

**T.C.
SELÇUK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**



**AKIM BESLEMELİ PARALEL REZONANS
DEVRELİ BİR İNVERTERLE
İNDÜKSİYONLU ISITMA SİSTEMİNİN
TASARIMI VE GERÇEKLEŞTİRİLMESİ**

**Mehmet Ali ANADOL
YÜKSEK LİSANS TEZİ
BİLGİSAYAR SİSTEMLERİ ANABİLİM DALI
Konya, 2003**

T.C.
SELÇUK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**AKIM BESLEMELİ PARALEL REZONANS DEVRELİ BİR İNVERTERLE
İNDÜKSİYONLU ISITMA SİSTEMİNİN TASARIMI VE GERÇEKLEŞTİRİLMESİ**

Mehmet Ali ANADOL

YÜKSEK LİSANS TEZİ
BİLGİSAYAR SİSTEMLERİ ANABİLİM DALI

Bu tez 18.03.2003 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından oybirliği/oyçokluğu ile kabul edilmiştir.

Yrd.Doç.Dr.Ramazan AKKAYA
(Danışman)

Prof.Dr.Nevruz ALLAHVERDİ
(Üye)

Doç.Dr.Şirzat KAHRAMANLI
(Üye)

ÖZET

Yüksek Lisans Tezi

AKIM BESLEMELİ PARALEL REZONANS DEVRELİ BİR İNVERTERLE İNDÜKSİYONLU ISITMA SİSTEMİNİN TASARIMI VE GERÇELEŞTİRİLMESİ

Mehmet Ali ANADOL

Selçuk Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü
Bilgisayar Sistemleri Eğitimi Anabilim Dalı

Danışman : Yrd.Doç.Dr.Ramazan AKKAYA

2003, 104 Sayfa

Jüri : Prof.Dr.Nevruz ALLAHVERDİ

Doç.Dr.Şirzat KAHRAMANLI

Yrd.Doç.Dr.Ramazan AKKAYA

İndüksiyonlu ısıtma, metallerin özelliklerinin değiştirilmesi, kaynak yapımı ve elektrikle ilgili iletken malzemelerin sabit bir ısı ile üretimi için gereken hızlı bir metottur. Isı üretimi, malzeme içindeki elektrik akımının değişimine göre olmaktadır. Bir indüksiyonlu ısıtma sisteminin temel elemanları; bir AC güç kaynağı, indüksiyon bobini ve çalışma parçasıdır. Güç kaynağı, alternatif akımı indüksiyon bobini içinden geçirerek bobin etrafında bir manyetik alan meydana getirir. Manyetik alan içinde kalan indüksiyon bobini içine yerleştirilmiş çalışma parçasında, eddy akımları indüklenir. Böylece çalışma parçası ve indüksiyon bobini arasında her hangi bir fiziksel temas olmadan çalışma parçası ısıtılmaktadır. İndüksiyonlu ısıtma sistemlerinde güç kaynağı olarak genellikle rezonans devreli inverterler kullanılır.

Bu çalışmada akım beslemeli paralel rezonans devreli inverterle gerçekleştirilen bir indüksiyonlu ısıtma sistemi 10kHz, 7,5 kW'lık bir güçte çalışacak şekilde tasarlanmış ve gerçekleştirilmiştir. Gerçekleştirilen bu sistem, bilgisayar ortamında PSPICE programı kullanılarak simüle edilmiştir. Gerçekleştirilen sistemden alınan deneysel sonuçlar, simülasyon sonuçlarıyla karşılaştırılmış ve her iki sonucun uyum içinde olduğu görülmüştür. İnverter devresi MOSFET'lerle gerçekleştirilmiş inverter ve şebekedeki bozuklukların etkisini azaltmak amacıyla devrenin girişine EMI filtre devresi bağlanmıştır. Uygulama devresinin yük kısmında, akım ve gerilim arasında çok az bir faz kayması olduğu ve akımın gerilimden ileride olduğu gözlenmiştir. Anahtarlama elemanlarının rezonans frekansından büyük frekans değerlerinde sıfır gerilimde anahtarlama yapabildiği gözlenmiştir.

Anahtar Kelimeler : Rezonans, İndüksiyonlu Isıtma, İnverter, Paralel rezonans

ABSTRACT

MS Thesis

DESIGN AND IMPLEMENTATION OF AN INDUCTION HEATING SYSTEM WITH CURRENT SOURCE PARALLEL RESONANT INVERTER

Mehmet Ali ANADOL

Selçuk University
Graduate School of Natural and Applied Sciences

Adviser : Yrd.Doç.Dr.Ramazan AKKAYA

2003, 104 page

Jury : Prof.Dr.Nevruz ALLAHVERDİ

Doç.Dr.Şirzat KAHRAMANLI

Yrd.Doç.Dr.Ramazan AKKAYA

Induction heating is a method of providing fast, consistent heat for manufacturing applications which involve bonding or changing the properties of metals or other electrically conductive materials. The basic components of an induction heating system are an AC power supply, induction coil, and workpiece. The power supply sends alternating current through the coil, generating a magnetic field. When the workpiece is placed in the coil and enters the magnetic field, eddy currents are induced within the workpiece, localized heat without any physical contact between the coil and the workpiece. In the Induction heating systems generally used the inverters of resonant circuit.

In this study, the induction heating system has been realized with current source fed parallel resonant inverter which has been designed and implemented on the order of operating in the power of 7,5kW and 10kHz. This system is simulated with PSPICE software. Experimental results are compared with the simulated results. Both of the results have been found to be much the same. Inverter circuit has been implemented with MOSFET's. EMI filter circuit has been inserted to the entry of circuit to decrease the effect of distortions in the inverter and electric lines. In the induction heating section of application circuit the phase difference between current and voltage has been observed and current leaded voltage. Switching devices operating above resonant frequency achieved zero voltage switching(ZVS).

Key Words : Resonant, Induction Heating, Inverter, Parallel resonant

TEŞEKKÜR

Bu tezin hazırlanmasında yardımını esirgemeyen danışmanım Yrd.Doç.Dr.Ramazan AKKAYA'ya, maddi ve manevi katkılarından dolayı İnş.Yük.Müh.Hüsnü ÇEŞMECİ'ye, Mehmet ANADOL'a, Ş.Nur ANADOL'a, ve Selçuk Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri(BAP) Koordinatörlüğü'ne teşekkür ederim.

İÇİNDEKİLER

Özet	i
Abstract	ii
Teşekkür	iii
İçindekiler	iv
Semboller ve Kısaltmalar	vii
1. GİRİŞ	1
2. LİTERATÜR ARAŞTIRMASI	3
3. REZONANS DEVRELERİ	6
3.1. Giriş	6
3.2. Seri Rezonans	6
3.3. Paralel Rezonans	9
4. İNDÜKSİYONLU ISITMAYA GENEL BİR BAKIŞ	12
4.1. Giriş	12
4.2. İndüksiyonlu Isıtma	12
4.3. İndüksiyonlu Isıtma Yük Karakteristikleri	13
4.3.1. Yük endüktans karakteristiği	16
4.3.2. Yük direnç karakteristiği	17
4.4. İndüksiyonlu Isıtmanın Faydaları	19
5. İNDÜKSİYONLU ISITMA SİSTEMİNİN TEMEL YAPISI	21
5.1. Giriş	21
5.2. Güç Kaynağı	21
5.2.1. Besleme gerilimi	22
5.2.2. AC/DC dönüştürücüler	23
5.2.3. İnverterde kullanılan anahtarlama elemanları	23
5.2.3.1. Vakum tüplü osilatörler	24
5.2.3.2. Tristörler(SCR)	25
5.2.3.3. Statik indüksiyon transistörler(SIT)	26
5.2.3.4. Metal oksit alan etkili transistörler(MOSFET)	27
5.2.3.5. Kapıdan yalıtımlı bipolar transistörler(IGBT)	29
5.2.4. İki bölgeli ve iki yönlü anahtarlar	31

5.2.4.1. İki yönlü akım anahtarlarının özellikleri	32
5.2.4.2. İki yönlü gerilim anahtarlarının özellikleri	33
5.2.5. Anahtarların yerleşimi	33
5.2.5.1. Tam köprü inverter	33
5.2.5.2. Yarım köprü inverter	34
5.2.6. İnverter düzenleri	34
5.2.6.1. Seri rezonans inverter	36
5.2.6.1.1. Gerilim beslemeli seri rezonans inverter	37
5.2.6.1.2. Akım beslemeli seri rezonans inverter	38
5.2.6.2. Paralel rezonans inverter	39
5.2.6.2.1. Akım beslemeli paralel rezonans inverter	39
5.2.6.2.2. Gerilim beslemeli paralel rezonans inverter	41
5.2.7. Rezonans devreli anahtarlamamanın avantajları	42
5.2.8. Rezonans devreli anahtarlamamanın dezavantajları	43
5.2.9. Yük ayarlama	43
5.2.10. Kontrol devresi	44
6. İNDÜKSİYONLU ISITMA BOBİNİNİN TASARIMI	45
6.1. Giriş	45
6.2. Temel Tasarım Özellikleri	45
6.2.1. Orta ve yüksek frekans	49
6.2.2. Çok sipir ve tek sipir	51
6.3. Bakır Boruların Seçimi	53
6.4. Bobin Şekillendirme	54
6.4.1. Bobinlerin sağlamlaştırılması	54
6.5. Tasarım Faktörleri	55
6.6. Bağlantı Kablosu Tasarımı	58
7. EMI FİLTRE, DC ENDÜKTÖR VE FERRİT NÜVELİ TRAFOLAR	60
7.1. EMI Filtre Devresinin Tasarımı	
7.1.1. Anahtarlamalı güç kaynaklarında EMI filtre tasarımı	63
7.2. DC Şok Bobini	65
7.3. Ferrit Nüveli Trafo Tasarımı	68
7.3.1. Transformatör nüve boyutunun seçimi	68

7.3.2. Anahtarlamaalı güç kaynaklarında transformatörlerin davranışı	71
7.3.2.1. Push-pull devre	71
7.3.2.2. Forward beslemeli devre	72
7.3.2.3. Flyback devre	74
7.3.3. Primer sargının minimum sipir sayısı hesabı	76
7.3.4. Sargı iletkenlerinin hesabı	78
8. AKIM BESLEMELİ PARALEL REZONANS DEVRELİ BİR İNVERTERLE İNDÜKSİYONLU ISITMA SİSTEMİNİN TASARIMI VE GERÇEKLEŞTİRİLMESİ	80
8.1. Giriş	80
8.2. EMI Filtre Devresi	81
8.3. DC Şok Bobini	90
8.4. İnverter Devresi	90
8.4.1. Sürme devresi	93
8.4.2. Kontrol devresi	96
8.4.3. Osilatör devresi	96
8.5. Ferrit Nüveli Trafo	98
8.6. Rezonans Kondansatörlerinin Değerinin Bulunması	99
8.7. Yük Devresi	100
9. SONUÇLAR ve ÖNERİLER	103

KAYNAKLAR

EKLER

EK-A	Paralel rezonans devresi için empedans formülünün çıkarılması
EK-B	Manyetik malzemelerin frekans aralığı
EK-C	Manyetik malzemelerin sıcaklık aralığı
EK-D	İndüksiyonlu ısıtma uygulamalarının parametre aralıkları
EK-E	İndüksiyonlu ısıtma uygulamalarının parametre aralıkları
EK-F	Frekans, ısıtma zamanı, yüzey güç yoğunluğu ve sertleştirme derinliği arasındaki bağıntı grafiği
EK-G	Isıtılmış olan malzemenin frekans ve referans derinliği grafiği
EK-H	HiperFET MOSFET IXFN34N80 bilgi sayfası
EK-I	DSEI 30 Hızlı diyot bilgi sayfası
EK-J	Yumuşak manyetik malzemelerin özellikleri

SEMBOLLER

A	Nüve kesit alanı (cm ²)
A_{min}	Minimum nüve kesit alanı (cm ²)
A_L	Manyetik iletkenlik (mH/1000)
A_w	Kablo kesiti (cm ²)
B	Manyetik akı yoğunluğu (gauss veya Wb/m ²) (1 gauss=10 ⁻⁴ Wb/m ²)
B_m	Manyetik akı yoğunluğunun maksimum değeri (gauss)
$\vec{B}$	Manyetik alan yoğunluğu
$\vec{B}_{fe}$	Nüve içindeki manyetik alan yoğunluğu
$\vec{B}_{\delta}$	Hava aralığındaki manyetik alan yoğunluğu
C	Kapasitans(Farad)
C	Akım kapasitesi (cm ² /amper)
C_d	Filtre kondansatörü
C_o	Sekonder taraftaki rezonans kapasitansı
C_{oss}	MOSFET çıkış kapasitansı
d_{wire}	Bobin çapı(mm)
e	Transformatör verimi
f₀	Rezonans frekansı (Hz)
f_s	Anahtarlama frekansı (Hz)
H	Manyetik alan şiddeti (Oersted veya A/m)
$\vec{H}$	Manyetik alan kuvveti
H_{fe}	Nüve içindeki manyetik kuvvet çizgileri
H_δ	Hava aralığındaki manyetik kuvvet çizgileri
I_m	Akımın maksimum değeri
I_L	Bobin akımı
I_C	Kondansatör akımı
I_R	Direnç üzerinden geçen akım
I_{eddy}	Çalışma parçasından geçen eddy akımları

I_{rms}	Akımın efektif değeri
i	Akımın ani değeri
K	Sargı faktörü
L	Endüktans (Henry)
L_p	Trafo kaçak reaktansı
L_w	Çalışma parçasının eşdeğer endüktansı(μH)
l_{fe}	Nüvenin manyetik yolu
n	Trafo dönüştürme oranı
N	Sipir sayısı
N_1	Primer sipir sayısı
N_2	Sekonder sipir sayısı
P_{in}	Giriş gücü (Watt)
P_0	Çıkış gücü (Watt)
Q	Seçicilik
R	Direnç(Ω)
R_w	Çalışma parçasının eşdeğer direnci(Ω)
R_{ds}	MOSFET'in Drain-Source direnci
S	Kesit (mm^2)
T	Periyot (sn)
t	Süre
V_C	Kondansatör uçlarındaki gerilim
V_L	Bobin uçlarındaki gerilim
V_R	Direnç uçlarındaki gerilim
V_m	Gerilimin maksimum değeri
V_δ	Hava aralığının minimum hacmi
V_{dc}	DC kaynak gerilimi
v	Gerilimin ani değeri
V	AC Kaynak gerilimi (Volt)
W_a	Nüve pencere alanı
W	Endüktörde depo edilen enerji
w	Çalışma parçasının ısıtılan kısmının genişliği
Z_o	Karakteristik empedans

KISALTMALAR

CMN	Ortak Modlu Gürültü
EMC	Elektro Manyetik Uyum
EMI	Elektro Manyetik Karışma
ENH	Enerji Nakil Hattı
IEC	Uluslararası Elektroteknik Komisyonu
LCR	Endüktans, Kapasitans ve Direnç ölçüm aleti
PDM	Dalga Yoğunluk Modüleli
PRI	Paralel Rezonans İnverter
PSC	Faz Kaydırmalı Kontrol
RFI	Radio Frekans Karışımı
SMPS	Anahtarlama Modlu Güç Kaynağı
SRI	Seri Rezonans İnverter
ZCS	Sıfır Akımda Anahtarlama
ZVS	Sıfır Gerilimde Anahtarlama

YUNAN ALFABESİ

δ	Hava aralığı, Skin effect(Nufuz) derinliği
ϕ	Manyetik Akı(Maxwell veya Wb)(1 Maxwell = 10^{-8} Wb)
μ	Toplam Permeabilite (H/m veya $\Omega \cdot \text{sn/m}$)
μ_0	Havanın Permeabilitesi($4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m)
μ_r	Bağıl Permeabilite
θ	Faz farkı
ρ	Özdirenç($\Omega \cdot \text{m}$)
ω	Açısal frekans(rad/sn)
ω_0	Rezonans frekansı(rad/sn)
ω_s	Anahtarlama frekansı(rad/sn)
ζ	Sönüm faktörü

1. GİRİŞ

Bu tez çalışmasında minimum kayıpla elektrik gücünün verimli dönüşümünü sağlayan yöntemlerin iyi ve kötü yanları ele alınarak, ısıtma ve eritme işlemlerinin olmazsa olmazı haline gelen indüksiyonlu ısıtma sistemleri teorik olarak incelenerek paralel rezonans devreli akım beslemeli bir inverterle sistem gerçekleştirilecektir.

Alçak frekanslı manyetik alanla ısıtma sisteminin kullanılmaya başlandığı 1880'den bu yana, indüksiyonlu ısıtma sistemlerinde verimi yükseltmek ve farklı uygulamalarda kullanmak için çok büyük yapısal değişiklikler yapılmıştır. Günümüzde indüksiyonlu ısıtma; malzemelerin ısıtılması, eritilmesi, işlenmesi ve birleştirilmesi için ucuz, verimli ve hızlı bir ısıtma metodu olma özelliğini sürdürmektedir.

Bir indüksiyonlu ısıtma sisteminin temel elemanları; endüktör adı verilen bir indüksiyon bobini, AC güç kaynağı ve ısıtılacak veya eritilecek olan malzemedir. Alternatif akımın, indüksiyon bobini içinden geçirilmesiyle bobin eksenine doğrultusunda bir manyetik alan meydana gelir. Manyetik alan içinde kalan, indüksiyon bobini içine yerleştirilmiş olan malzemede, eddy akımları indüklenir. Parça direncinden geçen bu akım parçada ısı meydana getirir. Bunun sonucunda indüksiyon bobini ile arasında her hangi bir fiziksel temas olmadan malzeme ısınmakta ve erimektedir. Yüksek frekansla ısıtmanın verimi; parçayı ısıtmak için harcanan güç ile besleme hattından çekilen güç arasındaki orandır. Yani parçaya verilen gücün, endüktöre verilen güce oranıdır. Bu oran içerdiği iki türlü verimin düşük olması nedeniyle yüksek değildir. Birincisi; şebeke frekansından istenen frekansa dönüşüm verimi, ikincisi; endüktör verimidir. Bu nedenle indüksiyonlu ısıtmada verim düşmektedir. Son zamanlarda indüksiyonlu ısıtmanın verimini yükseltmek için değişik bir çok yol denenmektedir.

İndüksiyonlu ısıtma sisteminin yükü aslında endüktör bobinidir. Endüktör bobini direkt olarak beslenirse görünür gücün, aktif güce oranı çok yüksek olacağından güç katsayısı küçülür. Bu durum şebekeyi besleyen hatlarda güç kaybının ve gerilim düşümünün artmasına, şebekeyi besleyen iletim hatlarının kesitinin büyümesine ve verimin düşmesine, şebekeyi besleyen transformatörlerin verimlerinin düşmesine ve maliyetin artmasına sebep olur. Bu nedenle ısıtma bobininin bir kondansatörle kompanze edilmesi gerekir. Hemen hemen omik olmayan tüm yükler, anahtarlama modlu güç kaynakları ve içerdiği cihazların yaptığı çok yüksek seviyedeki şebeke kirliliği için, gerekli güç katsayısını düzeltme işleminin kondansatörlerle yapılması IEC yönetmeliği 1003-2'nin belirlediği şartları sağlayamaz(Bu yönetmeliğe göre 250 Watt'ı geçen yükleri şebekeye bağlamak için şebekenin harmonik içeriği müsaade edilebilir sınırlar içinde olmalıdır). Bu noktada devreye rezonans inverterler girmektedir. Bu devreler kompanze işlemi için kullanılan kondansatörle sinüsoidal'e benzer dalga biçimlerine neden olurlar. Filtreleme olayının doğasında bulunan azaltılmış dv/dt , di/dt ve elektromanyetik girişimi, anahtarlama frekansının değiştirilmesiyle çıkış geriliminin ve gücünün kontrolünü, akım ve/veya gerilim sıfırken anahtarlama işlemini gerçekleştirirler.

İndüksiyonlu ısıtma sistemlerinin tercih edilmesinin en önemli nedeni metalin ısıtılması ve eritilmesindeki değişik hız seçenekleridir. Bundan başka; yanmanın olmadığı durumlarda oksidasyon kayıplarının azaltılması, çok kısa bir sürede güç kaynağından tam güç elde edilebilmesi, böylece çalışma sıcaklığına ulaşma zamanının azaltılması, yanma sonucu ortaya çıkan ürünler olmadan çok temiz, çevreci bir eritme sağlanması, kirlilik kontrol sistemlerinin bulunmaması, gücün tam otomatik kontrolü ile fırındaki insan gücünün azaltılması, küçük fırınlardan yüksek eritme oranı elde edilebilmesi, yanmamış gaz bulunmaması ve atık ısısının en düşük seviyede olmasıdır.

Gerçekleştirilecek olan 10kHz 7,5kW gücündeki bir indüksiyonlu ısıtma sistemi; şebeke girişinde bir EMI filtreden, bir kontrolsüz doğrultucudan, şok bobininden, tek fazlı akım beslemeli paralel rezonans devreli bir inverterden, ferrit nüveli bir trafodan ve indüksiyonlu ısıtma endüktöründen meydana gelmektedir.

2. LİTERATÜR ARAŞTIRMASI

Akagi (1988) Statik indüksiyon transistörleri kullanılarak yüksek frekanslı, yüksek güçlü akım kaynaklı bir inverterin kontrol projesinde; akımın komütasyonu sırasında anahtarlama kayıplarının azaltılması ve gerilim yükselmesinin durdurulmasındaki amaçları anlatmıştır. Kararlı çalışma komütasyon endüktansı 1,8 μH 'den küçük deneylerle gerçekleşmiştir. Sonuç olarak kontrol devresi ve sürücü devresi kayıpları hariç tutularak inverter verimi %97 olarak belirlenmiştir. Uygun bir faz açısı kontrolü ile indüksiyonlu ısıtma uygulamaları için yüksek frekanslı, yüksek güçlü, akım kaynaklı bir inverter değerlendirmiştir. Komütasyon endüktansına karşı, akımın komütasyonu boyunca gerilim yükselmelerinin bastırılmasını amaçlanmıştır.

Dede (1992) 50 kHz ile 200 kHz üzeri frekans aralığında çalışan indüksiyon fırınları için transistörlü bir generatörün özelliklerini, teknolojisini ve yapısını sunmuştur. Generatörün sistem frekansını otomatik takip eden bir sistem içerdiği ve bu sistemin geniş frekans aralıklarında her hangi bir ayarlama olmadan çalışmaya imkan verdiğini anlatmıştır. Ayrıca yüksek frekanslı indüksiyon ısıtma uygulamaları için orta büyüklükteki bir dönüştürücünün tasarımını anlatmıştır. MOSFET transistörlerden oluşan köprü inverteri, 200 kHz'e kadar ki frekanslarda çalıştırmıştır. İnverteri; rezonans ve inverter frekansını her an dengeye getiren otomatik bir takip devresi ile kontrol etmiştir. Yüke verilen gücü, kıyıcı girişinin darbe/periyot oranının kontrolü olan bir geri besleme döngüsü ile regüle etmiştir.

Fujita (1999) Koronadeşarj işlemleri için geliştirilmiş dalga yoğunluk modüleli gerilim kaynaklı bir seri rezonans inverterin kontrolünü ve çalışmasını anlatmıştır. PDM inverter sabit DC gerilim ve çalışma frekansı altında ortalama çıkış gerilimini kontrol için inverterin AC uçlarında bir sıfır gerilim durumu veya bir kare dalga AC gerilim durumundan birini meydana getirmiştir. Böylece PDM inverter, hem güçlü hem de zayıf yüzey işleme metotlarını yerine getirmek için %0,5-%100'lük geniş bir aralıktadeşarj gücünün kontrolünü mümkün kılmıştır.

Fujita (1999) Dört adet MOSFET kullanarak gerilim beslemeli seri rezonanslı inverter için hızlı anahtarlama üçüncü derece bir rezonans devresini anlatmıştır. Üçüncü derece rezonans akımını, her bir MOSFET'in çıkış kapasitansının hızlı bir şekilde şarj veya deşarj olması için sinüsoidal bir yük akımı üstüne bindirmiştir. Bu durum MOSFET'in hem iletimi hem de kesimi için gerekli komütasyon periyodunu azaltmış ve inverter çıkışında yerdeğiştirme faktörünü düzeltmiştir. Ayrıca üçüncü derece rezonans devresi, hat endüktansı ve kaçak kapasitansı arasında parazitik titreşimi bastırmak için alçak geçiren bir filtre vazifesi görmüştür. Üçüncü derece rezonans devresinin etkinliği ve uygulanabilirliği düşük sıcaklıklı plazma generatör için geliştirilmiş 2 Mhz, 2kW'lık bir prototip inverterle sağlanmıştır. Hızlı anahtarlama çalışmayı sağlamak için üçüncü derece bir rezonans devresiyle donatılmış gerilim beslemeli bir seri rezonans inverteri önermiştir. Üçüncü derece rezonans devresinin uygulanabilirliğini ve tasarım stratejisini hem teorik hem de deneysel olarak tartışmıştır.

Grajales(1995) Bir faz kitleme kontrollü seri rezonans inverterin analizini ve kararlı durum modelini sunmuştur. Bu kararlı durum modeline sıfır gerilimde anahtarlama(ZVS) çalışma bölgesinin belirlenmesini ve ZVS durumunun değerlendirilmesini dahil etmiştir. Bu analize dayanarak sürekli dolanan enerjiyi minimize eden bir frekans kontrol stratejisini amaçlamıştır. Ayrıca güç bölgesi elemanlarını tasarlama metodunu, darbe/periyot oranını ve çalışma frekans aralığını önceden belirlemek için 10kW, 500kHz'de çalışan faz kaydırma kontrollü seri rezonans inverteri(PSC-SRI) incelemiştir. PSC-SRI'nin tam güç bölgesinin analizini ve iki kontrol döngü sistemini(frekans kontrol ve darbe periyot kontrol) anlatmıştır. Bundan başka küçük sinyal modeli ve kontrol döngülerinin her birine karşılık gelen plan ve projeleri sunmuştur. Analitik sonuçların değerlerini, 500kHz 10kW'lık laboratuvar prototipinden ölçülmüş deneysel verilerle karşılaştırmıştır.

Hernando (1994) Rezonans yük ile dönüştürücü elde ederken bir rezonans devresini, basamaklı sinüsoidal gerilim veya akım üretmek için devrenin doğal rezonansına yakın bir noktaya sürmüştür. Çıkışta doğrultulmuş ve filtrelenmiş DC gerilim elde etmiştir. Yüksek gerilim uygulamaları için “gerilim beslemeli, tam

köprü, rezonans değişimli, yükün rezonans kondansatörlerinden birine paralel bağlı olduğu, üç rezonans elemanlı LCC (bir bobin ve iki kondansatör) DC-DC dönüştürücü elde etmiştir. Bu dönüştürücünün farklı çalışma şekilleri ve her bir çalışma şekli için komütasyon tipi üzerinde çalışılarak sınıflandırma yapmıştır. Bu dönüştürücülerden faydalanan bölge ve farklı çalışma alanlarında komütasyonun etki kriterleri gösterilmiştir.

Kim (1988) İndüksiyonlu ısıtma için tank devreli bir frekans dönüştürücünün yer değiştirme faktörünü 1’de tutarken yüke güç aktarmayı amaçlamıştır. Statik karakteristikleri anahtarlama fonksiyonları ve mod fonksiyonlarını kullanarak analiz etmiş ve giriş yer değiştirme faktörü 1’de tutulurken çalışma bölgelerini bulmuştur. Tank gerilimini, tristörlere göre belirlemek için sadece ardışık bir kapı darbesi kullanan bir yol verme metodunu önermiştir. Uygulanabilirliğine karar vermek için yol verme metodunun simülasyonunu yapmıştır.

Ogiwara (1990) Statik indüksiyon transistörlerini kullanarak gerilim beslemeli tam köprü bir seri rezonans devresinin 100-1000 kHz frekans aralığında verimli bir şekilde çalışmasını açıklamıştır. 100 kHz ve/veya 400 kHz yüksek güçlü indüksiyonlu ısıtma ve eritme güç kaynakları için deneme amaçlı inverterleri mütalaa etmiştir. Ek olarak radyo frekans uygulamaları için uygun bir quasi rezonans inverteri yaklaşık 1Mhz’de anahtarlama kayıplarını azaltmak için tasarlamıştır. SIT’in dönüştürme veriminin elektron tüpün dönüştürme veriminden %20-%30 daha yüksek olduğunu bulmuştur.

3. REZONANS DEVRELERİ

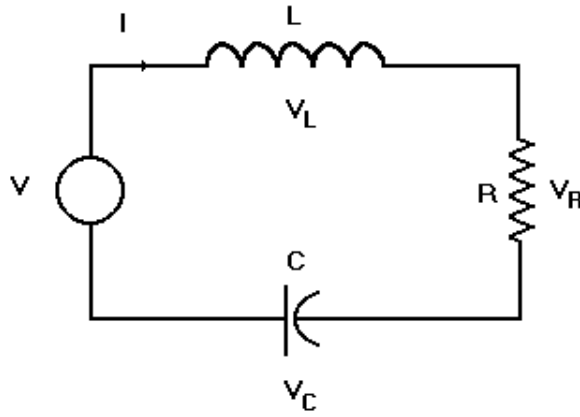
3.1. Giriş

Bir çalışma parçasını mükemmel şekilde ısıtmak için, büyük akım değerlerine ihtiyaç vardır. Bu akımın, şebekeden veya frekans konvertöründen çekilmesi gereklidir. Bu durum ise, devre elemanlarının çalışma değerlerinin büyütülmesini, yüksek akım ve gerilim değerlerinde çalışacak devre elemanlarının bulunma zorluğunu ve maliyetin artması gibi güçlükleri beraberinde getirir. Frekans dönüştürücünün ihtiyacı olan akım veya gerilimi küçültmek için basit bir rezonans devresinden faydalanan güç kaynağı yapmak gerekir. Bununla birlikte konvertörlerde anahtarlama işlemi DC bileşenli veya bileşensiz kare dalgaya benzer gerilim veya akım dalga zinciri oluşturur. Bir rezonans LC devresi, bu tür devrelerde her zaman yan yana gelir. Rezonans LC devresi; filtreleme olayının doğasında bulunan dv/dt , di/dt ve EMI'nın azaltılmasını, anahtarlama frekansının değiştirilmesiyle çıkış gerilim ve gücünün kontrolünü sağlar. Rezonans devreleri genel olarak seri ve paralel rezonans devreler olmak üzere ikiye ayrılır.

3.2. Seri Rezonans

Şekil 3.1'de verilen seri RLC devresi ele alınırsa, bu devrede Kirchhoff kanuna göre gerilim aşağıdaki şekilde ifade edilir.;

$$V_m \sin(\omega t + \theta) = R.i + \frac{1}{C} \int i.dt + L \frac{di}{dt} \quad (3.1)$$



Şekil 3.1 Seri RLC devresi

Devrenin diferansiyel denkleminin t 'ye göre türevi alınır;

$$\frac{\omega \cdot V_m}{L} \cos(\omega t + \theta) = \left(\frac{R}{L} \frac{d}{dt} + \frac{1}{LC} + \frac{d^2}{dt^2} \right) \cdot i \quad (3.2)$$

şeklinde yazılır. Bu, ikinci dereceden bir diferansiyel denklemdir ve özel çözüm belirsiz katsayılar yöntemi kullanılarak çözülürse;

$$I = \frac{V_m}{\sqrt{R^2 + \left\{ \left(\frac{1}{\omega C} \right) - \omega L \right\}^2}} \cdot \sin\left(\omega t + \theta + \tan^{-1} \frac{\left(\frac{1}{\omega C} - \omega L \right)}{R}\right) \quad (3.3)$$

sonucu elde edilir. Akım ile gerilim arasındaki açı ise denklem 3.4'te verilmiştir.

$$\theta = \text{Arctan} \frac{\frac{1}{\omega C} - \omega L}{R} \quad (3.4)$$

RLC devresine uygulanan gerilimin frekansının fonksiyonuna bağlı olarak akımın büyüklüğü göz önüne alınır. Düşük frekanslarda ($\omega \rightarrow 0$), kapasitif reaktans büyük olduğundan akım çok küçüktür. Yüksek frekanslarda ($\omega \rightarrow \infty$), endüktif reaktans büyük olduğundan akım yine küçüktür. Bu sınırlar arasında;

$$\frac{1}{\omega C} - \omega L = 0 \quad (3.5)$$

olduğunda faz açısı sıfırdır. Bu frekansta devrenin rezonansta olduğu söylenir ve akım maksimumdur. Güç kaynağından çekilen yük akımı, belirli bir yük devresi için seri veya paralel bağlantıya bakılmaksızın aynıdır. Çünkü devrenin toplam empedansı azalmıştır ve gerekli akım sabittir. Bu nedenle seri bağlı devrede, gerilimde Q kadar bir yükselme vardır ve

$$I = \frac{V}{R} \quad (3.6)$$

olarak bulunur. Seri rezonansta, devre akımı belirli bir giriş gerilimi için çok daha yüksektir. Çünkü devre, rezonans frekansına yakın bir değere ayarlandığı zaman empedans sıfıra yaklaşmaktadır. Devre saf direnç olarak görünür. Akım, uygulanan gerilimle aynı fazdadır. Bu durumda denklem 3.5'den *rezonans frekansı*;

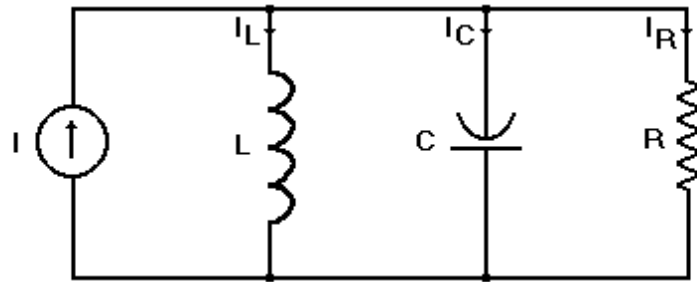
$$\omega_0 = 2.\pi.f_0 = \frac{1}{\sqrt{L.C}} \quad (3.7)$$

olarak bulunur. Devrenin elemanları üzerindeki gerilimlerin efektif değerlerinin toplamı sıfır değildir. Reaktanslar üzerindeki gerilimler, rezonans durumunda büyük değerlere ulaşırlar. Bununla birlikte kondansatördeki gerilimin fazının akımın fazına göre -90° , endüktans üzerindeki gerilimin fazının ise $+90^\circ$ olduğu görülür. Yani iki reaktans üzerindeki gerilimlerin ani değerlerinin toplamı sıfır olur. Seri rezonans, elektronik devrelerde rezonans frekansında akımı artırmak için geniş bir şekilde kullanılır.

3.3. Paralel Rezonans

Şekil 3.2’de verilen paralel RLC devresi ele alınırsa, bu devrede Kirchhoff yasasına göre akım; denklem 3.8’de gösterildiği gibi ifade edilir.

$$I_m \sin(\omega.t) = \frac{v}{R} + \frac{1}{L} \int v.dt + C \cdot \frac{dv}{dt} \quad (3.8)$$



Şekil 3.2 Tipik bir paralel RLC devresi

Devre akımının t 'ye göre türevi alınırsa;

$$\omega \cdot I_m \cos(\omega.t) = \frac{dv}{dt} \frac{1}{R} + \frac{1}{L} \cdot v + C \cdot \frac{d^2v}{dt^2} \quad (3.9)$$

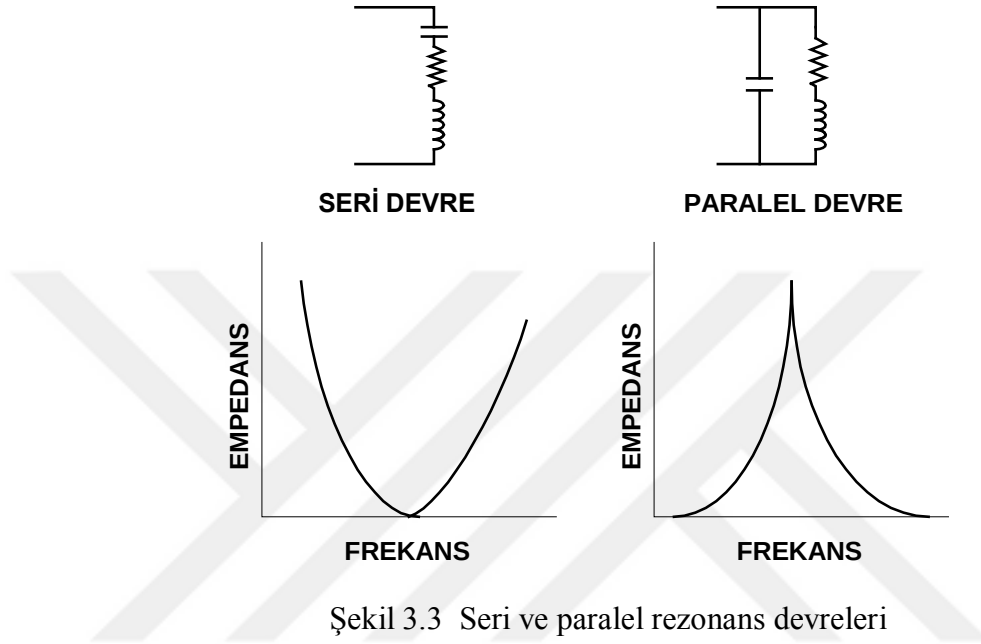
Bu denklem, ikinci dereceden bir diferansiyel denklemdir ve özel çözüm belirsiz katsayılar yöntemi ile çözülebilir.

$$V = \frac{I_m}{\sqrt{\frac{1}{R^2} + \left(\frac{1}{\omega.L} - \omega.C \right)^2}} \sin(\omega.t + \tan^{-1} R \left(\frac{1}{\omega.L} - \omega.C \right)) \quad (3.10)$$

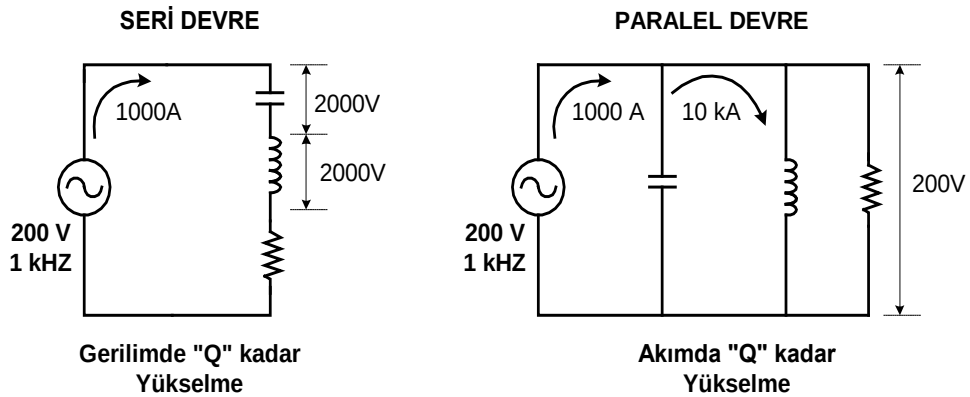
Empedans, çok büyük ve gerçekse, rezonans durumunda ω_0 ;

$$\omega_0^2 \cdot L \cdot C = 1 \text{ veya } \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \quad (3.11)$$

şeklinde bulunur. Bu bağıntı seri rezonans için bulunan ifadeyle aynıdır. Bununla birlikte şekil 3.3'te verildiği gibi seri rezonanstaki empedansın minimum değerde olduğu, paralel rezonanstaki empedansın maksimum değerde olduğu görülür. Rezonans durumunda empedans sonsuz ve akım sıfır olur. O zaman LC zaman bileşeni üzerindeki gerilim, R 'nin değerinden bağımsızdır.



Şekil 3.4'de paralel rezonanslı yük devresinde güç kaynağından giriş hattına verilen akım, tank devresinin akımı ile karşılaştırılırsa, tank devresindeki akımın, giriş akımının Q ($Q=10$) katı kadar olduğu görülür.



Şekil 3.4 Seri ve paralel devreler

Rezonans frekansında çıkış gerilimi, giriş geriliminin değerine çıkar. Elektronik devrelerde büyük gerilim taşıyan paralel rezonans, yüksek empedans oluşturmak için kullanılır. Rezonans durumunda giriş geriliminin tamamı kondansatör ve bobin üzerine uygulanmış olur ve devredeki toplam akım sıfır olur. Rezonans durumunda kapasitif reaktans, endüktif reaktansa eşit olduğundan bobin ve kondansatördeki akımlar eşittir. Seri ve paralel rezonans devrelerinin formüllerle karşılaştırılması Tablo 3.1’de verilmiştir. Tabloda görüldüğü gibi paralel rezonans devresi için verilen ifadeler, seri rezonans devresi için verilen ifadelerin tamamen tersidir. [Loveless 1995]

Tablo 3.1 Temel rezonans devrelerinin formüllerle karşılaştırılması

PARAMETRELER	SERİ	PARALEL
Empedans	$Y(s) = \frac{1}{R} \frac{2\zeta Ts}{T^2 s^2 + 2\zeta Ts + 1}$	$Z(s) = R \frac{2\zeta Ts}{T^2 s^2 + 2\zeta Ts + 1}$
Zaman Sabiti	$T = \sqrt{L.C}$	
Rezonans Frekansı	$\omega_0 = 2.\pi f_0 = \frac{1}{T}$	
Sönüm Faktörü	$\zeta = \frac{R}{2\omega_0.L} = \frac{\omega_0.R.C}{2}$	$\zeta = \frac{\omega_0.L}{2.R} = \frac{1}{2\omega_0.R.C}$
Karakteristik Empedans	$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}$	
Kalite Faktörü	$Q = \frac{1}{2\zeta} = \frac{1}{\omega_0.R.C} = \frac{\omega_0.L}{R}$	$Q = \frac{1}{2\zeta} = \omega_0.R.C = \frac{R}{\omega_0.L}$

Paydalarda kullanılan ζ , kompleks köklere sahiptir. Bunun sonucunda titreşimli bir salınım elde edilir. $\zeta = 1$ ise kutuplar reel eşleniktir. Bu duruma kritik sönümlü hal denir ve titreşim yoktur. $\zeta = 0$ ise kutuplar kompleks eşleniktir. Sabit genlikli ve sönümsüz titreşim meydana gelir. $\zeta > 1$ ise kutuplar reeldir. Bu duruma aşırı sönümlü hal denir. Sistemin cevabı yavaş ve uzun sürelidir. $0 < \zeta < 1$ ise kutuplar kompleks eşleniktir. Sistemin cevabı az sönümlüdür. Sonuç olarak ζ büyüdükçe sistemin cevabı yavaşlar. Salınım azalır ve süre büyür.

4. İNDÜKSİYONLU ISITMAYA GENEL BİR BAKIŞ

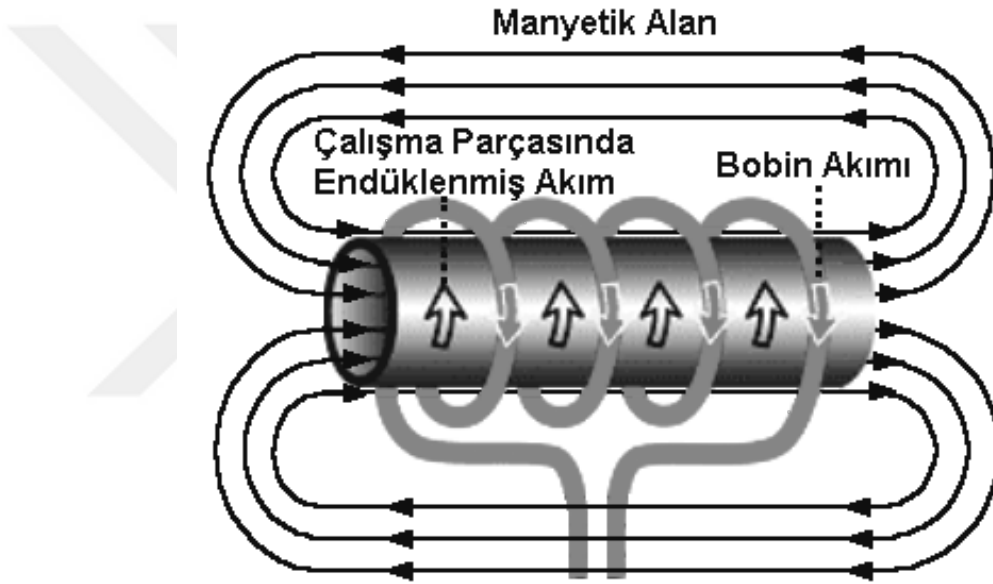
4.1. Giriş

Endüstride ısıtma işlemlerinde üstün özelliklere sahip olan indüksiyonlu ısıtma uygulamaları 1890'larda ilk patentin alınmasıyla başlamış ve günümüze kadar hızla artan bir şekilde devam etmiştir. Bugünün modern elektrik fırınları genellikle ya ark fırınları ya da indüksiyon fırınlarıdır.

