

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**SERİ REZONANS DA/DA ÇEVİRİCİSİNİN ANALİZ,
TASARIM VE GERÇEKLENMESİ**

101313

**T.C. YÜKSEKÖĞRETİM KURULU
DOKÜMANTASYON MERKEZİ**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ
Müh. Serhan ÜÇER
(504981031)**

101313

**Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 11 Haziran 2001
Tezin Savunulduğu Tarih : 5 Temmuz 2001**

Tez Danışmanı : Prof. Dr. R. Nejat TUNÇAY

Diğer Jüri Üyeleri :

Prof. Dr. Emin TACER

Prof. Dr. Hakan KUNTMAN

TEMMUZ 2001

ÖNSÖZ

Yüksek lisans tezimin hazırlanışı esnasında tecrübe ve önerileri ile bana yol gösteren değerli hocam Prof. Dr. R. Nejat Tunçay'a, proje çalışmalarım esnasında bana gösterdikleri yakın ilgi ve desteklerinden dolayı, EKA A.Ş. Yönetim Kurulu Başkanı Sayın Selim Alguadiş ve tüm EKA çalışanlarına ve her an kalplerinin benimle olduğunu bildiğim aileme teşekkürü bir borç bilirim.

Haziran 2001

Müh. Serhan ÜÇER



İÇİNDEKİLER

KISALTMALAR	v
TABLO LİSTESİ	vi
ŞEKİL LİSTESİ	vii
ÖZET	ix
SUMMARY	x
1. GİRİŞ	1
2. REZONANS KAVRAMI VE ÇEŞİTLERİ	5
2.1. Rezonans Çeviricilerine Giriş	5
2.1.1. Genel Bir Bakış	5
2.1.2. Neden Rezonans Çevirici	6
2.1.3. Rezonans Kavramı	7
2.2. Temel Rezonans Devreleri	9
2.2.1. Seri Rezonans Devresi	9
2.2.1.1. Yüke Seri Rezonans Devresi	9
2.2.1.2. Yüke Paralel Kapasiteli Seri Rezonans Devresi	10
2.2.1.3. Seri Rezonans Devresinin Frekans Karakteristiği	11
2.2.2. Paralel Rezonans Devresi	14
2.2.2.1. Paralel Rezonans Devresinin Frekans Karakteristiği	15
2.3. Rezonans Çeviricilerin Sınıflanması	16
2.3.1. Rezonans Anahtarlama Çeviriciler (Kısmi-Rezonans Çeviriciler)	17
2.3.2. DA Bağlantılı Rezonans Çeviriciler	20
2.3.3. Yüksek Frekans Bağlantılı Yarım Periyot İntegral Çeviricileri	20
2.3.4. Yüklemeli Tip Rezonans Çeviriciler	21
2.3.4.1. Gerilim Kaynaklı Seri Rezonans Çeviriciler	23
2.3.4.2. Akım Kaynaklı Paralel Rezonans Çeviriciler	27
2.3.4.3. E sınıfı Rezonans Çeviriciler	28
2.4. Yüklemeli Tip Rezonans Çeviricilerde Kazanç Formülleri ve Kazanç Karakteristikleri	30

2.5. Yükleli Tip Rezonans Çeviricilerde Dalga Kontrolü ve Kısmi Rezonans Kavramı	32
2.6. L ve C Değerleri	35
3. GERİLİM KİLİTLEMELİ TİP, SERİ YÜKLEMELİ SERİ REZONANS ÇEVİRİCİ	37
3.1. Güç Devresi	37
3.1.1. Tek Faz	37
3.1.1.1.Devrenin çalışma prensibi	38
3.1.1.2.Güç formülleri çıkarılması	40
3.1.2. Üç faz	42
3.1.2.1.Güç formülleri çıkarılması	44
4. SON TASARIM ve DENEYLER	48
4.1. Kontrol Katı	49
4.2. Yüksek Frekans Transformatör Tasarımı	50
4.2.1. Transformatörün Sarım Sayısının Hesabı	50
4.2.2. Transformatör Çekirdek Boyutu ve Akı Yoğunluğu Hesabı	51
4.2.3. Transformatör Boyutunda Frekansın Etkisi	52
4.2.4. Transformatör Tasarımında Dikkat Edilmesi Gereken Hususlar	52
4.3. IGBT	55
4.3.1. Temel Yapısı	55
4.3.2.IGBT Sürücü Seçimi	58
4.4. DC Güç Kaynağı	60
4.4.1. Çalışma Şekli Ayarı	61
4.4.2. DC Güç Kaynağı Modelleri	62
4.4.3. DC Güç Kaynağı Teknik Özellikleri	63
4.4.4. DC Güç Kaynağı Uyarı ve Alarmlar	64
4.4.5. DC Güç Kaynağı Ek Özellikler	64
4.5. Spice Modeli ve Bilgisayar Benzetişimler	65
4.6. Deney Sonuçları	66
5. SONUÇLAR	68
KAYNAKLAR	72
EKLER	73
ÖZGEÇMİŞ	106

KISALTMALAR

BJT	: Bipolar Junction Transistor
IGBT	: Insulated Gate Bipolar Transistor
MOSFET	: Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
GTO	: Gate Turn-Off Thyristor
MCT	: MOS-Controlled Thyristor
SMPS	: Switching Mode Power Supplier
EMI	: Electromagnetic Interferences
ZCS	: Zero Current Switching
ZVS	: Zero Voltage Switching
RC	: Resonant Converter
CVC	: Capacitive Voltage Clamped
HBSRC	: Half Bridge Series Resonant Converter

TABLO LİSTESİ

	<u>Sayfa No</u>
Tablo 2.1 : Rezonans çeviricilerin sınıflanması	16
Tablo 2.2 : Gerilim kaynaklı seri rezonans çeviricilerin karşılaştırılması	26
Tablo 2.3 : Rezonans çeviricilerin anahtarlama frekans değerine göre karşılaştırılması	35
Tablo 4.1 : DC güç kaynağı modelleri	62
Tablo 4.2 : DC güç kaynağı teknik özellikleri	63



ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa No

Şekil 1.1	: Klasik anahtarlama, (a) açma ve kapama anında anahtar üzerinde akımın ve gerilimin değişimi, (b) açma ve kapama anında anahtar üzerindeki güç kaybı, (c) anahtarın güvenli çalışma bölgesi içindeki davranışı	3
Şekil 1.2	: Rezonans anahtarlama, (a) açma ve kapama anında anahtar üzerinde akımın ve gerilimin değişimi, (b) açma ve kapama anında anahtar üzerindeki güç kaybı, (c) anahtarın güvenli çalışma bölgesi içindeki davranışı	4
Şekil 2.1	: Anahtarlama kayıpları karşılaştırılması	7
Şekil 2.2	: Sönümsüz seri rezonans devresi (a) eşdeğer devre (b) $I_{LO}=0,5$ ve $V_{CO}=0,75$ için dalga şekilleri	9
Şekil 2.3	: Yüke paralel kapasiteli seri rezonans devresi: (a) eşdeğer devre (b) $I_{LO}=I_O=0,5$ ve $V_{CO}=0$ için dalga şekilleri	10
Şekil 2.4	: Seri rezonans devresinin frekans karakteristiği	13
Şekil 2.5	: Sönümsüz paralel rezonans devresi	14
Şekil 2.6	: Paralel rezonans devresinin frekans karakteristiği	15
Şekil 2.7	: Gerilim tipi rezonans anahtarlar (a) L tipi, yarı-dalga (b) M tipi, yarı-dalga (c) L tipi, tam-dalga (d) M tipi, tam-dalga	18
Şekil 2.8	: Akım tipi rezonans anahtarlar (a) L tipi, yarı-dalga (b) M tipi, yarı-dalga (c) L tipi, tam-dalga (d) M tipi, tam-dalga	18
Şekil 2.9	: (a) Kısmi rezonans ZVS L-Tipi yarı-dalga alçaltıcı çevirici (b) Kısmi rezonans ZCS M-Tipi tam-dalga yükseltici çevirici	19
Şekil 2.10	: Üç faz DA bağlantılı rezonans çeviriciler	20
Şekil 2.11	: Düşük frekans ac çıkış örneği	21
Şekil 2.12	: Yüksek frekans ac'yi düşük frekanslı dc'ye çeviren üç fazlı çevirici	21
Şekil 2.13	: Seri yüklemeli seri rezonans çeviriciler güç şeması ve eşdeğer Devresi	23
Şekil 2.14	: Paralel yüklemeli seri rezonans çeviriciler güç şeması ve eşdeğer devresi	24
Şekil 2.15	: Karma yüklemeli seri rezonans çeviriciler güç şeması ve eşdeğer devresi	25
Şekil 2.16	: Akım kaynaklı paralel rezonans çeviriciler (a) güç şeması (b) dalga şekilleri	27
Şekil 2.17	: Endüksiyonla ısıtma için akım kaynaklı paralel rezonans çevirici (a) temel eşdeğer devre (b) $\omega_s=\omega_o$ daki fazör diyagramı (c) $\omega_s>\omega_o$ için fazör diyagram	28
Şekil 2.18	: E sınıfı rezonans çevirici (a) eşdeğer devre şeması (b) dalga şekilleri	29
Şekil 2.19	: Seri yüklü seri rezonans çeviricinin kontrol karakteristiği	30

Şekil 2.20	: Paralel yüklü seri rezonans çeviricinin kontrol karakteristiği	31
Şekil 2.21	: Karma yüklü seri rezonans çeviricinin kontrol karakteristiği	31
Şekil 2.22	: (a) Paralel yüklemeli seri rezonans çeviricilerde, rezonans çalışmada rezonans devresine uygulanan akım gerilim eğrileri (b) Seri yüklemeli seri rezonans çeviricilerde, rezonans çalışmada rezonans devresine uygulanan akım-gerilim eğrileri (c) Seri yüklemeli seri rezonans çeviricilerde, kısmi rezonans çalışmada rezonans devresine uygulanan akım-gerilim eğrileri	34
Şekil 3.1	: Gerilim kilitlemeli tip, seri yüklemeli seri rezonans çevirici güç devresi	37
Şekil 3.2	: Üst taraf için devre çalışma şekli	38
Şekil 3.3	: Alt taraf için devre çalışma şekli	40
Şekil 3.4	: Tek faz için doğrultucu devre şeması ve dalga şekilleri	42
Şekil 3.5	: Üç faz için doğrultucu devre şeması ve dalga şekilleri	43
Şekil 3.6	: Üç fazlı sistem için örnek spice devresi	44
Şekil 4.1	: Ferit çekirdek seçiminde çıkış gücü ve çıkış frekansına bağlı olarak, çekirdek alanlar çarpımı (veya çekirdek boyutu) ve akı yoğunluğu tespit grafiği	51
Şekil 4.2	: (a) Bakır iletkenin akan akımın etrafında yarattığı manyetik alan, b) manyetik alan nedeniyle oluşan girdap akımları, c) akım dağılımında yüzey etkisinin sonucu	54
Şekil 4.3	: Yüzey kalınlığının sıcaklık parametresine bağlı olarak frekansa göre değişimi	55
Şekil 4.4	: (a) IGBT iç yapısı (b) IGBT eşdeğer devresi (c) IGBT devre sembolü	56
Şekil 4.5	: IGBT akım-gerilim karakteristiği	57
Şekil A.1	: Seri rezonans çevirici devresinde rezonans çalışma durumu	73
Şekil A.2	: Seri rezonans çevirici devresinde kapasitelerin akıma göre 90° ve 180°'de boşalma durumu	75
Şekil A.3	: Seri rezonans çevirici devresinde doğrusal çalışma durumu	76
Şekil A.4	: Seri rezonans çevirici devresinde doğrusal çalışma durumu	77
Şekil C.1	: Rezonans çevirici IGBT sürücü kartı devre şeması	91
Şekil C.2	: Rezonans çevirici güç katı devre şeması	92
Şekil C.3	: Rezonans çevirici kontrol kartı devre şeması	93
Şekil C.4	: Kontrol ve sürücü kartları dc gerilim besleme kartı devre şeması	94
Şekil D.1	: Seri yüklemeli seri rezonans çevirici spice modeli	95
Şekil D.2	: 1) üst IGBT gerilim eğrisi 2) üst IGBT akım eğrisi 3) ve 4) üst ve alt IGBT tetikleme sinyalleri	96
Şekil D.3	: 1) rezonans akım eğrisi 2) V(4,1) gerilim eğrisi 3) ve 4) üst ve alt IGBT tetikleme sinyalleri	97
Şekil D.4	: 1) ve 2) alt ve üst rezonans kapasitelerinin dolma ve boşalma eğrileri 3) V(4,1) gerilim eğrisi	98
Şekil E.1	: IGBT akım ve gerilim eğrileri	99
Şekil E.2	: IGBT akım ve gerilim eğrileri, iletme geçiş anı	100
Şekil E.3	: Giriş akım ve gerilim eğrileri	101
Şekil E.4	: Rezonans akımı	102
Şekil E.5	: Rezonans akımı	103
Şekil E.6	: Rezonans akımı	104
Şekil F.1	: Cihaz genel görünümü	105
Şekil F.2	: Cihaz üstten görünümü	105

SERİ REZONANS DA/DA ÇEVİRİCİSİNİN ANALİZ, TASARIM VE GERÇEKLENMESİ

ÖZET

Bu çalışma, iki yılı aşkın bir süredir T.T.G.V. (Türkiye Teknoloji Geliştirme Vakfı) desteğiyle, EKA AŞ. bünyesinde yürütülen “Rezonans Çevirici Teknolojileri” isimli proje kapsamında geliştirilen seri rezonans da/da çeviricisinin analiz, tasarım ve gerçekleştirilmesini anlatmaktadır.

Tez 5 bölümden oluşmaktadır. İlk bölüm giriş bölümü olup, burada güç elektroniğindeki gelişmeler, genel yönelimler ve neden rezonans devrelerine gereksinim duyulduğu gibi hususlar açıklanmaktadır.

Tezin ikinci bölümü rezonans çeviricilerine başlangıç teşkil etmekte olup, rezonans çeviricilerinin genel çalışma özellikleri ve buna takiben çeşitli rezonans çevirici tipleri anlatılmaktadır. Ayrıntılı olarak da, daha yaygın kullanım alanı bulmuş olan gerilim kaynaklı seri rezonans çeviriciler ile yüksek frekanstaki avantajları nedeniyle rezonans anahtarlama çeviriciler ele alınarak, olumlu ve olumsuz özellikleri sunulmaktadır.

Tezin üçüncü bölümünde proje kapsamında üzerinde çalışılmakta olan kapasitif gerilim kilitlemeli yarım köprü seri yüklemeli seri rezonans çevirici tipi (HBSRC) teorik olarak anlatılmakta, çevirici ile ilgili formüller elde edilmektedir.

Tezin dördüncü bölümünde ise üçüncü bölümde teorik olarak anlatılan kapasitif gerilim kilitlemeli, yarım köprü seri yüklemeli seri rezonans çevirici ile gerçekleştirilen dc güç kaynağının tasarım ve analiz bilgileri anlatılmaktadır. Cihazın spice analizi yapılarak elde edilen akım gerilim değerleri ve enerji altında çalışırken, osiloskop ile ölçülen akım gerilim değerleri gösterilmektedir. Meydana getirilen ürün ailesi tanıtlmakta, bunlarla ilgili teknik özellikler sunulmaktadır.

Tezin beşinci bölümü sonuç bölümüdür. Genel olarak rezonans çeviricilerinin üstünlükleri belirtilmiş olup, projede uygulanan yöntem ele alınarak, geliştirilen ürünün kritik bir etüdü yapılmakta. kapasitif gerilim kilitlemeli, yarım köprü seri yüklemeli seri rezonans çeviricisi üzerine yapılan çalışmalarda elde edilen kazanımlar kısaca anlatılmaktadır.

THE ANALYSIS AND DESIGN OF SERIES RESONANT DC/DC CONVERTER

SUMMARY

This study presents the analysis and design of Series Resonant DC/DC Converter.

This thesis consist of 5 section. The first section is the introduction part in which the developments and the general trends in the power electronics are explained and the reasons of choosing resonant converters are mentioned.

The second section gives the details of all resonant converter topologies and their technical features. Briefly, the voltage source series resonant converters and resonant switch converters are explained, the advantages and disadvantages are presented.

The third section explains the capacitive voltage clamped half bridge series loaded series resonant converter (HBSRC) theoretically and gives the formulas of the mentioned converter.

In the fourth section, the design and analysis knowledge of DC power supplies which have been made by using capacitive voltage clamped half bridge series loaded series resonant converter topology are given. The related converter circuit is analysed by spice program and the current and voltage waveforms for each operation modes are computed and plotted. At the same time, the waveforms obtained by the oscilloscope are also given. The manufactured device product ranges and technical features are presented.

The fifth section is the conclusion part. The general superiority of resonant converters are given and, the gains of studies on capacitive voltage clamped half bridge series loaded series resonant converter briefly explained by making the critical etude of the developed device.

1. GİRİŞ

Son 25 yıl içersinde güç elektroniğinde önemli ilerlemeler meydana gelmiştir. BJT, MOSFET, SCR, GTO, IGBT, MCT, IGCT, gibi bir kısmı yeni anahtarlar geliştirilmiş, bunların akım ve gerilim değerleri ile anahtarlama frekansları önemli ölçüde büyümüştür. Watt mertebesindeki küçük güçlü devrelerde daha çok MOSFET ve IGBT piyasaya hakim olmuş, kW ve yukarısı güçlerde IGBT, daha yukarı güçlerde ise SCR ve GTO kullanılmıştır. Güç elektroniği anahtarlarında istenen temel özellik bunların küçük bir kapı gücü ile kolaylıkla ve hızlı bir biçimde iletme ve kesime sokulabilmeleridir. Kayıplar ve verim açısından ise, anahtarın iletimde iken iç direncinin en düşük düzeyde kalması, anahtar kesimdeyken ise yüksek gerilimlere direnerek ters sızıntı akımı geçirmemesi istenen özelliklerdir. Anahtarlama hızının çok küçük güçlerde mHz, küçük güçlerde birkaç yüz kHz, orta güçlerde 10-15 kHz, yüksek güçlerde ise birkaç kHz düzeyine yükselmiş olduğu görülmektedir.

Güç elektroniğindeki gelişmeler yalnızca yarıiletken güç anahtar teknolojisiyle sınırlı kalmamış, yüksek frekansta anahtarlamanın bir sonucu olarak, giriş ve çıkış dalgalarını biçimlendiren birçok yöntem geliştirilmiştir. Bu yöntemlerden en çok kullanılan PWM olarak bilinen darbe genişlik modülasyonudur. Bu tür yöntemlerde yüksek frekansta anahtarlama ihtiyacı bulunmaktadır. Diğer taraftan bir yarıiletken anahtarın iletim konumuna ve kesim konumuna geçişi sırasında bu anahtarda iletme geçiş ve kesime geçiş kayıpları meydana gelir. Bu kayıplar, anahtarlama frekansının büyümesiyle birlikte artarak devredeki toplam kayıpların büyümesine ,ve verimin azalmasına yol açar. Aşırı frekans artışlarında ise anahtarın yanmasına da neden olabilir.

Güç elektroniği devrelerinde kullanılan anahtarlar iletme başlarken uçlarına (Anot-Katot veya Savak-Kaynak) pozitif bir gerilim uygulanır ve iletimin başlamasıyla

aniden akım artar, gerilim ise istenen hızda kısa devre konumunu alamaz ve bu esnada iletme geçiş kaybı oluşur. Bu tür anahtarlama sert anahtarlama denir. Eğer anahtarın iletme başlaması, sıfır akım ve/veya gerilim ile becerilebilmiş olsaydı bu kayıp meydana gelmezdi. Benzeri biçimde, yarıiletken anahtar kesime geçerken akım ve gerilim değerlerinden en az birisi sıfır olsa, kesime geçiş kaybının oluşmasına engel olunabilirdi. Bu tür anahtarlama ise yumuşak anahtarlama denmektedir. Rezonans çevirici devreleri, yumuşak anahtarlama yardımıyla kayıpların azaltılabilme olanağını kısmen veya tamamen sağlayan devrelerdir. Böylece anahtarlama kayıplarında azalma sağlanmakta ve verim artışı elde edilmektedir. Daha yüksek frekanslarda çalışma imkanına kavuşulduğu için, aynı hacim ve ağırlık için daha büyük enerjinin iletilmesi sağlanmaktadır.

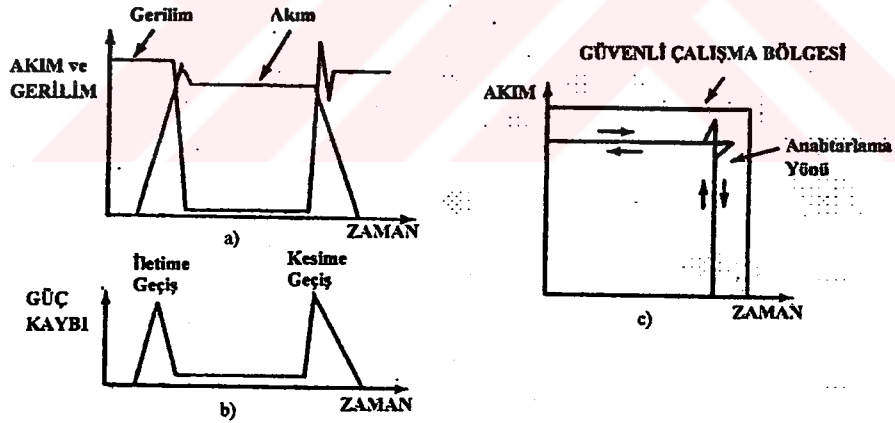
Güç elektroniği devreleri açma kapama yaparken , anahtarlara çeşitli gerilim ve akım darbeleri gelir. Bunların dv/dt ve di/dt değerleri anahtarlara zarar verecek düzeye ulaşabilir. Rezonans devreleri bu tür olumsuzlukları engelleyen devrelerdir. Bunun yanında, yüksek frekanslı anahtarlamanın meydana getirdiği elektromanyetik kirlilik de rezonans devreleri yardımıyla küçültülür.

Klasik anahtarlama güç kaynakları (SMPS), girişteki alternatif gerilimi önce doğrultan, daha sonra bu doğru gerilimi yüksek frekansta eviren ve bir transformatör üzerinden yalıtımı sağlayarak gerilim ayarı yapıp daha sonra tekrar doğrultan oldukça basit, dayanıklı ve güvenilir devrelerdir. Teknolojisi olgunlaşmış olan klasik SMPS devreleri dünyanın çeşitli yörelerinde birçok şirket tarafından imal edilmekte ve kullanılmaktadır. Ancak sert anahtarlama nedeniyle bunlarda kayıplar yüksek, güç/hacim, güç/ağırlık oranı düşük, elektromanyetik girişim yüksek, anahtarlara gelen gerilimler büyüktür. Diğer taraftan, birçok uygulamada güç kaynağının ağırlığı ve boyutları sorun yaratır. Geçen zaman içinde, anahtarlama güç kaynaklarında bu sorunu giderici yöntemler geliştirilmiştir. Bir güç elektroniği devresindeki güç kaynağının boyutunu küçültmek için, pasif elemanların boyutunu küçültmek üzere, çalışma frekansını arttırmak gerekmektedir. Daha yüksek frekanslarda çalışma, güç anahtarlarında daha fazla zorlanmaya ve anahtarlama kayıplarına yol açar. Darbe genişlik modülasyonunu kullanan bütün çeviriciler, her anahtarlama esnasında bütün yük üzerlerindeyken açma veya kapama yapması gereken bir durumda çalıştıklarından, büyük anahtarlama kayıplarına sebep olurlar. Bu yüzden eğer her

anahtarın üzerindeki gerilim veya içinden geçen akım sıfırken o anahtarı iletme veya kesime götürürsek bu anahtarlama kayıplarının üstesinden gelinebilir. Rezonans çeviriciler, bir çok endüstriyel uygulamalarda, anahtarlama güç kaynaklarının yerini alarak uygulama alanı bulmaya başlamıştır. Rezonans çeviricilerin azalan EMI (Elektromanyetik girişim), düşük kayıplar ve düşük gürültü gibi önemli avantajları, bu tür rezonans çeviricileri, yüksek frekanslı, düşük güç ile orta güç arasındaki güçlerde, özellikle DA/DA çevirme gereken uygulamalarda oldukça uygun hale getirmiştir.

1.1 Klasik Anahtarlama

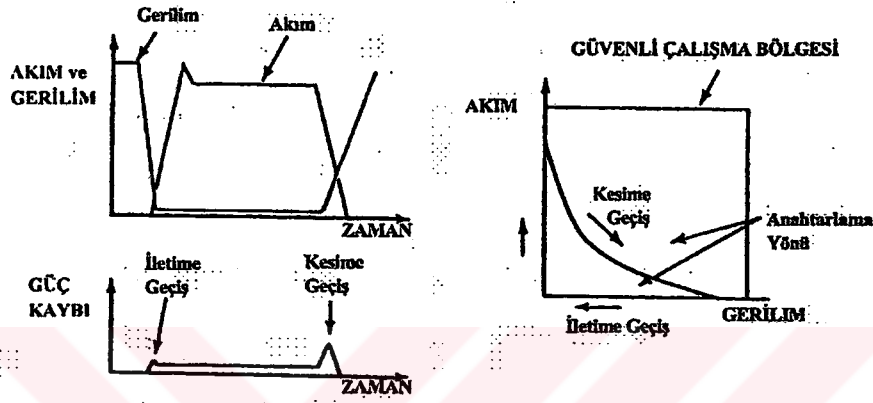
- Her iki konum değiştirme sırasında da anahtarlar üzerinde anma akımı ve/veya anma gerilimi vardır.
- Diyot toparlanma karakteristiği ve endüktans etkisi ile zorlanmalar ve kayıplar artar.
- Anahtarlama, mutlaka güvenli çalışma bölgesinde olmalıdır.



Şekil 1.1 Klasik anahtarlama (a) açma ve kapama anında anahtar üzerinde akımın ve gerilimin değişimi, (b) açma ve kapama anında anahtar üzerindeki güç kaybı, (c) anahtarın güvenli çalışma bölgesi içindeki davranışı.

1.2 Rezonans Anahtarlama

- Her iki konum değiştirme sırasında da anahtar gerilimi sıfır olduğundan kayıplar çok azalır.
- Diyot ve cihaz kapasite değeri, çalışma sırasında istenmeyen etkiler yapmaz



Şekil 1.2 Rezonans anahtarlama (a) Açma ve kapama anında anahtar üzerinde akımın ve gerilimin değişimi, (b) Açma ve kapama anında anahtar üzerindeki güç kaybı, (c) Anahtarın güvenli çalışma bölgesi içindeki davranışı.

2 REZONANS KAVRAMI VE ÇEŞİTLERİ

2.1 Rezonans Çeviricilerine Giriş

2.1.1 Genel Bir Bakış

Bir rezonans çeviricinin amacı bir güç elektroniği sistemini, üzerinde neredeyse sıfır akım ya da sıfır gerilim olduğunda anahtarlama yapacak hale dönüştürmektir. Azalan anahtarlama kayıplarıyla anahtarlama frekansı ve kontrol aralıkları artabilecek, gerilimdeki değişim ve EMI azalabilecektir.

DC/DC çeviricilerde ve endüksiyon ısıtıcılarında rezonans anahtarlamanın kullanılması giderek yaygınlaşmaktadır. Bu anlamda ilk endüstriyel uygulama 1970'lerde Hewlett-Packard Co. tarafından yapılmıştır. Buna rağmen 1990'ların başına kadar rezonans anahtarlama çeviriciler ticari yaygınlık bulamamışlardır. Günümüzde DC/DC çevirici kullanılması Kesintisiz Güç Kaynaklarında, Doğru Gerilim Güç Kaynaklarında ve Kaynak Makinelerinde yaygınlaşmaktadır.

Rezonans anahtarlamanın DC güç kaynaklarına uygulanması aslında basit bir prensibe dayanır. Herhangi bir akım ya da gerilim çalışma noktasında güç akışı her zaman tek yönlüdür, anahtarlama frekansı sabittir ve çıkışı kontrol etmek için çalışma oranı değiştirilmelidir.

Ancak aynı prensibin AC güç kaynaklarına uygulanması daha karmaşık bir işlemdir. DC giriş ve AC çıkış arasında ileri ve geri güç akışı gerektirir. Dahası bir tanesi modülasyon işleminde kullanılan diğeri ise temel çıkış frekansı olan iki farklı frekans kullanılması gerekmektedir. AC güç kaynaklarına uygulama farklı yöntemlerle yapılabilir. En yaygın yöntem anahtarlama kayıp enerjisinin yönünün değiştirilerek geri kazanılmasıdır. Yön değiştirme genellikle kapasitif ya da endüktif bastırma (snubber) devrelerine aktarılarak yapılır. Daha sonra buradaki enerji kısmı ya da tam rezonans işlemler ile geri kazanılır.

Şu an mevcut olarak birçok farklı topoloji bulunmaktadır ve mevcut olan bu topolojilerdeki çeviricilerin hemen hemen hepsinde bütün anahtarlar DC girişten kare dalga AC çıkış üretirler. Endüktans ve kondansatörler bu kare dalgadaki istenmeyen harmonikleri süzerler. Kare dalga frekansı ile en düşük harmonik derecesi olan 3. harmonik frekansı arasındaki farkın küçüklüğü nedeniyle, alçak-geçiren (low-pass) filtre ile harmonikleri süzmek yerine, yaklaşık anahtarlama frekansına ayarlanmış bir LC rezonans devresi kullanılır. Bu yüzden çevirici rezonans çevirici adını alır. Eğer kalite faktörü Q değeri frekans karakteristiğine karşı empedansında gerekli değişiklikleri yapacak kadar yüksek bir filtre ile çok iyi bir seçicilik sağlanabilir. Bu seçicilik, ileride anlatılacağı gibi güç kontrolünde önemli bir etkidir.

Rezonans filtre ve bağlı olduğu sistemin toplam bir reaktif empedans bileşeni olması dolayısıyla, anahtarların her iki yönde de enerji transferini sağlamaları gerekir. Bu yüzden iki tarafa da akım akıtabilecek ve her iki gerilim kutbunda da çalışabilecek anahtarlara ihtiyaç duyulur. Böylece DC/AC arası güç aktarmak için tasarlanan bir rezonans çevirici, gerektiğinde ters yönde güç akışını da sağlayabilir.

2.1.2 Neden Rezonans Çevirici

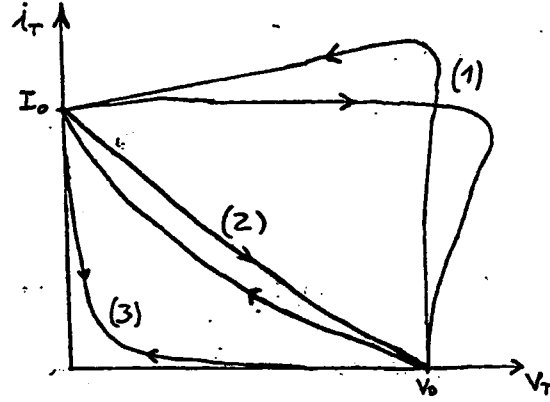
Bütün PWM DC/DC ve DC/AC çeviricilerde, anahtarlar yükte açma-kapama yapacak şekilde çalışırlar. Bu da kayıpları arttırır, ayrıca yüksek frekanslı çalışmanın sebep olduğu yüksek di/dt ve dv/dt ve EMI gibi dezavantajlar ortaya çıkar.

Çalışma frekansını arttırmak, pasif elemanların ve böylece güç kaynağının boyutunu küçültmek için istenen bir yoldur. Ancak bu yola başvurulduğunda yukarıda sayılan dezavantajlar da artar. Bu dezavantajları en azda tutarak yüksek frekansta çalışmak için her anahtarın konumu, üzerindeki gerilim ve/veya içinden geçen akım sıfır iken değiştirilmelidir.

Çevirici topolojileri ve anahtarlama stratejileri, artan güç yoğunluğu talebi ile sıfır gerilim ve/veya sıfır akım anahtarlama yöntemlerine, dolayısıyla LC devrelerinin kullanıldığı rezonans çeviricilerine doğru ilerlemiştir.

Şekil 2.1’de anahtarlama kayıplarının karşılaştırılması verilmiştir. Burada (1) klasik anahtarlama (2) bastırma (snubber) devreli anahtarlama (3) rezonans anahtarlama denk düşmektedir. Buradaki bastırma devrelerinde görülen azalma

yalnızca kayıp gücün anahtardan bastırma devresine alınması sonucu anahtarı korumaktan ibarettir. Sistemin toplam verimine olumlu etkileri yoktur. I_T anahtar akımı, V_T ise anahtar üzerindeki gerilimdir. [1]



Şekil 2.1 Anahtarlama kayıpları karşılaştırılması

Rezonans çevirici, güç aktarımında rezonans devresi kullanan çeviricidir. İdeal devrede, elemanlar kayıpsız olduğundan en ufak elektriksel uyarma, devreden sonsuza kadar akım akmasına sebep olacaktır. Bu akımın ve oluşan gerilimin şekilleri birbirine göre 90^0 kaymış saf sinüs biçimli olacaktır. Bu da endüktans ve kapasite arasında sonsuza kadar enerji alış-verişi anlamına gelir. Salınım, ω_0 frekans değerinde olacaktır.

Bu frekansta devre ideal halde sıfır, gerçekte ise minimum empedans değerini alır. Devrenin uyarılmasının, bu dalga şekillerinin büyüklüklerini sürekli ve sonsuza kadar arttıracak düşünülürse, ancak devreden çekilen gücün uyarma gücüne tam olarak eşit olması halinde devre kararlılığı sağlanabilir. İşte bu sisteme rezonans çevirici denir.

Rezonans çeviricilerde genel olarak iki türlü yaklaşım varsayabiliriz. Birincisinde, oluşturulan kare dalga seri-rezonans devresine uygulanır ve bu yüzden seri-rezonans çevirici adı verilir. İkincisinde ise oluşturulan kare dalga, paralel-rezonans devresine uygulanır ve bu yüzden paralel-rezonans çevirici adı verilir.

2.1.3 Rezonans Kavramı

Rezonans çeviricilerin genel özellikleri şu şekilde özetlenebilir. Rezonans çeviricilerin evirici kısmındaki anahtarlar, d.a. kaynaktan a.a. kare dalga (bazı

topolojilerde yarım kosinüs formunu andırmaktadır) oluştur. Endüktanslar ve kondansatörler ile istenmeyen harmonik bileşenler bu kare dalgadan çıkarılır. Kare dalga'nın en düşük harmoniği (üçüncü) ile temel bileşen arasındaki fark çok küçüktür. Bundan dolayı harmonikleri temel bileşenden ayırmak için bir rezonans LC devresi kullanılır. Rezonans çevirici adı buradan gelir. Empedansın frekansa göre değiştiği karakteristikte yüksek bir artış sağlamak için Q kalite faktörü yeterince yüksek seçilirse ayarlı filtre daha seçici olabilir.

Sistem rezonans filtre ve a.a. sistemden oluştuğundan rezonans frekansı dışındaki frekanslarda sistem reaktif bir empedansa sahiptir bu yüzden bir rezonans çeviricideki anahtar enerjiyi her iki yönde de transfer etme yeteneğinde olmalıdır. Her anahtar iki yönde ya akım taşıyan yada gerilime dayanan olarak gerçekleştirilir. Buradan, eğer uygulama gerektiriyorsa enerjiyi diğer yönde transfer etmek için d.a. sistemden a.a. sisteme ortalama gücü transfer etmek için bir rezonans çevirici kullanılabilir .

