R.NO:				1	
	145070	DİRENÇ 1R1		1/4W		2	
	157063	DİRENÇ 2K2		1/4W		2	
	157031	DİRENÇ 10K		1/4W		8	
	145076	DİRENÇ 680 R		1/4W		2	
	145040	DİRENÇ 22 R		1/4W		4	
	158049	DİRENÇ 3 K		1/4W		2	
	159101	DİRENÇ 330 K		1/4W		2	
	157003	DİRENÇ 1K5		1/4W		2	
	159021	DİRENÇ 68K1 1/4W		2%		1	(R73 1,7 K YERİNE 1,5K)
	153038	DİRENÇ 1K		1/4W		7	
	159046	DİRENÇ 4K64 1/4W %1				1	
	159075	DİRENÇ 2K49 1/4W %1				1	
	145038	DİRENÇ 100R 1/4W %1				2	
	158005	DİRENÇ 7K5 1/4W				1	
	159089	DİRENÇ 18 K 1/4W				1	
	159005	DİRENÇ 2 K 1/4W				1	
	145094	DİRENÇ 680R				1	
	158042	DİRENÇ 9K1 1/4W				1	
	158071	DİRENÇ 3 M 1/4W				1	
	142213	DİRENÇ 22R 10W				2	
	150148	DİRENÇ 56K 1W				2	
	145021	DİRENÇ 820R 1/4W				4	
	157005	DİRENÇ 3K3 1/4W				1	
	158053	DİRENÇ 1M 1/4W				1	
	145022	DİRENÇ 47R 1/4W				1	
	159124	DİRENÇ 56K 1/4W %1				6	??????
	140076	DİRENÇ 0.47R 2W				1	
	150156	DİRENÇ 1K5 2W				1	
	150091	DİRENÇ 39K 4W				1	
	159120	DİRENÇ 2,7 K %1 1/4W				1	
	180045	DİYOT 1N 4148				4	
						9	
							D2,4,5,6,7,9,11,14,17

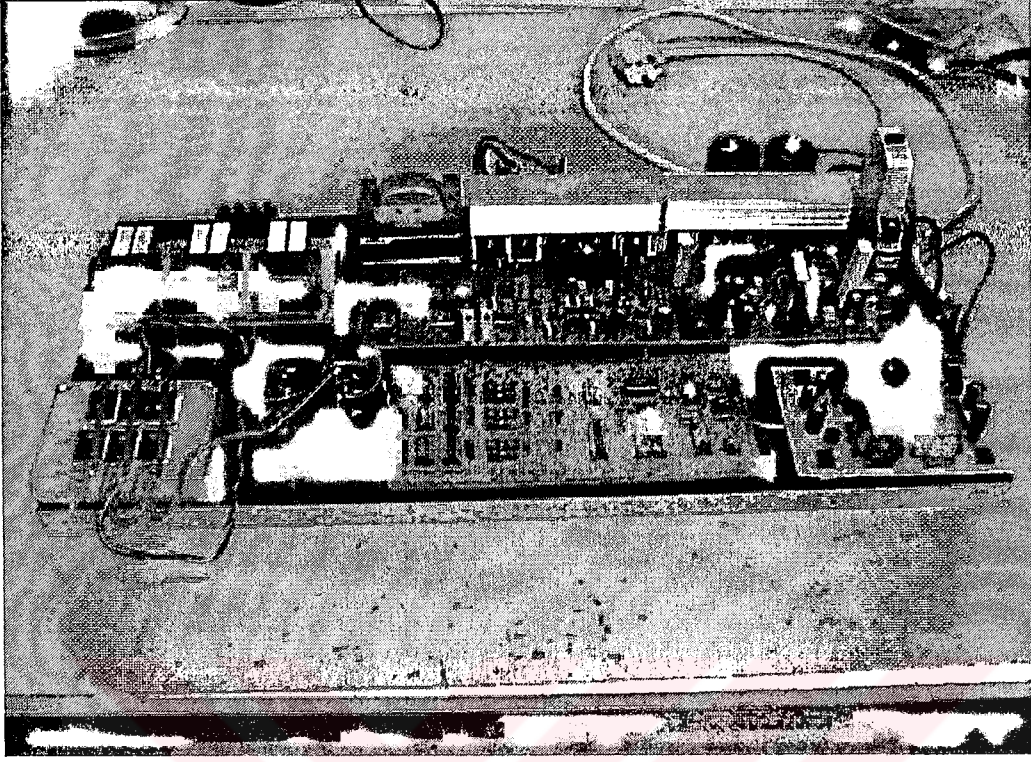
DÖKÜMAN NO		112067	DEPO KODU		ÜRÜN TANIMI		REZONANS UPS ŞARJÖR KARTI		
REVİZYON			TARİH	10.Eki.00	HAZIRLAYAN	AHMET DEMİR			
AĞAÇ NO	DEPO STOK KODU	MALZEMENİN TANIMI		DÖKÜMAN N	DEVRE REF. NO	MİKTAR	FİRMA	AÇIKLAMA	
	652105	PAPUÇ KABLO SFK25				4			
	767014	SOĞUTUCU			TR1	1		U TİPİ	
	767010A	SOĞUTUCU			U6,IC4,TR1	3		U TİPİ	
	767292	SOĞUTUCU R.N.05258001				1	ARMA		
	769293	SOĞUTUCU R.N.05257001				1	ARMA		
	840050	TRİMPOT 10K			P15	1		10 K	
	840032	TRİMPOT 2K ÇOK TURLU			P14,P2	2		2K	
	840053	TRİMPOT 20K DİK ÜSTTEN AYARLI			P3,P6	2		20 K	
	840045	TRİMPOT 1K TEK TURLU ÜSTTEN AYARLI			P4	1		1K TEK TURLU	
	840054	TRİMPOT 200R DİK ÜSTTEN AYARLI			P1	1		200R	
	221069	VOLTAJ REGÜLATÖRÜ			U6	4		7812	
	221080	VOLTAJ REGÜLATÖRÜ			IC4	1		7912	
	185077	ZENER DİYOT 12V 1W			ZD17,ZD21	2			
	185062	ZENER DİYOT 9V1 500MW			ZD14,ZD15	2			
	185021	ZENER DİYOT 30 V			ZD3, ZD8	2			
	185072	ZENER DİYOT 5V1 500MW		1N751 5V	ZD6	1			
	185026	ZENER DİYOT 18V			ZD1,2,5,7	4			
	834594	TRAFO DARBE FT4			T1	1	ELEKTRA		
	838061	TRANSİSTÖR IRF 840			TR1	1			
	834674	TRAFO AKIM DC LA 55-P			LEM2	1	LEM	CSNC241-500 MUADİL	
	757027	SİGORTA 20A CAM UZUN			FS1	1			
	760064	SİGORTA YUVASI CAM UZUN			FS1	1			
	675015	NTC N15SP020			NTC1,2,3,4	4	UPPERMOST		
	834673	TRAFO ŞARJÖR				1			
	230087	FAN 24VDC				1			



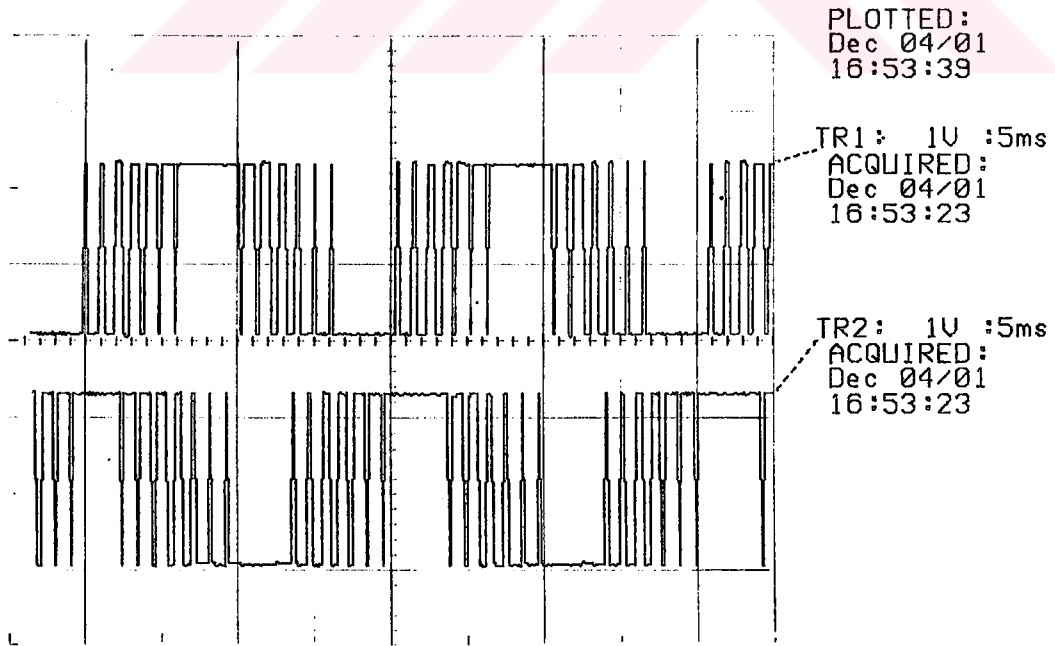
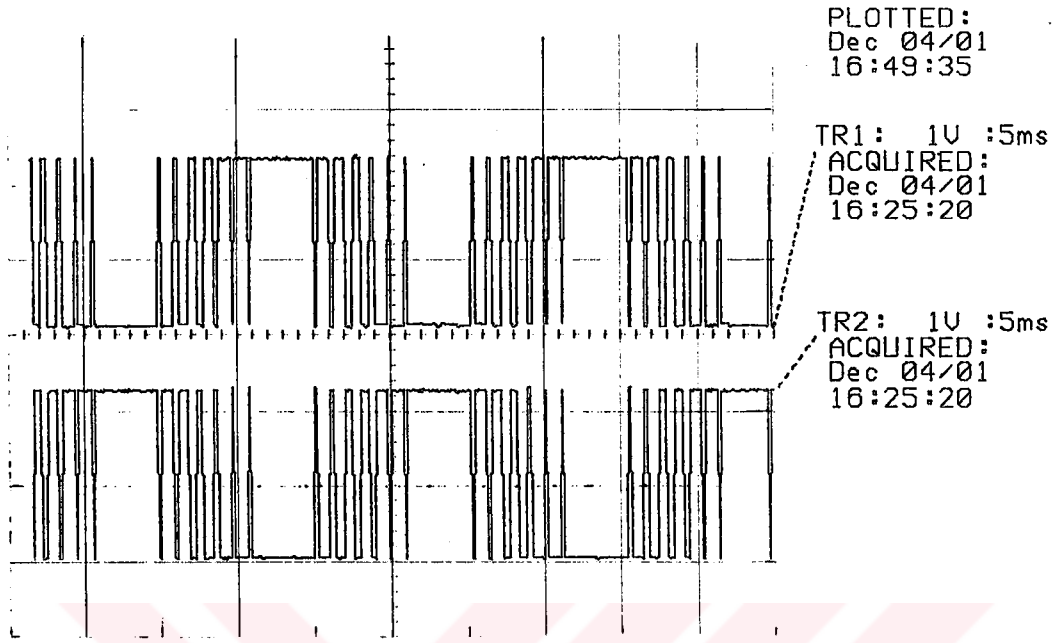
Şekil A.3 Evirici Sürücü Katı



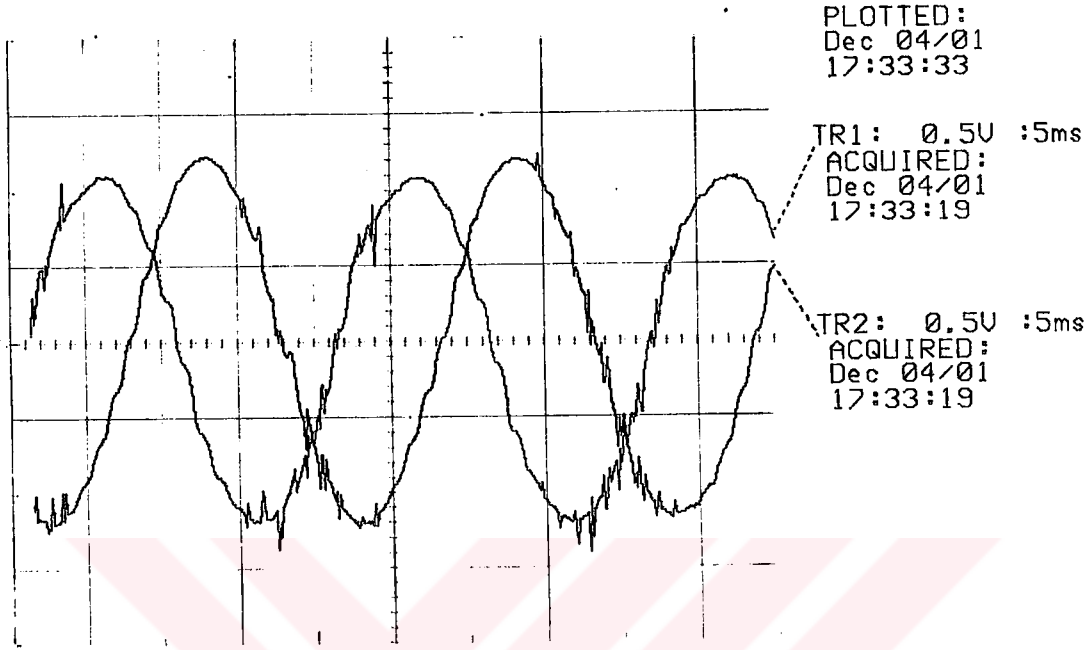
Şekil A.4 Gerçekleştirilen devreye ait fotoğraflar



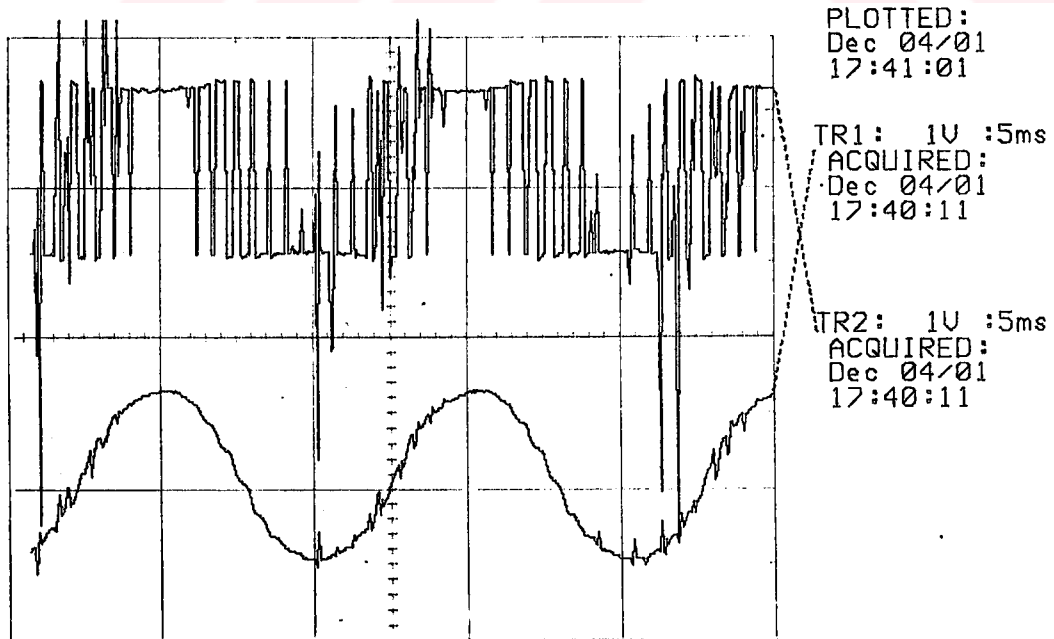
Şekil A.5 Gerçekleştirilen devreye ait fotoğraflar



Şekil A.6 a) Eviriciye ait bir faza ilişkin eşlenik anahtar kapı işaretleri osiloskop ölçümleri b) Farklı fazlara ait kapı işaretleri



Şekil A.7 Evirici çıkışı iki faza ait osiloskop çıkışı



Şekil A.8 Eviriciye ait filtre öncesi ve sonrası dalga şekilleri osiloskop çıkışı