4.2. İndüksiyonlu Isıtma

Bir indüksiyonlu ısıtma sisteminin temel elemanları; bir AC güç kaynağı, indüksiyon bobini ve çalışma parçasıdır (işlenecek veya ısıtılacak malzeme). Güç kaynağı, alternatif akımı indüksiyon bobini içinden geçirerek bobin etrafında bir manyetik alan meydana getirir. Akım, alternatif bir akım olduğundan meydana gelen manyetik alan, alternatif akımın periyodu ile değişir. Yani çalışma parçasından geçen akı da değişir. Değişen manyetik alan, ısıtılacak parça içinde bir gerilim indükler. Bu gerilim, manyetik alan içinde kalan indüksiyon bobini içine yerleştirilmiş çalışma parçasında eddy akımlarını dolaştırır. Parça direncinden geçen bu akım parça içinde ısı meydana getirir. Böylece çalışma parçası ve indüksiyon bobini arasında herhangi bir fiziksel temas olmadan çalışma parçası ısıtılmaktadır. Isıyı indüksiyon akımı meydana getirdiğinden, bu işleme indüksiyonlu ısıtma denir. İndüksiyonlu ısıtma prensip şeması şekil 4.1'de görülmektedir [Badur 1972].

Bir indüksiyonlu ısıtma güç kaynağının tasarlanması esnasında karşılaşılan ilk zorluk, verilen bir uygulama için yük karakteristikleri tanımlanırken ortaya çıkmaktadır. Bu durum özellikle manyetik malzemelerin ısıtılmasını gerektiren uygulamalarda olmaktadır. Yük karakteristiklerinin belirlenmesinde en sık kullanılan yöntem, direkt olarak deneysel ölçümlerdir. Bununla birlikte son zamanlarda sonlu eleman analizleri gibi diğer metotlarda kullanılmaktadır. Ayrıca yük karakteristikleri sonuçları, uygulamalar için çok belirleyicidir.



Şekil 4.1 İndüksiyon olayının prensip şeması

4.3. İndüksiyonlu Isıtma Yük Karakteristikleri

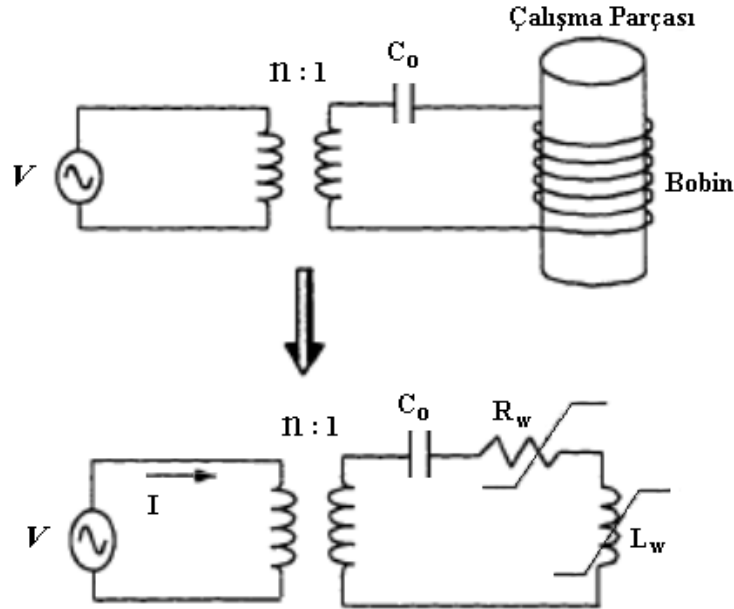
İndüksiyonlu ısıtma, iletken malzemeden bir parçanın değişken manyetik alan yayan bir bobin içine yerleştirildiği zaman görülür. Manyetik alan iletken parçada eddy akımlarını indükler ve $P_{\text{eddy}} \cdot R_W$ nedeniyle parçada ısı meydana gelir. Burada R_W parçadaki akım yolunun direncidir. Pratikte çalışma parçası, hem manyetik (demir veya çelik gibi) hem de manyetik olmayan (altın veya alüminyum gibi) malzeme olabilir. Manyetik malzemelerde ek olarak histerisiz kayıpları yüzünden meydana gelen ısınma görülür. Fakat 732°C (1420°F)’den sonra manyetik özellik çok azalır ve histerisiz

kayıpları sona erer. Bu durumda manyetik malzemeyi indüksiyonla ısıtmak kolaydır ancak histerisiz kayıplarının yüksek sıcaklıkla sınırlanması ve bu olayın manyetik olmayan malzemelerde bulunmaması bu kayıpların ihmal edilmesine sebep olur.

İletken bir çalışma parçası, bobin içine yerleştirildiğinde manyetik alan, çalışma parçası ve bobin arasındaki hava aralığında kuvvetli; iletken malzemede ise yoğunluğu azalarak nüfuz edecek şekilde dağılmıştır. İndüksiyonlu ısıtmada yüzeydeki eddy akımları, çalışma parçasının merkezine doğru gidildikçe azalır. Bu duruma, “Skin Effect” denir. Skin effect olayının niteliksel olarak ölçüsü skin effect derinliğidir. Skin effect derinliği veya nüfuziyet derinliği, δ ile gösterilir. Nüfuziyet derinliği, e^{-1} değerine bağlı olarak değişen manyetik alanın büyüklüğüdür ve aşağıdaki formülle ifade edilir.

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{\mu\omega_s}} \quad (4.1)$$

Burada ω_s , anahtarlama frekansı(rad/sn); ρ , öz direnç($\Omega.m$); ve μ , malzemenin toplam permeabilitesidir ($\mu = \mu_o \mu_r$).

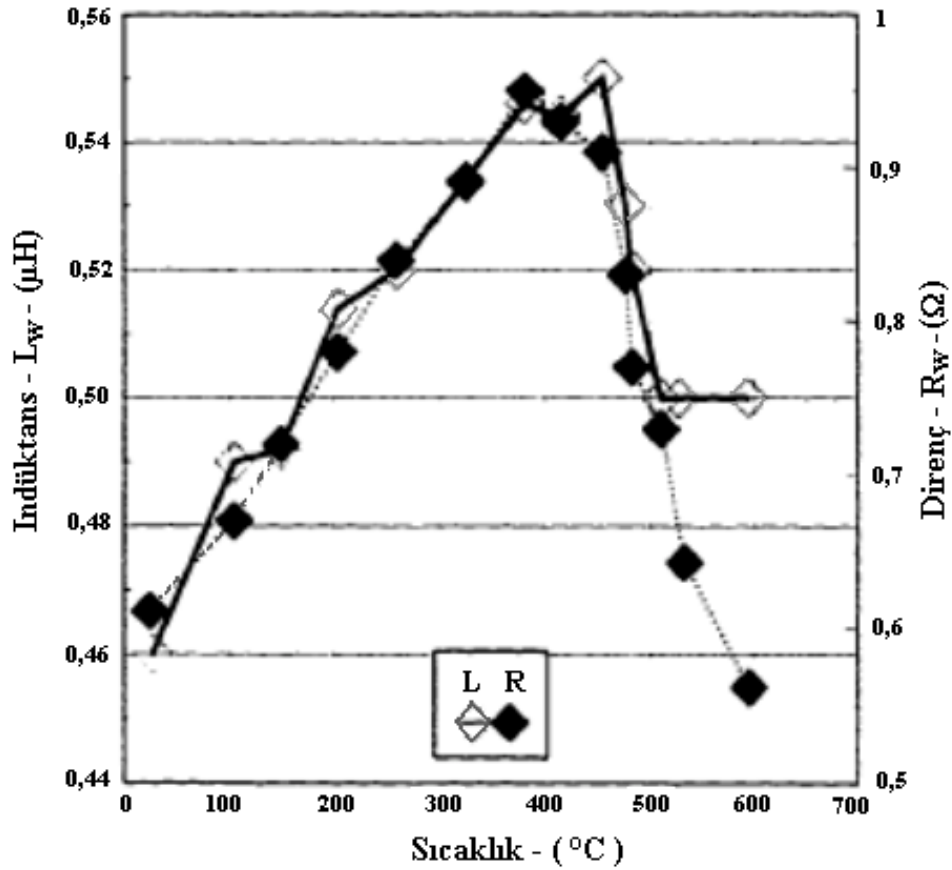


Şekil 4.2 İndüksiyonlu ısıtma yükünün temsili gösterilişi

Çalışma frekansı ve çıkış gücü, bir indüksiyonlu ısıtma güç kaynağı için iki temel şarttır. Çıkış gücü şartını karşılamak için yükün direnci belirlenmelidir. Ayrıca bir çok durumda çalışma frekansı şartını karşılamak için yükün endüktans değeri de bilinmelidir. Isıtma işlemi süresince manyetik parçaların sıcaklığı, Curie sıcaklığına ulaştığında yükün direnci ve endüktansı değişir. Şekil 4.2’de genel bir indüksiyonlu ısıtma yükü gösterilmiştir. Burada bobinin ve çalışma parçasının direnci ile endüktansı, birbirine seri şekilde bağlı, değişken R_W direnci ve L_W endüktansı olarak gösterilmiştir.

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_W \cdot C_0}} \quad (4.2)$$

$$P_{in} = I_{rms}^2 \cdot n^2 \cdot R_W \quad (4.3)$$



Şekil 4.3 Sıcaklığın fonksiyonu olarak demirden yapılmış malzeme için laboratuvar ölçümlerinden elde edilen yük karakteristiği;

Şekil 4.3’de sıcaklığın bir fonksiyonu olarak demirden bir parçanın yük direnci ve endüktansının değişimi örnek olarak gösterilmiştir. Çalışma parçasının sıcaklığı artarken R_w direnci ve L_w endüktansı da arttığından eğrinin şekli dikkate değerdir. Bununla birlikte sıcaklık Curie sıcaklığına yaklaşıırken R_w direnci ve L_w endüktansının değeri parçanın soğuk olduğu zamanki değerinden daha aşağıya düşer. Grafik, indüksiyonlu ısıtma uygulamalarındaki direnç değişimlerinin, endüktans değişiminden çok büyük olduğuna dikkat çekmektedir. Örneğin, çelik uygulamalarında endüktans değişimi minimum değerinin 1,2 katı civarında iken direnç değerindeki değişim, minimum değerinin 2,5 katı kadardır[Grajales 1995].

4.3.1. Yük endüktans karakteristiği

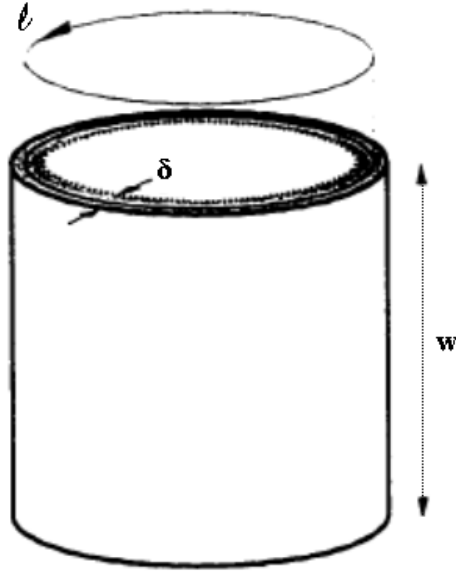
Bir çok fiziksel faktör yük endüktansının değerine etki eder. Bunlar; bobinin boyutu, bobinin şekli, çalışma parçasının boyu, malzemenin cinsi, ısıtma sıcaklığı ve manyetik alan yoğunluğudur. Bu nedenle indüksiyonlu ısıtma yük endüktansı karakteristiği için kolay bir eşitlik veya genelleme yoktur. Bir çok durumda tasarımcılar ısıtma işlemi süresince yükün davranışını daha iyi anlamak için sonlu eleman analizini kullanırlar.

Manyetik alanın parçaya nüfuz derinliği gibi ısıtılan parça içindeki manyetik alanın büyüklüğü de üstel olarak azalır. Bu nedenle indüklenen eddy akımları da benzer şekilde azalacaktır. Manyetik alanın bu üstel azalması Lenz kanunuyla açıklanmıştır. Lenz kanuna göre indüklenen eddy akımları, kaynak alanına karşı koyacak bir yönde kendi manyetik alanını oluşturur. Yüzeyde eddy akımları kuvvetli, kaynak alanı ise zayıftır. Lenz kanunu transformatör ve manyetik bir parça ile indüksiyon bobini arasındaki ana farkı açıklar. Çünkü üretilen eddy akımları indüksiyonlu ısıtmada önemli ölçüde büyüktür. Bobin içindeki etkin manyetik alan azalmakta ve dolayısıyla yük endüktansı transformatör durumunun aksine azalır.

Ek olarak, yük endüktansının metalik olmayan(yüksek μ_r 'li) bir parça kullanıldığındaki değeri, demirden yapılma($\mu_r=1$) bir parça kullanıldığındaki değerinden çok daha küçüktür. Bu nedenle şekil 4.3'de gösterildiği gibi demirden yapılma parça Curie sıcaklığına ulaştıktan sonra endüktansı azalır. Bununla birlikte sıcaklıktan başka bir çok faktör şekil 4.3'ün endüktans davranışına etki eder. Örneğin, parça içindeki manyetik alan değişirken endüktansla birlikte yük direncide değişir.

4.3.2. Yük direnç karakteristiği

Yük direnci; iş parçasının ve bobin direncinin bir fonksiyonudur. İndüksiyonlu ısıtma uygulamalarında su soğutmalı bobin kullanıldığından, ısıtma süresince bobin direncinin sabit kaldığı farz edilebilir. Bununla birlikte çalışma parçasının direnci, sıcaklığa bağlı olarak geniş bir aralıkta değişir. Bu değişimin etkisi dikkate değer bir şekilde yük direncine yansır.



Şekil 4.4 Yaklaşık olarak çalışma parçasının direnci

Daha kesin hesaplamalar ve daha genel çalışma parçası geometrileri için sonlu eleman analizleri gereklidir. Mevcut analizler için silindirik bir çalışma parçasında direnç, şekil 4.4’de gösterildiği gibi skin effect derinlik bölgesinde bulunan eddy akımları varsayımıyla hesaplanmıştır. Bu nedenle içi dolu bir çubuk için direnç tanımlaması kullanılarak elde edilen direnç formülü(direnç, çubuğun boyu ve öz iletkenliği ile doğru, alan kesiti ile ters orantılıdır) aşağıda verilmiştir.

$$R_w \approx \frac{\rho.l}{\delta.w} \quad (4.4)$$

Burada l , çalışma parçası skin effect derinliğinin ortalama boyu ve w çalışma parçasının ısıtılan kısmının genişliğidir. $\delta.w$ terimi ise kesit alanına karşılık gelir. Denklem 4.1’deki skin effect derinliğinin denklem 4.4’te yerine konulmasıyla çalışma parçası direnci aşağıda verilen formülle ifade edilir.

$$R_w \approx \frac{l}{w} \sqrt{\frac{\rho.\mu.\omega_s}{2}} \quad (4.5)$$

Denklem 4.3’te permeabilite ve öz direnç sıcaklığa bağlıdır. Her metal için farklı olan öz direnç değeri sıcaklıkla birlikte artar. Örneğin, karbon çeliklerde sıcaklıkla artan öz direnç 0,2-1,4 $\mu\Omega$ -m arasında değişmektedir. Bununla birlikte permeabilite de çelikteki gibi sıcaklıkla artar fakat Curie sıcaklığından sonra değerinde şiddetli bir azalma görülür. Örneğin çelik, tipine bağlı olarak 5000-15000 arasında değişen maksimum bağlı permeabiliteye sahiptir ve Curie sıcaklığından sonra değeri 1’e kadar düşer.

Sıcaklık artarken öz direnç de arttığından R_w artar. Bununla birlikte Curie sıcaklığında permeabilite, öz direnç artışından daha fazla azaldığı için R_w azalır. Bu arada l değeri, skin effect derinliği değiştikçe değişir. Bu parametre, çalışma parçasının büyüklüğüne bağlı olduğundan manyetik olmayan çalışma parçaları ısıtılırken çok önemlidir[Grajales 1995].

İndüksiyonlu ısıtma uygulaması belli başlı noktaları ile özetlenirse;

1- Verilen akı yoğunluğu, frekans ve direnim için birim hacme giren ısı permeabilitesinin kare kökü ile orantılıdır. Yani manyetik materyaller manyetik olmayan materyallerden daha çabuk ısınırlar.

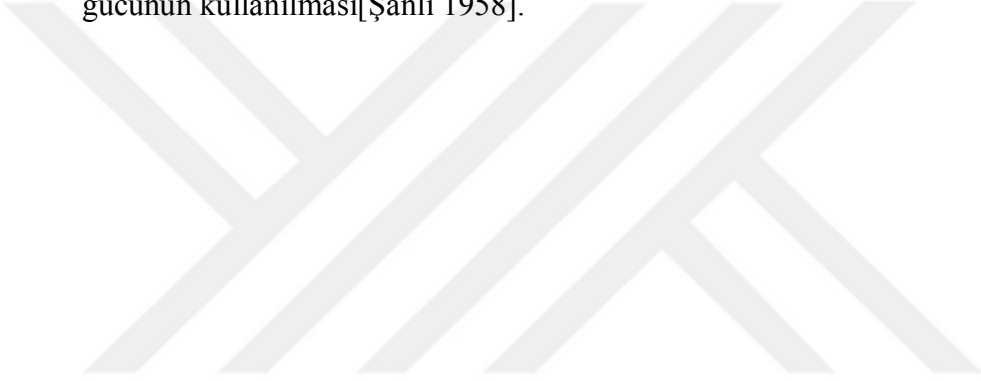
2- Verilen bir materyal için ısı nüfuz derinliği frekansın kare kökü ile ters orantılıdır. Bu durumda nüfuz derinliği frekansla kontrol edilebilir.

3- Verilen bir akı yoğunluğu ve nüfuz derinliği için birim hacme giren sıcaklık direnimle değişir. Yani yüksek direnimli materyaller daha çabuk ısıtılabilir.

4- Verilen bir materyal ve frekans için birim hacme giren sıcaklık akı yoğunluğunun karesi ile orantılıdır. Yani verilen sıcaklık, sarım sayıları ile veya endüktörün akımı ile veya her ikisiyle birden kontrol edilir[Şanlı 1958]

4.4. İndüksiyonlu Isıtmanın Faydaları

1. Metallerin çabuk ısıtılması ve dolayısıyla oksidasyon ve kabuklaşmadan kaçınma,
2. Bütün parça yerine parçanın sınırlı bir yerinin veya yüzeyinin ısıtılabilme avantajı
3. Alaşımları eritme sırasında karıştırmanın kendi kendine olması (stirring effects),
4. Parçanın yakıt gazlarıyla kirletilmemesi,
5. Alevsiz ve dumansız bir ısı elde edilmesi,
6. Çalışma sıcaklığının istenilen derecelere ayarlanabilmesi,
7. Yüksek değerdeki ısı enerjisinin fırının istenilen kısımlarında toplanabilmesi,
8. Seri imalatta fırın içinde rahat bir çalışma ve montaj imkanı sağlaması,
9. Yakıt depolama probleminin olmaması ve enerji ihtiyacının kolayca sağlanabilmesi,

10. İşçiler için akar yakıt veya gaz alevli fırınlardan daha iyi çalışma ortamı,
 11. Gürültüsüz çalışması,
 12. Diğer ısıtma araçlarına oranla ucuzluğu ve kolay kurulumu,
 13. Çevreyi kirlletmemesi,
 14. İşletme şartlarına ve teknik şartlara göre fırın şeklinin istenilen formda yapılabilmesi,
 15. Fırın sıcaklığının devamlı kontrolüne gerek kalmadan yalnız istenildiği zaman ısıtma gücünün kullanılması[Şanlı 1958].
- 

5. İNDÜKSİYONLU ISITMA SİSTEMİNİN TEMEL YAPISI

5.1. Giriş

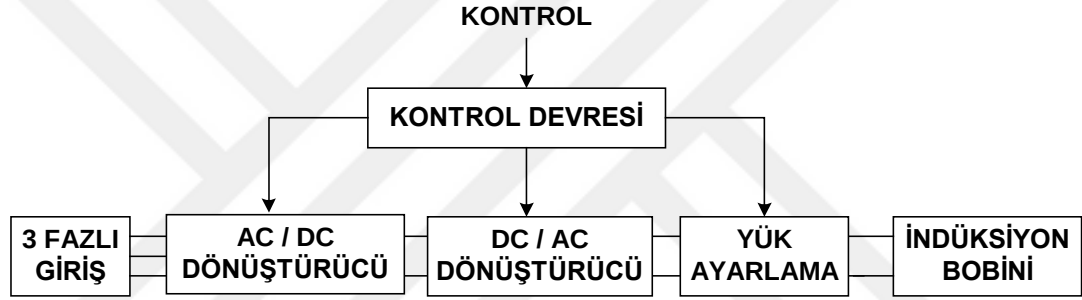
İndüksiyonlu ısıtma sistemi bir çok faktör içerdiğinden karmaşık bir işlemdir. Bir indüksiyonlu ısıtma sisteminin ana elemanları indüksiyon bobini, güç kaynağı ve çalışma parçasıdır. İndüksiyonlu ısıtma sisteminin tasarımında genellikle pek dikkate alınmayan çok önemli bir konu; ekonomik olarak belirli bir güç kaynağından elde edilen maksimum gücü, çalışma parçasına mükemmel bir şekilde dağıtabilmektir. Her indüksiyonlu ısıtma sistemi uygulaması için optimum bir ısıtma bobini veya endüktör tasarımı ve bu uygulamanın ihtiyaçlarını en iyi şekilde karşılayıcı bir güç kaynağı tasarımı vardır. Güç kaynağının çalışma karakteristikleri, arzu edilen ısıtma şeklini elde etmek için bobinin gereksinimleri ile esaslı bir şekilde uymalıdır.

5.2. Güç Kaynağı

İndüksiyonlu ısıtma uygulamalarının hemen hemen sonsuz sayıda çeşidinin ısıtma ihtiyaçlarını optimum şekilde karşılamak için bir çok farklı güç kaynağı tipi ve modeli üretilmiştir. Belirli ısıtma işlemi uygulamaları; frekans, güç seviyesi, bobin gerilimi/akımı ve güç katsayısını içine alan endüktör parametrelerine ihtiyaç duyar. İndüksiyonlu ısıtma işlemlerinde frekans, çok önemli bir parametredir. Çünkü frekans, ısıtma biçimiyle sonuçlanan şekil ve derinlik nedeniyle nüfuziyet akımının derinliği üzerinde birincil etkindir. Bu nedenle güç kaynağını oluşturan elemanlar tasarlanırken belirlenen frekansta çalışacak değerlere sahip elemanlar olmasına dikkat edilmelidir. Güç devresini oluşturan elemanlar, bu frekansta yüksek güvenilirlikte sonuç almak için yeterli sınır değerlerinde çalışacak şekilde tasarlanmış olmalıdır.

Parça, bobin geometrisi ve ısıtılacak olan metalin elektriksel özellikleri; bobin gerilimini, akımını ve güç katsayısını belirler. Tanımlanan bu parametreler güç kaynağının çıkışını bobinin gereksinimlerine göre ayarlamak için gereklidir. Bir çok indüksiyonlu ısıtma güç kaynağı sistemi, ısıtma bobinin parametrelerini belirli sınırlar içinde ayarlayabilme yeteneğine sahiptir.

İndüksiyonlu ısıtma için kullanılan güç kaynağı devrelerinin değişik tiplerinin anlaşılması, verilen bir uygulamada en iyi tipin seçimi için veya güç kaynağının uygunluğunun değerlendirilmesi için gereklidir. Hemen hemen tüm indüksiyonlu ısıtma güç kaynakları için şekil 5.1.'de gösterilen temel blok diyagram kullanılabilir.



Şekil 5.1 İndüksiyonlu ısıtma işlemi güç kaynağı temel blok diyagramı

5.2.1. Besleme gerilimi

Güç kaynağının girişi, genellikle 230V ile 575 volt arası gerilim değerlerini alabilen bir veya üç fazlı alternatif bir gerilimdir. Şebeke frekansı ise 50 veya 60Hz'dir. Avrupa birliğinde bir çok ülke IEC yönetmeliği 1003-2'nin koşullarını uygulamaktadır. *"250 Watt'ı geçen yükleri şebekeye bağlamak için şebekede harmonik içeriği, müsaade edilebilir sınırlar içinde olmalıdır"*. Hat harmoniklerinden başka şebekedeki kirliliklerden biride Elektro Manyetik Karışma(EMI) ve Radyo Frekans Karışma(RFI)'dır. EMI; teknik olarak değişken elektrik veya manyetik alanlar ve iletim hatlarının endüktif veya kapasitif kuplajı tarafından üretilir. Anahtarlamalı güç kaynaklarına özgü akım/gerilim dalga şekilleri ve çok hızlı anahtarlama zamanları nedeniyle EMI ve RFI üretimi için anahtarlamalı

güç kaynakları en kötü kaynaklardan biridir. Transistörler, MOSFET'ler, diyotlar, transformatörler ve endüktörler RFI üretiminin ana kaynağıdır. Bu düşünceyle şebekedeki hat harmoniklerini, elektromanyetik karışmaları ve radyo frekans karışmalarını önlemek için güç kaynağının girişine çeşitli filtre devreleri eklenebilir.

5.2.2. AC/DC dönüştürücüler

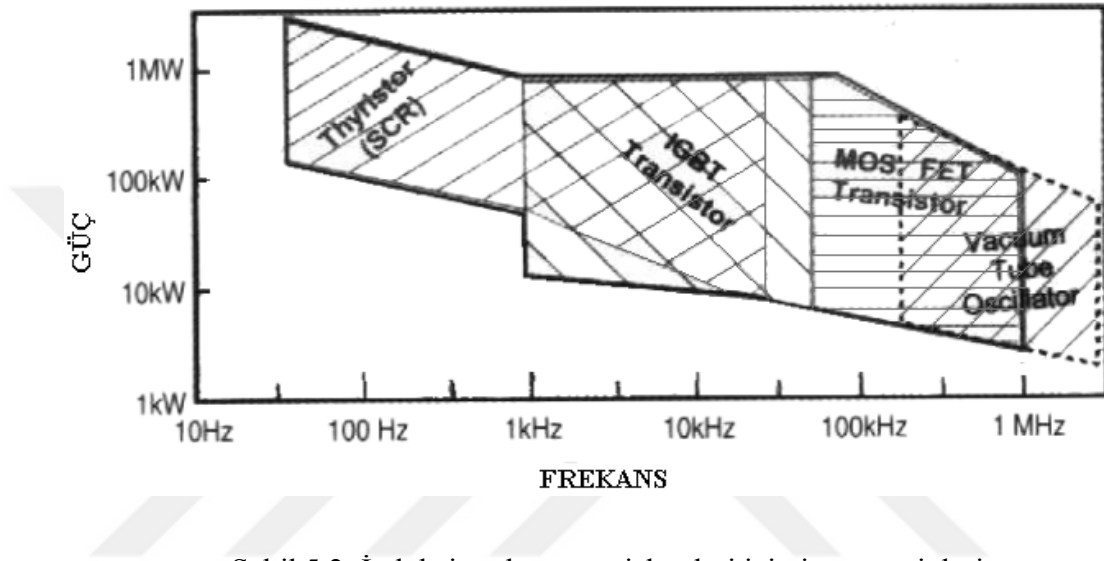
AC/DC dönüştürücü bloğu; kontrollü veya kontrolsüz doğrultucuları ifade eder. Bu doğrultucular bir veya üç fazlı tam dalga köprü tipi doğrultuculardır. Bu kısım sabit veya değişken bir DC gerilim veya değişken bir DC akım sağlayabilir.

5.2.3. İnverterde kullanılan anahtarlama elemanları

İndüksiyonlu ısıtma güç kaynağı pazarına 1970'e kadar motor jeneratörler ve radyo frekans osilatörler hakim olmuştur. Bunlara nazaran daha hızlı anahtarlama yapabilen tristörlerin gelişimi, 1960'ların sonlarında indüksiyonlu ısıtma endüstrisi için yarı iletken güç kaynaklarının gelişmesini hızlandırmıştır. Tristörler 200Hz-10kHz arası çok düşük frekans aralığında anahtarlama yapmaktayken frekans çoklama tekniğiyle anahtarlama kabiliyetleri 25kHz'den 50kHz'e kadar arttırılmıştır. Çok yüksek frekanslı yarı iletkenlerin(MOSFET, IGBT ve SIT) geliştirilmesi ise 1980'lerin ortalarında olmuştur[Cook].

İndüksiyonlu ısıtmanın güç kaynakları 50-60 Hz'lik frekansın üç, beş veya dokuz katı frekanslar için manyetik frekans katlayıcılar, 100kHz'den büyük frekanslar için vakum tüplü osilatörler ve 50-60 Hz'den 10 kHz'e kadar olan frekanslar için tristörlü inverterlerdir[Kim 1998]. İnverter devreleri, tristör ve transistör gibi yarı iletken anahtarlama elemanlarını kullanarak doğru akımı alternatif akıma dönüştürürler. Düşük güç veya 25kHz üzeri frekanslar için, düşük anahtarlama kayıplarına ve çok hızlı iletme geçme ve kesime gitme zamanına sahip olmalarından dolayı transistörler kullanılır.

Rezonans konvertörlerinde büyük bir sürme akımı gerektirdiğinden bipolar transistörler genellikle kullanılmazlar. Güç MOSFET'leri ve IGBT'lerin kapasitif girişlerinin olması ve düşük sürme enerjisine ihtiyaç duymaları sebebiyle bu elemanlar daha çok tercih edilir. Son yıllarda güç MOSFET'leri ve IGBT gibi yarı iletken güç elemanlarının akım/gerilim değerleri ve anahtarlama hızlarında önemli ilerlemeler olmuştur[Fujita 1999].



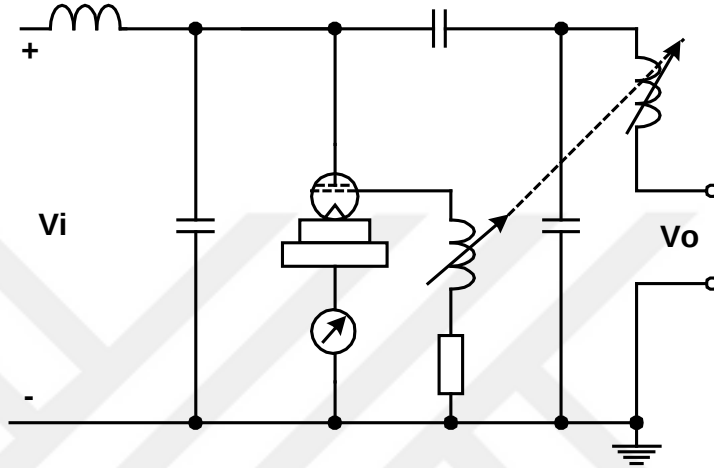
Şekil 5.2 İndüksiyonlu ısıtma işlemleri için inverter tipleri

Şekil 5.2 'de tristör, transistör ve vakum tüplü güç kaynaklarını içine alan değişik güç ve frekans kombinasyonlarının grafik olarak gösterilişi verilmiştir. Burada birden çok tip kullanıldığından üst üste binmiş geniş alanlar açıkça görülmektedir.

5.2.3.1. Vakum tüplü osilatörler

Şekil 5.3 'de gösterildiği gibi vakum tüplü osilatörler yıllardır 300kHz ve üzeri frekanslarda indüksiyonlu ısıtma donanımı olarak sıkça kullanılmıştır. Bununla birlikte tüp osilatörler, %85-93 verime sahip transistör kullanan inverterlerle karşılaştırıldığında %55-%60'lık düşük bir verime sahiptir. Elektronik tüpler sınırlı servis imkanına ve pratikte çalışma şartlarına bağlı olarak 4000 ile 6000 saat arasında bir ömre sahiptir[Dede 1992]. Bu nedenle yedek parça masrafları çok yüksektir. Tüp osilatörlerin bu olumsuz özellikleri 1Mhz'den daha düşük bir frekans gerektiren

ısıtma işlemi uygulamalarında transistörlü güç kaynaklarının tercih edilmesine sebep olmuştur. Ayrıca osilatörler çok yüksek gerilim seviyeleri ile güç kaynağının çevresinde tehlike arz etmektedir. DC gerilim ve akım seviyelerinin, belirli bir bobin için ısı ölçümlerinin veya yük konfigürasyonunun çoğu kez elle hesaplanmasını gerektirmektedir.

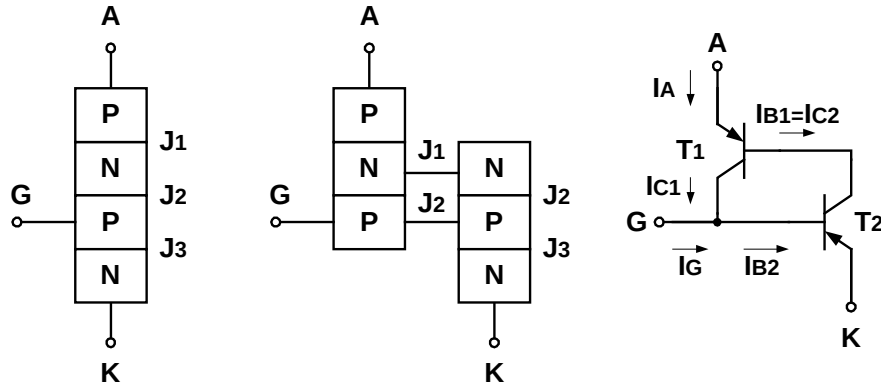


Şekil 5.3 Vakum tüplü osilatör güç devresi

DC güç kısmında çok yüksek gerilim seviyeleri(15-20kV) bulunmaktadır. Bazen anod devresi üzerindeki AC gerilimin tepe değeri hemen hemen bu gerilimin iki katını bulmaktadır. Ayrıca soğutma sistemi şartnamelerinde çok düşük iletkenlik seviyeleri için iyonize olmamış suyun kullanılması gibi özel bir durumu gerektirirler.

5.2.3.2. Tristörler(SCR)

Statik tristörlü inverterler, 500 Hz ile 10 kHz arasındaki frekanslarda kullanılır. Bunlar yeterli enerji verimine sahip, enerji ihtiyacı büyük ve mekanik güç ihtiyacı düşük cihazlardır. Diğer taraftan en önemli problem bir statik tristörlü inverterin frekans aralığının yüksek frekanslı elektron tüplü jeneratörlere nazaran dar olmasıdır. Bu durumda sık sık değişen endüktörü ayarlamak çok gerekli fakat zordur.



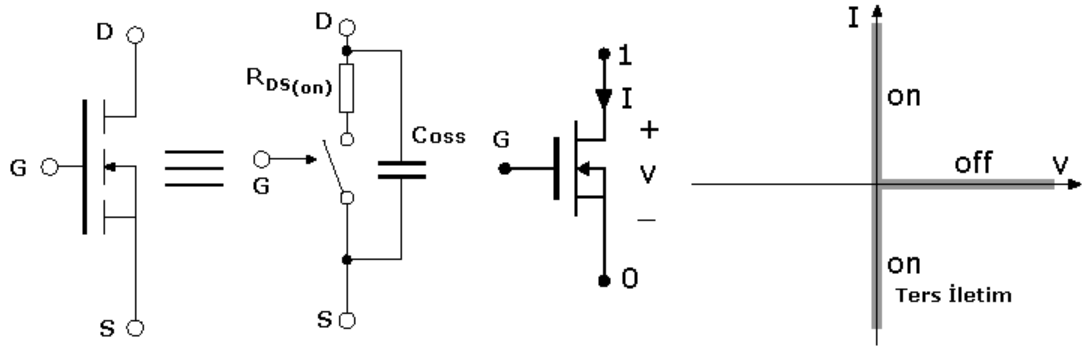
Şekil 5.4 Tristörün yapısı ve iki transistörlü eşdeğer devresi

Tristör teknolojisi 10 kHz'den daha düşük frekanslar ile sınırlıdır. Bu nedenle çok kısa bir toparlanma zamanı gerekir. Şekil 5.4'te görüldüğü gibi tristörün temel çalışma prensibi, çok kısa süreli de olsa bu toparlanma zamanına izin vermez. Tristörler(SCR), Statik İndüksiyonlu Transistörler(SIT)'den daha büyük kesim zamanına ihtiyaç duyarlar. Bu nedenle SIT ve SCR arasındaki asıl fark çalışma frekansında ortaya çıkmaktadır[Dede 1992].

5.2.3.3. Statik indüksiyon transistörler(SIT)

Son günlerde güç elektroniği alanında yüksek frekanslı yüksek güçlü yarı iletken elemanlar geliştirilmiştir. Bu elemanlardan biri olan statik indüksiyon transistör aileleri yüksek verimle, yüksek frekansta çalışan yüksek hızlı bir anahtarlama elemanıdır. Günümüzde SIT; MOSFET'ten daha yüksek güç çıkışlarına sahiptir. Çünkü SIT'in birim değerleri MOSFET'in birim değerlerinden daha büyüktür. Böylece SIT, yüksek güçlü inverterler için MOSFET'ten daha uygun olmaktadır[Ogiwara 1990].

Statik indüksiyon transistörü şekil 5.5'de gösterildiği gibi çok kanallı düşey bir yapıya sahip olan etkili N kanallı bir transistördür. Entegre büyük akım akışı elde etmek için yeterince geniştir. 2SK182E için etkili kaynak alanı 14x11 mm'dir. Bu entegre yüksek bozulma gerilimine sahip olacak şekilde tasarlanmıştır. Şekil 5.6'da bir SIT'in sembolü gösterilmiştir. SIT gömülü gate ucu ile drain ve source uçları arasında akım akışı kontrol edilen gerilim kontrollü bir elemandır.



Şekil 5.7 MOSFET'in sembolü ve anlık akım-gerilim karakteristiği

MOSFET bir sıfır akım anahtarında yüksek Drain-Source gerilimiyle ilettime girer. Bu sırada yüksek anahtarlama kayıpları meydana gelecektir. Ek olarak anahtarda reaktif akım aşımı çok yüksek ve akım aşımalarının olduğu iletimde MOSFET'in performansı iyi değildir. İletim kayıpları çok yüksektir. Sonuç olarak bir sıfır akım anahtarı olarak MOSFET çok uygun değildir.

Bir sıfır gerilim anahtarı olarak MOSFET drain-source arasında herhangi bir gerilim olmadan ilettime geçer ve böylece kapasitif anahtarlama kayıpları meydana gelmez. Reaktif akım aşımları yoktur ve iletim kayıpları çok önemli değildir. MOSFET akımı kesmelidir. Fakat MOSFET'in anahtarlama zamanları küçük olduğundan kesime gitme kayıpları çok fazla olmayacaktır.

MOSFET'lerin 1MHz'den büyük frekanslarda çalışmasının aşağıdaki zorlukları vardır. MOSFET iletimdeyken, MOSFET'lere özgü çıkış kapasitansında depolanmış elektriki şarjın bir kısa devre oluşturması anahtarlama kayıplarında artmayla sonuçlanır. Kısa devre hat endüktansı ve çıkış kapasitansı arasındaki rezonansın bir sonucu olarak ani gerilim yükselmesine ve sivri uçlu akım piklerine neden olur. Kısa devreyi önlemek için her bir MOSFET çıkış kapasitansının deşarjı bittikten sonra ilettime geçmelidir. Bu durum 1MHz'den büyük frekanslarda çalışan yüksek frekanslı inverter çıkışında yer değiştirme faktörünün küçülmesine katkıda bulunur. Çünkü çıkış kapasitesinin tamamen deşarj olması için gerekli komütasyon periyodu ihmal edilebilecek kadar kısa olmalıdır. Düşük bir yer değiştirme faktörüyle çalışan

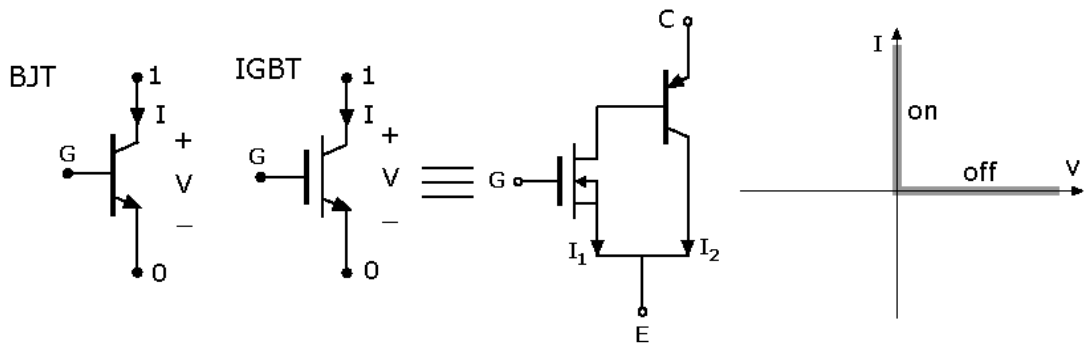
inverter, artan gerilim ve/veya akım değişimlerini takip eder bu nedenle inverter verimi düşer. Ayrıca tek fazlı köprü tipi gerilim beslemeli bir inverterde kullanılan dört MOSFET'in her birinin çıkış kapasitansları arasında ihmal edilemez farklılıklar vardır. Bu durum her bir MOSFET'in üzerinde görünen ani gerilim yükselmelerinin tepe değerlerinde ve yükselme zamanlarında farklılıklara neden olabilir. Her bir MOSFET'e paralel şekilde kayıpsız bir sönümleyici kondansatör bağlanması, sönümleyici kondansatörün kapasitansının artmasına, inverterin çıkışında ise yer değiştirme faktörünün küçülmesine yol açarken ani gerilim yükselmesiz serbest ayarlamalı çalışmayla sonuçlanır[Fujita 1999].

Bir MOSFET,

- Normalde tek bölgeci anahtar gibi çalışır.
- **G** ucuyla kontrol edilebilen aktif bir anahtardır.
- Pozitif ON durumunda akımı iletebilir.
- Pozitif OFF durumunda gerilimi bloke edebilir.
- 10-100kHz'lik frekans aralığında anahtarlama
- Çalışma noktalarının MOSFET akım-gerilim karakteristiği üzerindeki ON ve OFF durumunu sağlaması, anahtar olarak bir MOSFET kullanılmasıyla mümkündür[Erickson].

5.2.3.5. Kapıdan yalıtımlı bipolar transistörler(IGBT)

IGBT 0,7V civarında bir eşik gerilimine sahiptir. Bir IGBT'nin çıkış karakteristiğinin omik parçası çok düşüktür ve böylece IGBT büyük akımları küçük gerilim düşümleriyle iletebilir. Yüksek akımlarda kullanmak için çok uygundur.



Şekil 5.8 IGBT ve Transistörün anlık akım-gerilim karakteristiği ve sembolü

Bir IGBT şekil 5.8’de gösterildiği gibi basit olarak bir MOSFET’le sürülen bir PNP transistör olarak modellenebilir. Dezavantajı kesime gitmesidir. Bir transistör çabuk bir şekilde kesime gidecekse, pozitif bir base akımı uygulanmalıdır. IGBT’de PNP bölgesinin base’ine doğrudan ulaşılamaz. Böylece bu akım kesimde durmaz ve eleman iletmeye devam eder.

Bir sıfır gerilim anahtarlama IGBT akımı kesmelidir. Sınırlandırılmış bir dv/dt ’li(sinüsoidal dalga şekli) gerilim artışı anahtar üzerinde olsa bile önemli kesime gitme kayıpları meydana gelecektir. Böylece IGBT sıfır gerilim anahtarlama için çok uygun değildir.

Bir sıfır akım anahtarında akımı harici bir devre sınırlar. Bu akımın sıfıra gitmesiyle sonuçlanır ve böylece IGBT akımı kesime götürmez. Burada başka bir problem meydana gelir. Bu modda, mandallama(kilitleme) meydana gelmez. Maksimum akımda IGBT kilitleme yapsa bile sonra kesime gidebilir. Çünkü akım harici devreyle belirlenmiştir. PNP transistörün base’inde kalmış taşıyıcılar base’e doğru pozitif bir akımla yeniden elde edilmiştir. Sıfır akım anahtarda rezonans akımının negatif yarım dalgası PNP transistörün base’ine doğru MOSFET’in ters paralel bağlı dahili diyodu üzerinden akar. Bu anda bir negatif gerilim IGBT’ye uygulanır[Bildgen 1999].