Rezonans çeviricide kullanılan yarıiletken elemanlar yüksek frekanslı d.a/d.a veya d.a/a.a. çeviricilerde kullanılan yarıiletken elemanlara göre daha düşük iletim kayıplarına sahiptir. Q anahtarı iletime geçtiğinde veya iletimden çıktığında meydana gelen enerji kaybı şu şekilde hesaplanır.

$$E_{Kayıpla} = \int_0^{tak} v_Q \cdot i_Q \cdot dt \quad (2.1)$$

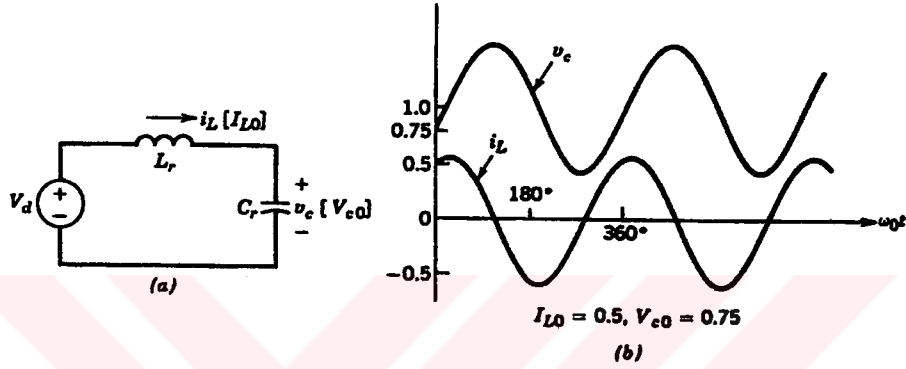
Burada tek yarıiletken elemanın iletime geçmesi ve iletimden çıkması için gerekli olan süredir. Yani gerilim ve/veya akımın artma veya azalma süresidir. Rezonans çevirici bu süre boyunca anahtar değişkenlerinden birinin sıfıra yakın olması için dizayn edilebilir (sıfır anahtarlama kayıpları). Fakat bütün rezonans çeviriciler bu özelliğe sahip değildir. Bu özelliğe sahip olanlar, yüksek anahtarlama frekansında rezonans çeviricilerde azalan güç kaybı belirli elemanların (bipolar tranzistör gibi) kullanılmasına izin verir. Fakat daha düşük anahtarlama kayıpları için yarıiletken malzemeler, çok büyük iletim akımlarına ve kesim gerilimlerine maruz kalırlar. Bunların verilen zorlanma parametreleri aynı güç seviyesinde rezonans olmayan operasyona göre daha yüksek olabilir. Bu yüzden genelde daha pahalı cihazlar gerekir ve daha büyük iletim kayıpları meydana gelir.

2.2 Temel Rezonans Devreleri

2.2.1 Seri Rezonans Devresi

2.2.1.1 Yüke Seri Rezonans Devresi

Şekil 2.2 devreyi ve buna ilişkin dalga şekillerini göstermektedir. Başlangıç koşulları I_{L0} ve V_{C0} olmak üzere devre denklemleri ve çözümleri aşağıda verilmiştir.[1]



Şekil 2.2 Sönümsüz seri rezonans devresi (a) eşdeğer devre (b) $I_{L0}=0,5$ ve $V_{C0}=0,75$ için dalga şekilleri

$$L_r \frac{di_L}{dt} + v_C = V_d \quad (2.2)$$

$$C_r \frac{dv_C}{dt} = i_L \quad (2.3)$$

Bu iki denklemin $t=t_0$ için çözümü,

$$i_L(t) = I_{L0} \cos \omega_o(t - t_0) + \frac{V_d - V_{C0}}{Z_o} \sin \omega_o(t - t_0) \quad (2.4)$$

$$v_C(t) = V_d - (V_d - V_{C0}) \cos \omega_o(t - t_0) + Z_o I_{L0} \sin \omega_o(t - t_0) \quad (2.5)$$

dir. Rezonans frekansı,

$$\omega_o = 2\pi f_o = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \quad (2.6)$$

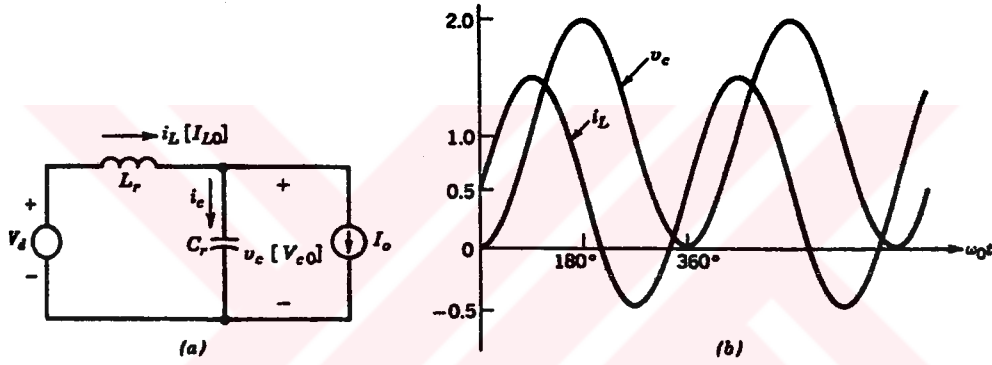
karakteristik empedansı da,

$$Z_o = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (2.7)$$

dir. Çizimlerde $V_{baz}=V_d$ ve $I_{baz}=V_d/Z_o$ olmak üzere bağıl değerler kullanılmıştır.

2.2.1.2 Yüke Paralel Kapasiteli Seri Rezonans Devresi

Şekil 2.3 devreyi ve buna ilişkin dalga şekillerini göstermektedir. Başlangıç koşulları I_{LO} ve V_{CO} olmak üzere devre denklemleri ve çözümleri aşağıda verilmiştir.[1]



Şekil 2.3 Yüke paralel kapasiteli seri rezonans devresi: (a) eşdeğer devre (b) $I_{LO}=I_o=0,5$ ve $V_{CO}=0$ için dalga şekilleri

$$v_C = V_d - L_r \frac{di_L}{dt} \quad (2.8)$$

ve

$$i_L - i_C = I_o \quad (2.9)$$

dır. (2.8) numaralı denklemin diferansiyeli alınırsa,

$$i_C = C_r \frac{dv_C}{dt} = -L_r C_r \frac{d^2 i_L}{dt^2} \quad (2.10)$$

olur. (2.10)'da bulduğumuz denklemden i_C 'yi çekersek ve (2.9) numaralı denklemde koyarsak

$$\frac{d^2 i_L}{dt^2} + \omega_o^2 i_L = \omega_o^2 I_o \quad (2.11)$$

olur.

$$\omega_o = 2\pi f_o = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \quad (2.12)$$

olmak üzere bu denklemin $t=t_o$ için çözümü,

$$i_L(t) = I_o + (I_{LO} - I_o) \cos \omega_o(t - t_o) + \frac{V_d - V_{CO}}{Z_o} \sin \omega_o(t - t_o) \quad (2.13)$$

$$v_C(t) = V_d - (V_d - V_{CO}) \cos \omega_o(t - t_o) + Z_o(I_{LO} - I_o) \sin \omega_o(t - t_o) \quad (2.14)$$

dır. $V_{CO}=0$ ve $I_{LO}=0$ olursa

$$i_L(t) = I_o + \frac{V_d}{Z_o} \sin \omega_o(t - t_o) \quad (2.15)$$

ve

$$v_C(t) = V_d [1 - \cos \omega_o(t - t_o)] \quad (2.16)$$

Şekil 2.3b'de $I_{LO}=I_o=0,5$ birim için dalga şekilleri verilmiştir.

2.2.1.3 Seri Rezonans Devresinin Frekans Karakteristiği

Bu devrenin rezonans frekansı,

$$\omega_o = 2\pi f_o = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \quad (2.17)$$

ve karakteristik empedansı da

$$Z_o = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (2.18)$$

olarak tanımlanmıştır.[1]

Bir rezonans çeviricinin frekansa bağlı olarak girişi ile çıkışı arasındaki transfer fonksiyonu elde edilerek çeviricinin kontrolü sağlanır. Çünkü çeviricilerin rezonans filtresi kare dalga ile uyarılır. Filtrenin etkinliği etkisini azalttığı harmoniklerle kolayca belirlenebilir.

Şekil 2.4b’de seri RLC devresinin empedansı kompleks frekans $s=j\omega$ ’nın bir fonksiyonu olarak Q parametresi ile gösterilmiştir. Şekil 2.4a’daki devrenin kazancı laplas transformu kullanılarak yazılırsa,

$$Y(s) = \frac{1}{sL + 1/sC + R} = \frac{sC}{s^2LC + sRC + 1} \quad (2.19)$$

Bu eşitlik düzenlendiğinde,

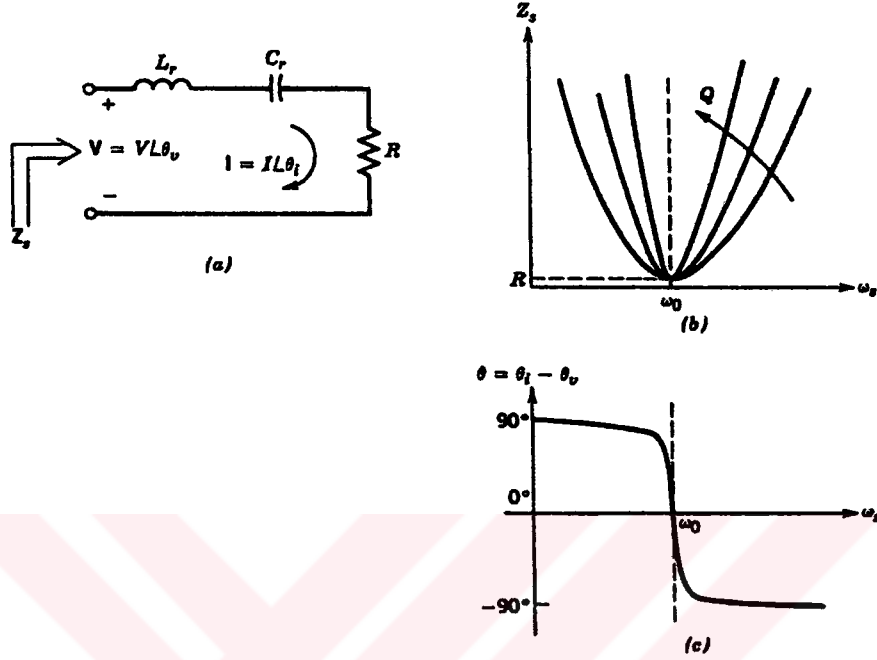
$$Y(s) = \left(\frac{1}{R}\right) \cdot \frac{2 \cdot \alpha s}{s^2 + 2 \cdot \alpha s + \omega_o^2} \quad (2.20)$$

Şekil 2.4b’den de görüldüğü gibi rezonans frekansında ($s=j\omega_o$) endüktans ve kondansatörün empedansı yok olur ve empedans saf dirençtir. Şekil 2.4c’de ise aynı devrenin admitans fonksiyonu görülmektedir. Aynı şekilde rezonans frekansında admitans saf kapasitedir.

Admitans fonksiyonunun keskinliğinin bir ölçüsü yarı güç diye adlandırılan, admitans genliğinin $1/\sqrt{2}$ kadar az olduğu noktadır. Bu noktalar $s=j(\omega_o \pm \alpha)$ ’da oluşur ve genişliği 2α kadardır. Filtrenin seçiciliğinin normalize edilmiş ölçüsü $\omega_o/2\alpha$ oranıdır. Bu oran filtrenin kalite faktörü olarak adlandırılır. Q değeri arttıkça eğri keskinleşir. Q terimi tekrar yazılırsa,

$$Y(s) = \left(\frac{1}{R}\right) \cdot \frac{(1/Q) \cdot 2 \cdot \alpha s}{(s/\omega_0)^2 + (1/Q)(s/\omega_0) + 1} \quad (2.21)$$

olur.



Şekil 2.4 Seri rezonans devresinin frekans karakteristiği [1]

Şekil 2.4b Z_s empedansını, frekansın fonksiyonu olarak Q parametresi ile göstermektedir. ω_s , ω_0 'a eşit olduğunda bu değer R 'ye eşittir. Şekil 2.4a'daki gibi omik direnç yüklü seri rezonans devresi için kalite faktörü Q , Şekil 2.4c ise θ ($\theta_i - \theta_v$)'nın frekansa bağlı değerlerini göstermektedir. Eğer $\omega_s < \omega_0$ olursa kapasite empedansı, endüktansın empedansına baskın gelir. ω_s , çalışma frekansı, ω_0 ise rezonans frekansıdır.

Rezonans devresinin davranışı hakkında son bir yaklaşımda durum değişkenlerinden birinin veya diğerinin genliği üzerinde Q 'nın etkisidir. Şekil 2.4'deki direnç gerilimi, rezonans anında kaynak gerilimine eşittir. Fakat bu durumda kondansatör geriliminin değeri kaynaktan oldukça fazla bulunur. V_C ve V_o arasındaki transfer fonksiyonu şu şekildedir.

$$\left| \frac{V_C}{V_O} \right| = \left| \frac{\omega_o^2}{s^2 + 2 \cdot \alpha s + \omega_o^2} \right| \quad (2.22)$$

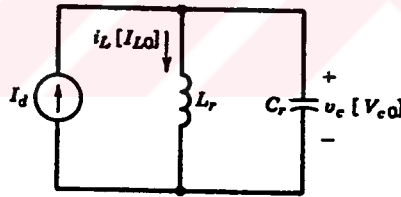
yukarıdaki eşitlikte $\omega = \omega_o$ olarak yeniden değerlendirilirse Q kalite faktörü bulunabilir.

$$\left| \frac{V_C}{V_O} \right|_{\omega=\omega_o} = \frac{\omega_o}{2\alpha} = \frac{\omega_o \cdot L_r}{R} = \frac{1}{\omega_o \cdot C_r \cdot R} = \frac{Z_o}{R} = Q \quad (2.23)$$

Bu sonucun anlamı; eğer kaynak gerilimi 100[V] ve $Q=10$ olursa, kondansatör üzerinde kaynak geriliminin Q katı kadar bir gerilim (1000[V]) görülür. Q'nun yüksek olduğu düşük yüklü rezonans çeviricilerde gerilimin, paralel rezonans çeviricilerde akımın sık sık yükselmesi önemli bir sorundur.

2.2.2. Paralel Rezonans Devresi

Şekil 2.5 Id doğru akımı ile beslenen devreyi göstermektedir. Başlangıç koşulları I_{LO} ve V_{CO} olmak üzere devre denklemleri ve çözümleri aşağıda verilmiştir. [1]



Şekil 2.5 Sönümsüz paralel rezonans devresi

$$i_L + C_r \frac{dv_C}{dt} = I_d \quad (2.24)$$

ve

$$v_C = L_r \frac{di_L}{dt} \quad (2.25)$$

dir. $t=t_0$ için denklemler çözülürse rezonans frekansı,

$$\omega_o = 2\pi f_o = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \quad (2.26)$$

ve karakteristik empedansı da

$$Z_o = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (2.27)$$

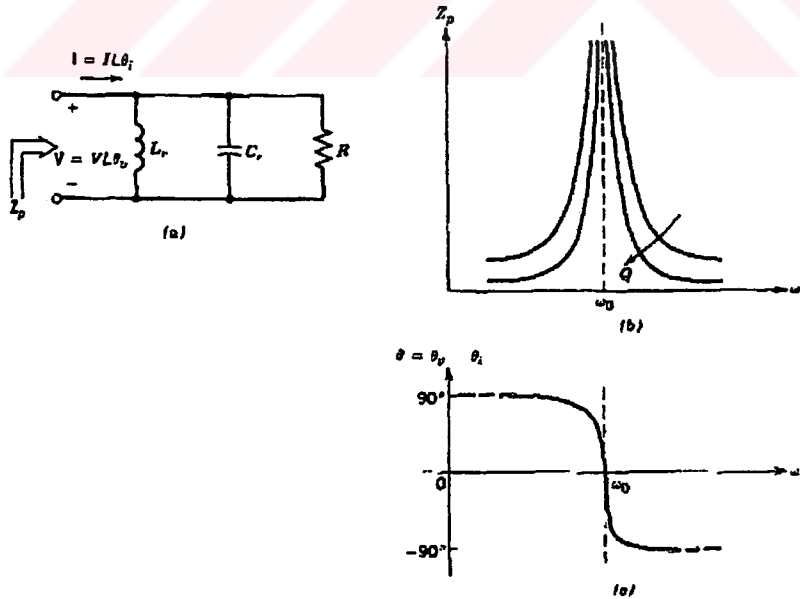
olmak üzere

$$i_L(t) = I_d + (I_{LO} - I_d) \cos \omega_o(t - t_o) + \frac{V_{CO}}{Z_o} \sin \omega_o(t - t_o) \quad (2.28)$$

$$v_C(t) = V_{CO} \cos \omega_o(t - t_o) + Z_o(I_d - I_{LO}) \sin \omega_o(t - t_o) \quad (2.29)$$

dır.

2.2.2.1 Paralel Rezonans Devresinin Frekans Karakteristiği



Şekil 2.6 Paralel rezonans devresinin frekans karakteristiği [1]

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

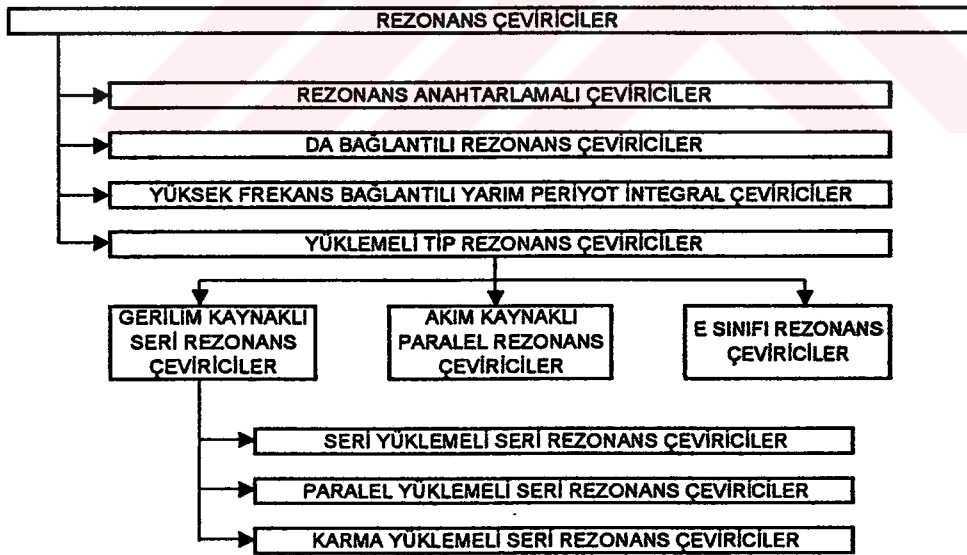
$$Q = \omega_o RC_r = \frac{R}{\omega_o L_r} = \frac{R}{Z_o} \quad (2.30)$$

Şekil 2.6b'de seri RLC devresinin empedansı kompleks frekans $s=j\omega$ 'nın bir fonksiyonu olarak Q parametresi ile gösterilmiştir. Şekil 2.6c gerilim faz açısının θ ($\theta_v - \theta_i$)'nin frekansa bağlı değişimini göstermektedir. Eğer $\omega_s < \omega_o$ ise, endüktans empedansı kapasiteninkinden daha küçüktür, yani endüktans akımı baskındır.

2.3 Rezonans Çeviricilerin Sınıflanması [1,4,6]

Rezonans çeviricilerinin birçok türü bulunmakta, bunlar zaman zaman birbirleriyle de karıştırılmaktadır. Bu nedenle, rezonans çeviricilerinin bu bölümde genel bir sınıflandırılmasına yer verilmiştir. Genel olarak rezonans çeviricileri, sıfır gerilim ve/veya sıfır akım anahtarlamalarını sağlayan, anahtarlama teknikleri ve çevirici

Tablo 2.1 Rezonans çeviricilerin sınıflanması



tiplerinin bir kombinasyonu olarak tanımlanır. Bu çeviriciler yukarıdaki gibi gruplara ayrılabilirler.[1]

Her birinin kullanılış şekline ve yerine bağlı olarak ön plana çıkan avantajları ve dezavantajları söz konusudur. Fakat içlerinden en çok tercih edileni yüklemeli tip rezonans çeviriciler olmuştur. Aşağıda her bir rezonans çevirici çeşidine kısaca değinilip, güç şemaları verildikten sonra, uygulamalarda en yaygın kullanılan rezonans çevirici çeşidi olan yüklemeli tip rezonans çevirici ayrıntılı olarak incelenecektir.

2.3.1 Rezonans Anahtarlama Çeviriciler (Kısmi-Rezonans Çeviriciler)

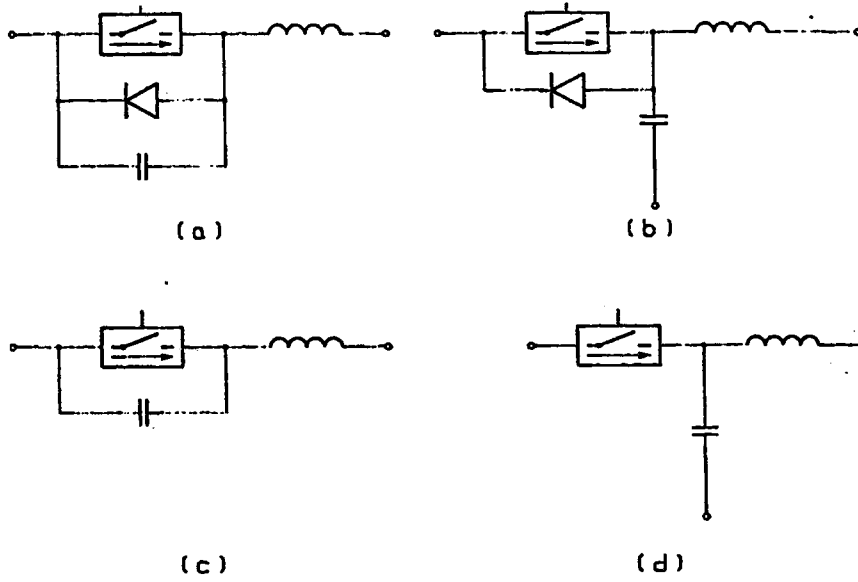
Bir rezonans anahtar devresi basitçe, bir yarı-iletken anahtar, dalga şeklini düzenlemek amacıyla yerleştirilmiş olan LC rezonans elemanı ve mevcut yarı-iletken anahtara paralel bağlanan bir adet diyottan oluşmaktadır. Bu elemanlar dalga şeklini sinüs biçimine getirerek zorlanma ve kayıp olmadan anahtarın sıfır akımda veya sıfır gerilimde kesime geçişini sağlarlar. İki farklı tipi mevcuttur.

- Akım Tipi Rezonans Anahtarlar
- Gerilim Tipi Rezonans Anahtarlar

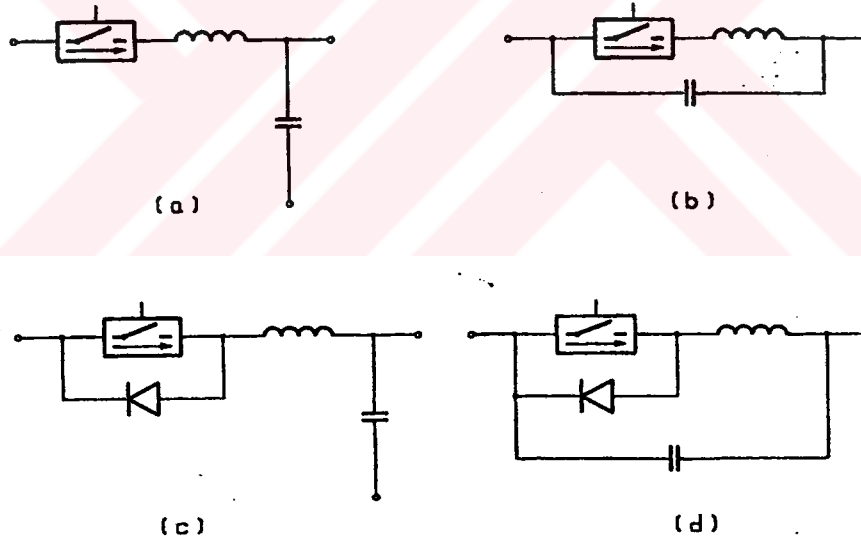
Bu iki farklı anahtar tipi, çeviricilerde uygulanmasına göre de aşağıdaki gibi adlandırılırlar.

- Sıfır-Akım Anahtarlama Rezonans Çeviriciler – ZCS-RC
- Sıfır-Gerilim Anahtarlama Rezonans Çeviriciler – ZVS-RC

Gerilim ve akım tipi rezonans anahtarlar da kendi içlerinde L-Tipi ve M-Tipi olmak üzere iki alt gruptan oluşurlar. Rezonans anahtarın uygulaması, akımın tek yönlü akabildiği “yarı-dalga” veya çift yönlü akabildiği “tam-dalga” konfigürasyonu ile yapılabilir. Genelde yarı-dalga anahtarların, yük değişimine hassas çevirme oranlı DC gerilim çeviricileri ortaya çıkardığı görülmüştür. Yarı-dalga yerine tam-dalga uygulanarak bu oran neredeyse yükten bağımsız hale getirilebilir. Şekil 2.7’de gerilim tipi rezonans anahtar ve şekil 2.8’de akım tipi rezonans anahtar konfigürasyonları gösterilmektedir.



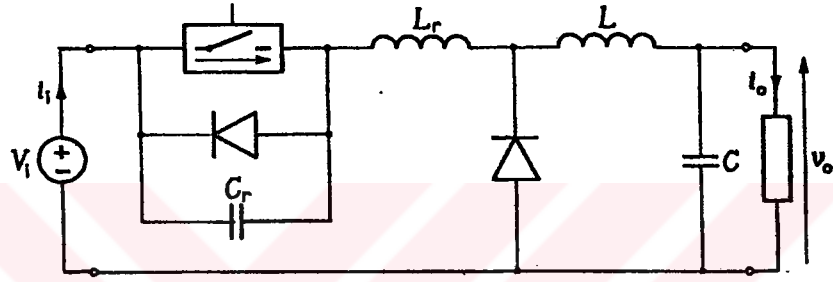
Şekil 2.7 Gerilim tipi rezonans anahtarlar (a) L tipi, yarı-dalga (b) M tipi, yarı-dalga (c) L tipi, tam-dalga (d) M tipi, tam-dalga



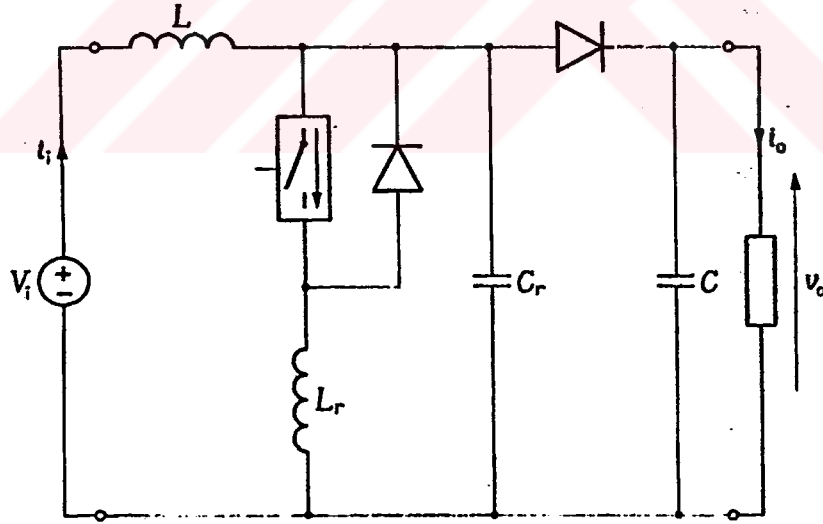
Şekil 2.8 Akım tipi rezonans anahtarlar (a) L tipi, yarı-dalga (b) M tipi, yarı-dalga (c) L tipi, tam-dalga (d) M tipi, tam-dalga

Yukarıdaki şekillerde yer alan rezonans anahtar modellerini kullanarak, buck çevirici, boost çevirici, flyback çevirici ve forward çevirici gibi mevcut olan bütün dc-dc çeviriciler birer rezonans çevirici halini alabilir. Rezonans anahtarların klasik dc-dc çeviricilerde ki güç anahtarları yerine uygulanmasıyla elde edilen çeviricilere **Kısmi-Rezonans Çeviriciler** adı verilir. Bu ismin verilmesinin nedeni bu çeviricilerde bir anahtarlama frekansının periyodu boyunca, rezonans ve rezonans

olmayan durumun söz konusu olmasıdır. Bu yeni çevirici ailesi, klasik dc-dc çeviricilerle rezonans çeviriciler arasında bir karışım sayılabilir. Gerek devre şeması açısından gerekse de endüktif veya kapasitif enerji depolanması ve transferi prensibinden yaralanması bakımından klasik dc-dc çeviricilere benzerler. Ancak güç anahtarı yakınında bulunan LC devresi, sadece akım ve gerilimin dalga şekillerini şekillendirmek amacıyla değil, aynı zamanda tipik rezonans çeviricilerde olduğu gibi, giriş çıkış arası enerji depolanması ve transferi amacıyla da kullanılır. Şekil 2.7 ve şekil 2.8'de gözüken rezonans anahtarlarının kısmi- rezonans uygulama örnekleri şekil 2.9'da verilmiştir.



(a)

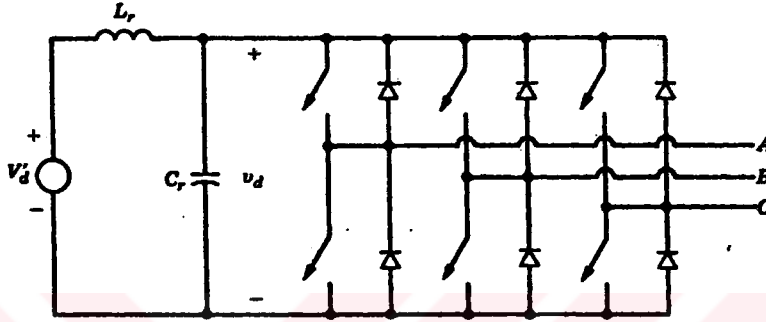


(b)

Şekil 2.9 (a) Kısmi rezonans ZVS L-Tipi yarı-dalga alçaltıcı (buck) çevirici (b) Kısmi rezonans ZCS M-Tipi tam-dalga yükseltici (boost) çevirici

2.3.2 DA Bağlantılı Rezonans Çeviriciler

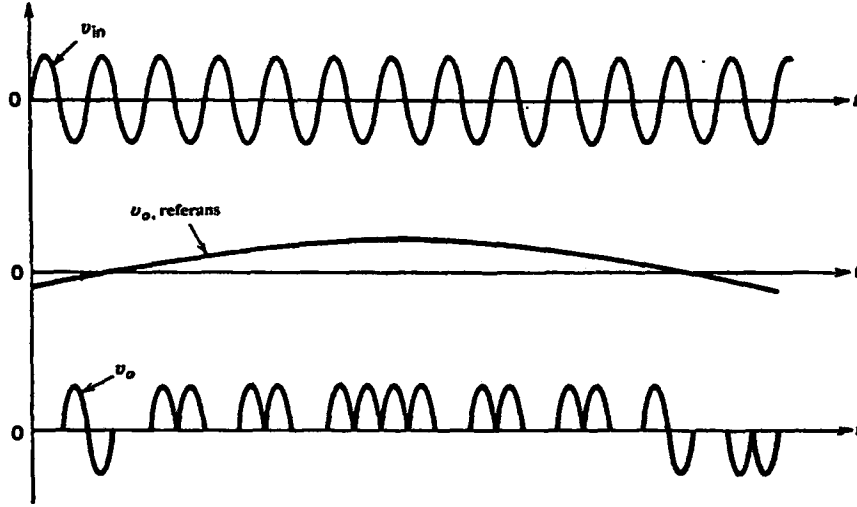
Klasik anahtarlamalı PWM çeviricilerde, evirici girişi sabit dc gerilimdir. Oysa bu yeni tip rezonans konvertörde, evirici katındaki anahtarlama kaybını ortadan kaldırmak için, giriş dc gerilim kaynağı ile evirici katı arasında bir LC rezonans devresi koyularak, evirici giriş geriliminin sıfır ile giriş dc geriliminin yaklaşık iki katı arasında salınması sağlanır. Böylece uygun ateşleme zamanları ile evirici anahtarlarının sıfır gerilimde açılması ve kapanması sağlanır.



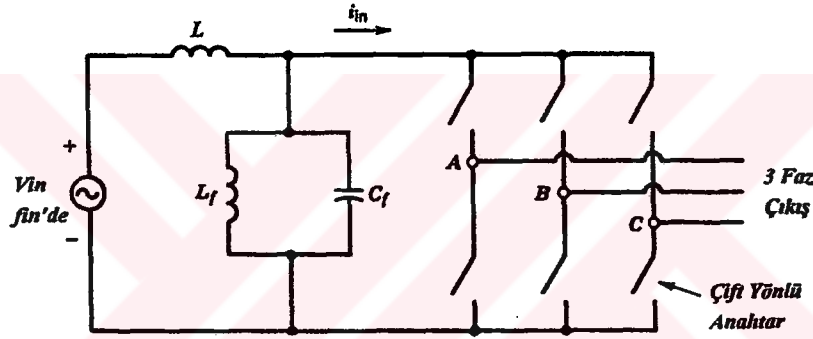
Şekil 2.10 Üç faz DA bağlantılı rezonans çeviriciler

2.3.3 Yüksek Frekans Bağlantılı Yarım Periyot İntegral Çeviriciler

Eğer tek fazlı veya üç fazlı bir eviricide giriş yüksek frekanslı sinüs biçimli bir a.a ise, çift yönlü anahtarlar kullanılarak anahtarları giriş geriliminin sıfır geçişlerinde ilettime ve kesime götürerek, çıkışın ayarlanabilir genlik ve frekansta düşük frekanslı a.a veya ayarlanabilir genlikte d.a olması sağlanabilir. Bu devre aslında bir doğrudan frekans çeviricisidir. İstenirse yüksek frekanslı sinüs biçimli dalgaların birkaç pozitif alternansını ve birkaç negatif alternansını bir arada geçirerek bir alternatif dalga oluşturabilir. Doğal olarak bu dalga, harmonikler içerir ve frekansı giriş dalgasının frekansından küçüktür.



Şekil 2.11 Düşük frekans ac çıkış örneği



Şekil 2.12 Yüksek frekans ac'yi düşük frekanslı dc'ye çeviren üç fazlı çevirici

2.3.4 Yükleli Tip Rezonans Çeviriciler

Yüksek frekanslı anahtarlama güç kaynakları için, 3 farklı rezonans topolojisi incelenecektir. Bu topolojilere ait güç şemaları ve eşdeğer devreleri şekil 2.13, şekil 2.14 ve şekil 2.15'de sırasıyla verilmiştir. Şekillerden de anlaşılacağı gibi her üç konvertörde esasen bir yarı köprü çevirici yapısındadır.

Seri yüklemeli devrede $C_s/2$ değerindeki iki kapasite C_s toplam seri rezonans kapasitesinin değerini oluşturur. Paralel yüklü çeviricideki C_p , rezonans kapasitesidir, $C_m/2$ ise girişteki gerilim kaynağı görevini görmektedir ve rezonansa katılmazlar. Seri- paralel yüklüde ise iki etkiyi de görmekteyiz. Bu üç uygulamada anahtarlama kayıplarının düşük olmasını sağlamaktadır.

Bu tip çeviricilerde, LC rezonansından ötürü salınan akım ve gerilim yüke uygulanır. Böylece anahtarların, sıfır gerilim ve/veya sıfır akımda anahtarlanması sağlanır.

Yüke doğru güç akışı rezonans devresi empedansı ile kontrol edilir. Bu empedans da anahtarlama frekansı f_s 'nin rezonans frekansı f_o 'a oranı ile kontrol edilir.