EK B

Sinüs Darbe Genişlik Modülasyonu Anahtarlama Anları Belirleme Programı

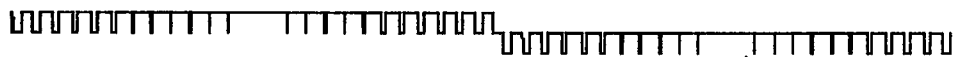
```
CLEAR : CLS
SCREEN 12
CLS
SAY = 1
OPEN "UCGEN.TXT" FOR OUTPUT AS #1
DO
IF SAY = 50 THEN GOTO SKIP
ODS = 0
Y = 0
FOR X = 0 TO 6.28 STEP .01
DS = SIN(X)
IF DS = 0 AND ODS = 0 THEN GOTO ATLA
IF DS > ODS THEN
    Y = Y + .0063
ELSE
    Y = Y - .0063
END IF
ATLA:
CNT = CNT + .0002
ODS = DS
PRINT #1, Y
PSET (CNT * 10, 100 - (Y * 10))
NEXT X
SAY = SAY + 1
LOOP
SKIP:
PRINT "UCGEN TAMAMLANDI"
CLOSE
OPEN "SINUS.TXT" FOR OUTPUT AS #1
FOR X = 0 TO 6.2831 STEP .0002
Y = SIN(X)
PRINT #1, Y
PSET (X * 10, 100 - (Y * 10))
NEXT X
CLOSE
PRINT "IKISIDE TAMAM"
SAYGAC = 0
OPEN "UCGEN.TXT" FOR INPUT AS #1
OPEN "SINUS.TXT" FOR INPUT AS #2
OPEN "CIKTI.TXT" FOR OUTPUT AS #3
OPEN "ALTER.TXT" FOR OUTPUT AS #4
DO WHILE NOT EOF(1)
SAYGAC = SAYGAC + 1
INPUT #1, UCGEN
INPUT #2, SINUS
```



```

IF UCGEN > SINUS THEN
    CIK = 0
ELSE
    IF SINUS < 0 THEN CIK = -1: GOTO ZIPLA
    CIK = 1
END IF
ZIPLA:
PRINT #3, CIK
IF CIK <> OCIK THEN
    DEGIS = (SAYGAC * 6.2831) / 31415
    PRINT #4, CIK, DEGIS
END IF
OCIK = CIK
LOOP
CLOSE
PRINT "KARSILASTIRMA DA TAMAMLANDI"
PRINT "BIR TUSA BASIN"
DONGU:
IF INKEY$ = "" THEN GOTO DONGU
CLS
BEHEY = 0
OPEN "CIKTI.TXT" FOR INPUT AS #1
DO WHILE NOT EOF(1)
    X = X + .01
    INPUT #1, Y
    IF BEHEY = 0 THEN PSET (10, 100)
    'PSET (X * 1.5, 100 - (Y * 10))
    LINE -(X * 1.5, 100 - (Y * 10))
    BEHEY = 1
LOOP
CLOSE

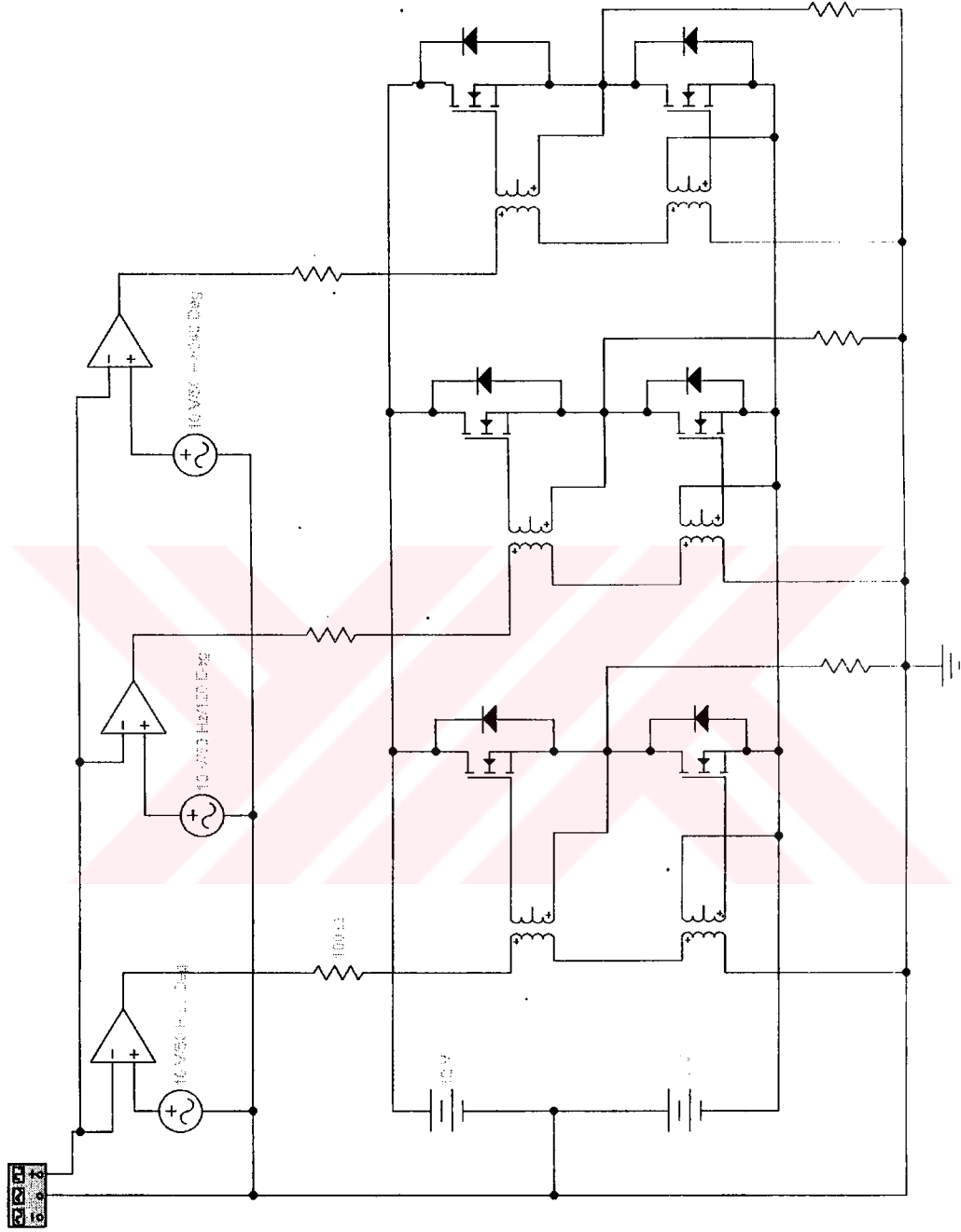
```



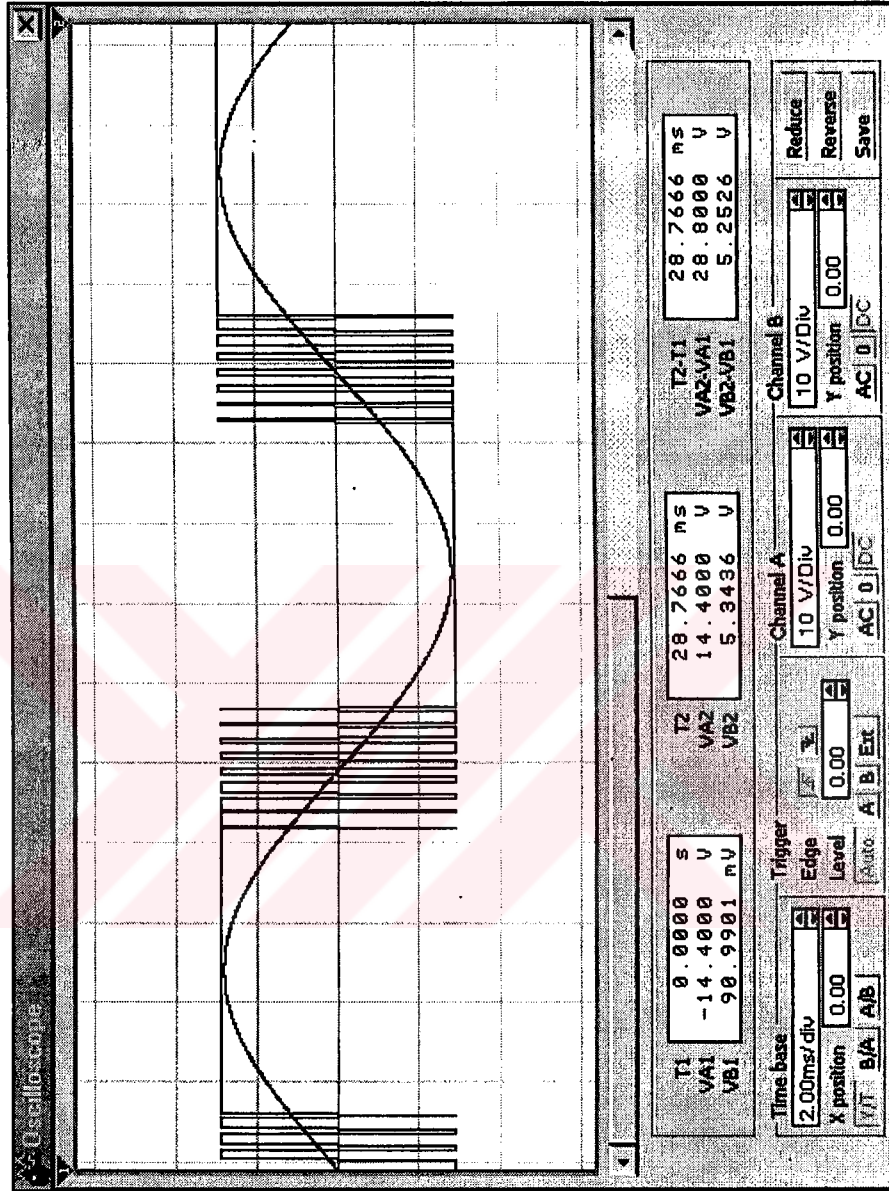
Press any key to continue

Üç Fazlı Eviricinin Hesaplanmış Anahtar Anları

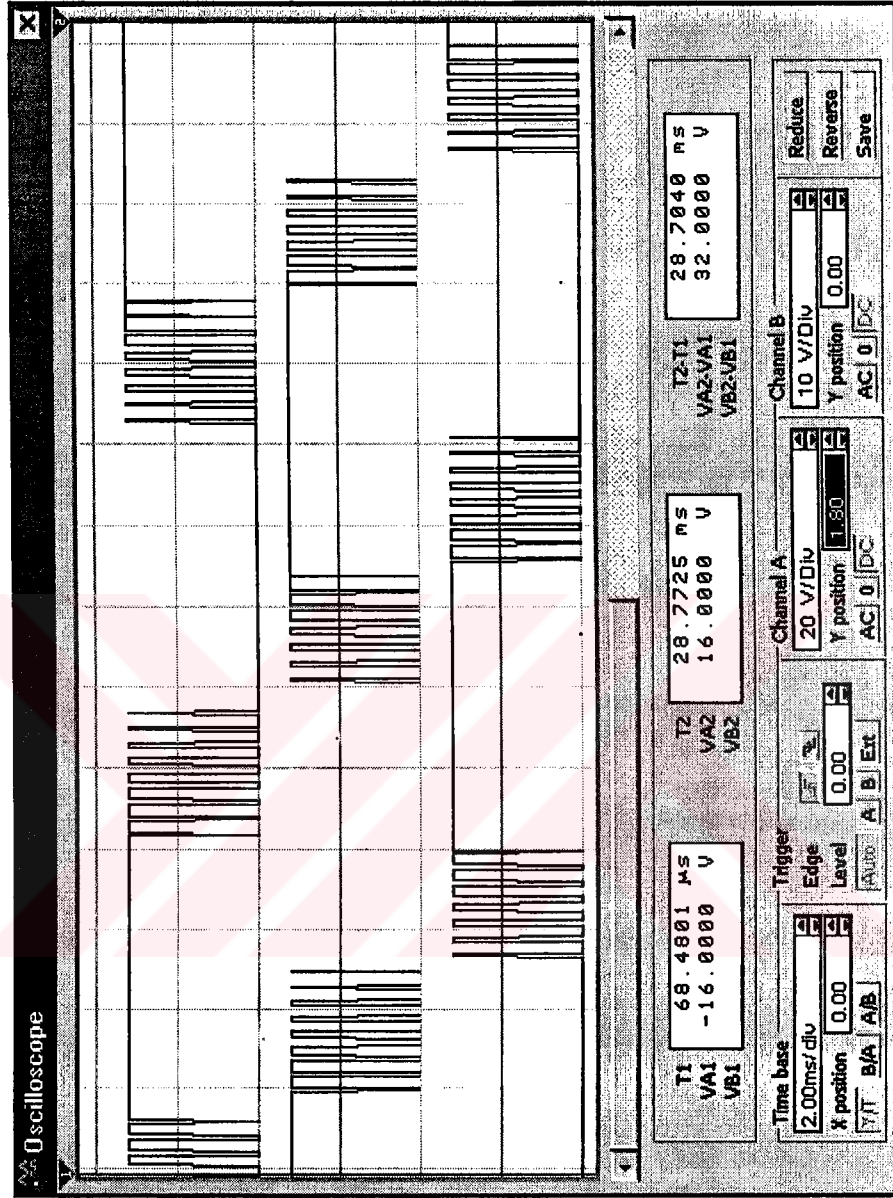
<u>Basamak</u>	<u>D0</u>	<u>D1</u>	<u>D2</u>	<u>D7</u>
0-6	1	1	0	0
7-17	1	0	0	0
18-85	1	1	0	0
86-162	0	1	0	0
163-192	0	1	1	0
193-203	0	1	0	0
204-259	1	1	0	0
260-339	0	1	0	0
340-395	0	1	1	0
396-406	0	1	0	0
407-436	1	1	0	0
437-513	0	1	0	0
514-581	0	1	1	0
582-592	0	0	1	0
593-599	0	1	1	0
600-606	0	1	0	0
607-617	1	1	0	0
618-685	0	1	0	0
686-762	0	1	1	0
763-792	0	0	1	0
793-803	0	1	1	0
804-859	0	1	0	0
860-939	0	1	1	0
940-995	0	0	1	0
996-1006	0	1	1	0
1007-1036	0	1	0	0
1037-1113	0	1	1	0
1114-1182	0	0	1	0
1183-1192	1	0	1	0
1193-1199	0	0	1	0
1200-1206	0	1	1	0
1207-1217	0	1	0	0
1218-1285	0	1	1	0
1286-1362	0	0	1	0
1363-1392	1	0	1	0
1393-1403	0	0	1	0
1404-1459	0	1	1	0
1460-1539	0	0	1	0
1540-1595	1	0	1	0
1596-1606	0	0	1	0
1607-1636	0	0	1	0
1637-1713	0	0	1	0
1714-1781	1	0	1	0
1782-1792	1	0	0	0
1793-1798	1	0	1	0
1799	1	0	1	1



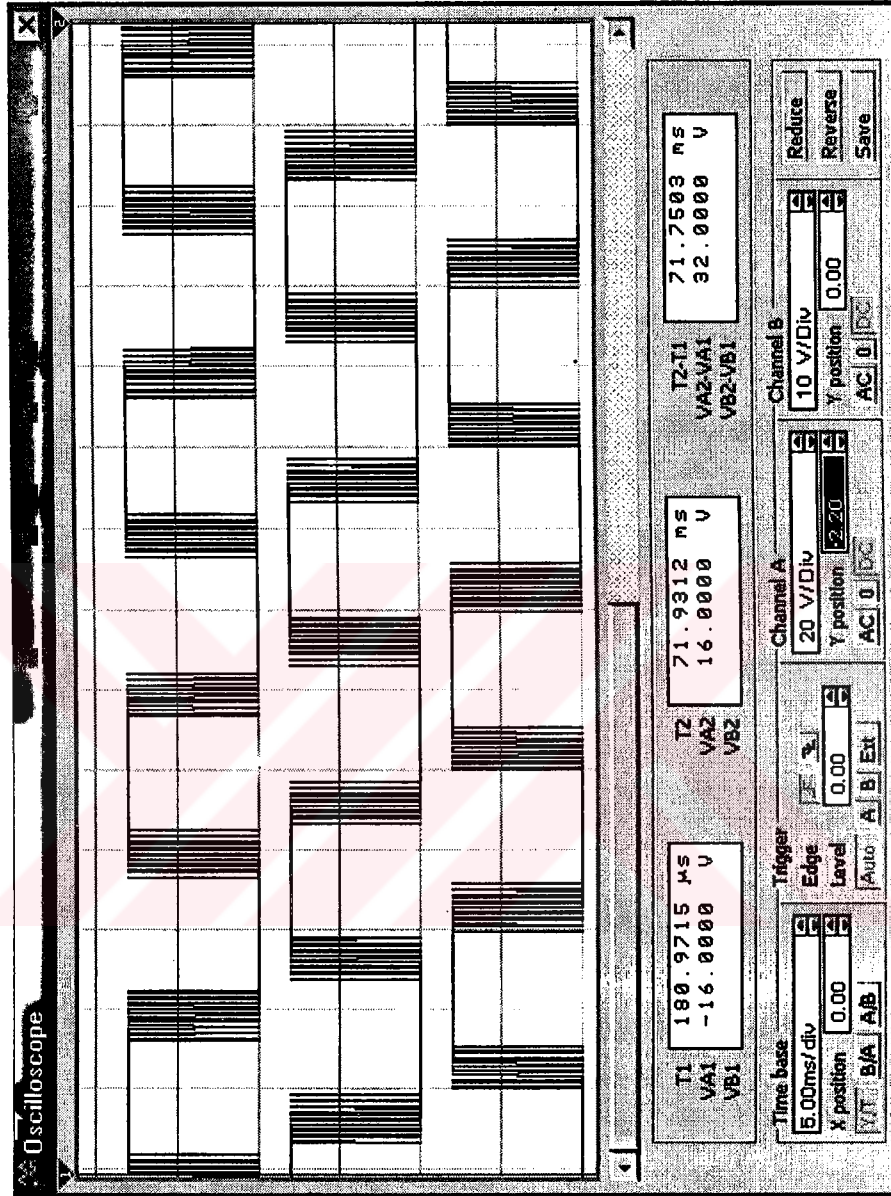
Şekil B.1 Anahtarlama anlarının hesaplanmasında kullanılan üç fazlı evirici simülasyon devresi



Şekil B.2 Simülasyon sonuçları



Şekil B.3 Simülasyon sonuçları



Şekil B.4 Simülasyon sonuçları


MOTOROLA

High Performance Resonant Mode Controllers

The MC34066/MC33066 are high performance resonant mode controllers designed for off-line and dc-to-dc converter applications that utilize frequency modulated constant on-time or constant off-time control. These integrated circuits feature a variable frequency oscillator with programmable deadtime, precision retriggerable one-shot timer, temperature compensated reference, high gain wide-bandwidth error amplifier with a precision output clamp, steering flip-flop, and dual high current totem pole outputs ideally suited for driving power MOSFETs.

Also included are protective features consisting of a high speed fault comparator and latch, programmable soft-start circuitry, input undervoltage lockout with selectable thresholds, and reference undervoltage lockout.

These devices are available in dual-in-line and surface mount packages.