Bir IGBT,

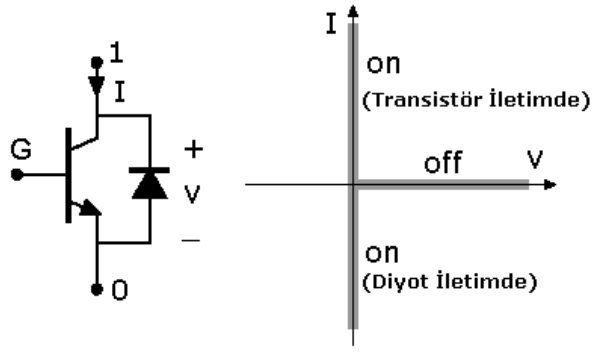
- **G** ucuyla kontrol edilebilen aktif bir anahtardır.
- Tek yarı bölgede çalışan bir anahtardır.
- Pozitif ON durumunda akımı iletebilir.
- Pozitif OFF durumunda gerilimi bloke edebilir.
- MOSFET’ten çok yavaş; GTO, SCR ve Darlington bağlantıdan daha hızlıdır.
- Tipik anahtarlama frekansları 3-30 Khz arasında değişir.
- Anahtarın akım-gerilim karakteristiği üzerindeki ON ve OFF durumunu sağlaması, anahtar olarak bir IGBT’nin kullanılmasıyla mümkündür.

5.2.4. İki bölge ve iki yönlü anahtarlar

Bir indüksiyonlu ısıtma sisteminde ısıtma bobinin direk beslenmesi, görünür gücün aktif güce göre oranının çok yüksek olması ile sonuçlanır. Bu nedenle ısıtma bobininin kompanze edilmesi gerekir. Kompanze işlemi ise çalışma frekansında bütünlüğü bozmayacak bir güç katsayısına göre değeri önceden belirlenmiş bir kondansatörle yerine getirilir. Kompanze kondansatörü, endüktörle seri veya paralel olacak şekilde yerleştirilebilir. Kondansatör seri bağlı olduğunda, yük bir akım kaynağı gibi davranır. Bu yüzden bobin, gerilim kaynağı(gerilim beslemeli inverter) tarafından beslenmelidir. Kondansatör paralel bağlı olduğunda bobin, bir gerilim kaynağı gibi reaksiyon göstereceğinden yük, bir paralel rezonans devresidir. Bu yüzden bobin bir akım kaynağı tarafından(akım beslemeli inverter) beslenmelidir[Dede 1992].

Bir inverter tarafından sürülen rezonans yükte, çıkış gerilimi ve akımı arasında daima bir faz kayması olacaktır. Bir seri yükün olması durumunda bazı zaman aralıklarında yükten güç kaynağına doğru akım akışı olacaktır. Bu, seri rezonans yüklü bir inverterde anahtarların, gerilim beslemelide iki yönlü akım anahtarı, akım beslemelide iki yönlü gerilim anahtarı olması durumunu beraberinde getirir. Paralel rezonans yüklü bir inverterde bazı zaman aralıklarında çıkış geriliminin karşısında çıkış akımı olacaktır. Bu durumda anahtarlar, gerilim beslemelide iki yönlü akım, akım beslemelide iki yönlü gerilim anahtarı olmalıdır. “İki yönlü” terimi, hem ters yönde hem de ileri yönde anahtarların akım veya gerilim sürme yeteneğinde olduğunu ifade eder.

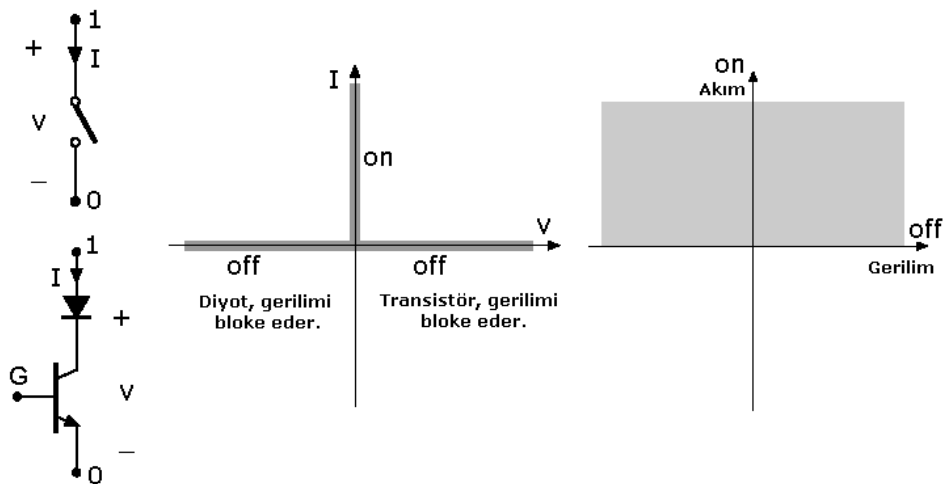
Anahtarın açma ve kapama işlemleri birinci veya dördüncü yarı bölgede meydana gelir. Birinci bölgedeki anahtarlama, kayıplara sahiptir. Çünkü cihazda hem akım hem de gerilim aynı zamanda bulunabilir. Diğer taraftan şekil 5.10’da gösterildiği gibi iki yönlü gerilim anahtarları için ikinci yarı bölgede veya şekil 5.9’da gösterildiği gibi iki yönlü akım anahtarları için dördüncü yarı bölgedeki anahtarlama sonucunda kayıplar olmayacaktır. Çünkü diyot aktif bir bölgeye sahip değildir. Ayrıca kontrol edilen anahtarlardan biri kapatılırsa, o anahtar komütasyona zorlanmalıdır. Eğer kapanan diyot kontrol edilen anahtarın komütasyonu doğal komütasyon olacaktır[Hernando 1994].



Şekil 5.9 Ters paralel bağlı diyotla iki yönlü akım anahtarının oluşturulması ve anlık akım-gerilim karakteristiği

5.2.4.1. İki yönlü akım anahtarlarının özellikleri

- Anahtar G ucuyla kontrol edilmektedir.
- İki yönlü akım anahtarı, iki bölgeli anahtar gibi çalışır.
- Anahtar, akımı pozitif veya negatif ON durumunda iletebilir.
- Anahtar, gerilimi pozitif OFF durumunda bloke eder.
- Çalışma noktalarının karma akım-gerilim karakteristiği üzerinde yer alan ON ve OFF durumlarını sağlaması aktif bir anahtara ters paralel bir diyodun bağlanması ile mümkündür[Erickson].



Şekil 5.10 Bir BJT ile seri bağlı diyottan meydana gelen iki yönlü gerilim anahtarının oluşturulması ve anlık akım-gerilim karakteristiği

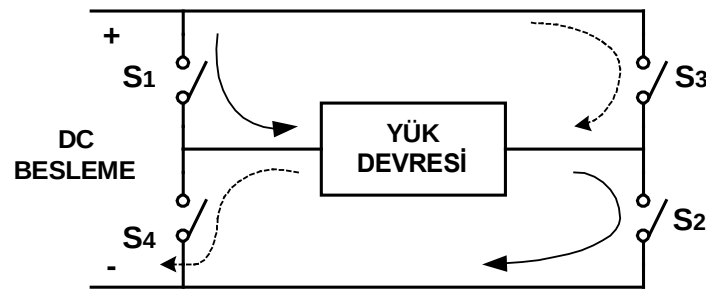
5.2.4.2. İki yönlü gerilim anahtarlarının özellikleri

- Anahtar G ucuyla kontrol edilmektedir.
- İki yönlü gerilim anahtarı, iki bölgeli anahtar gibi çalışır.
- Anahtar, akımı pozitif ON durumunda iletebilir.
- Anahtar, gerilimi pozitif veya negatif OFF durumunda bloke eder.
- Çalışma noktalarının karma akım-gerilim karakteristiği üzerinde yer alan ON ve OFF durumlarını sağlaması, aktif bir anahtara bir diyodun seri bağlanması ile mümkündür[Erickson].

5.2.5. Anahtarların yerleşimi

5.2.5.1 Tam köprü inverter

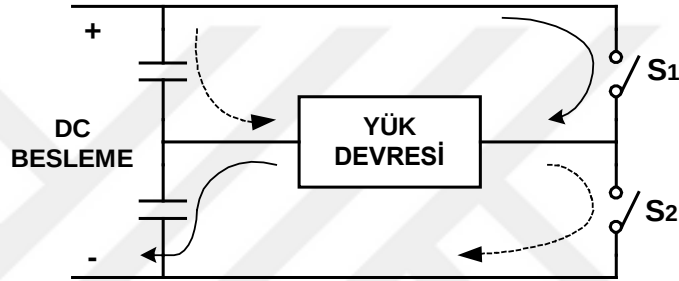
En sık kullanılan inverter düzeni şekil 5.11’de görüldüğü gibi tam köprü(H tipi) tipindedir. Bu köprünün her bacağında bir anahtar(tristör veya transistör gibi) bulunur. Devrenin çıkışı köprünün merkezine yerleştirilmiştir. Böylece S1 ve S2 anahtarları kapandığı zaman akım, sol’dan sağ’a doğru yük devresi üzerinden DC kaynağa akar. S1 ve S2 anahtarları açılıp, S3 ve S4 anahtarları kapandığı zaman akım, sağ’dan sol’a doğru ters yönde akar. Bu işlem tekrar ettiği sürece anahtarların açılma ve kapanma hızıyla belirlenen bir frekansta AC akım üretilir.



Şekil 5.11 “H” tipi tam köprü inverterin prensip şeması

5.2.5.2. Yarım köprü inverter

İsminden de anlaşıldığı gibi yarım köprü inverter için sadece iki anahtar gerekir. İki filtre kondansatörü şekil 5.12’de gösterildiği gibi yük devresinin bir tarafı için nötr bağlantısını sağlar. Çıkış devresinin diğer tarafı S1 anahtarıyla pozitif DC besleme ve S2 anahtarıyla negatif bir besleme arasında anahtarlandığından çıkışta bir AC gerilim üretilir. Bu düzenleme çok düşük çıkış gerilimi veya çıkış gücü istenilen yerlerde, tam köprünün yerine kullanılır[Loveless 1995].



Şekil 5.12 Yarım köprü inverterin prensip şeması

5.2.6. İnverter düzenleri

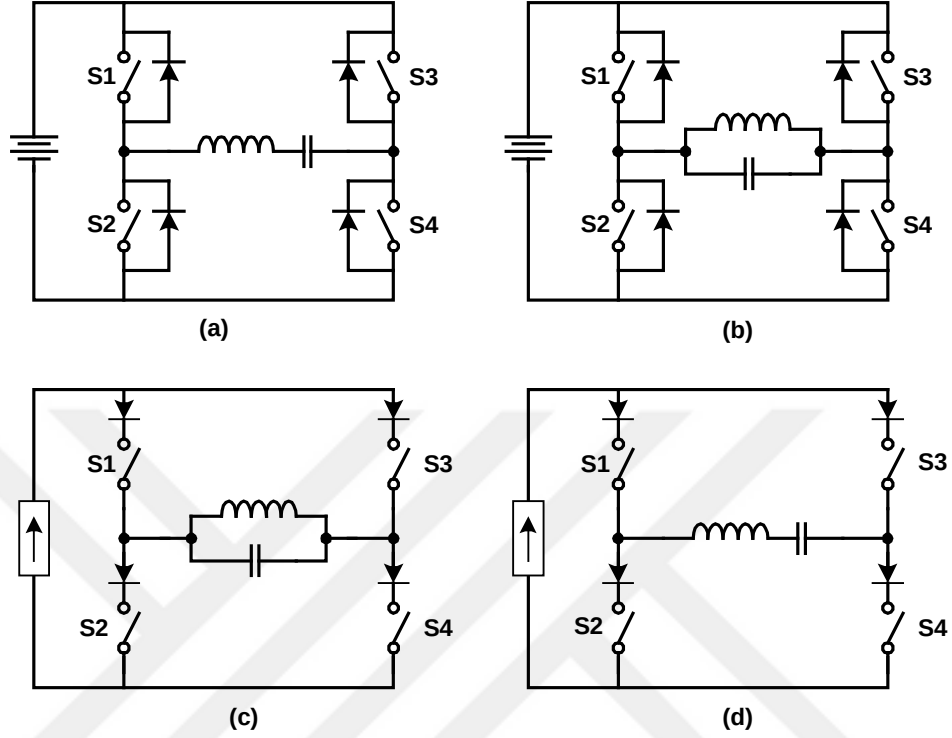
İndüksiyonlu ısıtma uygulamaları için gerilim beslemeli ve akım beslemeli inverter olmak üzere iki tip devre şekli vardır. Gerilim beslemeli inverterler, inverterin girişinde bir filtre kondansatörünün kullanılmasıyla ve güç devre şemasında seri bağlı çıkış devresiyle ayırt edilmektedir. Akım beslemeli inverterler, güç devresinde çıkışta paralel bir rezonans yük devresi ve köprü inverterin girişinde büyük bir endüktör tarafından değeri takip edilen gerilimi değişken bir DC kaynağın kullanılmasıyla diğerlerinden ayırt edilmektedir.

Pratik bir indüksiyonlu ısıtma uygulaması için akım kaynaklı paralel rezonans devresi koruma kolaylığından dolayı gerilim kaynaklı seri rezonans devresine tercih edilir. Bununla birlikte MOSFET veya SIT kullanan akım kaynaklı inverterde ihmal edilemez bir komütasyon endüktansının bulunmasından dolayı gerilim yükselmesi meydana gelir. Bu durum anahtarlama kayıplarının artmasına ve güç elemanlarının bozulmasına neden olur[Akagi 1998]. Anahtarlama kayıplarını azaltmak için MOSFET’ler iletme geçme kayıplarını ortadan kaldıran sıfır gerilimde anahtarlama(ZVS) veya kesime gitme kayıplarını ortadan kaldıran sıfır akımda anahtarlama(ZCS) çalışır. Yüksek frekans(200kHz ve yukarısı) uygulamaları için en yaygın güç bölgesi devre yapıları gerilim beslemeli seri rezonans inverter ve akım beslemeli paralel rezonans inverterdir. Bununla birlikte 450kHz ve yukarısı uygulamalar için hemen hemen tüm güç kaynakları seri rezonans inverteri kullanır[Grajales 1995]. Tablo 5.1’de seri ve paralel rezonans inverterlerin avantaj ve dezavantajları verilmiştir.

Tablo 5.1 Seri ve Paralel Rezonans İnverterlerin Karşılaştırılması

	SERİ REZONANS İNVERTER	PARALEL REZONANS İNVERTER
Avantajları	Çok basit bir yapıya sahip olduğundan çok ucuz olması	Yüksüz çalışması mümkün
	Birim kontrolü çok basit	Çalışma bobininde kısa devre mümkün
	KontROLSÜZ doğrultuculardan oluşan güç kaynağına sahip olması	Yüksek gerilim kondansatörleri gerekli değildir.
		Transistörler sadece aktif akımı iletir.
Dezavantajları	Yüksüz çalışması sadece karmaşık bir yapıyla mümkün	Lojik kontrolü çok karmaşıktır
	Kısa devre kabiliyeti yok	Güç kaynağı bir kıyıcı veya kontrollü doğrultucudur.
	Frekans ile güç kontrolü bazı uygulamalarda problem oluşturabilir	Çok büyük boyutludur.
	Transistörler endüktör akımını iletir.	Problemsiz bir şok bobini gerekir.

Yükün bulunduğu yer ne olursa olsun dört farklı devre mümkündür. Şekil 5.13’de bu devreler gösterilmiştir.



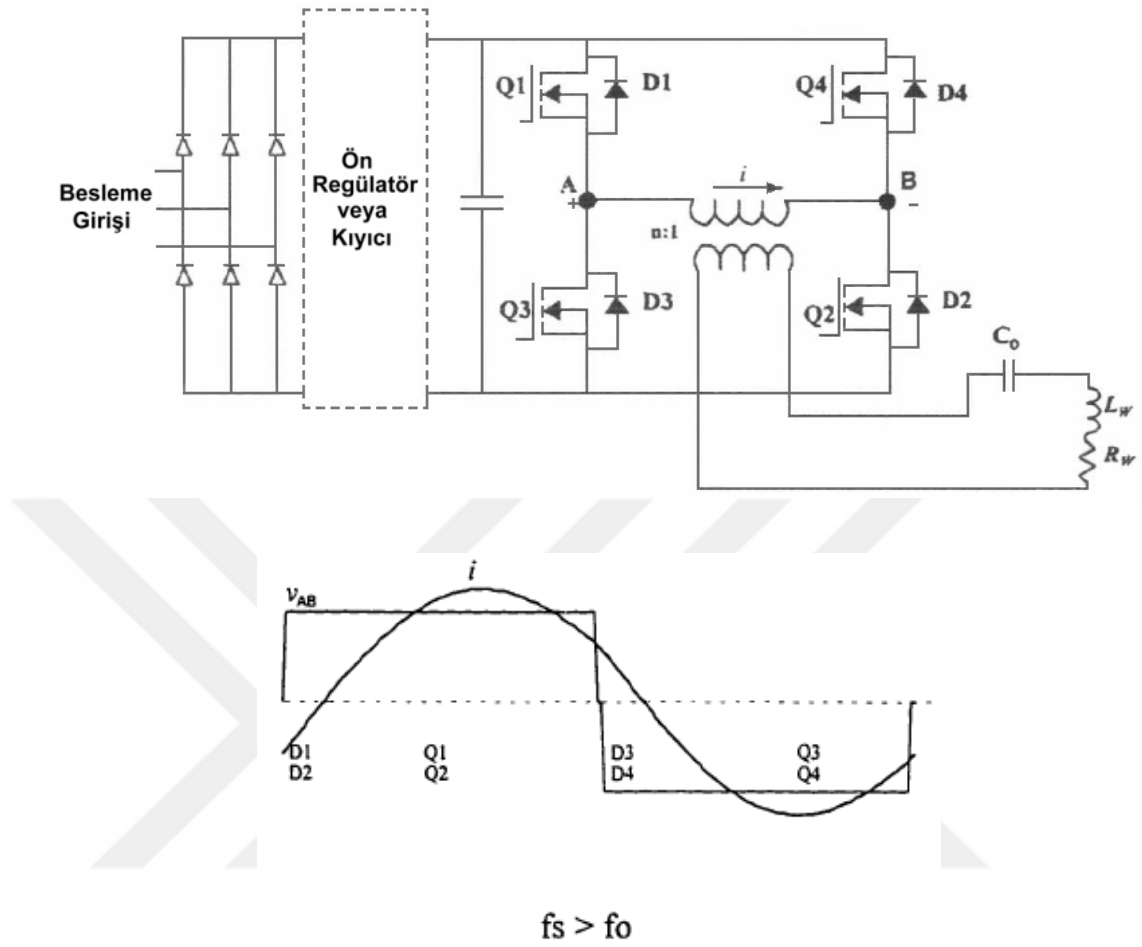
Rezonans Yüklü Tam Köprü İnverter (İki Rezonans Elemanlı)

Şekil 5.13 **a)** Gerilim beslemeli seri rezonans inverter devresi, **b)** Gerilim beslemeli paralel rezonans inverter devresi, **c)** Akım beslemeli paralel rezonans inverter devresi, **d)** Akım beslemeli seri rezonans inverter devresi,

5.2.6.1. Seri rezonans inverter

Seri rezonans inverter(SRI) indüksiyonlu ısıtma için kullanıldığı zaman tüm mevcut yapıların en basit güç devresine sahiptir. SRI, rezonans endüktörü olarak yük endüktansını ve trafonun kaçak reaktansını kullanır. ZVS ile çalıştığı zaman hızlı diyotların kullanılmasına gerek yoktur. Çünkü MOSFET’in gövde diyodunu kullanır. Sıfır gerilimli anahtarlama ile çalışan seri rezonans inverterde güç elemanlarının sayısı minimumdur. Dolayısıyla seri rezonans inverter çok ucuzdur. İndüksiyonlu ısıtma uygulamaları için SRI kullanılacağı zaman yük bobininde meydana gelebilecek kısa devreye karşı hızlı aşırı akım sensörleri ile inverter korunmalıdır.

5.2.6.1.1. Gerilim beslemeli seri rezonans inverter

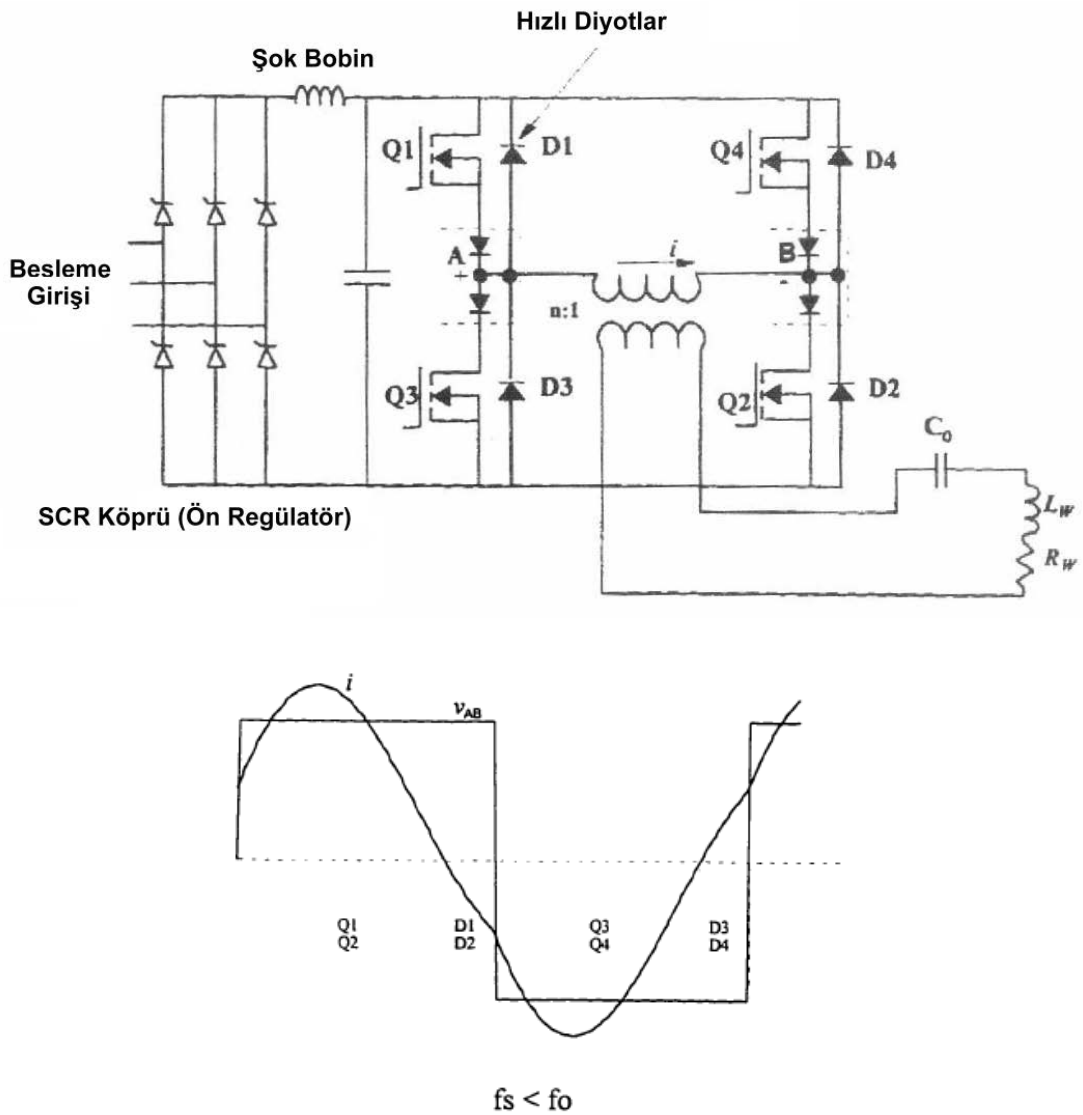


Şekil 5.14 Sıfır gerilim anahtarlama seri rezonans inverterin rezonans frekansından büyük bir frekans değerinde çalıştığı durum için devre ve dalga şekli.

Şekil 5.14’de SRI’in rezonans frekansından büyük frekanslarda çalıştığı durum için devre ve dalga şekilleri gösterilmiştir. Genellikle iki seri rezonans inverter düzeni kullanılır. Bunlar; faz kaydırma kontrollü seri rezonans inverter ve ön regülatörlü sıradan seri rezonans inverter yaklaşımıdır. Sıradan yaklaşımda inverterin çıkış gücü; inverterin giriş gücünü değiştirmek için inverterden önce bir kısıyıcı veya bir ön regülatörün yerleştirilmesiyle ayar edilmiştir. Bu durumda inverter bir frekans kontrol düzeni ile rezonans frekansından büyük bir frekans değerinde çalışırken ZVS durumunu korur ve rezonans frekansını takip eder. Bir ön regülatörün eklenmesi istenmediği halde bu yapı kesime gitme tepe akımları ve tank tepe akımlarının

artmasını önlemek için yüksek güç ve geniş Q aralıklı uygulamalar için tavsiye edilmektedir. Bununla birlikte orta güçlü(10kW civarı) uygulamalar için Q_1 ve Q_2 anahtarları arasında fazın değişimiyle güç regülasyonunu yerine getirir ve kısıcıcıyı kaldırmak mümkün olur. Bu durumda ön regülatör gerekmez. Bu yapı faz kaydırma kontrollü seri rezonans inverter olarak bilinir(PSC-SRI).

5.2.6.1.2. Akım beslemeli seri rezonans inverter



Şekil 5.15 Sıfır akım anahtarlama seri rezonans inverterin rezonans frekansından küçük bir frekans değerinde çalıştığı durum için devre ve dalga şekli.

Şekil 5.15’de SRI’in rezonans frekansından küçük frekanslarda çalıştığı durum için devre ve dalga şekilleri gösterilmiştir. Bu yapıda MOSFET’in gövde diyotları yavaş kaldığından kullanılmamaktadır. Bu nedenle bir seri diyot, MOSFET’in gövde diyodunu tıkamak için her bir MOSFET’e eklenmelidir. Ayrıca yine her bir MOSFET’e paralel şekilde hızlı diyot yerleştirilmelidir. Hızlı bir şekilde eski konumlarına dönebilen diyotlar; D_1 ve D_2 diyotları kesimdeyken, Q_3 ve Q_4 elemanlarının ilettime geçmesi, yüksek di/dt ’li kesime gitme diyotları ve büyük ters düzelme akımları yüzünden gereklidir. Ek olarak bu büyük di/dt , her hangi bir küçük parazitik endüktansın bulunması ile büyük bir drain-source tepe gerilimini üretecektir. Ters düzelme akımlarını ve diyot kesim sürelerini düşürmek için hızlı diyotlar yerleştirilmiştir.

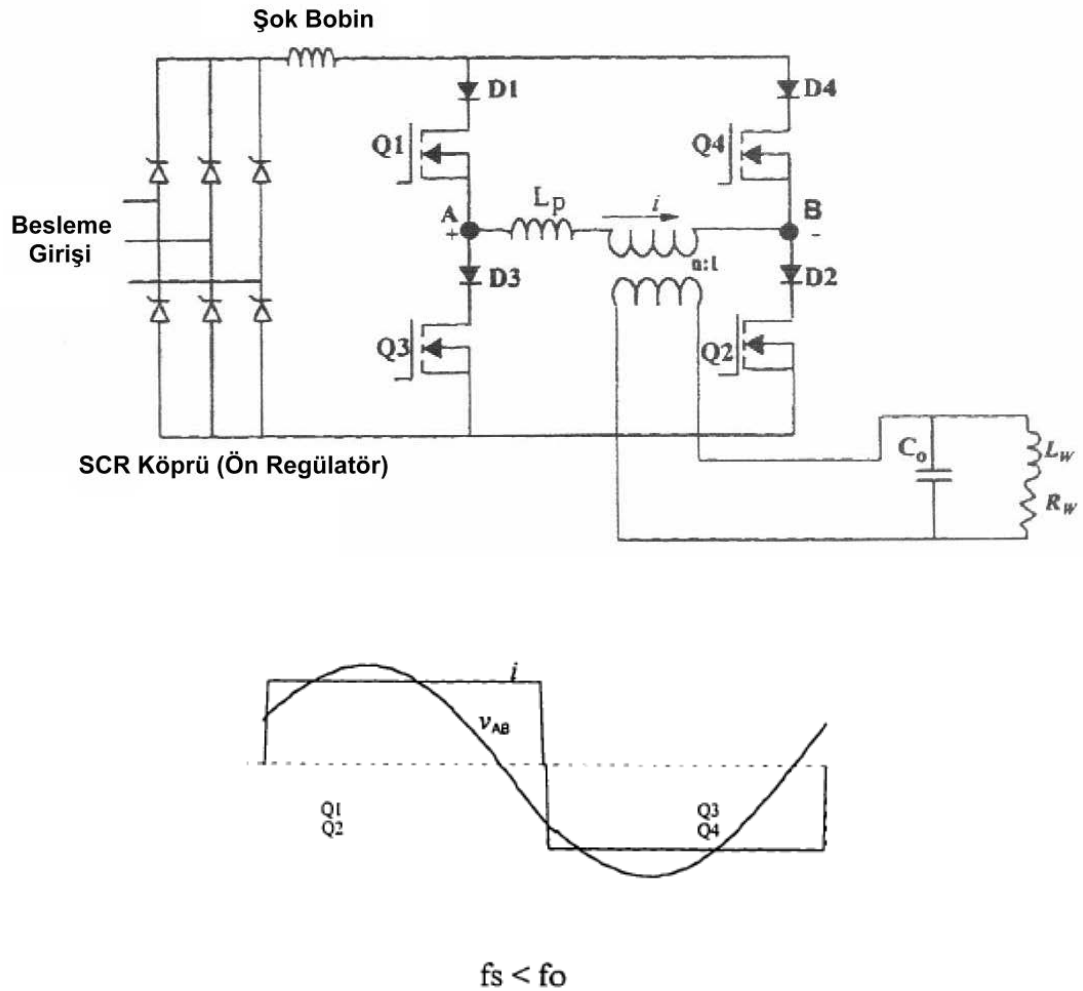
Aktif sürücüler ve eklenen hızlı düzelme diyotlarının fazladan maliyetinin yanı sıra uyurma trafosu, transformatörün doyuma ulaşmasını önlemek amacıyla çok düşük çalışma frekansları için tasarlanmış olmalıdır. Bu frekans değeri, ZVS durumu için olan frekans değerinden oldukça düşük olacaktır.

5.2.6.2. Paralel rezonans inverter

5.2.6.2.1. Akım beslemeli paralel rezonans inverter

Paralel rezonans inverterin(PRI) rezonans frekansından düşük frekans değerlerinde çalışması için devre ve dalga şekilleri şekil 5.16’da gösterilmiştir. Bu yapıda transformatör kaçak reaktansının L_P küçük olduğu farz edilmiştir. Böylece bu devrenin rezonans frekansı paralel kondansatör C_O ve yük endüktörü L_W ’nin bir fonksiyonudur. MOSFET’ler ilettime geçmeden önce seri diyotlar drain-source kapasitansının deşarjını engellediği için bu paralel rezonans inverterin rezonans frekansından düşük frekans değerinde, MOSFET’lerin sıfır gerilimde anahtarlaması başılamamıştır. Paralel rezonans devresi rezonans frekansından büyük frekanslarda çalışırken kesime giden anahtar ve ilettime geçen köşegen anahtar arasında kısa bir

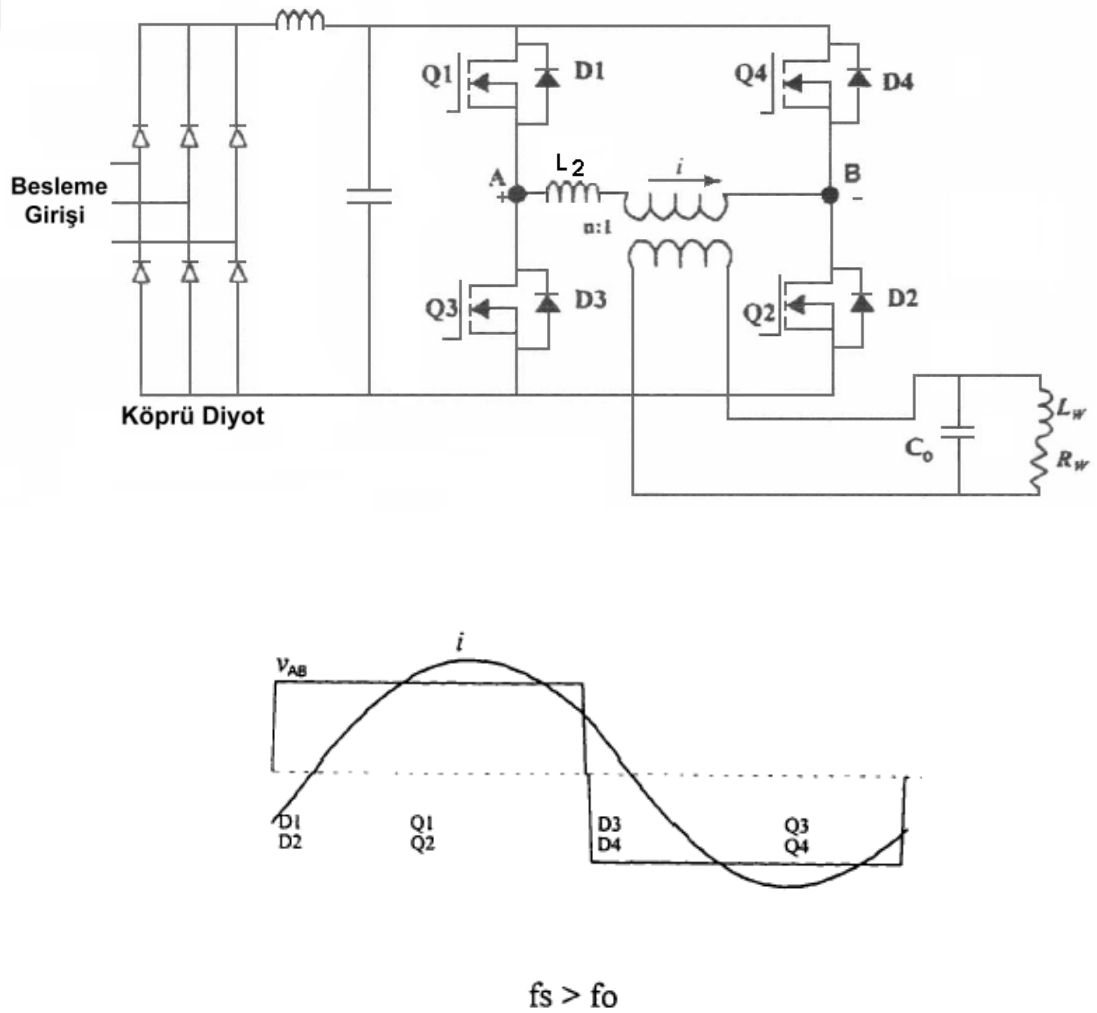
üst üste binme iletiminin sağlanmasıyla sıfır akımda kesime giden çalışma sağlanabilir. Trafonun kaçak endüktansı küçük olduğu halde MOSFET'lerin uçlarında yüksek gerilim dalgalanmaları görülür. Bir çok durumda bu problemi azaltmak için bir RC devresi, tank ile paralel şekilde bağlanmalıdır. Yüksek çıkış gücü istendiğinde 400kW'a kadar güç seviyeleri elde etmek için bir kaç inverter birimi paralel şekilde bağlanmalıdır. Devrede küçük bir kaçak endüktans oldukça büyük gerilim yükselmelerine sebep olur. Bu nedenle RC sönümleyici devreleri seri diyotlu her bir elemana eklenmelidir.



Şekil 5.16 Rezonans frekansından düşük bir frekans değerinde çalışan akım beslemeli paralel rezonans inverter

5.2.6.2.2. Gerilim beslemeli paralel rezonans inverter

Sıfır gerilim anahtarlama paralel rezonans inverterin devre şeması ve çalışmasına ilişkin dalga şekilleri şekil 5.17’de gösterilmiştir. Akım beslemeli paralel rezonans inverterde anlatılan devre ile bu devrenin güç bölgesi yapısı arasındaki fark L_P parazitik endüktansından bir kaç kat daha büyük L_2 endüktansının bulunmasıdır. Bu nedenle L_2 bir kaç sipirli nüvesiz bir bobine ek olarak transformatör kaçak endüktansından oluşmaktadır.



Şekil 5.17 Sıfır gerilim anahtarlama paralel rezonans inverterin rezonans frekansından büyük frekans değerlerinde çalışması

Ek olarak inverterin rezonans frekansı paralel kondansatör C_O , yük endüktansı L_W ve L_2 'nin bir fonksiyonudur. İnverter sıfır gerilim anahtarlama durumunu korumak ve aynı zamanda çıkış gücünü regüle etmek için değişken bir frekansla çalışmaktadır. Bu inverterin avantajı seri rezonans inverterden farklı olarak yük kısa devrelerine karşı inverteri korur. Çünkü L_2 , L_W 'den oldukça büyüktür. Bununla birlikte seri rezonans durumunda olduğu gibi inverter kesime gitme kayıplarına sahip olacaktır. Bu yapının dezavantajı maksimum gücü azaltan L_2 'nin eklenmesidir. Bu yapı halen yüksek güçlü uygulamalar için kullanılmaktadır. L_2 bağlantıların kaçak endüktansını absorbe ettiğinden çok yönlü inverterler paralel şekilde bağlanmıştır[Grajales 1995].

5.2.7. Rezonans devreli anahtarlamanın avantajları

- Profesyonel uygulamalarda rezonans devreleri çok sık kullanılmaktadır. Yüksek gerilim konvertörlerinde önemli trafo kaçak endüktansı ve sargı kapasitansı, rezonans devrelerini kullanmaya zorlar.
- Rezonans konvertörlerin en önemli avantajı azaltılmış anahtarlama kayıplarıdır.
- Sıfır akım anahtarlama; tristörün komütasyonu için kullanılabilir.
- Sıfır gerilim anahtarlama; konvertörün oluşturduğu elektromanyetik karışmayı azaltır.
- Sıfır gerilim ve sıfır akım anahtarlama; yarı iletken elemanların açma veya kapama geçişleri tank akım veya gerilim dalga şekillerinin sıfır geçişinde meydana gelir. Böylece anahtarlama kayıplarının bir kısmı yok edilmiş veya azaltılmıştır. Böylece rezonans konvertörler, PWM konvertörlerden çok daha yüksek anahtarlama frekanslarında çalışabilir.

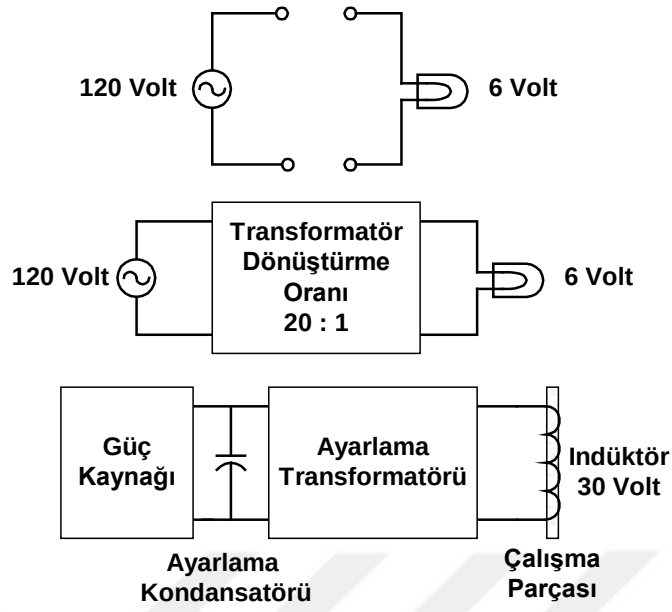
5.2.8. Rezonans devreli anahtarlamanın dezavantajları

- Tank elemanları üzerinde büyük akımlar dolaşabilir fakat yük bağlı değilken ve küçük değerli yüklerde düşük verime yol açar.
- Çoklu kare (Quasi) sinüsoidal dalga şekilleri, eşdeğer dikdörtgen dalga şekillerinden çok daha yüksek tepe değerleri gösterirler.
- Rezonans konvertörler anahtarlama frekansının değişimiyle kontrol edilir. Bazı düzenlerde anahtarlama frekansının değişim aralığı çok geniş olabilir.
- İletim kayıpları artarken, anahtarlama kayıpları azaltılmıştır.
- Analizleri çok karmaşıktır [Erickson, R.W.].

5.2.9. Yük ayarlama

İndüksiyonlu ısıtma sistemlerinde indüksiyon bobini güç kaynağı dikkate alınmadan tasarlanmaktadır. Böyle bir durumda çalışma parçası ve indüksiyon bobini kombinasyonunun giriş karakteristikleri ile güç kaynağının çıkış karakteristiğini ayarlamak için esnek bir ara devre gerekmektedir. Burada bobin, güç kaynağından daha fazla akım veya gerilime ihtiyaç duyarsa bobinin güç değişimini güç kaynağı karşılayamadığından ayarlama yapılamaz. Arzu edilen ayarlamamanın yapılabilmesi için değişken dönüştürme oranlı transformatörler, kondansatörler, bazen de bobinler; indüksiyon bobini ve güç kaynağının çıkışı arasına bağlanmaktadır. Bu elemanların yaptığı ayarlama genellikle “yük ayarlama” denilmektedir.

Yük ve bir güç kaynağını birbirine uydurmanın en sık karşılaşılan örneği basit bir aydınlatma devresidir. Burada 120V’luk AC güç hattında kullanmak için 6 voltluk bir ampul bulunmaktadır. 6 voltluk ampulün 120V’luk AC gerilimden zarar görmesini önlemek için bir ara devreye ihtiyaç vardır. Bu ara devre şekil 5.18’de görüldüğü gibi genellikle güç hattı ile lamba arasına yerleştirilen bir transformatördür.



Şekil 5.18 Yükün ayarlanması, empedans uydurma

İndüksiyonlu ısıtma devrelerinde sadece bir direnç elemanı yoktur. Ayrıca değeri dikkate alınması gereken endüktans bulunmaktadır. Elektrik devresinin bir parçası olarak herhangi bir bobin; direnç ve reaktansın(endüktansın) bir birleşimi olarak ifade edilebilir. Bobinin hem direnç hem de endüktansı; bobin ve eritilecek parçanın geometrisi, malzeme özellikleri ve frekans ayrıca metalin elektriksel direnci ve manyetik permeabilitesi sıcaklığın lineer olmayan fonksiyonlarıdır. Bu nedenle ferromanyetik malzemelerde ısıtma periyodu boyunca elektriksel direnç ve manyetik permeabilitede değişimler olmaktadır. Ek olarak modern metal işleme metotları aynı endüktörde farklı boyutlarda ısıtma parçalarına ihtiyaç duyabilir. Bu nedenle karışık ürünlerin birleştirilmesi ve malzeme özelliklerinin değişmesi, güç kaynağının performansını ve ayarlarını etkileyen bobin direnci ve reaktansının değişmesine neden olacaktır[Loveless 1995].

5.2.10. Kontrol devresi

Kontrol kısmı, arzu edilen ısıtmayı sağlamak için kontrol sinyalleri ile sistemin çıkışını karşılaştırır ve konvertörün DC çıkışını, inverterin ise faz, frekans veya her ikisini birden ayarlar.

6. İNDÜKSİYONLU ISITMA BOBİNİNİN TASARIMI

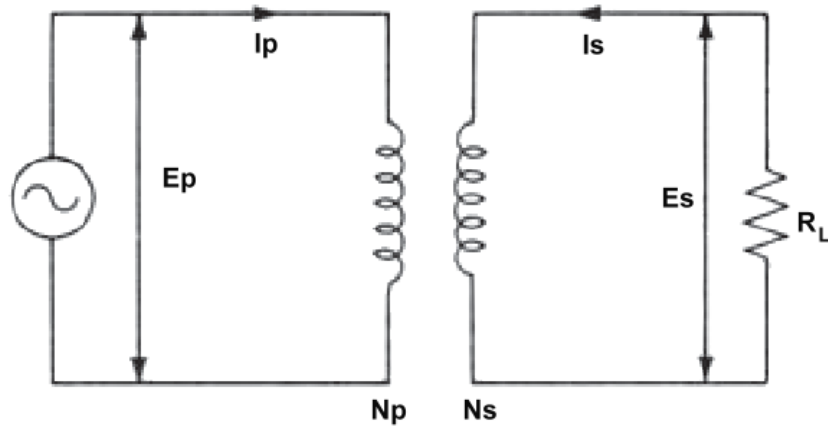
6.1. Giriş

İndüksiyonlu ısıtma için bobin tasarımı, deneysel verilerden toplanan sonuçlarla yapılır. İndüksiyon bobinin gelişimi, selonoid bobin gibi bir kaç basit endüktör geometrisinden doğar. Bunun nedeni bobin tasarımının genellikle deneye dayanmasıdır.