Anahtarlama frekansı $f_s = \omega_s / 2\pi$, dalga şekillerinin tekrarlama sıklığıdır ve rezonans frekansından büyük ya da küçük yapılabilir. ω_s 'nin ω_o 'a oranına göre, rezonans devresinden akan akımın sürekliliğini belirleyen üç çalışma durumu vardır.

a) Kesintili iletim durumu ($\omega_s < \omega_o / 2$)

Anahtarlama frekansı f_s 'nin, çalışma frekansı f_o 'ın yarısından daha küçük olduğu çalışma durumudur ve bu durumda rezonans akımı kesintilidir. Anahtarlar sıfır akımda ilettime girerler ve sıfır akım ve gerilimde kesime girerler ki düşük güçlerde ve düşük frekans uygulamalarında SCR kullanımına imkan tanır.

b) Kesintisiz iletim durumu ($\omega_o > \omega_s > \omega_o / 2$)

Bu çalışma durumunda, anahtarlar sonlu bir akım ve gerilimde ilettime geçerler. Böylece ilettime geçiş kayıpları olacaktır. Ters yönde akım sıçramalarını engellemek ve diyot kesime geçiş kayıplarını en aza indirmek için, serbest geçiş diyotlarının çok hızlı ters toparlanma karakteristikleri olması gerekir. Endüktans akımı sıfıra inip, diyot üzerinden ters döndüğünden anahtarlar doğal olarak kesime geçer. Bu yüzden düşük anahtarlama frekanslarında anahtar olarak tristör kullanılabilir.

c) Kesintisiz iletim durumu ($\omega_s > \omega_o$)

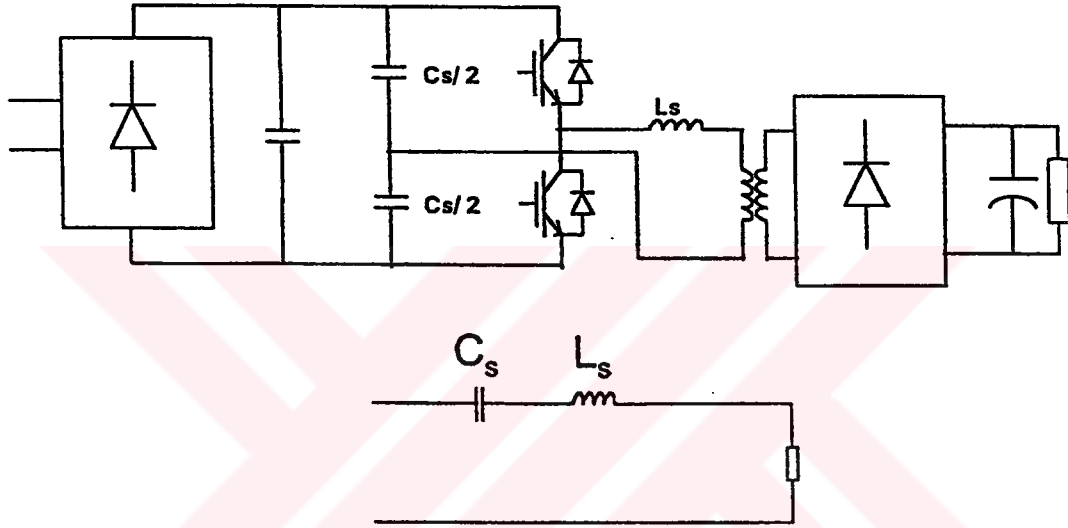
Bu durumda anahtarlar sıfır akım ve sıfır gerilimde ilettime geçerler. Ancak kesime geçiş, sonlu bir akım üzerlerinde akmaktayken zorlamayla yapılır. Dolayısıyla anahtarda kesime geçiş kayıpları vardır. $\omega_s > \omega_o$ 'da çalışmanın birçok avantajı vardır. Sıfır akım ve sıfır gerilimde ilettime geçiş olduğundan çok hızlı ters toparlanma karakteristikli serbest geçiş diyotlarına ihtiyaç yoktur. Diyotun ilettime olduğu sıfır akım ilettime geçişine göre büyük değerler alan kesime geçiş kayıpları vardır. Anahtarlara paralel bastırma kondansatörü, kayıpsız kesime geçiş için kullanılabilir, ancak bu kondansatör sistem verimini etkilemez. Böylece giriş ve çıkış filtre boyutları, bilinen ve sınırlı bir frekans alt sınırı bulunduğundan en aza iner, çünkü

filtreler alt sınıra göre tasarlanır. Rezonans frekansının üzerinde çalışılması için tam kontrollü anahtarlara ihtiyaç vardır.

2.3.4.1 Gerilim Kaynaklı Seri Rezonans Çeviriciler [7]

a) Seri Yüklmeli Seri Rezonans Çeviriciler

Bu konvertörün uygulamadaki güç şeması ve eşdeğer devresi sırayla aşağıda verilmiştir.

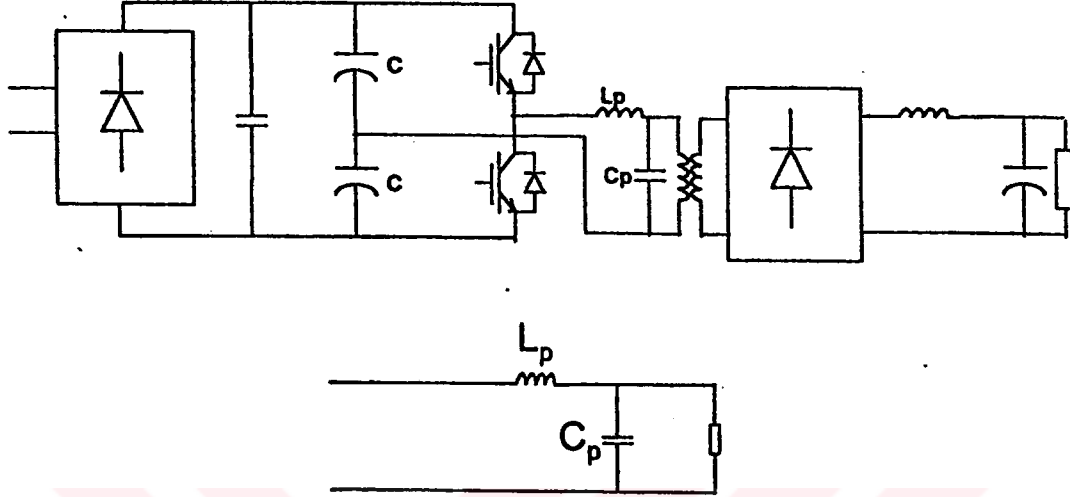


Şekil 2.13 Seri yüklmeli seri rezonans çeviriciler güç şeması ve eşdeğer devresi

Devreden de anlaşılacağı gibi $C_s/2$ kondansatörlerinin toplamı seri rezonans kondansatörünü oluşturmaktadır ve blok etkisi yaparak trafonun doyuma gitmesini engeller. Böylece devre tam köprü çalıştırılabilir ve tranzistörlerin anahtarlama zamanını ayarlamak için ek devre gerekmez. L_s ise seri rezonans devresinin endüktansıdır. Bazı uygulamalarda dışarıdan bir L_s koyulması gerekirken, bazı uygulamalarda trafonun kaçak endüktansı yeterli kalabilmektedir. Bu devrenin en önemli özelliği kısa devre durumunda bile akım sınırlaması yapabilmektedir. Ayrıca düşük yükten tam yüke kadar verimi yüksektir. Yük azaldığında ise, tranzistörler üzerindeki akım azalır, böylece iletim kayıpları azalır. En önemli dezavantajı ise boşa çalışma durumunda (yüksüz iken) çıkış gerilimini ayarlayamamasıdır.

b) Paralel Yükleli Seri Rezonans Çeviriciler

Bu konvertörün uygulamadaki güç şeması ve eşdeğer devresi sırayla aşağıda verilmiştir.



Şekil 2.14 Paralel yüklemeli seri rezonans çeviriciler güç şeması ve eşdeğer devresi

Bu devrenin en büyük avantajı, yüksüz durumdayken rezonans frekansının üzerinde çalışarak kontrol edilebilir olmasıdır. Rezonans frekansında çıkış gerilimi yükün bir fonksiyonudur. Düşük güçlerde ise verimi düşüktür. Kısa devrede çalışmaz ancak endüktans tarafından kısa devre durumunda korunmaktadır.

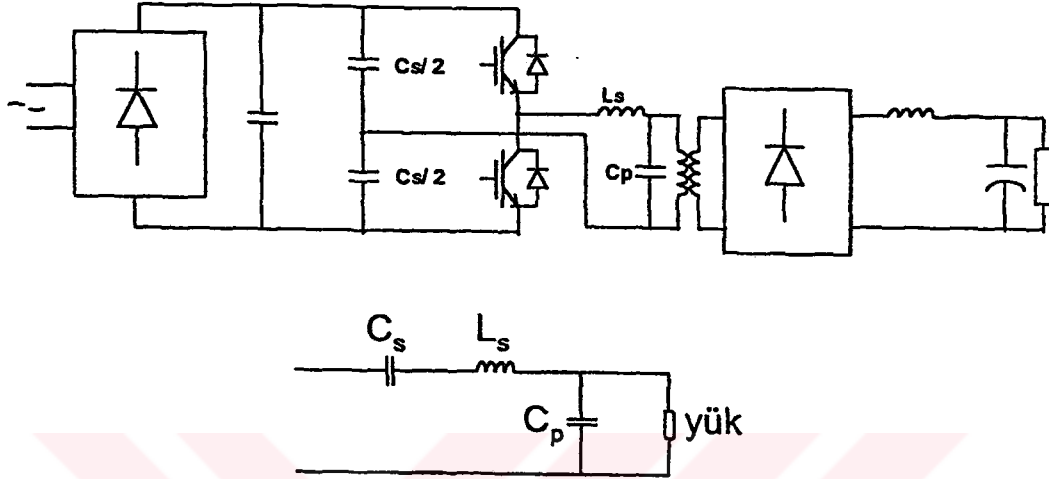
c) Karma Yükleli Seri Rezonans Çeviriciler

Karma yüklemeli seri rezonans çeviriciler, seri ve paralel çeviricilerin en iyi özelliklerini alarak, zayıf özelliklerini elimine eden bir yapıya sahiptir. Uygun rezonans elemanları seçilerek bu amaca ulaşılabilir ancak daha geniş bir frekans aralığına ihtiyaç vardır.

Bu konvertörün uygulamadaki güç şeması ve eşdeğer devresi sırayla aşağıda verilmiştir. Bu devrenin en büyük avantajı hem kısa devrede akım sınırlaması yapabilmesi hem de açık devrede (yüksüz durumda) çalışabilmesidir. Eğer C_p sıfır ise devre seri yüklemeli seri rezonans çeviriciye karşılık gelir. C_p küçüldükçe seri rezonansa yaklaşır, ancak C_p 'nin daha büyük değerlerinde çevirici yüksüz çalışabilir.

Bu da seri yüklemeli çeviricinin en önemli dezavantajını yok eder. Bunu yapmakla çevirici, paralel rezonans çeviricisinin bazı özelliklerini alır.

Karma yüklemelinin dezavantajı ise yükten bağımsız olarak sürekli akım çekmesi ve kontrol için frekans aralığının daha geniş olmasıdır.



Şekil 2.15 Karma yüklemeli seri rezonans çeviriciler güç şeması ve eşdeğer devresi

Tablo 2.2 Gerilim kaynaklı seri rezonans çeviricilerin karşılaştırılması [7]

	SERİ YÜKLEMELİ	PARALEL YÜKLEMELİ	KARMA
BOŞTA ÇALIŞABİLME ÖZELLİĞİ	YOK ⁽¹⁾	VAR	VAR
KISADEVREDE ÇALIŞABİLME ÖZELLİĞİ	VAR	YOK ⁽²⁾	VAR
HAFİF YÜKTE YÜKSEK VERİM	VAR	YOK ⁽³⁾	VAR
SIFIR AKIM VEYA GERİLİMDE ANAHTARLANMA ÖZELLİĞİ	VAR	VAR	VAR
YÜKSEK GÜÇ FAKTÖRÜNDE ÇALIŞABİLME ÖZELLİĞİ	VAR	VAR	VAR
DÜŞÜK EMI ÖZELLİĞİ	VAR	VAR	VAR
TRAFONUN DOYUMA GİTMEME GARANTİSİ	VAR	YOK ⁽⁴⁾	VAR
ÇIKIŞ KAPASİTESİNDE AKIM DALGASININ AZ OLMA ÖZELLİĞİ	YOK ⁽⁵⁾	VAR	VAR
GERİLİM YÜKSELTEME ÖZELLİĞİ	YOK	VAR	VAR
GERİLİM DÜŞÜRME ÖZELLİĞİ	VAR	VAR	VAR
REZONANS ELEMANLARIN AZ OLMA ÖZELLİĞİ	VAR	VAR	YOK
KONTROL FREKANSININ ÇOK GENİŞ ARALIKTA OLMAMASI	VAR	VAR	YOK

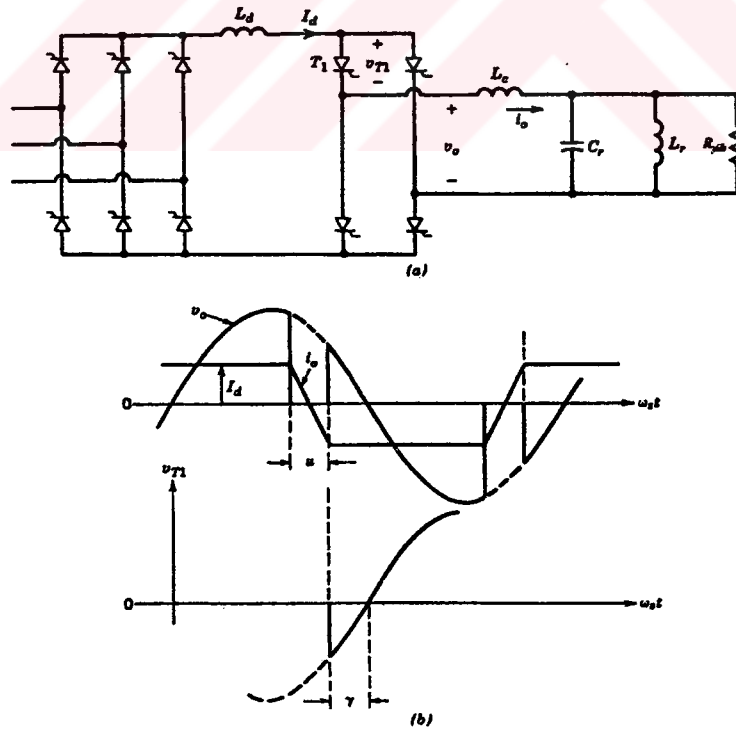
- (1) : Seri yüklemeli devrede yük akımı aynı zamanda rezonans devresinden geçen akımdır. Yük çıkarıldığında rezonans devresinden akım geçmez, dolayısıyla gerilim ayarından söz etmek mümkün değildir.
- (2) : Paralel yüklemeli devrede, yük kısa devre olursa rezonans devresinin kondansatörü de kısa devre olmaktadır. Bu durumda rezonans devresi olmaktan çıkmaktadır.
- (3) : Paralel yüklemeli devrede, rezonans elemanlarından geçen akım yaklaşık yükten bağımsızdır. Çok küçük bir çıkış gücünde, anahtarlama ve rezonans elemanlarındaki kayıplar yaklaşık aynıdır. Bu durumda verim düşük olur.
- (4) : Paralel yüklemeli devrede trafo ile kaynak arasında bir kondansatör olmadığı için herhangi bir dc bileşen (anahtarlama elemanlarının t_{on} süresinde olabilecek farklılıklar veya anahtarlar üzerinde oluşabilecek farklı voltaj düşümlerinde bileşen olarak trafoya gelir) doğrudan trafoya gelebileceği için trafonun doyuma

gitme riski vardır. Diğer iki konfigürasyonda seri kondansatör olduğundan dc bileşene müsaade edilmez.

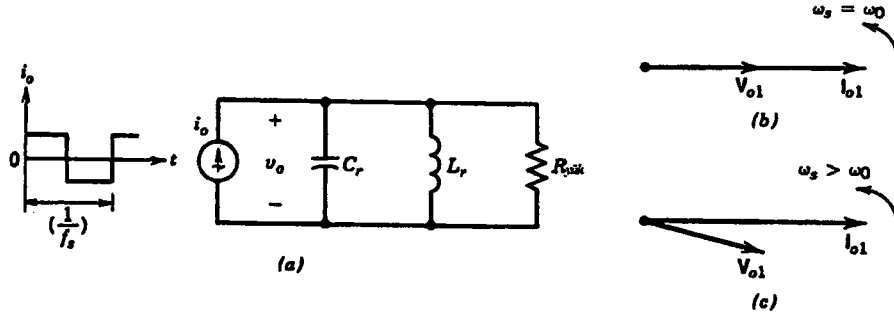
- (5) : Seri yüklemeli sistemin çıkış kapasitesi ile rezonans devresi arasında endüktans olmadığı için, kapasite yük akımının % 40'ı kadar dalgalılık görür. Diğerlerinde endüktans olduğu için böyle bir dalgalılık akımından söz edilemez.
- (6) : Seri yüklemeli sistemde kazanç daima 1'in altındadır. Bu durumda yüksek çıkış elde etmek için diğer iki konfigürasyona göre çok daha fazla sargı sarılması gerekir.
- (7) : Karma tipli devrede diğer iki konfigürasyona göre bir tane daha fazla rezonans kondansatörü bulunmaktadır.

2.3.4.2 Akım Kaynaklı Paralel Rezonans Çeviriciler

Paralel rezonans çevirici uygulaması oldukça azdır. Girişinde gerilim kaynağı değil, akım kaynağı kullanılması gerekir. Ancak yüksek güçlü bazı endüksiyon ocaklarında kullanılabilmektedir.



Şekil 2.16 Akım kaynaklı paralel rezonans çeviriciler (a) güç şeması (b) dalga şekilleri



Şekil 2.17 Endüksiyonla ısıtma için akım kaynaklı paralel rezonans çevirici (a) temel eşdeğer devre (b) $\omega_s = \omega_0$ daki fazör diyagramı (c) $\omega_s > \omega_0$ için fazör diyagram

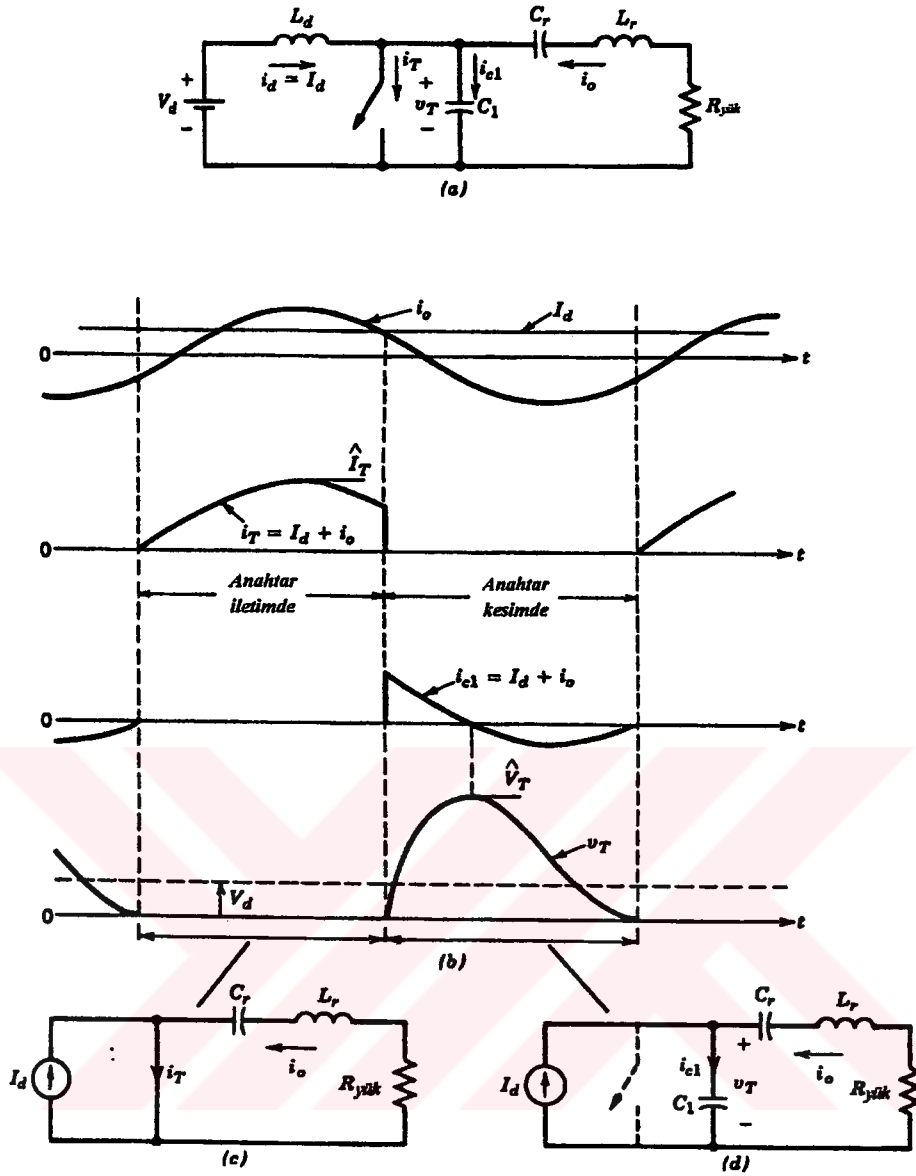
Bu konvertörün uygulamadaki güç şeması ve eşdeğer devresi yukarıda şekil 2.16’da verilmiştir.

Paralel yüklemeli seri rezonanstaki farkı, C_r kondansatörü, L_r kondansatörü ile seri değil paralel rezonans giriyor olması ve aynı zamanda yükte C_r ve L_r ’ye paralel konumlandırılmış olmasıdır.

2.3.4.3 E sınıfı Rezonans Çeviriciler

Avantajı, anahtarlama kayıplarının elimine edilmesi ve EMI’nin düşük olması, ayrıca tek anahtar kullanılıyor olması ve çıkış akımının sinüs biçimli olmasıdır. Dezavantajı ise anahtar üzerinde yüksek tepe gerilimleri ve akımlarının yer alması ve LC elemanları üzerinden büyük gerilim ve akımların geçmesi. Uygulama alanı olarak yüksek frekanslı elektronik lamba balastları örnek verilebilir.

Bu konvertörün eşdeğer devresi ve dalga şekilleri şekil 2.18’de verilmiştir.



Şekil 2.18 E sınıfı rezonans çevirici (a) eşdeğer devre şeması (b) dalga şekilleri

Anahtar on durumuna sokulduğunda, $I_d + i_o$ akımları şekil 2.18c'de görüldüğü gibi anahtar üzerinden geçerler. Anahtar off durumuna getirildiğinde, C_1 kondansatörü nedeniyle, gerilim sıfırdan başlayarak yükselir, dolayısıyla sıfır gerilimde açma (off) gerçekleşir.

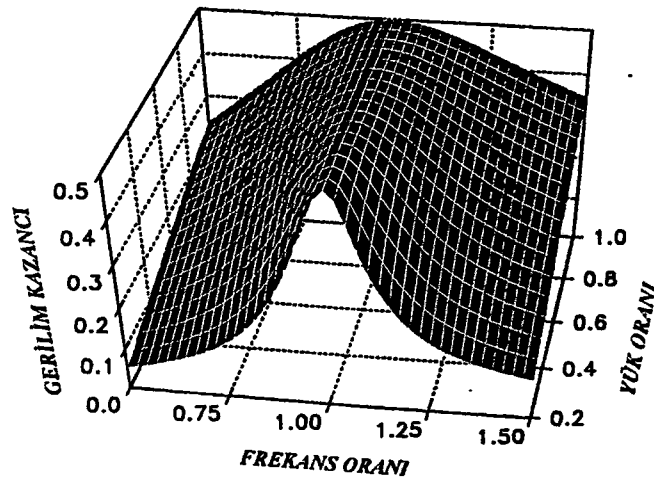
2.4 Yükleli Tip Rezonans Çeviricilerde Kazanç Formülleri ve Kontrol Karakteristikleri [4]

Temel seri ve paralel yükleli seri rezonans devrelerine ve karma yükleli seri rezonans devrelerine klasik ac analiz tekniklerinin uygulanması sonucu seri yükleliye, paralel yükleliye ve karma yükleliye ait kazanç formülleri ve bunlara ait kontrol karakteristikleri sırasıyla aşağıda verilmiştir. (2.33)'deki formülde $C_{r1} = C_{r2} = 1/(\omega_o^2 L_r)$ alınmıştır.

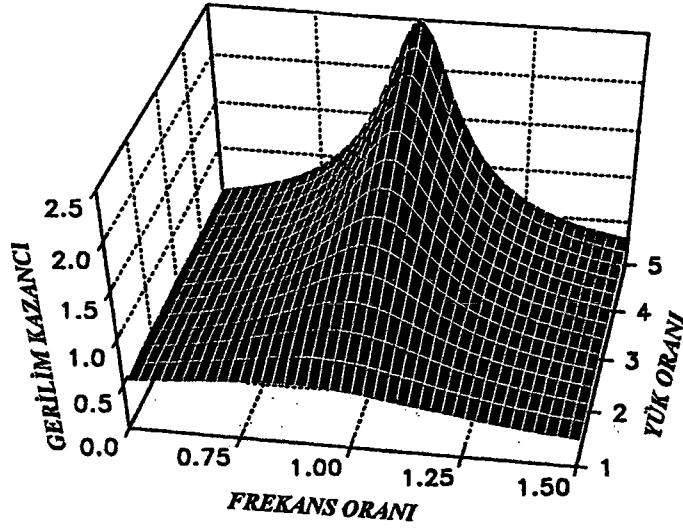
$$K_v = \frac{1}{2\sqrt{1 + \left[\frac{\pi^2}{8r} \left(k_f - \frac{1}{k_f} \right) \right]^2}} = \text{seri yükleli} \quad (2.31)$$

$$K_v = \frac{1}{\frac{\pi^2}{4} \sqrt{(1 - k_f^2)^2 + \left[\frac{8k_f}{\pi^2 r} \right]^2}} = \text{paralel yükleli} \quad (2.32)$$

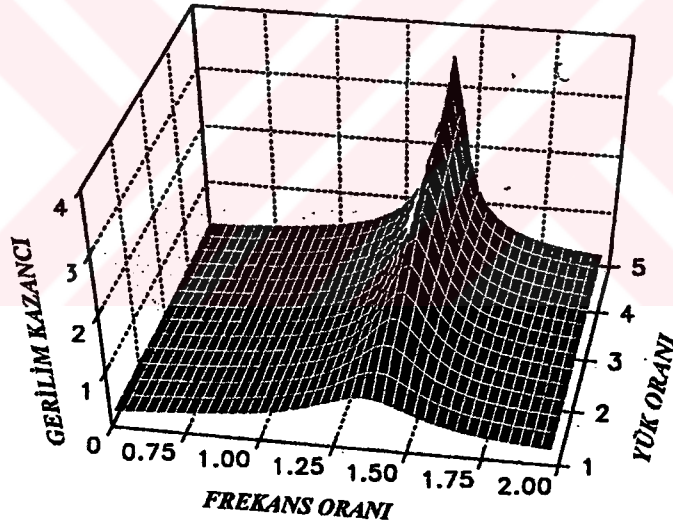
$$K_v = \frac{1}{\frac{\pi^2}{4} \sqrt{(2 - k_f^2)^2 + \left[\frac{8}{\pi^2 r} \left(k_f - \frac{1}{k_f} \right) \right]^2}} = \text{karma yükleli} \quad (2.33)$$



Şekil 2.19 Seri yüklü seri rezonans çeviricinin kontrol karakteristiği



Şekil 2.20 Paralel yüklü seri rezonans çeviricinin kontrol karakteristiği



Şekil 2.21 Karma yüklü seri rezonans çeviricinin kontrol karakteristiği

Yukarıda verilen kazanç eğrilerinden görüldüğü üzere, seri yüklemeli devrenin kazancı daima birin altındadır, dolayısıyla sürekli alçaltıcı olarak çalışır. Paralel ve karma yüklemelinin ise hem 1'in altında hem de 1'in üzerinde kazanç bölgeleri vardır, dolayısıyla hem yükseltice hem de alçaltıcı olarak çalışır.

2.5 Yükleli Tip Rezonans Çeviricilerde Dalga Kontrolü ve Kısmi Rezonans Kavramı [1,6,11]

Harmonikleri i_a akımından yeterince süzmek için LC şebekesi için $\omega_s = \omega_o$ olması gerekli değildir. Ancak, eğer ω_s ω_o 'dan biraz büyük veya düşük ise LC filtresi küçük bir endüktans veya büyük bir kondansatöre benzer. Bu ek empedans yük direnci üzerinde görünen gerilimin genliğini azaltır. Eğer filtrenin Q kalite faktörü yüksek ise ω_s 'i biraz değiştirerek çıkış gücünde büyük değişiklikler elde edilir. Anahtarlama frekansındaki bu değişimden dolayı çıkış gücü veya gerilimi kontrol edilebilir. [4]

Eğer anahtarlama frekansından düşük bir rezonans frekansı kullanılarak çıkış geriliminin kontrolü elde edilirse, filtrenin transfer fonksiyonuna bağlı olarak oldukça büyük olduğu frekansta kare dalganın üçüncü harmoniğinin bulunması mümkündür. Üçüncü harmonik akımının büyük bir kısmı yüke akar. Eğer filtrenin kalite faktörü Q düşük ve admitans eğrisi sonsuz ise bu problem oldukça ciddi bir hale gelir. Çıkış dalga şeklinde az bozulma istenirse bu problem anahtarlama frekansında ve/veya filtrenin kalite faktöründe en düşük limitleri zorlar. Ancak anahtarlama, frekansı ω_o dan daha yüksek ise kare dalganın harmonik bileşenleri yeterince filtre edilir. çünkü $\omega_s > \omega_o$ için $|Y(n\omega_s)| \ll |Y(\omega_s)|$ 'dir. Fakat bu tür kontroller bile sınırlandırmalara sahiptir. Çünkü yarıiletken cihazlar kendi anahtarlama frekansı için bir sınıra sahiptir.

Yükleli tip rezonans çeviricilerin başında da değindiğimiz üzere rezonans çeviricileri “kesintili akım-kısmi rezonans,, ve “kesintisiz akım-rezonans,, çalışma durumları olarak iki bölüme ayırmak mümkündür. Kesintili akımda çalışabilmek için anahtarlama frekansının rezonans frekansının yarısından daha düşük olması zorunludur. Kesintisiz akımda çalışabilmek içinse, rezonans frekansının yarısı ile rezonans frekansı arasında (Rezonans altı çalışma=Kapasitif çalışma) olabilir ki bu durumda sıfır akımda anahtarlama (ZCS) tekniği uygulanması zorunludur. Bu durumda kesime geçiş kayıpları yoktur. Ancak iletme geçiş ve toparlanma kayıpları vardır. Ayrıca anahtarlama frekansı rezonans frekansının üzerinde (Rezonans üstü çalışma=Endüktif çalışma) olabilir ki bu durumda sıfır voltajda tetikleme (ZVS) tekniği uygulanmak zorundadır. İletme geçiş ve toparlanma kayıpları yoktur. Anahtarlama elemanlarına paralel, kayıpsız (lossless) snubber kondansatörleri yardımıyla, kesime geçiş kayıpları da en aza indirgenebilir. Bu bölgede rezonansın

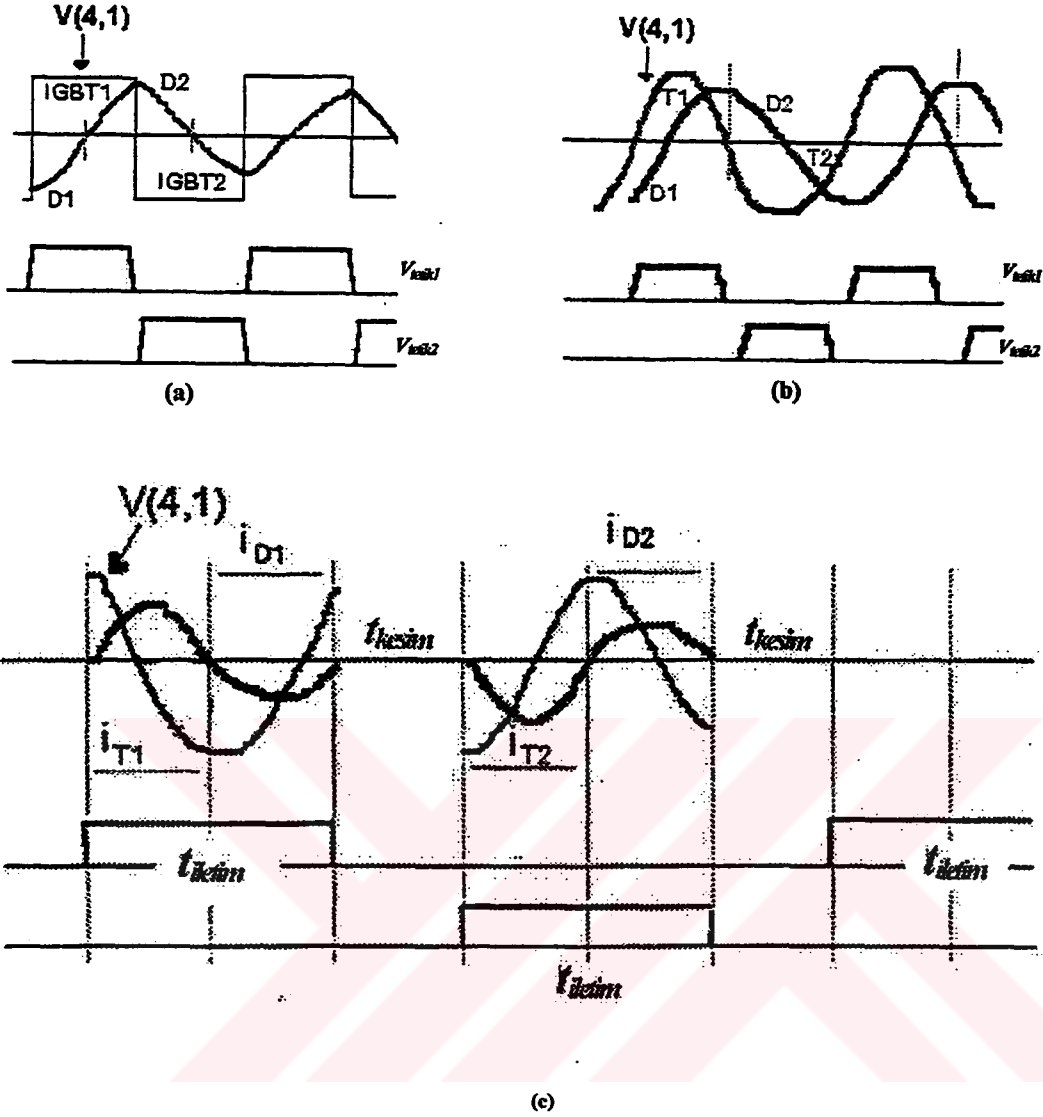
değişim aralığı, rezonans frekansı ile sonsuz arasındadır. Bu yüzden bu bölgenin kesintisiz akım çalışmada en ideal bölge olduğu söylenebilir.

Seri yüklemeli seri rezonans devreleri ve paralel yüklemeli seri rezonans devreleri hem rezonans hem de kısmi rezonans olarak çalıştırılabilir.

Rezonans (kesintisiz akım) çalışmada: IGBT'lere uygulanan darbeler birbirinin tam tersi ve darbelerin açma kapama zamanları birbirine eşit olmaktadır (Çalışma çevrimi= $t_{on}/T=0,5$). Çıkış voltajının ayarı IGBT'lere uygulanan darbelerin çalışma çevrimini değiştirerek değil, aksine frekansını değiştirerek, yani t_{on} ve t_{off} zamanlarını aynı oranda değiştirerek yapılmalıdır. Frekansın değişmesi rezonans devresinin empedansının değişmesine neden olur. Empedansın değişmesi ise devrenin kazancın değiştirir. Dolayısıyla çıkıştaki voltajın değiştirilmesi mümkün olmaktadır. Devreden geçen akım ise rezonans frekansında değil, zorlama nedeniyle anahtarlama frekansındadır

Kısmi rezonans (kesintili akım) çalışmada ise yukarıda gösterilen kazanç eğrilerinden hiçbirisi geçerli değildir. Çünkü akım süreksiz olduğundan, rezonans devresi her bir yarım periyot için geçici rejim davranışı gösterir. (Rezonans çalışmada ise akım sürekli olduğundan birkaç periyot içinde sürekli rejime geçilir. Böylece rezonans devresinin bir empedans olarak düşünülmesi ve yukarıda verilen kazanç eğrilerinin oluşturulması son derece mantıklı olmaktadır.)

Seri yüklemeli ve paralel yüklemeli seri rezonans çeviricilerde, rezonans çalışmada rezonans devresine uygulanan akım-gerilim eğrileri ile seri yüklemeli seri rezonans çeviricilerde, kısmi rezonans çalışmada rezonans devresine uygulanan akım-gerilim eğrileri aşağıdaki gibidir.