- Variable Frequency Oscillator with a Control Range Exceeding 1000:1
- Programmable Oscillator Deadtime Allows Constant Off-Time Operation
- Precision Retriggerable One-Shot Timer
- Internally Trimmed Bandgap Reference
- 5.0 MHz Error Amplifier with Precision Output Clamp
- Dual High Current Totem Pole Outputs
- Selectable Undervoltage Lockout Thresholds with Hysteresis
- Enable Input
- Programmable Soft-Start Circuitry
- Low Startup Current for Off-Line Operation

Order this document by MC34066/D

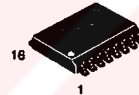
MC34066 MC33066

HIGH PERFORMANCE RESONANT MODE CONTROLLERS

SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA

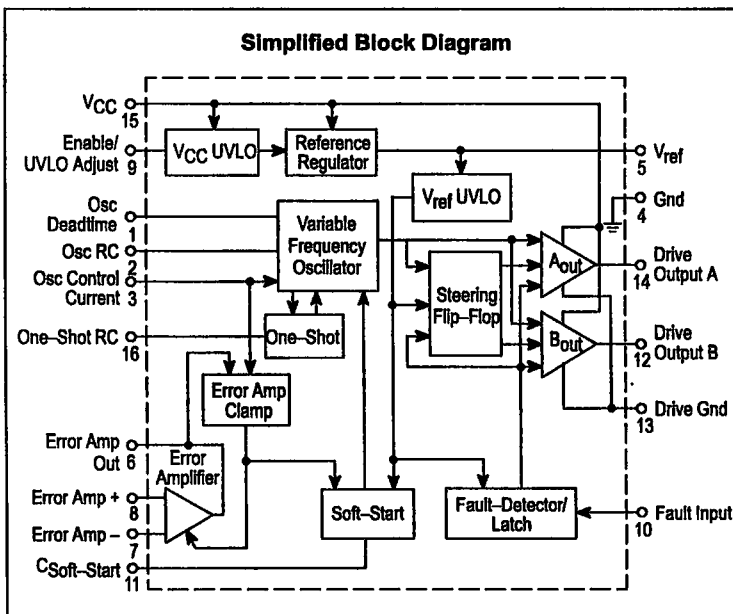


P SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 648

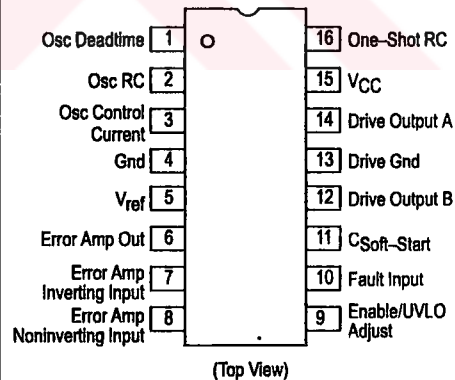


DW SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 751G
(SO-16L)

Simplified Block Diagram



PIN CONNECTIONS



ORDERING INFORMATION

Device	Operating Temperature Range	Package
MC34066DW	$T_A = 0^\circ \text{ to } +70^\circ \text{C}$	SO-16L
MC34066P		Plastic DIP
MC33066DW	$T_A = -40^\circ \text{ to } +85^\circ \text{C}$	SO-16L
MC33066P		Plastic DIP

MC34066 MC33066

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Power Input Supply Voltage	V_{CC}	20	V
Drive Output Current, Source or Sink (Note 1)	I_O	0.3 1.5	A
Continuous Pulsed (0.5 μ s, 25% Duty Cycle)			
Error Amplifier, Fault, One-Shot, Oscillator, and Soft-Start Inputs	V_{in}	-1.0 to +6.0	V
UVLO Adjust Input	$V_{in}(UVLO)$	-1.0 to V_{CC}	V
Soft-Start Discharge Current	I_{dchg}	20	mA
Power Dissipation and Thermal Characteristics			
DW Suffix Package, Case 751G			
Maximum Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$	P_D	862	mW
Thermal Resistance, Junction-to-Air	$R_{\theta JA}$	145	$^\circ\text{C/W}$
P Suffix Package, Case 648			
Maximum Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$	P_D	1.25	W
Thermal Resistance, Junction-to-Air	$R_{\theta JA}$	100	$^\circ\text{C/W}$
Operating Junction Temperature	T_J	+150	$^\circ\text{C}$
Operating Ambient Temperature	T_A	0 to +70 -40 to +85	$^\circ\text{C}$
MC34066 MC33066			
Storage Temperature Range	T_{stg}	-65 to +150	$^\circ\text{C}$

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = 12\text{ V}$ [Note 2], $R_{OSC} = 95.3\text{ k}$, $R_{DT} = 0\ \Omega$, $R_{VFO} = 5.62\text{ k}$, $C_{OSC} = 300\text{ pF}$, $R_T = 14.3\text{ k}$, $C_T = 300\text{ pF}$, $C_L = 1.0\text{ nF}$, for typical values $T_A = 25^\circ\text{C}$, for min/max values T_A is the operating ambient temperature range that applies [Note 3], unless otherwise noted.)

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
-----------------	--------	-----	-----	-----	------

REFERENCE SECTION

Reference Output Voltage ($I_O = 0\text{ mA}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$)	V_{ref}	5.0	5.1	5.2	V
Line Regulation ($V_{CC} = 10\text{ V to } 18\text{ V}$)	Reg_{line}	—	1.0	20	mV
Load Regulation ($I_O = 0\text{ mA to } 10\text{ mA}$)	Reg_{load}	—	1.0	20	mV
Total Output Variation over Line, Load, and Temperature	V_{ref}	4.9	—	5.3	mV
Output Short Circuit Current	I_O	25	100	190	mA
Reference Undervoltage Lockout Threshold	V_{th}	3.8	4.3	4.8	V

ERROR AMPLIFIER

Input Offset Voltage ($V_{CM} = 1.5\text{ V}$)	V_{IO}	—	1.0	10	mV
Input Bias Current ($V_{CM} = 1.5\text{ V}$)	I_{IB}	—	0.2	1.0	μA
Input Offset Current ($V_{CM} = 1.5\text{ V}$)	I_{IO}	—	0	0.5	μA
Open Loop Voltage Gain ($V_{CM} = 1.5\text{ V}$, $V_O = 2.0\text{ V}$)	A_{VOL}	70	100	—	dB
Gain Bandwidth Product ($f = 100\text{ kHz}$)	GBW	2.5	4.2	—	MHz
Input Common Mode Rejection Ratio ($V_{CM} = 1.5\text{ V to } 5.0\text{ V}$)	CMRR	70	95	—	dB
Power Supply Rejection Ratio ($V_{CC} = 10\text{ V to } 18\text{ V}$, $f = 120\text{ Hz}$)	PSRR	80	100	—	dB
Output Voltage Swing					V
High State with Respect to Pin 3 ($I_{Source} = 2.0\text{ mA}$)	V_{OH}	2.3	2.7	3.1	
Low State with Respect to Ground ($I_{Sink} = 1.0\text{ mA}$)	V_{OL}	—	0.4	0.6	

NOTES: 1. Maximum package power dissipation limits must be observed.
2. Adjust V_{CC} above the Startup threshold before setting to 12 V.
3. Low duty cycle pulse techniques are used during test to maintain junction temperature as close to ambient as possible.
 $T_{low} = 0^\circ\text{C}$ for MC34066 $T_{high} = +70^\circ\text{C}$ for MC34066
-40 $^\circ\text{C}$ for MC33066 +85 $^\circ\text{C}$ for MC33066

MC34066 MC33066

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued) ($V_{CC} = 12\text{ V}$ [Note 2], $R_{OSC} = 95.3\text{ k}$, $R_{DT} = 0\ \Omega$, $R_{VFO} = 5.62\text{ k}$, $C_{OSC} = 300\text{ pF}$, $R_T = 14.3\text{ k}$, $C_T = 300\text{ pF}$, $C_L = 1.0\text{ nF}$, for typical values $T_A = 25^\circ\text{C}$, for min/max values T_A is the operating ambient temperature range that applies [Note 3], unless otherwise noted.)

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
-----------------	--------	-----	-----	-----	------

OSCILLATOR

Frequency (Error Amp Output Low) $T_A = 25^\circ\text{C}$ Total Variation ($V_{CC} = 10\text{ V to } 18\text{ V}$, $T_A = T_{\text{Low to High}}$)	$f_{OSC(\text{low})}$	90 85	100 —	110 115	kHz
Frequency (Error Amp Output High) $T_A = 25^\circ\text{C}$ Total Variation ($V_{CC} = 10\text{ V to } 18\text{ V}$, $T_A = T_{\text{Low to High}}$)	$f_{OSC(\text{high})}$	900 850	1000 —	1100 1150	kHz
Oscillator Control Input Voltage, Pin 3 ($I_{\text{Sink}} = 0.5\text{ mA}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$)	V_{in}	1.3	1.4	1.5	V
Output Deadtime (Error Amp Output High) $R_{DT} = 0\ \Omega$ $R_{DT} = 1.0\text{ k}$	DT	— 600	70 700	100 800	ns

ONE-SHOT

Drive Output On-Time ($R_{DT} = 1.0\text{ k}$) $T_A = 25^\circ\text{C}$ Total Variation ($V_{CC} = 10\text{ V to } 18\text{ V}$, $T_A = T_{\text{Low to High}}$)	t_{OS}	1.43 1.4	1.5 —	1.57 1.6	μs
---	----------	-------------	----------	-------------	---------------

DRIVE OUTPUTS

Output Voltage Low State ($I_{\text{Sink}} = 20\text{ mA}$) ($I_{\text{Sink}} = 200\text{ mA}$) High State ($I_{\text{Source}} = 20\text{ mA}$) ($I_{\text{Source}} = 200\text{ mA}$)	V_{OL} V_{OH}	— — 9.5 9.0	0.8 1.5 10.3 9.8	1.2 2.0 — —	V
Output Voltage with UVLO Activated ($V_{CC} = 6.0\text{ V}$, $I_{\text{Sink}} = 1.0\text{ mA}$)	$V_{OL(\text{UVLO})}$	—	0.8	1.2	V
Output Voltage Rise Time ($C_L = 1.0\text{ nF}$)	t_r	—	20	50	ns
Output Voltage Fall Time ($C_L = 1.0\text{ nF}$)	t_f	—	20	50	ns

FAULT COMPARATOR

Input Threshold	V_{th}	0.95	1.0	1.05	V
Input Bias Current ($V_{Pin\ 10} = 0\text{ V}$)	I_{IB}	—	—2.0	—10	μA
Propagation Delay to Drive Outputs (100 mV Overdrive)	$t_{PLH(\text{In/Out})}$	—	60	100	ns

SOFT-START

Capacitor Charge Current ($V_{Pin\ 11} = 2.5\text{ V}$)	I_{chg}	4.5	8.1	14	μA
Capacitor Discharge Current ($V_{Pin\ 11} = 2.5\text{ V}$)	I_{dchg}	1.0	8.0	—	mA

UNDERVOLTAGE LOCKOUT

Startup Threshold, V_{CC} Increasing Enable/UVLO Adjust Pin Open Enable/UVLO Adjust Pin Connected to V_{CC}	$V_{th(\text{UVLO})}$	14.8 8.0	16 9.0	17.2 10	V
Minimum Operating Voltage after Turn-On Enable/UVLO Adjust Pin Open Enable/UVLO Adjust Pin Connected to V_{CC}	$V_{CC(\text{min})}$	8.0 7.6	9.0 8.6	10 9.6	V
Enable/UVLO Adjust Shutdown Threshold Voltage	$V_{th(\text{Enable})}$	6.0	7.0	—	V
Enable/UVLO Adjust Input Current (Pin 9 = 0V)	$I_{in(\text{Enable})}$	—	—0.2	—1.0	mA

TOTAL DEVICE

Power Supply Current (Enable/UVLO Adjust Pin Open) Startup ($V_{CC} = 13.5\text{ V}$) Operating ($f_{OSC} = 100\text{ kHz}$) (Note 2)	I_{CC}	— —	0.45 21	0.6 30	mA
---	----------	--------	------------	-----------	----

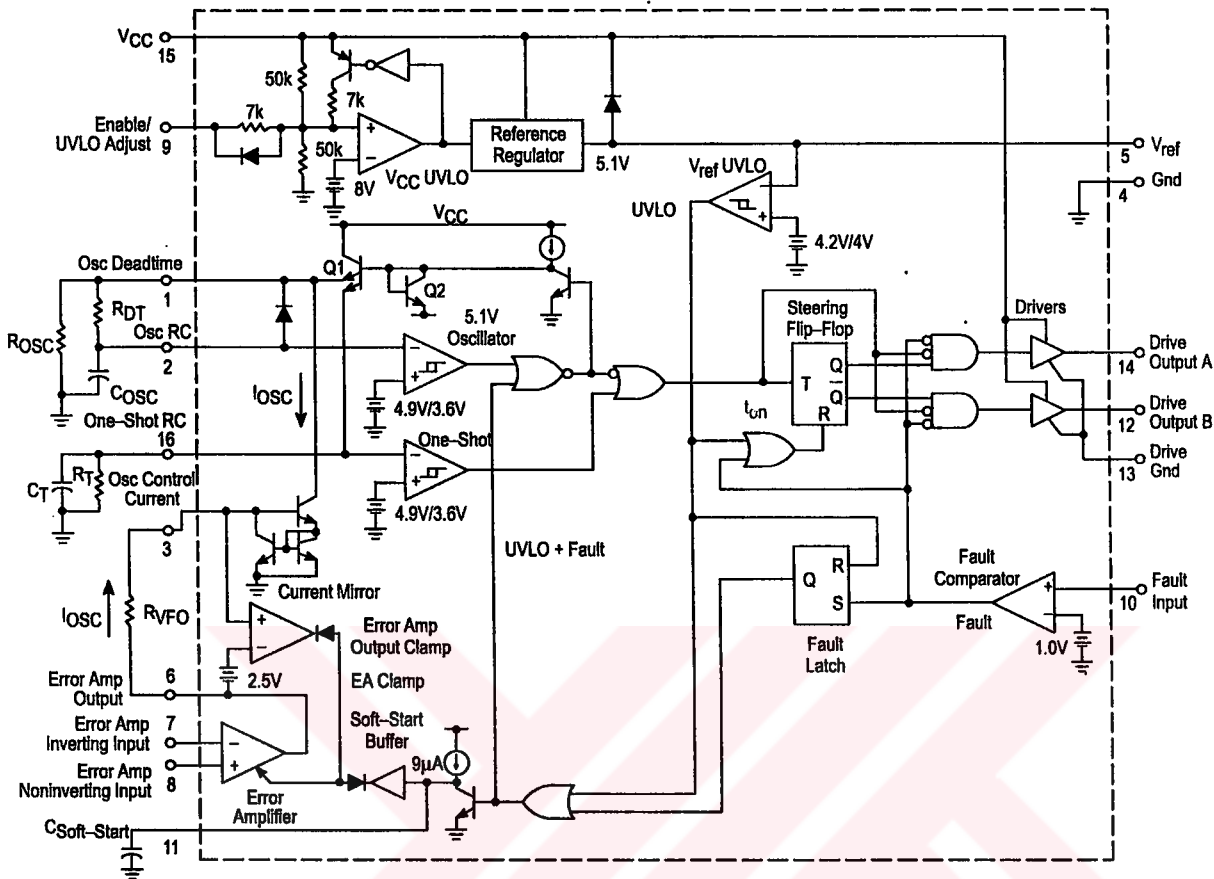
NOTES: 2. Adjust V_{CC} above the Startup threshold before setting to 12 V.

3. Low duty cycle pulse techniques are used during test to maintain junction temperature as close to ambient as possible.

$T_{\text{low}} = 0^\circ\text{C}$ for MC34066 $T_{\text{high}} = +70^\circ\text{C}$ for MC34066
—40°C for MC33066 +85°C for MC33066

MC34066 MC33066

Figure 1. MC34066 Representative Block Diagram



OPERATING DESCRIPTION

Introduction

As power supply designers have strived to increase power conversion efficiency and reduce passive component size, high frequency resonant mode power converters have emerged as attractive alternatives to conventional square-wave control. When compared to square-wave converters, resonant mode control offers several benefits including lower switching losses, higher efficiency, lower EMI emission, and smaller size. This integrated circuit has been developed to support new trends in power supply design. The MC34066 Resonant Mode Controller is a high performance bipolar IC dedicated to variable frequency power control at frequencies exceeding 1.0 MHz. This integrated circuit provides the features, performance and flexibility for a wide variety of resonant mode power supply applications.

The primary purpose of the control chip is to supply precise pulses to the gates of external power MOSFETs at a repetition rate regulated by a feedback control loop. The MC34066 can be operated in any of three modes as follows: 1) fixed on-time, variable frequency; 2) fixed off-time, variable frequency; and 3) combinations of 1 and 2 that change from fixed on-time to fixed off-time as the frequency increases. Additional features of the IC ensure that system startup and fault conditions are administered in a safe, controlled manner.

A simplified block diagram of the IC is shown on the first page of this data sheet, which identifies the main functional blocks and the block-to-block interconnects. Figure 1 is a detailed functional diagram which accurately represents the internal circuitry. The various functions can be divided into two sections. The first section includes the primary control path which produces precise output pulses at the desired frequency. The second section provides several peripheral support functions including a voltage reference, undervoltage lockout, Soft-Start circuit, and a fault detector.

Primary Control Path

The output pulse width and repetition rate are regulated through the interaction of the variable frequency Oscillator, One-Shot timer and Error Amplifier. The Oscillator triggers the One-Shot which generates a pulse that is alternately steered to a pair of totem-pole output drivers by a toggle Flip-Flop. The Error Amplifier monitors the output of the regulator and modulates the frequency of the Oscillator. High-speed Schottky logic is used throughout the primary control channel to minimize delays and enhance high frequency characteristics.