Çok küçük direncinden dolayı tamamen tavlanmış, yüksek iletkenlikli bakır, indüksiyonlu ısıtma bobinlerinin üretiminde çok sık kullanılır. Bakır, tipik olarak su ile soğutmaya izin veren minimum dış çapı 0,32cm boru şeklinde bir yapıya sahiptir. Bu tür malzemelerin boyutları ve kesitleri (yuvarlak, kare ve dikdörtgen) değişik şekilde elde edilebilir.

6.2. Temel Tasarım Özellikleri

Endüktörü, bir transformatörün primerine, iş parçasını da trafonun sekonderine benzetebiliriz. Bu nedenle transformatör karakteristiklerinin bir kaç bobin tasarımı için ana hatların geliştirilmesinde kullanılır. Şekil 6.1’de bir transformatörün prensip şeması verilmiştir. Transformatörlerin en önemli özelliklerinden biri, sargılar arasındaki kuplajın veriminin; sargılar arasındaki uzaklığın karesi ile ters orantılı olmasıdır. Ek olarak trafonun primer akımının, primer siper sayısı ile çarpımı; sekonder akımının, sekonder spir sayısı ile çarpımına eşittir ($I_1 \cdot N_1 = I_2 \cdot N_2$). Bu bağıntıdan dolayı indüksiyonlu ısıtma için her hangi bir bobin tasarlarlarken dikkate alınması gereken bir kaç durum vardır.

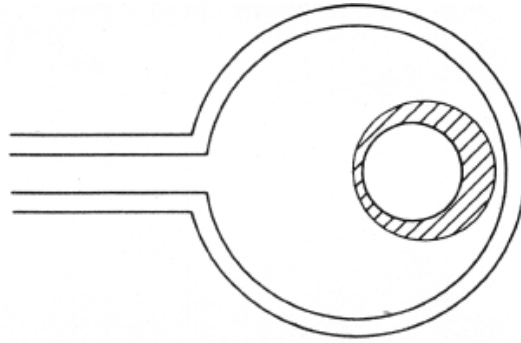


Şekil 6.1 Transformatorün prensip şeması,

1- Endüktör bobini, maksimum enerji transferi için mümkün olduğunca iş parçasına yaklaştırılmış olmalıdır. Isıtmanın olması için ısıtma alanında iş parçasını kesen manyetik kuvvet çizgilerinin sayısının mümkün olduğunca fazla olması arzu edilir. Bu noktada çok yoğun manyetik akı, çalışma parçasında çok yüksek akım meydana getirecektir.

2- Bir selenoid bobinde akı çizgilerinin sayısı bobinin merkezine doğru çok büyük değerdedir. Akı çizgileri bobin içinde yoğunlaşır ve maksimum ısıtma oranı elde edilir.

3- Akı, endüktör sargılarına yakın olan yerlerde çok yoğunlaşır ve endüktör bobininden uzaklaştıkça azalır. Bobinin geometrik merkezi akının izlediği en zayıf yoldur. Şekil 6.2’de görüldüğü gibi bir iş parçası, endüktör bobinin merkezinden uzağa yerleştirilirse endüktör sargılarına çok yakın olan yerler akı çizgilerinin büyük bir çoğunluğu tarafından kesilecektir. Böylece endüktör bobinine yakın yerlerde çok yüksek oranda ısınma olurken akının daha az transfer edildiği iş parçası kısımları daha az ısıtılacaktır. Bu etki yüksek frekanslı indüksiyonlu ısıtmada daha belirgindir.



Şekil 6.2 İndüksiyon bobinin merkezine yerleştirilmemiş bir çalışma parçasında meydana gelen indüksiyonlu ısıtma şekli

4- Endüktörün manyetik merkezi her zaman geometrik merkez olmamaktadır. Bu etki en çok tek sargılı bobinlerde görülür. Bobin sipir sayısı arttırılırsa her bir sipirin manyetik akısı kendinden önceki sipirin manyetik akısına eklenir. Bu durum çok az etkili olmaktadır. Endüktör bobininde parçayı merkeze yerleştirmek her zaman mümkün olmadığına göre parça, bu alan doğrultusunda hafifçe dengelenmelidir. Ek olarak üniform bir dağılım sağlamak için pratik olarak parça döndürülmelidir.

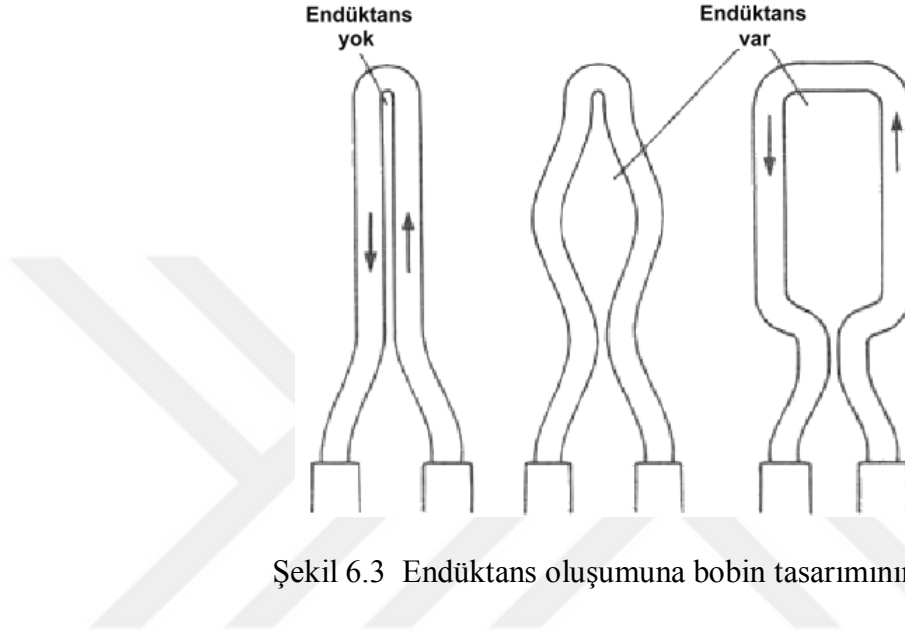
5- Endüktör bobini, manyetik alanın yok olmasını engellemeyecek şekilde tasarlanmalıdır. Şekil 6.3’de sol taraftaki endüktör bobini endüktansa sahip değildir. Çünkü endüktör bobinin karşılıklı kenarları birbirine çok yakındır. Endüktöre kapalı bir çevrim şekli vermek(bobin merkezinde) oldukça fazla endüktans oluşmasına sebep olur. Bobin boşluğunun içine yerleştirilen malzemeye bobin bir ısı iletacaktır. Şekil 6.3’de sağdaki tasarım endüktansın artmasını sağlar ve iyi bobin tasarımını temsil eder[Stanley 1998].

6- Manyetik akıyı meydana getiren endüktör etrafında manyetik akı yoğunluğu büyük olduğundan buralarda ısınmada fazla olacaktır.

7- Bobin, keskin köşeler olmadığı durumlarda parçanın şekline uydurulabilir.

8- Keskin köşelerde manyetik akı değeri fazla olduğundan buralarda ısınma fazla olur. Bu yüzden bobin bu noktalardan uzak tutulmalıdır.

9- Büyük parça veya kısımlar için yüksek değerdeki sıcaklık kolay elde edilemez bu nedenle fazla akım geçiren tek sargılı bobinler kullanmak daha elverişlidir[Şanlı 1958]



Şekil 6.3 Endüktans oluşumuna bobin tasarımının etkisi

Genel olarak çok yüksek bobin verimi değerlerine sahip sarmal bobinler yuvarlak çalışma parçalarını ısıtmak için kullanılır. Dahili bobinlerse Tablo 6.1’de görüldüğü gibi çok düşük verime sahiptir. Bobin verimi, bobine verilen enerji ile çalışma parçasına transfer edilen enerji arasındaki orandır. Bu verim, sistemin tamamının verimiyle karıştırılmamalıdır.

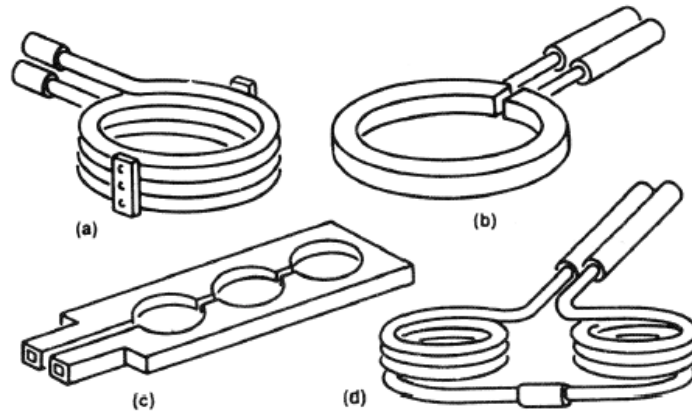
Tablo 6.1 İndüksiyon bobini için tipik kuplaj verimi

10Hz – 450Khz’lik Frekanslarda Kuplaj verimi	10Hz		450Khz	
Bobin Tipi	Manyetik Çelik	Diğer Metaller	Manyetik Çelik	Diğer Metaller
Çalışma parçası etrafına sarılmış helis tipi	0,75	0,50	0,80	0,60
Tava şeklindeki bobin	0,35	0,25	0,50	0,30
Çalışma parçası etrafına sarılmış tek sipirli	0,60	0,40	0,70	0,50
Kanal tipi bobin	0,65	0,45	0,70	0,50
Oyuklar için yapılmış dahili bobin	0,40	0,20	0,50	0,25

Bobin veriminden başka, ısıtma şekli, bobine bağlı olarak parça hareketi ve üretim oranı da çok önemlidir. Çünkü ısıtma biçiminin şekli bobin geometrisine etki eder. Endüktör şekli belki de bu faktörlerin en önemlisidir. Çoğu kez parçayı, bobinin dışına veya içine taşıma yöntemi gibi en uygun tasarıma ulaşmak için büyük düzenlemeler gerekebilir. Bu arada güç kaynağının şekli ve üretim oranı da unutulmamalıdır. Arzu edilen üretim oranına ulaşmak için parçayı çok yönlü bir şekilde ısıtmak gerekebilir. Uygun bir ısıtma sistemi yapmak için bobin teknolojisinin kapsamlı bir şekilde incelenmesi faydalı olacaktır.

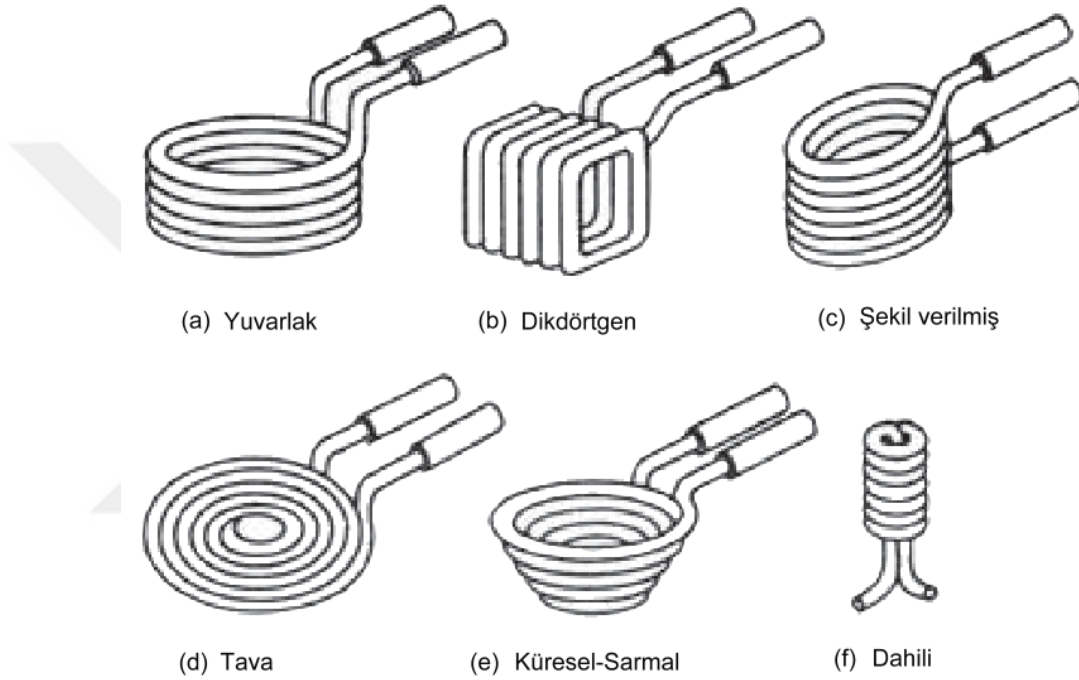
6.2.1. Orta ve yüksek frekans

Basit selenoid bobinler, ısıtma işlemlerinin yapıldığı orta ve yüksek frekans uygulamalarında çok sık tercih edilmektedir. Bu bobinlerin tek veya daha çok sargılı olan tipleri vardır. Şekil 6.4'te selenoid tasarıma dayalı çok rastlanılan bir kaç bobin tipi gösterilmiştir. Şekil 6.4a çok sipirli tek parçadan oluşan bir bobini göstermektedir. Bu bobin belli bir zamanda tek bir parçayı ısıtmak için genellikle çok kullanılan bir bobin tipidir. Şekil 6.4b, tek sipirli ve tek parçalı bir bobini göstermektedir. Şekil 6.4c, tek sipirli çok parçadan oluşan bir bobini göstermektedir. Bu tasarımda tek bir sipir, ısıtmanın yapıldığı her bir kısımda bulunan çalışma parçasını etkiler. Şekil 6.4d'de çok sipirli, çok parçalı bir bobin gösterilmiştir.



Şekil 6.4 Değişik amaçlar için yapılmış indüksiyon bobinleri

Özel düzenleme gerektiren orta ve yüksek frekans uygulamalarıyla ve birbirine benzeyen ısıtma sistemleri için ayarlanmış, kavramalı endüktör bobinleri ile çok sık karşılaşılmaz En basit şekilde bobinler şekil 6.5’de görüldüğü gibi parçanın şekline göre kıvrılır veya şekil verilir.

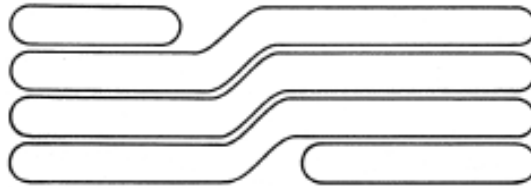


Şekil 6.5 Değişik şekilli ısıtılacak parçalar için tasarlanmış çok sipirli bobinler

Bobinler şekil 6.5a’daki gibi yuvarlak, şekil 6.5b’deki gibi dikdörtgen veya şekil 6.5c’deki gibi belirli bir biçime göre şekil verilen bobinlerdir. şekil 6.5d’deki gibi tava biçimli bobinler genellikle, parçayı çevrelemek mümkün olmadığı zamanlarda veya sadece parçanın bir yüzünü ısıtmak gerektiğinde kullanılır. Şekil 6.5e’deki gibi spiral bobinler genellikle kenar pahlamada veya gittikçe küçülen delikleri ısıtmak için kullanılır. Şekil 6.5f’deki gibi çok sipirli bobinler bazı durumlarda delik veya oyukların içini ısıtmak için kullanılır. Bu arada önemli bir nokta, tava ve dahili bobinler istisna ısıtılan parça daima manyetik alanın merkezindedir.

6.2.2. Çok sipir ve tek sipir

Tek sipirli veya çok sipirli bir indüksiyon bobinin seçiminde, parçanın boyu ve ısıtma düzeninin üniform dağılım ihtiyacı olmak üzere iki durum göz önüne alınır. Çalışma parçasına bir birine çok yakın şekilde bağlanmış, iyi yerleştirilmiş çok sipirli bobin, ısıtma şeklinin üniform dağılımını çok iyi geliştirir. Benzer üniform dağılım, bobin ve parça arasındaki bağlama açıklığıyla elde edilebilir. Böylece ısıtma bölgesiyle kesişen manyetik akı şekli çok düzgündür. Bununla birlikte enerji transferi azalır. Demiri ocakta kızdırıp işlemek için ısıtıcı içindeki gibi çok düşük ısıtma değerleri gereken yerlerde bu kabul edilebilir. Çok yüksek ısıtma değerleri gerektiğinde güç kaynağının aşırı yüklenmesini önlemek için bobinin yalıtımı açılmalıdır. Bobinin görünüşü ısıtma şeklini yansıttığından çok yüksek akı alanına yakın bobin sargıları parçada spiral bir biçim meydana getirir. Bu durum “tırış çizgileri” olarak adlandırılır ve ısıtma süresince çalışma parçasının döndürülmesiyle ortadan kaldırılabilir. Kısa süreli sertleştirme işlemlerinde çok sık karşılaşılır. Isıtma periyodu boyunca 10 devirden daha az olmayacak şekilde üretilen dönüş hızları kullanılabilir.

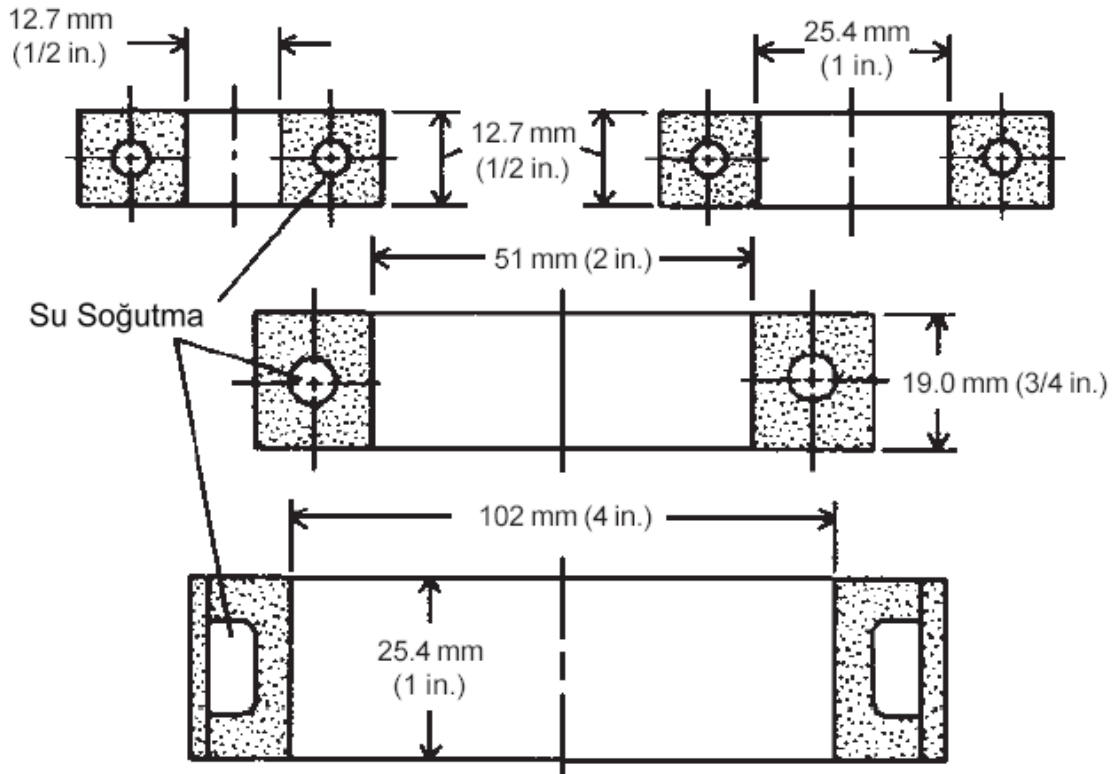


Şekil 6.6 Düzgün bir ısıtma sağlamak için kullanılan basamaklı indüksiyon bobini

Eğer parçanın döndürülmesi mümkün değilse, düzgün bir şekilde ısı dağılımı bobin üstüne kademe kademe konulan veya bobine doğrusal bir şekilde tutturulan yassılaştırılmış borular kullanılarak arttırılabilir. Çok büyük ölçülerdeki yassılaştırılmış borular çalışma parçasına bitişiktir. Şekil 6.6’da görüldüğü gibi bobin sargılarının basamaklanması engebesiz, düz ve yatay bir ısıtıcı şekli sağlar. Basamaklama işlemi; mengenede iki tahta arasında bobin sarıldıktan ve sıkıştırıldıktan sonra bobini tavlayarak kolay bir şekilde yapılır.

Bobinin boyu, çapını dört veya sekiz kat geçerse düzgün ısı dağılımı yüksek güç yoğunluklarında zor olmaktadır. Tek sipirli bobinler, ısıtma bantları için verimli ve parça çapına göre sınırlıdır.

Büyüklikle, oldukça değişken tek sipirli bir bobinin optimum yüksekliği ve çapı arasında bir ilişki vardır. Küçük bir bobin, çapına eşit yükseklikte üretim yapabilir. Çünkü akım küçük bir alanla karşılaştırıldığında çok yoğundur. Büyük bir bobinde yükseklik bir yarım çapı geçemez. Bobin açıklığı arttığında oran azalmaktadır. örneğin 5,1 cm iç yarı çapa sahip bir bobinde maksimum yükseklik 1,91 cm; 10,2 cm iç yarı çapa sahip bir bobinde maksimum yükseklik 2,5cm'dir. Şekil 6.7'de bazı tipik oranlar gösterilmiştir.



Şekil 6.7 Değişik tek sipirli bobinlerin tipik oranları

İndüksiyon bobinleri için boru seçiminde diğer bir faktör, bakırın direnci ve güç kaynağının frekansına bağlı olarak belirli bir referans derinliğinden geçen akımdır. Bundan dolayı bobin borusunun duvar kalınlığı, bakırın indüksiyonlu ısıtma için kullanılmasına benzer referans derinlik sınırlarına göre seçilmelidir. Değişken frekanslar için ileri sürülen boru kalınlıkları Tablo 6.2’de gösterilmiştir. Bununla birlikte elde edilen bakır dikkate alındığında, çoğu kez referans derinliğinin iki katından daha az duvar kalınlıkları toplam bobin veriminde önemsiz bir kayıp olarak kullanılır.

6.4. Bobin Şekillendirme

Bakır bobinlerin üretiminde bilinmesi gereken, bozulmaların artmasıyla birlikte çalışan bakır sertleşir. Bu nedenle bir çok üretici bu durumdan her bir bükmede boruyu kızıl renge dönene kadar ısıtıp sonra boruyu suda hızlı bir şekilde soğutarak sertleştirerek kurtulmaktadır. Bu ara tavlama, borunun üretimi süresince kırılmasını önler.

Bazı şekillendirme işlemlerinde boruların çökmesini engellemek için bobinin tuz, yağ veya kumla doldurulması gerekir. Ek olarak bir kaç tane 100C° altında erime noktasına sahip düşük sıcaklıklı metal alaşım vardır. Bu normal olarak aynı işlemi yerine getirmek için kullanılır. Bobin tamamlandığında kaynayan suya daldırılır. Metal alaşım böylece serbest bir şekilde akar ve başka bir zamanda tekrar kullanılabilir. Bu tekniklerin herhangi birinde şekil verme süresince katı bir çubuk vazifesi gören boru önce doldurulur ve işlem bittiğinde kolayca temizlenebilir.

6.4.1. Bobinlerin sağlamlaştırılması

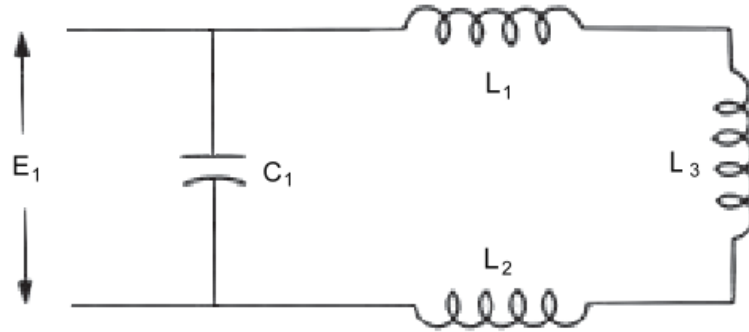
Hem bobinden hem de çalışma parçasından elektrik akımı geçtiğinden bu iki eleman arasında hareket ettirici manyetik kuvvetler oluşmaktadır. Akımın büyüklüğüne bağlı olarak değişen kuvvetlerin şiddeti yeterince büyükse kuvvetler, bobin içindeki parçanın hareket etmesine yol açar. Parçanın kütlesi çok büyükse bu durumda bobin, çalışma

parçası ile birlikte hareket etme eğiliminde olacaktır. Bobin sipirlerinin hareketini önlemek için bobinler uygun bir biçimde sağlamlaştırılır. Bu sargılar arasını kısa tutmakla mümkündür. Ayrıca ısıtma şeklinde istenilmeyen değişimlerden kaçınmak için bobinin hareketi önlenmelidir. Her ne kadar radyo sinyallerinin iletilmesinde çalışan hoparlör bobini manyetik bir yapı ise de, düşük frekanslı çalışma süresince üretilen akustik gürültünün bir çoğu bobin titreşimi yüzünden meydana gelir. Bobin hareketini kısıtlanmak için bobinin fiziksel yüklenmesi ve sağlamlaştırılması bu durumu azaltmada yardımcı olacaktır. Yüksek akım bobinleri aşırı derecede büyük hareket ettirici manyetik kuvvet kullanabilir. Eğer uygun bir sağlamlaştırma yapılmazsa bobin yavaş yavaş darbelere maruz kalarak çalışır ve sonuçta bozulur.

6.5. Tasarım Faktörleri

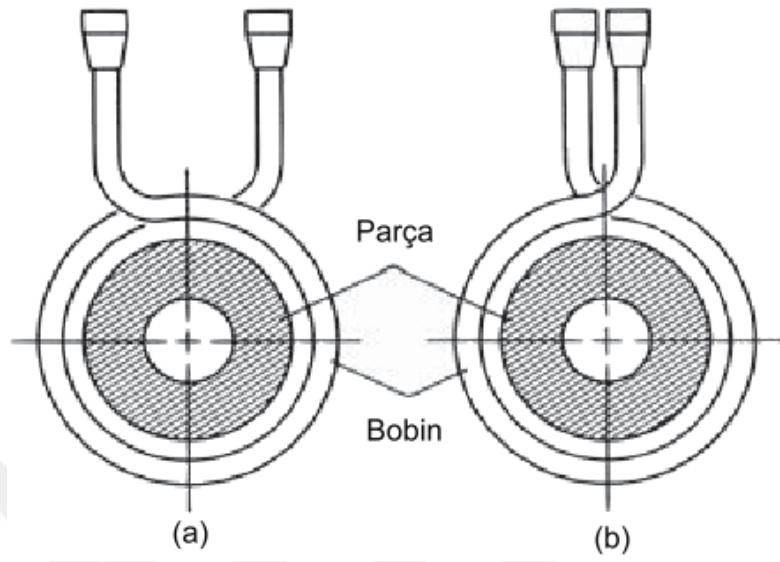
Tüm bobinler bir endüktans ve bir tank devresi şeklinde gösterilir. Bununla birlikte pratikte bobinin çalışan kısmı aslında tank ile gösterilen endüktansın sadece çok küçük bir kısmıdır. Güç kaynağının çıkış uçları arası veya ısı merkezi ve çalışma bobininin ısıtan parçası çıkış bağlantı kablolarının mesafesi oldukça fazla olabilir. Isı merkezi uçları ve gerçek bobin arasında bazen sınırlı mesafe bulunmaktadır. Bu tür çalışma, bobin bağlantı kablolarının yapım ve tasarımında işin yapılabilirliğine karar vermede önemli bir faktördür.

Bağlantı kablolarının sistem performansı üzerindeki etkisi tank devresiyle bağlantılı olarak en iyi şekilde anlaşılabilir. Şekil 6.8’de verildiği gibi bobin endüktansı L_2 ile gösterilebilir. Bağlantı kablosu ile tank kondansatörünün her birinin kendine has endüktansları vardır (L_1, L_3). Tank devresindeki gerilim E_T , bu endüktansların tümünün üzerinde etkili ise her biri üzerinde bazı gerilim düşümleri gözükür. Toplam gerilim böylece hiç bir zaman çalışma bobini üzerinde gözükmeyecektir. Bobinin endüktansı (L_2), yaklaşık olarak bağlantı kablolarının toplam endüktansının (L_1+L_3) 10 katı veya daha büyükse toplam gerilimin maksimum %10’u bağlantı kablolarında kaybolacaktır. Bundan daha az her hangi bir kayıp nominal sayılır.

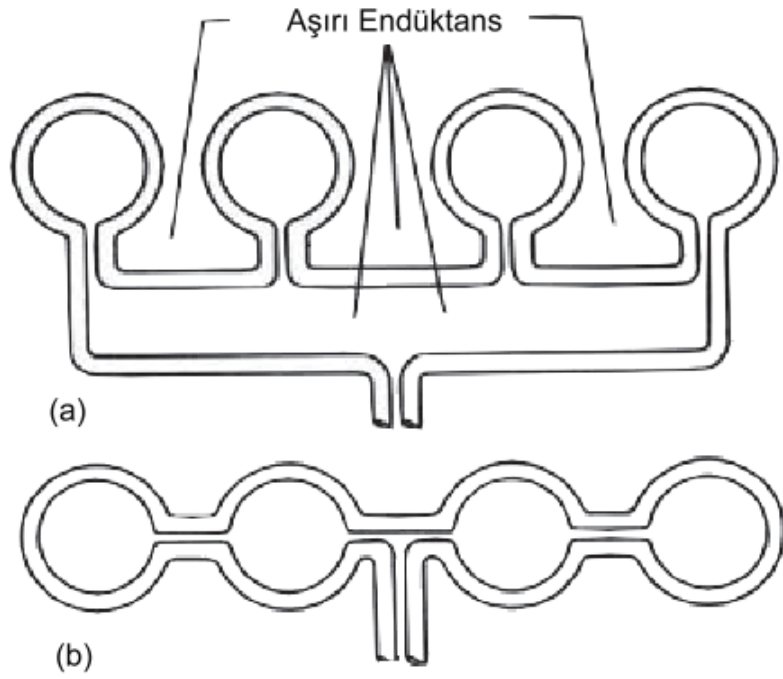


Şekil 6.8 İndüksiyon bobininin kendisi ve bağlantı kablolarının endüktansını gösteren devre şekli

Bazı bobinler bir çok sipire, çok büyük kesit alanına ve yüksek empedansa sahiptir. Bu nedenle nispi bağlantı kablosu endüktansı küçüktür. Frekans artarken bobinlerin boyutları da küçülmektedir. Ayrıca endüktansları ve endüktif dirençleri de düşmektedir. Bobin ve ısıtma merkezi arasındaki mesafe artarsa buna bağlı olarak bağlantı kablosu endüktansı tehlikeli olabilmektedir. Şekil 6.9 ve şekil 6.10'da bağlantı kablosu tasarımının gerçekleştirildiği bir kaç bobin tasarımı gösterilmiştir. Şekil 6.9a'da bobin ile bağlantı kabloları parçadan uzakta olacak şekilde çizilmiştir. Bağlantı kabloları arasındaki boşluk hemen hemen bobininkine eşit bir endüktans oluşturmaktadır. Böylece gerilimin önemli bir kısmı çalışma alanında oluşmaz. Bu eksikliğin en aza indirildiği ve böylece ısıtma veriminin yükseldiği daha iyi bir tasarım şekil 6.9b'de gösterilmiştir. Benzer durum şekil 6.10b'de tek sipirli, çok konumlu bobinlerin bağlantı kablosu tasarımında gösterilmiştir.



Şekil 6.9 Bobin bağlantı uçlarındaki boşluğun endüktansa etkisi



Şekil 6.10 Çok sipirli endüktörler için bağlantı kablosu yapısı

Göz önünde bulundurulması gereken diğer bir faktör, metal yapılara yakın bağlantı kablolarının kesişmesidir. Çünkü tüm bağlantı kabloları bir miktar endüktansa sahiptir. Bağlantı kabloları çalışma bobinlerinin vazifesini görebilirler. Bağlantı kablolarının alanı içine yerleştirilen bir iletken ısınacaktır. Metal yapılara bitişik yerleştirilen bağlantı kabloları onları ısıtmaya çalışacaktır. İstenmeyen ısıya ek olarak bu kayıp, yük için kullanılan gücü azaltır. Bağlantı kabloları arasını ayırma, minimize edilmeli ve metalden yapılma organlara yakınlığı göz önünde bulundurulmalıdır. Elektrik boruları, tablalar, kanal muhafazaları çok küçük dirençli veya alüminyum, plastik gibi yalıtkan malzemeler olmalıdır.

6.6. Bağlantı Kablosu Tasarımı

İndüksiyonlu ısıtma bağlantı kablosu tipik olarak su soğutmalı bakır plakalar veya tüpler kullanılarak tasarlanır. Bobin gerilimleri düşük olduğu zaman ($\leq 800V$) bir karşıt olarak bilinen düşük endüktanslı bir yapıdan faydalanılır. Bir karşıt ağırlık, düşük dirençliliğini korumak için su soğutmalı bir paralel bakır plaka çiftidir. Bakır plaka çiftinin geniş yollu ön yüzeyleri paralel şekilde yerleştirilmiştir. Bakır plaka çiftinin her biri, havayla fiziksel olarak izolatör gibi ayrılmış veya teflonlu somunlar ve naylon cıvatarla beraber tutturulmuş veya bir ara levha vazifesi gören benzer bir malzemedir. Isıtma merkezinden endüktör bobinin çalışma alanına mümkün olduğunca çok yakın bir noktaya kadar uzayarak minimum endüktans oluşturacak şekilde bobinde maksimum güç sağlarlar. Soğutma suyunun yolları ve ölçüleri de iletilen güçle uyumlu olmalıdır. Bakır levhaların genişliği, güç kaynağının gücü ve akış mesafesiyle artabilir. Bakır levhaların birbirlerine mümkün olduğunca yaklaşabilecekleri boşluk, ark oluşumunu önleyen uygun yalıtım için ayrılan boşluk kadardır.

Bobin endüktansı(bobin çapının veya siper sayısının artması gibi) arttığı için bağlantı kablosunun boyu kritik değerden daha az olur. Düz bakır boru bağlantı kabloları o zaman daha kullanışlıdır. Fakat çok geniş bobinler çok yüksek uç gerilimlerine ihtiyaç duyar. Bu bağlantı kabloları ark oluşumunu önleyen yeterli boşluğu korurken

birbirlerine mümkün olduğunca yakın tutulmalıdırlar. Fakat pratikte en güvenilir; bobin bağlantı kablolarını minimum bir boyutta bağlı kalmaya ve frekans, akım ve soğutma ihtiyaçlarıyla uyumlu bakır boru boyutlarını kullanmaya zorlamaktadır.

Sert bağlantı kabloları boru veya yol meselesinin ana noktaları üstüne yapılsa da su soğutmalı esnek kablodan daha verimlidir. Bununla birlikte bazı durumlarda tamamen esnek bağlantı kablolarını kullanmak gerekir. Esnek bağlantı kablolarında bir kaç tane değişiklik vardır. Fakat esnek kablolarda genellikle sert bağlantılardan çok daha büyük olan endüktif bağlantı kablosu kayıplarını unutmamak gerekir. En sık karşılaşılan esnek bağlantı kablosu su soğutmalı, spiral iç iletkenle sarılmış(bakırdan yapılmış fakat BX kabloya benzer), dışı izolasyon kaplı olan eğilebilir tip bağlantı kablosudur. Her bir bağlantı kablosunun bağlantısı için tek çift kullanılır. Esnek kablo bağlantıları yalıtım halkalarıyla birlikte bağlanmalıdır.

Sert veya esnek olabilen koaksiyel bağlantı kabloları da kullanılabilir. Koaksiyel bağlantı kabloları bir iç iletken ve bir dış kılıf veya muhafazadan meydana gelir. Koaksiyel bağlantı kabloları dönüş iletkeni olarak da kullanılır. Dış kılıfı genellikle topraklıdır. Endüktansı aşırı derecede düşük bir bağlantı kablosu olmasına ek olarak, dış kılıf; yapılar çok yakın muhtemel kuvvetli radyasyon veya endüktif etkileri yok edecek şekilde davranır.

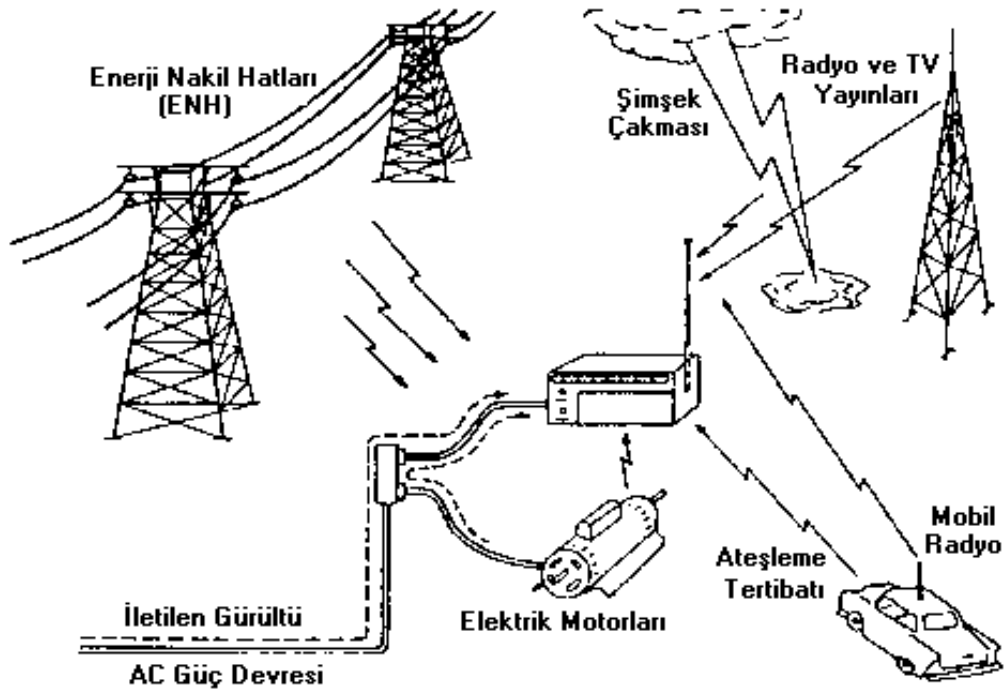
Sert koaksiyel bağlantı kabloları genellikle çok pahalı ve çoğunlukla oldukça uzak mesafelere yüksek frekansta, yüksek güç iletilmesi gereken uygulamalarda zorunlu olarak kullanıldığından sınırlıdır.

Diğer bir tip koaksiyel kablo genellikle radyo frekanslarında kullanılan su soğutmalı tipindedir. Bu kablo düşük endüktanslı, su soğutmalı tüp içinden geçen örgülü bir iç iletken ve su soğutmalı bir dış dönüş örgüsünden oluşmaktadır. Bu yapı genellikle orta ve yüksek endüktans bobinleriyle kullanılır. Çünkü yapısında bağlantı kablosu endüktansı çok küçük değildir fakat esneklik sağlar[Stanley 1998].

7. EMI FİLTRE, DC ENDÜKTÖR VE FERRİT NÜVELİ TRAFOLAR

7.1. EMI Filtre Devresinin Tasarımı

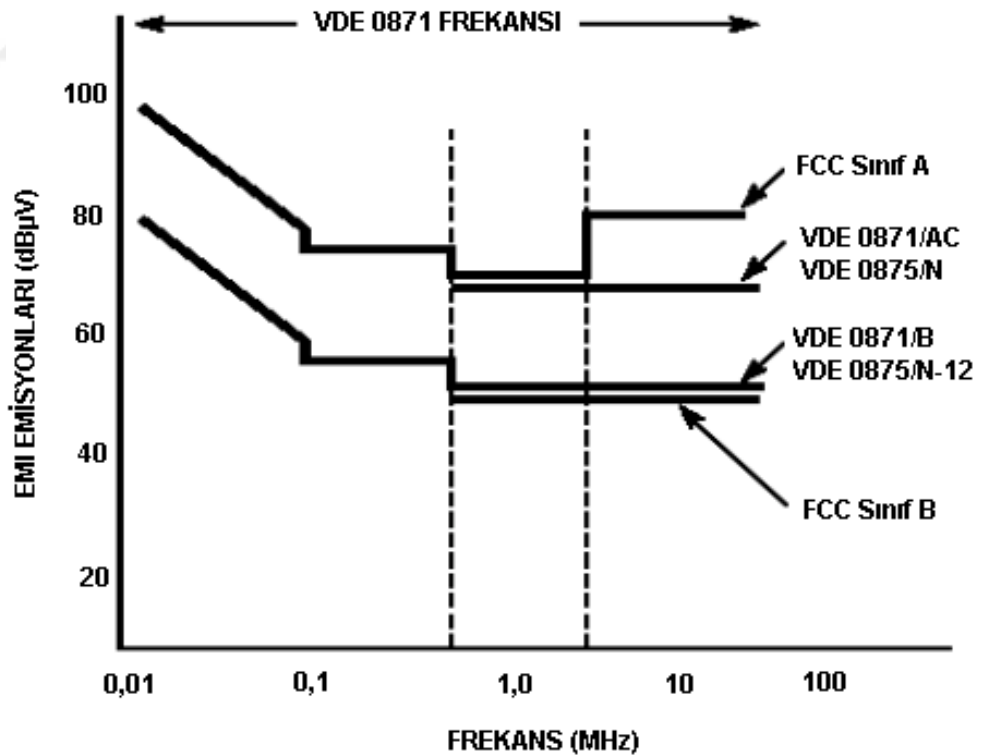
Günümüzde dijital tekniklerden yararlanan bilgisayarlar, iş makineleri, endüstriyel kontrolörler, medikal elektronik ekipmanlar ve daha bir çok cihazın kullanımı hızla artmaktadır. Bu büyüme ile aynı oranda artan elektromanyetik karışma(EMI) problemleri, hem problemi üreten cihazın, hem de bozulmasına neden olduğu cihazın içinde ve dışında karışmalara neden olmaktadır. Şekil 7.1’de bazı EMI ve RFI gürültü üreten kaynaklar gösterilmiştir. Anahtarlama modlu güç kaynakları(SMPS) normal olarak aşırı yüksek frekans gürültüsü üretir. Bu gürültüler bilgisayar, çeşitli cihazlar ve bunlarla aynı güç hattına bağlı motor kontrolörleri gibi elektronik ekipmanları etkiler.



Şekil 7.1 Tipik EMI ve RFI üreten kaynaklar

Avrupa birliği ülkeleri 1992-1994’de toplanan konseyin direktiflerini yerine getirmek için, ye devletlerin kanunlarına yakın olacak şekilde elektromanyetik uyuma göre hareket edecek ve teknik cihazlar ile ilgili olarak elektromanyetik uyum(EMC) sorunlarının çözümleri için birleştirilmiş yasal temeli sağlamaya izin veren elektromanyetik uyum(EC No 89/336 EEC) ile ilgili kanunları hazırlayarak yayınlamıştır. Bu direktif 1 ocak 1996’da yürürlüğe girmiştir.

Ulusal veya Uluslararası güvenlik düzenleme birimlerinin esas amacı kullanıcıya güvenli, kaliteli ve diğer elektronik cihazlardan etkilenmeyen ürün sağlamaktır. Bu güvenlik birimleri ve standartları ülkeden ülkeye farklılıklar göstermektedir. Cihaz üreticilerinin ürünlerini satabilmeleri için ülkelerindeki güvenlik birimleri tarafından tavsiye edilen değerlere göre bu ürünleri üretmeleri gerekir. Bir çok güç kaynağı reticisi **IEC**(International Electro Tecnical Commission), **VDE**(Verband Deustcher Electrotechnik) veya **UL**(Underwriters Laboratories) ve **CSA**(Canadian Standarts Association) standartlarını kullanır[Sugasawara 2000].



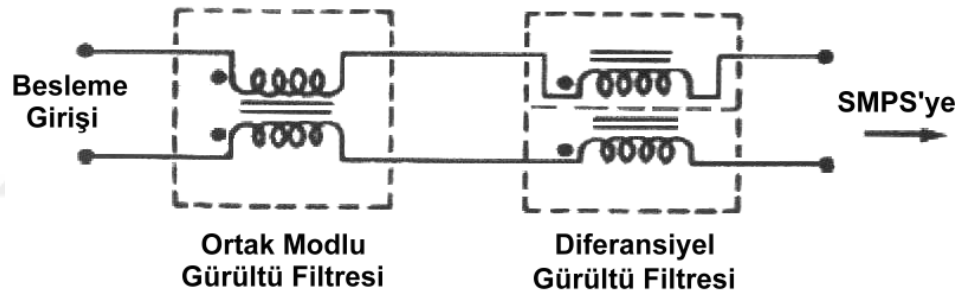
şekil 7.2 FCC ve VDE standartlarına göre Radyo Frekans Karışımının(RFI) müsaade edilen sınırları

EMI gürültünün iki biçimi vardır.