Şekil 2.22 (a) Paralel yüklemeli seri rezonans çeviricilerde, rezonans çalışmada rezonans devresine uygulanan akım-gerilim eğrileri (b) Seri yüklemeli seri rezonans çeviricilerde, rezonans çalışmada rezonans devresine uygulanan akım-gerilim eğrileri (c) Seri yüklemeli seri rezonans çeviricilerde, kısmi rezonans çalışmada rezonans devresine uygulanan akım-gerilim eğrileri

Kısmi rezonans çalışma için, dikkat edilirse rezonans devresinden akan akımın bir periyodu kadar süre, IGBT'ye t_{on} darbesi uygulanmakta, sonra darbe kaldırılarak bir müddet beklenilmekte ve diğer IGBT'ye darbe uygulanmaktadır. Buradan anlaşıldığı gibi her darbenin uygulanışında sistem yeniden başlar ve darbenin bitişinde sistem durur. Yani her yarım periyotta bir sistem çalıştırılıyor-durduruluyor demektir. Daha açık bir ifadeyle çıkışta oluşacak voltaj t_o/T ile orantılıdır. T büyütüldüğünde çıkış voltajı azalırken T küçültüldüğünde çıkış voltajı yükselmektedir. Halbuki, rezonans çalışmada çıkış voltajının değişmesi T 'den ziyade rezonans devresinin transfer fonksiyonuna bağlıdır. Örneğin rezonans üstü bir frekansta çalışılıyorsa, T büyüdükçe çıkış voltajı da büyür (kısmi-rezonansın tersi). Rezonans altı çalışmada

ise çıkış voltajı T büyüdükçe azalmakta, küçüldükçe artmaktadır. Frekansın değişmesi, t_{off} zamanının değiştirilmesi ile yapıldığı için, taşınan enerjinin ortalaması da değişmektedir. İlk bakışta rezonans altı (rezonans frekansının altındaki frekansta) çalışmada çıkış frekansının değişimi kısmi rezonans çalışmadaki duruma benziyor gibi gözükmemekte, ancak durum öyle değildir. Çünkü rezonans çalışmada (rezonans frekansının altında veya üstünde) çıkış voltajının değişimi rezonans devresinin transfer fonksiyonuna bağlı olduğu için T ile çıkış voltajı arasındaki ilişki doğrusal değildir. Halbuki kısmi rezonans çalışmada T ile çıkış voltajı arasındaki ilişki yaklaşık doğrusaldır. Doğrusal olması nedeni ile kısmi rezonans çalışan rezonans konvertörün kontrolü kolaydır. Rezonans çalışmada giriş çıkış ilişkisinin doğrusal olmaması kontrolü oldukça zorlaştırmaktadır. Kontrolün kolay olması kısmi rezonans çalışmanın seçilmesi için oldukça önemli bir nedendir. Rezonans devresinde dolaşan akımların frekansı ise rezonans frekansına eşit olmaktadır.

Aşağıda rezonans çalışma ile kısmi rezonans çalışma arasında kıyaslamayı gösteren bir tablo gözükmemektedir.

Tablo 2.3 Rezonans çeviricilerin anahtarlama frekans değerine göre karşılaştırılması

KİSMİ REZONANS ÇALIŞMA	REZONANS ÇALIŞMA	
Rezonans Altı	Rezonans Altı	Rezonans Üstü
Kesime geçiş kaybı yok	Kesime geçiş kaybı yok	Kesime geçiş kaybı var (lossless snubber olmazsa)
İletime geçiş kaybı yok	İletime geçiş kaybı var	İletime geçiş kaybı yok
Toparlanma kaybı yok	Toparlanma kaybı var	Toparlanma kaybı yok
Kontrol kolay	Kontrol zor	Kontrol zor

2.6 L ve C Değerleri

Kare dalganın harmonik bileşenlerini azaltmak ve anahtarlama frekansında az bir değişiklik ile çıkış gerilimi kontrolünü geniş bir aralıkta elde etmek için filtrenin Q kalite faktörünün mümkün olduğunca yüksek olması gereklidir. Ancak, Q ne kadar yüksek olursa endüktans ve kondansatörde maksimum enerji depolama gereksinimi o kadar fazla olur.

$$Q = 2\pi \cdot (\text{Depolanan maksimum enerji}) / (\text{Devir başına enerji harcaması}) \quad (2.34)$$

Devir başına enerji harcanması uygulamanın özelliğine bağlı olan yük gücü ile orantılıdır. Q kalite faktörünün değerini arttırmanın tek yolu depolanan maksimum enerjinin miktarını arttırmaktır[4].

Bu ilişkiye başka bir yolla bakılırsa, seri rezonans filtre için Q'nun tanımı şu şekilde olur,

$$Q = \frac{2\pi \cdot \left(\frac{1}{2} \cdot LI_p^2 \right)}{\frac{1}{2} \cdot RI_p^2 / (\omega_o / 2\pi)} = \frac{\omega_o \cdot L}{R} = \frac{1}{\omega_o \cdot R \cdot C} \quad (2.35)$$

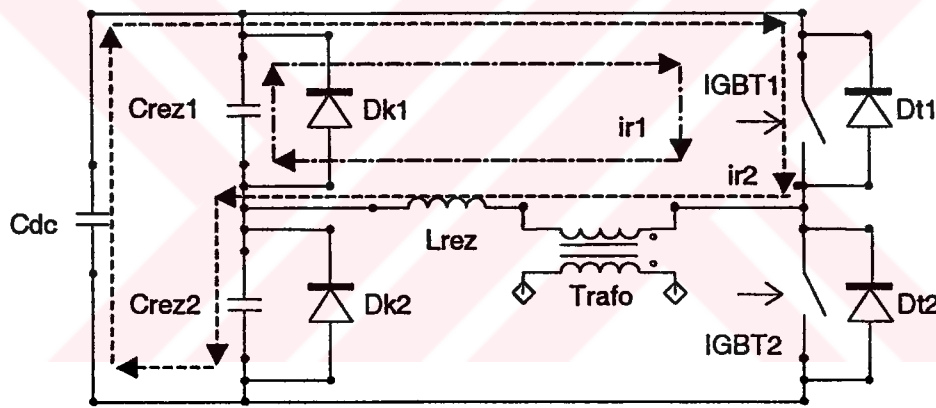
Burada I_p maksimum filtre akımıdır. Bu bağıntıdan görüldüğü gibi yüksek değerde Q için mutlaka C küçük, L büyük olmalıdır. Yük akımı sabit kaldığından, iki elemanda da maksimum enerji depolaması artar. Ekonomik bakımdan büyük endüktansın yapımı oldukça pahalıdır.

geçilebilmektedir. Bu güç katının bir başka özelliği ise alçaltıcı olarak çalışmasıdır. Bu yüzden çıkış geriliminin düşük istendiği uygulamalarda kullanmak daha uygun gibi gözükmemektedir.

Şekilden de görüldüğü üzere şebeke gerilimi önce kontrolsüz doğrultucu ile DC gerilimi çevrilir. Daha sonra rezonans devresinde anahtarlama ile tekrar yüksek frekanslı AC gerilime dönüştürülür ve izolasyon trafosundan sonra hızlı diyotlarla DC gerilime dönüştürülerek çıkışa verilir.

Devrede C_r ($C_{rez1}+C_{rez2}$) rezonans kondansatörlerini, L_{rez} ise rezonans endüktansını oluşturmaktadır.

3.1.1.1 Devrenin çalışma prensibi



Şekil 3.2 Üst taraf için devre çalışma şekli

a) Rezonans çalışma durumu :

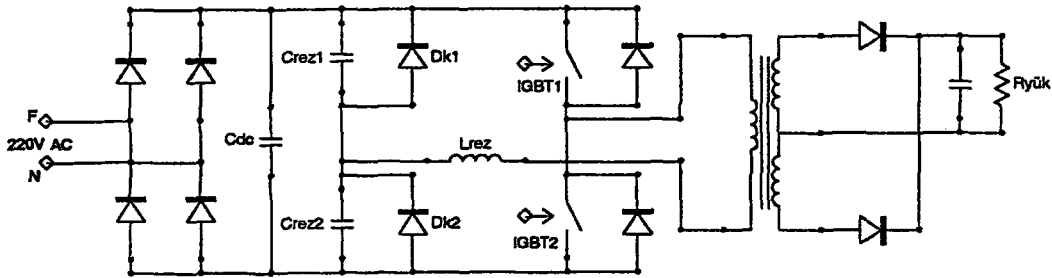
Şekil 2-2'deki devreden de görüldüğü gibi, IGBT1 iletme sokulduğunda, o sırada dc bara voltajına kadar dolmuş olan C_{rez1} kondansatörü IGBT1, L_{rez} ve yük (trafo) üzerinden yolunu tamamlayarak boşalmaya başlar. Aynı anda kaynak (C_{dc} giriş kondansatörü), IGBT1, L_{rez} endüktansı ve yük üzerinden yolunu tamamlayarak C_{rez2} kondansatörünü doldurmaya başlar. Bu durumda devreden geçen akım sinüs formunda olup, her iki akım hem şekil hem de genlik açısından birbirinin aynısıdır. C_{rez1} kondansatörünün voltajı sıfıra iner inmez D_{k1} diyotu devreye girer ve C_{rez1} 'nin ters yönde dolmasını önler. C_{rez1} kondansatörü boşaldığı sırada C_{rez2}

3. GERİLİM KİLİTLEMELİ TİP, SERİ YÜKLEMELİ SERİ REZONANS ÇEVİRİCİ [8]

Bu bölüm kapasitif gerilim kilitlemeli (CVC-Capacitive Voltage Clamped), yarım köprü seri yüklemeli seri rezonans çeviricisini (HBSRC) teorik olarak anlatmaktadır. Tek fazlı CVC-HBSRC'nin şematik sunumu aşağıda gösterilmiştir. Bu devrede asıl istenen geniş yelpazeli besleme gerilimleri için sabit bir dc çıkış gerilimi üretmektir. Ana gerilim kaynağının gün içerisinde gerilim dalgalanmalarının görüldüğü bölgeler için, sabit DC gerilim özellikle önemlidir. Aşağıdaki şekilden de görüleceği gibi şebeke gerilimi önce doğrultulur, ardından rezonans çevirici üzerinden yüksek frekanslı ac gerilime dönüştürülür ve son olarak da izolasyon trafosundan sonra tekrar doğrultularak sabit bir dc gerilime çevrilir.

3.1 Güç Devresi

3.1.1 Tek Faz



Şekil 3.1 Gerilim kilitlemeli tip, seri yüklemeli seri rezonans çevirici güç devresi

Konvertör esasen bir yarı köprü yapısındadır. Trafo öncesine yerleştirilmiş endüktans ile IGBT öncesine yerleştirilmiş kondansatör rezonans tankını oluşturmaktadır. Bu güç katının özelliği kısa devre durumunda da çalışabilir olmasıdır. Doğal olarak akım sınırlama özelliği vardır. Seri rezonans devrelerinin boşa çalışmama problemi burada da söz konusudur. Ancak özel yöntemlerle bu durumun önüne

kondansatörü de tam olarak dc bara voltajına kadar dolar, tam bu sırada kaynak (Cdc) akımı kesilir.

b) Doğrusal çalışma durumu :

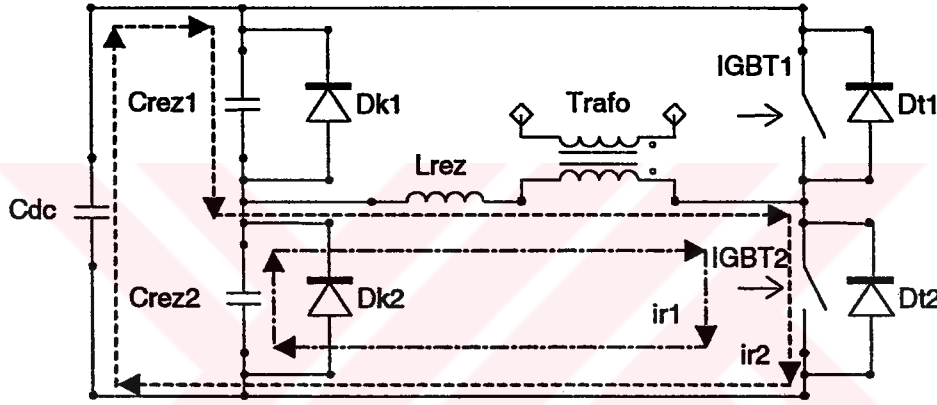
Endüktansın tüm akımı Dk1 diyotu, yük ve IGBT1 yolunu izler. Crez1 devreden çıktığı için Lrez akımı doğrusal olarak Dk1 ve IGBT1 üzerinden azalarak enerjisini yük tarafına boşaltmaya başlar. Akım uygun bir seviyeye indikten sonra IGBT1 tetik gerilimi kesilir. Bu durumda Lrez akımı Dk1, Dt2 , yük ve kaynak (Cdc) yolunu takip ederek, endüktans üzerinde kalan enerjinin bir kısmını yüke, bir kısmını da dc barada bulunan kondansatöre hızla boşaltır. Aynı zamanda akımın bir kısmı da Crez2 üzerinden akarak Crez2'nin boşalmasına neden olmaktadır. Bu da IGBT2 tetiklendiği zaman yük tarafına aktarılacak gücün azalmasına neden olmaktadır. Yukarıda bahsedilen uygun akım seviyesi yaklaşık olarak yalıtım transformatörünün mıknatıslama akımına eşittir.

c) Sükunet durumu :

IGBT'nin kesimini takiben, mıknatıslama akımı yüke transfer edilir ve derhal söndürülür. Bu operasyon sükunet durumu olarak adlandırılır. Sükunet zamanının devam süresi güç transferine bağlıdır, kontrolörler bu zamanı belirler.

Gerekli ölü zaman geçtikten sonra IGBT2 iletime sokulur. IGBT2'nin iletime sokulmasıyla dc bara voltajına kadar dolu olan Crez2 kondansatörü, Lrez, yük ve IGBT2 üzerinden sinüs formunda akım akıtmaya başlar. Aynı anda kaynak (Cdc), Crez1, Lrez, yük ve IGBT2 üzerinden de aynı büyüklükte ve aynı formda akım akar. Crez2 kondansatörü boşaldığında Dk2 diyotu nedeniyle kondansatör tersten dolamaz ve rezonans ortadan kalkar. Tam bu sırada Kaynak (Cdc) tarafından Crez1 aracılığıyla akmakta olan akım aniden durur ve bütün Lrez akımı yük ve Dk2 yolunu tercih eder. Lrez akımı lineer olarak azalır. Akımdaki azalmanın eğimi tamamen giriş voltajı (Cdc) ve çıkış voltajının değerine bağlıdır. (Giriş gerilimi o an düşük ise, kondansatörler geç boşalacağı için, doğrusal bölgeye geçiş o denli geç olacaktır. Çok düşük giriş gerilimlerinde ise doğrusal bölge hiç oluşmamaktadır.) Belli bir zaman sonra IGBT2 tıkama durumuna sokularak akımın hızla sıfıra gitmesi sağlanır. IGBT2 tıkama durumuna geldiğinde akım, Dk2, Lrez, yük, Dt1 ve Cdc yolunu izler. Bu esnada Lrez üzerinde kalan enerjinin bir kısmı yüke bir kısmı ise kaynağa (Cdc)

aktarılır. Anahtarların iletim durumuna sokulduğu esnada devreden akan akımın sıfırdan başlayıp sinüs formunda yükselmesi iletim kayıplarının çok küçük olduğunu göstermektedir. Devreden akan akım mıknatıslanma akımına ulaşana kadar beklemeden IGBT'ler tıkamaya sokulursa, tıkama kayıpları oluşacaktır (çok küçük olması nedeniyle mıknatıslanma akımının sıfıra inmesi beklenmez). Eğer sıfıra inmesi beklenirse tıkama kayıpları sıfıra iyice yaklaşacak ancak bu durum frekansın düşmesine neden olacak, dolayısıyla birim zamanda aktarılan güç azalacaktır. Sonuç olarak yukarıda anlatılanlar ışığında akım için iletime geçiş kaybı sıfır olan, kesime geçiş kaybı ise düşük olan anahtarlama gerçekleşir.



Şekil 3.3 Alt taraf için devre çalışma şekli

Yukarıda değinildiği üzere rezonans akımı hem Crez1 hem de Crez2 kondansatörleri üzerinden akmaktadır. Dolayısıyla rezonans frekansını Crez1 ve Crez2'nin toplamı belirlemektedir.

3.1.1.2 Güç formülleri çıkarılması :

Tek fazlı doğrultulmuş bir sinüsü -90 ile $+90$ arasında $V(t) = V_{\max} \cos Q$ formülü ile ifade edebiliriz. Yarım periyot içerisinde rezonans katının çektiği akım,

$$I_{\text{konv.}}(t) = \frac{V(t)}{Z_r} = V_{L_{\max}} CRf_s \cos Q \quad (3.1)$$

olarak ifade edilir. Kaynak kapasitesinin (C_g) şebekeden çektiği akım ise

$$I_c(t) = C_g \frac{dV}{dt} = -C_g \omega V_{L\max} \sin Q \quad (3.2)$$

Şebeke akımı ise bu iki akımın toplamından oluşur. Yani ;

$$I_{input}(t) = I_c(t) + I_{konv.}(t) = -2\pi f L C_g V_{L\max} \sin Q + V_{L\max} C_R f_s \cos Q \quad (3.3)$$

$V_{L\max} C_R f_s = I_{\max, konv.}$ denilirse (3.3) eşitliği aşağıdaki şekli alır.

$$I_{input}(t) = I_{\max, konv.} \left[\cos Q - \frac{(2\pi f L C_g \sin Q)}{C_R f_s} \right] \quad (3.4)$$

Burada $b = 2\pi f L \frac{C_g}{C_R f_s}$ yazılabilir. Giriş akımının etkin değeri (RMS) ise aşağıdaki gibidir.

$$I_{inputrms} = I_{\max, konv.} \sqrt{\frac{\int_{-T/2}^{T/2} (\cos \phi - \sin \phi)^2 d\phi}{T}} \quad (3.5)$$

İntegralin alınması ile eşitlik

$$I_{inputrms} = 0.70837 V_{L\max} C_R f_s \quad (3.6)$$

halini alır. Buradan rezonans çevircinin şebekeden çektiği güç, tek fazlı bir sistem için (her dc gerilim değerinde güç aktarımı yapıldığı varsayılıyor),

$$P = \frac{V_{L\max}}{\sqrt{2}} \times I_{rms} = \frac{V_{L\max}}{\sqrt{2}} \times 0.70837 V_{L\max} C_R f_s \quad (3.7)$$

$$P = 0.50089 V_{L\max}^2 C_R f_s \quad (3.8)$$

olarak bulunur. Burada;

$V_{L_{max}}$ = şebeke voltajının tepe değeri f_s = anahtarlama frekansı

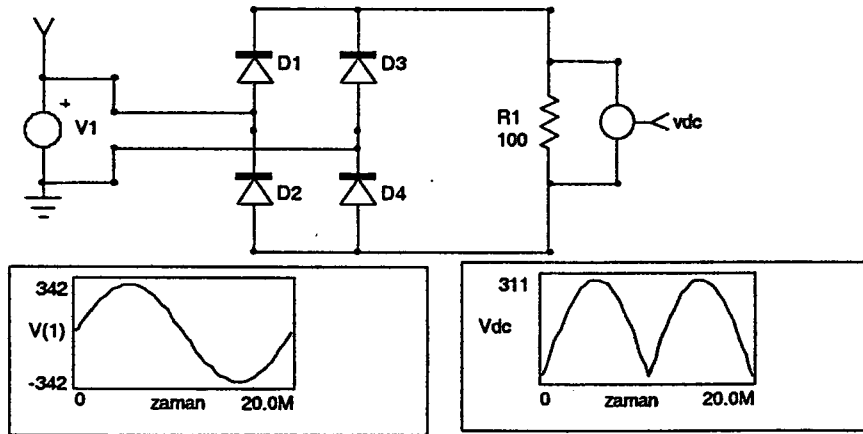
$$P_{output} = nP_{input}$$

n = verim

C_r = rezonans kondansatörü = $C_{1c} + C_{2c}$

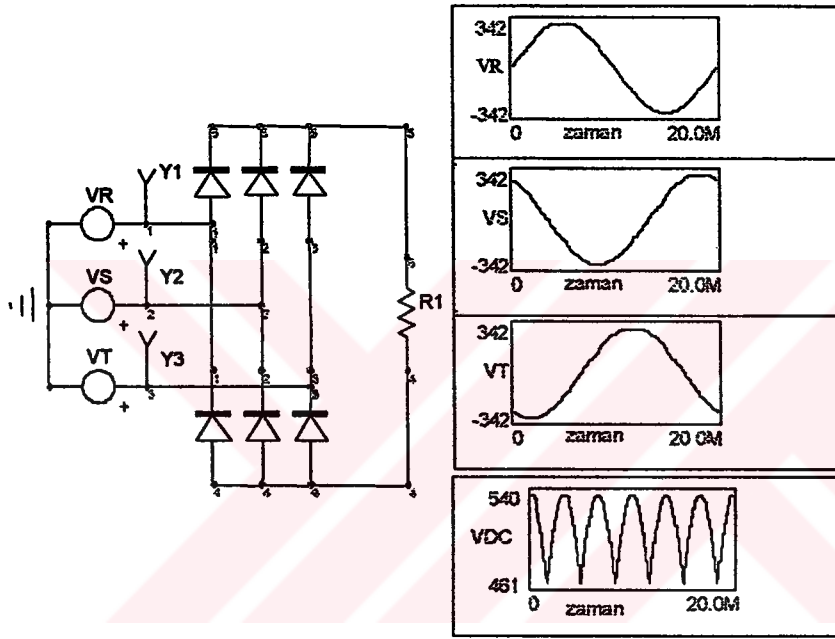
3.1.2 Üç Faz

Üç faz giriş ile tek faz giriş arasındaki önemli farklar şunlardır: Tek fazlı şebeke doğrultulduğunda ortaya çıkan gerilimin dalga şekli; sıfır ile 311V arasında değişen doğrultulmuş bir sinüstür. Güç faktörünü düzeltmek ve şebekeden çekilen 5, 7, 11 gibi harmonikleri düşürmek için rezonans konvertörün dc barasında kullanılan kondansatör değeri göreceli olarak küçük olduğu için, sıfır geçişlerde gerilim sıfıra yaklaşır. Üç fazlı doğrultucunun çıkışında ise gerilim hiç bir zaman sıfıra inmez. Bu durum trafonun çevirme oranını belirlemede önemli bir faktördür. Ayrıca üç fazlı doğrultucu çıkışındaki gerilimin tepe değeri tek fazlıninkinden $\sqrt{3}$ kat daha büyüktür. Rezonans devresinden akan akımın tepe değeri dc bara geriliminin büyüklüğüne bağlıdır. Bu durum hem trafo tasarımını hem de IGBT seçimini etkilemektedir. Diğer önemli bir fark ise tek fazlı sistemde üç fazlı sisteme göre hattan çekilen akım sinüse daha yakın ve hat akımındaki 5,7,11 gibi harmoniklerin daha az olmasıdır.



Şekil 3.4 Tek faz için doğrultucu devre şeması ve dalga şekilleri

Üç faz şebeke ile girişte bulunan doğrultucu arasına şebekeyi temiz tutmak için filtre yerleştirilmiştir. Doğrultucu sonrasına göreceli olarak büyük sayılabilen (rezonans kondansatörlerine göre) bir kondansatör yerleştirilmiştir. Bu kondansatörün konulma nedenlerinden ilki şebekeyi rezonans devresinin ürettiği harmoniklerden korumak, ikincisi şebeke yolundaki endüktanslarla rezonans kondansatörlerinin birbiriyle etkileşime girmesini önlemek, üçüncüsü rezonans endüktansından akan akımın yarısının karşılanması sağlamak, dördüncüsü uygun seçildiğinde güç faktörünün düzeltilmesine yardımcı olmaktadır.



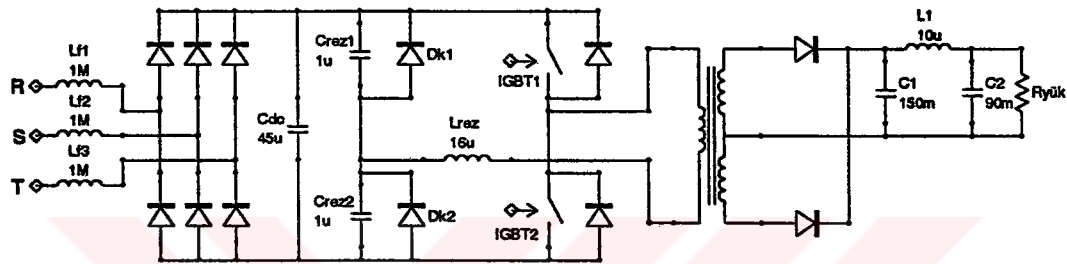
Şekil 3.5 Üç faz için doğrultucu devre şeması ve dalga şekilleri

Seri yüklemeli rezonans devresi klasik yarım köprüye benzemekte ancak yarım köprüde kullanılan kondansatörler bir periyotluk süre içinde yaklaşık sabit kalırlarken rezonans kondansatörleri her periyot dolup boşalmaktadırlar (kondansatörlerin küçülmesi maliyet azalması demektir). Bir diğer fark ise yarım köprüde kullanılan yalıtım transformatöründen geçen akım kare dalga formunda iken rezonans konvertördeki trafonun içinden akan akım sinüs formundadır (trafo kayıpları rezonans devresinde daha az olmaktadır). Normal bir yarım köprüde anahtarlama elemanı akım ve gerilim altında açıp kapama yaparken seri yüklemelide (gerilim kilitlemeli tip) iletme geçme anı sıfır akımda olmakta, iletimden çıkma anı ise sıfıra yakın bir akımda (mıknatıslanma akımı) olmaktadır. Yalıtım trafosundan sonra ise hızlı diyotlarla doğrultulup yüksek frekansa dayanıklı kondansatörlerle

filtreleme yapılmaktadır. Buradaki kondansatörlerin değerleri trafonun ikincil sargı akımı ve çıkış geriliminin dalgalılığı göz önüne alınarak hesaplanır.

Bu konvertörde en önemli bileşenlerden biri kuşkusuz trafo ve onun çevirme oranıdır. Çevirme oranı küçük seçildiğinde birincil sargı akımının tepe değeri yükselmekte ve anahtarlama elemanlarını zorlamaktadır (Akım değerinin yükselmesine neden olmaktadır. Ayrıca kapama esnasında küçük olması gereken akımın da bir miktar büyümesine neden olmaktadır.).

Üç fazlı sistem için örnek spice devresi şekil 3.6’da verilmiştir.



Şekil 3.6 Üç fazlı sistem için örnek spice devresi

3.1.2.1 Güç formülleri çıkarılması

C1 kondansatörü Vdc değerine kadar dolu iken T1 tranzistörü iletime sokulduğunda C1 kondansatöründen T1, L1 ve ferit trafo üzerinden yolunu tamamlayacak şekilde sinüs formunda akım akar. Aynı zamanda Cdc kondansatöründen T1, L1, ferit trafo ve C2 üzerinden yolunu tamamlayacak şekilde sinüs formunda bir akım daha akmaktadır. Diğer bir deyişle T1, L1 ve ferit trafo üzerinden akan akımın yarısı C1 kondansatöründen sağlanırken diğer yarısı Cdc kondansatöründen sağlanmaktadır. Cdc kondansatörü kaynak gibi düşünülerek yapılan çözüm sonucu trafonun birincil sargılarında akan akımın ifadesi şöyledir.

$$i(t) = (V_{dc} - aV_o)\sqrt{2C/L} \sin\left[(1/\sqrt{CL})t\right] \quad (3.9)$$

Burada Vdc kaynak niteliği taşıyan Cdc kondansatörünün gerilimidir. C ise C1 ve C2'nin toplamıdır. $1/\sqrt{CL}$ rezonans frekansını vermektedir. Vo çıkış gerilimidir, a ise trafonun çevirme oranıdır. Formülün çıkartılışı EK-A'da verilmiştir. C1

kondansatörü boşalana kadar bu akım formülü geçerlidir. C1 kondansatörünün boşalma fonksiyonu aşağıda verilmiştir.

$$V_c(t) = (V_{dc} - aV_o) \cos\left[(1/\sqrt{2CL})t\right] + aV_o \quad (3.10)$$

Bu fonksiyon, kapasite içinden geçen akım fonksiyonunun kapasitenin gerilimi ile akımı arasındaki ilişkiyi veren denklemde yerine konması sonucu elde edilmiştir. Fonksiyondan da anlaşılacağı gibi, kondansatörün boşalma zamanı çıkış gerilimine, çevirme oranına ve Cdc kapasitesinin üzerinde bulunan o anki gerilime bağlıdır (Cdc üzerindeki gerilim ise şebekenin o anki geriliminin ve açısının ne olduğuna bağlıdır.). Formülün çıkartılışı EK-A'da verilmiştir.

Üç faz giriş için konvertörün çıkışa transfer ettiği gücün ifadesi aşağıda verilmiştir.

$$P = 0.9 * C * V_{dc} \max^2 * f_{anahtarlama} \quad (3.11)$$

Burada C, C1 ve C2'nin toplamıdır. C1 ve C2 değerleri birbirine eşit olmalıdır. 2C'ye rezonans kondansatörü denir ve sembolik olarak Cr diye gösterilir. Verilen güç ifadesi, kayıpların ihmal edilmesi durumu ve dc barada kullanılan kondansatörün dc bara gerilimini filtre edemediği varsayılarak çıkarılmıştır. DC bara geriliminin filtre edildiği durumda, 0.9 katsayısı 1 ile, V_{dcmax} filtre edilmiş V_{dc} ile değiştirilmelidir.

Yukarıda vermiş olduğumuz tek faz ve üç faza ait güç formüllerinde dikkat edilmesi gereken gücün gerilimin karesi ile arttığıdır. Dolayısıyla tek fazlı ile üç fazlı sistem arasında, bütün malzemeler aynı kalmak şartıyla, güç bakımından yaklaşık beş buçuk kat kadar bir fark vardır (DC bara yükseldiği için.).

Rezonans frekansının formülü,

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_r}} \quad (3.12)$$

şeklindedir. Formülden de görüldüğü üzere f_r ile C_r ters orantılıdır. C_r 'nin dört kat artması L sabit iken f_r 'nin iki kat azalması demektir. Yukarıdaki güç formülünde de

görüreceği gibi güç, anahtarlama frekansı ve C_r ile doğru orantılıdır. Dolayısıyla güç, anahtarlama frekansının düşmesine rağmen artar. Bu sayede üç fazlı sistemde tek fazlı sisteme göre daha yüksek güçlere güvenle çıkılmıştır.

Trafo çevirme oranı düşük seçildiğinde trafo birincil sargısından akan akımın tepe değeri artacaktır. Akımın yükselmesi C_1 kondansatörünün daha hızlı boşalmasına neden olacaktır. En hızlı boşalma durumu akım 90° 'de iken gerçekleşir, en geç boşalma ise 180° 'de iken olur. 180° 'den sonraya sarkan gerilim (şarj) ise boşalamaz. Bu durumda kondansatördeki enerjinin tümü transfer edilemediğinden çıkış gücü zayıflamış olur. Kondansatör boşaldıktan sonra paralel diyot nedeniyle ters yönde dolamadığı için trafonun birincil sargısından geçen akım doğrusal formda olur. Doğrusal bölgenin başlangıcı C_r , L_r , a , V_o , V_{dc} gibi bileşenlere bağlıdır. Doğrusal bölgede akımın fonksiyonu aşağıdaki gibidir.

$$i(t) = I_o - (aV_o/L_r)t \quad (3.13)$$

Doğrusal bölgede endüktanstan akan akım C_1 kondansatörü yerine paralelindeki diyottan aktığı için diyotta doğrusallığın süresiyle orantılı olarak bir miktar kayba neden olur. Formülün çıkartılışı EK-A'da verilmiştir.

En uygun tasarım için kondansatörün boşalma zamanının 180° 'ye tekabül etmesi gerekir. Bu durumda akımın tepe değeri çok yüksek değildir ve kondansatörde biriken enerjinin tümü boşalır. Akımın kendiliğinden sıfıra inmesi nedeniyle anahtar devreden çıkarırken kayıp olmaz (minimal olur). Anahtar iletim durumuna sokarken akım sıfırdan başlayıp sinüs formunda ilerlediği için iletme sokma kaybı zaten yoktur. Böylece hiç anahtarlama kaybı olmayan bir konvertör yapmak mümkündür. Ancak pratikte giriş gerilimi sabit olmadığından bu denli hassas bir tasarım yapılamaz. Şebeke gerilimi kabul edilebilir negatif toleransında iken yukarıda bahsedilen tasarım yöntemi uygulanmalıdır. Şebeke geriliminin pozitif toleransında olması durumunda trafonun birincil sargılarından akan akımın tepe değeri artacak ve kondansatör 180° 'den daha erken boşalacaktır. Dolayısıyla belli bir yerden sonra akım doğrusal olarak azalacaktır. Bu durum için kesinlikle akımın sıfıra yaklaşması beklenmelidir. Aksi takdirde anahtarın kesime gitmesi esnasında anahtarlama kaybı olur ve kısa bir süre sonra anahtarın (anahtarın cinsine bağlı olarak) yanmasına sebep

olur (Rezonans konvertörde IGBT’ler normal çalışma frekansı bölgesinin üstünde kullanıldığından dolayı anahtarlama kaybına tahammül edememektedirler.).

Hem akım fonksiyonundan hem de gerilim fonksiyonundan anlaşılacağı gibi trafonun çevirme oranının ne seçileceği çok önemlidir. C1 kondansatörünün 180°’de boşalabilmesi için aşağıdaki şartın sağlanması gerekmektedir.

$$2aV_o = V_{dc} \quad (3.14)$$

Burada ‘a’ çevirme oranı, ‘Vo’ çıkış gerilimi, ‘Vdc’ dc bara gerilimidir. Formülün çıkartılışı EK-A’da verilmiştir.



4. SON TASARIM ve DENEYLER

Rezonans çevirici ile yapılan cihazların tasarımı zaman ilerledikçe yaygınlaşmaktadır. Bu cihazlar sıfır akım ve gerilimde iletme geçtiği için, klasik anahtarlama ve bastırma devreli (snubber) cihazlara karşı üstündür. Böylece anahtarlama kayıpları sıfıra indirilip, yüksek frekanslarda çalışabilmesi sağlanmaktadır. Frekansın yükselmesi, aynı gücün daha düşük boyutlu pasif elemanlarla (kondansatör, endüktans, trafo vs.) aktarılabilmesini sağlar. Boyutların küçülmesi daha küçük cihazların yapılmasına olanak tanır. Rezonans çeviricilerde anahtarlar daha az stres altında çalışarak, etrafa daha az elektromanyetik dalga yaydıkları için çevreyi daha az kirleten veya neredeyse kirletmeyen cihazlar yapmak mümkündür. Anahtarlarda, anahtar kayıplarının az olması, rezonans çevirici tekniği ile daha verimli cihazlar yapılabileceğini göstermektedir.

Seri yüklemeli seri rezonans çevirici teknolojisi kullanılarak tasarlanan ve ürüne dönüştürülen DC Güç Kaynağı, mevcut klasik yapıdaki güç kaynaklarına iyi bir alternatif olmuştur. Kullanılan rezonans teknolojisi ile güç/ağırlık, verim/ağırlık ve fiyat ağırlık oranları artırılıp, makinenin boyutları ve maliyeti düşürülmüştür.

Devre üzerinde yoğun kuramsal çalışma yapılmış, devre modeli oluşturularak her bir devre elemanının t bölgesi çalışma karakteristikleri geliştirilmiş, bunların SPICE benzetimleri yapılmış, daha sonra bu devreler masa üstünde gerçekleştirilerek denenmiştir. İlk etapta tek fazlı olarak 3 kW gücünde ve üç fazlı olarak 10 kW gücünde iki adet prototip cihaz yapılmıştır.

Bu bölüm kapasitif gerilim kilitlemeli (CVC-Capacitive Voltage Clamped), yarım köprü seri yüklemeli seri rezonans çeviricisini (HBSRC) deneysel olarak anlatmaktadır. Eşdeğer devresinin analizi ve SPICE Modellemesi gösterilmiştir. Birkaç kW'lık uygulamalar için rezonans çeviricileri tek fazlı doğrultucunun çıkışına paralel düzleştirici bir kondansatör paralel bağlanarak sağlanmaktadır. Daha yüksek

güç oranlarında, üç fazlı doğrultucular kullanılır. Bölümün sonunda ise tasarımın ürüne dönüşmüş son haline değinilecektir.