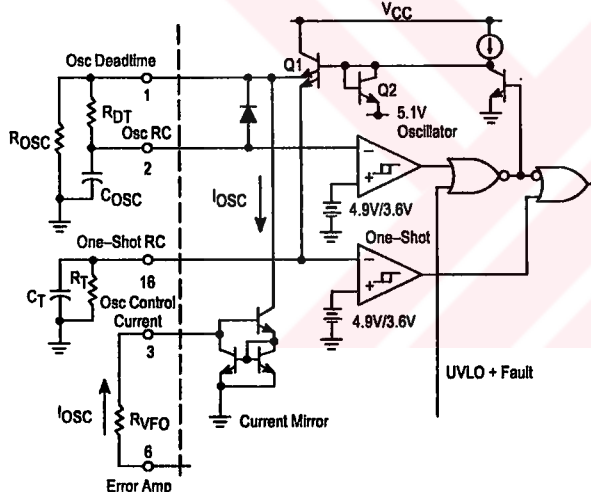
MC34066 MC33066

Oscillator

The characteristics of the variable frequency Oscillator are crucial for precise controller performance at high operating frequencies. In addition to triggering the One-Shot timer and initiating the output pulse, the Oscillator also determines the initial voltage for the One-Shot capacitor and defines the minimum deadtime between output pulses. The Oscillator is designed to operate at frequencies exceeding 1.0 MHz. The Error Amplifier can control the oscillator frequency over a 1000:1 frequency range, and both the minimum and maximum frequencies are easily and accurately programmed by the proper selection of external components. The Oscillator also includes an adjustable deadtime feature for applications requiring additional time between output pulses.

The functional diagram of the Oscillator and One-Shot timer is shown in Figure 2. The oscillator capacitor C_{OSC} is initially charged by transistor Q1 through the optional deadtime resistor R_{DT} . When C_{OSC} exceeds the 4.9 V upper threshold of the oscillator comparator, the base of Q1 is pulled low allowing C_{OSC} to discharge through the external resistors and the internal Current Mirror. When the voltage on C_{OSC} falls below the comparator's 3.6 V lower threshold, Q1 turns on and again charges C_{OSC} .

Figure 2. Oscillator and One-Shot Timer



If R_{DT} is 0 Ω , C_{OSC} charges from 3.6 V to 5.1 V in less than 50 ns. The high slew rate of C_{OSC} and the propagation delay of the comparator make it difficult to control the peak voltage. This accuracy issue is overcome by clamping the base of Q1 through diode Q2 to a voltage reference. The peak voltage of the oscillator waveform is thereby precisely set at 5.1 V.

The frequency of the Oscillator is modulated by varying the current I_{OSC} flowing through R_{VFO} into the Osc Control Current pin. The control current drives a unity gain Current Mirror which pulls an identical current from the C_{OSC} capacitor. As I_{OSC} increases, C_{OSC} discharges faster thus decreasing the Oscillator period and increasing the frequency. The maximum frequency occurs when the Error Amplifier output is at the upper clamp level, nominally 2.5 V above the voltage at the Osc Control Current pin. The minimum discharge time for C_{OSC} , which corresponds to the maximum oscillator frequency, is given by Equation 1.

$$t_{dchg(min)} = (R_{DT} + R_{OSC}) C_{OSC} \ln \left[\frac{\frac{2.5 R_{OSC}}{R_{VFO}} + 5.1}{\frac{2.5 R_{OSC}}{R_{VFO}} + 3.6} \right] \quad (1)$$

The minimum oscillator frequency will result when the I_{OSC} current is zero, and C_{OSC} is discharged through the external resistors R_{OSC} and R_{DT} . This occurs when the Error Amplifier output voltage is less than the two diode drops required to bias the input of the Current Mirror. The maximum oscillator discharge time is given by Equation 2.

$$t_{dchg(max)} = (R_{DT} + R_{OSC}) C_{OSC} \ln \left(\frac{5.1}{3.6} \right) \quad (2)$$

The outputs of the control IC are off whenever the oscillator capacitor C_{OSC} is being charged by transistor Q1. The minimum time between output pulses (deadtime) can be programmed by controlling the charge time of C_{OSC} . Resistor R_{DT} reduces the current delivered by Q1 to C_{OSC} , thus increasing the charge time and output deadtime. Varying R_{DT} from 0 Ω to 1000 Ω will increase the output deadtime from 80 ns to 680 ns with C_{OSC} equal to 300 pF. The general expression for the oscillator charge time is given by Equation 3.

$$t_{chg(max)} = R_{DT} C_{OSC} \ln \left(\frac{5.1 - 3.6}{5.1 - 4.9} \right) + 80 \text{ ns} \quad (3)$$

The minimum and maximum oscillator frequencies are programmed by the proper selection of resistor R_{OSC} and R_{VFO} . After selecting R_{DT} for the desired deadtime, the minimum frequency is programmed by R_{OSC} using Equations 2 and 3 in Equation 4:

$$\frac{1}{f_{OSC(min)}} = t_{dchg(max)} + t_{chg} \quad (4)$$

The maximum oscillator frequency is set by resistor R_{VFO} in a similar fashion using Equations 1 and 3 in Equation 5:

$$\frac{1}{f_{OSC(max)}} = t_{dchg(min)} + t_{chg} \quad (5)$$

The value chosen for resistor R_{DT} will affect the peak voltage of the oscillator waveform. As R_{DT} is increased from zero, the time required to charge C_{OSC} becomes large with respect to the propagation delay through the oscillator comparator. Consequently, the overshoot of the upper threshold is reduced and the peak voltage on the oscillator waveform drops from 5.1 V to 4.9 V. The best frequency accuracy is achieved when R_{DT} is zero ohms.

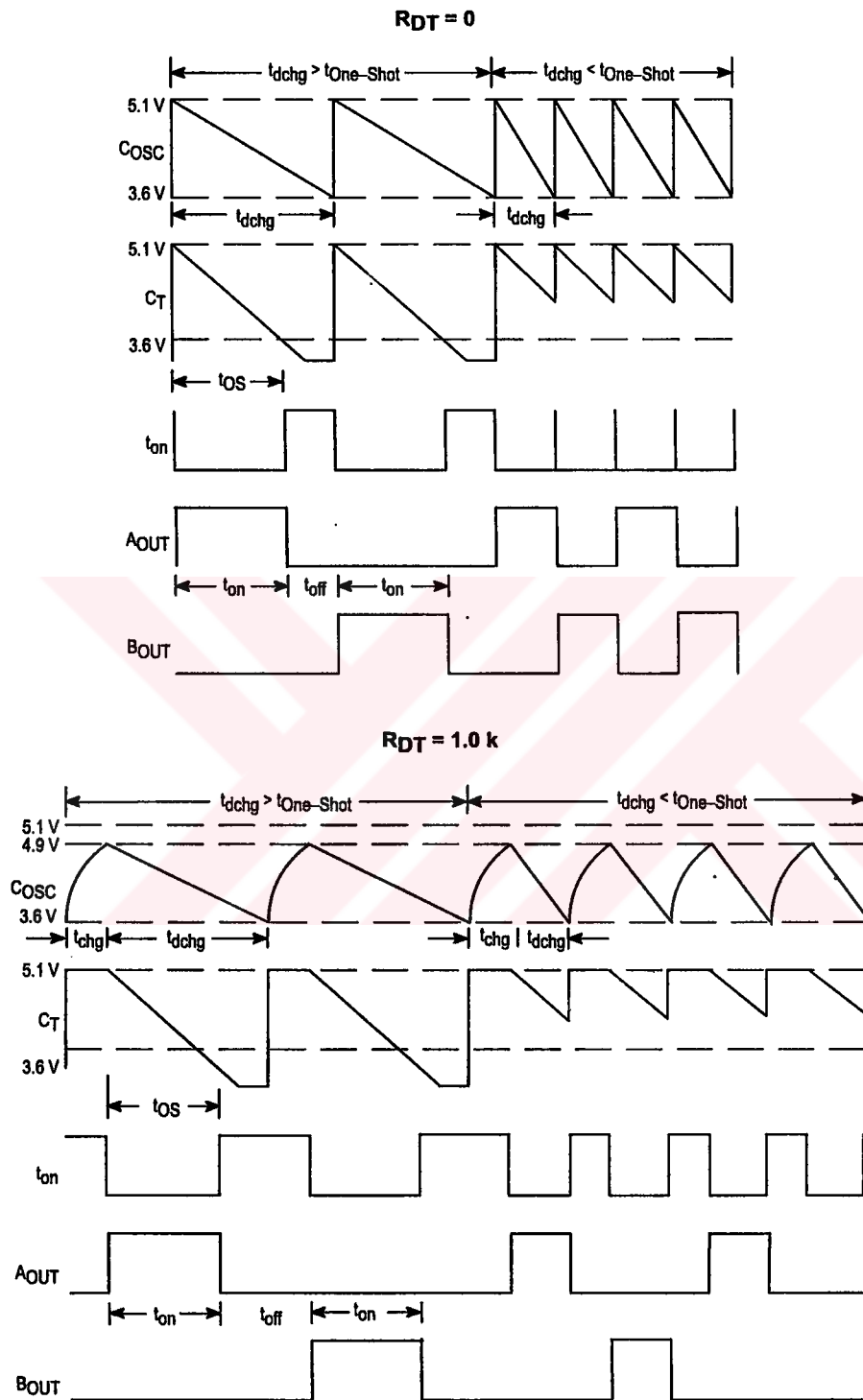
One-Shot Timer

The One-Shot capacitor C_T is charged concurrently with the oscillator capacitor by transistor Q1, as shown in Figure 2. The One-Shot period begins when the oscillator comparator turns off Q1, allowing C_T to discharge. The period ends when resistor R_T discharges C_T to the threshold of the One-Shot comparator. Discharging C_T from an initial voltage of 5.1 V to a threshold voltage of 3.6 V results in the One-Shot period given by Equation 6.

$$t_{OS} = R_T C_T \ln \left(\frac{5.1}{3.6} \right) = 0.348 R_T C_T \quad (6)$$

MC34066 MC33066

Figure 3. Timing Waveforms



MC34066 MC33066

Errors in the threshold voltage and propagation delays through the output drivers will affect the One-Shot period. To guarantee accuracy, the output pulse of the control ship is trimmed to within 5% of 1.5 μ s with nominal values of R_T and C_T .

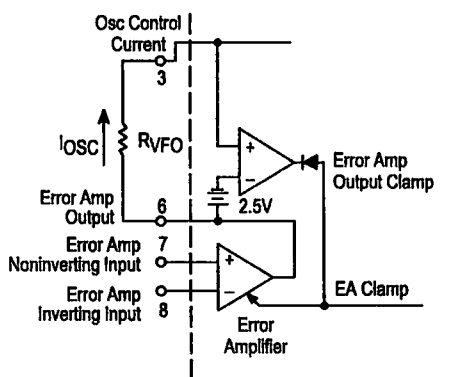
The outputs of the Oscillator and One-Shot comparators are OR'd together to produce the pulse t_{on} , which drives the Flip-Flop and output drivers. The output pulse t_{on} is initiated by the Oscillator, but either the oscillator comparator or the One-Shot comparator can terminate the pulse. When the oscillator discharge time exceeds the one-shot period, the complete one-shot period is delivered to the output section. If the oscillator discharge time is less than the one-shot period, then the oscillator comparator terminates the pulse prematurely and retriggers the One-Shot. The waveforms on the left side of Figure 3 correspond to nonretriggered operation with constant on-time and variable off-times. The right side of Figure 3 represents retriggered operation with variable on-time and constant off-time.

Error Amplifier

A fully accessible high performance Error Amplifier is provided for feedback control of the power supply system. The Error Amplifier is internally compensated and features dc open loop gain greater than 70 dB, input offset voltage less than 10 mV and guaranteed minimum gain-bandwidth product of 2.5 MHz. The input common mode range extends from 1.5 V to 5.1 V, which includes the reference voltage. For common mode voltages below 1.5 V, the Error Amplifier output is forced low providing minimum oscillator frequency.

The Oscillator Control Current pin is biased by the Error Amplifier output voltage through R_{VFO} as illustrated in Figure 4. The output swing of the Error Amplifier is restricted by a clamp circuit to limit the maximum oscillator frequency. The clamp circuit limits the voltage across R_{VFO} to 2.5 V, thus limiting I_{OSC} to 2.5 V/ R_{VFO} . Oscillator accuracy is improved by trimming the clamp voltage to obtain the $f_{OSC}(\text{high})$ specification of 1.0 MHz with nominal value external components.

Figure 4. Error Amplifier and Clamp

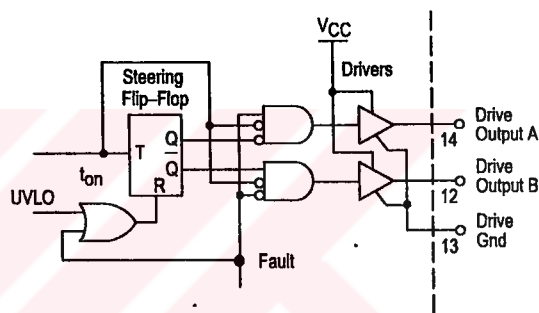


Output Section

The pulse, t_{on} , generated by the Oscillator and One-Shot timer is gated to dual totem pole output drives by the Steering Flip-Flop shown in Figure 5. Positive transitions of t_{on} toggle the Flip-Flop, which causes the pulses to alternate between Output A and Output B. The flip-flop is reset by the undervoltage lockout circuit during startup to guarantee that the first pulse appears at Output A.

The totem-pole output drives are ideally suited for driving power MOSFETs and are capable of sourcing and sinking 1.5 A. Rise and fall times are typically 20 ns when driving a 1.0 nF load. High source/sink capability in a totem-pole driver normally increases the risk of high cross conduction current during output transitions. The MC34066 utilizes a unique design that virtually eliminates cross conduction, thus controlling the chip power dissipation at high frequencies. A separate ground terminal is provided for the output drivers to isolate the sensitive analog circuitry from large transient currents.

Figure 5. Steering Flip-Flop and Output Drivers



PERIPHERAL SUPPORT FUNCTIONS

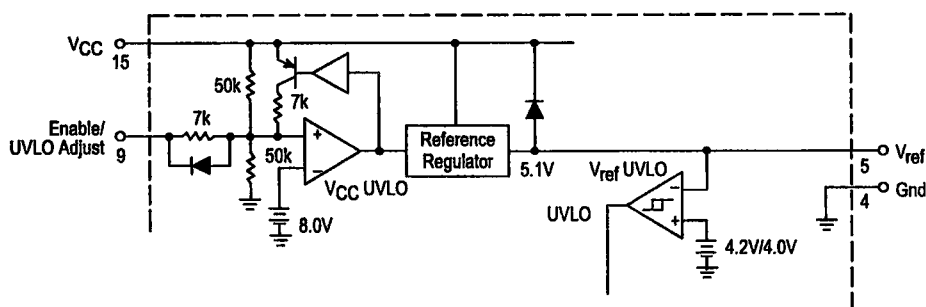
The MC34066 Resonant Controller provides a number of support and protection functions including a precision voltage reference, undervoltage lockout comparators, soft-start circuitry, and a fault detector. These peripheral circuits ensure that the power supply can be turned on and off in a safe, controlled manner and that the system will be quickly disabled when a fault condition occurs.

Undervoltage Lockout and Voltage Reference

Separate undervoltage lockout comparators sense the input V_{CC} voltage and the regulated reference voltage as illustrated in Figure 6. When V_{CC} increases to the upper threshold voltage, the V_{CC} UVLO comparator enables the Reference Regulator. After the V_{ref} output of the Reference Regulator rises to 4.2 V, the V_{ref} UVLO comparator switches the UVLO signal to a logic zero state enabling the primary control path. Reducing V_{CC} to the lower threshold voltage causes the V_{CC} UVLO comparator to disable the Reference Regulator. The V_{ref} UVLO comparator then switches the UVLO output to a logic one state disabling the controller.

MC34066 MC33066

Figure 6. Undervoltage Lockout and Reference



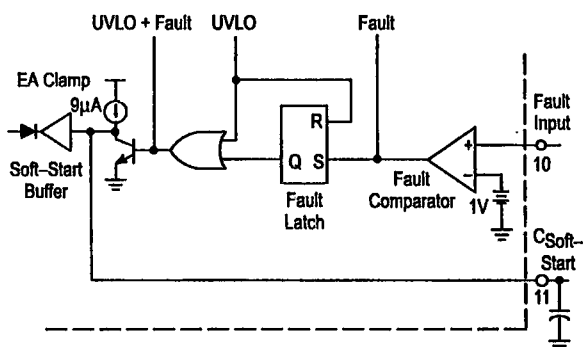
The Enable/UVLO Adjust terminal allows the power supply designer to select the V_{CC} UVLO threshold voltages. When this pin is open, the comparator switches the controller on at 16 V and off at 9.0 V. If this pin is connected to the V_{CC} terminal, the upper and lower thresholds are reduced to 9.0 V and 8.6 V, respectively. Forcing the Enable/UVLO Adjust pin low will pull the V_{CC} UVLO comparator input low (through an internal diode) turning off the controller.

The Reference Regulator provides a precise 5.1 V reference to internal circuitry and can deliver up to 10 mA to external loads. The reference is trimmed to better than 2% initial accuracy and includes active short circuit protection.

Fault Detector

The high-speed Fault Comparator and Latch illustrated in Figure 7 can protect a power supply from destruction under fault conditions. The Fault Input pin connects to the input of the Fault Comparator. If this input exceeds the 1.0 V threshold of the comparator, the Fault Latch is set and two logic signals simultaneously disable the primary control path. The signal labeled Fault at the output of the Fault Comparator is connected directly to the output drivers. This direct path reduces the propagation delay from the Fault Input to the A and B outputs to typically 70 ns. The Fault Latch output is OR'd with UVLO output from the V_{ref} UVLO comparator to produce the logic output labeled UVLO + Fault. This signal disables the Oscillator and One-Shot by forcing both the C_{OSC} and C_T capacitors to be continually charged.

Figure 7. Fault Detector and Soft-Start



The Fault Latch is reset during startup by a logic one at the UVLO output of the V_{ref} UVLO comparator. The latch can also

be reset after startup by pulling the Enable/UVLO Adjust pin momentarily low to disable the Reference Regulator.