1- *Ortak Modlu Karışma* : Güvenlik topraklamasına gönderilen nötr ve faz hattındaki EMI gürültüdür.

2- *Diferansiyel Modlu Karışma* : Nötr hattına gönderilen faz hattı üzerindeki EMI gürültüdür.

EMI gürültünün frekans aralığı kablolar üzerinden iletimde, 10kHz ile 30MHz, radyasyon yoluyla iletimde, 30MHz ile 1GHz arasında değişmektedir. Bir EMI gürültü filtresi, bu tip gürültüleri yok etmek için şekil 7.3'de görüldüğü gibi anahtarlama modlu güç kaynağı ve güç hattı arasına yerleştirilir. Bir diferansiyel gürültü filtresi ve bir ortak modlu gürültü filtresi seri şekilde veya değişik şekillerde bağlanabilir. Ortak modlu filtre tek başına da kullanılabilir[Magnetics Comp.].



Şekil 7.3 Ortak ve Diferansiyel modlu gürültü filtrelerinin devreye bağlanması

Elektromanyetik karışma filtreleri, EMI iletiminin seviyesini azaltan çok verimli ve ekonomik araçlardır. Bununla birlikte çok yüksek etkinlik sağlayacak uygun EMI filtre devresinin seçimi aşağıdaki nedenlerden dolayı çoğu zaman güçleşmektedir.

- 1- 10kHz'den 1GHz frekans aralığında 50-80 db'lik bir zayıflama ihtiyacı,
- 2- Yüksek frekanslarda anahtarlama modlu güç kaynaklarının iç empedans değerinin herhangi bir frekans değeriyle oldukça değişmesi
- 3- Filtrelerin etkinliği analiz edilirken EMI filtre elemanlarının parazitik parametrelerinin hesaba dahil edilmesi, karşılaşılan güçlüklerdir.

7.1.1. Anahtarlama güç kaynaklarında EMI filtre tasarımı

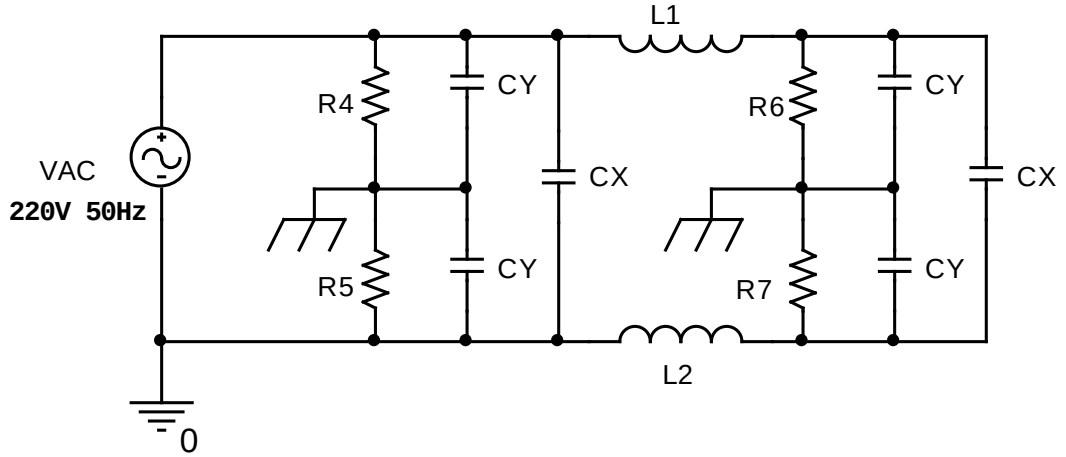
Elektro manyetik karışma(EMI) teknik olarak değişken elektrik veya manyetik alanlar ve iletim hatlarının endüktif veya kapasitif kuplajı tarafından üretilir. Anahtarlama güç kaynaklarına özgü akım/gerilim dalga şekilleri ve çok hızlı anahtarlama zamanları nedeniyle, EMI ve RFI üretimi için anahtarlama güç kaynakları en kötü kaynaklardan biridir. Anahtarlama transistörler, MOSFET'ler, diyotlar, transformatörler ve endüktörler RFI üretiminin ana kaynağıdır. Anahtarlama yüzünden üretilen ortak modlu gürültü, büyük bilgisayar sistemlerinde bir problemdir. Ortak modlu gürültü, hat ile giriş filtresi arasındaki nötr ve şase ile kontrol edilebilir. Diferansiyel gürültü ise bir sistemin geçici cevabı gibi çıkış filtre kondansatörü ve şok filtrenin bir fonksiyonudur. Güç kaynaklarında, hareket eden gürültüyü uygun bir şekilde kontrol altına almak için seramik kondansatörler giriş ve çıkış bağlantılarına oldukça yakın şekilde yerleştirilirse yüksek frekans gürültülerini azaltırlar.

Anahtarlama güç kaynaklarında gürültünün bastırılması çok ustalık isteyen bir iştir. İdeal bir filtrede, maliyet, ağırlık, EMI ve RFI devre karmaşıklığı minimum olmalıdır. Bu durum, parazit gürültüyü bypass veya blokaj etmek için gereklidir. EMI filtreleme, karışmaya uğrayan akımın yolunda yüksek bir empedans oluşturarak ve karışmayı toprağa bypass ederken karışmaya uğrayan akıma düşük bir empedans yolu gösterilerek başarılabilir. Bunun için ilk yol; giriş ve çıkışa filtre yerleştirmektir. Fakat bu sadece sistemin toprağı, şasenin toprağına çok yakın olduğu durumda yararlıdır[Sugasawara 2000].

Şekil 7.4'te gösterildiği gibi AC hatlar için çok düşük kaçak kapasitans ile kuplajlı bir endüktör, hatlar arasında "X" tipi kondansatörler, toprak ve her bir hat arasındaki "Y" tipi küçük kondansatörler kabul edilebilir seviyelere kadar anahtarlama gürültülerini bastırabilir. Bu kondansatörler tipik olarak aşağıdaki değerler arasındadır.

$$CX=0.1\mu F \text{ ile } 2\mu F$$

$$CY=2200pF \text{ ile } 33000pF$$



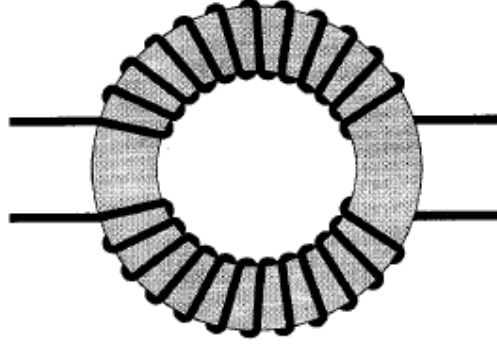
Şekil 7.4 İkinci dereceden filtrenin yapısı

Bir ortak modlu gürültü(CMN) filtresinde endüktörün her bir sargısı, giriş güç hattının bir ucu ile seri şekilde bağlıdır. Endüktör sargılarının bağlantıları, birinci sargı tarafından, ikinci sargının akısı yok edilecek şekilde oluşturulur. Sargının DC direnci ve kaçak reaktansındaki küçük kayıplar dışında endüktörün güç hattına empedans ilavesi sıfır olur. Karşı koyan akılar nedeniyle anahtarlama modlu güç kaynağına güç sağlamak için giriş akımı gerekir. Bu nedenle giriş akımı en ufak bir güç kaybı olmadan filtre üzerinden geçer.

Ortak modlu gürültü, istenmeyen yüksek frekans akımıdır. Bu akım, giriş güç hatlarının birinde veya her ikisinde de meydana çıkar ve endüktörün toprağı üzerinden gürültü kaynağına geri döner. Bu akım, CMN endüktörünün bir veya her iki sargısının da tüm empedansını görür. Çünkü bu akım geri dönen bir akım tarafından iptal edilemez. Ortak modlu gürültü gerilimleri böylece endüktörün sargılarında zayıflar.

E nüveler bir ortak modlu filtrede diferansiyel filtreleme için yararlı olan daha büyük kaçak endüktansa sahiptir. E nüvelerde hem ortak modlu hem de diferansiyel, istenmeyen gürültünün her ikisini de absorbe edecek bir tertibat sağlayan kaçak endüktansı artırıcı hava aralığı verilebilir.

Şekil 7.5’de troidal, tek katmalı ortak modlu endüktör sarımı verilmiştir. Sargı kapasitansını küçültmek ve asimetrik sarımlar yüzünden nüvenin doyuma gitmesini önlemek için tek katmanlı bir tasarım çok sık kullanılır.



Şekil 7.5 Ortak modlu endüktör sargı düzeni

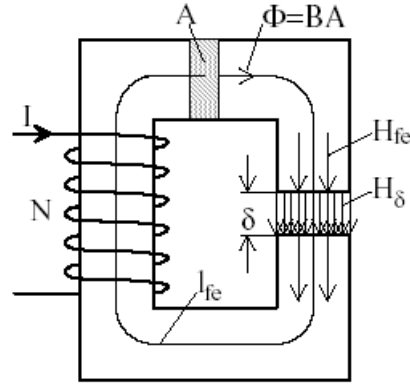
7.2. DC Şok bobini

Endüktörler ve transformatörler arasındaki en önemli fark; endüktörlerin enerjiyi depo etmesi, transformatörlerin ise enerjiyi transfer etmesidir. Endüktörler enerjiyi depo edebilmek için bir hava aralığına ihtiyaç duyarlarken transformatörlerde böyle bir hava aralığına ihtiyaç yoktur. Aslında trafo primer ve sekonder sargısı olan bir endüktördür.

Bir endüktörde depo edilen enerji;

$$W = \frac{1}{2} L I^2 \quad (7.1)$$

Şekil 7.6’da gösterildiği gibi bu enerji nüve ve hava aralığı içinde manyetik alan enerjisi olarak depolanır. Depo edilen enerjinin çok yüksek olması gerektiğinde daha büyük nüve gereklidir. Bir endüktörün boyu yaklaşık olarak depo edilen enerjiyle orantılıdır.



Şekil 7.6 Bir endüktörün manyetik ve mekanik boyutları

Endüktördeki alan enerjisi;

$$W = \frac{1}{2} \int \vec{H} \cdot \vec{B} \cdot dv \approx \underbrace{\frac{1}{2} \vec{H}_{Fe} \cdot \vec{B}_{Fe} \cdot V_{Fe}}_{\text{Nüve'deki Enerji}} + \underbrace{\frac{1}{2} \vec{H}_{\delta} \cdot \vec{B}_{\delta} \cdot V_{\delta}}_{\text{Hava aralığındaki Enerji}} \quad (7.2)$$

Manyetik alan yoğunluğu $\vec{B}$ sürekli dir. Hava aralığındaki ve nüvedeki değeri yaklaşık olarak $\vec{B} \approx \vec{B}_{Fe} \approx \vec{B}_{\delta}$ 'ya eşittir. Manyetik alan kuvveti $\vec{H}$ sürekli değildir. Nüve içindeki değeri, hava aralığındaki değeri ile karşılaştırıldığında μ_r faktörü kadar artar. Bu değer aşağıdaki ifadeler göz önüne alınarak denklem 7.2'de yerine konulursa;

$$\vec{B} = \mu_0 \mu_r \cdot \vec{H} \quad (7.3)$$

$$V_{Fe} = I_{Fe} \cdot A \quad (7.4)$$

$$V_{\delta} = \delta \cdot A \quad (7.5)$$

$$W = \frac{1}{2} \frac{B^2}{\mu_0} \left(\frac{I_{Fe}}{\mu_r} + \delta \right) \cdot A \quad (7.6)$$

şeklini alır. Denklem 7.6'da μ_r değeri bilinmelidir. Çünkü nüvenin manyetik uzunluğu μ_r tarafından azaltılmaktadır. Bu nedenle enerji aslında hava aralığı içinde depolanmaktadır. Buna göre denklem;

$$W \approx \frac{1}{2} \frac{B^2 \cdot A \cdot \delta}{\mu_0} \quad (7.7)$$

şeklini alır. Denklem 7.7'ye göre endüktörlerin enerjiyi depo etmek için bir hava aralığına ihtiyacı vardır. Endüktör, enerjinin belirli bir miktarını depo etmek için hava aralığında bir hacme ihtiyaç duyar. Nüve malzemesi maksimum manyetik akı yoğunluğu B için bir sınıra sahiptir. Bu değer hava aralığının minimum gerekli hacmi V_δ 'ya yol açar.

$$V_\delta = A \cdot \delta \geq \frac{L \cdot I'^2 \cdot \mu_0}{B_m^2} \quad (7.8)$$

Hava aralığının gerekli hacminin bilinmesiyle nüve; veri tablolarından seçilebilir.

Sipir sayısı N ; manyetik iletkenliğin(A_L) yardımıyla hesaplanabilir.

$$N = \sqrt{\frac{L}{A_L}} \quad (7.9)$$

Maksimum akı yoğunluğu ferritler için 0,3T'dan daha büyük olamaz.

$$B_m = \frac{L \cdot I'}{N \cdot A_{\min}} = \frac{N \cdot A_L \cdot I'}{A_{\min}} \leq 0,3T \quad (7.10)$$

$A_{\min}$ = Nüvenin minimum enine kesitidir. Akı yoğunluğu $A_{\min}$ 'da maksimumdur. Bobinin akım yoğunluğu 2 A/mm² ile 5 A/mm² arasında seçilebilir. Bobinin çapı;

$$d_{\text{wire}} = \sqrt{\frac{4 \cdot I_{\text{RMS}}}{\pi \cdot A_w}} \quad (7.11)$$

şeklinde bulunur.

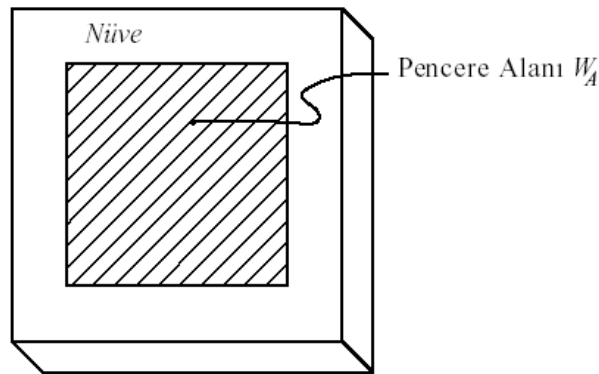
7.3. Ferrit Nüveli Trafo Tasarımı

Transformatörler elektrik gücünü transfer eder. Bu trafoların fiziksel boyutu çalışma frekansına ve transfer edilecek olan güce bağlıdır. Çok yüksek frekans fiziksel boyutu çok küçültür. Nüve malzemesi yüksek frekanslarda genellikle ferrit'tir. Ferrit, düşük nüve kayıpları ve nüve maliyetlerinin bir birleşimi olması nedeniyle 20kHz ile 3MHz frekans aralığında çalışan endüktör, inverter ve transformatörler için ideal bir nüve malzemesidir. Nüvelerin DC etkilerden dolayı doyuma girmelerini önlemek için hava aralığı verilebilir. Nüveler için hazırlanan veri tabloları, değişik nüveler için mümkün olan transfer gücü hakkında bilgi sağlar.

Bir yüksek frekans transformatörünü hesaplamak için atılacak ilk adım veri tabloları yardımıyla uygun bir nüveyi seçmektir. Nüvenin boyutu frekansa ve transfer edilecek güce bağlıdır. İkinci adım trafonun primer siper sayısını hesaplamaktır. Bu sayı nüve içindeki manyetik akı yoğunluğunu belirler. Trafonun sekonder siper sayısı, primer ve sekonder gerilimlerinin oranıdır. Primer ve sekonder iletkenlerin çapları akımların RMS değerlerine bağlı olarak hesaplanabilir.

7.3.1. Transformatör nüve boyutunun seçimi

Bir transformatör nüvesinin güç işleme yeteneği nüvenin $W_a A$ değeri tarafından belirlenebilir. Şekil 7.7'de gösterildiği gibi W_a kullanılabilir nüve pencere alanı, A ise efektif nüve kesit alanıdır.



Şekil 7.7 U tipi bir ferrit nüvede pencere alanı

W_a /Çıkış gücü, arasındaki bağıntı Faraday Kanunu ile elde edilir.

Trafoya uygulanan gerilim kare dalga için;

$$E = 4.B.A.N.f \times 10^{-8} \quad (7.12)$$

Trafoya uygulanan gerilim sinüs dalga için

$$E = 4,44. B.A.N.f \times 10^{-8} \quad (7.13)$$

olarak ifade edilir. Burada;

E = Uygulanan Gerilim (RMS)

B = Akı yoğunluğu (Gauss)

A = Nüve alanı (cm^2)

N = Siper sayısı

f = Frekans (Hz)

A_w = Kablo kesiti (cm^2)

K = Sargı faktörü

I = Akım(RMS)

P_i =Giriş gücü

P_o =Çıkış gücü

e = Transformatör verimi

C = Akım kapasitesi (cm^2 /amper)

W_a =Pencere alanı (cm^2); troidler için nüve penceresi, diğer nüveler için bobin penceresi

$N.A$ için denklem 7.12'in çözümü;

$$N.A = \frac{E \times 10^8}{4.B.f} \quad (7.14)$$

Sargı faktörü;

$$K = \frac{N.A_w}{W_a} \quad (7.15)$$

$$N = \frac{K.W_a}{A_w} \quad (7.16)$$

$$N.A = \frac{K.W_a.A}{A_w} \quad (7.17)$$

Denklem 7.14 ve 7.17 birleştirilerek $W_a.A$ için çözülürse;

$$W_a.A = \frac{E.A_w.10^8}{4.B.f.K} \quad (7.18)$$

elde edilir. Burada $W_a.A$ değerinin birimi cm^4 'dür. Ek olarak;

$$C = \frac{A_w}{I} \text{ veya } A_w = I.C \quad (7.19)$$

$$e = \frac{P_0}{P_I} \quad (7.20)$$

$$P_I = E.I \quad (7.21)$$

Böylece;

$$E.A_w = E.I.C = P_I.C = \frac{P_0.C}{e} \quad (7.22)$$

Denklem 7.22'de bulunan $E.A_w$ 'nin değeri denklem 7.18'de yerine konularak;

$$W_a.A = \frac{P_0.C.10^8}{4.e.B.f.K} \quad (7.23)$$

elde edilir. Aşağıdaki çalışma durumlarını varsayarsak;

Troidler için;

$C = 4,05 \times 10^{-3} \text{ cm}^2/\text{Amp}$ (Kare Dalga)

$C = 2,53 \times 10^{-3} \text{ cm}^2/\text{Amp}$ (Sinüs Dalga)

Yuvarlak nüveler ve E-U-I nüveler için;

$C = 5,07 \times 10^{-3} \text{ cm}^2/\text{Amp}$ (Kare Dalga)

$C = 3,55 \times 10^{-3} \text{ cm}^2/\text{Amp}$ (Sinüs Dalga)

$e =$ Transformatörler için %90

$e =$ Devre kayıplarının dahil edilmesiyle inverterler için %80

$K = 0,3$ Yuvarlak nüveler ve E-U-I nüveler için (sadece primer taraf)

$K = 0,2$ Troidler için (sadece primer taraf)

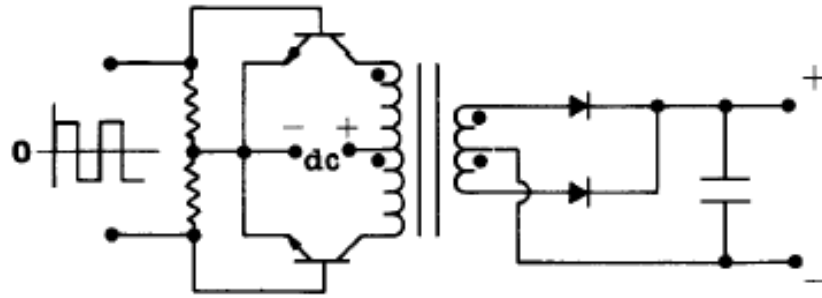
Çok büyük kablo boyutları ve/veya yüksek gerilimler ile bu K faktörleri elde edilemeyebilir. Hem kablo kayıplarını hem de nüve boyutlarını küçültmek için pencere alanı mutlaka doldurulmalıdır.

7.3.2. Anahtarlama güç kaynaklarında transformatörlerin davranışı

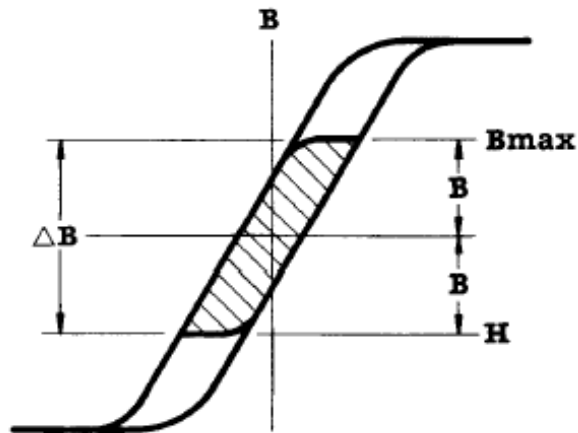
7.3.2.1. Push-pull devre

Tipik bir push pull devre şekil 7.8’de gösterilmiştir. Giriş, bir tetikleme sinyali veya bir IC hattın çıkışıdır ve sıra ile ON ve OFF durumuna geçen transistörleri anahtarlar. Transistör çıkışındaki yüksek frekanslı kare dalgalar daha sonra doğrultularak DC gerilim elde edilir.

Push-Pull devreler verimlidir. Çünkü bu devreler düşük dalgalanmalı bir çıkış sağlayan tek yönlü transformatör nüvesinden faydalanırlar. Bununla birlikte devreleri çok karmaşıktır. Eğer güç transistörleri düzensiz bir anahtarlama karakteristiğine sahipse transformatörün doyuma gitmesi transformatör hatalarına neden olabilir.

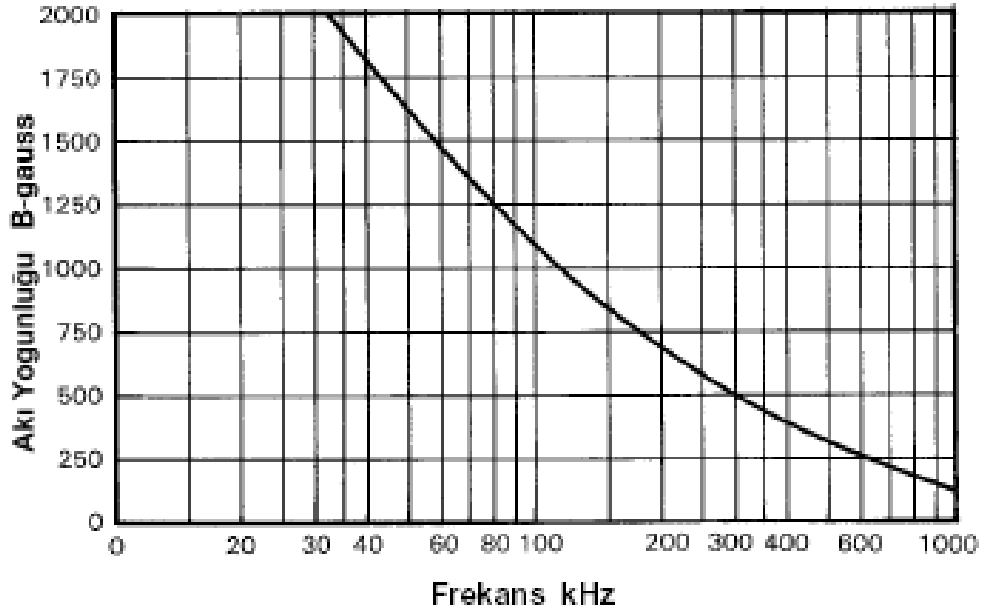


Şekil 7.8 Tipik Push-Pull SMPS devresi



Şekil 7.9 Push-Pull devresinde manyetik nüvenin Histerisiz döngüsü

20kHz’de ferrit transformatörler için maksimum $\pm 2\text{kG}$ ’lik bir akı yoğunluğu seviyesi kullanılarak denklem 7.18’e başvurmak pratikte çok karşılaşılr. Bu durum şekil 7.9’da histerisiz döngüsünün taralı alanı ile gösterilmiştir. Çünkü bu frekansta seçilen bir nüvede bu değeri sınırlandıran faktör nüve kaybıdır. Çok düşük frekanslılarda yapıldığı gibi 20kHz’de doyuma yakın bir akı yoğunluğu için transformatör tasarlanırsa nüve aşırı bir sıcaklık yükselmesi gösterecektir. Bu nedenle 2kG’luk akı yoğunluğuna düşmek genellikle nüve kayıplarını sınırlar. Böylece nüvede hafif bir ısı yükselmesine müsaade edilir. 20kHz’den yüksek frekanslarda nüve kayıpları artar. Çok yüksek frekanslarda SMPS’li çalışma için $\pm 2\text{kG}$ ’den daha düşük nüve akı yoğunluğu ile çalışmak gerekir.



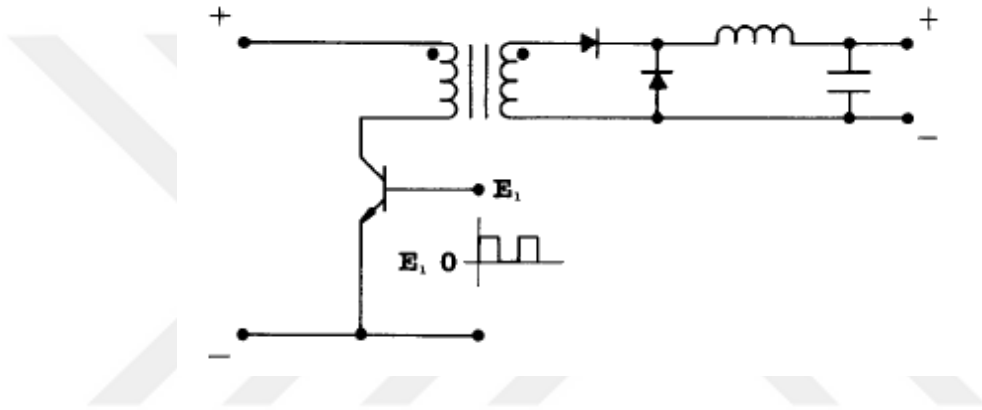
Şekil 7.10 Maksimum 25°C’lik sıcaklık yükselmeli, nüve kaybının 100mW/cm²’de sabit kalması için değişik frekanslarda P tipi ferrit malzemede akı seviyelerindeki gerekli azalmayı göstermektedir.

7.3.2.2. Forward beslemeli devre

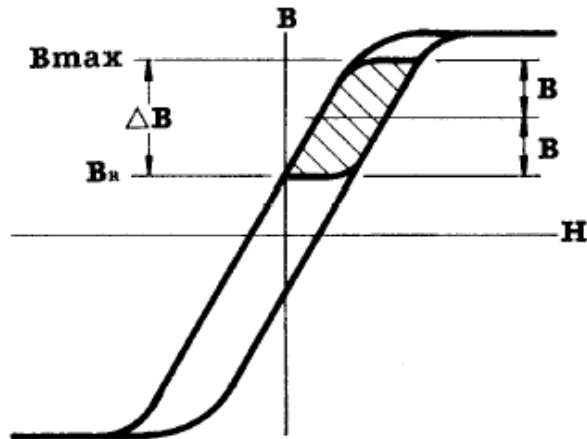
Şekil 7.11’de gösterilen Forward beslemeli devredeki transformatör, şekil 7.12’de gösterilen histerisiz döngüsünün birinci çeyreğinde çalışır. Yarı iletken elemanlara tek kutuplu darbeler uygulandığından transformatör nüvesi histerisiz eğrisinin

doyma yakın B_R değerinden sürülmektedir. Darbeler sıfır değerine düştüğünde nüve histerisiz eğrisinin B_R değerine geri döner. Yüksek verimi sürdürmek için primer endüktansı, mıknatıslanma akımını azaltmak ve daha düşük sargı kayıpları için yüksek tutulmalıdır. Bu durum nüvenin çok küçük veya sıfır hava aralığına sahip olması demektir.

Forward beslemeli devreler sadece bir transistör kullandığından maliyeti çok düşük ve dalgalanma küçüktür. Çünkü transistör ister ON ister OFF olsun diğer devre yapılarına nazaran transformatörde kararlı akım akar.



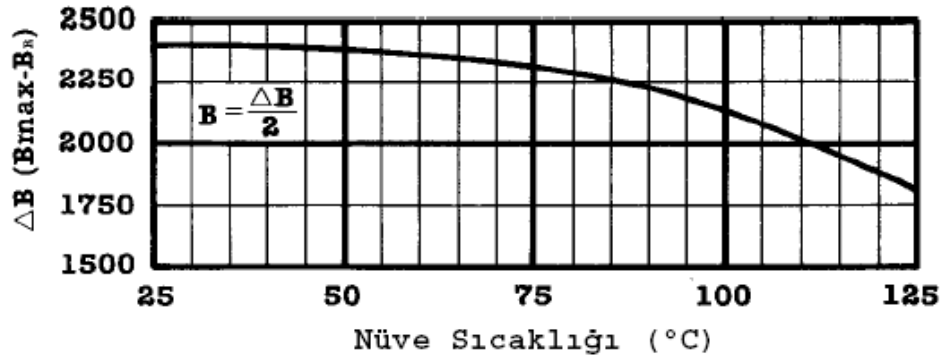
Şekil 7.11 Forward beslemeli SMPS devre



Şekil 7.12 Forward beslemeli devrede manyetik nüvenin histerisiz döngüsü

Bu devrede kullanılan ferritler için ΔB (veya $B_{MAX}-B_R$) tipik olarak 2400 gauss veya şekil 7.12’de gösterildiği gibi akı yoğunluğu B , ± 1200 gauss’dur. Push-Pull devrede bu değer nüve kayıplarını küçük tutmak için nüvedeki tepe akı yoğunluğunun ± 2000 gauss’u geçmemesi tavsiye edilmiştir. Histerisiz döngüsünün mecbur etmesinden dolayı forward beslemeli devrede kullanılan nüvede tepe akı yoğunluğu ± 1200 gauss’u geçemez. Forward beslemeli bir devre için nüve seçimi push-pull devresine benzer ancak denklem 7.18’deki akı yoğunluğu değeri şimdi ± 1200 gauss ile sınırlandırılmıştır.

Transformatör çalışma sıcaklığı 75°C ’den yüksek ise B ’nin değeri düşürülmelidir. Şekil 7.13’de sıcaklıkla ΔB ’nin değişimi gösterilmiştir. Bu nedenle ΔB ’nin değeri 2400($B = \pm 1200$) gauss’a düşürülmelidir.



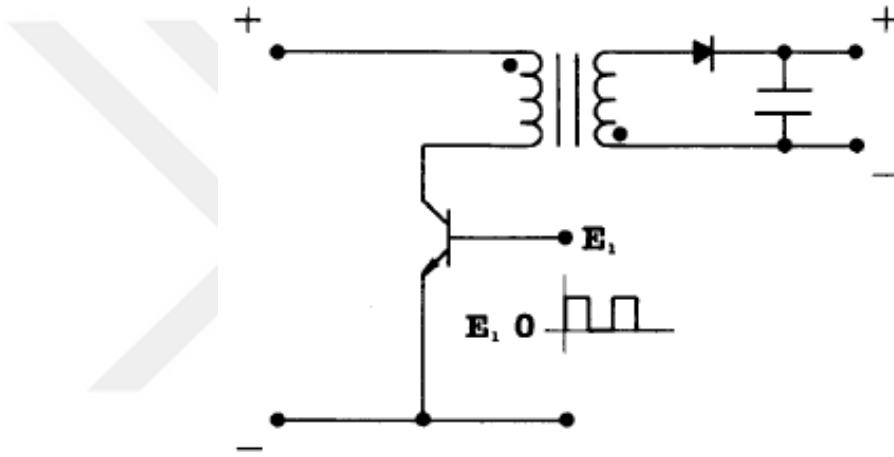
Şekil 7.13 ΔB ’nin sıcaklık ile değişimi

ΔB ’nin değeri 20kHz üzeri geniş bir frekans aralığı boyunca hemen hemen değişmeden kalır. Bununla birlikte şekil 7.13’de gösterildiği gibi B ’nin ayarlanmış değeri bazı frekanslarda sıcaklık yükselmesinin de dikkate alınmasıyla kararlaştırılmış B değerinden daha az olacaktır. Bu frekans üzerinde bir nüve seçmek için kullanılacak B değeri şekil 7.10’dan elde edilen değer olacaktır.

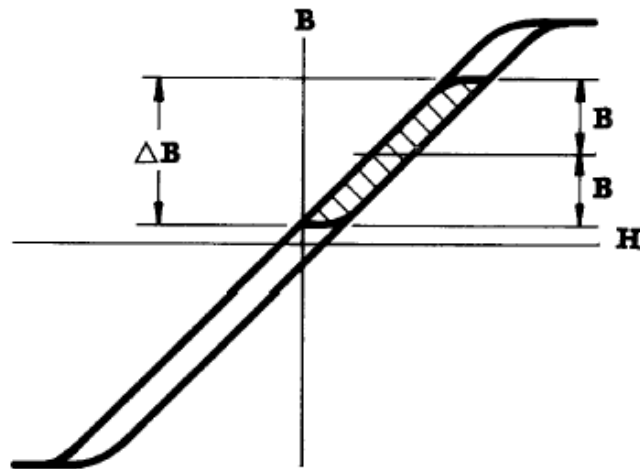
7.3.2.3. Flyback devre

Flyback devreler basit ve masrafsızdır. Ek olarak EMI problemleri daha azdır. Bununla birlikte transformatör oldukça büyük ve dalgalanma çok yüksektir. Tipik bir

Flyback devre şekil 7.14’de gösterilmiştir. Tek kutuplu darbeler nedeniyle nüve sargılarından DC akım aktığından nüvedeki akı, şekil 7.15’de gösterildiği gibi B_R değerinden doyuma doğru taşınır. Darbeler sıfıra giderken akı, forward beslemeli tasarımı olduğu gibi B_R değerine geri hareket eder. Bununla birlikte forward beslemeli devre ile flyback devre arasındaki fark; flyback devredeki transformatörün hem olağan transformatör fonksiyonlarını yerine getirmesi hem de bir enerji depolama görevini yapması gerekir. Bu nedenle nüvenin verimli bir enerji depolama birimi olması için doyuma gitmemesi gerekir. Bunun için de hava aralıklı bir yapıya sahip olması gerekir.



Şekil 7.14 Tipik Flyback SMPS devresi

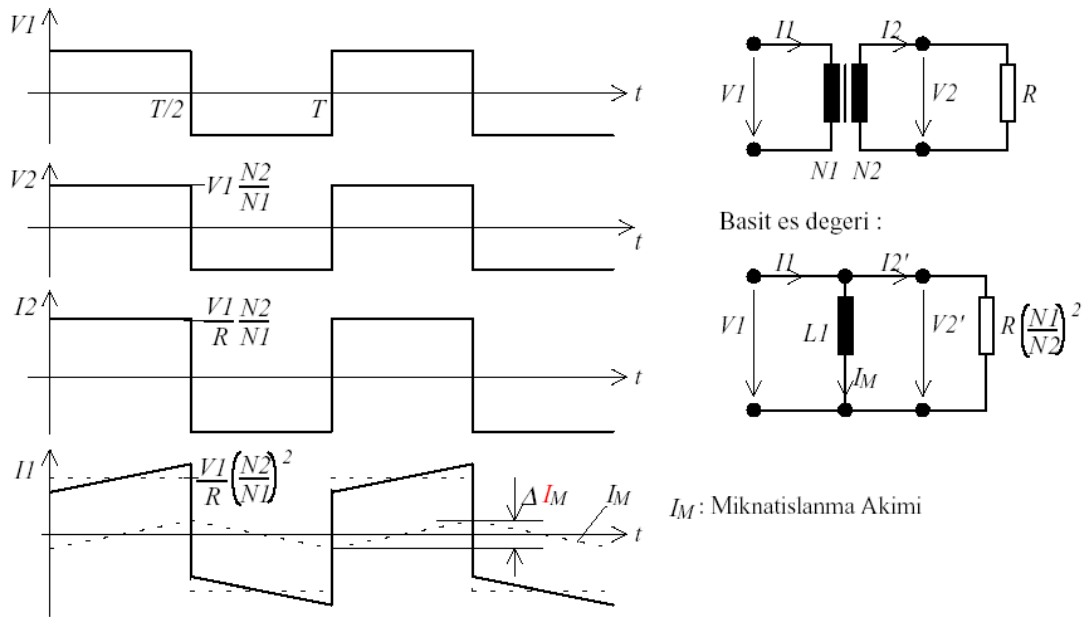


Şekil 7.15 : Flyback devrede manyetik nüvenin histerisiz döngüsü

Bir çok tasarımda hava aralığı geniştir. Bu nedenle B_R , şekil 7.15’de histerisiz döngüsünde belirtildiği gibi küçüktür ve sıfır olarak düşünülebilir. Maksimum akı yoğunluğu yaklaşık olarak 3600 alınır. Yani $\Delta B=3600$ gauss veya $B=\pm 1800$ gauss’dur. Bu devre için nüve seçimi, denklem 7.18 kullanılarak yapılabilir. Denklem 7.18’de B değeri 20kHz’de ± 1800 gauss’dur ve çok yüksek bir frekans değerine kadar kullanılacak çok düşük bir B değerini belirlemek gerekir.

7.3.3. Primer sargının minimum sipir sayısı hesabı

Transformatörün primer sargısında V_1 gerilimi dikdörtgen bir şekle sahiptir. Bu gerilim, giriş akımı I_1 ’i oluşturur. İkinci tarafta mıknatıslanma akımı I_M ile sekonder akımı I_2 toplanarak şekil değiştirir. Mıknatıslanma akımını küçük tutmak için hava aralığı bulunmayan bir manyetik nüve kullanılır.



Şekil 7.16 Bir transformatörde akım ve gerilimler

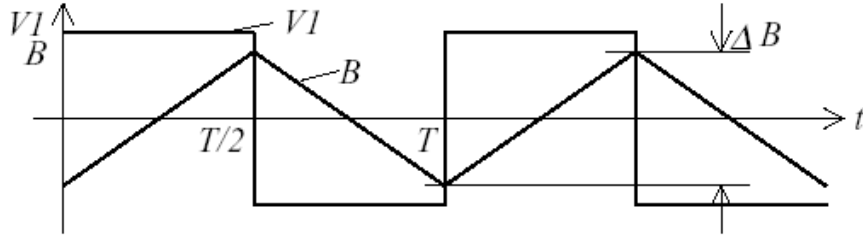
Dikdörtgen şekilli V_1 gerilimi mıknatıslanma akımının üçgen şekilli olmasına neden olur. Şekil 7.16’daki trafonun eşdeğerine dikkat edilirse mıknatıslanma akımı yaklaşık olarak sekonder akımından bağımsızdır. Mıknatıslanma akımı yaklaşık olarak manyetik akı veya akı yoğunluğu ile orantılıdır. Fiziksel karşılıklı ilişkileri Faraday’ın indüksiyon kanunuyla ifade edilir.

$$V = N_1 \cdot \frac{d\Phi}{dt} \quad (7.24)$$

Şekil 7.16'daki transformatör için akı yoğunluğunun değişimi ;

$$\Delta B = \frac{V_1 \cdot \frac{T}{2}}{N_1 \cdot A} \quad (7.25)$$

şeklinde ifade edilir. Akı yoğunluğunun değişimi frekansa ($f = 1/T$) ve primerin siper sayısına(N_1) bağlıdır. Çok yüksek frekans ve siper sayısı, manyetik akı yoğunluğunun değişimini (ΔB) düşürür.



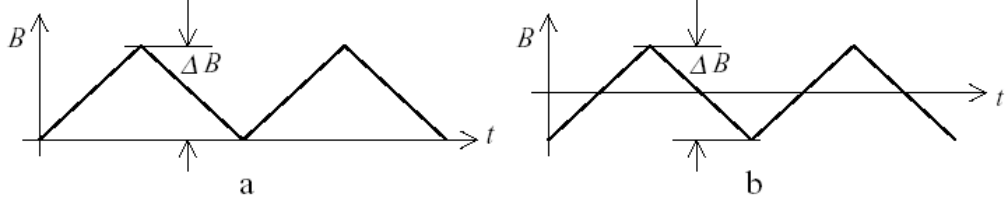
Şekil 7.17 Transformatörde giriş gerilimi ve manyetik akı yoğunluğu

Minimum primer siper sayısı, belirli bir manyetik akı yoğunluğu değişimini (ΔB) aşmayacak şekilde hesaplanabilir. 0,3 tesla civarındaki doyum akı yoğunluğu ($\Delta B \approx 0,6T$) yüksek frekans transformatörlerinde kullanılamaz. Push-Pull dönüştürücülerde her tetikleme sinyali ile histerisiz döngüsü etrafındaki ilerleme, ısı oluşumu gibi istenmeyen kayıplara neden olur. Nüve kayıpları ve nüve termal direnci hakkında ek bilgi yoksa 20kHz'den 100kHz'e kadar çalışma frekansları için $\Delta B \approx 0,2$ ile 0,3T arasında sınırlandırılmalıdır. Çok düşük ΔB nüve kayıplarını da oldukça düşürür.

Primer için minimum siper sayısı;

$$N_1 \geq \frac{V_1 \cdot \frac{T}{2}}{\Delta B \cdot A_{\min}} \quad (7.26)$$

Burada $\Delta B \approx 0,2$ ile $0,3T$ arasındadır. $A_{\min}$ = Nüvenin minimum kesit alanıdır. Anahtarlama güç kaynaklarının bu farklı yapıları için minimum primer sipir sayısı hesabı aynıdır.

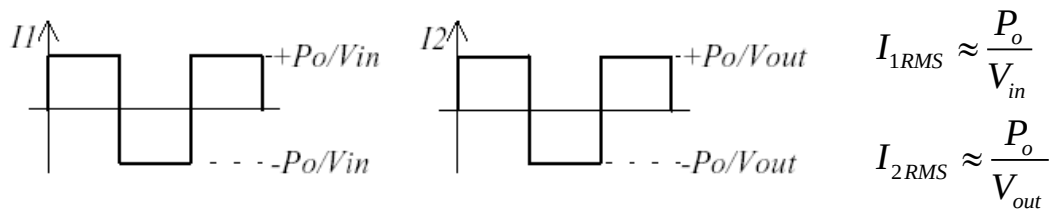


Şekil 7.18 Değişik dönüştürücü tiplerinde akı yoğunluğunun değişimi
a)Forward dönüştürücü, b)Push-Pull dönüştürücü

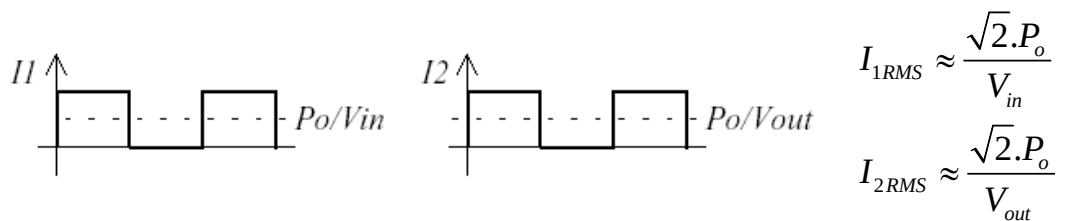
7.3.4. Sargı iletkenlerinin hesabı

İletkenlerin çapı, akımın RMS değerine bağlıdır. Akımın değeri güç ile hesaplanabilir.

Push-Pull konvertörler için;



Forward Konverter için;



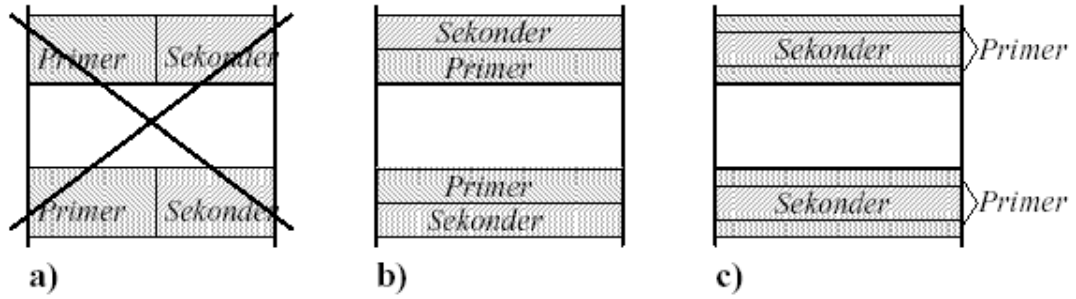
Bu hesaplamada mıknatıslanma akımı ihmal edilebilir. Akım yoğunluğu, sargının termal direncine bağlı olarak $2A/mm^2$ ile $5A/mm^2$ aralığında seçilebilir. Bobin kesiti A_w ve çapı d_{wire} aşağıdaki şekilde hesaplanır.

$$A_w = \frac{I}{S} \quad (7.27)$$

$$d_{wire} = \sqrt{\frac{4.I}{A_w.\pi}} \quad (7.28)$$

Burada, $A_w = 2....3....5... \frac{A}{mm^2}$ 'dir.