4.1 Kontrol Katı

IGBT kapı sinyallerinin oluşturulması ve çıkış gerilimi ayarının sağlanması için MC34066 Motorola rezonans entegresi kullanılmıştır. Entegre 500Hz ile 1Mhz arasında değişen frekansta sinyal üretebilmektedir. Frekans ayarını ise 3 farklı kipte gerçekleştirebilmektedir. Bunlar:

- 1) Anahtarların iletim süresinin sabit (sabit ON), kesim süresinin değişken olması. (değişken OFF) ile,
- 2) Anahtarların kesim süresinin sabit (sabit OFF), iletim süresinin değişken olması. (değişken ON) ile,
- 3) Karma yöntem olarak 1 ile 2'nin birleşiminden oluşan, frekans arttıkça sabit ON yönteminden sabit OFF yöntemine değişen ayar metotlarıdır.

Entegre sayesinde istenilen kontrol metodu (kesintili veya kesintisiz) gerçekleştirilebilir. Çalışmalarımızda ise sabit kesim süreli ve değişken iletim süreli kontrol uygulanmıştır.

Entegrenin diğer özellikleri ise düşük frekanstan başlayarak yavaş yavaş frekansı yükselten yumuşak kalkış (soft-start) devresine sahip olması, ölü zaman bölgesinin ayarlanabilir olması, iki sürücü kanalına sahip olması ve besleme gerilimi ile referansın düşmesi durumunda kendini kilitleyebilmesi. Entegre ile ayrıntılı bilgi EK-B'de verilmiştir. EK-C'de verilen kontrol kartı şemasında da devre içinde uygulanışını gösterilmiştir. IC14 numaralı entegre MC34066'yı göstermektedir. 8 numaralı bacak set değer girişi, 7 numaralı bacak ise geri besleme girişidir. Bu bacaklar arasında oluşan hata farkı, 6 numaralı bacak ile 3 numaralı bacak arasında akım akmasına neden olur. Bu akımda iletim zamanını direk olarak etkilemektedir. Buradaki fark ne kadar çok olursa hata o kadar çok olacak, buna bağlı olarak oluşan akım artacak ve çıkış frekansı artacaktır yani çıkış gücü artacaktır. Devredeki P15 potu iletim zamanını ayarlamaktadır. Yukarıda yer alan P14 potu ise ölü zamanı ayarlamak için kullanılır. C78'in boşalma süresi ile C61'in boşalma süreleri

oynanarak, sabit iletim zamanlı veya sabit kesim zamanlı kontrol gerçekleştirilir. $t_{C78} > t_{C61}$ için sabit iletim zamanlı kontrol, bunun tersi için sabit kesim zamanlı kontrol gerçekleştirilir.

4.2 Yüksek Frekans Transformatör Tasarımı [3]

Transformatör için önce uygun çekirdek tipi belirlenmelidir. Bu iş için imalatçı firmaların çeşitli güçler ve frekanslar için hazırladıkları çekirdeklerin tanıtıldığı kataloglardan ve eğrilerden yararlanılır.

4.2.1 Transformatörün Sarım Sayısının Hesabı

$$N \frac{d\phi}{DT} = V = V_m \sin wt \quad (4.1)$$

$$\int_0^{\phi} d\phi = \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{V_m}{N} \cos wtdt \quad (4.2)$$

$$B.S = \phi = \frac{V_m}{N} |\sin wt| = \frac{V_m}{wN} |1 - 0| \quad (4.3)$$

$$B.S = \frac{V_m}{2\pi f N} \quad (4.4)$$

$$N1 = \frac{V_m}{2\pi B S f_R} \quad (4.5)$$

N1 : Birincil Sarım Sayısı

Vm : Trafo girişine uygulanan en yüksek voltaj

B : Akı yoğunluğu [Tesla]

S : Minimum Çekirdek Kesiti

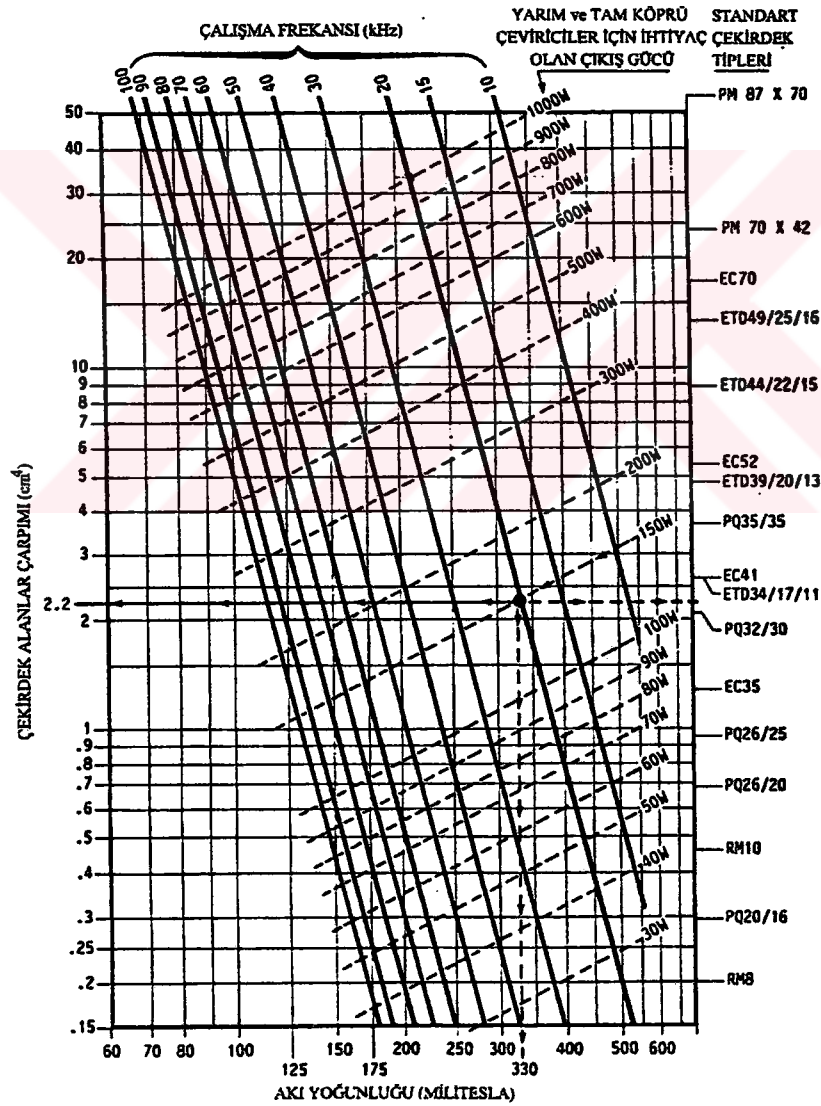
f_R : Rezonans Frekansı

$$N_1 = a N_2 \quad (4.6)$$

N_2 : İkincil Sarım Sayısı

4.2.2 Transformatör Çekirdek Boyutu ve Akı Yoğunluğu Hesabı

Birbirinden bağımsız birçok değişkenle iyi bir çekirdek boyutu ve akı yoğunluğu hesabı yapmak zordur. Aşağıda verilen örnek nomografi yarım köprü ve tam köprü uygulamalarda yararlanabilecek kaynak niteliği taşıyor.



Şekil 4.1 Ferit çekirdek seçiminde çıkış gücü ve çıkış frekansına bağlı olarak, çekirdek alanlar çarpımı (veya çekirdek boyutu) ve akı yoğunluğu tespit grafiği. [3]

Yukarıda verilen nomografin yardımıyla, 20kHz, 150W'lık bir sistem için,

Çekirdek Tipi : EC41

Alan Çarpanı : 1,6cm⁴

Akı Yoğunluğu : 330mT

bulunur.

4.2.3 Transformatör Boyutunda Frekansın Etkisi

Klasik transformatör eşitliği genelde

$$N = \frac{10^8 V}{4,44 f B A_e} \text{ (sinüzoidal dalga uygulamalarında)} \quad (4.7)$$

olarak verilir. Burada;

N : Minimum Sargı Sayısı

V : Sargı Gerilimi, V_{rms}

F : Minimum Frekans, Hz

B : Tepe Akı Yoğunluğu, G (10.000G = 1T)

A_e : Çekirdek Alanı, cm²

Formülde de görüldüğü gibi N ile f birbirleriyle ters orantılıdır. Dolayısıyla teoride frekansı arttırmakla sargı sayısı N azalacak, dolayısıyla trafo küçülecektir, fakat pratikte olan ise bu değildir. Çekirdek kayıpları frekansın yükselmesi ile birlikte hızla artar. Dolayısıyla bakır ve çekirdek kayıplarının neredeyse eşit olabilmesi için daha küçük akı yoğunluklu çekirdekler kullanılır.

4.2.4 Transformatör Tasarımında Dikkat Edilmesi Gereken Hususlar

Rezonans konvertör tasarımında dikkat edilmesi gereken en önemli noktalardan biride, iyi tasarlanamaması sonucu problem çıkarabilecek olan ferit nüveli yüksek

frekans trafolarıdır. Buna bağılı olarak trafo hesabı yapılırken göz önünde bulundurulması gereken bazı maddeler vardır. Bunlar;

Bir trafoda çekirdek kesitinin alanı S_c , iletken geçecek bölgenin kesiti S_i ise trafonun transfer edebileceğı güç

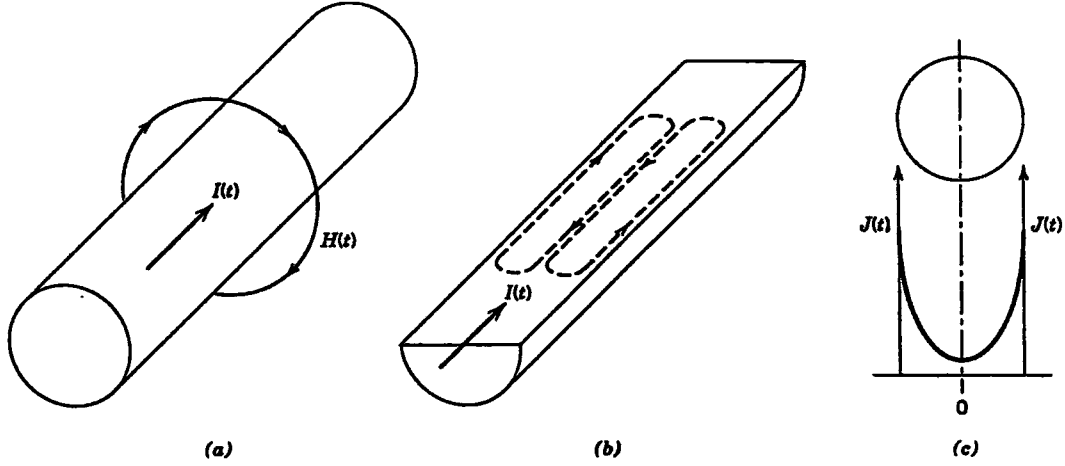
$$P=k*S_c^2*S_i^2 \quad (4.8)$$

dir. Yani kesitin 4. kuvveti ile orantılıdır. Öte yandan, bir trafonun çekirdek hacmi güçle orantılıdır;

$$P = \frac{B^2 * V_{hacim}}{2\mu} \quad (4.9)$$

Ancak hacim cm^3 olduğu için 4. kuvvetten daha azdır. Dolayısıyla alanların büyütülmesi, gücün daha çabuk artmasına neden olur.

1. Hesapların hassas tutması için çekirdek kesitinin kareye yakın olması gerekir.
2. Bir trafoda $HL_c=N_1I_1+N_2I_2+N_3I_3+...+N_nI_n$ 'dür. Eğer temel (birincil) sargı N_1 ise, diğer sargıların işaretleri negatif olur ve $N_1I_1-N_2I_2-N_3I_3-...-N_nI_n=HL_c$ olur. Burada görüldüğü gibi çıkış amper sarımların toplamı giriş amper sarımların toplamına tam eşit değildir. Aradaki bu fark çekirdeğin mıknatıslanmasına harcanır. Diğer bir deyişle temel sargı dışındakilerden hiç akım akıtılmadığında (açık devre) birincil sargısından akan akım mıknatıslanmaya harcanır. Akan bu akımın doyma bölgesinde olmaması gerekir. Trafonun diğer sargılarından çekilen akımlar hiç bir şekilde doymaya neden olmaz. Ancak birincil gerilimi yükseltirirse, bu mıknatıslama akımının artmasına, manyetik endüksiyonun artmasına dolayısıyla doyuma gitmesine neden olur.
3. Yüzey etkisi, trafo sargılarında kullanılan bakır iletkenlerde yüksek frekansın etkisi ile oluşur. Aşağıdaki şekilden de görüldüğü üzere bakır telden akan akım, iletken üzerinde manyetik alan nedeniyle girdap (eddy) akımları oluşturur (Şekil 4.2b).



Şekil 4.2 (a) Bakır iletkenin akımın etrafında yarattığı manyetik alan, b) manyetik alan nedeniyle oluşan girdap akımları, c) akım dağılımında yüzey etkisinin sonucu [1]

Girdap akımların yönü, iletkenin yüzeyinde akan ana akımı artırıcı şekilde, iletkenin ortasında akan ana akımı azaltıcı şekilde oluşur. Dolayısıyla akım iletkenin yüzeylerinden ağırlıklı olarak akmaya başlar ki buna da yüzey etkisi (skin effect) denir. Akımın aktığı bölgenin derinliğini veren formül ise aşağıdaki gibidir.

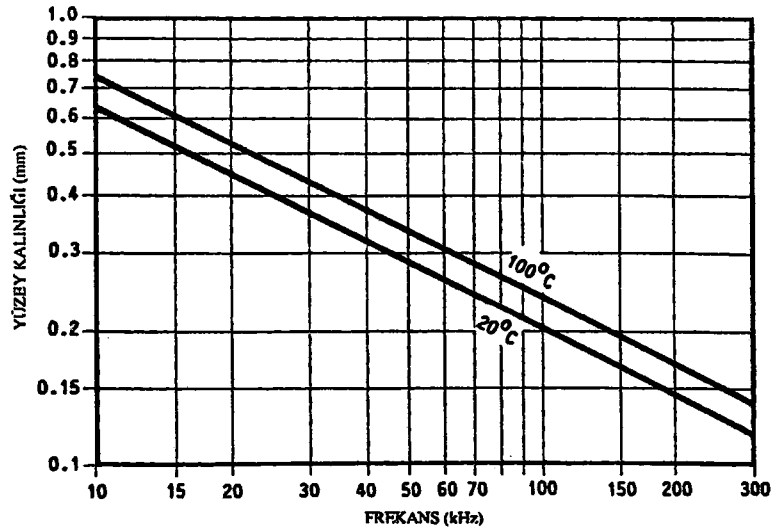
$$\Delta = \frac{K_m}{\sqrt{f}} \quad (4.10)$$

Δ = Yüzey akış derinliği

f = Frekans [Hz]

K_m = Materyal sabiti (Bakır için 75 (100°C) ile 65.5 (20°C) değerleri arasında değişir.)

Yüzey derinliğinin frekansa bağlı değişimini veren grafik aşağıdaki gibidir.



Şekil 4.3 Yüzey kalınlığının sıcaklık parametresine bağlı olarak frekansa göre değişimi.[1]

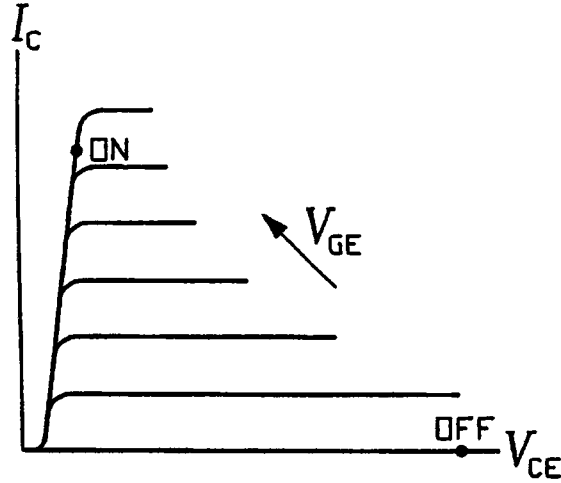
Yukarıdaki şekilden de görüldüğü gibi, yüzey etkisi, trafo tasarlarken göz ardı edilmemesi gereken bir parametredir. Sadece trafo sargıları için değil, yüksek frekansın dolaştığı bütün kabloların buna göre boyutlanması gerekmektedir. Yüzey akış derinliğinin 3, 4 katı büyüklüğünde veya daha büyük iletken kullanılmasından kaçınılmalıdır. Yüksek akım uygulamalarında birbirinden izole, çok telli kablo kullanılmalıdır. (Örneğin 1 adet 10'luk kablo yerine, aynı akım için 10 adet 1'lik kablo kullanılmalıdır.)

4.3 IGBT

IGBT'ler piyasaya 1983 yılında sürülmüş olup o zamandan beri anma değerleri büyük ölçüde artırılmış ve karakteristikleri iyileştirilmiştir. Bugün için 1,5kV ve 1kA'lık elemanlar temin etmek mümkündür. Son zamanlarda ise , orta güçlerde, örneğin dc ve ac motor sürülmesinde, kesintisiz güç kaynaklarında ve DC güç kaynaklarında yaygın olarak kullanılır.

4.3.1 Temel Yapısı [1,4]

Gerilim kontrollü bir eleman olan IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor- İzole Kapılı Bipolar Transistörün) iç yapısı, eşdeğer devresi ve devre sembolü şekil 4.4'de verilmiştir.



Şekil 4.5 IGBT akım-gerilim karakteristiği.

Karakteristik, prensip olarak MOSFET'inkine benzer. Fakat burada savak ve kaynak uçlarının yerini sırası ile kollektör ve emitör almıştır. Ayrıca kollektör-emitör gerilimi hiçbir zaman sıfır olmamakta, bir eşik gerilimi değerinden başlayarak doyma bölgesinde yaklaşık doğrusal olarak değişmektedir. Pratik olarak kollektör-emitör geriliminin, 1.2V mertebesindeki eşik gerilimi ile bir eşdeğer dirençteki gerilim düşümünden ibaret olduğu söylenebilir. Bunların ikisinde kapı-emitör gerilimine bağlıdır. Nominal akımdaki toplam gerilim düşümü takriben 3 ila 3.5V'dur.

Şekil 4.5'ten görüldüğü üzere IGBT'nin belirli bir kapı eşik gerilimi vardır (şekilde minimum V_{GE} gerilimi). Bu gerilimin altındaki kapı-emitör gerilimlerinde IGBT, pratik olarak kesimdedir. Bu değerın üstüne çıkıldıkça kollektör-emitör doyma gerilimi ($U_{CE(SAT)}$) düşer. IGBT; I_C akımının küçük değerlerinde BJT gibi, büyük değerlerinde ise MOSFET gibi davranmaktadır.

MOSFET'ten farklı olarak IGBT'de yapısı nedeniyle ters paralel entegre bir diyot mevcut değildir. Kapama yönünde 5 ila 10V mertebesinde bit tutma gerilimi vardır. Bu nedenle gerilim beslemeli evirici uygulamalarında gerekli olan ters paralel diyotun dışarıdan bağlanması gerekir. Özellikle endüktif yüklerde iletimden çıkarken, aşırı du/dt 'ye karşı bir bastırma devresine ihtiyaç duyabilirler. Pratikte ise IGBT'ler kendisine ters paralel bağlı diyot ile beraber piyasada bulunabilmektedir.

4.3.2 IGBT Sürme devreleri

IGBT'nin sürülmesi tamamen MOSFET gibidir. İletime sokulup çıkarılması için kaçak kapasitelerin şarj ve deşarj edilmesi gerekir. IGBT'de kaçak kapasiteler, aynı nominal değerlere sahip MOSFET'e göre oldukça düşüktür. 200V ve 500kHz'e kadar olan uygulamalarda IGBT'deki kapasitif kayıplar ihmal edilebilecek düzeydedir.

Bir IGBT sürücüsünün doğru boyutlanması için bilinmesi gereken en önemli parametre kapı yükü Q 'dur. Çoğunlukla kapı yükü hakkında bilgi IGBT kataloglarında verilmez veya yeterince tanıtılmaz. Oysa bu değer ölçülerek kolayca hesaplanabilir. Bu yüzden de IGBT için sürücü entegreleri kullanılır. Kapı yükü aşağıdaki formüle göre hesaplanır [12];

$$Q = \int i dt = C * \Delta U \quad (4.11)$$

Q kapı gerilimi izlenerek osiloskop yardımıyla kapının çektiği akımın integrali alınarak hesaplanabilir. Uygulana ΔU 'nun da bilinmesiyle $C = C_{IN}$ (etki giriş kapasitesi) bulunur. C_{IN} 'nin bulunmasının bir başka yolu da IGBT kataloglarında verilen C_{iss} değeridir. C_{IN} ile aralarındaki ilişki ise aşağıdaki gibidir [12].

$$C_{IN} \cong 5 * C_{iss} \quad (4.12)$$

Giriş kapasitesinde biriken enerji ise aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$w = 1/2 C_{IN} * \Delta U^2 \quad (4.13)$$

Burada yer alan ΔU , kapıya uygulanan toplam gerilimdir, yani $\pm 15V$ için $30V$ alınır. Kapı her saat darbesinde iki kere doldurulduğu için, IGBT'yi sürmek için gereken güç aşağıdaki şekilde hesaplanır. Bir sürücü her IGBT için bu gücü çıkışında sağlayabilmeli [12].

$$P = f * C_{IN} * \Delta U^2 = f * Q * \Delta U \quad (4.14)$$

Bir sürücünün çıkış akımı ise minimum. kapı akımına eşit veya daha büyük olmalıdır. Buna göre kapı akımı,

$$I_{G_{max}} = \frac{\Delta U}{R_{G(min)}} \quad (4.15)$$

formülü ile hesaplanır[12]. Burada ΔU kapıya uygulanan toplam gerilimdir, $R_{G(min)}$ ise açma kapama için çeşitli kapı dirençleri kullanılıyorsa en küçüğü alınarak hesaplanır. Özetle doğru sürücü seçilirken IGBT'ye transfer edilen güç ve maksimum çıkış akımına dikkat edilmeli. Özellikle paralel devrelerde kapı kapasitesi büyüdüğü için akım da büyüyecektir. Bu durumda dikkat edilmesi gereken diğer bir hususta sürücünün girişinden çekilen akım da artacağından girişte bulunan DC/DC çeviricinin de aşırı yüklenecek olmasıdır.

Projede sürücü kartında 2 adet, Mitsubishi'nin M57962L model hibrit IGBT sürücüsü kullanılmıştır. Bu sürücünün özelliği giriş ile çıkış arasında optokuplör ile izolasyon sağlaması ve IGBT için, içinde kısa devre koruma devresi barındırmasıdır. Sürücü kartı için gerekli besleme gerilimleri ise cihazın DC barasından beslenen, çok uçlu birbirinden izole voltajlar veren flyback DC/DC dönüştürücüden sağlanmakta. Hibritler IGBT'lerin hem kollektör ve emetörlerine hem de kapılarına bağlanmışlardır. Kapı-emetör bağlantısı IGBT'nin iletme geçmesi durumunda +15V iletmektedir. IGBT'nin iletimden çıkması için ise -9V iletilmektedir. İletimden çıkarmak için daha küçük gerilimle de sürülebileceği gibi, oluşabilecek gürültüden dolayı IGBT'nin yanlışlıkla tetiklenmemesi için genelde -9V seviyesi kabul edilir. İletim durumunda kollektör-emetör arası doyum voltajının (gerilim düşümü) hibrit içine taşınır ve hibrit içinde bir referansla kıyaslanarak IGBT'nin kısa devre olup olmadığına karar verilir, kısa devre durumunda kapı gerilimi hemen -9V'a çekilir ve arıza durumunu bildirmek için hibritin 8. nolu pini düşük seviyeye çekilir. Özellikle hibritin 8. nolu pininin düşük seviyeye çekilmesi IGBT'nin sürekli korunabilmesi için önemlidir. Çünkü hibritler sadece bir darbe süresi kadar koruma yaparlar. İkinci darbe ayrıca değerlendirmeye alınır. Yani kısa devre yokmuş gibi önce darbe uygulanır, sonra kısa devre tekrar algılanıp darbe susturulur. Bu durum sonsuza kadar böyle tekrarlanır. Hibritlerin kısa devreye karar verebilmesi için IGBT'nin içinden nominal akımın çok üzerinde akım geçmesi gerekir. Her defasında kısa

sürelide olsa çok yüksek akımların ve uzun süre devam etmesi IGBT'lerin yıpranmasına ve bir süre sonra da yanmasına neden olur. Bu yüzden 8 nolu pinin verdiği arıza alarmı mutlaka kontrol kartı tarafından değerlendirilip IGBT'lere giden darbelerin hemen kesilmesi lazımdır. Eğer böyle yapılırsa IGBT'lerin ömrü çok uzayacaktır. Cihaza ait IGBT sürücü devre şeması EK-C'de verilmiştir. Tetikleme gerilimi olarak iletim geçiş için +15V, kesime geçiş içinse -10V kullanılmıştır. Kesim gerilimi sıfırdan ne kadar büyük olursa, o IGBT'nin hatta endüklenebilecek gürültü yüzünden iletime girme ihtimali o kadar düşük olacaktır. Gürültüden etkisini azaltmak için, igbt kapı ve emetör kabloları mutlaka birbirlerine sarılarak bağlanmalı ve olabildiğince kısa tutulmalıdır.

4.4 DC Güç Kaynağı

Bu ürünle esas hedeflenen, geniş yelpazeli besleme gerilimleri için sabit bir DC çıkış gerilimi üreten, bunun yanı sıra maliyeti ve boyutları da klasik DC Kaynaklara göre düşürülmüş bir DC Güç Kaynağı yapmaktır. Kullanılan rezonans teknolojisi ile güç/ağırlık, verim/ağırlık oranı artırılıp, aynı boyut ve ağırlıktaki klasik DC Kaynaklara göre daha fazla güç elde edilmiştir. Cihaz aynı zamanda programlanarak akü şarjörü olarak da kullanılabilir.

Tasarımı gerçekleşen kapasitif gerilim kilitlemeli tip (CVC-Capacitive Voltage Clamped), yarım köprü seri yüklemeli seri rezonans (HBSRC) da/da çevircisinin güç katı şeması EK-C'de verilmiştir.

Yarım köprü konfigürasyonu tam köprüye göre yalnızca iki IGBT kullanılmasıyla daha ucuz maliyet getirmektedir. Bunun yanı sıra pasif elemanların boyutlarını ve maliyetlerini düşürebilmek için, anahtarlama frekansı mümkün olduğu kadar yüksek yapıldı. Güç devreleri için standart IGBT'ler kullanıldı ve sert anahtarlama (hard-switching) frekansının üzerinde, 43 kHz maksimum anahtarlama frekansı olmak üzere anahtarlama yapıldı.

Devre girişine isteğe bağlı olarak endüktans ağırlıklı bir filtre konmuştur. Filtrenin anahtarlama frekansındaki empedansı büyük seçilmiştir. Böylece iletimsel EMI düşürülmüş ve şebekeden çekilen harmonikler azaltılmıştır. Şebeke gerilimi köprü diyotlar üzerinden doğrultulduktan sonra bir anahtarlama periyodu boyunca gerilim

kararlılığını sağlamak için kondansatörler konmuştur. Bu kondansatörlerin anahtarlama frekansındaki empedansı küçük seçilerek girişten çekilen harmonikler azaltılmış olup, kapasite değeri çok büyük seçilmeyerek güç faktörünün yüksek olması sağlanmıştır. Devrenin rezonans frekansı 43kHz seçilmiştir. Giriş kondansatörlerinin empedansı rezonans devresinin empedansına göre çok küçük olacak şekilde belirlenir. Aksi halde konvertörün çalışması güçleşir ve dc barada büyük genlikli harmonikler görülür.

Elde edilen yüksek frekanslı akım ve gerilim şekilleri bir izolasyon trafosu üzerinden tekrar doğrultularak çıkışa verilir. Araya konulan izolasyon trafosu sayesinde çıkış gerilimi üzerinde ayar yapma imkanı sağlanır. Fakat burada dikkat edilecek nokta bu devrenin alçaltıcı olarak çalışmasıdır. Bu yüzden çıkış gerilimi yüksek olan uygulamalarda trafonun ikincil sargısının epey yüksek sarım sayısından oluşması gerekir. Bu gibi durumlarda trafo sarımında zorluk oluşabilir ve sarım sayısının artmasıyla kaçak endüktans da artabilir. Çıkışta gerilim ayarının sağlanması için, anahtarlama frekansındaki empedansı oldukça küçük olan kondansatörler konulmuştur. Ayrıca dalgalılığı iyice azaltmak amacıyla ikinci bir filtre daha koymak mümkündür. Trafonun ikincil tarafındaki gerilim yüksek frekanslı ac voltaj olduğundan tekrar dc voltaj çevirmek için hızlı tip diyot kullanılması gerekmektedir.

4.4.1 Çalışma Şekli Ayarı [13]

Cihaz fonksiyonu : Bu ayar, cihazın hangi fonksiyonda çalışacağını belirtir. Ayarlanabilen seçenekler; Akü Şarjörü veya Güç Kaynağıdır. Akü Şarjörü durumunda cihaz dengeleme ya da yüzdürme şarjı uygular. Güç Kaynağı durumunda ise, cihaz sürekli ayarlanan sabit gerilimi uygulayacaktır.

Şarj Şekli : Burada iki durum söz konusudur: Elle ve Otomatik. Elle durumda, cihaz fonksiyonu seçeneğinde ne seçilmiş ise o şarjı uygulayacaktır (Dengeleme ya da Yüzdürme). Otomatik konumda ise cihaz, hangi şarjı uygulayacağına akü şarj akımına bakarak kendisi karar verecektir. (Önce Dengeleme, sonra Yüzdürme). Cihaz Güç Kaynağı olarak çalışıyorsa, bu ayarın bir etkisi yoktur.

4.4.2 DC Güç Kaynağı Modelleri [13]

Tablo 4.1 DC güç kaynağı modelleri

GERİLİM	BİR FAZLI		ÜÇ FAZLI	
	AKIM	MODEL	AKIM	MODEL
12 V	10 A	DS 1012-10	-	-
	50 A	DR 1012-50	-	-
24 V	20 A	DR 1024-20	-	-
	50 A	DR 1024-50	50 A	DR 3024-50
	100 A	DR 1024-100	100 A	DR 3024-100
48 V	20 A	DR 1048-20	-	-
	50 A	DR 1048-50	50 A	DR 3048-50
	-	-	100 A	DR 3048-100
110 V	20 A	DR 1110-20	20 A	DR 3110-20
	-	-	50 A	DR 3110-50
	-	-	100 A	DR 3110-100
220 V	-	-	20 A	DR 3220-20
	-	-	50 A	DR 3220-50

Çalışmalar sonucunda farklı gerilim değerleri için farklı güçlerde modeller oluşturuldu.. İlgili modeller tablo 4.1’de verilmiştir.

4.4.3 DC Güç Kaynağı Teknik Özellikleri [13]

Tablo 4.2 DC güç kaynağı teknik özellikleri

GİRİŞ:	
Giriş gerilimi	Bir fazlı 220 V ac +/- %10 veya Üç fazlı 220/380 Vac +/- %10
Giriş frekansı	50/60 Hz +/- %5
Giriş güç faktörü	Bir fazlı : 0.80 Üç fazlı : 0.95
ÇIKIŞ:	
Çıkış gerilimi	12, 24, 48, 110, 220 V dc -%30...+%20 aralığında ön panelden ayarlanabilir
Çıkış akımı	10, 20, 50, 100 A
Çıkış akım sınırlaması	Inom x %102 0 ... %102 aralığında ön panelden ayarlanabilir
Ripple	< % 1
Gerilim regülasyonu	Yüzdürme şarjında +/- % 0.5 Dengeleme şarjında +/- % 1
Verim	> %85
Korumalar	Giriş ve çıkış otomatik (termik / manyetik) sigortaları Aşırı akım koruması / Aşırı gerilim koruması Otomatik yeniden başlatma (restart) Kısa devre koruması
Akü şarj modları (Şarj gerilimleri ayarlanabilir.)	Otomatik şarj Yüzdürme (float - tampon) şarjı : 2.25 V/hücre Hızlı şarj (boost charge) : 2.4 V/hücre
Hızlı şarj süresi	24 saate kadar 1 dk. hassasiyetle ayarlanabilir
Dijital gösterge özellikleri	2 x 16 karakterli dijital Türkçe göstergeden; Çıkış akım ve gerilimi Arıza bilgileri Tarih ve zamanlı 50 arıza hafızası Yük (%)
Gösterge LED'leri	AA (giriş) var led'i Otomatik şarj led'i Arıza led'i Akım sınırlama led'i Dengeleme şarjı led'i
Kumanda ve kontrol	Ön panel üzerinde yer alan butonlar ile menüden yapılır
Sesli uyarı	Buzzer. Kullanıcı menüden iptal edebilir.
Dielektrik dayanım gerilimi	2000 V Giriş - Çıkış 2000 V Giriş - Şase 500 V Çıkış - Şase (Çıkış gerilimi 50 V'dan küçük cihazlar için) 1000 V Çıkış-Şase (Çıkış gerilimi 50 V'dan büyük cihazlar için)

4.4.4 DC Güç Kaynağı Uyarı ve Alarmlar [13]

Bu bölümde, cihazda görebileceğiniz alarm ve uyarıların bir listesi ile bunların ne anlama geldiği anlatılmıştır. Bu alarm ve uyarılardan Akım Sınırlama dışındakilerin tümü hata hafızasına kaydedilecektir.

Akım Sınırlama : Cihazın akım sınırlama durumunda olduğunu gösterir.

Aşırı Gerilim : Cihazın çıkışında bir aşırı gerilim oluştuğunu gösterir. Bu uyarı aktifken “Otomatik Yeniden Başlatma” devrededir.

Aşırı Yük : Cihazdan bir aşırı yük çekildiğini gösterir. Aşırı yük durumu sona ermediği takdirde cihazınız kendisini bir dakika içerisinde kapatacaktır.

Düşük Gerilim : Cihazın çıkışta istediği gerilimi üretemediğini gösterir.

Hafıza Hatası : Eğer bu hata mesajı cihazın enerjilendiği anda oluşuyorsa cihazın hafızasında sakladığı değerlerden bir veya birkaçının zarar görmüş demektir. Bu durumda kullanıcı, hafızadaki ayar değerlerini gözleyip, hatalı olanları düzeltmelidir. Eğer bu mesaj, hata hafızası taranırken oluşuyorsa, hafızada gerçek ile bağdaşmayan bir veri olduğunu bildirmektedir. Bu durumda ise, hata hafızası temizlenmelidir.

Aşırı Düşük Gerilim : Bu hata, “Akım sınırlama” durumunda çalışan cihazın çıkış akımını sınırlamak amacıyla gerilimini normal çalışma sınırlarının altına indirmek zorunda kaldığını gösterir. Cihaz bu sebeple kendini kapatmıştır.

4.4.5 DC Güç Kaynağı Ek Özellikler [13]

1. Giriş-çıkış RFI filtresi,
2. DA toprak kaçağı uyarısı,
3. Çıkış gerilimi yüksek/düşük uyarı kontağı,
4. Gerilim dengeleme birimi,
5. Paralel çalışma,
6. Akü şarj geriliminde sıcaklık kompanzasyonu ve ekrandan sıcaklık izleme,

4.5 Spice Modeli ve Bilgisayar Benzetişimler

Seri yüklemeli seri rezonans çeviricinin tek fazlı ve üç fazlı bilgisayar modelleri SPICE programı kullanılarak gerçekleştirilmiş ve cihazın, farklı rezonans frekanslarında ve farklı çalışma frekanslarında davranışı incelenmiş, bunlara bağlı olarak anahtar ve yüke ilişkin, akım ve gerilim değerleri hesaplanmış bulunmaktadır. Konvertörün spice modeli ve bilgisayar benzetişim sonuçlarından bir kısmı da EK-D’de verilmiştir.