Soft-Start Circuit

The Soft-Start circuit shown in Figure 7 forces the variable frequency Oscillator to start at the minimum frequency and ramp upward until regulated by the feedback control loop. The external capacitor at the $C_{Soft-Start}$ terminal is initially discharged by the UVLO + Fault signal. The low voltage on the capacitor pass through the Soft-Start Buffer to hold the Error Amplifier output low. After UVLO + Fault switches to a logic zero, the soft-start capacitor is charged by a 9.0 μ A current source. The buffer allows the Error Amplifier output to follow the soft-start capacitor until it is regulated by the Error Amplifier inputs (or reaches the 2.5 V clamp). The soft-start function is generally applicable to controllers operating below resonance and can be disabled by simply opening the $C_{Soft-Start}$ terminal.

APPLICATIONS

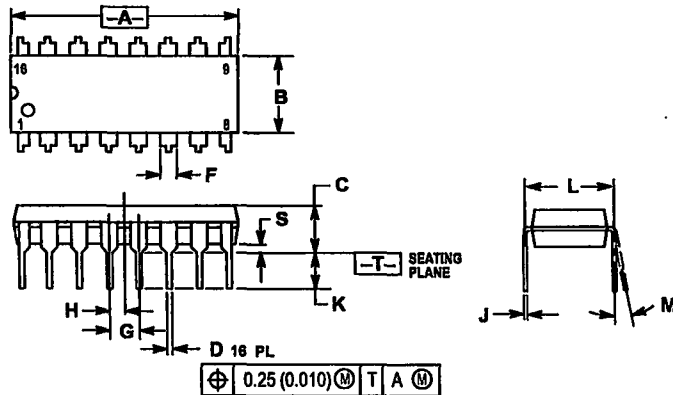
The MC34066 can be used for the control of series, parallel or higher order half/full bridge resonant converters. The IC is designed to provide control in discontinuous conduction mode (DCM) or continuous conduction mode (CCM) or a combination of the two. For example, in a parallel resonant converter (PRC) operating in the DCM, the IC is programmed to operate in fixed on-time, variable frequency mode of operation. For a PRC operating in the CCM, the IC can be programmed to operate in the variable frequency mode with a fixed off-time.

When operating with a wide input voltage range, such as a universal input power supply, a PRC can operate in the DCM for high input voltage and in the CCM for low input voltage. In this particular case, on-time is programmed corresponding to DCM. The deadtime of the chip is programmed to provide the desired off-time in the CCM. The frequency range is chosen to cover the complete frequency range from the DCM to the CCM. When programmed as such, the controller will operate in the fixed on-time, variable frequency mode at low frequencies. At the frequency which causes the Oscillator to retrigger the One-Shot, the control law changes to variable frequency with fixed off-time. At higher frequencies the supply will operate in the CCM with this control law.

Although the IC is designed and optimized for double ended push-pull type converters, it can also be used for single ended applications, such as forward and flyback resonant converters.

MC34066 MC33066 OUTLINE DIMENSIONS

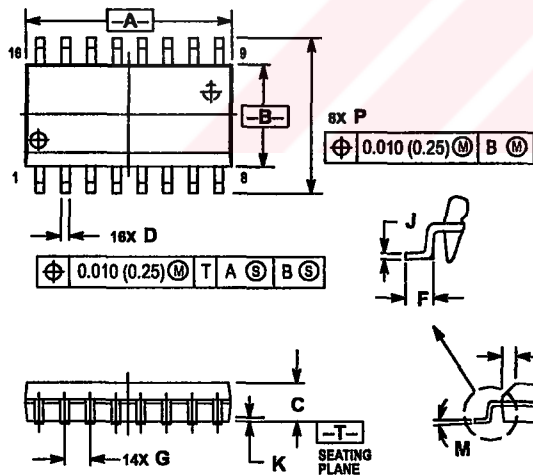
P SUFFIX PLASTIC PACKAGE CASE 648-08 ISSUE R



- NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
 2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
 3. DIMENSION L TO CENTER OF LEADS WHEN FORMED PARALLEL.
 4. DIMENSION B DOES NOT INCLUDE MOLD FLASH.
 5. ROUNDED CORNERS OPTIONAL.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.740	0.770	18.80	19.55
B	0.250	0.270	6.35	6.85
C	0.145	0.175	3.69	4.44
D	0.015	0.021	0.38	0.53
F	0.040	0.70	1.02	1.77
G	0.100 BSC		2.54 BSC	
H	0.050 BSC		1.27 BSC	
J	0.008	0.015	0.21	0.38
K	0.110	0.130	2.80	3.30
L	0.285	0.305	7.50	7.74
M	0°	10°	0°	10°
S	0.020	0.040	0.51	1.01

DW SUFFIX PLASTIC PACKAGE CASE 751G-02 (SO-16L) ISSUE A



- NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
 2. CONTROLLING DIMENSION: MILLIMETER.
 3. DIMENSIONS A AND B DO NOT INCLUDE MOLD PROTRUSION.
 4. MAXIMUM MOLD PROTRUSION 0.15 (0.006) PER SIDE.
 5. DIMENSION D DOES NOT INCLUDE DAMBAR PROTRUSION. ALLOWABLE DAMBAR PROTRUSION SHALL BE 0.13 (0.005) TOTAL IN EXCESS OF D DIMENSION AT MAXIMUM MATERIAL CONDITION.

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	10.15	10.45	0.400	0.411
B	7.40	7.60	0.292	0.299
C	2.35	2.65	0.093	0.104
D	0.35	0.48	0.014	0.019
F	0.50	0.90	0.020	0.035
G	1.27 BSC		0.050 BSC	
J	0.25	0.32	0.010	0.012
K	0.10	0.25	0.004	0.009
M	0°	7°	0°	7°
P	10.05	10.55	0.395	0.415
R	0.25	0.75	0.010	0.029

Hybrid Integrated Circuit For Driving IGBT Modules

Description:
M57962L is a hybrid integrated circuit designed for driving n-channel IGBT modules in any gate amplifier application. This device operates as an isolation amplifier for these modules and provides the required electrical isolation between the input and output with an opto-coupler. Short circuit protection is provided by a built in desaturation detector. A fault signal is provided if the short circuit protection is activated.

Features:

- ☐ Built in high CMRR opto-coupler (V_{out} : Typical 30kV/ μ s, Min. 15kV/ μ s)
- ☐ Electrical isolation between input and output with opto-couplers (V_{iso} = 2500, V_{rms} for 1 min.)
- ☐ TTL compatible input interface
- ☐ Two supply drive topology
- ☐ Built in short circuit protection circuit with a pin for fault output

Application:

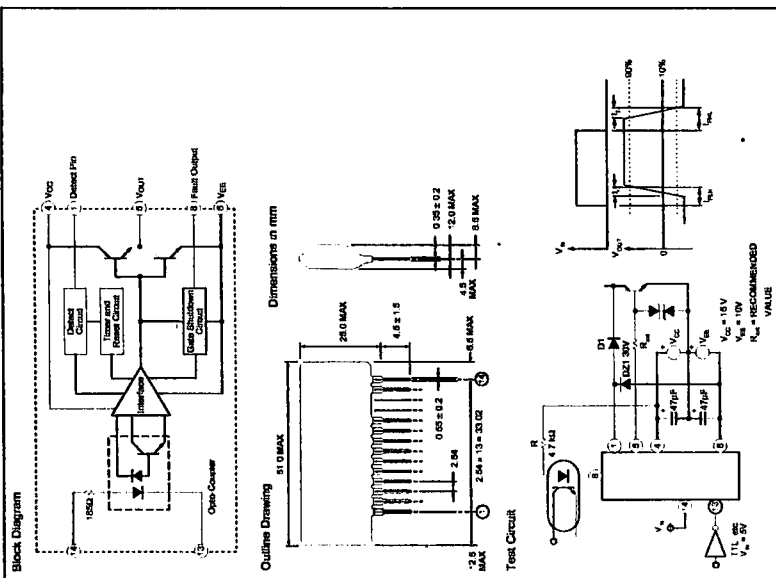
To drive IGBT modules for inverter, AC Servo systems, UPS, CVCF inverter, and welding applications.

Recommended Modules:

V_{CES} = 600V Series
(up to 400A Class)

V_{CES} = 1200V Series
(up to 200A Class)

V_{CES} = 1400V Series
(up to 200A Class)



Absolute Maximum Ratings, $T_a = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified

Item	Symbol	Test Conditions	Limit	Units
Supply Voltage*	V _{CC}	DC	18	Volts
	V _{EE}	DC	-15	Volts
Input Voltage	V _I	Output Voltage "H"	-1 ~ 7	Volts
Output Voltage	V _O	Pulse Width 2 μ s, f = 20kHz	V _{CC}	Volts
Output Current	I _{OH}	Pulse Width 2 μ s, f = 20kHz	-5	Ampere
	I _{OL}	Pulse Width 2 μ s, f = 20kHz	5	Ampere
Output Current	I _{OH}	f = 20kHz, 50% Duty Cycle	0.5	Ampere
Isolation Voltage	V _{ISOL}	Shewere Voltage 60Hz, 1 min.	2500	Volts
Junction Temperature	T _J		85	°C
Operating Temperature	T _{OP}	(Differs from HIC Condition)	-20 ~ 60	°C
Storage Temperature	T _{STG}		-25 ~ 100	°C
Fault Output Current	I _{FO}		20	mA
Input Voltage	V _{IS1}		50	Volts

*20 Volts $\leq$ V_{CC} + V_{EE} $\leq$ 28 Volts

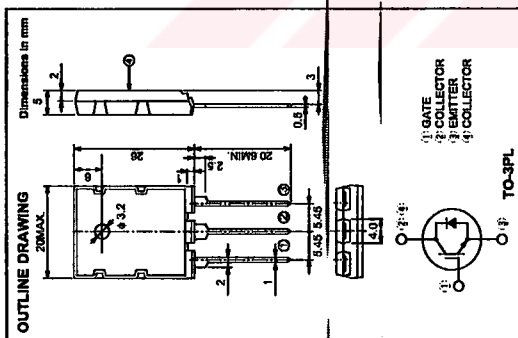
Electrical Characteristics, $T_a = 25^\circ\text{C}$, V_{CC} = 15V, -V_{EE} = 10V unless otherwise specified

Characteristics	Symbol	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
Supply Voltage	V _{CC}	Recommended Range	14	15	—	Volts
	V _{EE}	Recommended Range	-7	—	-10	Volts
Pull-up Voltage on Input Side	V _{IN}	Recommended Range	4.75	5.00	5.25	Volts
"H" Input Current	I _{HI}	V _{IN} = 5V, R _I = 18kΩ	—	16	—	mA
"H" Output Voltage	V _{OH}		13	14	—	Volts
"L" Output Voltage	V _{OL}		-3	-9	—	Volts
Internal Power Dissipation	P _D	f = 20kHz, Module 400A, 1200V IGBT	—	2.38	—	Watts
"L-H" Propagation Time	t _{PLH}	V _I = 0 to 4V, T _J = 65°C	—	1.0	1.5	μ s
"L-H" Rise Time	t _r	V _I = 0 to 4V, T _J = 85°C	—	0.8	1.0	μ s
"H-L" Propagation Time	t _{PHL}	V _I = 0 to 4V, T _J = 65°C	—	1.0	1.5	μ s
"H-L" Rise Time	t _r	V _I = 0 to 4V, T _J = 85°C	—	0.4	1.0	μ s
Reset Time of Protection	t _{RESET}		1	—	2	ms
Fault Output Current	I _{FO}		—	5	—	mA
SC Voltage	V _{SC}		15	—	—	Volts

RESONANT INVERTER USE



CT60AM-18B



- VCES 900V
- IC 60A
- Integrated Fast Recovery Diode

APPLICATION

Microwave ovens, electromagnetic cooking devices, rice-cookers, voltage-resonant inverter circuit electric appliances.

MAXIMUM RATINGS (Tc = 25°C)			
Symbol	Parameter	Conditions	Unit
V _{CE(s)}	Collector-emitter voltage	V _{CE} = 0V	V
V _{CE(s)}	Gate-emitter voltage	V _{CE} = 0V	V
V _{BE(s)}	Peak gate-emitter voltage	V _{CE} = 0V	V
I _C	Collector current		A
I _{CE(s)}	Collector current (Pulsed)		A
I _E	Emitter current		A
P _C	Maximum power dissipation	T _C = 25°C	W
T _J	Junction temperature		°C
T _{stg}	Storage temperature		°C

Feb 1999

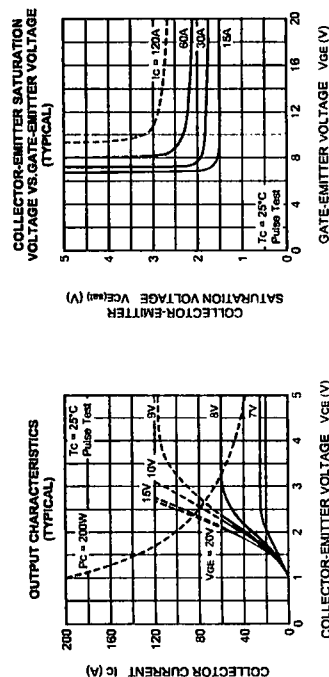


RESONANT INVERTER USE

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_f = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Symbol	Parameter	Test conditions	Limits		Unit
			Min.	Max.	
V _{ARI} CES	Collector-emitter breakdown voltage	I _C = 1mA, V _{GE} = 0V	900	—	V
I _{CES}	Collector-emitter leakage current	V _{CE} = 800V, V _{GE} = 0V	—	1	mA
I _{GBS}	Gate-emitter leakage current	V _{GE} = 220V, V _{CE} = 0V	—	-0.5	μA
V _{GE(th)}	Gate-emitter threshold voltage	V _{CE} = 10V, I _C = 6mA	2.0	4.0	V
V _{CE(sat)}	Collector-emitter saturation voltage	I _C = 60A, V _{GE} = 15V	—	2.7	V
C _{in}	Input capacitance	V _{CE} = 25V, V _{GE} = 0V, f = 1MHz	5000	—	pF
C _{out}	Output capacitance	V _{CE} = 25V, V _{GE} = 0V, f = 1MHz	125	—	pF
C _{res}	Reverse transfer capacitance	V _{CE} = 25V, V _{GE} = 0V, f = 1MHz	85	—	pF
t _{on}	Turn-on delay time	I _C = 60A, Resistance load.	0.05	—	μs
t _r	Rise time	V _{CE} = 300V, V _{GE} = 15V, R _G = 1Ω	0.12	—	μs
t _{off}	Turn-off delay time	V _{CE} = 300V, V _{GE} = 15V, R _G = 1Ω	0.30	—	μs
t _f	Fall time	V _{CE} = 300V, V _{GE} = 15V, R _G = 1Ω	0.25	—	μs
E _{sw}	Switching loss	I _C = 60A, T _J = 125°C, dV/dt = 200V/μs	0.8	1.0	mJ/μs
I _{CSW}	Collector full current	I _C = 60A, V _{GE} = 0V	6	12	A
V _{CE}	Emitter-collector voltage	I _C = 60A, dV/dt = 20A/μs	—	3	V
T _{rr}	Reverse recovery time	I _C = 60A, dV/dt = 20A/μs	0.5	2	μs
R _{th (pc)}	Thermal resistance (IGBT part)	Junction to case	—	0.63	°C/W
R _{th (cl)}	Thermal resistance	Junction to case	—	4.0	°C/W

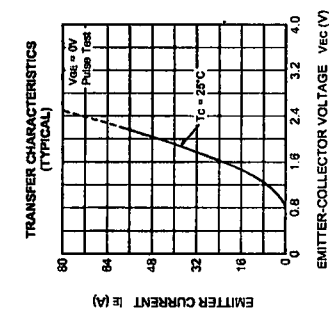
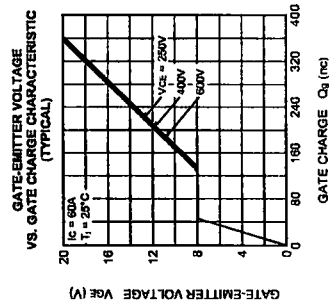
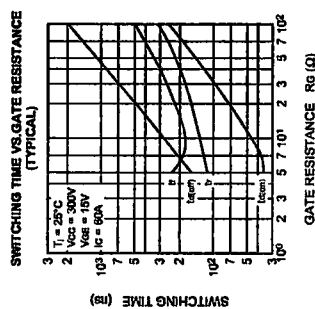
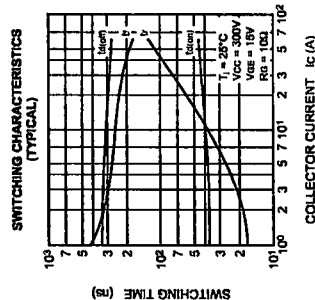
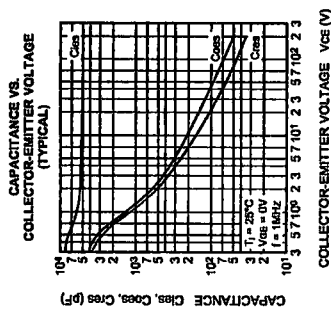
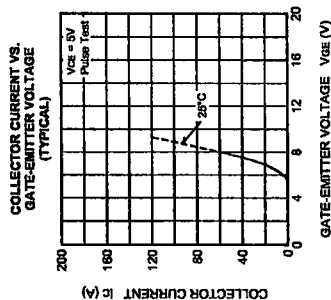
PERFORMANCE CURVES



Feb. 1999

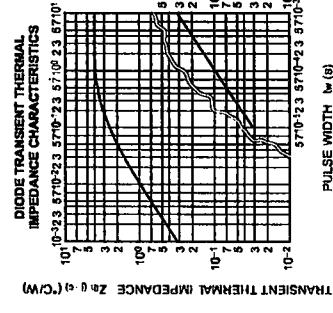
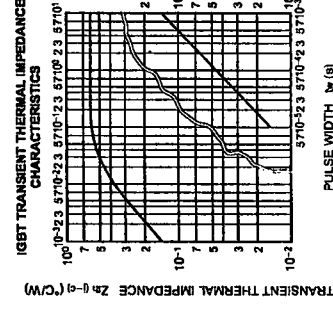
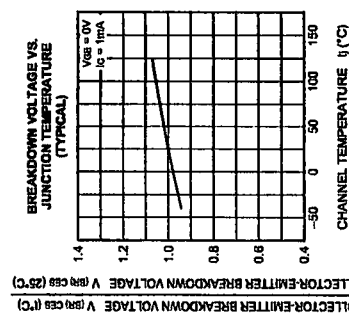
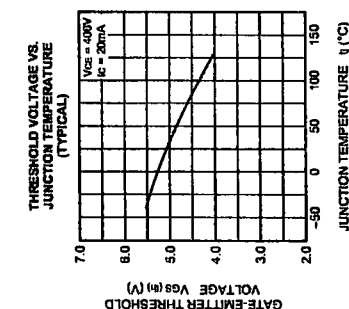


RESONANT INVERTER USE



Feb. 1995

RESONANT INVERTER USE



Feb. 1989

**Larry Wofford
Unitrode Integrated Circuits Corporation
Southeast Design Center
1005 Slater Road, Suite 206
Morrisville, NC 27560
(919) 941-6355**

A new family of integrated circuits is introduced. Devices from this family implement the necessary architecture to control a broad range of resonant mode converters. Key features in the areas of switch timing, fault management, and soft-start technique are unique to this family. Individual devices are customized to handle off-line or DC to DC, single-ended or dual-switch, zero-voltage-or-current-switched configurations. Specific application to three different resonant mode converters is mentioned.