Şekil 7.19'da gösterildiği gibi primer ve sekonder sargılar arasındaki kuplaj önemliyse, primer ve sekonder sargılar birbirinin üzerine yerleştirilmelidir. Kuplajın sağlanması, sargılar birbirine kenetlenmişse başarılabilir.



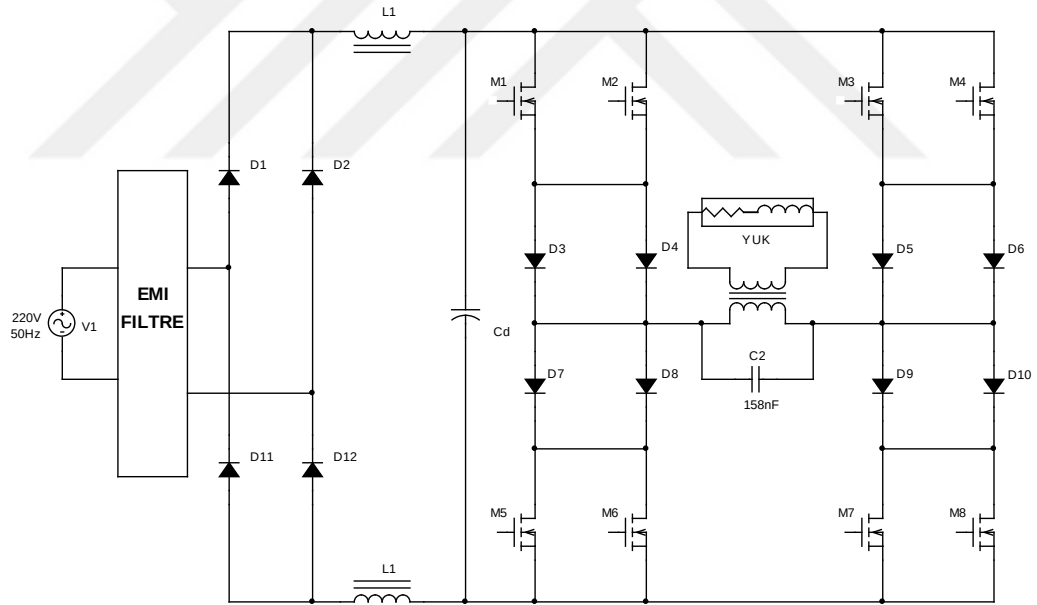
Şekil 7.19 Yüksek frekans trafolarında sargıların yerleşimi

Primer sipir sayısı N_{1min} çok fazla seçilmemelidir. Yoksa bobinin bakır kayıpları çok uzun iletkenler yüzünden gereksiz yere artacaktır. Yüksek frekanslar ve geniş çaplı bobin için skin effect etkisi dikkate alınmalıdır. 20kHz'den daha büyük çalışma frekansları ve 1mm'den daha büyük bobin çapları için litz kablo veya bakır folyo kullanılmalıdır.

8. AKIM BESLEMELİ PARALEL REZONANS DEVRELİ BİR İNVERTERLE İNDÜKSİYONLU ISITMA SİSTEMİNİN SİMÜLASYONU VE GERÇEKLEŞTİRİLMESİ

8.1. Giriş

Gerçekleştirilen indüksiyonlu ısıtma sisteminin temel devre yapısı şekil 8.1’de gösterilmiştir. Güç kaynağının girişinde şebekede meydana gelen elektromanyetik karışmaları önleyici bir EMI filtre devresi bulunmaktadır. DC güç kaynağı devresi diyotlarla gerçekleştirilen tek fazlı tam köprü bir dönüştürücüden ve silisli saçlardan oluşan bir nüve üzerine sarılmış L_1 DC reaktöründen meydana gelmektedir. Prensipde akım beslemeli inverterde gerekli olmadığı halde MOSFET’in anahtar olarak çalışması nedeniyle oluşan gürültüleri bastırmak için bir C_d , DC kondansatörü kullanılmıştır.



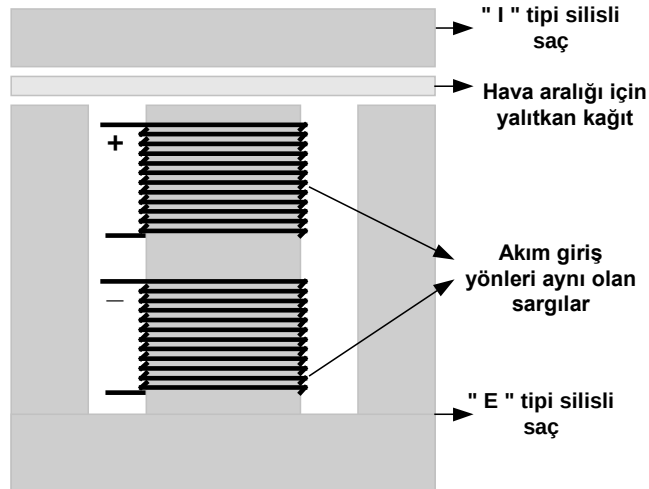
Şekil 8.1 İndüksiyonlu ısıtma sisteminin temel yapısı

Uygulama devresi 10kHz frekans ve 7,5kW güçte çalışabilecek şekilde gerçekleştirilen akım beslemeli paralel rezonans devreli tek fazlı tam köprü bir inverterdir. İnverter köprüsünün her bir bacağına birbirine paralel bağlı iki adet MOSFET bulunmaktadır. Bu devrede MOSFET’leri ters gerilimlere karşı korumak için her bir MOSFET’e seri hızlı diyotlar ve her bir köprü bacağına paralel şekilde

sönümlenme(RC) devreleri bağlanmıştır. Çalışma esnasında aynı kolda bulunan paralel MOSFET anahtarlar, her bir yarı peryotta karşılıklı şekilde anahtarlanır. Böylece inverterin AC uçlarında bir kare dalga çıkış akımı oluşur. Çıkış akım ve gerilimi arasındaki faz açısı, MOSFET'lerin anahtarlama hızı olan inverter çıkış frekansına bağlıdır. Frekans 50kHz'lık çok turlu bir potansiyometre ile kontrol edilmektedir. İnverterin çıkış uçlarına, indüksiyonlu ısıtma işleminde endüktörün ihtiyaç duyduğu akımı elde etmek için primer gerilimi 400V ve dönüştürme oranı 25:1 olan U tipi ferrit nüveli(3C6 ferroxcube) bir trafo, 158nF'lık rezonans kondansatörüyle paralel olarak bağlanmıştır. Trafonun sekonder kısmı 5 sipir, endüktör sargısı 2 sipirdir ve su soğutmalıdır. 15mm çapındaki ısıtılacak çalışma parçası endüktör bobini içine yerleştirilmiştir.

8.2. EMI Filtre Devresi

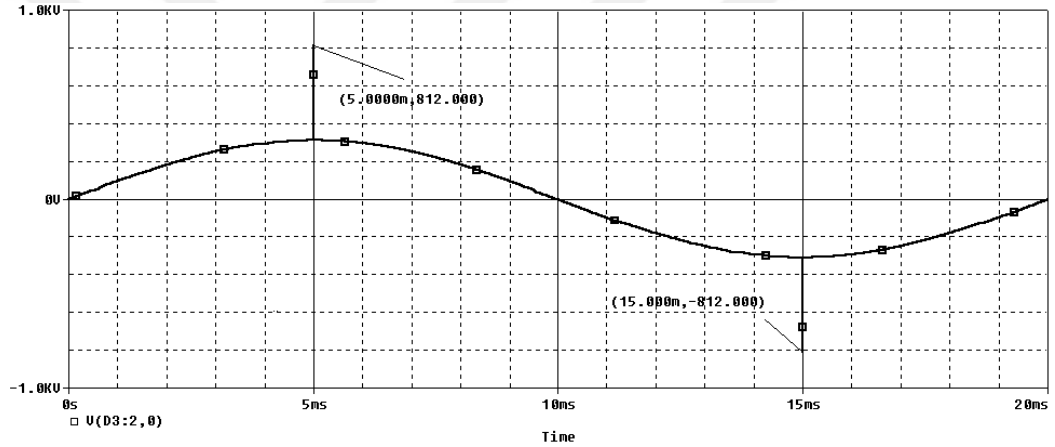
Bölüm 7'de verilen bilgiler ışığında şekil 7.4'deki EMI filtre devresinde CY kondansatörleri 12nF/1600V ve CX kondansatörleri 100nF/1600V olarak belirlenmiştir. Şekil 8.2'de gösterildiği gibi EMI filtre endüktörü, endüktans değerinin hava aralığı ile ayarlanması için E ve I tipi silisli saçlardan oluşan bir nüve üzerine akım giriş yönleri aynı olacak şekilde sarılmıştır. 7,5kW gücündeki uygulama devresinde nüvenin minimum enine kesitinin 25cm²'den büyük olması gerektiği bulunmuştur. Endüktör iletkenlerinin akım yoğunluğu 5A/mm² alınarak 30A'lık bir akım geçişi için 6mm²'lik bakır iletken kullanılmıştır.



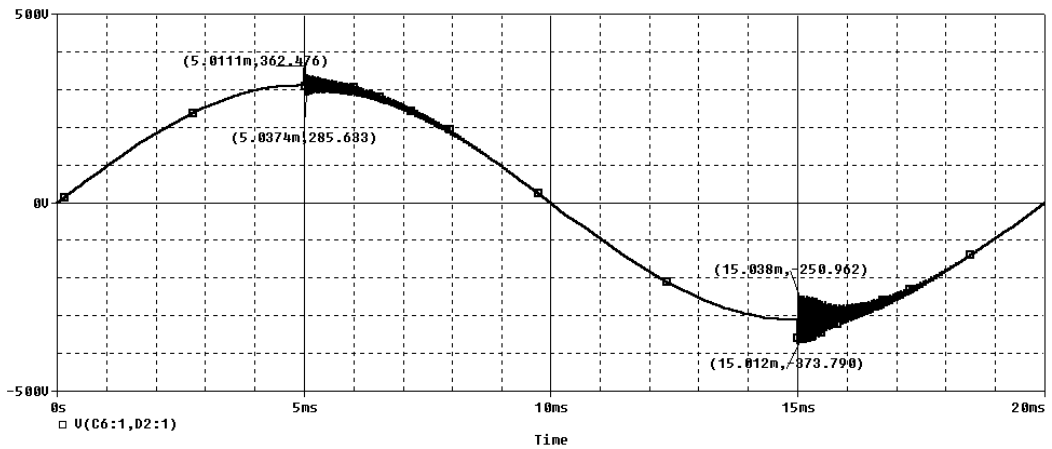
Şekil 8.2 EMI filtre endüktörünün sargı düzeni

Her biri 50 sipir'den oluşan EMI filtre bobinlerinin endüktans değeri 3mH olacak şekilde, nüvenin E ve I saçları arasına 2-3mm hava aralığı verilmiştir. 220V, 50Hz'lik şebekeden gelen ve inverter köprüsünün anahtarlaması sonucu oluşan ani gerilim darbelerinin devreye etkilerinin EMI filtre devresiyle yok edilmesi veya azaltılması amaçlanmıştır.

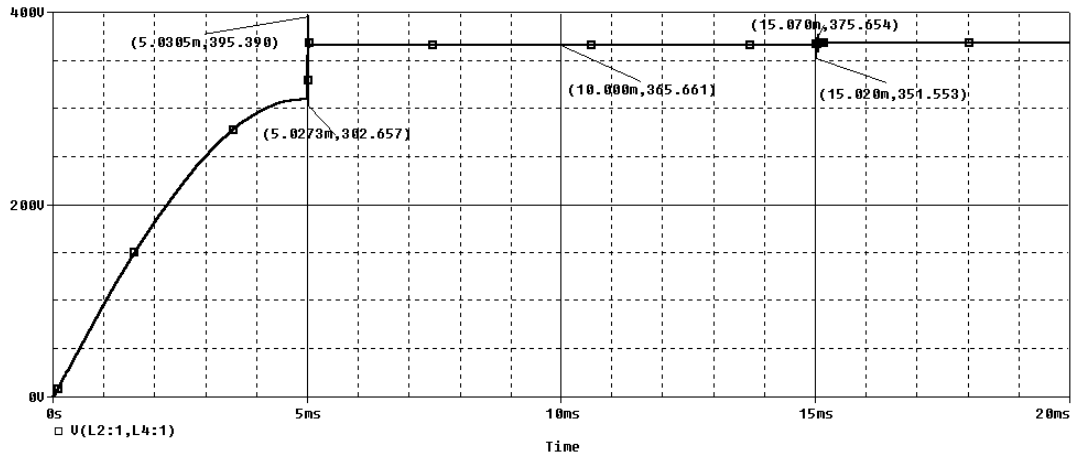
Devrenin EMI filtre kısmının PSPICE yazılım programı ile simülasyonu yapılmıştır. Simülasyonda şebeke gerilimi üzerine $-500V, 1\mu s$ ve $+500V, 1\mu s$ 'lik gerilim darbeleri bindirilerek EMI filtre çıkışındaki gerilimin dalga şekilleri incelenmiştir. Simülasyondan elde edilen sonuçlar şekil 8.3, 8.4, 8.5 ve 8.6'da gösterilmiştir.



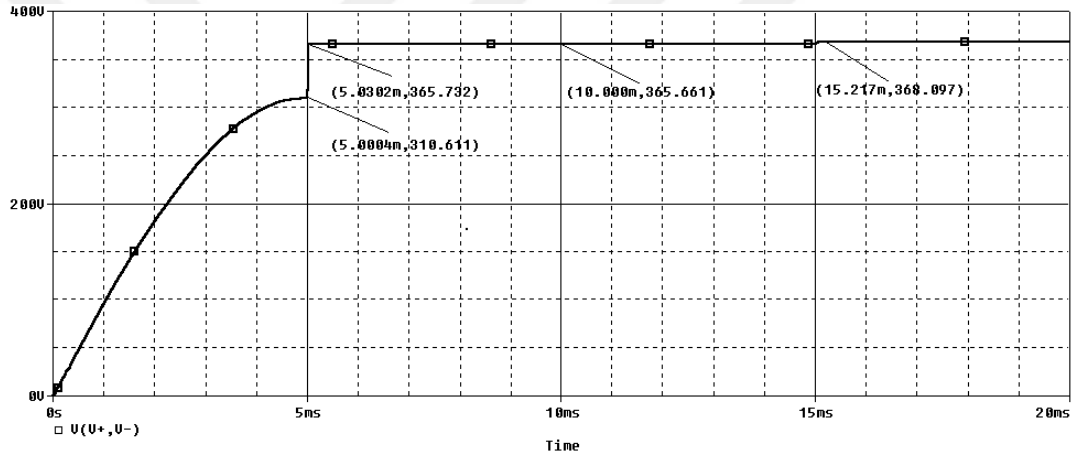
Şekil 8.3 Şebeke geriliminin üzerine bindirilmiş gerilim darbeleri



Şekil 8.4 EMI filtre çıkışı



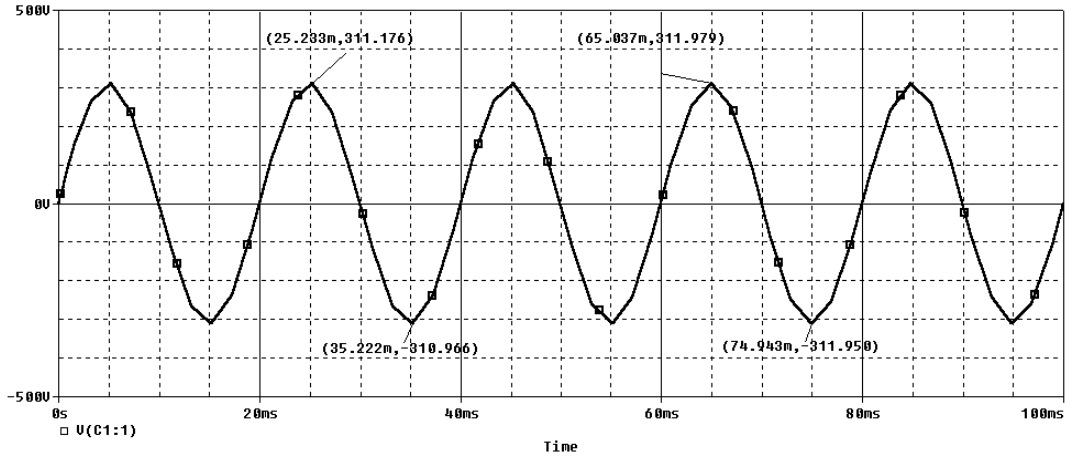
Şekil 8.5 Doğrultucu çıkışı



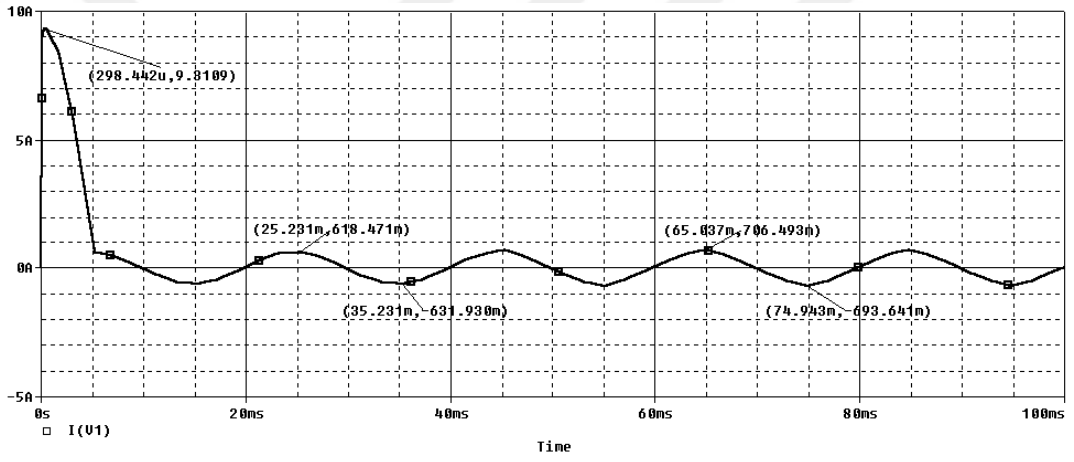
Şekil 8.6 Şok filtre çıkışı

Bu sonuçlar incelendiğinde EMI filtre devresi şebeken gelen gerilim darbelerini ve çöküntülerini azaltmaktadır. Darbeler, doğrultucu çıkışlarında DC gerilimin değerini arttırırken, çöküntüler de doğrultucu çıkışlarında DC gerilimin değerini düşürmektedir. EMI filtre devresi her ne kadar bu etkileri tamamen yok etmese de devrede, EMI filtreden sonra gelen köprü doğrultucu ve şok bobin bu gerilim darbelerini ve çöküntülerini yok etmede EMI filtre devresine yardımcı olmaktadır.

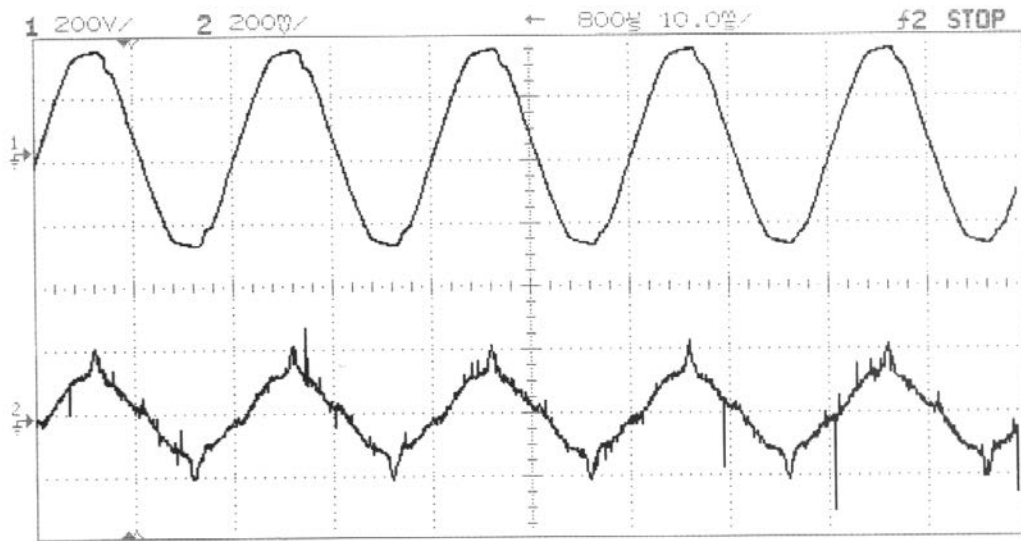
Uygulama devresinin şebeke girişinden elde edilen ölçümleri ve simülasyon sonuçları şekil 8.7, 8.8 ve 8.9’da gösterilmiştir. Osiloskop ekranda 1’nolu grafik gerilimi, 2’nolu grafik akımı göstermektedir.



Şekil 8.7 Simülasyon sonuçlarından elde edilen şebeke giriş gerilimi

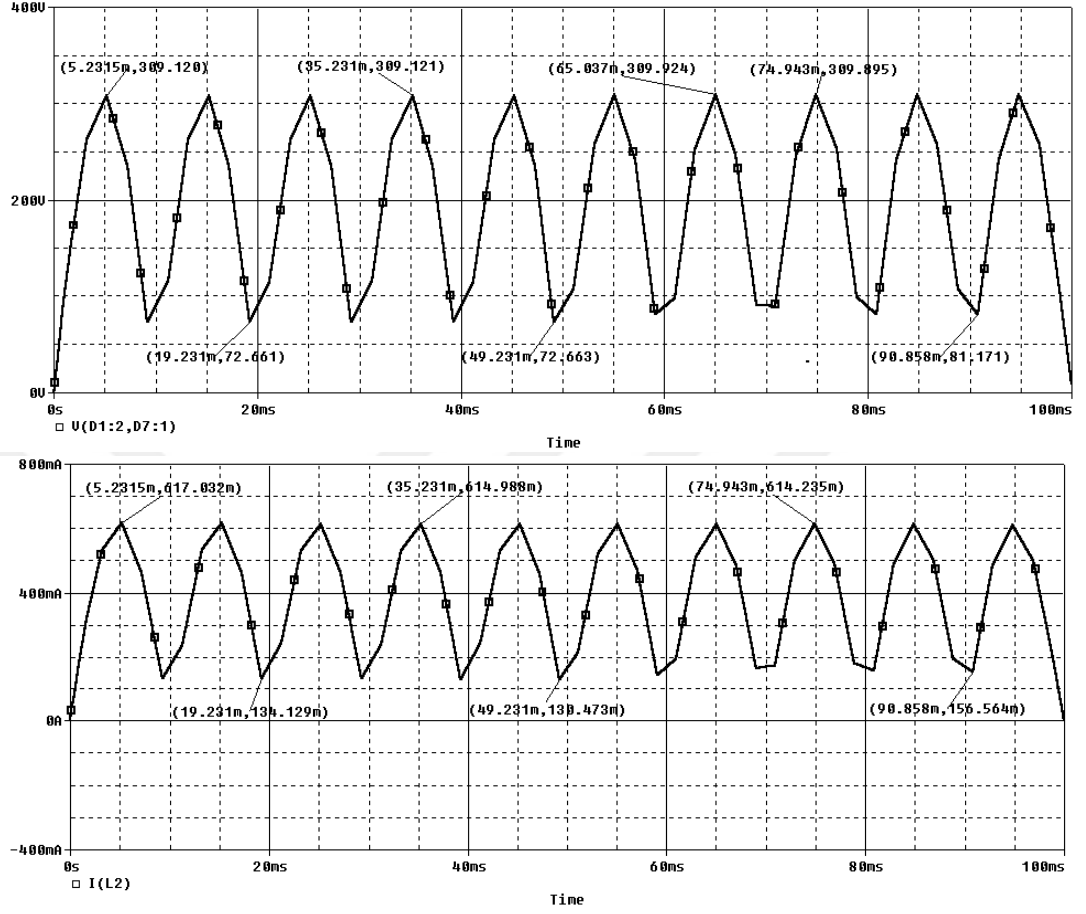


Şekil 8.8 Simülasyon sonuçlarından elde edilen şebeke giriş akımı

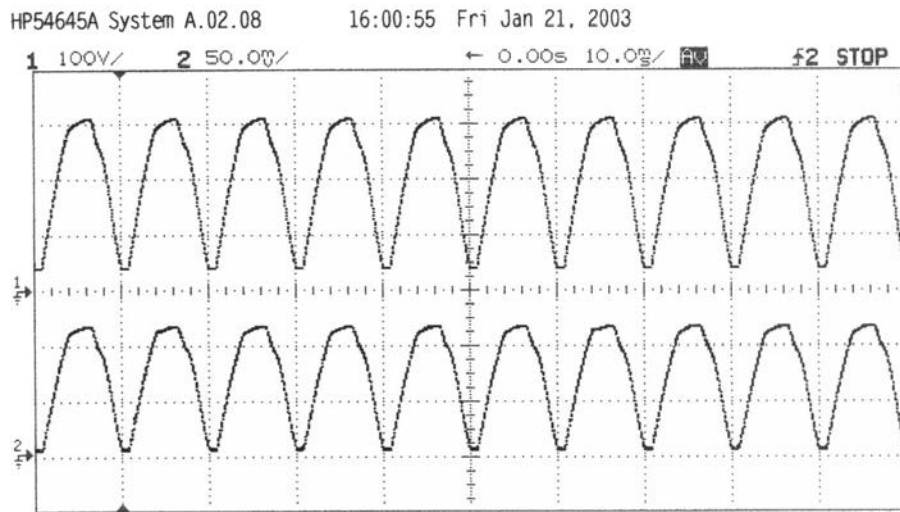


Şekil 8.9 Ölçümlerden elde edilen şebeke giriş akımı ve geriliminin aynı eksen de değişimi (200V/div, 1A/div)

Şekil 8.10 ve 8.11’de şebekeden çekilen bu akım ve gerilimin doğrultucu çıkışındaki değişimleri verilmiştir.

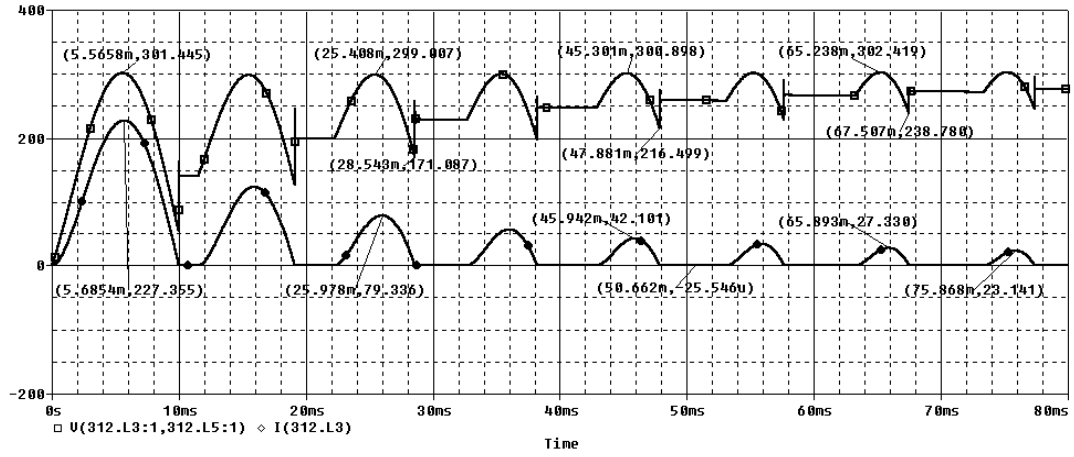


Şekil 8.10 Doğrultucu çıkış gerilim ve akımının inverter devrede değilken elde edilen simülasyon sonuçları

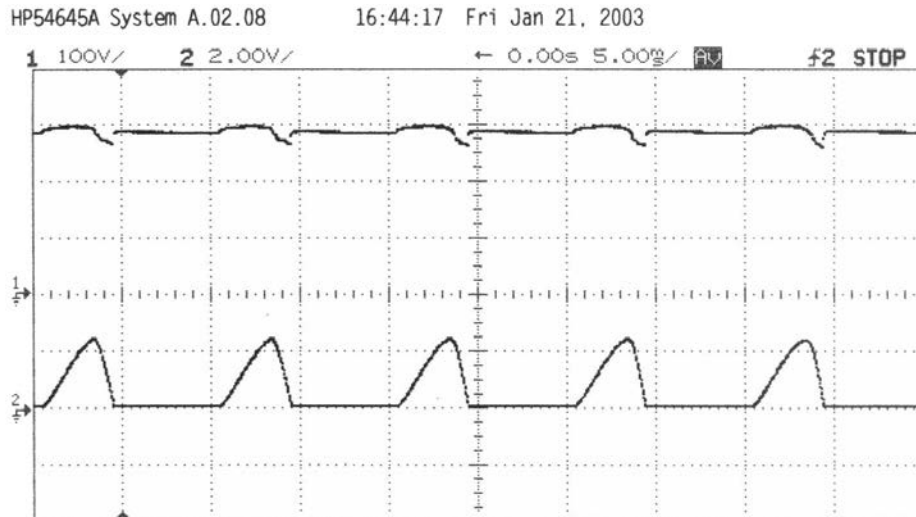


Şekil 8.11 İnverter devrede değilken doğrultucu çıkış akım ve gerilimi(100V/div,230mA/div)

İnverter devrede değilken uygulama devresinden elde edilen sonuçlarda akım grafiğinin üstünde görülen pikler şebekeden kaynaklanan bozulmalardır. Bu pikler hesaba katılmazsa uygulama devresi boşa şebekeden 720mA akım çekmektedir. Simülasyon sonuçlarında bu değer 693mA ile 706mA arasında değişmektedir. Ölçüm değerlerinden de görüldüğü gibi inverter devrede değilken yol verme dirençlerinin ve filtre kondansatörlerinin doğrultucu çıkışlarından çektikleri akım yaklaşık olarak 570mA'dır. Şekil 8.10'daki simülasyon sonucunda bu değer 614mA olarak görülmektedir. Şekil 8.12 ve 8.13'de inverter devresinin doğrultucu çıkışından çektiği akım ve gerilimin dalga şekilleri ile simülasyon sonuçları verilmiştir.



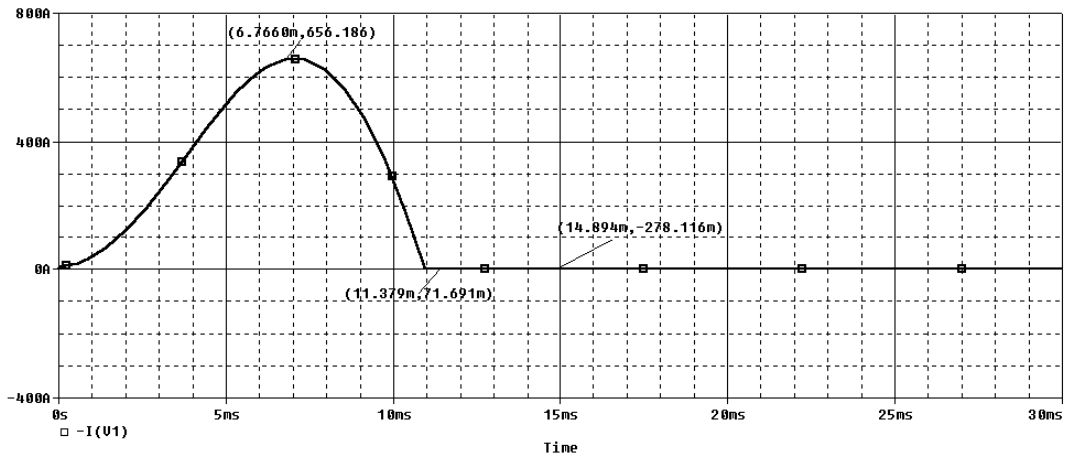
Şekil 8.12 İnverter devreyken doğrultucu çıkış akım ve geriliminin simülasyonu



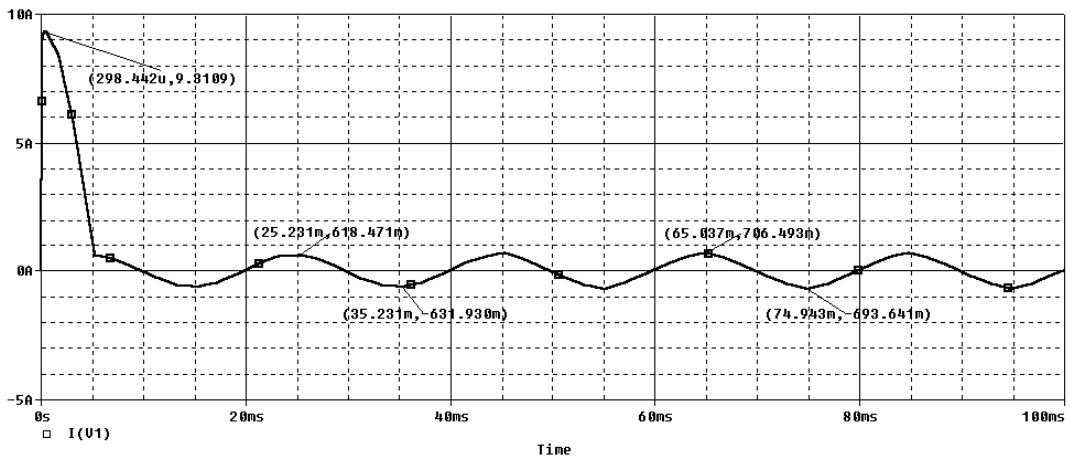
Şekil 8.13 İnverter devreyken doğrultucu çıkış akım ve gerilimi(100V/div,8A/div)

İnverterin düşük bir DC gerilimle çalışmasını önlemek için karşılaştırma devresinde bulunan bir opto kupler yardımıyla osilatör devresi kontrol edilmektedir. DC gerilimin seviyesi ayarlanan değere ulaşana kadar inverterin girişinde gerilim olsa dahi osilatör çalışmayacağından inverter devresi de çalışmayacaktır.

Yol verme dirençleri olmadan ve yol verme dirençleri varken şebekeden çekilen akımların, PSPICE simülasyonu ile elde edilen sonuçları şekil 8.15 ve 8.16'da gösterilmiştir.



Şekil 8.15 Yol verme dirençleri olmadan şebekeden çekilen akım



Şekil 8.16 Yol verme dirençleri varken şebekeden çekilen akım

Şekil 8.15’de verilen simülasyon sonucunda da görüldüğü gibi uygulama devresi, dirençler olmadan şebekeden tepe değeri 656A olan bir akım çekmeye çalışacaktır. Uygulama devresi dirençlerle çalıştırıldığında ise çekilen bu akımın tepe değeri şekil 8.16’da görüldüğü gibi 10A’i geçmemektedir. Bu dirençler devreden çıktıktan sonra filtre kondansatörleri çok kısa bir sürede AC gerilimin tepe değeri olan 312V’a yakın bir değere şarj olmaktadır. Bu dirençlerin kötü tarafı ise üstünde çok kısa süreli de olsa bir güç kaybı oluşturması ve kondansatörlerin şarj olma süresini uzatmasıdır.

8.3. DC Şok Bobini

Bölüm 7’de verilen denklemlerden faydalanarak tasarlanan DC şok bobininde, maksimum manyetik akı yoğunluğu 10000 gauss olan silisli saçlar kullanılmıştır. Bobinin endüktans değerinin hava aralığı ile ayarlanması için E ve I tipi saçlardan oluşan bir nüve üzerine her biri 75 spir olan iki bobin, akım giriş yönleri aynı olacak biçimde şekil 8.2’deki gibi sarılmıştır. Uygulama devresinin gücü dikkate alınarak nüvenin minimum enine kesitinin 25cm^2 ’den büyük olması gerektiği bulunmuştur. Akım yoğunluğu 5A/mm^2 alınarak maksimum 30A’lık bir akıma dayanacak bobin kesiti hesaplanarak 6mm^2 bulunmuştur. LCR metre kullanılarak filtre bobininin endüktans değeri 5mH olacak şekilde nüvenin E ve I saçları arasında 3-4mm hava aralığı verilmiştir.

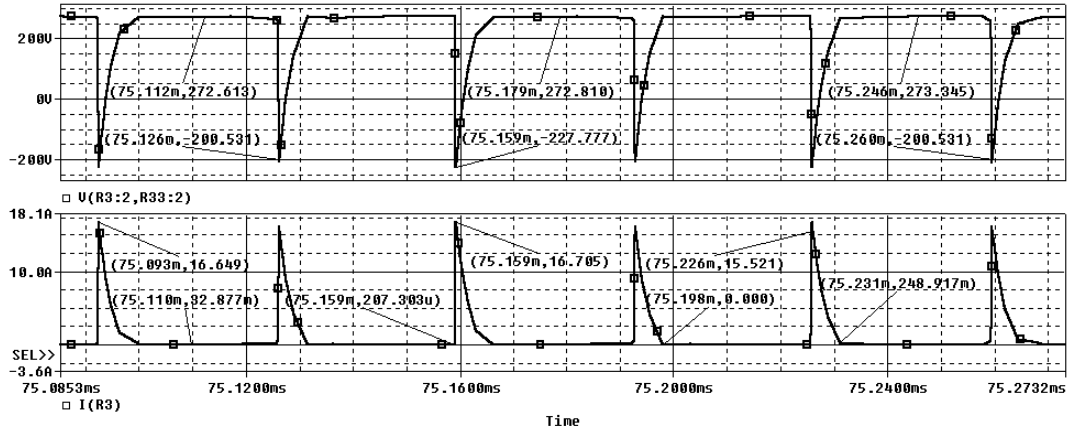
8.4. İnverter Devresi

10kHz 7,5kW gücündeki akım beslemeli paralel rezonans devreli tam köprü inverterin, her bir bacağında paralel iki adet MOSFET bulunmaktadır. Her bir MOSFET 34A ve 800V’luk (IXFN34N80) değerlere sahiptir. Bu MOSFET’lere ait geniş bilgi ek H’de verilmiştir.

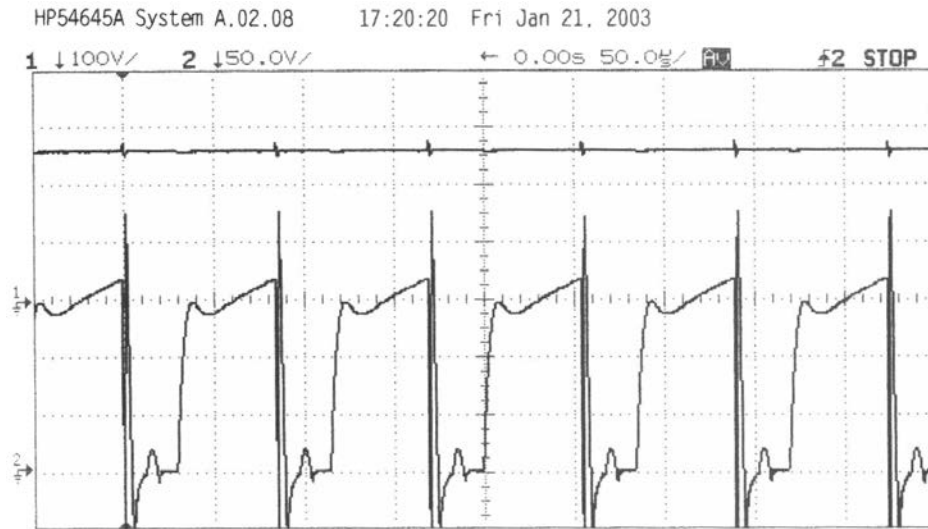
MOSFET’leri ters gerilimlere karşı korumak için her bir MOSFET’e seri hızlı diyotlar(DSEI30) bağlanmıştır. Hızlı diyotlara ait geniş bilgi ek I’da verilmiştir.

Uygulama devresinde trafonun kaçak endüktansının küçük olduğu varsayılarak MOSFET'lerin uçlarında oluşabilecek yüksek gerilim dalgalanmalarını azaltmak için inverter köprüsünün her bir bacağında RC sönümleme devresi kullanılmıştır.

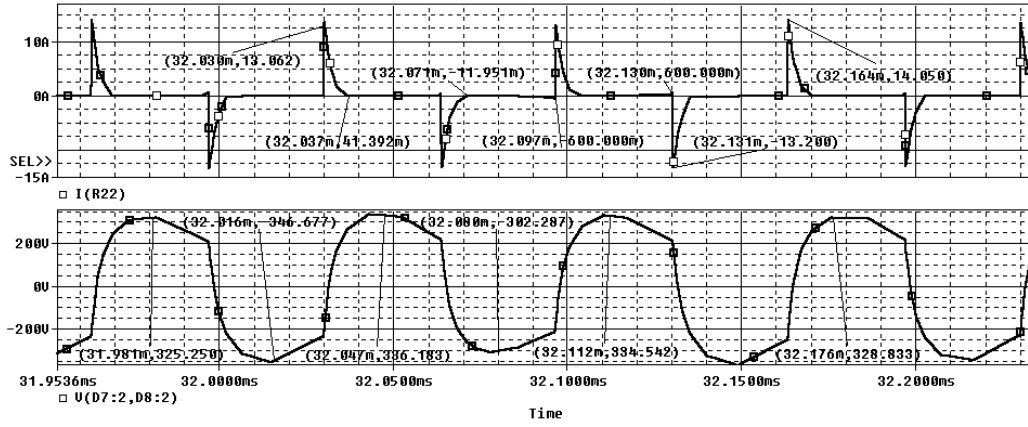
İnverter girişinden ve çıkışından alınan akım, gerilim dalga şekilleri ile simülasyon sonuçları şekil 8.17, 8.18, 8.19 ve 8.20'de verilmiştir.