Şekil D.1’deki spice modelinde rezonans kapasitesi;

$$C_{rez}=C_{rez1}+C_{rez2}=0,81\mu F+0,81\mu F=1,62\mu F$$

Rezonans endüktansı ise $25\mu H$ ’dir. Bu değerlere göre rezonans frekansı;

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} = \frac{10^6}{2\pi\sqrt{1,62 * 25}} = 25kHz \quad (4.16)$$

Seri yüklemeli seri rezonans çeviricinin kontrolünde, anahtara uygulanan tetikleme frekansının kesim süresi sabit (t_{off} =sabit), iletim süresi değişken. (t_{on} =değişken) tutulmuştur. Buna göre şekil D.2 için $t_{on}=49\mu s$ ve $T=100\mu s$ olmak üzere anahtarlama frekansı,

$$f = \frac{1}{T} = \frac{10^6}{100} = 10kHz \quad (4.17)$$

olarak alınmıştır. Şekil D.2’de 1-üst anahtar gerilimi, 2-üst anahtar akımı, 3-üst anahtar tetikleme gerilimi, 4-alt anahtar tetikleme gerilimidir. Bölüm 3’te devrenin çalışma prensibi maddesinden de takip edilebileceği gibi, görüldüğü üzere, anahtarın ilettime girmesi ile devreden rezonans frekansında akım akmaya başlar. Daha sonra akım doğrusal olarak azalır. Bu azalma mıknatıslama akım değerine kadar sürer ve bu değerde sabit kalarak anahtarın iletimden çıkması beklenir. Şekilden görüldüğü üzere ilettime geçiş esnasında anahtar gerilimi sıfırlanmış ve akım sıfırdan başlayarak yavaş yavaş yükselmektedir. Kesime geçiş esnasında ise mıknatıslama akımının değerine bağlı olarak kesime geçiş kaybı vardır. İyi tasarlanmış bir trafoda bu değer küçüleceğinden kesime geçiş kaybı ihmal edilebilir.

Şekil D.3’te ise 1-rezonans akımı, 2- $V(4,1)$ gerilimi, 3 ve 4 ise tetikleme gerilimleridir. $V(4,1)$ gerilimi seri bağlı rezonans endüktansı ile trafonun uçlarına uygulanan gerilimdir. Bu gerilimin sıfıra düşmesi ile rezonans akımı rezonanslıktan çıkar ve doğrusal bölgeye geçer. Burada dikkat edilirse anahtar iletim süresi kısa tutularak yüksek akımda kesime geçiş yapılmıştır. Buna bağlı olarak kesime geçiş kaybı yüksek olur. Bu durumda çalıştırılması anahtarı büyük olasılıkla yakacaktır.

Şekil D.4’te ise 1 ve 2 alt ve üst rezonans kapasitelerinin dolma ve boşalma eğrilerini, 3 ise $V(4,1)$ gerilimini göstermektedir. Görüldüğü üzere kapasitelerden biri boşalmaya başladığında diğeri dolmaya başlamaktadır.

4.6 Deney Sonuçları

Seri yüklemeli seri rezonans çeviricinin gerçekleştirilen tasarımlarından bazalarına ait, anahtar ve yüke ilişkin, akım ve gerilim eğrileri EK-E’de verilmiştir.

Şekil E.1’de şekil D.2’de gösterilen eğrinin uygulamadaki gerçek şeklini göstermektedir. Görüldüğü üzere sabit kesim süreli kontrol uygulanmıştır. Rezonans akımının anahtarlama frekansı düşüken ki davranışını göstermektedir. Şekilden de anlaşıldığı üzere düşük frekanslarda mıknatıslama akımı gitgide azaldığı için kesime geçiş kaybı yüksek frekanstaki kesime geçiş kaybına göre daha az olacaktır. Şekildeki ikinci eğri ise anahtar gerilimidir. Görüldüğü üzere, klasik çeviricilerden farklı olarak ilettime geçiş esnasında anahtar gerilimi önde sıfıra inmekte daha sonra

akım oluşmaktadır. Şekil E.2’de ise anahtar üzerindeki gerilim ve akımın değişimi daha belirgin olarak gözükmemektedir.

Şekil E.3’te ise üç fazlı sistem için uygulanan giriş gerilimi ve buna bağlı olarak girişten çekilen akım gözükmemektedir. Şekil E.4, şekil E.5 ve şekil E.6’da ise rezonans akımının düşük, orta ve yüksek frekanslardaki eğrileri gözükmemektedir.

Ürüne ait resimler EK-F’de verilmiştir.



5) SONUÇLAR

Bu çalışmada rezonans çeviriciler genel olarak incelenmiş, farklı rezonans çeviricilerindeki rezonans devre anahtarlarının sıfır akım ve sıfır gerilimde tetiklenerek anahtarlama kayıplarının sıfıra indirildiği gösterilmiştir. İncelemeler sonucu rezonans prensiple işleyen bir çeviricinin avantajlarını şu şekilde sıralayabiliriz.

1. Anahtarların iletme geçişlerinde ve iletimden çıkışlarında anahtarlama kayıpları, klasik yapıli çeviricilere kıyasla çok azdır. Bu sayede çeviricinin verimi artar.
2. Anahtar üzerindeki kayıpların azalması, bu yöntem kullanılarak yapılacak cihazın ısınmasını da azaltacaktır. Bu durum soğutucu boyutlarında küçölme sağlayacaktır.
3. Evirici, söndürücüler olmadan çalışabilir.
4. Anahtar üzerindeki kayıpların azalması, eviricinin boyutlarını da azaltır ve buna bağıli olarak fiyatını düşürür. Azalan boyut ve düşen ısı dağılımı çeviricinin daha yüksek güçler için gerçekleştirilmesini mümkün kılar.
5. Frekansın yükselmesi ile endüktans, trafo gibi pasif elemanların boyutlarıda azalır. Dolayısıyla daha iyi bir güç/ağırlık oranı elde edilir.
6. Anahtar dayanımı artar çünkü anahtar, sorunsuz çalışması için sınır teşkil eden güvenli çalışma bölgesinin içinde çalışır (Bkz. Şekil 1.2c).
7. EMI problemi oldukça az şiddettedir. Rezonans gerilim darbeleri, zorlamalı anahtarlmalı çeviricilerden çok daha düşük dv/dt ve di/dt oranına sahiptir ve bu yüzden söndürücü devre maliyeti azdır.
8. Motor sürme sistemlerinde akustik gürültü yüksek frekanstan dolayı daha da azalabilir.
9. Makine yalıtımı düşük rezonans gerilim darbelerinden dolayı daha az zorlamalı

olur.

Ancak frekansın arttırılması ile boyutların küçülmesi düşüncesinin bir sınırı vardır. Yaklaşık 500 kHz'e kadar bu yaklaşım geçerlidir. Bu frekansın üstünde bu kabulün tersi gerçekleşebilir. Örneğin bu bölgede kapasite değerleri frekans değerleri ile ters orantılıdır ve kapasitenin AC kontrol kabiliyetinin azalması ile boyutlar, artan frekansla artmaya başlar. Ayrıca bu bölgede manyetik malzeme kayıp yoğunluğu endüktans azalmasından daha hızlı artarak çekirdek boyutlarını büyütür, sarım sayısı hesap yöntemleri yüzünden yer-kazanç verimliliği azalır, yarı-iletken çoğunluk taşıyıcılarının sebep olduğu kayıplar artar. Tüm bu faktörler sistem kayıplarını arttırır. Eğer güç kaynağı boyutları küçültülmek isteniyorsa, hem verimi hem de sistem güvenilirliğini arttıracak yeni elemanlar, teknikler ve malzemeler kullanılmalıdır.

Rezonans çeviriciler üzerine yapılan araştırmalarda farklı birçok rezonans çeviricisi ele alınmıştır. Bunlar üzerine yapılan benzetim çalışmaları sonunda, üçüncü bölümde ayrıntıları sunulan gerilim kilitlemeli tip seri yüklemeli seri rezonans çeviricisi geliştirilmeye değer bulunmuştur. Bu amaçla öncelikle çeviricinin spice benzetimleri yapılarak, çeviricinin bilgisayar ortamında incelenmesi sağlanmış, daha sonra bu çeviriciye ait tek fazlı 3 kW ve üç fazlı 10 kW gücünde iki adet prototipi yapılmıştır.

Seçilen mevcut çeviricide, girişte bulunan doğrultulmuş gerilim iki kondansatör yardımıyla bölünmekte, bu kondansatörlerin gerilimleri paralel diyotlar sayesinde dc bara gerilimine kilitlenmektedir (diyot konulmazsa rezonans kondansatörlerinin üzerindeki gerilim çok yüksek değerlere çıkabilmektedir). Tam köprü çevirici devresine oranla yarı sayıda anahtarlama elemanı kullanılmakta, böylece maliyet azaltılmakta, güvenilirlik arttırılmaktadır. Anahtarlama elemanı olarak standart IGBT'ler kullanılmış ve pasif elementlerin boyutlarını ve maliyetlerini düşürebilmek için, anahtarlama frekansı, sert anahtarlama frekansının üzerinde, 43 kHz olarak seçilebilmiştir. Sürekli ve süreksiz çalışma durumunda sınır durumları tanımlan ve ilgili akım ve gerilim formülleri elde edilmiştir. İlgili formüller EK-A'da verilmiştir.

Gerilim kilitlemeli tip seri yüklemeli seri rezonans çeviricisi üzerine yapılan çalışmalarda elde edilen kazanımlar kısaca aşağıdaki gibidir.

1. Prototip olarak yapılan, çıkış gücü 3 kW olan bir fazlı, çıkış gücü 10 kW olan üç fazlı çeviriciler, geliştirilmiş ve ürün haline dönüştürülmüştür.
2. Anahtarlama kayıpları önemli ölçüde azaltıldığı için her iki tür çeviricide de verimin % 95 den daha büyük olması sağlanmıştır.
3. Bu topolojinin doğal olarak sıfır akım anahtarlama özelliği bulunmaktadır. Anahtarların iletme geçişlerinde mutlak olarak sıfır akım anahtarlama özelliği bulunurken, anahtarlar kesime giderken , transformatörün mıknatıslama akımı kadar bir akım değeri (neredeyse sıfır) üzerinden anahtarlama yapılmıştır.
4. Gerilim kilitlemeli tip seri yüklemeli seri rezonans çeviricisi alçaltıcı olarak çalıştığı için, çıkışında yüksek DC gerilim istenen uygulamalarda trafo ikincil sargısı fazla sarılacağından dolayı, trafonun hem boyutları hem de kaçak endüktansı artacaktır. Kaçak endüktansın artması ise rezonans endüktansını ve dolayısıyla rezonans frekansını etkileyebilecektir. Dolayısıyla tasarım esnasında bu husus göz önünde bulundurulmalıdır.
5. Anahtarlama kayıpları çok küçültüldüğü için, anahtarlama frekansını IGBT'lerin sınır anahtarlama frekanslarının üzerine çıkarmak dahi mümkün olabilmektedir. Böylece konvertörün güç/ağırlık ve güç/hacim oranları, normal anahtarlama yapan konvertörlere oranla iyileştirilmiştir.
6. Transformatör çevirme oranı kayıplara ve çalışma durumlarına etki etmektedir. Yüksek frekans transformatörü üzerine yapılan çalışmalar, bu tür çeviricilerde uygun bir sarım oranının bulunduğunu göstermiştir. Sarım oranını hesabı için bkz. EK-A.
7. Yüksek frekansta anahtarlama yapabilmenin diğer bir sonucu olarak, pasif devre elemanlarının boyutlarında ve maliyetlerinde önemli bir düşüş sağlanmıştır. Tüm cihazın maliyeti, normal anahtarlama yapan rakiplerine oranla daha düşüktür.
8. Tasarım öncesi çalışmada uygulanan yöntemlerin (SPICE vs.), deneysel çalışmayla tam bir uyum içerisinde bulunduğu gösterilmiştir. Bu durum, ilerde yeni güçlerde ve yeni anahtarlarla benzer devrelerin tasarımı gerektiğinde, teorik hesaplamalara güvenilebileceğini göstermiştir. Böylece tasarım süreci hızlanmış ve ucuzlamış olacaktır.

9. Anahtarlama da sabit iletim zamanlı ve değişken kesim zamanlı kontrol yapılmıştır. Değiştirilen kesim zamanı ile rezonans akımının sinüse yaklaşması veya uzaklaşması sağlanır. IGBT'lerden geçen akımın sıfıra ulaşp ulaşmadığının kontrolüne gerek yoktur, çünkü akım doğal olarak sıfır akımdan başlar ve sabit iletim zamanından dolayı hep aynı akım değerinde kesilir ki bu değer 3. maddede anlatılan mıknatıslama akımıdır. Dolayısıyla iletme geçiş anında kayıp yoktur, kesime geçiş anında ise ihmal edilebilecek değerde kayıp mevcuttur.

10. Rezonans devresinden transfer edilen güç kare dalga DC bara gerilimi ve giriş gerilimi ile doğru orantılıdır ve toleransları kesindir.

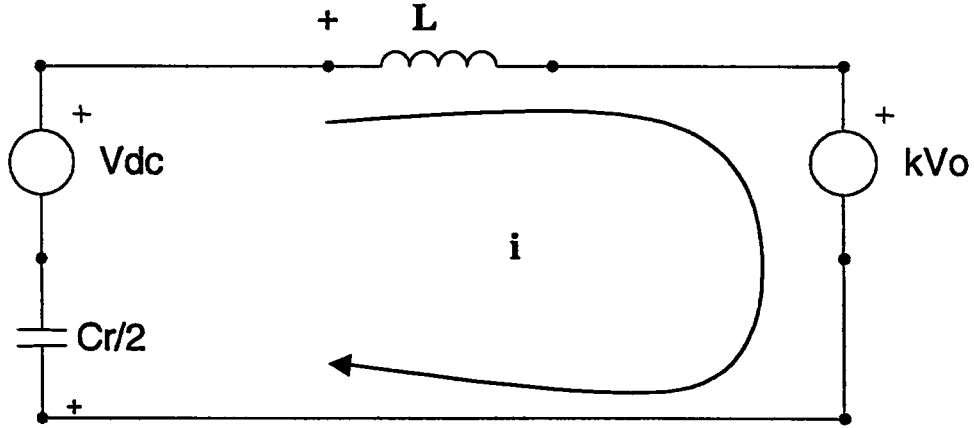
Sonuç olarak bu tez, seri rezonans da/da çeviricisinin tasarımı ve analizi üzerine olup, söz konusu tasarım ölçütleri ortaya konmuş, bu ölçütler imal edilen prototip üzerinde denenerek benzetiminin ve performansının uyum içerisinde olduğu gösterilmiş ve bu teknoloji ile çalışan standart bir ürün piyasaya sunulmuştur.

KAYNAKLAR

- [1] Mohan, N., Undeland, T., Robbins, W.P., 1997, Power Electronics, Converters, Application and Design, John Wiley and Sons, Inc.
- [2] Kassakian, J.G., 1991, Principles of Power Electronics, Addition-Wesley Publications.
- [3] Billings, K.H., 1989, Handbook of Switch Mode Power Supplies, McGraw-Hill Publishing Company.
- [4] Trzynadlowski, A.M., 1998, Introduction to Modern Power Electronics
- [5] Rashid, M., 1994, Power Electronics, Circuit, Devices and Applications, Prentice Hall, London.
- [6] Kazimierczuk, M.K., Czarkowski, D., 1995, Resonant Power Converters, John Wiley and Sons, Inc.
- [7] Zengince, H., 1998, Resonant Converter Topologies Seminar Notes, EKA.
- [8] Tunçay, R. N., Zengince, H., Üçer S., 1999, The Analysis and Design of Capacitor Voltage Clamped Half-Bridge Series-Loaded Series Resonant Converter, Bursa, ELECO.
- [9] Rashid, M., 1996, Recent Developments in Power Electronics, IEEE, Inc. Publications.
- [10] Liu, K.H., Lee, F.C.Y., 1990. Zero-Voltage Switching Technique in DC/DC Converters, IEEE, Vol. PE 5, No 3, July 1990.
- [11] Liu, K.H., Lee, F.C.Y., Oruganti R.G., 1987. Quasi Resonant Converters-Topologies and Characteristics, IEEE, Vol. PE 2, No 1, January 1987.
- [12] Rüedi, H., Köhli, P., 1997, AN9701 Application Note, Concept July 1997
- [13] EKA, Ekim 1999. DR Serisi Doğru Akım Güç Kaynağı Kullanma Kılavuzu. Basım No:1

EK A

REZONANS KAPASİTELERİNİN BOŞALMA FONKSİYONU



Şekil A.1 Seri rezonans çevirici devresinde rezonans çalışma durumu

$t=0$ anında C1 kondansatörü dc bara gerilimine kadar dolu iken T1 anahtarı ilettime sokuluyor. Şekilden de görüldüğü gibi devrede, ilk değeri V_{co} olan kondansatör, ilk akımı sıfır olan endüktans ve akıma direnen çıkışın geriliminin trafonun birincil tarafına yansıması (kV_o) var. Böyle bir devreden geçen akımın ifadesi $C_r/2=C_1$ kondansatörü boşalana kadar sinüs şeklindedir. C1 kondansatörünün boşalma ifadesi ise kosinüs şeklindedir. Aşağıdaki denklem çözülerek C1 kondansatörünün boşalma ifadesi elde edilecektir. Burada C1 kondansatörü bir kondansatör ve ona seri bağlı bir kaynakla (ilk koşul) gösterilmiştir.

$$V_{DC} - kV_o - V_L - V_C = 0$$

$$V_L + V_C = V_{DC} - kV_o$$

$$L \frac{di}{dt} + V_C = V_{DC} - kV_o$$

$$LC \frac{dV_C^2}{dt^2} + V_C = V_{DC} - kV_o$$

$$LC \left[s^2 V_C - \overbrace{s V_C(0)}^0 - \overbrace{V_C'(0)}^0 \right] + V_C = \frac{V_{DC} - kV_o}{s}$$

$V_C(0) = 0$ dir. Çünkü C1 kondansatörünün ilk değeri ayrı bir kaynak olarak alınmıştır. Sembolik C 'nin ilk gerilimi ise zaten sıfırdır.

$$V_c(t) = \frac{V_{DC} - kV_o}{LC} (LC - LC \cos wt)$$

$$V_c(t) = (V_{DC} - kV_o)(1 - \cos wt)$$

C1 kondansatörünün gerilimi eşdeğer devreden anlaşılacağı gibi

$V_{C1}(t) = V_{CO} - V_c(t)$ 'dir. $V_c(t)$ 'nin ifadesi yerine yazıldığında aşağıdaki ifade elde edilir.

$$V_{C1}(t) = V_{DC} - V_c(t) = V_{DC} - (V_{DC} - V_{DC} \cos wt - kV_o + kV_o \cos wt)$$

$$V_{C1}(t) = V_{DC} \cos wt + kV_o - kV_o \cos wt$$

$$V_{C1}(t) = (V_{DC} - kV_o) \cos wt + kV_o$$

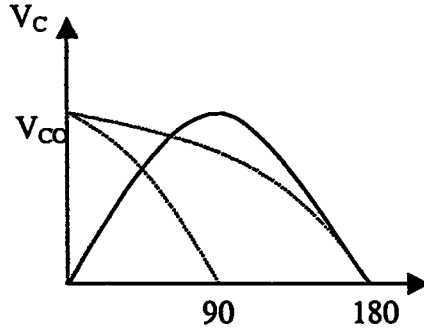
Bu ifade C1 kondansatörünün boşalmasını zaman bağı olarak göstermektedir. Kondansatörün (C1) akımı ile gerilimi arasındaki ilişkiyi veren $i = C \cdot dv/dt$ ifadesinde, gerilim yerine yazıldığında aşağıdaki ifade elde edilir.

$$i(t) = -(V_{CO} - kV_o) \sqrt{\frac{C}{L}} \sin wt$$

Buradaki işaretin negatif olmasının nedeni $i = C \cdot dv/dt$ bağıntısının akım kondansatöre girerken (dolarken) yazılmış bir denklem olmasındandır. Burada ise kondansatör gerilim kutuplaması aynı olmakla birlikte akım kondansatörden dışarı akmaktadır. Bu yüzden akımın işareti negatiftir.

REZONANS KAPASİTELERİNİN 180°'DE TAM BOŞALMA ŞARTI ve TRAFO ÇEVİRME ORANININ SAPTANMASI

Rezonans kapasitelerinin boşalma fonksiyonunu $V_C = (V_{CO} - kV_O) \cos \omega t + kV_O$ olarak daha önce bulmuştuk. Rezonans akım ve gerilim dalga şekilleri aşağıdaki gibidir.



Şekil A.2 Seri rezonans çevirici devresinde kapasitelerin akıma göre 90° ve 180°'de boşalma durumu

Kapasitenin, rezonans akımın bittiği yerde tam boşalmasını istiyorsak, $\omega t = 180^\circ$ ve $V_C = 0$ için,

$$0 = (V_{CO} - kV_O) \cos 180^\circ + kV_O$$

$$0 = (V_{CO} - kV_O)(-1) + kV_O$$

$$V_{CO} = 2kV_O$$

$$k = \frac{V_{CO}}{2V_O}$$

olarak bulunur.

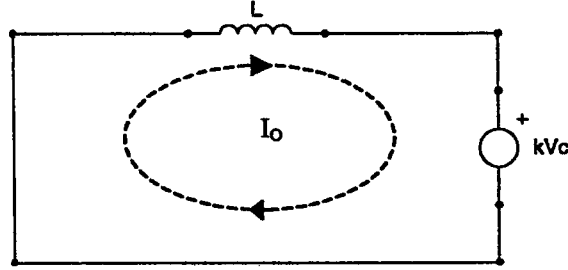
$V_{CO} = 537 \cdot \sin 60^\circ \cdot 0.8 = 372 \text{ V}$ (dc bara geriliminin en düşük olduğu nokta için ve şebekenin %20 düşmesi durumunda)

$k = 372 / 2 \cdot 50 \rightarrow k = 3.72$ olarak bulunur. (Çıkış gerilimi 50 V alınmıştır.)

180° boşalma şartı ile giriş gerilimi, yukarıda tayin edilen değere düşmesi durumunda bile, yukarıda hesaplanan trafo oranı sayesinde çıkışa tam güç iletmeye devam edecektir.

REZONANS AKIMI DOĞRUSAL BÖLGE FONKSİYONU

C1 kondansatörü tam olarak boşaldığında, paralelindeki diyot nedeniyle ters yönde akım akamaz, bunun yerine diyottan akar. Bu nedenle devrede kondansatör kalmadığı için akım doğrusal formda azalır. Bu ifadeyi aşağıdaki diferansiyel denklemi çözerek elde etmek mümkündür.



Şekil A.3 Seri rezonans çevirici devresinde doğrusal çalışma durumu

$$V_L + kV_o = 0$$

$$L \frac{di}{dt} + kV_o = 0$$

$$LsI - LI_o + \frac{kV_o}{s} = 0$$

$$LsI = LI_o - \frac{kV_o}{s}$$

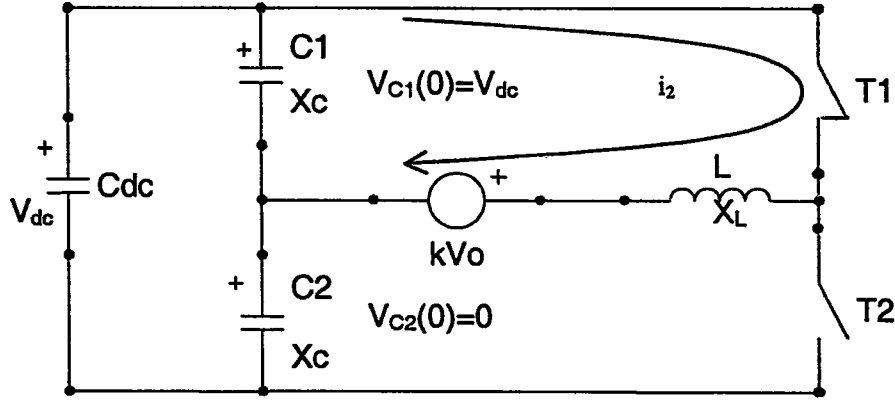
$$I = \frac{-kV_o}{s^2 L} + \frac{I_o}{s}$$

$$I(t) = \frac{-kV_o}{L} t + I_o$$

I_o değeri, C1 kondansatörünün boşaldığı andaki endüktans akımının değeridir. C1 kondansatörünün boşalma ifadesine bakarak hangi parametrelerin ne oranda etkilendiğini görmek mümkündür. $V_c(t) = (V_{co} - kV_o)\cos\omega t + kV_o$ boşalma ifadesinden de görüldüğü gibi dc baranın o andaki gerilim değeri, çıkış gerilimi, çevirme oranı gibi faktörler kondansatörün boşalma zamanını etkilemektedir. Tasarım yapılırken en düşük dc bara geriliminde ve tam güçte C1 kondansatörü 180 derecede tam boşalacak şekilde tasarlanırsa hem iletme geçme hem de iletimden çıkma anında anahtarlama kaybı olmaz (minimumdur). Eğer tam yükte ve giriş gerilimi normal değerinde iken C1'in 180 derecede boşalması sağlanacak şekilde tasarlanması halinde giriş gerilimi düşük olduğu durumda tam gücü veremez veya tam gücü verebilmek için akım sıfıra inmeden anahtarlama yapmak zorunda kalınacağından anahtar kaybı olur. Bu da anahtarlama elemanının yanmasına neden olabilir.

REZONANS AKIMI FONKSİYONU

$t=0$ anında C1 kondansatörü dc bara gerilimine kadar doludur ve C2 kondansatörü tamamen boştur. Cdc kondansatörü C1 ve C2' ye göre oldukça büyük olup bir anahtarlama periyodunda yaklaşık sabit gerilim bulundurur. T1 anahtarı iletme sokulduğunda eşdeğer devre aşağıdaki gibi olur.



Şekil A.4 Seri rezonans çevirici devresinde doğrusal çalışma durumu

Bu devre için aşağıdaki matris formundaki denklemler yazılabilir. Birinci gözde bulunan Cdc ve C1 kondansatörlerinin ilk değerleri birbirine eşit ve alınan yöne göre ters işaretli olduğu için birbirini götürür.

$$\begin{bmatrix} 2X_C & -X_C \\ -X_C & X_C + X_L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{V_{dc}}{s} - \frac{V_{dc}}{s} \\ \frac{V_{dc}}{s} - \frac{kV_o}{s} \end{bmatrix}$$

$$2X_C i_1 - X_C i_2 = 0 \rightarrow i_1 = \frac{X_C}{2X_C} i_2 \rightarrow \underline{i_1 = \frac{1}{2} i_2}$$

$$-X_C i_1 + (X_C + X_L) i_2 = \frac{V_{dc}}{s} - \frac{kV_o}{s}$$

$$-X_C \frac{1}{2} i_2 + (X_C + X_L) i_2 = \frac{V_{dc}}{s} - \frac{kV_o}{s}$$

$$i_2 \left(\frac{1}{2} X_C + X_L \right) = \frac{V_{dc}}{s} - \frac{kV_o}{s}$$

$$i_2 = \frac{V_{dc} - kV_o}{s(\frac{1}{2}X_C + X_L)} = \frac{V_{dc} - kV_o}{s(\frac{1}{2}\frac{1}{sC} + sL)} = \frac{V_{dc} - kV_o}{(\frac{1}{2}\frac{1}{C} + s^2L)} = \frac{V_{dc} - kV_o}{L(\frac{1}{2CL} + s^2)}$$

$$i_2 = \frac{V_{dc} - kV_o}{L} \frac{\frac{1}{\sqrt{2CL}}}{\frac{1}{\sqrt{2CL}} \left[s^2 + \left(\frac{1}{\sqrt{2CL}} \right)^2 \right]}$$

$$w = \frac{1}{\sqrt{2CL}} = \frac{1}{\sqrt{C_r L_r}}$$

$$i_2(t) = \frac{V_{dc} - kV_o}{L} \sqrt{2CL} \sin\left(\frac{1}{\sqrt{2CL}} t\right)$$

$$\underline{\underline{i_2(t) = (V_{dc} - kV_o) \sqrt{\frac{2C}{L}} \sin wt}}$$

i₂ akımı trafonun birincil sargılarından geçen akımdır. Son eşitlikten anlaşılacağı gibi rezonans kondansatörü C₁+C₂'ye eşdeğerdir. C_r=C₁+C₂=2C



MOTOROLA

Order this document by MC34066/D

MC34066 MC33066

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.

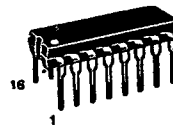
Also included are protective features consisting of a high speed fault comparator and latch, programmable soft-start circuitry, input undervoltage lockout with selectable thresholds, and reference undervoltage lockout.

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

HIGH PERFORMANCE RESONANT MODE CONTROLLERS

SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA

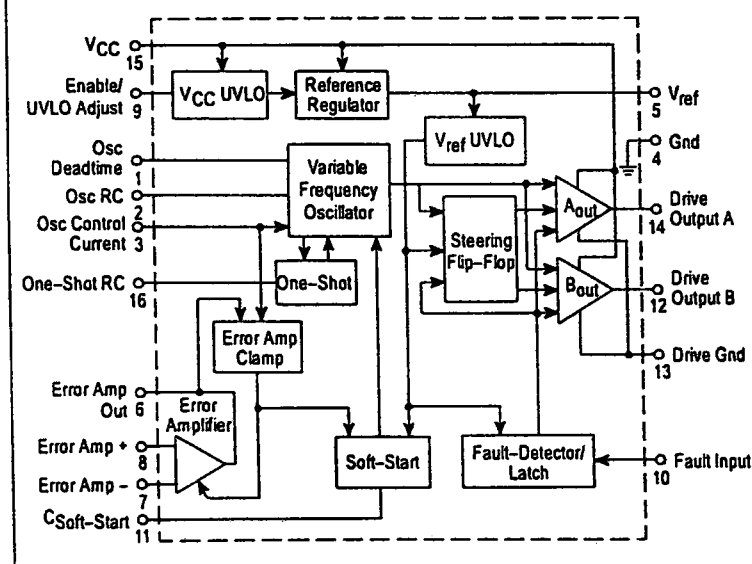


P SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 648

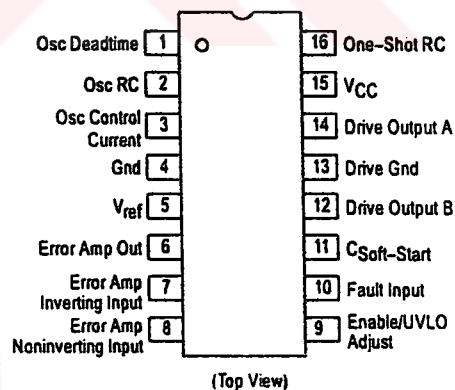


DW SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 751G
(SO-16L)

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	A
Continuous		1.5	
Pulsed (0.5 μs, 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°C	P _D	862	mW
Thermal Resistance, Junction-to-Air	R _{θJA}	145	°C/W
P Suffix Package, Case 648			
Maximum Power Dissipation @ T _A = 25°C	P _D	1.25	W
Thermal Resistance, Junction-to-Air	R _{θJA}	100	°C/W
Operating Junction Temperature	T _J	+150	°C
Operating Ambient Temperature	T _A		°C
MC34066		0 to +70	
MC33066		−40 to +85	
Storage Temperature Range	T _{stg}	−65 to +150	°C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = 12\text{ V}$ [Note 2], $R_{OSC} = 95.3\text{ k}$, $R_{DT} = 0\text{ }\Omega$, $R_{VFO} = 5.62\text{ k}$, $C_{OSC} = 300\text{ pF}$, $R_T = 14.3\text{ k}$, $C_T = 300\text{ pF}$, $C_L = 1.0\text{ nF}$, 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 ($I_O = 0$ mA, $T_A = 25^\circ\text{C}$)	V_{ref}	5.0	5.1	5.2	V
Line Regulation ($V_{CC} = 10$ V to 18 V)	Reg_{line}	–	1.0	20	mV
Load Regulation ($I_O = 0$ mA to 10 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°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 ($V_{CC} = 10\text{ V to } 18\text{ V}$, $T_A = T_{\text{Low to } T_{\text{High}}$)	$f_{OSC(\text{low})}$	90 85	100 –	110 115	kHz
Frequency (Error Amp Output High) $T_A = 25^\circ\text{C}$ Total Variation ($V_{CC} = 10\text{ V to } 18\text{ V}$, $T_A = T_{\text{Low to } T_{\text{High}}$)	$f_{OSC(\text{high})}$	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 ($V_{CC} = 10\text{ V to } 18\text{ V}$, $T_A = T_{\text{Low to } T_{\text{High}}$)	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 ($V_{CC} = 6.0\text{ V}$, $I_{\text{Sink}} = 1.0\text{ mA}$)	$V_{\text{OL(UVLO)}}$	–	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 ($V_{\text{Pin } 10} = 0\text{ V}$)	I_{IB}	–	–2.0	–10	μA
Propagation Delay to Drive Outputs (100 mV Overdrive)	$t_{\text{PLH(In/Out)}}$	–	60	100	ns

SOFT–START

Capacitor Charge Current ($V_{\text{Pin } 11} = 2.5\text{ V}$)	I_{chg}	4.5	8.1	14	μA
Capacitor Discharge Current ($V_{\text{Pin } 11} = 2.5\text{ V}$)	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}	$V_{\text{th(UVLO)}}$	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	$V_{\text{th(Enable)}}$	6.0	7.0	–	V
Enable/UVLO Adjust Input Current (Pin 9 = 0V)	$I_{\text{in(Enable)}}$	–	–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
---	----------	--------	------------	-----------	----

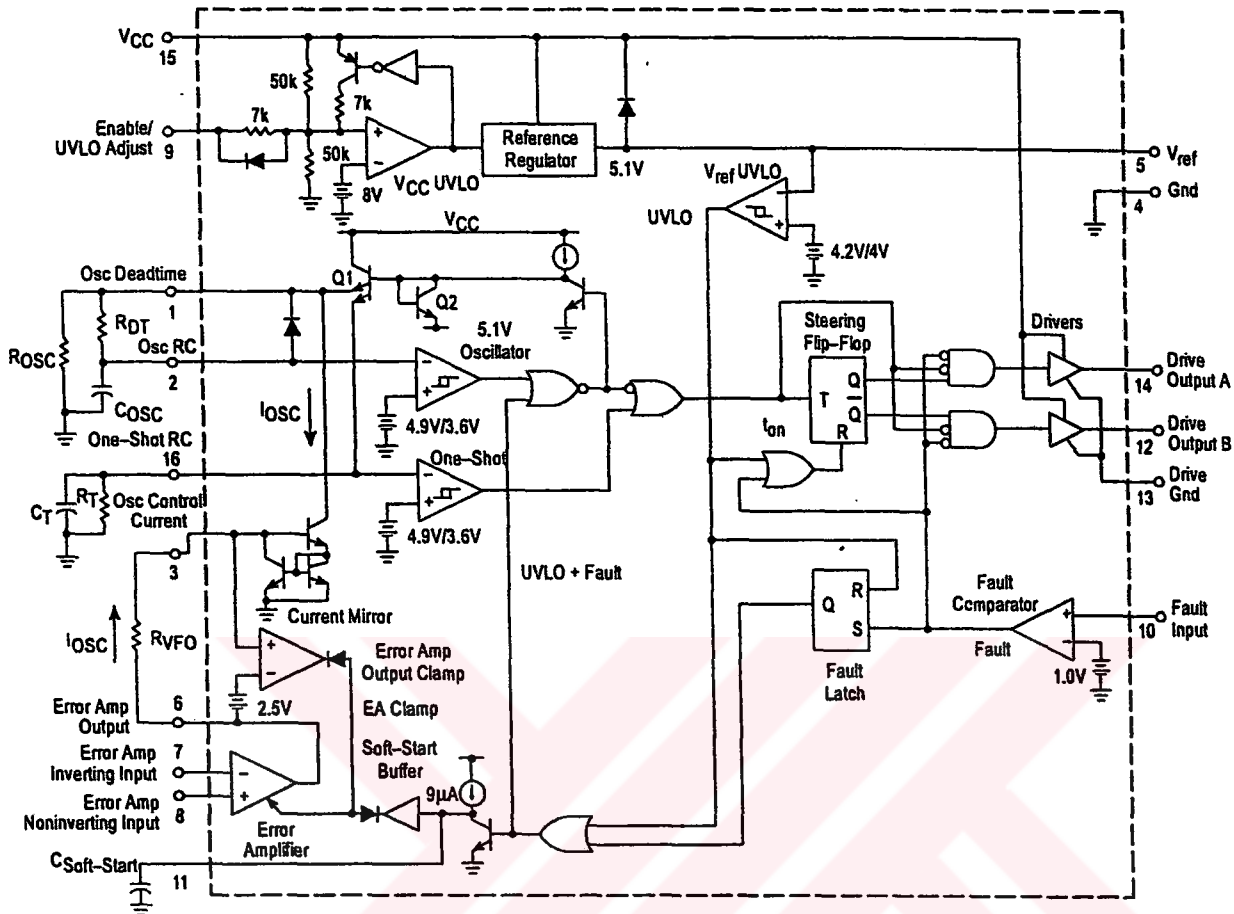
NOTES: 2. Adjust V_{CC} above the Startup threshold before setting to 12 V.