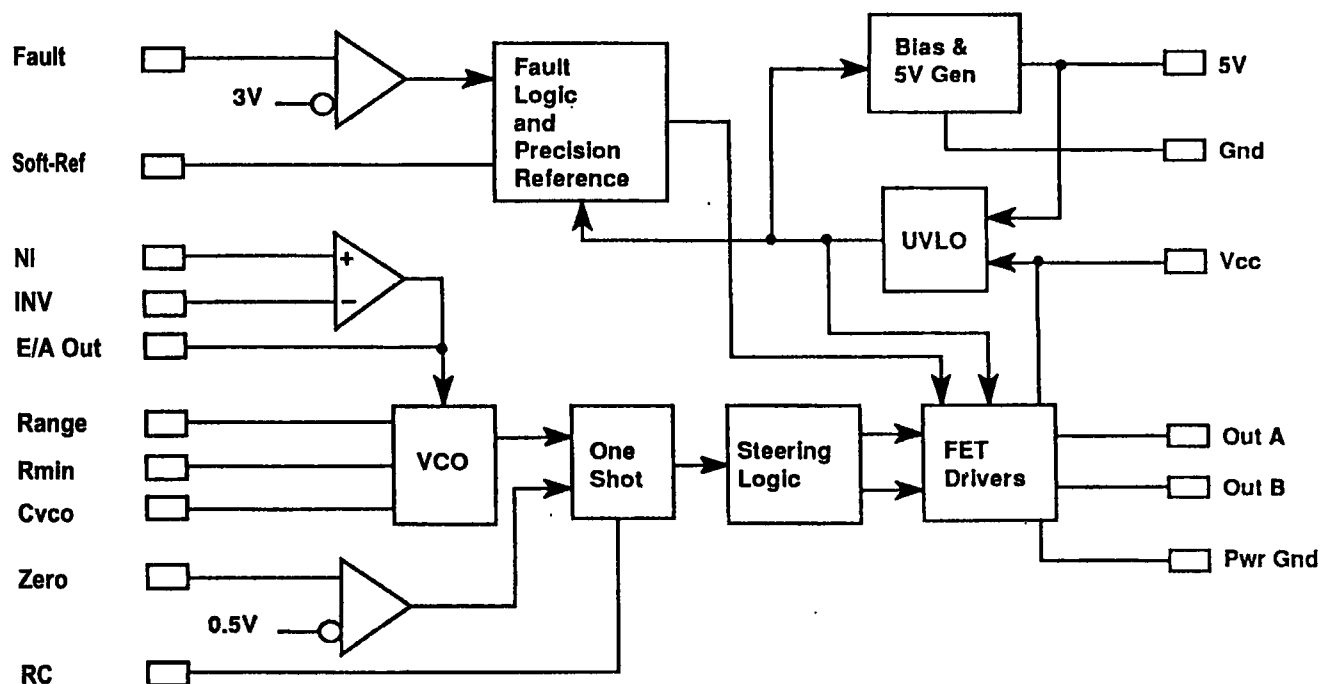
Table 1. List of Resonant Mode Control ICs

LD405
GP605
CS3805

UC3860

MC34066
CS360

Since 1986, interest in resonant mode power conversion has exploded in the technical conferences. IC makers have been quick to respond with offerings of control ICs. Table 1 is a list of chips available at the present time. To simplify thinking, the first three parts listed are essentially the same design as are the last two. There



3-170
95

NEW FAMILY OF RESONANT MODE CONTROL INTEGRATED CIRCUITS

As the discipline is maturing, the advantage of some feature changes has become apparent. Versatility to control both ZCS and zero-voltage-switched (ZVS) converters is needed. The ability to control proper switch times (on or off) with changing line, load, or component values is needed. To address these needs, a family of controllers based on a common silicon die has been developed. Three members of the family, the UC1861, UC1864, and UC1865 will be covered in detail.

The common block diagram of the family is illustrated in figure 1. These parts feature an error amplifier (E/A), voltage controlled oscillator (VCO), one shot timing generator with a zero wave-crossing detection comparator, steering logic to two output drivers, a 5V bias generator, and under voltage lockout (UVLO). A latched fault management scheme provides soft start, restart delay, and a precision reference.

Die options can be produced that give different UVLO levels, as well as different output properties. There are two UVLO options. The first, suited for off-line operation has thresholds of 16 and 10V. While UVLO is active, I_{cc} is less than 0.3mA. The other option is 8 and 7V, to accommodate lower input voltage DC/DC converters.

The flavor of the outputs required by different resonant mode topologies requires the steering logic to be configured specially for each application. The basic options that can be built allow for single or dual switch drive, and controlled on or off times. Zero-current-switching applications require controlled switch on times while zero-voltage-switching applications require controlled switch off times. Figure 2 shows these options.

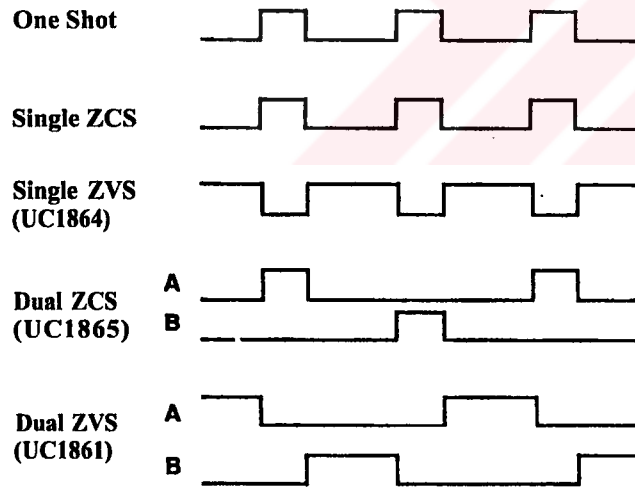


Figure 2. Output Drive For Different Converters

Table 2 details the options implemented in the 1861, '64, and '65. Other options can be built from the same die.

Table 2. Implemented Options in the 1861, '64, '65.

Device	UVLO Vth	Outputs	Zero(?) Switching
UC1861	16/10V	Dual	Voltage
UC1864	8/7V	Single	Voltage
UC1865	16/10V	Dual	Current

PRIMARY CONTROL BLOCKS

The fundamental control blocks essential for a majority of resonant mode converters are an error amplifier, VCO, one shot timing generator, and output stage to drive power mosfets.

ERROR AMP & VOLTAGE CONTROLLED OSCILLATOR

Figure 3 details the E/A and VCO. The E/A output directly controls the VCO via the I_{range} generator. The VCO has inputs for two resistors, R_{min} and R_{max} and one capacitor, C_{vco} . R_{min} and C_{vco} determine minimum frequency.

$$F_{min} = \frac{3.6}{(R_{min} * C_{vco})} \tag{1}$$

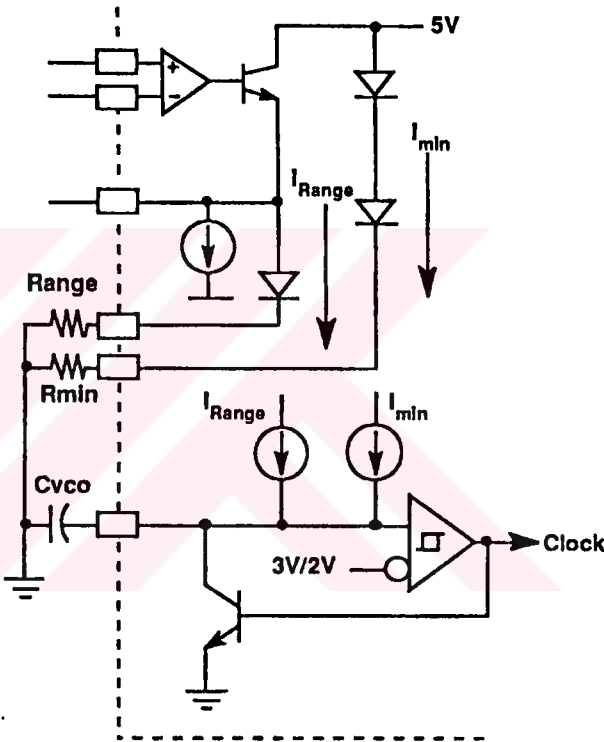


Figure 3. Error Amplifier and Voltage Controlled Oscillator

When the output of the E/A is less than or equal to one diode drop above ground, the VCO operates at minimum frequency. The E/A output can go as high as one diode drop below 5V. When at this potential, the VCO frequency is at its maximum.

$$F_{max} = \frac{3.6}{(R_{range} || R_{min}) * C_{vco}} \tag{2}$$

Usable maximum frequency tops out around 1.5MHz. The Frequency range is the difference in equations 2 and 1.

$$\Delta F = \frac{3.6}{R_{range} * C_{vco}} \tag{3}$$

Since the nominal E/A output swing is approximately 3.6V for full variation in VCO frequency, the gain of the VCO block is

$$dF/dV = \frac{1}{R_{\text{range}} * C_{\text{vco}}} \quad (4)$$

In ZCS power supplies, an increase in frequency will correspond to an increase in the converter's output voltage. For these applications the E/A non-inverting input is connected to a reference voltage while the output voltage sense is fed back to the inverting input. For ZVS power supplies, a decrease in frequency corresponds to an increase in output voltage. For these systems, the input to the E/A are exchanged.

The common mode range of the E/A is from zero to 6V. This feature allows zero volts to be a valid reference voltage applied to the E/A. Soft start, covered later, takes advantage of this feature.

ONE SHOT TIMING REQUIREMENTS

The basic premise in resonant mode conversion is packets of energy delivered at varying repetition rates. Each energy packet dictates a basic switch on or off time, hence the one shot timer. In ZCS systems the switch is on. In ZVS systems the switch is off. The timer, then, should force the switch to conform to the resonant timing of the tank circuit. It is this conformance that achieves zero stress switching.

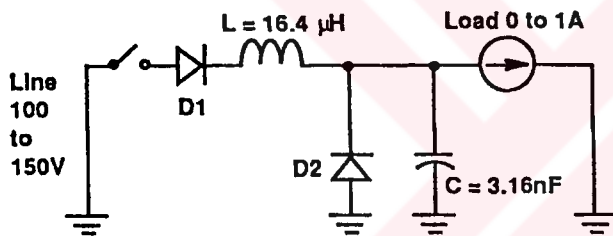


Figure 4. ZCS Resonant Tank Example

For purposes of convenience, a simplified ZCS resonant tank is presented to illustrate the timing requirements of resonant converters in general. This is an example, not a rigorous theoretical presentation. It does, however, demonstrate the problems to overcome in properly controlling a resonant mode converter. The circuit of figure 4 is designed to operate from line input of 100 to 150V and 0 to 1A load current. The tank frequency is arbitrarily selected to be 700kHz. A reasonable first guess for tank impedance is determined by

$$Z_o = \frac{V_{\text{lowline}}}{I_{\text{max}} * 1.386} \quad (5)$$

$$= 72 \text{ ohms.}$$

From the equations governing resonant tank natural frequency and impedance, L and C can be calculated.

$$F_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = 700\text{kHz} \quad (6)$$

$$Z_o = \sqrt{\frac{L}{C}} = 72 \text{ ohms} \quad (7)$$

$$L = \frac{Z_o}{2\pi F_o} = 16.4 \mu\text{H} \quad (8)$$

$$C = \frac{1}{2\pi Z_o F_o} = 3.16\text{nF} \quad (9)$$

Figure 5 shows the pertinent current and voltage waveforms for the case of 125V input and 0.8A output. When the switch closes at zero time, the current starts to build linearly. Once the current reaches 0.8A, then load current is completely supplied through the inductor and D2 carries no current. At this point in time the L and C resonate together until inductor current returns to zero. At this time the switch is allowed to turn off, but it doesn't necessarily have to. D1 prevents reverse current in the switch. It isn't necessary to open the switch until the capacitor voltage decays to line voltage. It is acceptable to open the switch any time during this "switch window". If it is opened too soon, the circuit will suffer severe switching losses. If it is not opened, the tank will resume resonating, as shown by the dashed curves. If the switch is opened later than the switch window, not only will the circuit suffer switching losses, but the transfer function becomes overly complex.

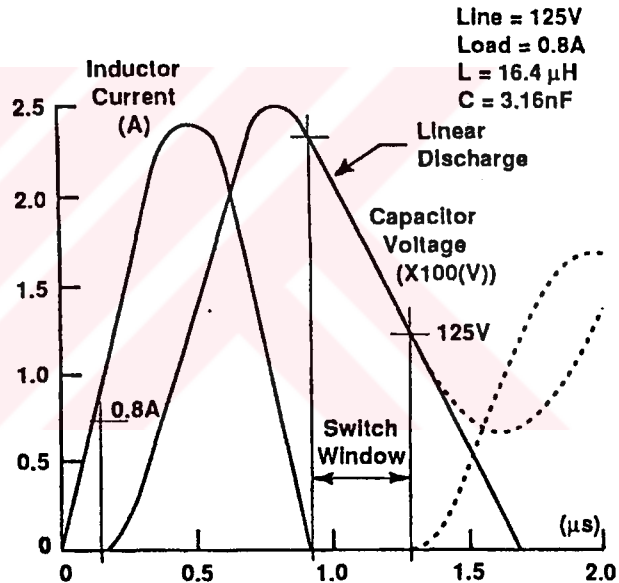


Figure 5. Typical Resonant Tank Waveforms

The graph in figure 6 plots the switch window as a function of load current for both high and low line voltage. For example, at a load current of 0.5A and high line, the switch must be closed for at least 0.80μs and need not be opened until 1.61μs. Examination reveals the most stringent switch window, 1.03 to 1.21μs, occurs at low line and full load. Furthermore, this window is a subset of all other windows. This might lead to choosing a fixed on-time of 1.12μs under the assumption that it is relatively easy to build a fixed time one-shot circuit with total variations less than +/-8%. However, further consideration will lead to a different conclusion.

In order to insure that the example in question can be produced, the variations of the resonant components and the possibility of output overload must also be examined. This example continues by assuming total variations for the capacitor are under 10% while under 20% for the inductor. A 20% overload is also allowed.