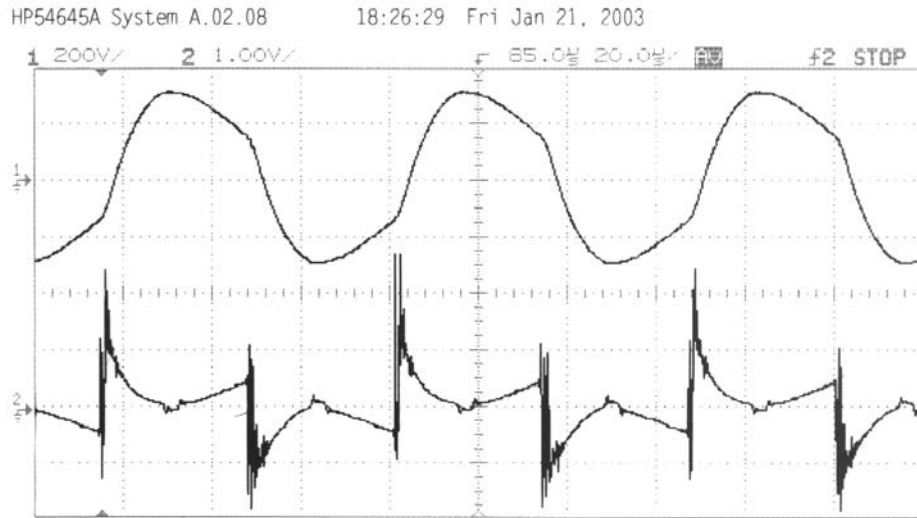
Şekil 8.17 İnverter giriş akım ve gerilim dalga şekillerinin simülasyon sonuçları



Şekil 8.18 İnverter giriş akım ve gerilim dalga şekilleri (100V/div, 3A/div)

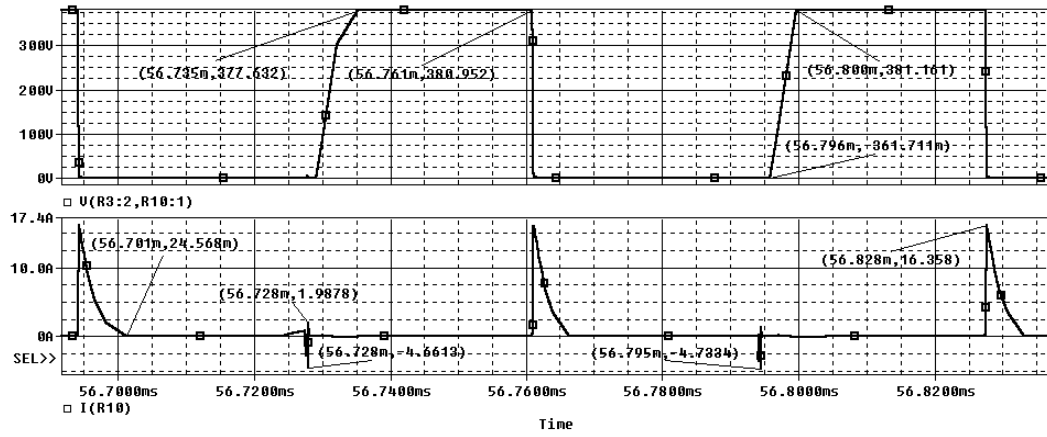


Şekil 8.19 İnverter çıkış akım ve gerilim dalga şekillerinin simülasyon sonuçları

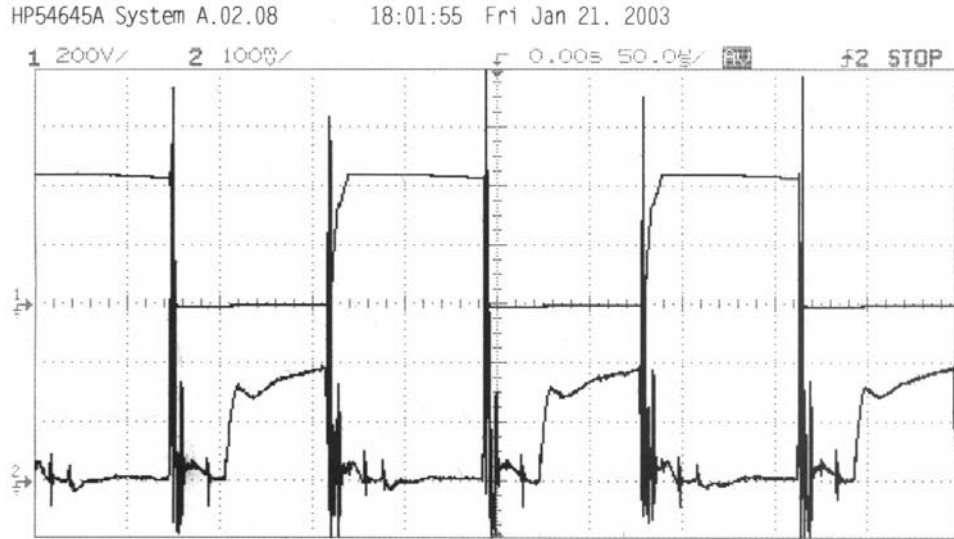


Şekil 8.20 İnverter çıkışından alınan akım ve gerilim dalga şekilleri (200V/div, 5A/div)

MOSFET'ler iletme geçmeden önce seri diyotlar, MOSFET'lerin drain-source kapasitansının deşarjını engellediği için paralel rezonans inverterin rezonans frekansından küçük frekans değerlerinde sıfır gerilimde anahtarlama (ZVS) sağlanamamıştır. Paralel rezonans devresi, rezonans frekansından büyük frekanslarda çalışırken kesime giden anahtar ve iletme geçen köşegen anahtarı arasında kısa bir üst üste binme iletiminin sağlanmasıyla sıfır akımda (ZCS) kesime giden bir çalışma sağlanabilmiştir. Şekil 8.21 ve 8.22'de anahtarlama frekansının, rezonans frekansından büyük olduğu durum için sıfır gerilimde anahtarlama görülmektedir.



Şekil 8.21 $f_s > f_o$ için sıfır gerilimde anahtarlayan MOSFET'in V_D gerilimi ve I_D akımı dalga şekillerinin simülasyon sonuçları

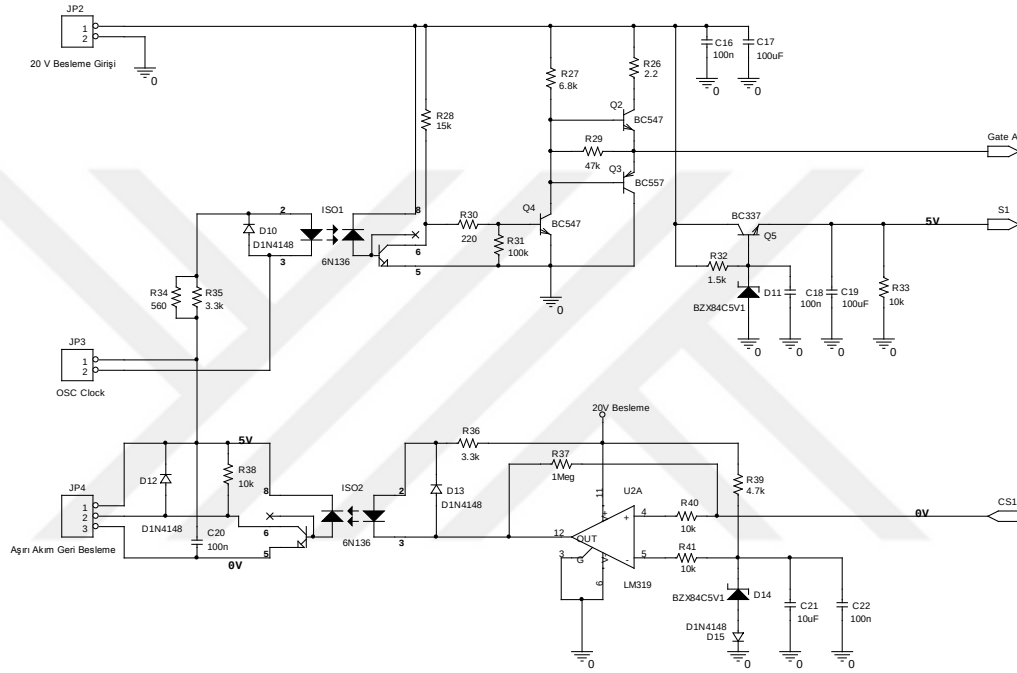


Şekil 8.22 $f_s > f_o$ için sıfır gerilimde anahtarlayan MOSFET'in V_D gerilimi ve I_D akımı dalga şekilleri (200V/div, 5A/div)

8.4.1. Sürme devresi

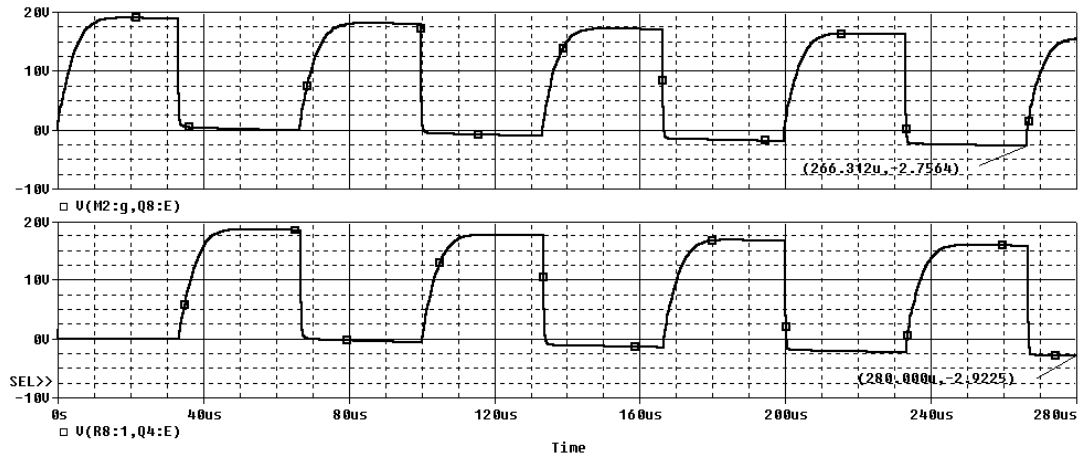
Minimum elektro manyetik karışma (EMI) ve çok düşük güç kayıpları için alışıla gelmiş IC kontrollü popüler çip'lerden elde edilen gate sürme sinyalleri MOSFET'lerin geniş anahtarlama alanı için uygun değildir. Bu nedenle MOSFET'leri sürmek için analog bir sürme devresi tasarlanmıştır. Şekil 8.23'de gösterilen MOSFET sürme devresinden, inverterin her bir köprü bacağı için bir tane olmak üzere toplam dört adet yapılmıştır. Bu sürme devrelerinin her birinin şasesi birbirinden bağımsızdır. Her bir sürme devresindeki Q2 ve Q3 transistörü

MOSFET'lerin gate'lerini sürmek için push-pull şeklinde düzenlenmiştir. Osilatörden gelen ve 6N136 opto kuplerle yalıtılmış +5V'luk kare dalga clock sinyallerini alan bu transistörler, push-pull şeklinde çalışarak MOSFET'lerin gate'lerine +15V ve -5V'luk sürme sinyali gönderir. Bu sürme sinyalleri her bir MOSFET'in gate ucunda bağlı olan 22Ω'luk sürme direncinden geçerek MOSFET'i anahtarlar.

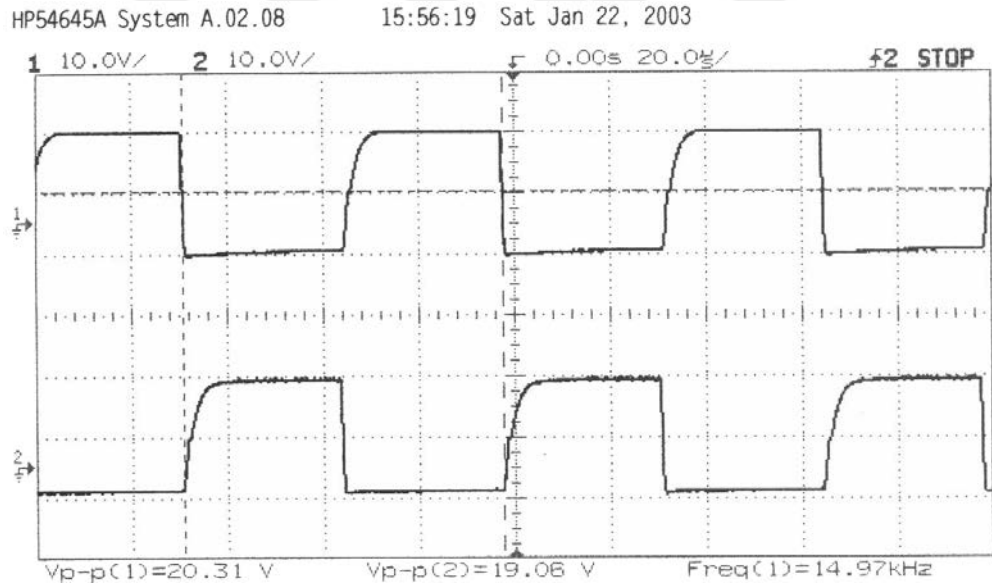


Şekil 8.23 MOSFET sürücü devresi

MOSFET iletimdeyken paralel kondansatörü C_{oss} , MOSFET'in iletim direnci R_{ds} üzerinden deşarj olur. Her bir MOSFET, çıkış kapasitansının deşarjı bittikten sonra iletime geçmelidir. Bu durum MOSFET'lerin gate uçlarına uygulanan sürme sinyallerinin -5V'luk değeri ile sağlanır. C_{oss} 'un kayıpsız bir şekilde deşarj olabilmesi için her bir MOSFET'in 22Ω'luk sürme direncine paralel olacak şekilde gate sinyaline ters, 1A'lık Schottky diyot ve 2.2Ω'luk direnç seri şekilde bağlanmıştır. Her bir sürme devresi, 6N136 opto coupler ile kontrol devresinden yalıtılmıştır. Şekil 8.24 ve 8.25'de MOSFET'lerin gate uçlarına uygulanan sürme sinyalleri verilmiştir.



Şekil 8.24 MOSFET'lerin V_{GS} arasına uygulanan gerilim dalga şekillerinin simülasyon sonucu



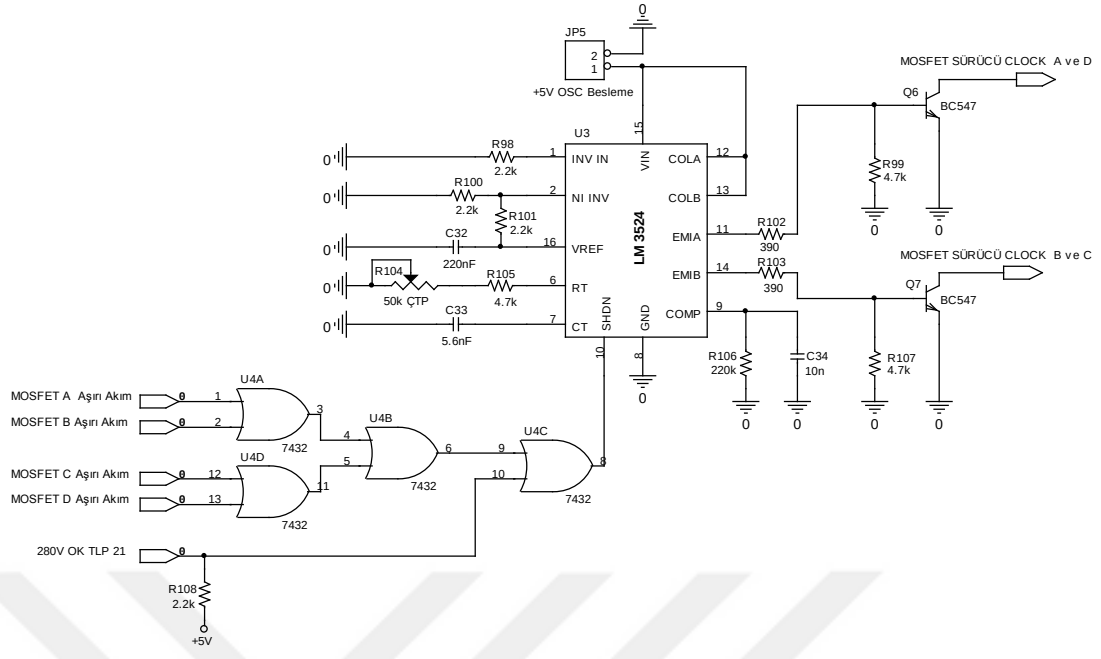
Şekil 8.25 MOSFET'lerin V_{GS} arasına uygulanan gerilimin dalga şekilleri(10V/div)

8.4.2. Kontrol devresi

İnverter köprüsünün her bir bacağında bulunan MOSFET'lerin source uçlarında değeri $0,27\Omega/5W$ olan 6 adet paralel direnç bulunmaktadır. Bu dirençleri yerleştirmenin nedeni, MOSFET'leri ve trafoyu yüksek akım değişimlerinden korumaktır. Çünkü kullanılan her bir MOSFET üzerinden maksimum 34A akım geçebilmektedir. Bu akım aynı zamanda dirençlerden de geçeceğinden bu dirençlerden alınan gerilim bilgisi ile sistemin akımı kontrol edilebilir. Bu uygulama devresinde her bir MOSFET'ten maksimum 29A, trafonun primerinden ise maksimum 58A akım geçmesine müsaade edilecektir. Bu nedenle her hangi bir MOSFET'in source ucunda bağlı olan dirençten 29A akım geçerse bu direnç üzerinde okunacak gerilimin değeri $29 \times 0,045 = 1,305V$ 'tur. Dirençler üzerinden alınan bu gerilim bilgisi schottky diyotlarla doğrultulup filtre edildikten sonra şekil 8.23'de verilen karşılaştırıcı devresine uygulanır. Karşılaştırıcı devresinde bulunan LM319'un 5'nolu bacağında referans gerilimini oluşturan 5.1V'luk bir zener ve iletim anında üzerinde 0,6V gerilim bulunan bir diyot seri bağlanmıştır. Böylece LM319'a verilen referans geriliminin değeri 5,7V'tur. Dirençlerin üst ucundan alınan gerilim bilgisi, LM319'un 4'nolu bacağına uygulanmaktadır. Böylece LM319'un 4'nolu bacağına uygulanan gerilimin değeri dirençler üzerinde düşen gerilim ile MOSFET sürme devresinin "S" ucunda bulunan gerilimin toplamı olan $1,305V + 4,4V = 5,705V$ 'tur. LM319'un 4'nolu ucunda bulunan gerilim, 5'nolu ucta bulunan gerilimden büyük olduğunda LM319, çıkışında bulunan opto kupler'i sürerek osilasyonun durmasını sağlar. Dirençler üzerinden gelen gerilim bilgisi, referans geriliminden büyük olduğu sürece osilatör çalışmayacaktır. Dolayısıyla inverter köprüsünde bulunan MOSFET'ler de çalışmayacaktır. Akım normal değere düştüğünde osilatör tekrar çalışmaya başlayacaktır.

8.4.3. Osilatör devresi

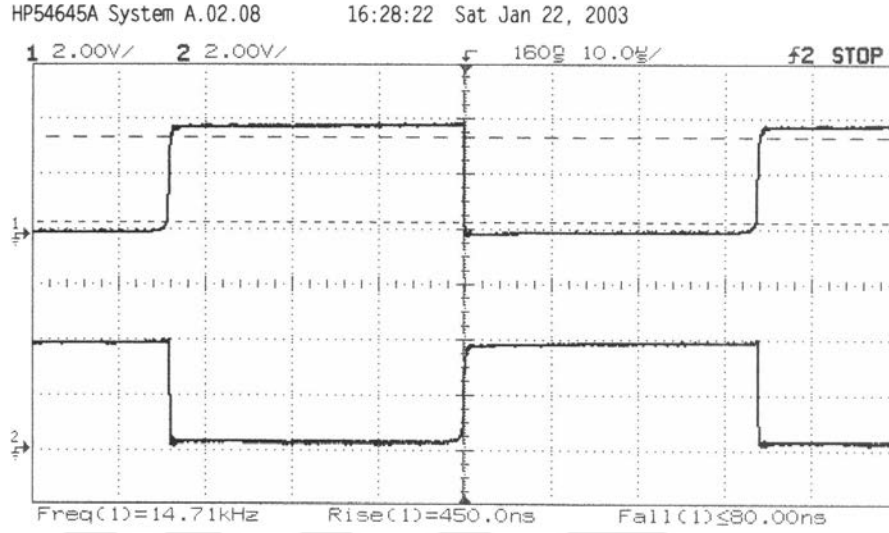
Şekil 8.26'da uygulama devresi için geliştirilmiş osilatör devresi gösterilmiştir. LM3524'ün RT ve CT uçlarına bağlanan direnç ve kondansatörle osilatörün anahtarlama frekansı belirlenmektedir. Osilatör 2kHz ile 25kHz arasında anahtarlama yapacak şekilde ayarlanmıştır.



Şekil 8.26 Osilatör devresi

MOSFET'lerin drain-source uçlarından 29A'den büyük bir akım geçmesi durumunda osilatörün susturulması için LM3524'ün shot down ucu kullanılmıştır. Bu ucun özelliği; gelen bilginin "0" olması durumunda osilatörü çalıştırması, gelen bilginin "1" olması durumunda osilatörü susturmasıdır. Ayrıca bu uca, içinde iki girişli dört "veya" kapısı bulunan bir 7432 IC entegre yerleştirilmiştir. 7432 entegresinin ilk iki "veya" kapısına kontrol devresinden aşırı akım bilgisi gelmektedir. İnverter köprüsündeki MOSFET'lerden aşırı akım geçmiyorsa bu uçlara "0" bilgisi gelmektedir. Herhangi bir nedenle MOSFET'lerden aşırı akım çekilirse bu uçlara "1" bilgisi gelecektir. Bu iki "veya" kapısının çıkışı, üçüncü bir "veya" kapısına uygulanmıştır. Ayrıca osilatörün, şok filtre çıkışındaki DC kondansatörler(Cd) 280V'a şarj olana kadar çalışmaması gereklidir. Bunun için Cd kondansatörlerinin çıkışındaki karşılaştırmalı devresinden gelecek "1" veya "0" bilgisi 7432 entegresinin dördüncü "veya" kapısına bağlanmıştır. Sonuç olarak LM3524'ün shot down ucuna, sistem normal çalışıyorsa "0" bilgisi, bir hata durumu söz konusu ise "1" bilgisi gelecektir. LM3524'ün 11 ve 14 no'lu çıkışlarında bulunan 390Ω'lık dirençlerle BC547 transistörleri sürülmektedir. Bu transistörlerin kollektör çıkışları, sürme devresindeki opto kupler üzerinden MOSFET'leri sürmektedir. Transistörlerin kollektör çıkışlarından ölçülen dalga şekilleri şekil 8.27'de

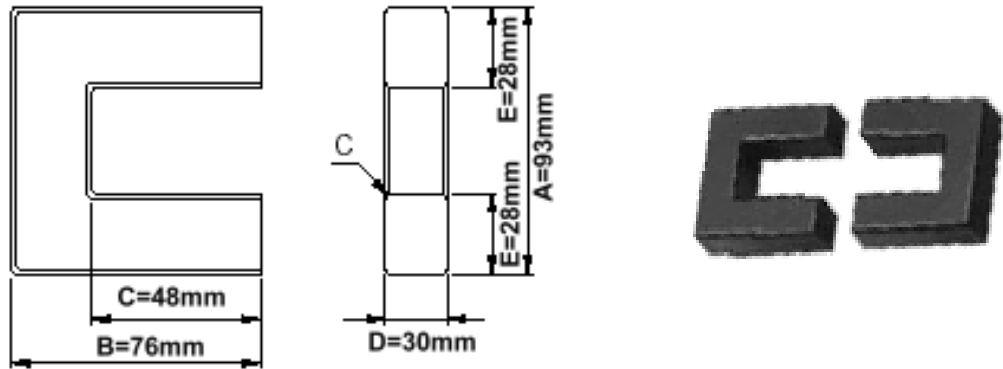
gösterilmiştir. Bu transistörlerin anahtarlamaları sırasında bir gecikme zamanı(DT) bırakmak için LM3524'ün 9 nolu bacağına 220k Ω bir direnç ve 10nF'lık bir kondansatör paralel şekilde bağlanmıştır.



Şekil 8.27 Osilatör çıkış gerilimleri(2V/div)

8.5. Ferrit Nüveli Trafo

7.bölümde verilen Ferrit nüveli trafo hesabı formülleri kullanılarak inverterin push pull çalışma şartlarına uyan gerekli $W_a \cdot A$ değeri hesaplanmıştır. Uygulama devresinde 10kHz ve üzerindeki frekanslarda çalışabilmek için U tipi 3C6 ferrit nüve kullanılmıştır. Nüve ve ölçüleri şekil 8.28'de gösterilmiştir.

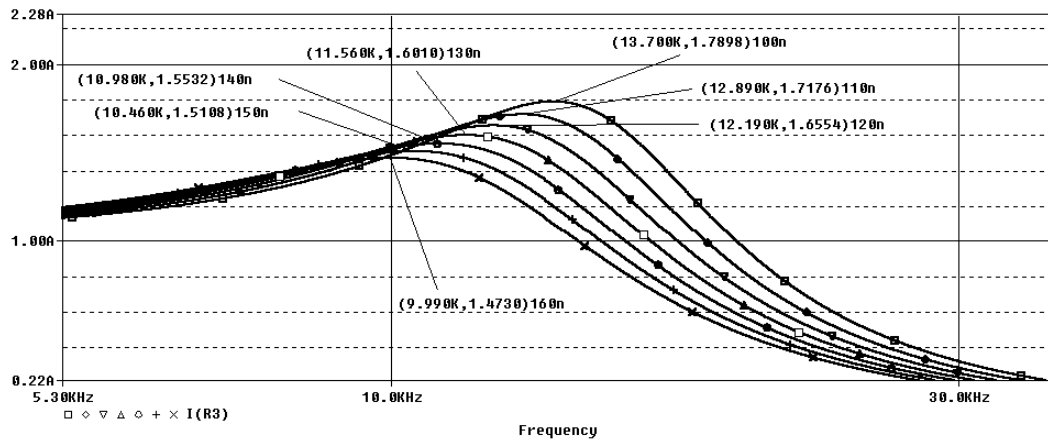


Şekil 8.28 U tipi 3C6 ferrit nüve ve ölçüleri

Primer iletken spir sayısı hesaplanırken nüve kayıplarını azaltmak ve sıcaklık yükselmelerinden dolayı trafonun doyuma girmesini önlemek için $\Delta B \cong 0,1$ ile $0,2T$ arasında alınmıştır. Sargı iletkenleri, push pull çalışma şartlarına ve devreden geçecek akıma göre $5A/mm^2$ 'lik akım yoğunluğu için hesaplanacak olursa primer iletken kesiti $6mm^2$ bulunur. Sekonder sargı, 8mm çapında içi boş bakır boru kullanılarak yapılmıştır. Primer iletken sayısı 136 spir, sekonder iletken sayısı 5 spir olarak bulunmuştur.

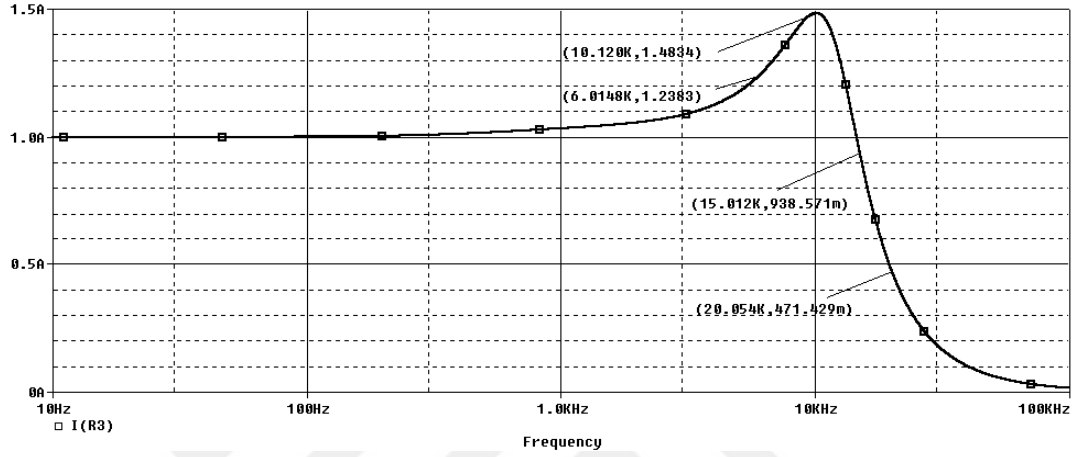
8.6. Rezonans Kondansatörlerinin Değerinin Bulunması

Ferrit nüveli trafo sarıldıktan sonra trafonun sekonderini oluşturan bakır boru ile endüktör sargısı, su soğutma girişleri ayarlanarak birbirine iki bakır bara ile birleştirilmiştir. LCR metre ile trafonun primer sargılarının direnci ve endüktansı ölçülerek sırasıyla $400m\Omega$ ve $35mH$ değerleri bulunmuştur. Aynı şekilde endüktör içine ısıtılacak olan çalışma parçası konularak trafonun sekonder sargılarının direnci $200m\Omega$, endüktansı $55\mu H$ bulunmuştur. PSPICE simülasyon programında, bu değerlere göre AC Sweep analizi yapılarak devreyi $10kHz$ 'de rezonansa getirecek kondansatör değeri bulunmuştur. Simülasyondan elde edilen sonuçlar şekil 8.29'da gösterilmiştir.



Şekil 8.29 Rezonans kondansatörünün farklı değerlerinin rezonansa geldiği frekans aralıkları

Şekil 8.29’da verilen grafik incelendiğinde rezonans kondansatörü, 10kHz’e 150nF ve 160nF arasındaki değerleri aldığı anda yaklaşmaktadır. PSPICE programında bu değerler aralığı için tekrar analiz yapıldığında sistemin 158nF’lık bir kondansatör değeri ile 10kHz’de rezonansa geldiği gözlenmiştir. Şekil 8.30’da 158nF’lık bir rezonans kondansatörü için frekansın değişimi verilmiştir.

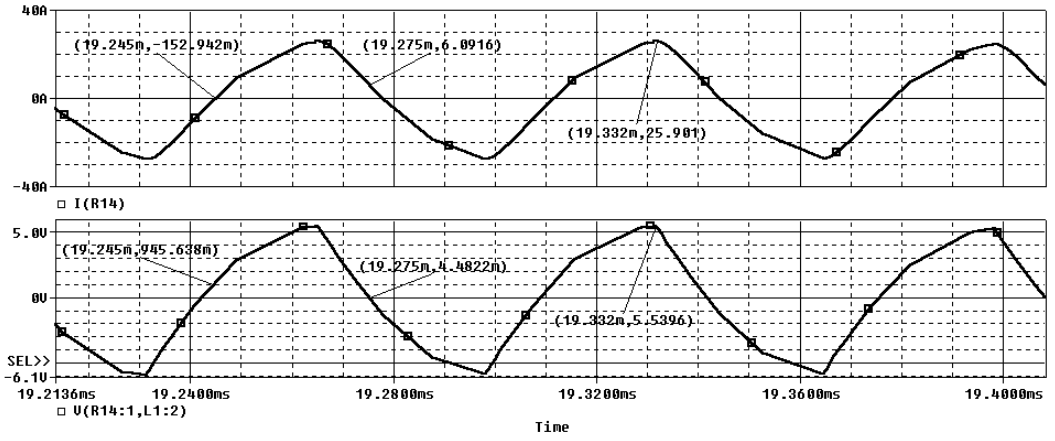


Şekil 8.30 Rezonans kondansatörünün değeri 158nF olduğunda elde edilen rezonans frekansı

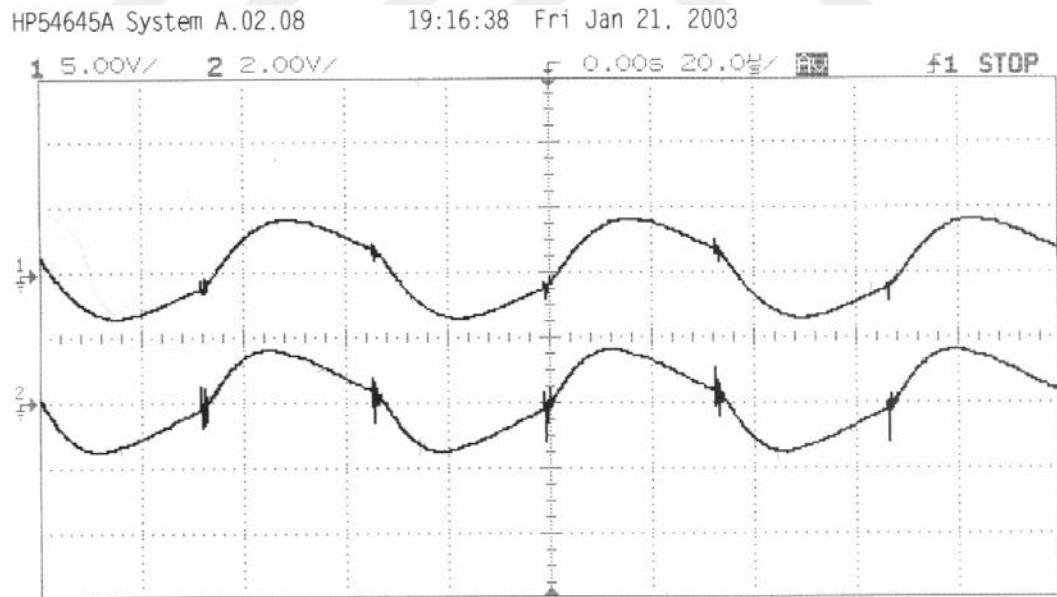
8.7. Yük Devresi

Yük devresinde bulunan çalışma parçasının, inverter tam yükte çalışmadığı halde çok kısa bir sürede ısınmaya başladığı gözlenmiştir. Çıkış devresinden elde edilen ölçümlerden akım ile gerilim arasında çok az bir faz kayması olduğu gözlenmiştir. Bunun nedeni ise ısınan metalde direncin ve endüktansın değişimine bağlı olarak rezonans frekansının kaymasıdır. Bu kayma, anahtarlama frekansının hassas kontrolü ile yok edilebilir.

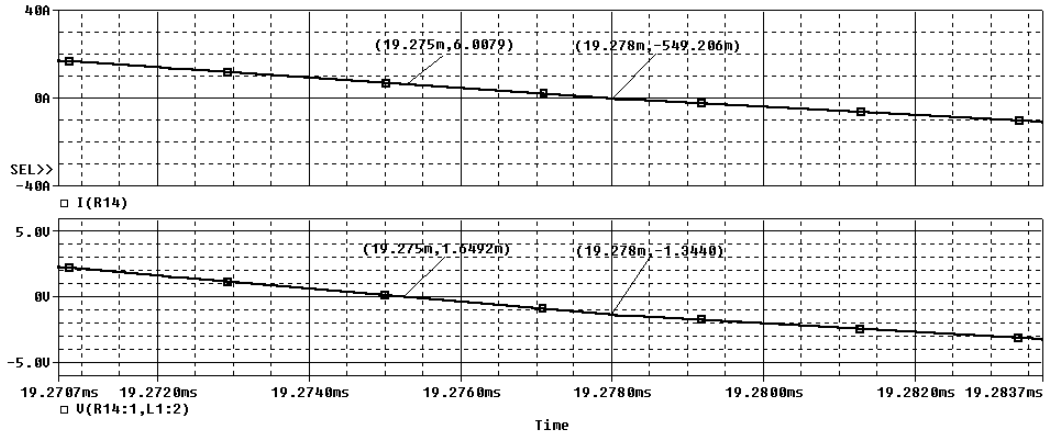
Şekil 8.31, 8.32, 8.33 ve 8.34’de yük devresinden elde edilen akım ve gerilimin dalga şekilleri gösterilmiştir.



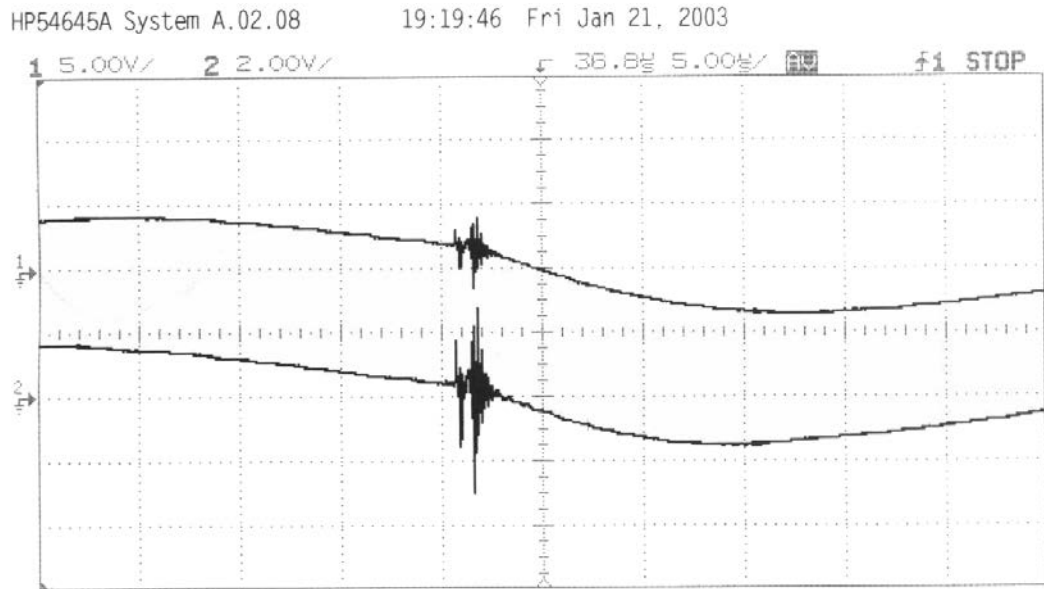
Şekil 8.31 Yük devresinden elde edilen akım ve gerilimin simülasyon dalga şekli



Şekil 8.32 Yük devresinden çekilen gerilim ve akımın dalga şekilleri



Şekil 8.33 Yük devresinden çekilen gerilim ve akım arasındaki faz farkının simülasyondan elde edilen sonucu



Şekil 8.34 Yük devresinden çekilen gerilim ve akım arasındaki faz farkı

9.SONUÇ ve ÖNERİLER

Bu tezde, indüksiyonlu ısıtma işlemleri için geliştirilmiş 7,5kW 10kHz akım beslemeli tam köprü bir paralel rezonans inverter tasarlanarak PSPICE programıyla simüle edilmiş ve sonuçta pratik olarak gerçekleştirilmiştir. Gerçekleştirilen uygulama devresinde şebekede bulunan gürültülerin devreye etkileri, inverter devresinin şebekeye etkileri, rezonans frekansında inverter akım ve geriliminin durumu, yük ve şebeke kısımlarında güç katsayısının durumu ve inverter devresinde kullanılan yarı iletken anahtarların anahtarlama şekli araştırılmıştır.

Uygulama devresinin bilgisayar ortamında simülasyonu, elektrik devrelerinin analizi için kullanılan PSPICE programı ile yapılmıştır. PSPICE programı, hem inverter, kontrol ve sürme devrelerinin tasarımında hem de rezonans devresindeki kondansatörlerin belirlenmesinde büyük kolaylık sağlamıştır. Ayrıca PSPICE programı sayesinde indüksiyonlu ısıtma sistemlerinin tasarımını güçleştiren, zor ve karmaşık hesaplamalarla uğraşmaya gerek kalmamıştır. Uygulama devresinden ve PSPICE simülasyonundan elde edilen sonuçlar birbiri ile karşılaştırılmıştır. Elde edilen sonuçlara göre uygulama devresinde kullanılan EMI filtrenin şebekeden ve inverter devresinden gelen gürültüleri bastırdığı anlaşılmıştır. Devrede bulunan kontrolsüz doğrultucular, DC şok bobini ve filtre kondansatörleri, bu gürültülerin azaltılmasında EMI filtre devresine yardımcı olmuştur.

Anahtarlama elemanlarının rezonans frekansından büyük frekans değerlerinde sıfır gerilimde anahtarlama yapabildiği gözlenmiştir. Ferrit nüveli trafonun, inverter çıkışındaki gücü, doyuma gitmeden indüksiyonlu ısıtma kısmına transfer ettiği gözlenmiştir. Ferrit nüveli trafoda ve indüksiyon bobininde oluşan ısınmalar, soğutma kulesi yardımıyla ortadan kaldırılmıştır. Uygulama devresinin indüksiyonlu ısıtma kısmında akım ve gerilim arasında çok az bir faz kayması olduğu ve akımın gerilimden ileride olduğu gözlenmiştir.

İndüksiyonlu ısıtma devresinde, çalışma parçası ısındıkça parçanın direnci ve reaktansı değişime uğramakta ve buna bağlı olarak devrenin rezonans frekansı, ayarlanan değerden sürekli sapmaktadır. Bu durum ise rezonans frekansının sürekli olarak kontrolünü gerektirir.

İlerde bu konu ile ilgili çalışma yapmak isteyen araştırmacılara öneri olarak; rezonans frekansını çok turlu bir direnç kullanarak elle ayar edilmesi yerine, rezonans frekansının gerilim kontrollü bir osilatörle yapılmasını ayrıca çalışma parçası ısındıkça MOSFET'ler üzerinde ve inverter çıkışında gerilim yükselmelerini önlemek için şebeke girişinde, kontrolsüz doğrultucuların yerine kontrollü doğrultucuların veya kıyıcı devrelerinin kullanılmasını tavsiye ederim.

KAYNAKLAR

Akagi, H. (1988), “130 kHz 7,5 kW Current Source Inverters Using Static Induction Transistors for Induction Heating Applications,” IEEE Transactions On Power Electronics. Vol. 3, No. 3, July 1988, pp. 303 - 309.

Badur, Ö. (1972), “ *Elektrik Fırınları*,” Endüstriyel Elektrik Kitabı, İstanbul 1972, sayfa 68 – 96.

Bildgen, M. (1999), “*Resonant Converter Topologies*,” STMicroelectronics, Application Note, Italy, , <http://www.st.com>.

Cook, R. L. “A Comparison of Radio Frequency Power Supplies,” 17th ASM Heat treating Society Conference Proceedings Including the 1st International Induction Heat Treating Symposium.

Cook, R. L. (1995), “ *Load Matching in Modern Induction Heat Treating*,” Industrial Heating Magazine, September 1995.

Dede, E. J. (1992), “25 kW / 200kHz Parallel Resonant Converter for Induction Heating,” ETEP, Vol. 2, No. 2, March/April 1992, pp.103 – 109.

Erickson, R.W. “*Fundamentals of Power Electronics*,” University of Colorado Press, Boulder.

Fujita, H. (1999), “Control and Performance of a Pulse-Density-Modulated Series-Resonant Inverter for Corona Discharge Processes,” IEEE Transactions On Industry Applications, Vol. 35, No. 3, May/June 1999, pp. 621 – 627.

Fujita, H. (1999), “A 2-MHz 2-kW Voltage-Source Inverter for Low-Temperature Plasma Generators: Implementation of Fast Switching with a Third-Order Resonant Circuit,” IEEE Transactions On Industry Applications, Vol. 35, No. 1, January/February 1999, pp. 21 – 27.

Grajales, L. (1995), “Analysis and Design of a 500 kHz Resonant Inverter for Induction Heating Applications,” Faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University, UMI No. 9701830, November 1995, Blacksburg, Virginia.

Hernando, M. (1994), "*Commutation Types in Resonant Evolution Converters (1)*," EPE Journal, Vol. 4, No. 3, September 1994, pp. 26 – 29.

Hernando, M. (1994), "*Commutation Types in Resonant Evolution Converters (2)*," EPE Journal, Vol. 4, No. 4, December 1994, pp. 25 – 29.

Industrial Heating Publication, (2001), "*4th Annual Thermal Processing Databook*," The International Journal of Thermal Technology, December 2001, pp.28-46.

Kim, Y. (1988), "*Characteristics and Starting Method of a Cycloconverter with a Tank Circuit for Induction Heating*," IEEE Transactions On Power Electronics. Vol. 3, No. 2, April 1988, pp. 236 – 244.

Loveless, D. L. (1995), "*Considering Nature and Parameters of Power Supplies for Efficient Induction Heat Treating*," Industrial Heating Magazine, June 1995.

Magnetics Company, (2000) Technical Bulletins, www.mag-inc.com.

Ogiwara, H. (1990), "*Induction-Heating High-Frequency Inverters Using Static Induction Transistors*," INT. J. ELECTRONICS, Vol. 68, No. 4, 1990, pp. 629 – 645.

Stanley, Z. (1988), "*Coil Design and Fabrication: Basic Design and Modifications*," Heat Treating Issue, June 1988, pp. 32 – 36.

Stanley, Z. (1988), "*Coil Design and Fabrication: Part3, Fabrication Principles*," Heat Treating Issue, October 1988, pp.39 – 41.

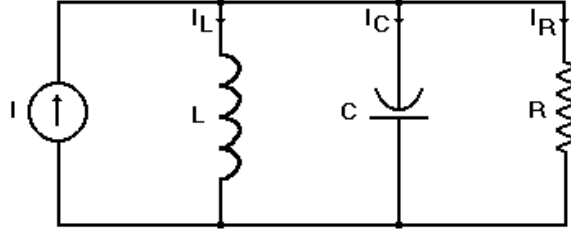
Sugasawara, D. (2000), "*Safety, EMI and RFI Considerations*," Fairchild Semiconductor, Application Note 42007, June 1996, Rev. 1.0 Application Note 39, July 2000, pp.1-5

Şanlı, N. (1958), "*Yüksek Frekansla Isıtma*," İTÜ Elektrik Fakültesi Elektrik Mecmuası, Sayı 8, Ağustos 1958, sayfa 119.