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 $+85^\circ\text{C}$ 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 Oscillator, a One-Shot, a pulse Steering Flip-Flop, a pair of power MOSFET Drivers, and a wide bandwidth Error Amplifier. 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.

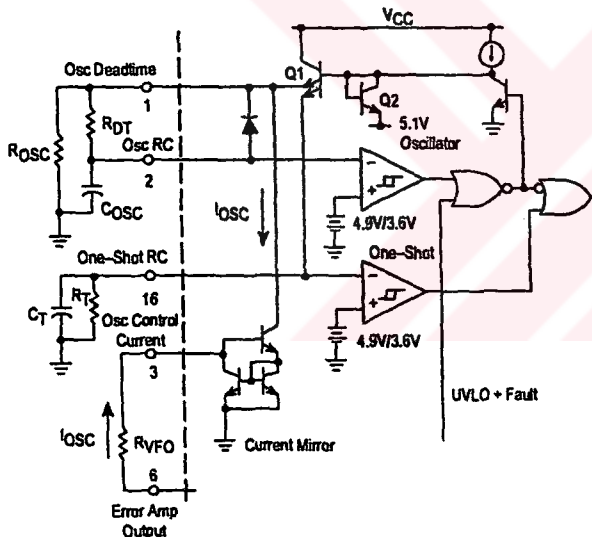
MC34066 MC33066

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.

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

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.

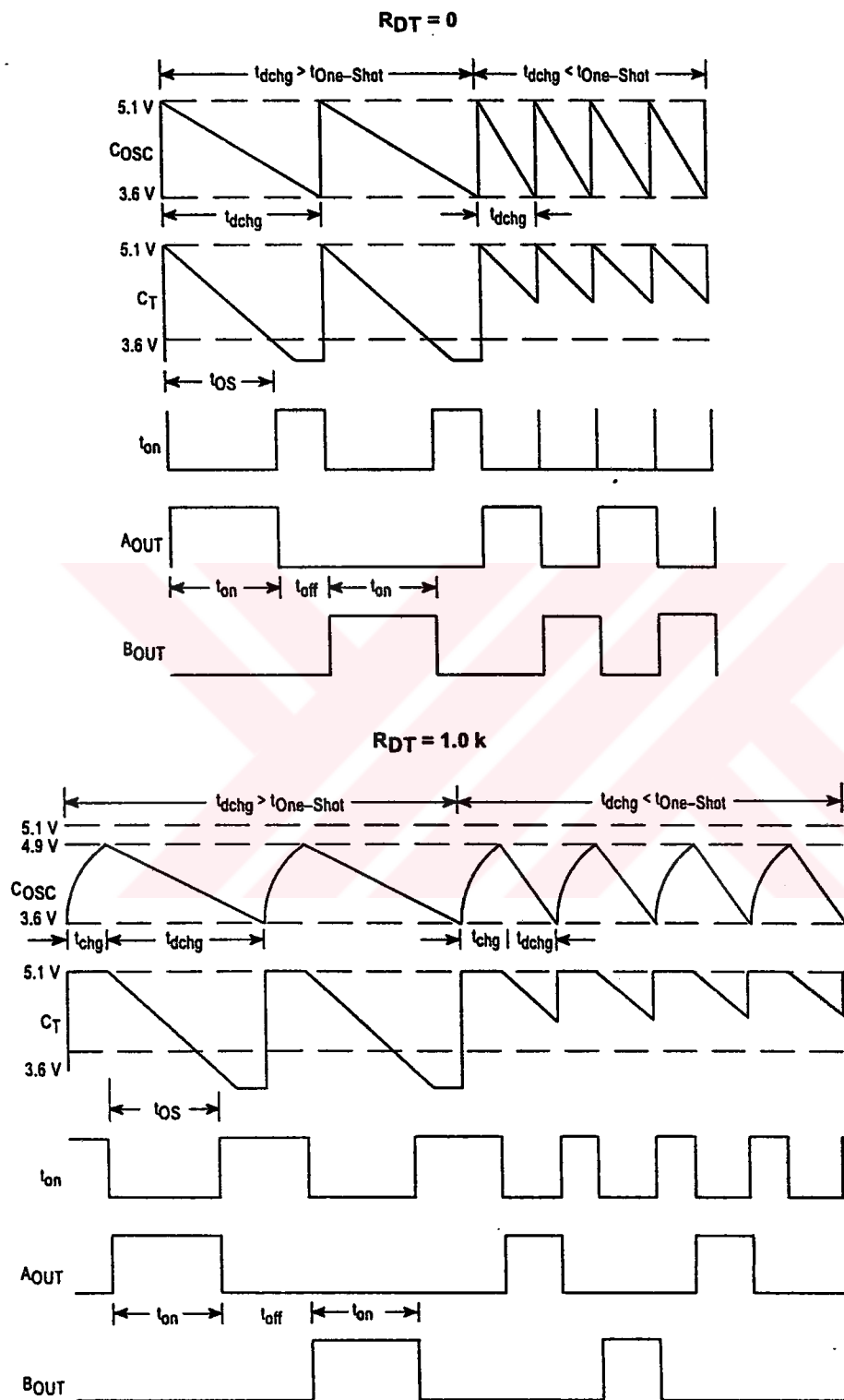
One-Shot Timer

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 .

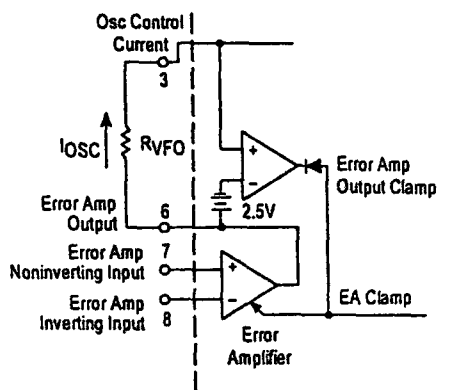
The outputs of the Oscillator and One-Shot comparators are OR'd together to produce the pulse t_{on} , which drives the Flip-Flop and output drivers. The output pulse t_{on} is initiated by the Oscillator, but either the oscillator comparator or the One-Shot comparator can terminate the pulse. When the 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

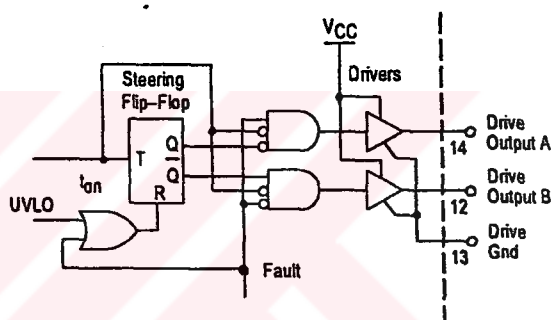


Output Section

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

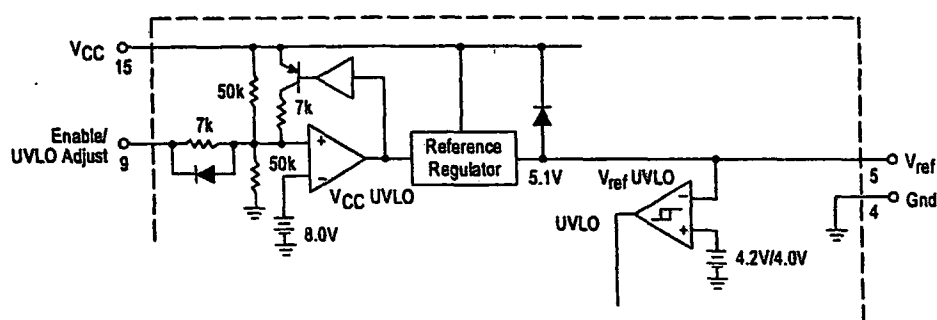
The MC34066 Resonant Controller provides a number of support and protection functions including a precision voltage reference, undervoltage lockout comparators, soft-start circuitry, and a fault detector. These peripheral circuits ensure that the power supply can be turned on and off in a safe, controlled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



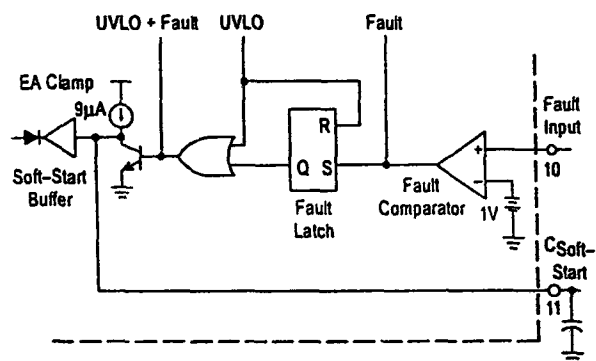
The Enable/UVLO Adjust terminal allows the power supply designer to select the V_{CC} UVLO threshold voltages. When this pin is open, the comparator switches the controller on at 16 V and off at 9.0 V. If this pin is connected to the V_{CC} terminal, the upper and lower thresholds are reduced to 9.0 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 COSC 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 CSoft-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 CSoft-Start terminal.

APPLICATIONS

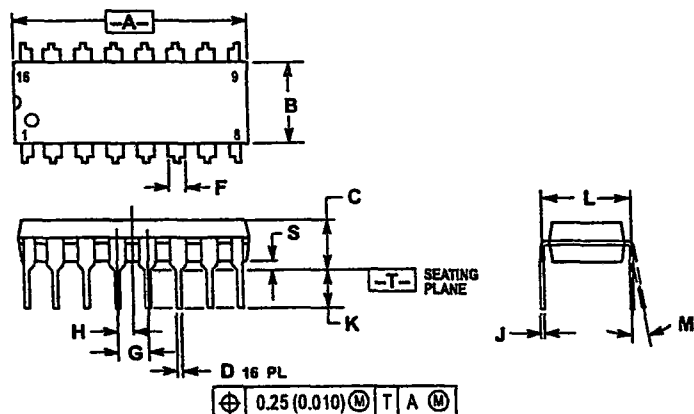
The MC34066 can be used for the control of series, parallel or higher order half/full bridge resonant converters. The IC is designed to provide control in discontinuous conduction mode (DCM) or continuous conduction mode (CCM) or a combination of the two. For example, in a parallel resonant converter (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

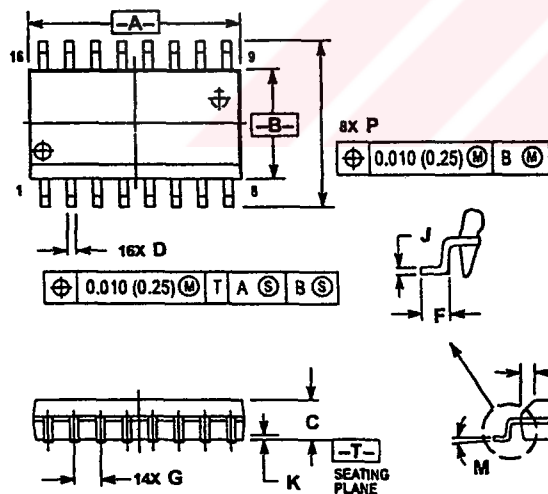
P SUFFIX PLASTIC PACKAGE CASE 648-08 ISSUE R



- 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	0.39	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	0.295	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	0.49	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

MC34066 MC33066
NOTES



MC34066 MC33066
NOTES



MC34066 MC33066



Motorola reserves the right to make changes without further notice to any products herein. Motorola makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does Motorola assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability, including without limitation consequential or incidental damages. "Typical" parameters which may be provided in Motorola data sheets and/or specifications can and do vary in different applications and actual performance may vary over time. All operating parameters, including "Typicals" must be validated for each customer application by customer's technical experts. Motorola does not convey any license under its patent rights nor the rights of others. Motorola products are not designed, intended, or authorized for use as components in systems intended for surgical implant into the body, or other applications intended to support or sustain life, or for any other application in which the failure of the Motorola product could create a situation where personal injury or death may occur. Should Buyer purchase or use Motorola products for any such unintended or unauthorized application, Buyers shall indemnify and hold Motorola and its officers, employees, subsidiaries, affiliates, and distributors harmless against all claims, costs, damages, and expenses, and reasonable attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized use, even if such claim alleges that Motorola was negligent regarding the design or manufacture of the part. Motorola and  registered trademarks of Motorola, Inc. Motorola, Inc. is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer.

How to reach us:

USA/EUROPE/Locations Not Listed: Motorola Literature Distribution;
P.O. Box 20912, Phoenix, Arizona 85036. 1-800-441-2447 or 602-303-5454

MFAX: RMFAX0@email.sps.mot.com - TOUCHTONE 602-244-6609
INTERNET: <http://Design-NET.com>

JAPAN: Nippon Motorola Ltd.; Tatsumi-SPD-JLDC, 6F Saisu-Butsuryu-Center,
3-14-2 Tatsumi Koto-Ku, Tokyo 135, Japan. 03-81-3521-8315

ASIA/PACIFIC: Motorola Semiconductors H.K. Ltd.; 8B Tai Ping Industrial Park,
51 Ting Kok Road, Tai Po, N.T., Hong Kong. 852-26629298

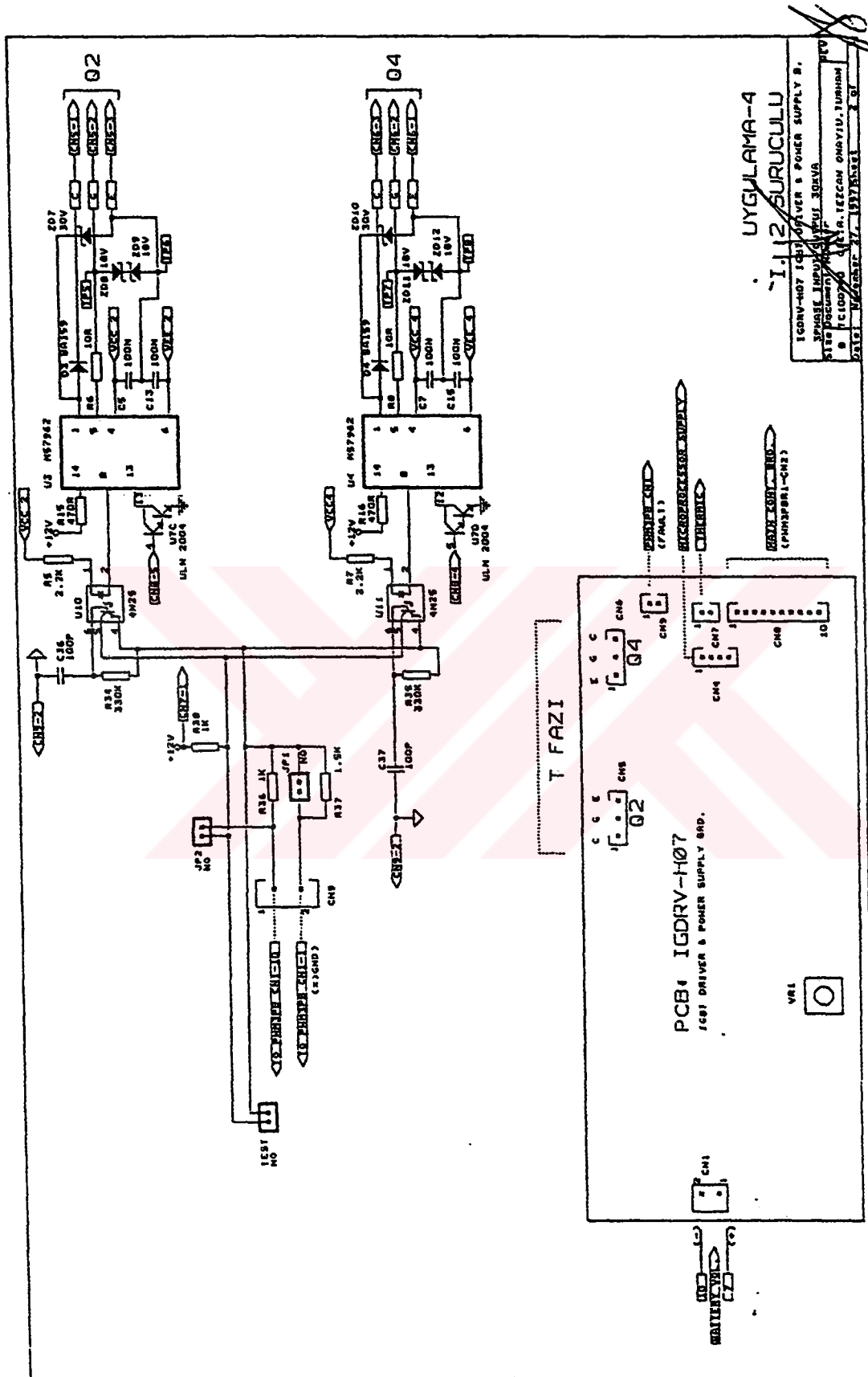


MOTOROLA

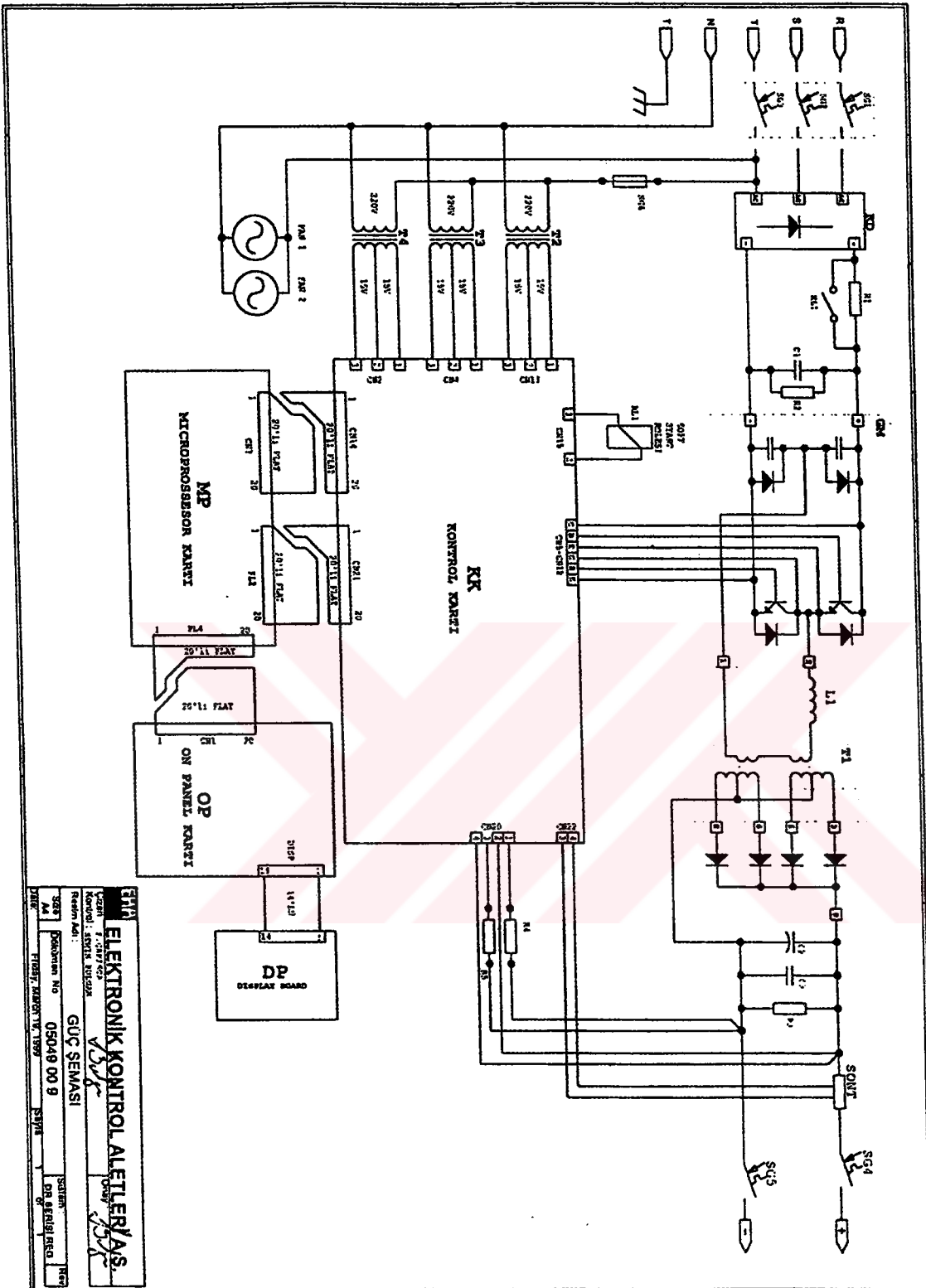
0

MC34066/D

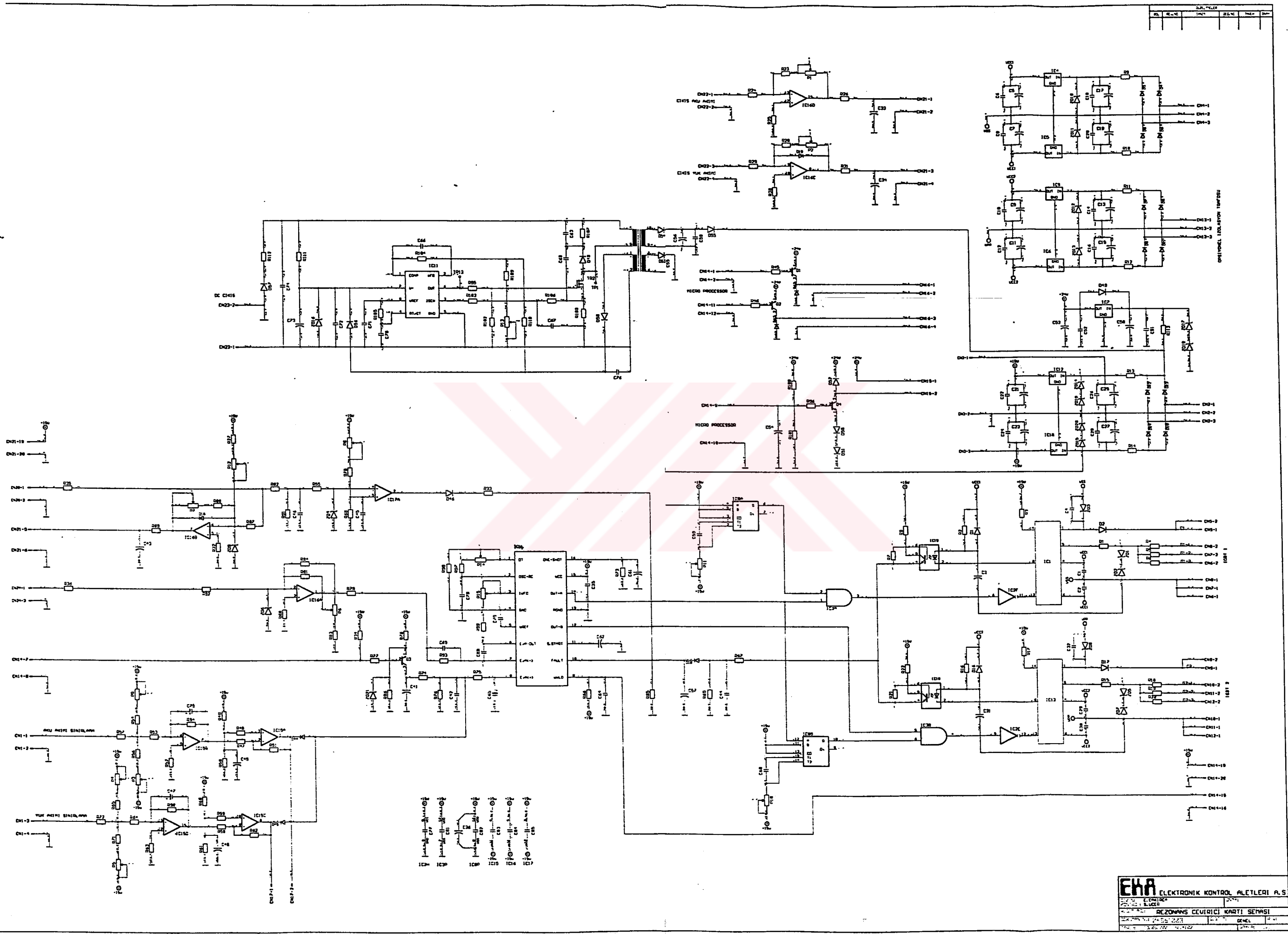
© 1998 MOTOROLA, INC. ALL RIGHTS RESERVED. MOTOROLA, INC. IS AN EQUAL OPPORTUNITY/AFFIRMATIVE ACTION EMPLOYER.



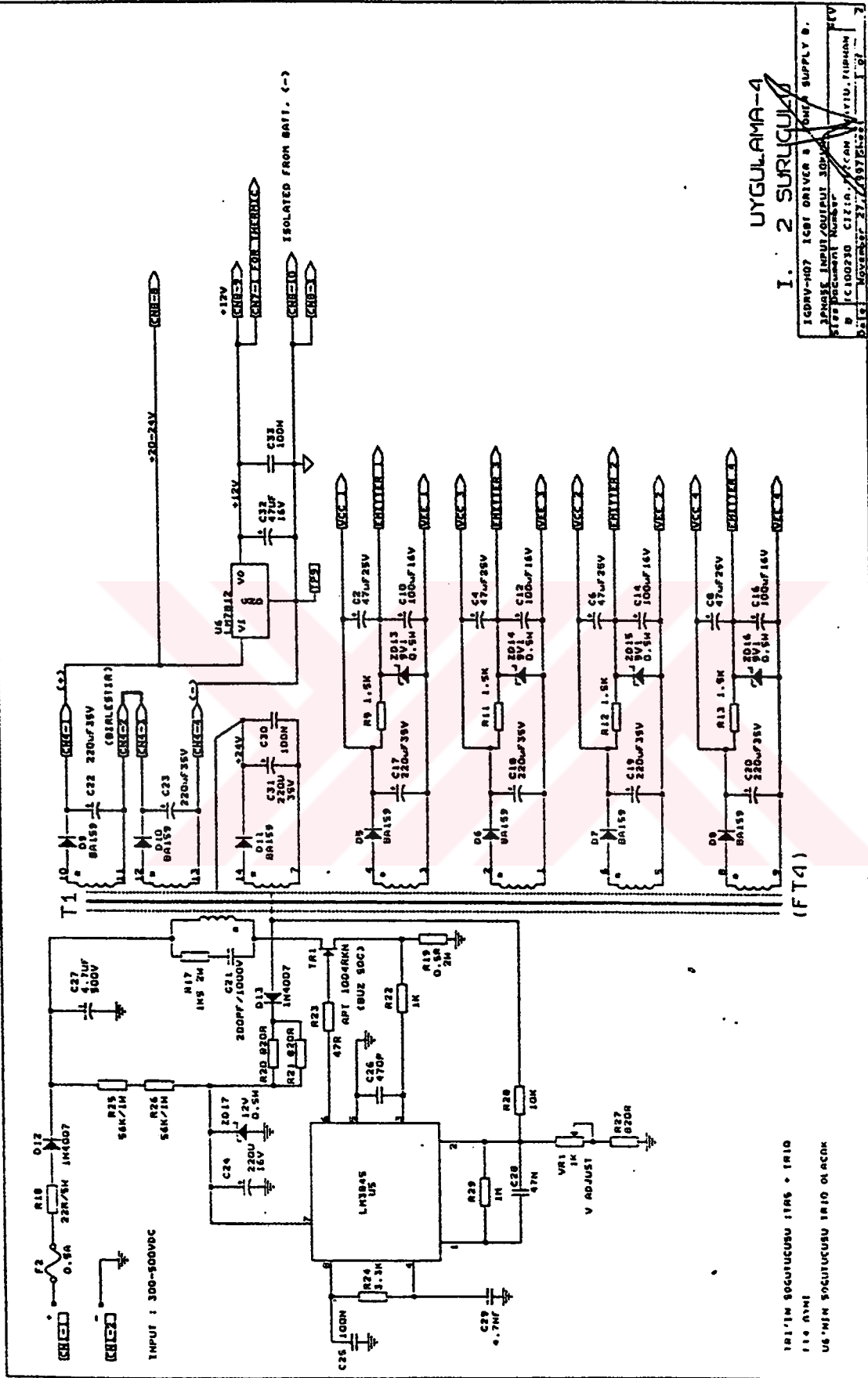
Şekil C.1 Rezonans çevirici IGBT sürücü kartı devre şeması



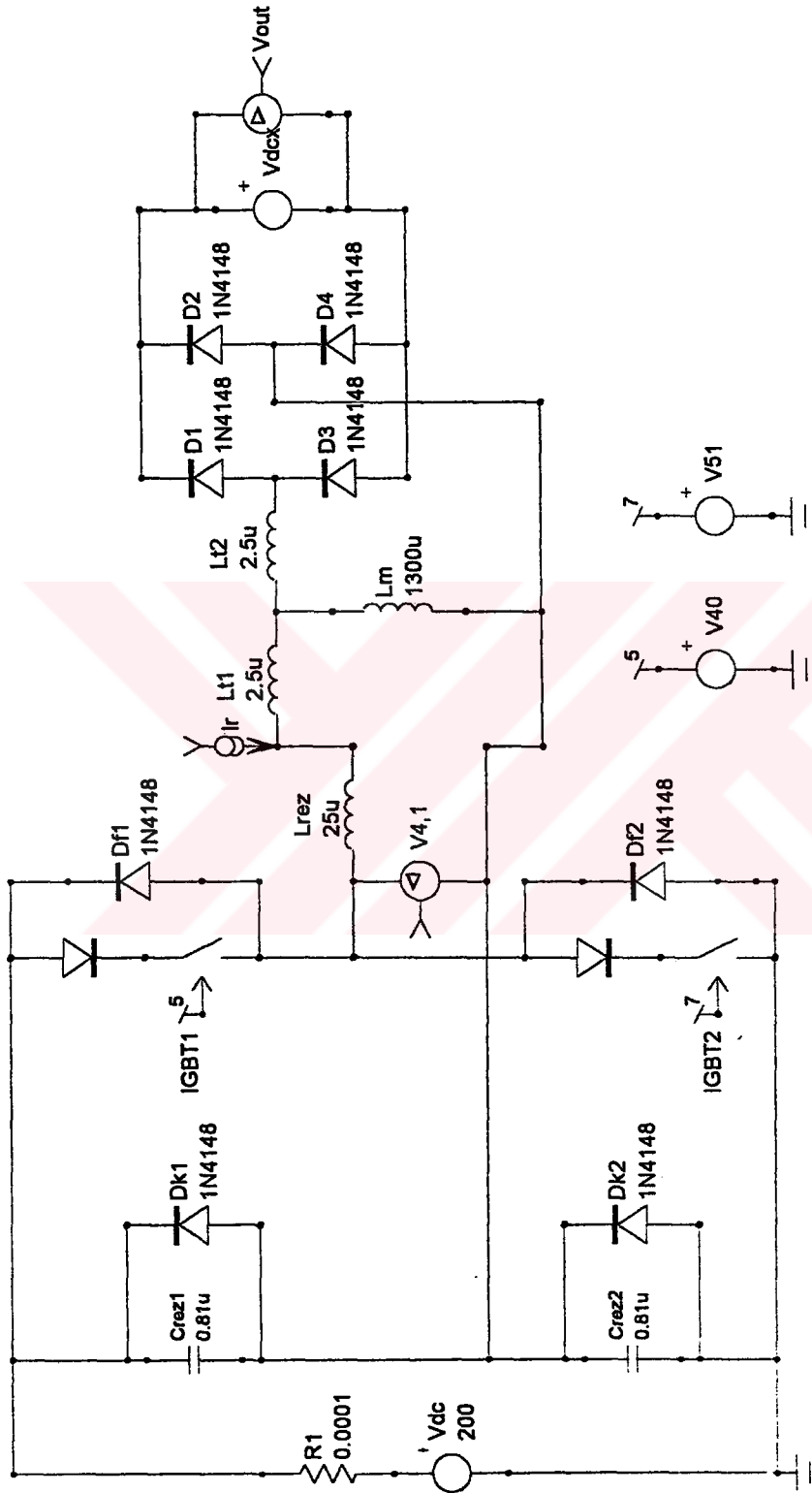
Şekil C.2 Rezonans çevirici güç katı devre şeması



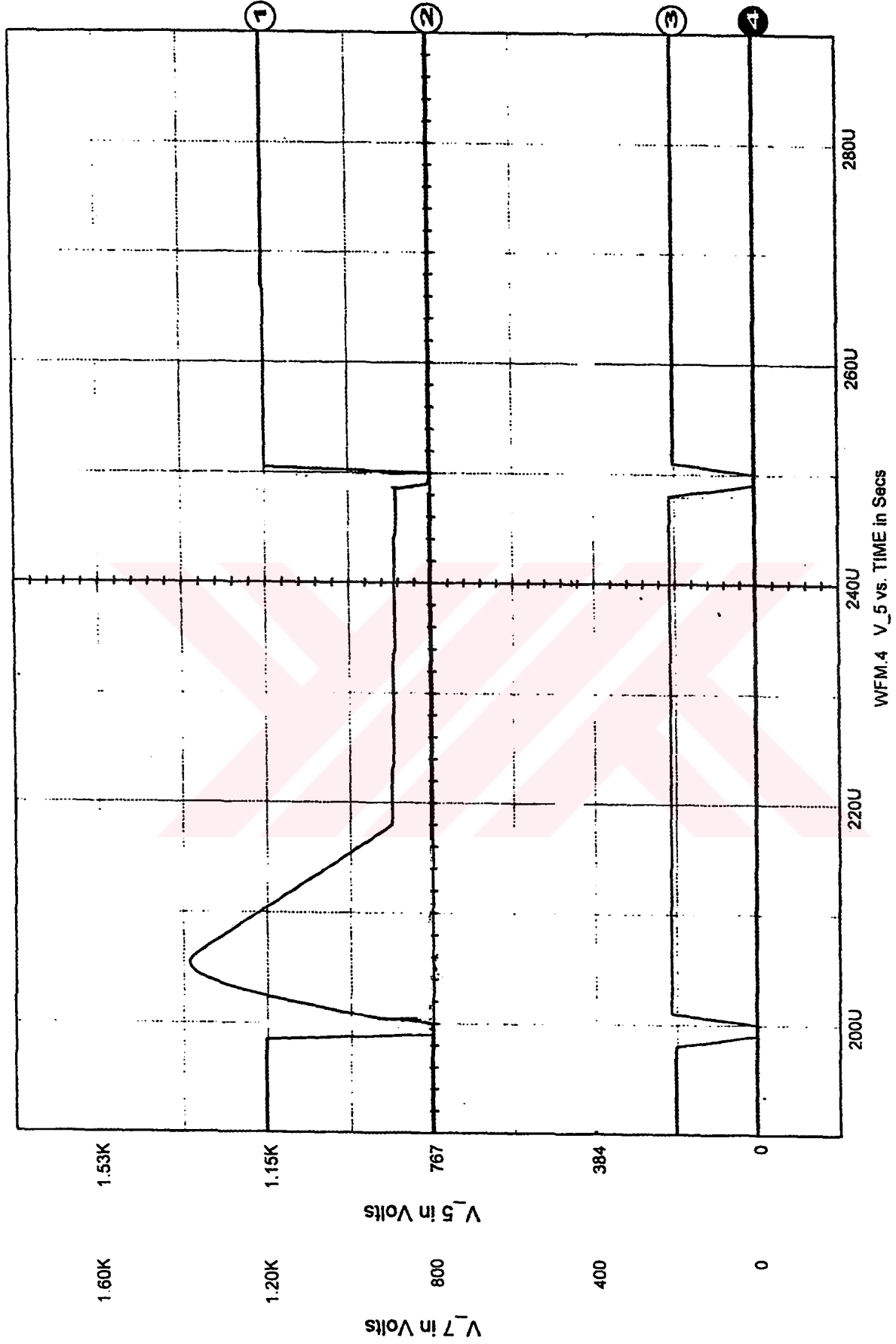
Şekil C.3 Rezonans çevirici kontrol kartı devre şeması