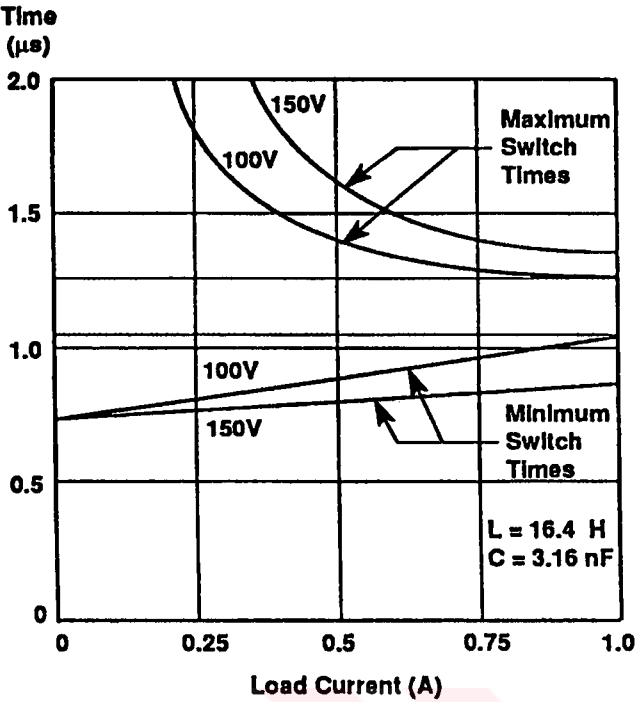


Figure 6. Minimum/Maximum Switch Time vs Load Current

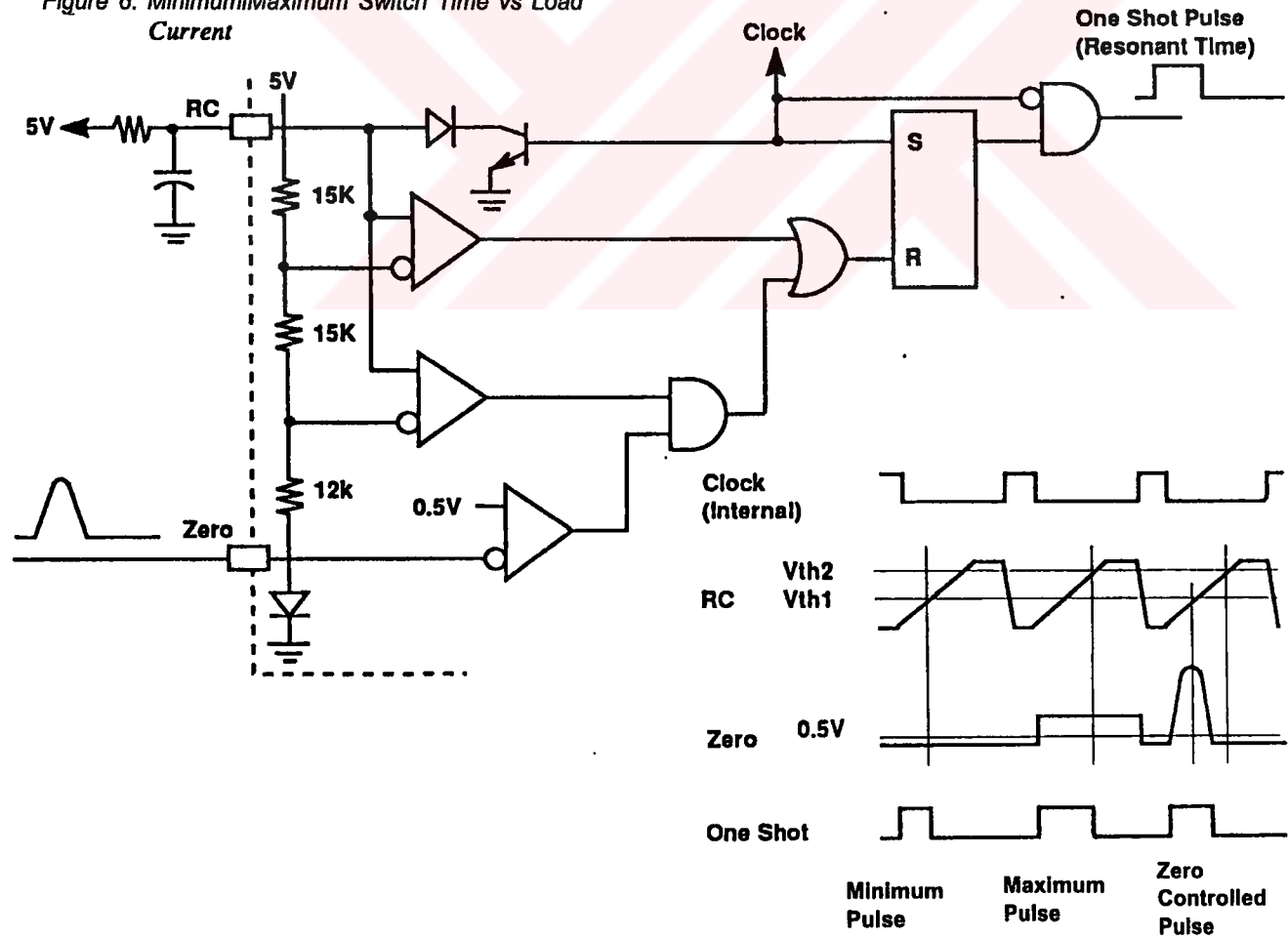


Figure 7. Switch Window vs Component Value

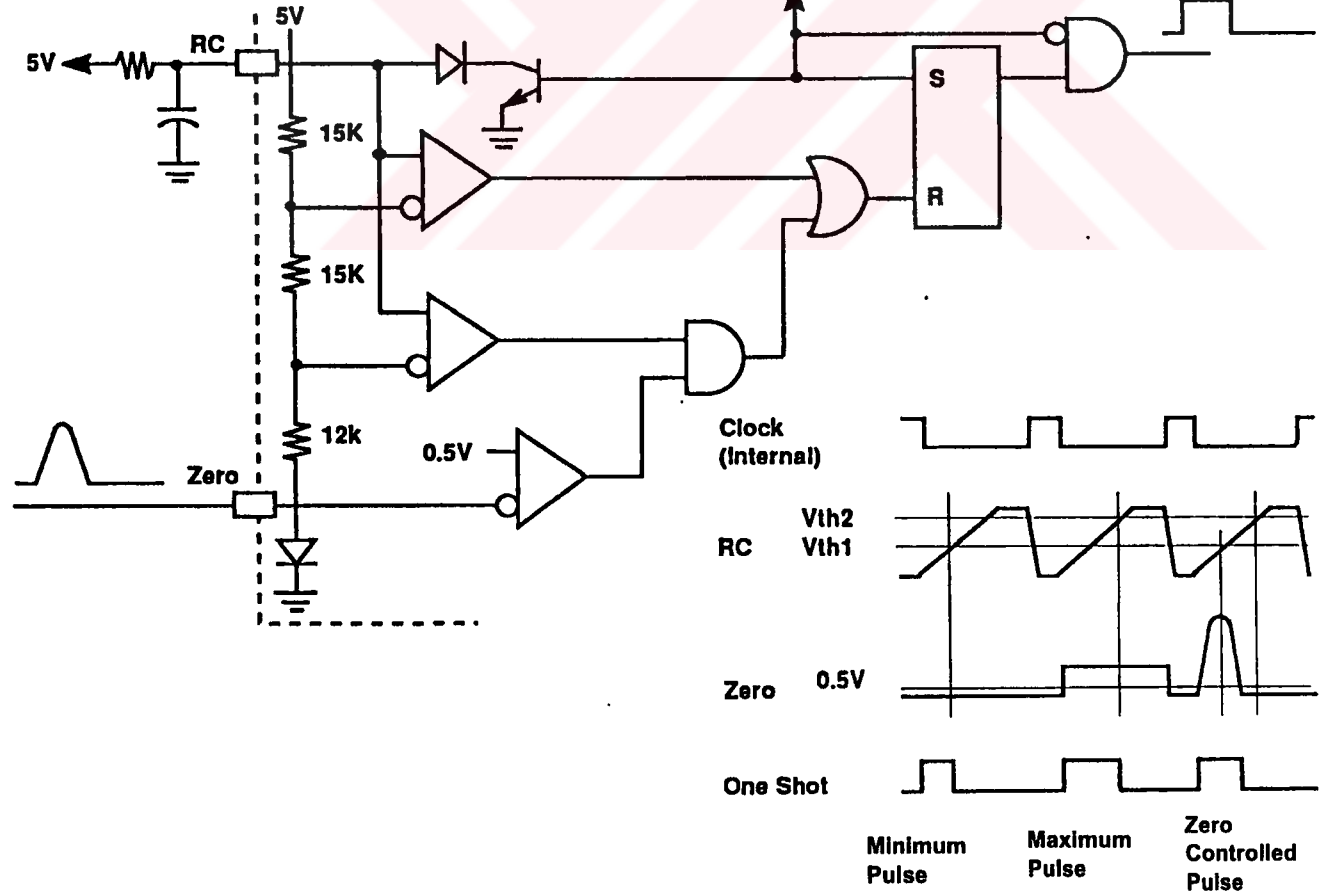


Figure 8. One Shot Timer.

The switch must turn off at 1.30us. This is because the tank impedance is exactly the ratio of low line voltage to overload current for these component values. This is the source of the 1.386 factor in equation 5. Secondly, and the point of the illustration, there is no possible value of fixed switch time that accommodates component variation.

ONE SHOT TIMING GENERATOR

In figure 8, details of the one shot timer arc seen. The clock signal from the VCO sets the latch, blanks the output, and causes the RC timing pin to be discharged. The timing pin determines the minimum and maximum times the one shot output will be high.

T_{max} = R * C (10)

T_{min} = 0.3 * T_{max} (11)

Between these two limits, the zero detect comparator will terminate the one shot pulse whenever the Zero pin goes below 0.5V. By sensing the zero crossing of the resonant waveform, the one shot adapts to different resonant component values and varying line/load conditions. The switch time will properly track the resonant tank assuring zero stress switching.

STEERING LOGIC & OUTPUT STAGE

Figures 9, 10, and 11, are block diagrams of the steering logic and output stages. Each output stage is a totem pole driver optimized for driving power mosfet gates. Gate currents of 1A can be obtained from each driver. Note the 1864 single driver is actually both drivers on the chip paralleled. Sample waveforms for the three configurations were shown in figure 2.

Fault and UVLO response of the three configurations is identical. These indications always force both drivers to the low state. During UVLO, the outputs can easily sink 20mA irrespective of Vcc.

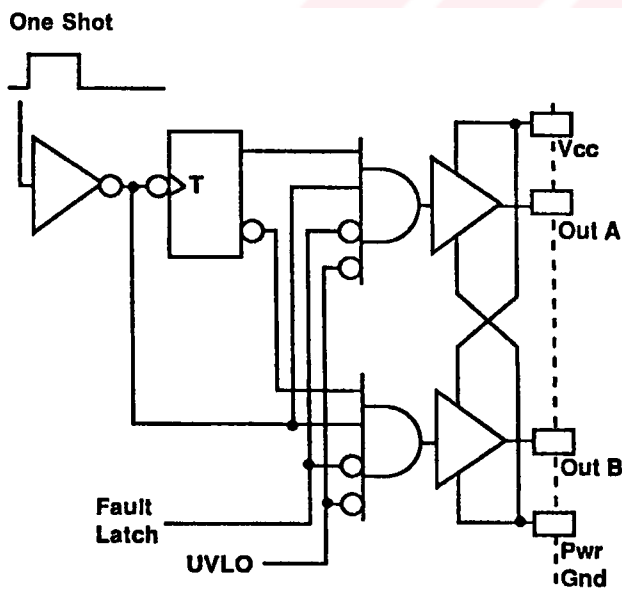


Figure 9. UC1861 Steering Logic

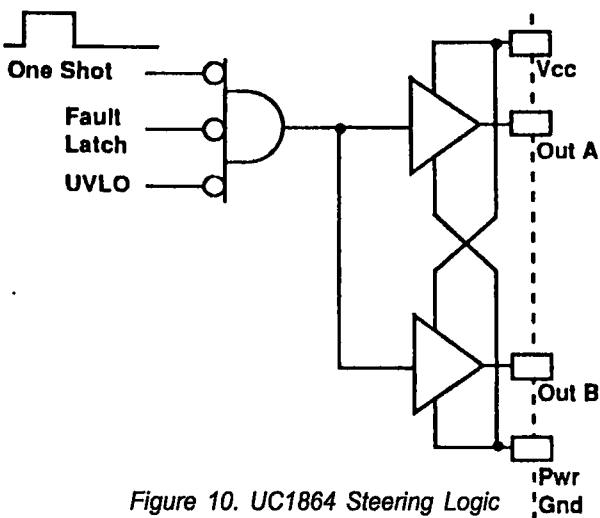


Figure 10. UC1864 Steering Logic

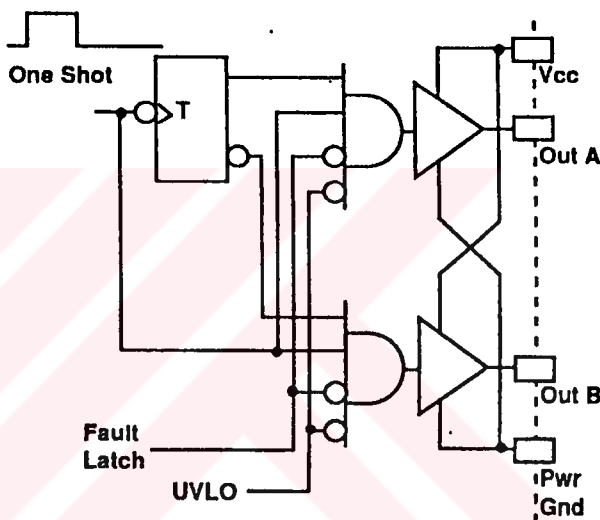


Figure 11. UC1865 Steering Logic

SECONDARY BLOCKS

The secondary blocks on board are UVLO, a 5V bias generator, and fault management with a precision reference. The purpose of the 5V generator is to provide a stable bias environment for internal circuits and up to 10mA of current for external loads. The one shot timing resistor connects to 5V.

UVLO senses both Vcc and 5V. It doesn't allow operation of the chip until both are above preset values. When Vcc is below the UVLO threshold, the 5V generator is off, the outputs are actively pulled low, the fault latch is set, and supply current is less than 300uA.

SOFT START, RESTART DELAY, PRECISION REFERENCE

A novel combination fault management and precision reference is shown in figure 12. One pin is dedicated to a fault sense comparator with a 3V threshold. A second pin does triple duty providing soft start, restart delay, and precision system reference. UVLO initializes the latches, forcing the chip output(s) to be low and the Soft-Ref pin to be discharged. After UVLO, Soft-Ref is charged by an internal 0.5mA current source until it is clamped at

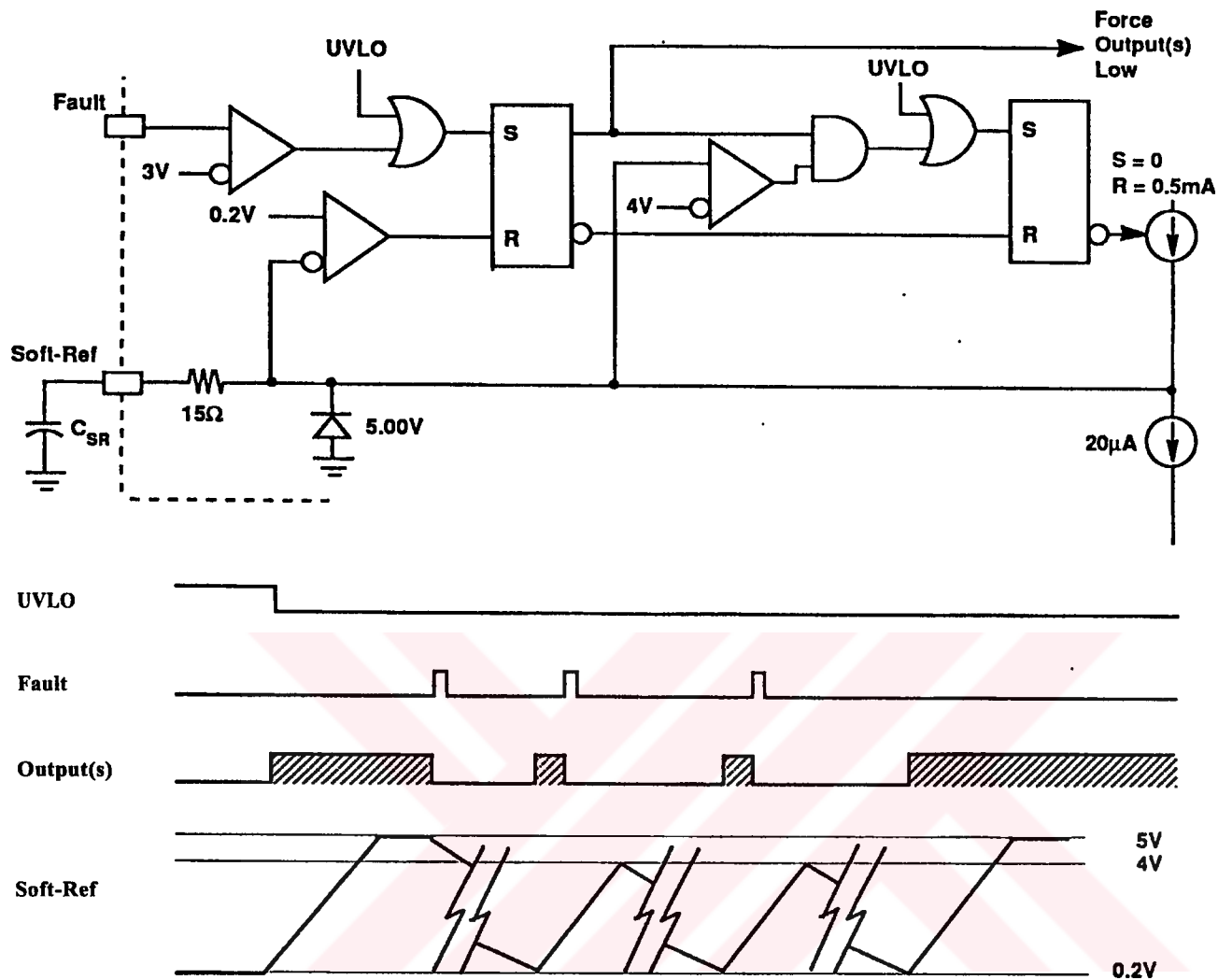


Figure 12. Fault Comparator, Soft Start, Restart Delay And Precision Reference

5V. The soft start time is approximately given by:

$$T_{\text{softstart}} = C_{\text{sr}} * 10\text{kohms.} \tag{12}$$

The recognition of a fault causes the outputs to be driven low and the Soft-Ref pin to be discharged with a 20uA current source. This is the restart delay period. When Soft-Ref reaches 0.2V, the outputs are enabled and the pin is recharged by the 0.5mA current. If a fault should occur before completion of the charge cycle, the outputs are immediately driven low, but the Soft-Ref pin is charged to 4 Volts before the 20uA restart delay current discharges the pin. The restart delay time during continuous fault operation is:

$$T_{\text{restart}} = C_{\text{sr}} * 190\text{kohms.} \tag{13}$$

The ratio of restart delay to soft start is 19:1. If shorter restart delay times are desired, a resistor of 20k or larger can be added from Soft-Ref to ground. The timing equations then become:

$$T_{\text{softstart}} = R_{\text{sr}} * C_{\text{sr}} * \ln \left(\frac{(0.48\text{mA} * R_{\text{sr}}) - 0.2}{(0.48\text{mA} * R_{\text{sr}}) - 5} \right) \tag{14}$$

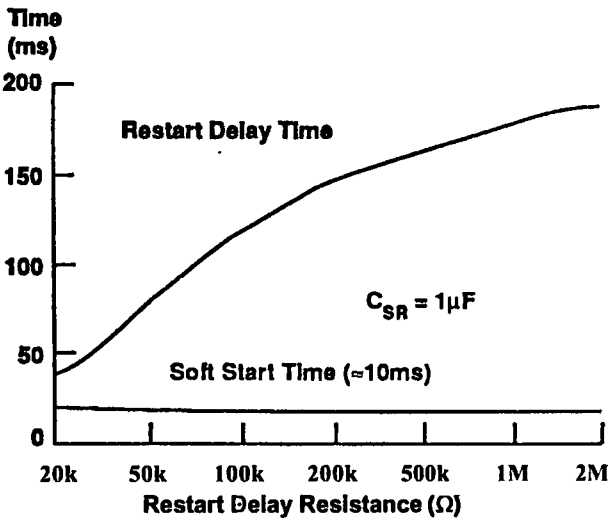


Figure 13. Soft Start And Restart Delay Times

$$T_{\text{restart}} = R_{\text{sr}} * C_{\text{sr}} * \ln \left(\frac{(20\mu\text{A} * R_{\text{sr}}) + 4}{(20\mu\text{A} * R_{\text{sr}}) + 0.2} \right) \quad (15)$$

Soft and restart times are plotted in figure 13 for $C_{\text{sr}} = 1\mu\text{F}$.