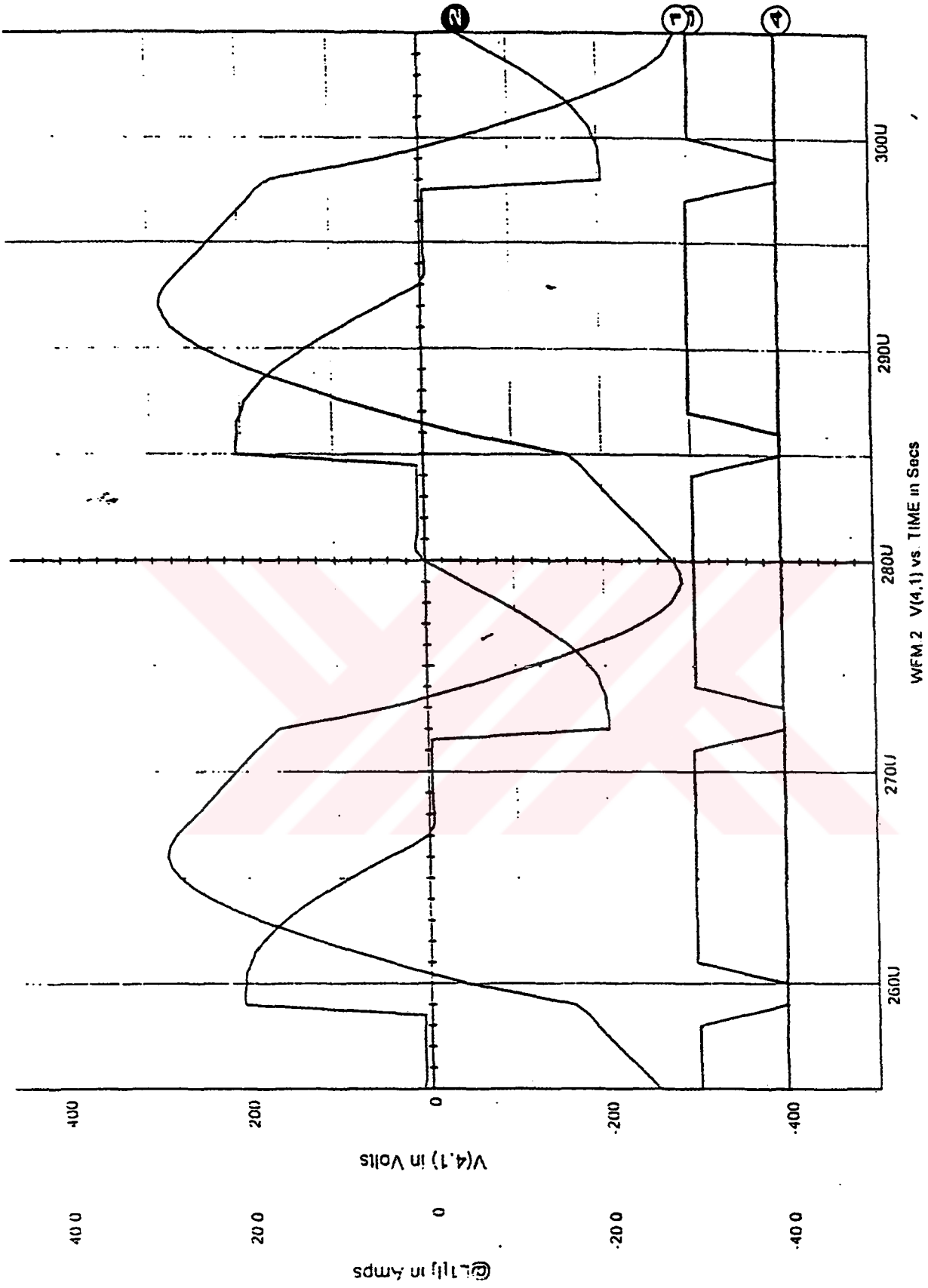
Şekil C.4 Kontrol ve sürücü kartları dc gerilim besleme kartı devre şeması



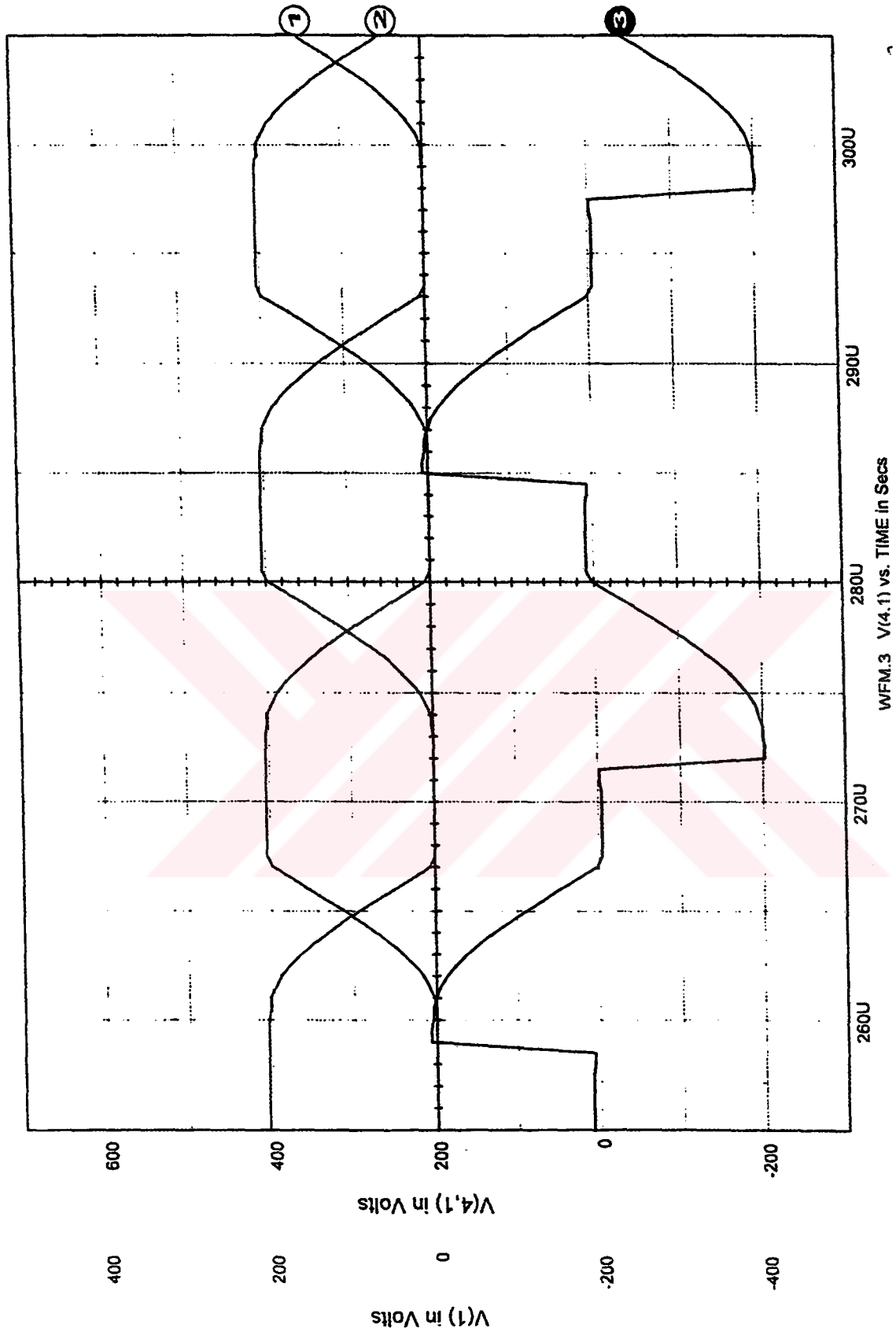
Şekil D.1 Seri yüklemeli seri rezonans çevirici spice modeli



Şekil D.2 1) üst IGBT gerilim eğrisi 2) üst IGBT akım eğrisi 3) ve 4) üst ve alt IGBT tetikleme sinyalleri



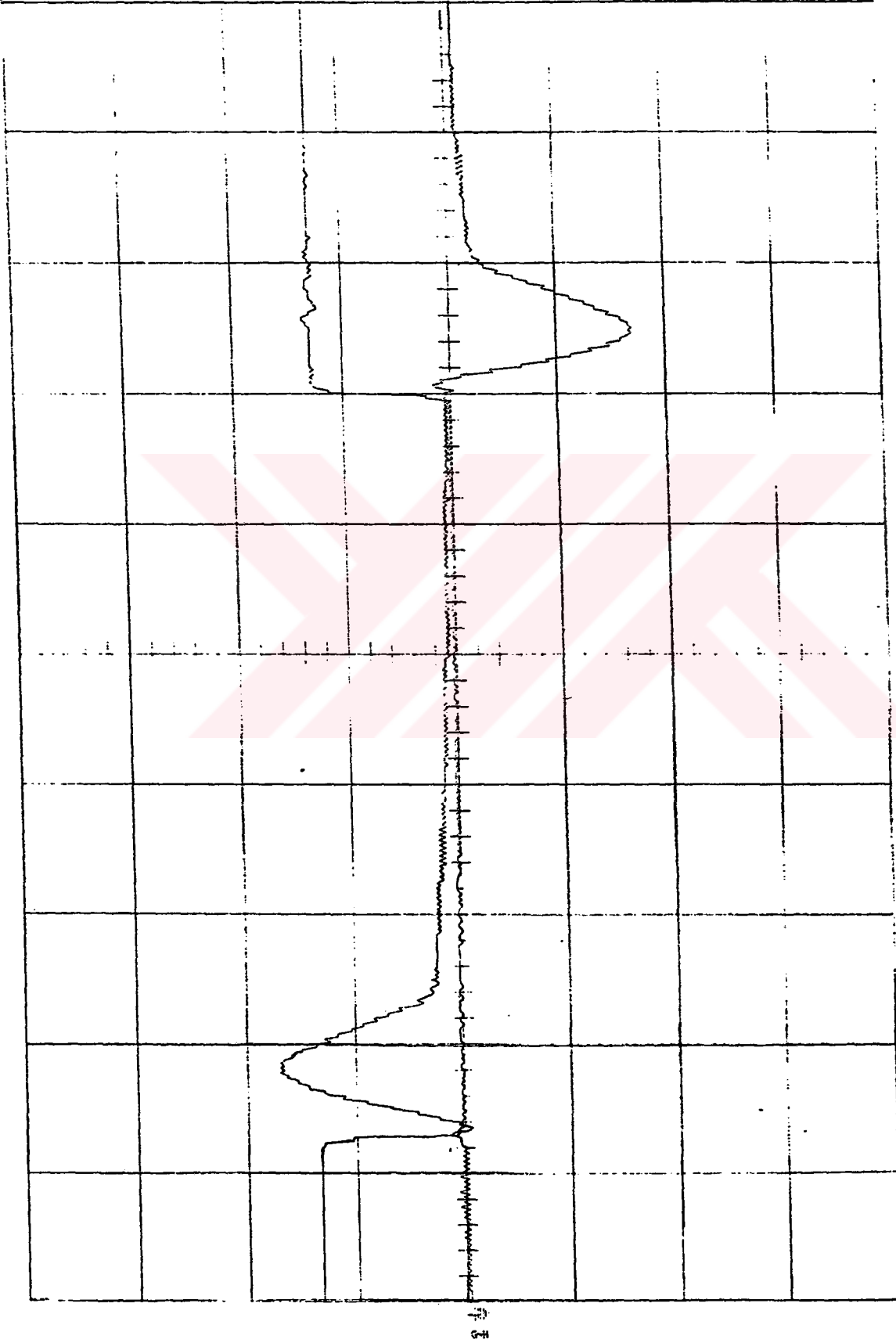
Şekil D.3 1) rezonans akım eğrisi 2) V(4,1) gerilim eğrisi 3) ve 4) üst ve alt IGBT tetikleme sinyalleri



Şekil D.4 1) ve 2) alt ve üst rezonans kapasitelerinin dolma ve boşalma eğrileri 3) V(4,1) gerilim eğrisi

Frame 1 of 1
TRACE1:500V:20µs
TRACE2:500mV:20µs

Untitled1 - Frame 1 of 1



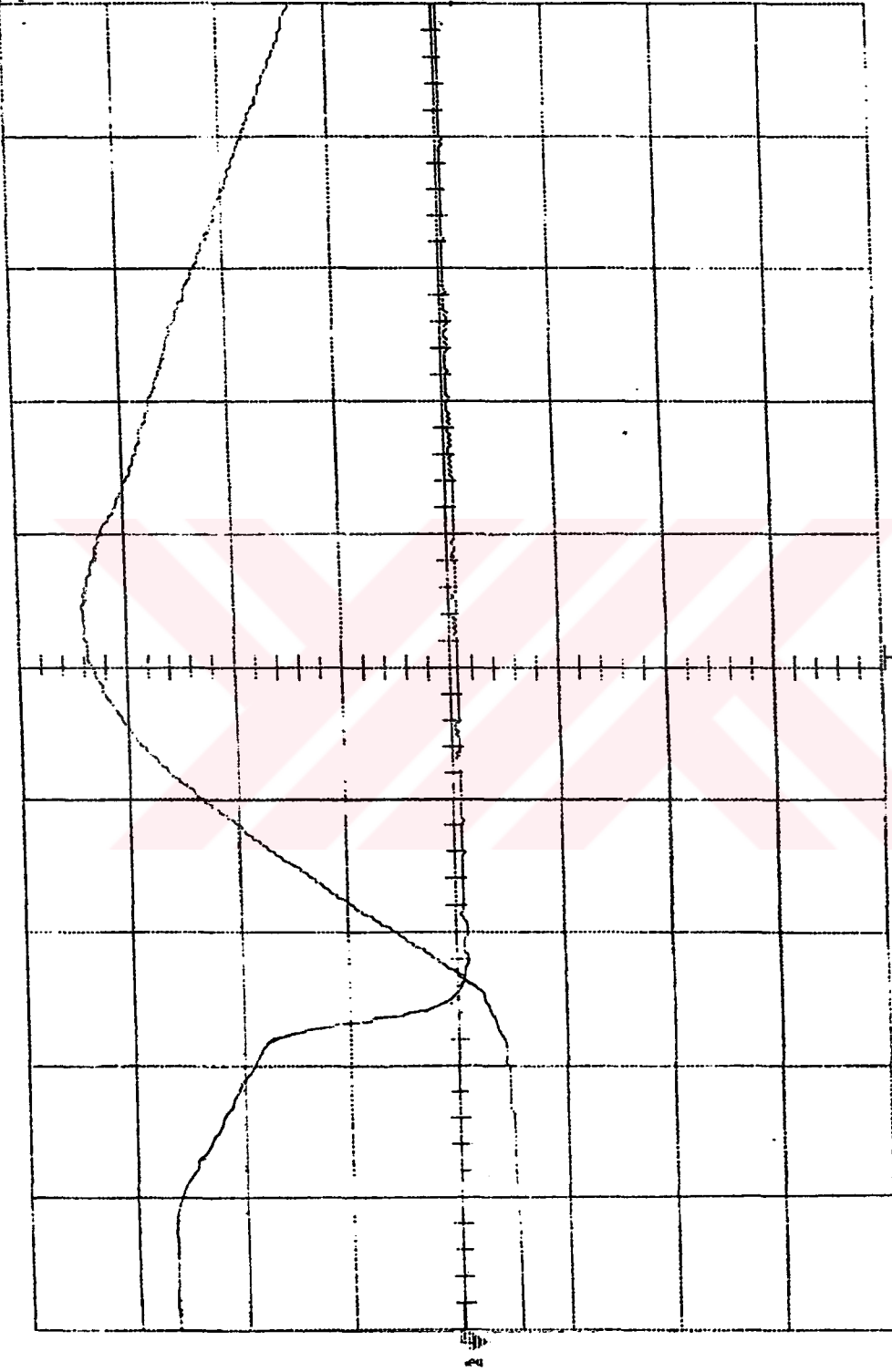
Imported from RUN.128

Could Instrument Systems

Şekil E.1 IGBT akım ve gerilim eğrileri

Untitled1 - Frame 1 of 1

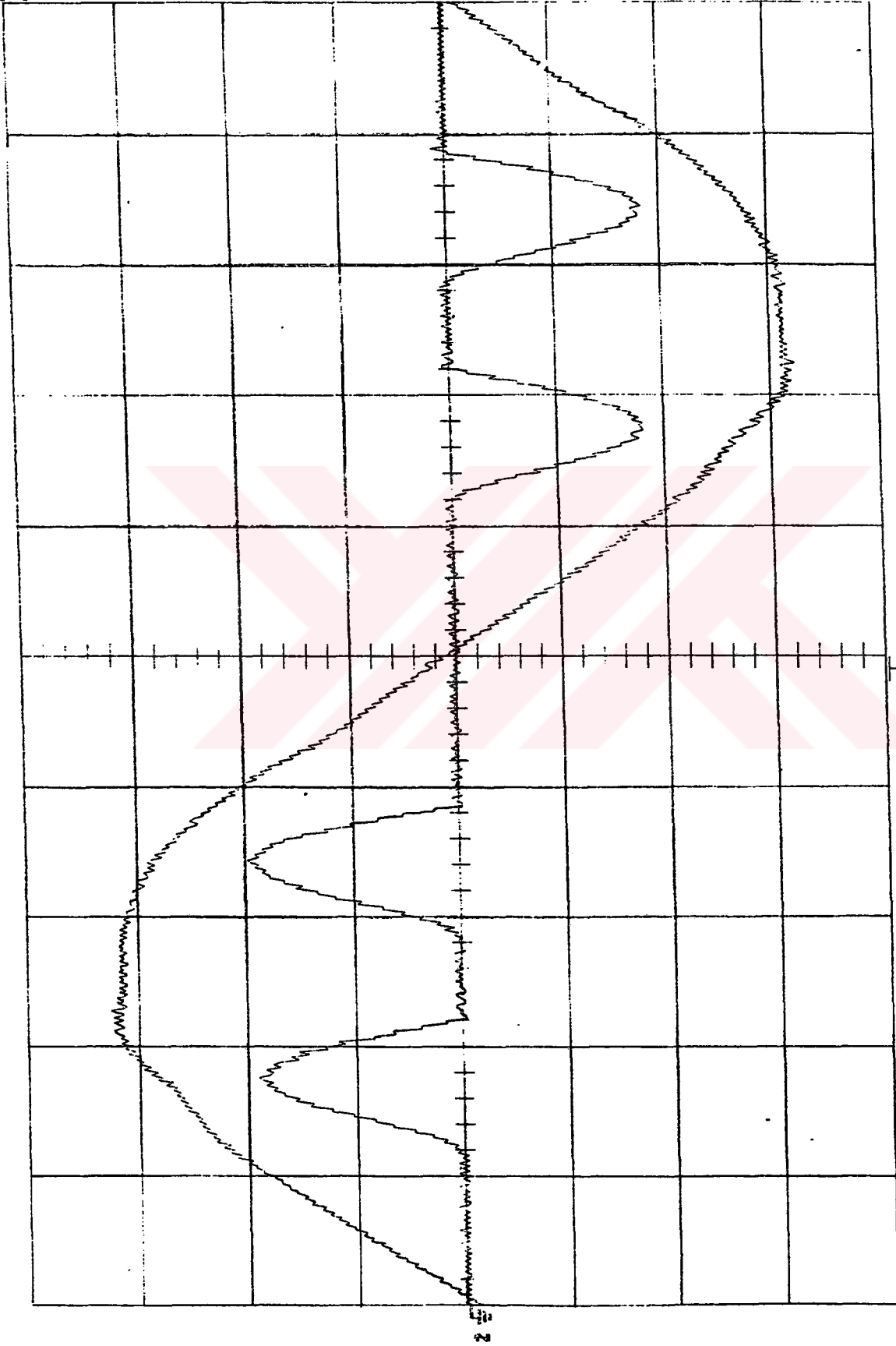
Frame 1 of 1
TRACE1:10V:2µs
TRACE3:2V:2µs



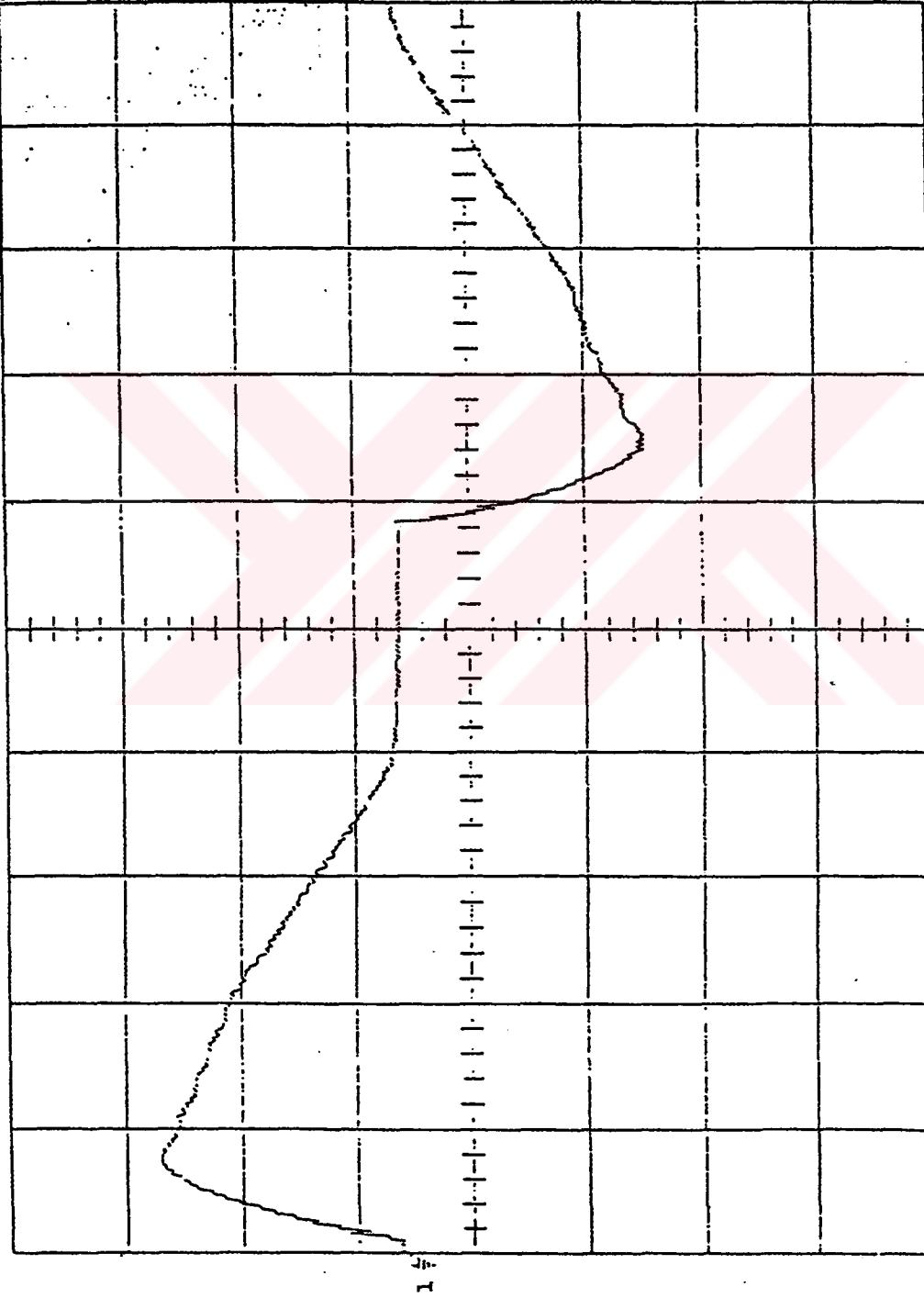
Imported from RUN.019

Gould Instrument Systems

Şekil E.2 IGBT akım ve gerilim eğrileri, iletme geçiş anı.



Şekil E.3 Giriş akım ve gerilim eğrileri

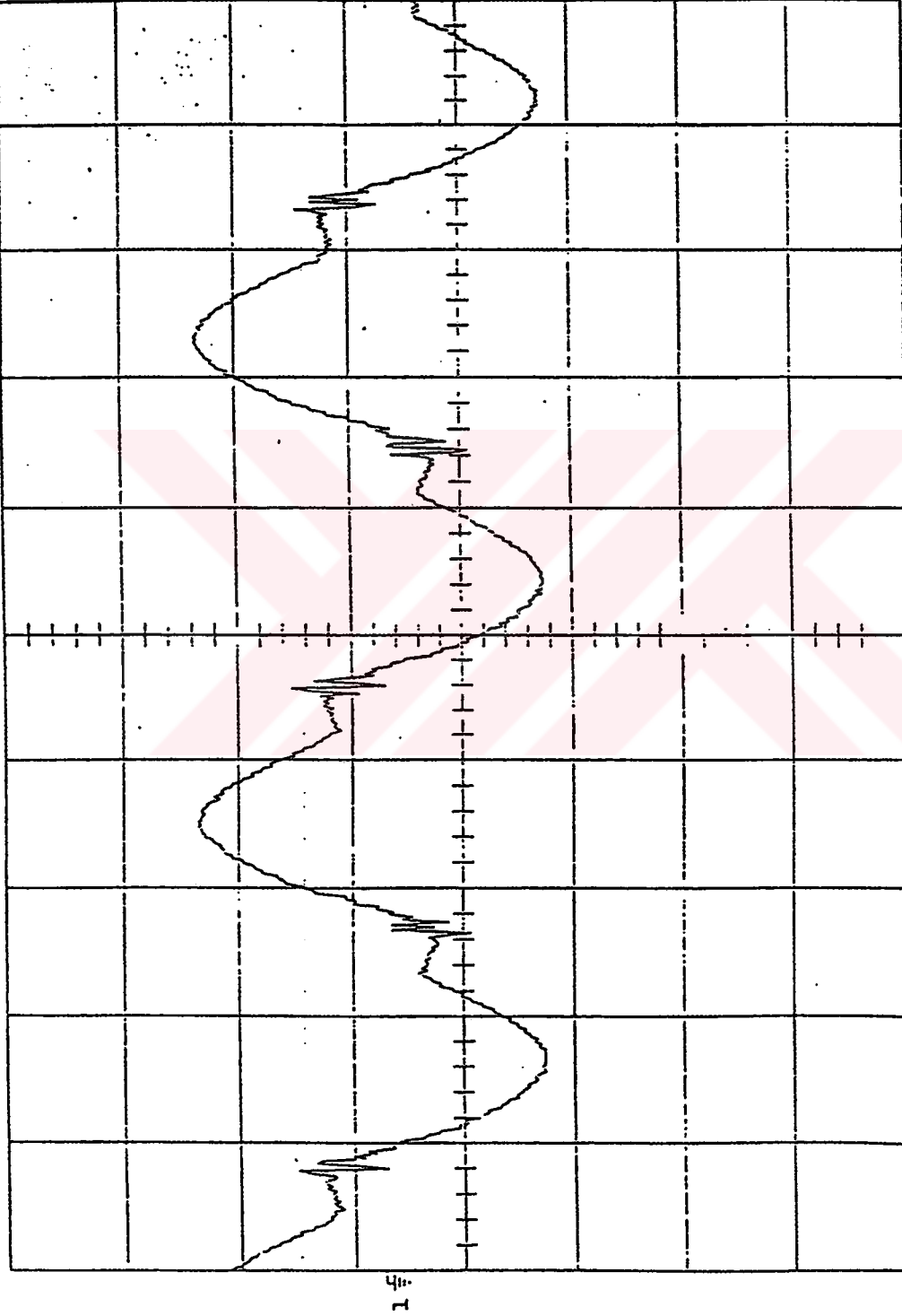


Imported from RUN.144

Could Instrument Systems

Şekil E.4 Rezonans akımı

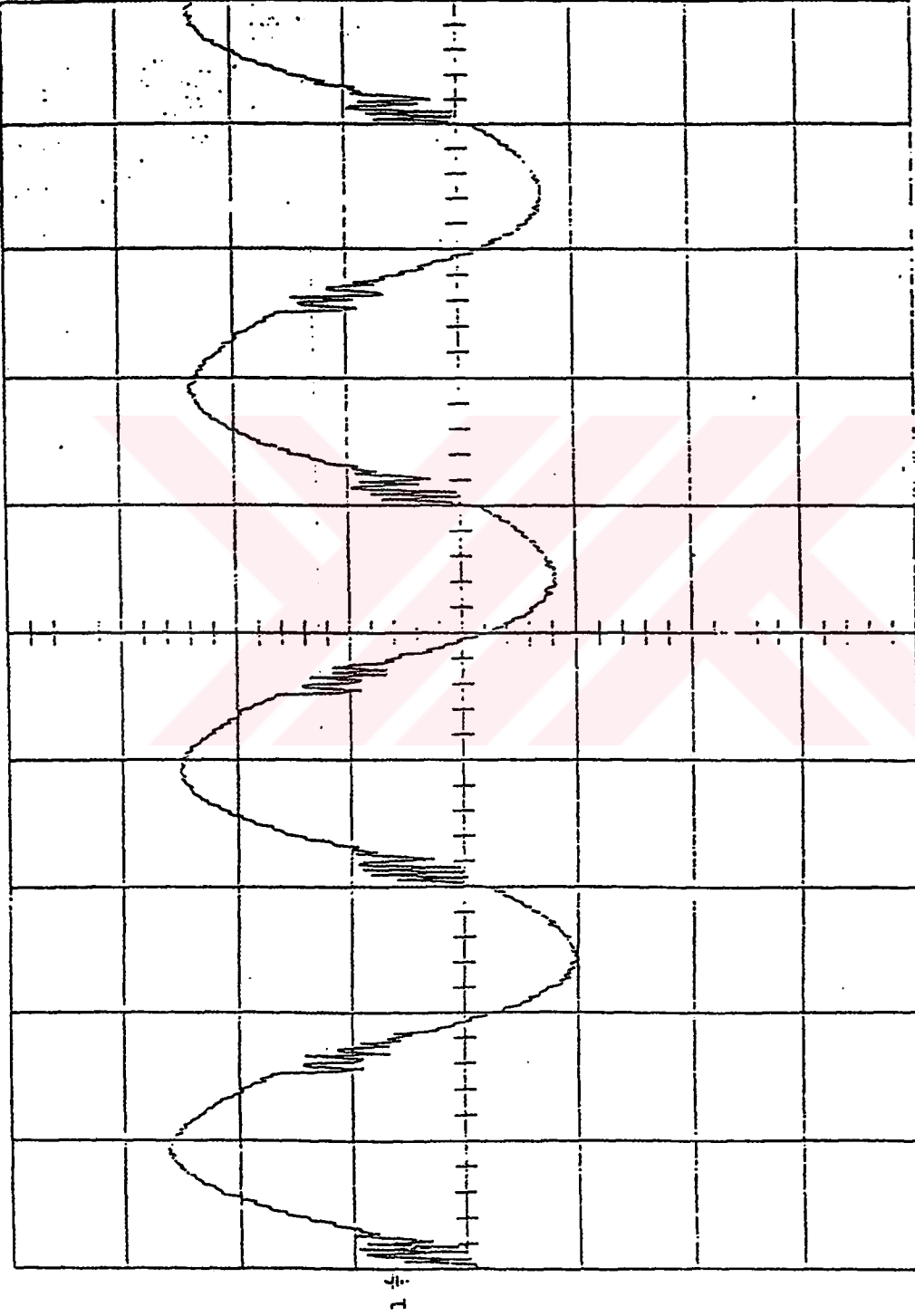
Frame 1 of 1
TRACE2:5mV:10µs



Imported from RUN.145

Could Instrument Systems

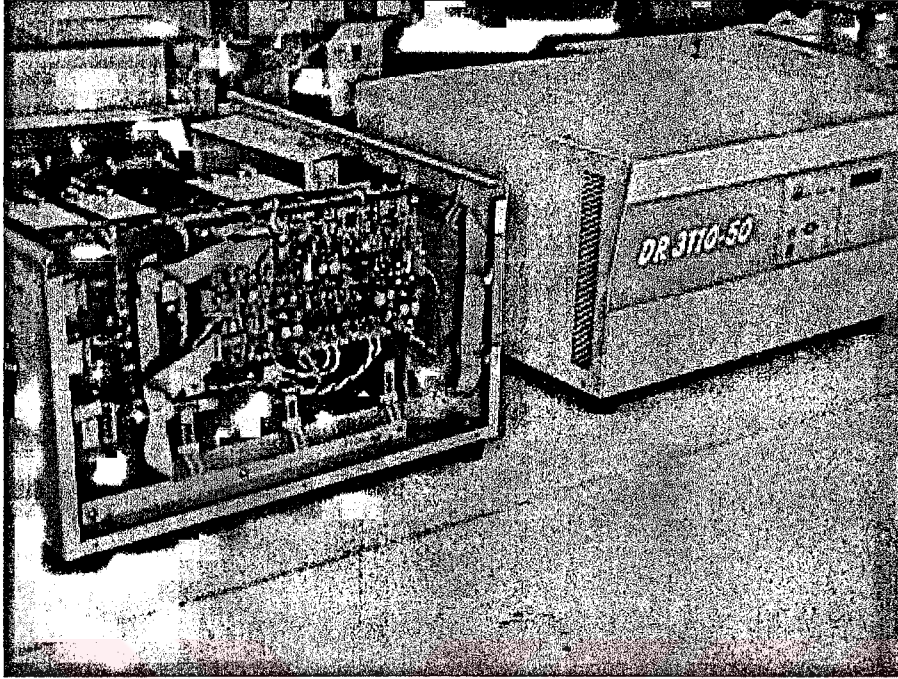
Şekil E.5 Rezonans akımı



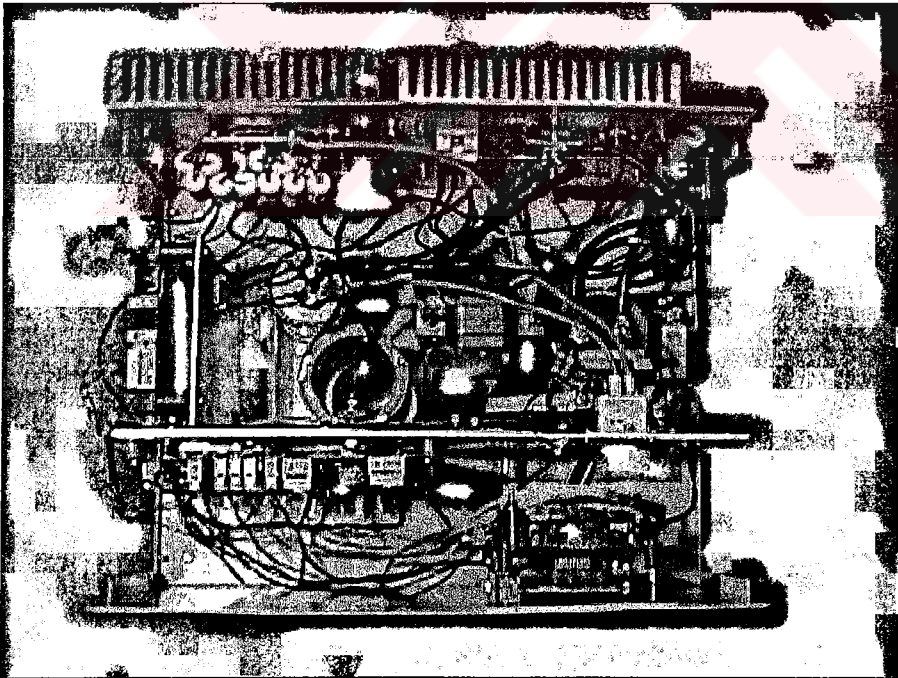
Imported from RUN.146

Gould Instrument Systems

Şekil E.6 Rezonans akımı



Şekil F.1 Cihaz genel görünümü



Şekil F.2 Cihaz üstten görünümü

ÖZGEÇMİŞ

Serhan ÜÇER, 22 Ağustos 1975'de Eskişehir'de doğdu. Ortaokul ve lise eğitimini Edirne Anadolu Lisesi'nde tamamladı.

1993 yılında İTÜ Elektrik-Elektronik Fakültesi, Elektrik Mühendisliği Bölümünde yüksek öğrenimine başladı. Lisans eğitimi boyunca Güç Elektroniği konularında çalışma yaptı ve 1998 yılında bu bölümden mezun oldu. Aynı yıl İTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Mühendisliği Programında Yüksek Lisans öğrenimine başladı.