The restart feature can be defeated by the addition of a 100k resistor from Soft-Ref to 5V. In this configuration, a fault detection will permanently shut down the converter until either Vcc is recycled and UVLO resets the fault circuit, the 100k resistor is opened or Soft-Ref is externally pulled to ground. The soft start time becomes:

$$T_{\text{softstart}} = C_{\text{sr}} * 9.2\text{kohm}. \quad (16)$$

The Soft-Ref pin is the system reference pin. By ramping the reference from zero during soft start, the converter output will follow the ramp up under closed loop control. This technique allows controlled starts for both ZCS and ZVS systems with no significant overshoot.

The reference characteristic of the Soft-Ref pin is due to a trimmed 5V zener-type clamp circuit. Fifteen ohms resistance separates the Soft-Ref pin from the clamp to eliminate zener oscillations for any external capacitance value. The clamp zener is designed to tolerate loading of +/- 200uA without degradation of reference accuracy. Loading, however, will alter the soft start and restart delay times, and could even preclude restart delay action unless care is taken in the design.

DC/DC ZVS SINGLE ENDED FORWARD CONVERTER APPLICATION

A ZVS multi-resonant forward converter based on previously reported (ref. 4) work is shown in figure 14. An 1864 is used to control the converter. A 22k resistor from the input line is used to start the circuit, which boot-straps power from the output to the chip after start-up. Before start-up, the chip draws less than 300uA and starts operating when Vcc reaches 8V. After start-up, the 22k resistor dissipates 70mW.

The switch voltage V_s is sampled with a 100k/5.1k divider network. The chip anticipates zero crossing when $V_s = 10\text{V}$. In this power converter, switch voltages of 200 to 300V are to be expected. A pnp is used to clamp the zero voltage, V_z to prevent damage to the chip. The 100k resistor represents an insignificant load to the resonant circuit.

The paralleled outputs are connected, as good practice dictates, to the mosfet gate with a small-valued resistor. A schottky diode parallels the output pins to protect the chip from negative voltage spikes that might result from parasitic ringing in the gate circuit.

This power stage was demonstrated to have excellent short circuit tolerance when the minimum switching frequency is well controlled. For this reason, the fault input is not used.

Sensed output voltage is scaled & presented to the non-inverting pin of the E/A. The inverting input is DC referenced to the Soft-Ref

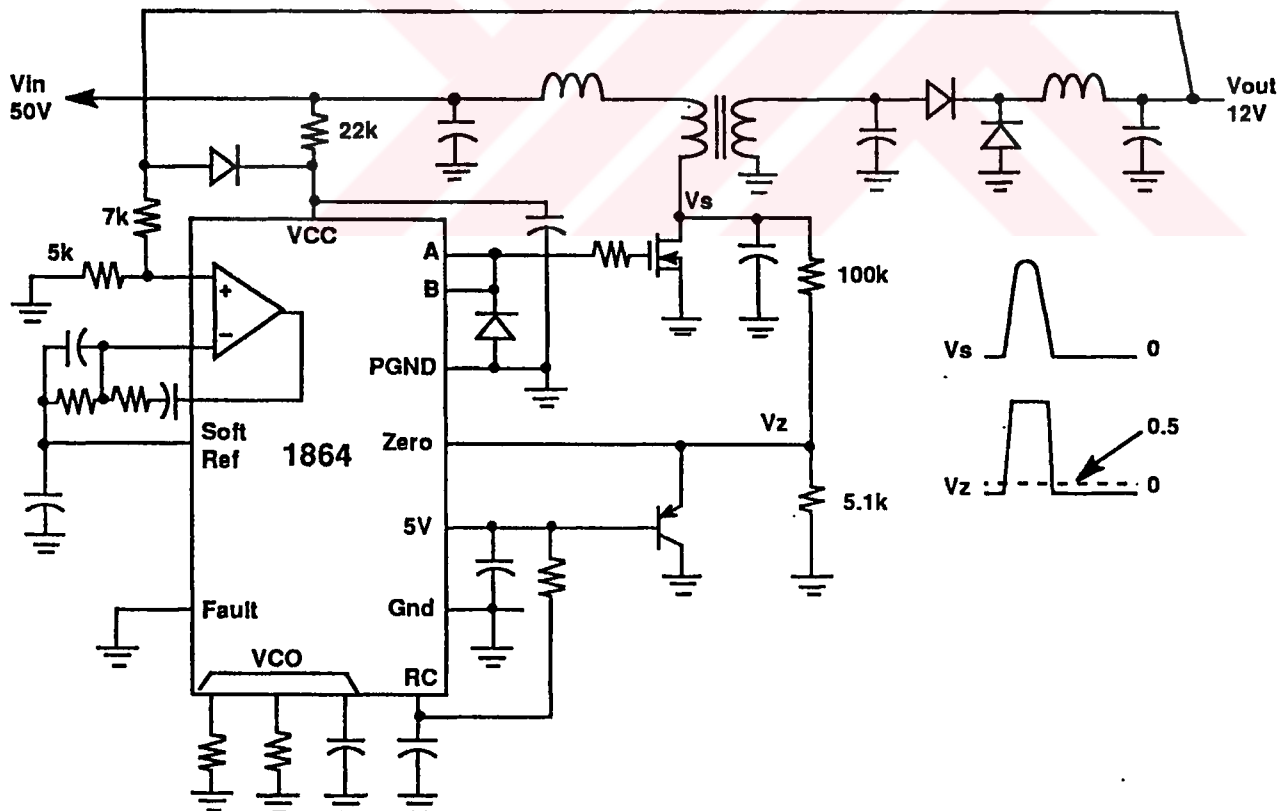


Figure 14. ZVS-MR Forward Converter Controlled By UC1864.

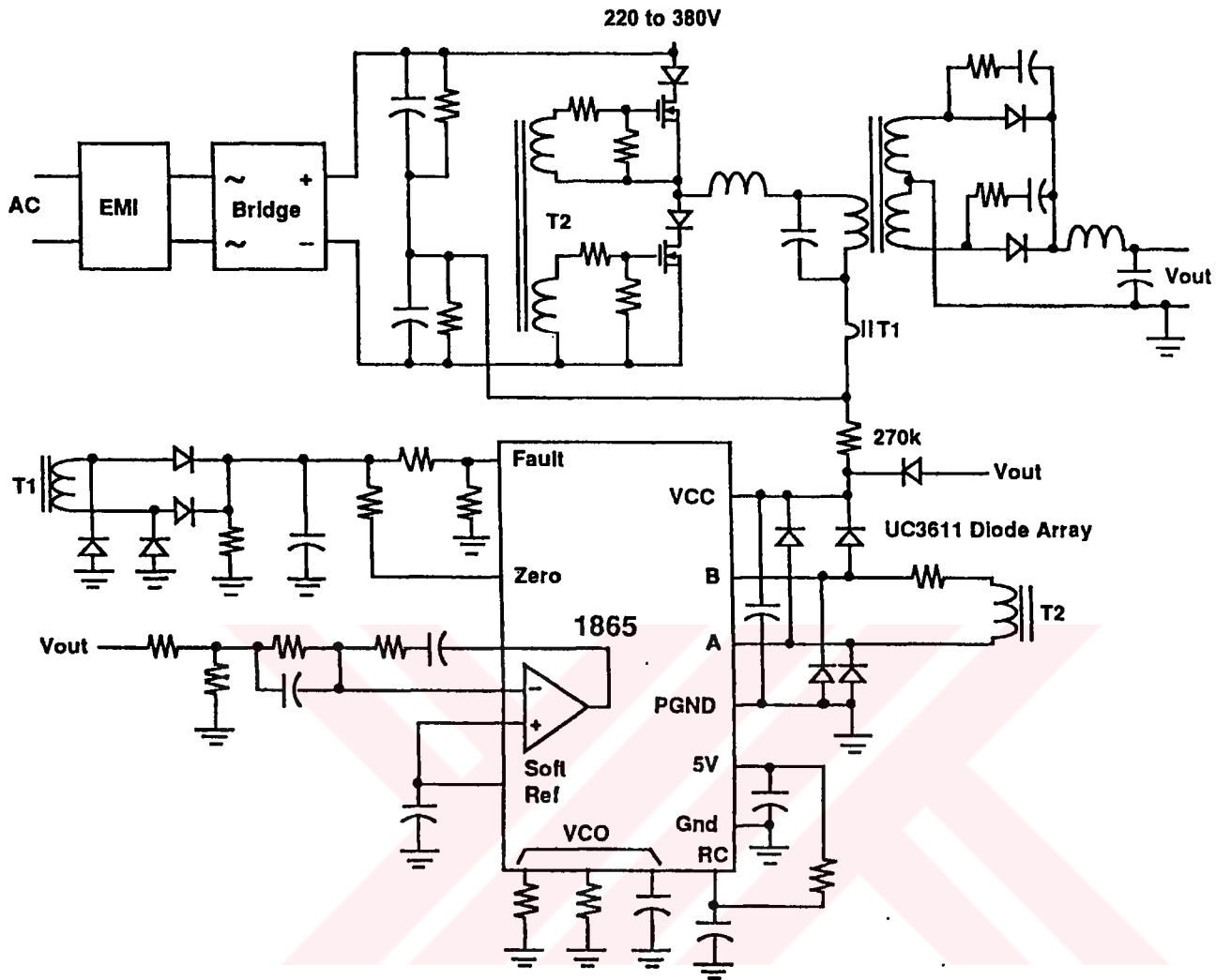


Figure 15. ZCS Off-Line Half-Bridge Converter With UC1865

pin, 5V. The compensation network shown represents zero DC load to the Soft-Ref pin. As long as C_{sr} is much larger than the feedback capacitor, then soft start behavior will be essentially as described in equation 12.

OFF-LINE ZCS HALF-BRIDGE CONVERTER APPLICATION

AZCS off-line half-bridge converter (ref. 1) with an 1865 control IC is shown in figure 15. Irrelevant details in the converter have been simplified. The wide UVLO hysteresis and low start current of the chip have been used in start-up. A single resistor from the high voltage bus is used to start the circuit which then sustains itself from output voltage.

This circuit samples resonant current with transformer T1. Rectified secondary current, converted to an analog voltage, is applied to the fault and zero inputs of the 1865. Excessive current in the resonant tank will effect a shutdown and restart. The resistor between current sense transformer and the zero pin is to limit

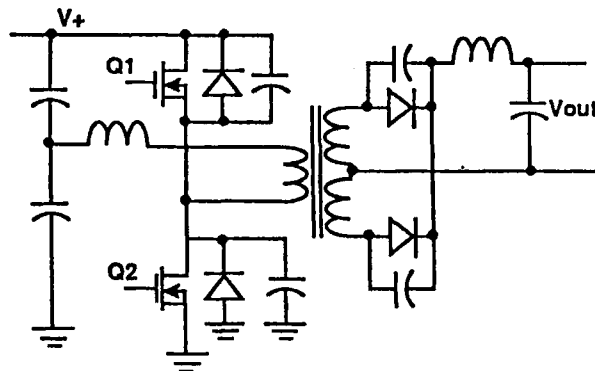


Figure 16. ZVS Half-Bridge Converter

current when the signal is at a high value. The allowable voltage range at the zero pin is zero to 9V, and resistive current limiting to less than 1mA is sufficient.

The half bridge power mosfets are transformer driven from the differentially connected output drivers of the 1865. A UC3611 schottky diode array has been used to prevent the outputs from being forced too far above Vcc or below ground.

The E/A non-inverting input is directly connected to the Soft-Rcf pin to take advantage of all three features of the pin. This emphasizes the simplicity of application of the 1865 to this converter.

OFF-LINE ZVS HALF-BRIDGE CONVERTER APPLICATION

An off-line ZVS half-bridge converter (ref. 3) is shown in figure 16. An 1861 controls this converter in much the same manner as the two previous examples and is not shown here. The error amp configuration matches the ZVS example while the output stage is configured like the ZCS example.

This application does, however, present a difficulty in sensing zero voltage to control the one shot. In the first ZVS example, the voltage waveform was ground referenced and unipolar. The ZCS

example had bipolar current, but a transformer and diode bridge conditioned the signal for the chip. In this example, zero switch voltage needs to be sensed for both Q1 and Q2. This poses no real problem for Q2. Q1 is another story. Some form of external circuitry must be employed to sense Q1 and translate the information to the ground referenced chip.

An easily implemented high voltage comparator circuit is shown in figure 17. The pnp and diode are the only high voltage components used. The circuit dissipates only 300mW. The output of this circuit is applied directly to the zero input of the 1861.

CONCLUSION

A new family of integrated circuits to control resonant mode converters has been introduced that provides several improved features over those previously available. This family has parts that are suited not only to zero-current-switching, but also to zero-voltage-switching converters. The 1861, 1863, and 1865 are suited to off-line ZVS, DC/DC single ended ZVS, and off-line ZCS systems. Controllers for other specific converters can be built from this family. Adaptive control for resonant tank component variations as well as varying line and load conditions is inherent in the chip due to its zero crossing detect circuitry. A unique one pin approach to soft start, restart delay, and system reference provides adjustable restart delay to soft start time ratios as well as closed loop control during soft starts. Relative ease of application to three previously reported converters was discussed.

REFERENCES

1) Andreyckak, UC3860 Resonant Control IC Regulated Off-Line 150W Converter Switching at 1MHz, pp 472-481, HFPC'89 Proceedings

2) Gontowski, Upadhyay, A Practical 1MHz Resonant-Mode Controller Integrated Circuit Features a Linearized VCO and Temperature-Compensated One-Shot, pp 192-200, HFPC'89 Proceedings

3) Jovanovic, Tabisz, Lee, Zero-Voltage-Switching Technique in High-Frequency Off-Line Converters, pp. 23-32, Sixth Annual VPEC Power Electronics Seminar Proceedings, 1988

4) Tabisz, Lee, A Novel, Zero-Voltage-Switched Multi-Resonant Forward Converter, pp 42-51, Sixth Annual VPEC Power Electronics Seminar Proceedings, 1988

5) Upadhyay, Harris, Pace, A New High Performance Resonant Mode Control IC, pp 181- 191, HFPC'89 Proceedings

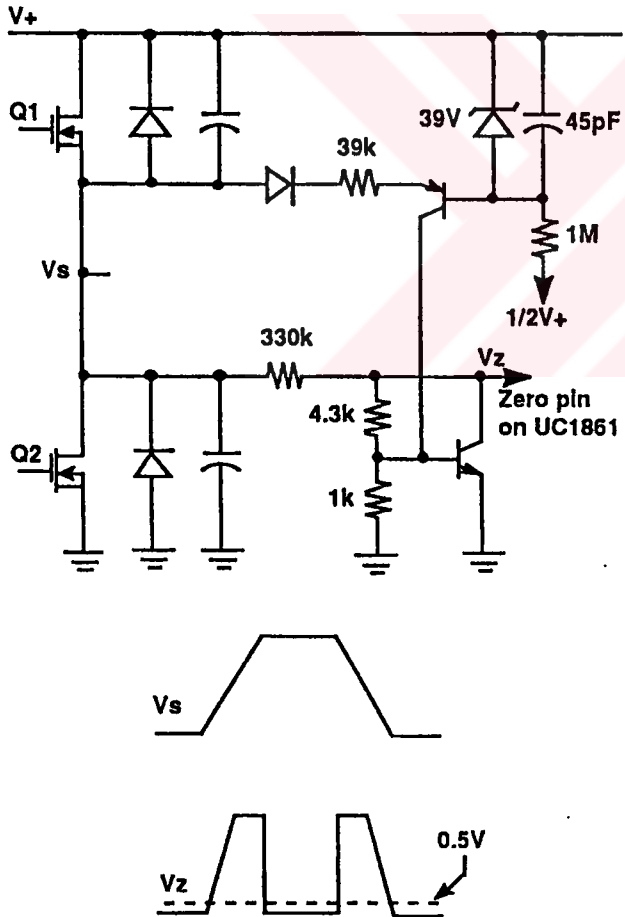


Figure 17. Zero Voltage Sensing Scheme For ZVS Half-Bridge Converter

ÖZGEÇMİŞ

Bu çalışmayı yapan Adnan Bahadır ÖZMAN, 21.02.1972 tarihinde İstanbul'da doğdu. İlk, ortaokul ve liseyi Ankara'da okudu. 1991 yılında İTÜ Elektrik-Elektronik Fakültesi, Elektrik Mühendisliği bölümüne girdi. Güç elektroniği içerikli dersler aldı. 1997 yılında Elektrik Mühendisi olarak mezun oldu. 1998 yılında Elektrik Bölümü Yüksek Lisans Programına kabul edildi.