EK A

PARALEL REZONANS DEVRESİ İÇİN EMPEDANS FORMÜLÜNÜN ÇIKARILMASI

Şekilde verilen paralel RLC devresi ele alınırsa, bu devrede Kirchhoff yasasına göre akım; aşağıdaki gibi ifade edilir.



$$I = I_R + I_L + I_C \quad (1)$$

$$I = I_m \cdot \sin \omega t \quad (2)$$

$$v = V_m \cdot \sin (\omega t + \theta) \quad (3)$$

$$\frac{dv}{dt} = \omega \cdot V_m \cdot \cos(\omega t + \theta) \quad (4)$$

denklem 1’de verilen ifadedeki akım değerleri yerine, ohm kanunu göre değerleri yazılırsa;

$$I = \frac{v}{R} + \frac{1}{L} \int v \cdot dt + C \frac{dv}{dt} \quad (5)$$

olur. Denklem 2’deki akımın değeri denklem 5’te yerine yazılırsa

$$I_m \cdot \sin (\omega t) = \frac{v}{R} + \frac{1}{L} \int v \cdot dt + C \frac{dv}{dt} \quad (6)$$

bulunur. Bu denklemdeki İntegral’den kurtulmak için eşitliğin her iki tarafının türevi alınırsa;

$$\omega \cdot I_m \cdot \cos(\omega t) = \frac{dv}{dt} \cdot \frac{1}{R} + \frac{1}{L} v + C \frac{d^2 v}{dt^2} \quad (7)$$

Denklem 7’de verilen ifadede gerilimin zamana göre türevleri alınır ve ifadeler yerine yazılırsa;

$$\omega.I_m.\cos(\omega t) = \frac{\omega.V_m}{R}.\cos(\omega t + \theta) + \frac{V_m}{L}.\sin(\omega t + \theta) - \omega^2.C.V_m.\sin(\omega t + \theta) \quad (8)$$

elde edilir. Denklem 8’de eşitliğin her iki tarafı ω ’ya bölünürse;

$$I_m.\cos(\omega t) = \frac{V_m}{R}.\cos(\omega t + \theta) + \frac{V_m}{\omega.L}.\sin(\omega t + \theta) - \omega.C.V_m.\sin(\omega t + \theta) \quad (9)$$

Denklem 9’da parantez içindeki trigonometrik toplam formülleri açılırsa;

$$I_m.\cos(\omega t) = \frac{V_m}{R}(\cos\omega t.\cos\theta - \sin\omega t.\sin\theta) + \frac{V_m}{\omega.L}(\sin\omega t.\cos\theta + \cos\omega t.\sin\theta) - \omega.C.V_m.(\sin\omega t.\cos\theta + \cos\omega t.\sin\theta) \quad (10)$$

Denklem 10’da parantezler açılır ve ifade sıfıra eşitlenirse;

$$0 = -I_m.\cos(\omega t) + \frac{V_m}{R}\cos\omega t.\cos\theta - \frac{V_m}{R}\sin\omega t.\sin\theta + \frac{V_m}{\omega.L}\sin\omega t.\cos\theta + \frac{V_m}{\omega.L}\cos\omega t.\sin\theta - \omega.C.V_m.\sin\omega t.\cos\theta - \omega.C.V_m.\cos\omega t.\sin\theta \quad (11)$$

Denklem 11’deki ifade de $\cos(\omega t)$ ve $\sin(\omega t)$ ’li ifadeler ortak paranteze alınırsa;

$$\cos(\omega t) \left[-I_m + \frac{V_m}{R}.\cos\theta + \frac{V_m}{\omega.L}\sin\theta - \omega.C.V_m.\sin\theta \right] + \sin(\omega t) \left[-\frac{V_m}{R}.\sin\theta + \frac{V_m}{\omega.L}\cos\theta - \omega.C.V_m.\cos\theta \right] = 0 \quad (12)$$

Denklem 12'deki ifadede $t=0$ için $\sin\omega t = 0$ ve $\cos\omega t = 1$

$$-I_m + \frac{V_m}{R} \cos\theta + \frac{V_m}{\omega L} \sin\theta - \omega C V_m \sin\theta = 0 \quad (13)$$

Denklem 12'deki ifadede $\omega t = \frac{\pi}{2}$ için $\cos\omega t = 0$ ve $\sin\omega t = 1$

$$-\frac{V_m}{R} \sin\theta + \frac{V_m}{\omega L} \cos\theta - \omega C V_m \cos\theta = 0 \quad (14)$$

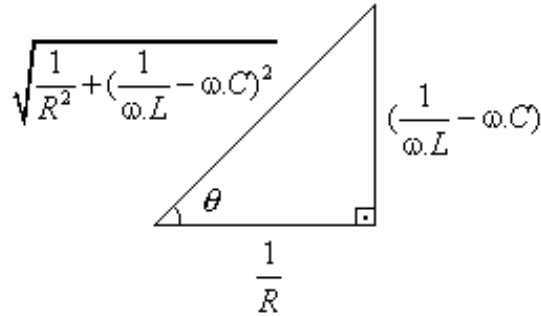
Denklem 14'teki ifadeden " θ " açısı bulursa;

$$\left[\frac{V_m}{R} \sin\theta = \frac{V_m}{\omega L} \cos\theta - \omega C V_m \cos\theta \right] \left(\frac{1}{V_m \cos\theta} \right) \quad (15)$$

$$\frac{1}{R} \cdot \frac{\sin\theta}{\cos\theta} = \left(\frac{1}{\omega L} - \omega C \right) \frac{\cos\theta}{\cos\theta} \quad (16)$$

$$\tan\theta = \frac{\sin\theta}{\cos\theta} = R \cdot \left[\frac{1}{\omega L} - \omega C \right] \quad (17)$$

Denklem 17'deki ifadeden faydalanarak diğer açı değerleri bulunabilir.



$$\sin\theta = \frac{\frac{1}{\omega L} - \omega C}{\sqrt{\frac{1}{R^2} + \left(\frac{1}{\omega L} - \omega C \right)^2}} \quad (18)$$

$$\cos\theta = \frac{\frac{1}{R}}{\sqrt{\frac{1}{R^2} + \left(\frac{1}{\omega L} - \omega C \right)^2}} \quad (19)$$

Yukarıda denklem 18 ve 19’da verilen ifadeler denklem 13’te yerine konulursa;

$$I_m = \frac{V_m}{R} \cdot \frac{\frac{1}{R}}{\sqrt{\frac{1}{R^2} + (\frac{1}{\omega L} - \omega C)^2}} + \frac{V_m}{\omega L} \cdot \frac{(\frac{1}{\omega L} - \omega C)}{\sqrt{\frac{1}{R^2} + (\frac{1}{\omega L} - \omega C)^2}} - \omega C V_m \cdot \frac{(\frac{1}{\omega L} - \omega C)}{\sqrt{\frac{1}{R^2} + (\frac{1}{\omega L} - \omega C)^2}} \quad (20)$$

Denklem 20’deki ifade düzenlenirse;

$$\frac{I_m}{V_m} = \frac{\frac{1}{R^2}}{\sqrt{\frac{1}{R^2} + (\frac{1}{\omega L} - \omega C)^2}} + \left[\frac{1}{\omega L} - \omega C \right] \cdot \left[\frac{(\frac{1}{\omega L} - \omega C)}{\sqrt{\frac{1}{R^2} + (\frac{1}{\omega L} - \omega C)^2}} \right] \quad (21)$$

$$\frac{I_m}{V_m} = \frac{\frac{1}{R^2} + (\frac{1}{\omega L} - \omega C)^2}{\sqrt{\frac{1}{R^2} + (\frac{1}{\omega L} - \omega C)^2}} \quad (22)$$

Denklem 22’de “ $\frac{1}{R^2} + (\frac{1}{\omega L} - \omega C)^2$ ” ifadesine “a”dersek, ifade $\frac{a}{\sqrt{a}}$ şekline dönüşür. Bu ifade sadeleştirilirse $\sqrt{a}$ elde edilir. Yani;

$$\frac{I_m}{V_m} = \sqrt{\frac{1}{R^2} + (\frac{1}{\omega L} - \omega C)^2} \quad (23)$$

$$V_m = \frac{I_m}{\sqrt{\frac{1}{R^2} + (\frac{1}{\omega L} - \omega C)^2}} \quad (24)$$

Formül çıkarma işleminin başında verilen denklem 3’te gerilim ifadesi $v = V_m \cdot \sin(\omega t + \theta)$ şeklindeydi. Yukarıda denklem 24’te bulunan “ V_m ” ve denklem 17’de bulunan “ θ ” ifadesi denklem 3’te yerlerine konulursa gerilim ifadesi;

$$v = \frac{I_m}{\sqrt{\frac{1}{R^2} + (\frac{1}{\omega L} - \omega C)^2}} \cdot \sin\left(\omega t + \tan^{-1} R(\frac{1}{\omega L} - \omega C)\right) \quad (25)$$

EK B MANYETİK ELEMANLARIN FREKANS ARALIGI

MAGNETIC MATERIAL	1KHz	10KHz	30KHz	100KHz	200KHz	1MHz	2MHz
TRANSFORMER LAMINATIONS (NICKEL - IRON)	$\mu_o = 5,000 - 60,000$ $B_m = 8,000 - 15,000$						
TAPE WOUND CORES (NICKEL - IRON)	$\mu_o = 5,000 - 100,000$ $B_m = 8,000 - 20,000$						
TAPE WOUND CORES (AMORPHOUS)	$\mu_o = 3,000 - 20,000$ $B_m = 5,000 - 16,000$						
CUT CORES (NICKEL - IRON)	$\mu_o = 1,000 - 25,000$ $B_m = 8,000 - 20,000$						
BOBBIN CORES (NICKEL - IRON)		$\mu_o = 5,000 - 100,000$ $B_m = 8,000 - 15,000$					
PERMALLOY POWDER CORES (80% Nil)		$\mu_o = 14 - 550$ $B_m = 7,000$					
HIGH FLUX POWDER CORES (50 Ni - 50 Fe)		$\mu_o = 14 - 160$ $B_m = 14,000$					
KOOL MU POWDER CORES		$\mu_o = 26-125$ $B_m = 14,000$					
FERRITES (MnZn)					$\mu_o = 750 - 15,000$ $B_m = 3,500 - 5,000$		

[illegible]

$$^{**} \text{ T.F.} = \frac{\Delta \mu_{\text{O}}}{\Delta T \mu_{\text{O}}^2}$$

$$^{**} \text{ T.F.} = \frac{\Delta \mu_o}{\Delta T \mu_o^2}$$

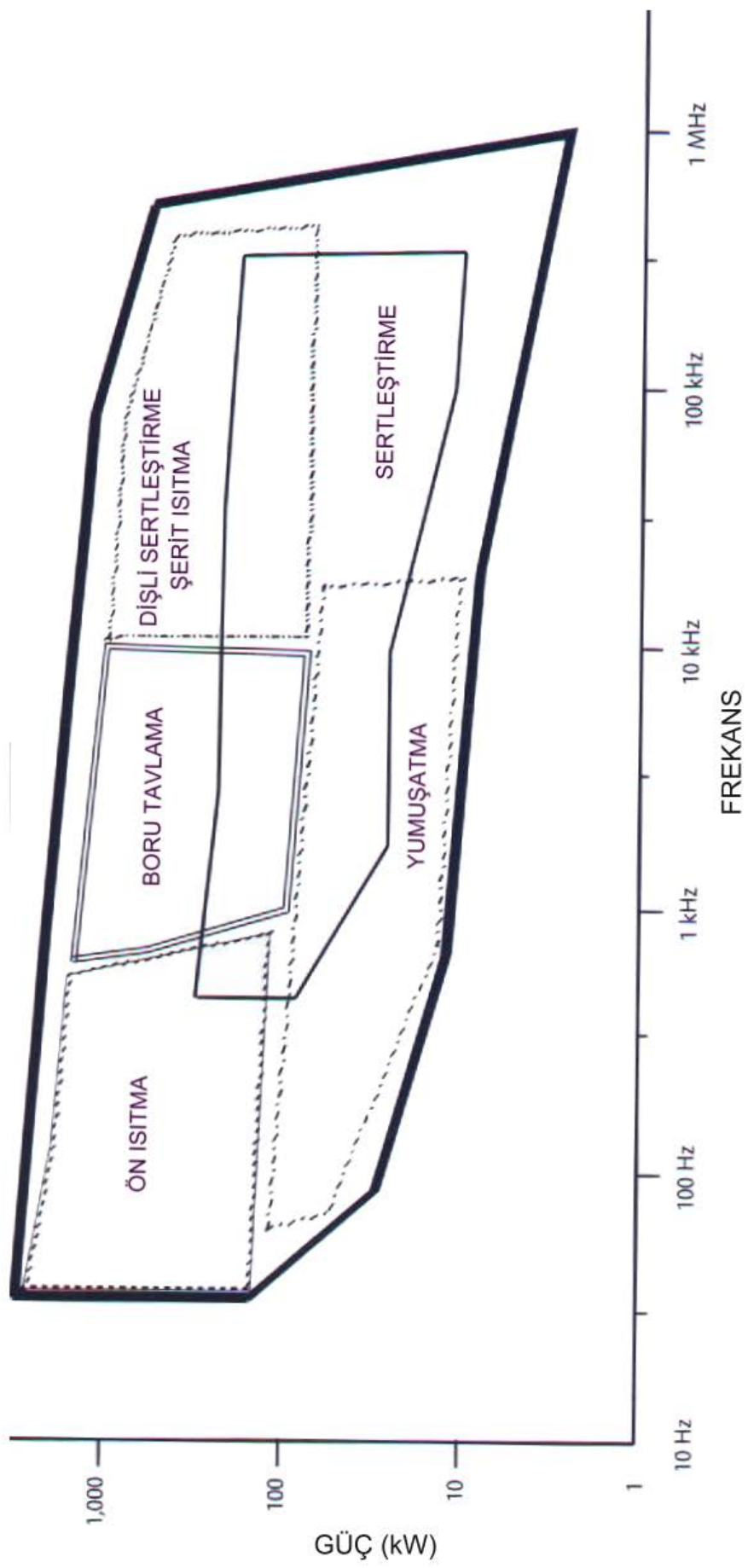
EK C MANYETİK ELEMANLARIN SICAKLIK ARALIGI (°C)

MAGNETIC MATERIAL		-50	-40	-30	-20	10	0	10	20	30	40	50	60	70	80	90	100	110	120	130	140	150	160	170	180	190	200	
LAMINATIONS																												
TAPE WOUND CORES																												51,000 & 52,000 Series
																												50,000 & 54,000 Series
																												Nickel - iron cut cores
BOBBIN CORES																												
PERMALLOY POWDER CORES																												ANTICIPATED
μ_0	TYPE																											INDUCTION CHANGES
14 - 550	A																											$\Delta L = \pm 1.5\%$
60-200	D																											$\Delta L = \pm 0.1\%$
60-200	W																											$\Delta L = \pm 0.25\%$
60-200	M																											$\Delta L = \pm 0.25\%$
60-300	L																											$\Delta F = < .0.5\%$ with polystyrene capacitor
FERRITE CORES																												
(FILTER MATERIALS)																												
μ_0	GRADE																											
750	A																											1.0 - 3.0**
2,000	D																											0.9 - 2.1**
2,300	G																											-0.7 - + 0.7**
(POWER MATERIALS)																												
μ_0	GRADE																											
1,500	K																											
2,300	R																											
2,500	P*																											
3,000	F*																											
5,000	J																											
10,000	W																											
15,000	H																											

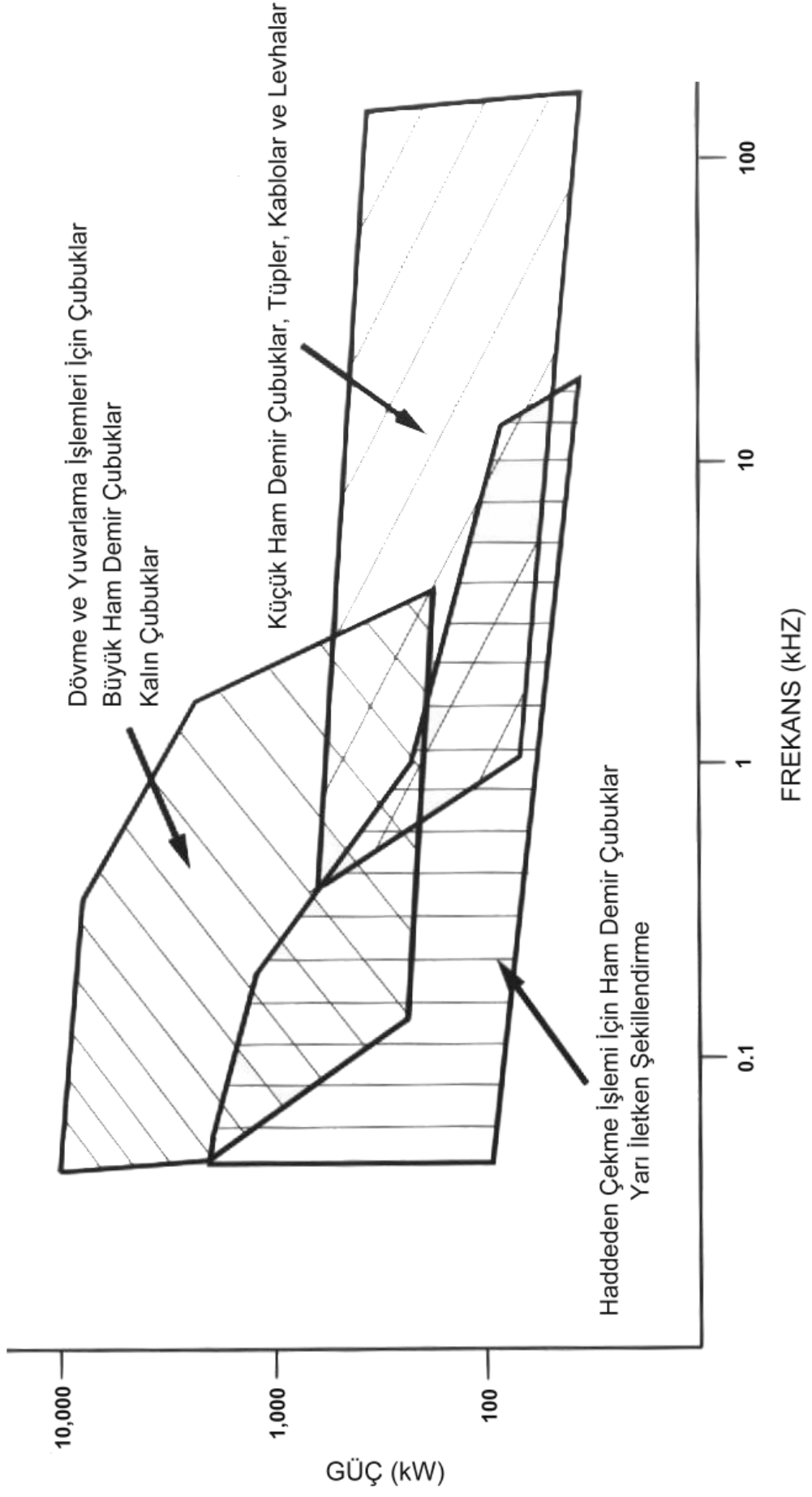
*Bm=4900

$$** \text{ T.F.} = \frac{\Delta \mu_0}{\Delta T \mu_0^2}$$

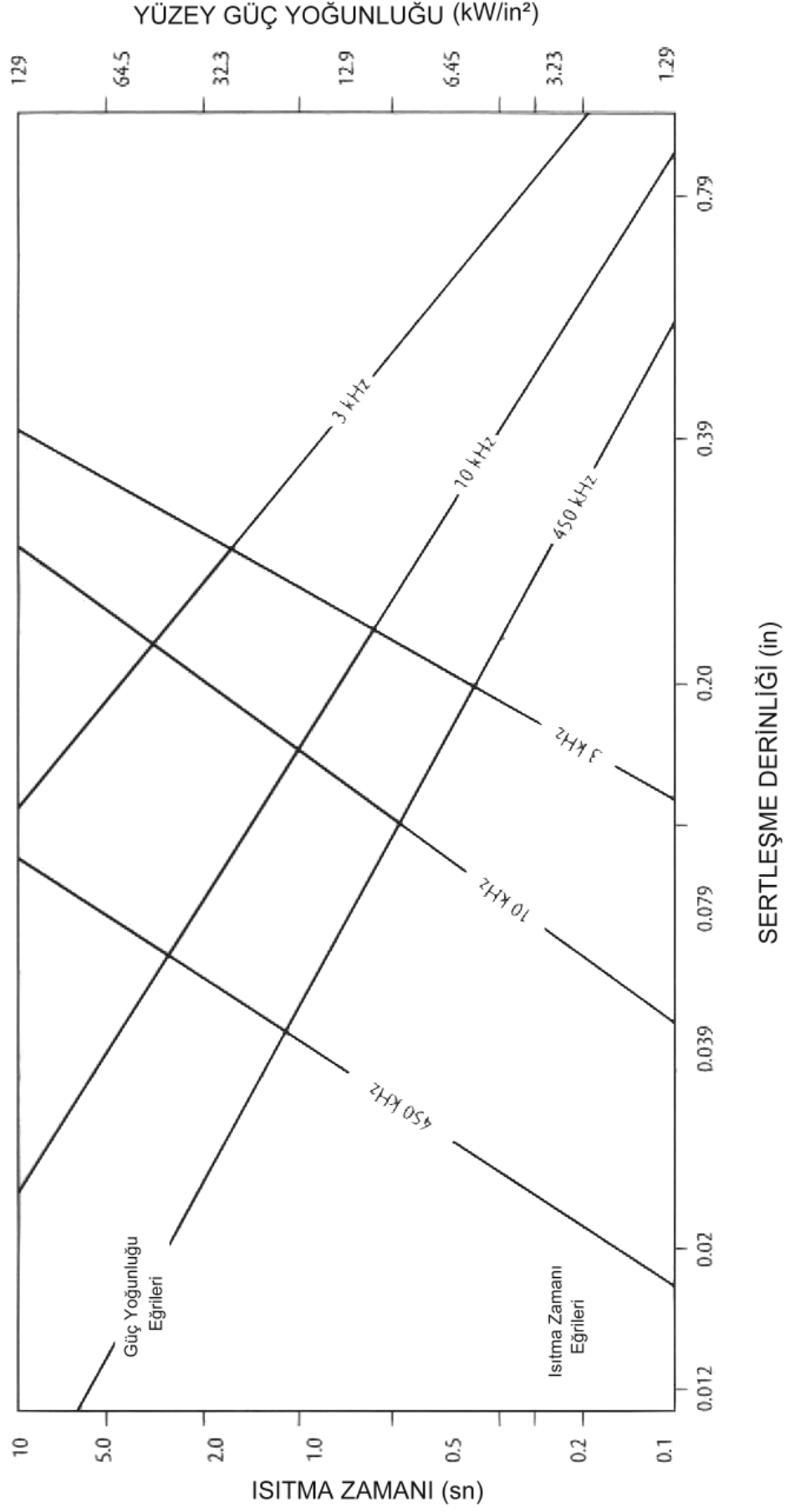
EK D İNDÜKSİYONLU ISITMA UYGULAMALARININ PARAMETRE ARALIKLARI



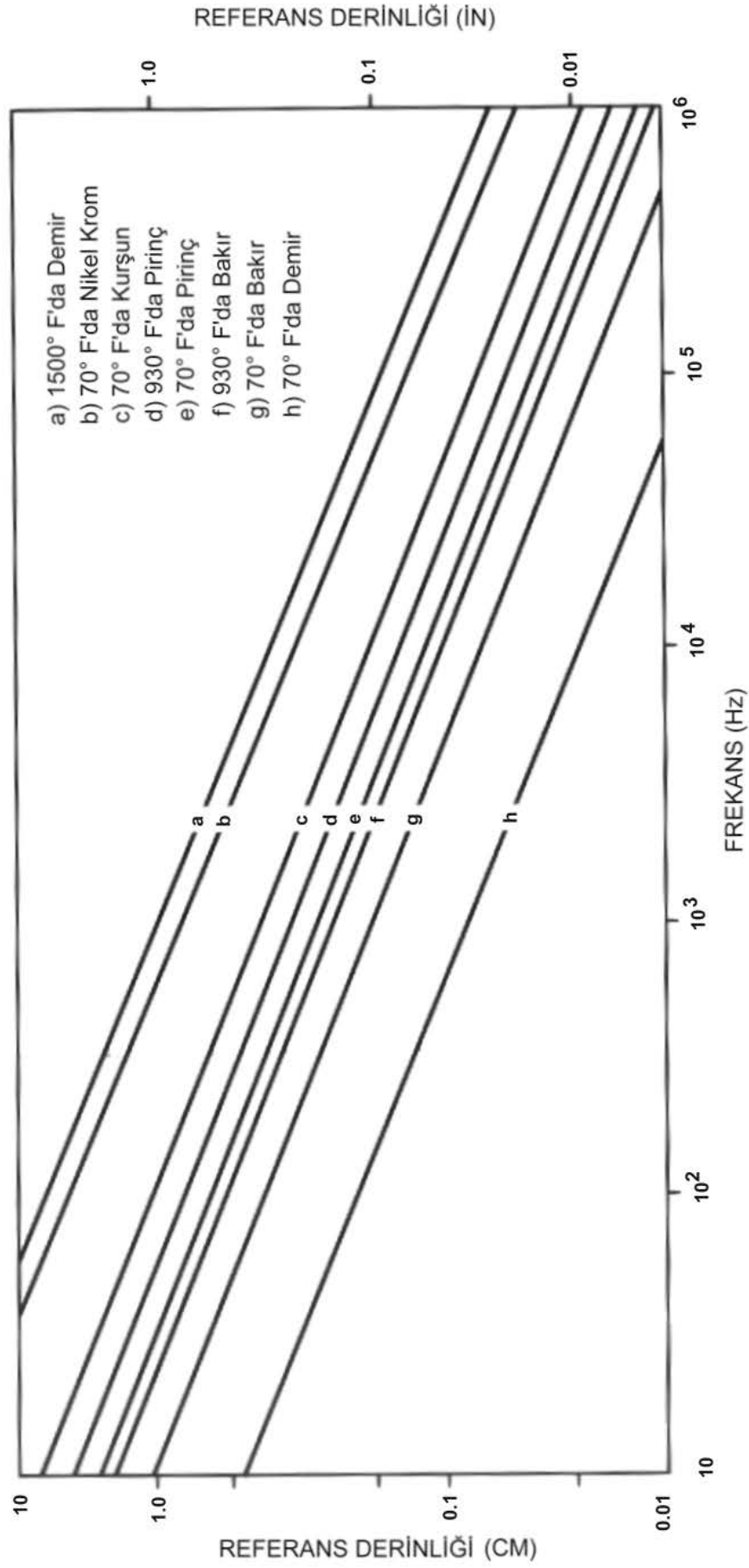
EK E İNDÜKSİYONLU ISITMA UYGULAMALARININ PARAMETRE ARALIKLARI



EK F FREKANS, ISITMA ZAMANI, YÜZEY GÜÇ YOĞUNLUĞU VE SERTLEŞME DERİNLİĞİ ARASINDAKİ BAĞINTILAR



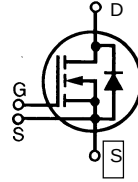
EK G ISITILMIŞ OLAN MALZEMENİN FREKANS VE REFERANS DERİNLİĞİ



EK H HiPerFET MOSFET Single DieMOSFET

N-Channel Enhancement Mode
Avalanche Rated, High dv/dt, Low t_{rr}

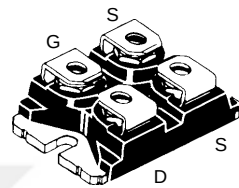
IXFN 34N80 $V_{DSS} = 800\text{ V}$
 $I_{D25} = 34\text{ A}$
 $R_{DS(on)} = 0.24\ \Omega$
 $t_{rr} \leq 250\text{ ns}$



Preliminary data sheet

Symbol	Test Conditions	Maximum Ratings	
V_{DSS}	$T_J = 25^\circ\text{C}$ to 150°C	800	V
V_{DGR}	$T_J = 25^\circ\text{C}$ to 150°C ; $R_{GS} = 1\text{ M}\Omega$	800	V
V_{GS}	Continuous	± 20	V
V_{GSM}	Transient	± 30	V
I_{D25}	$T_C = 25^\circ\text{C}$	34	A
I_{DM}	$T_C = 25^\circ\text{C}$, pulse width limited by T_{JM}	136	A
I_{AR}		34	A
E_{AR}	$T_C = 25^\circ\text{C}$	64	mJ
E_{AS}	$T_C = 25^\circ\text{C}$	3	J
dv/dt	$I_S \leq I_{DM}$, $di/dt \leq 100\text{ A}/\mu\text{s}$, $V_{DD} \leq V_{DSS}$, $T_J \leq 150^\circ\text{C}$, $R_G = 2\ \Omega$	5	V/ns
P_D	$T_C = 25^\circ\text{C}$	600	W
T_J		$-55 \dots +150$	$^\circ\text{C}$
T_{JM}		150	$^\circ\text{C}$
T_{stg}		$-55 \dots +150$	$^\circ\text{C}$
T_L	1.6 mm (0.063 in) from case for 10 s	300	$^\circ\text{C}$
V_{ISOL}	50/60 Hz, RMS $t = 1\text{ min}$ $I_{ISOL} \leq 1\text{ mA}$ $t = 1\text{ s}$	2500 3000	V~ V~
M_d	Mounting torque Terminal connection torque	1.5/13 1.5/13	Nm/lb.in. Nm/lb.in.
Weight		30	g

miniBLOC, SOT-227 B
E153432



G = Gate
S = Source
D = Drain

Either Source terminal of miniBLOC can be used as Main or Kelvin Source

Features

- International standard packages
- miniBLOC, with Aluminium nitride isolation
- Low $R_{DS(on)}$ HDMOS™ process
- Rugged polysilicon gate cell structure
- Unclamped Inductive Switching (UIS) rated
- Low package inductance
- Fast intrinsic Rectifier

Applications

- DC-DC converters
- Battery chargers
- Switched-mode and resonant-mode power supplies
- DC choppers
- Temperature and lighting controls

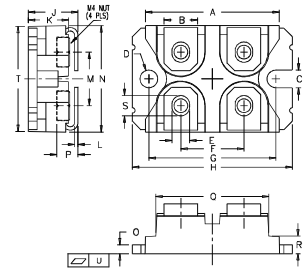
Advantages

- Easy to mount
- Space savings
- High power density

Symbol	Test Conditions	Characteristic Values ($T_J = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified)		
		min.	typ.	max.
V_{DSS}	$V_{GS} = 0\text{ V}$, $I_D = 3\text{ mA}$ V_{DSS} temperature coefficient	800	0.096	V %/K
$V_{GS(th)}$	$V_{DS} = V_{GS}$, $I_D = 8\text{ mA}$ $V_{GS(th)}$ temperature coefficient	3.0	-0.214	V %/K
I_{GSS}	$V_{GS} = \pm 20\text{ V}_{DC}$, $V_{DS} = 0$			± 200 nA
I_{DSS}	$V_{DS} = V_{DSS}$, $V_{GS} = 0\text{ V}$ $T_J = 25^\circ\text{C}$ $T_J = 125^\circ\text{C}$			100 μA 2 mA
$R_{DS(on)}$	$V_{GS} = 10\text{ V}$, $I_D = 0.5 \cdot I_{D25}$ Pulse test, $t \leq 300\ \mu\text{s}$, duty cycle $d \leq 2\%$			0.24 Ω

Symbol	Test Conditions	Characteristic Values ($T_J = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified)		
		min.	typ.	max.
g_{fs}	$V_{DS} = 10\text{ V}$; $I_D = 0.5 \cdot I_{D25}$, pulse test	20	35	S
C_{iss}	$V_{GS} = 0\text{ V}$, $V_{DS} = 25\text{ V}$, $f = 1\text{ MHz}$		7500	pF
C_{oss}			920	pF
C_{rss}			220	pF
$t_{d(on)}$	$V_{GS} = 10\text{ V}$, $V_{DS} = 0.5 \cdot V_{DSS}$, $I_D = 0.5 \cdot I_{D25}$ $R_G = 1\ \Omega$ (External)		45	ns
t_r			45	ns
$t_{d(off)}$			100	ns
t_f			40	ns
$Q_{g(on)}$	$V_{GS} = 10\text{ V}$, $V_{DS} = 0.5 \cdot V_{DSS}$, $I_D = 0.5 \cdot I_{D25}$		270	nC
Q_{gs}			60	nC
Q_{gd}			140	nC
R_{thJC}			0.22	K/W
R_{thCK}		0.15		K/W
R_{thJC}			0.21	K/W
R_{thCK}		0.05		K/W

miniBLOC, SOT-227 B



M4 screws (4x) supplied

Dim.	Millimeter		Inches	
	Min.	Max.	Min.	Max.
A	31.50	31.88	1.240	1.255
B	7.80	8.20	0.307	0.323
C	4.09	4.29	0.161	0.169
D	4.09	4.29	0.161	0.169
E	4.09	4.29	0.161	0.169
F	14.91	15.11	0.587	0.595
G	30.12	30.30	1.186	1.193
H	38.00	38.23	1.496	1.505
J	11.68	12.22	0.460	0.481
K	8.92	9.60	0.351	0.378
L	0.76	0.84	0.030	0.033
M	12.60	12.85	0.496	0.506
N	25.15	25.42	0.990	1.001
O	1.98	2.13	0.078	0.084
P	4.95	5.97	0.195	0.235
Q	26.54	26.90	1.045	1.059
R	3.94	4.42	0.155	0.174
S	4.72	4.85	0.186	0.191
T	24.59	25.07	0.968	0.987
U	-0.05	0.1	-0.002	0.004

Source-Drain Diode

Symbol	Test Conditions	Characteristic Values ($T_J = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified)		
		min.	typ.	max.
I_S	$V_{GS} = 0\text{ V}$			34 A
I_{SM}	Repetitive; pulse width limited by T_{JM}			136 A
V_{SD}	$I_F = I_S$, $V_{GS} = 0\text{ V}$, Pulse test, $t \leq 300\ \mu\text{s}$, duty cycle $d \leq 2\%$			1.5 V
t_{rr}	$I_F = I_S$, $-di/dt = 100\text{ A}/\mu\text{s}$, $V_R = 100\text{ V}$	$T_J = 25^\circ\text{C}$ $T_J = 125^\circ\text{C}$ $T_J = 25^\circ\text{C}$	250	ns
Q_{RM}			400	ns
I_{RM}			1.4	μC
			10	A

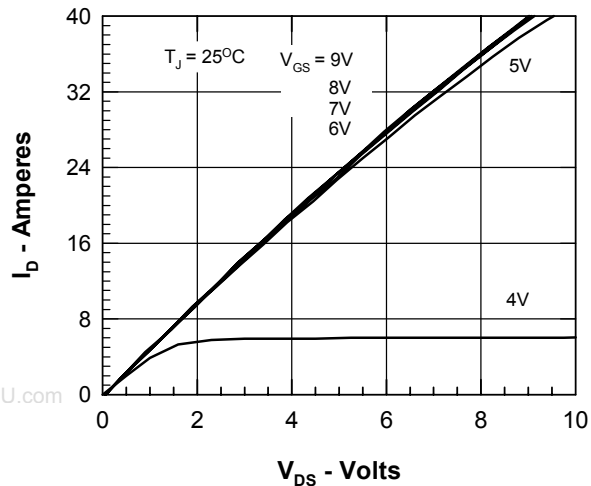


Figure 1. Output Characteristics at 25°C

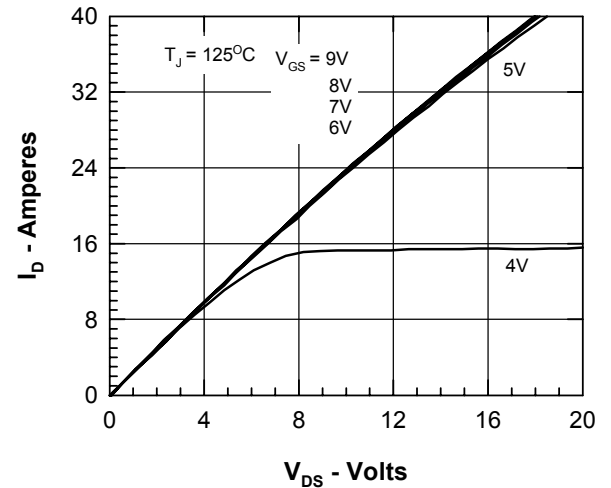


Figure 2. Output Characteristics at 125°C

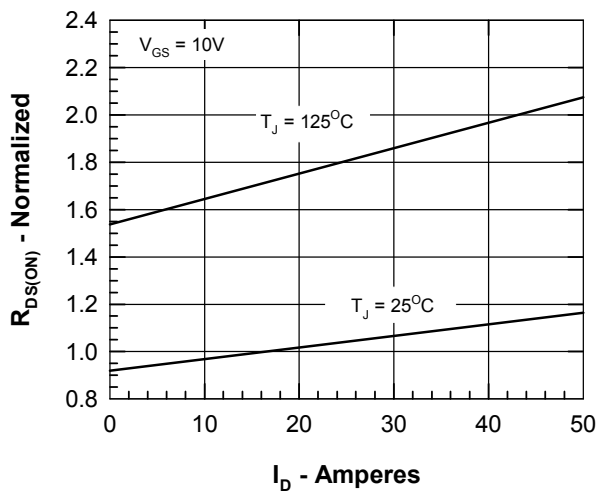
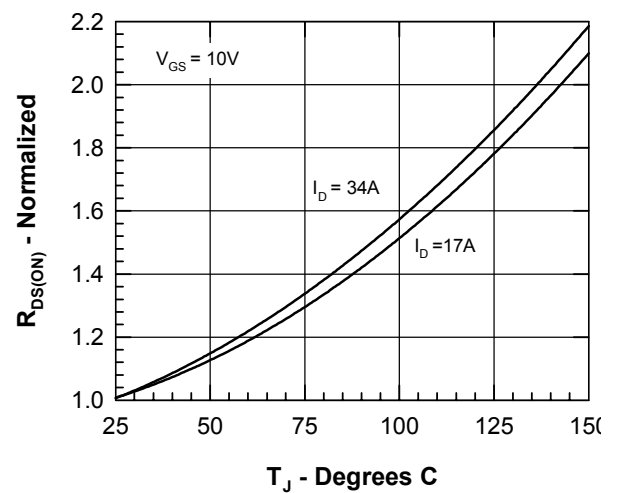
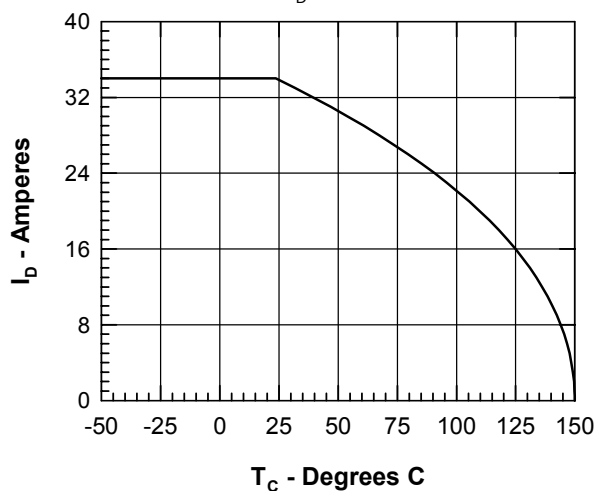
Figure 3. $R_{DS(on)}$ normalized to 0.5 I_{D25} value vs. I_D Figure 4. $R_{DS(on)}$ normalized to 0.5 I_{D25} value vs. T_J 

Figure 5. Drain Current vs. Case Temperature

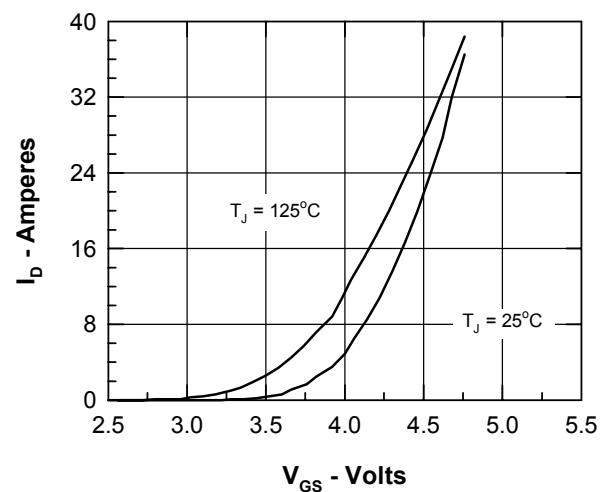


Figure 6. Admittance Curves

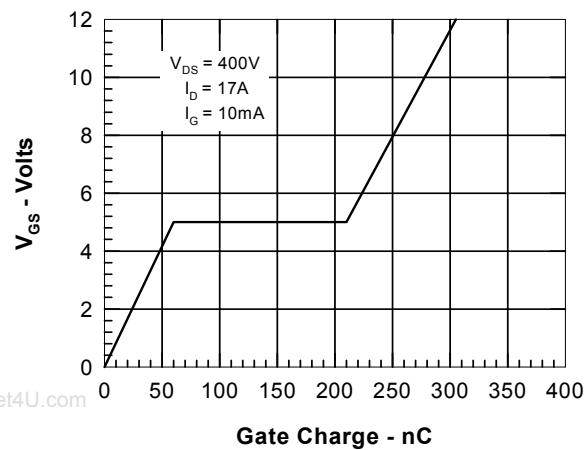


Figure 7. Gate Charge

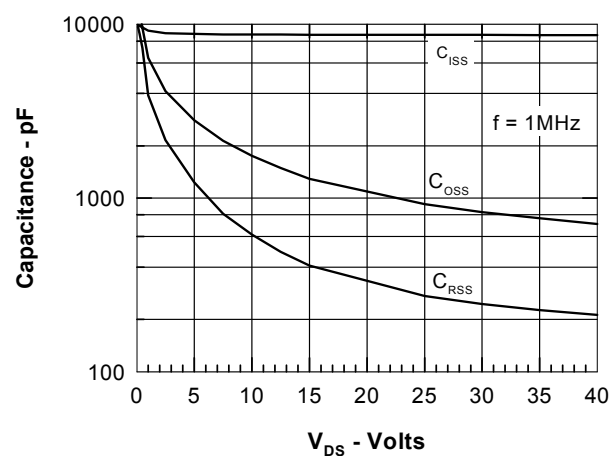


Figure 8. Capacitance Curves

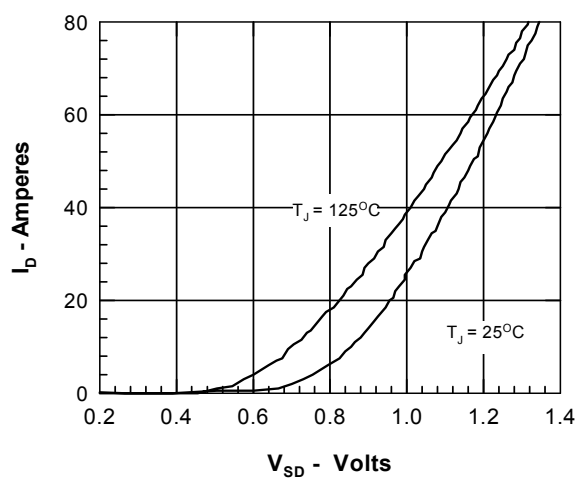


Figure 8. Forward Voltage Drop of the Intrinsic Diode

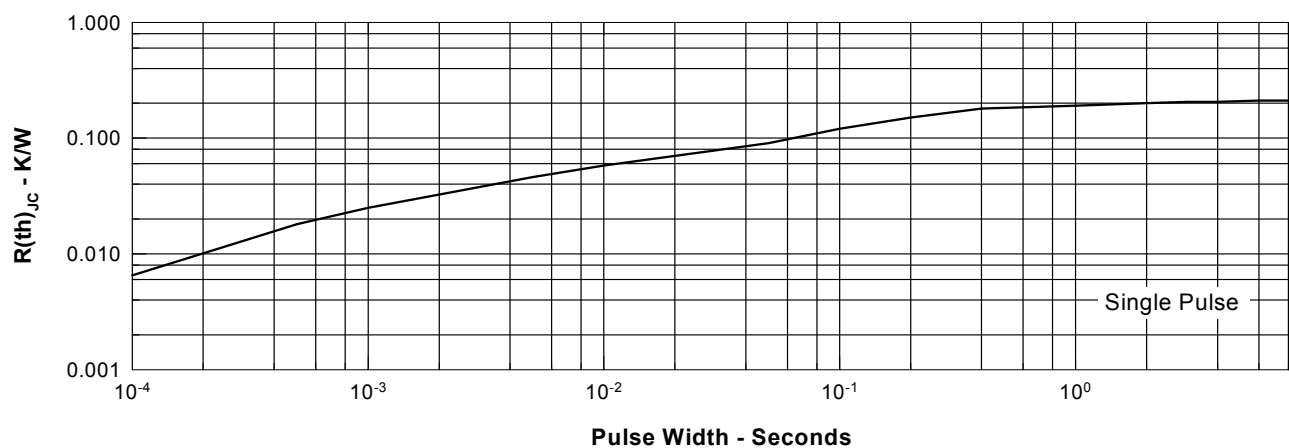


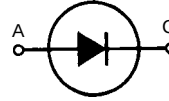
Figure 9. Transient Thermal Resistance

EK I Fast Recovery Epitaxial Diode (FRED)

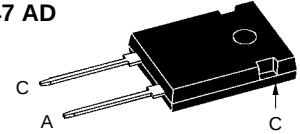
DSEI 30

$I_{FAVM} = 26 \text{ A}$
 $V_{RRM} = 1200 \text{ V}$
 $t_{rr} = 40 \text{ ns}$

V_{RSM}	V_{RRM}	Type
V	V	
1200	1200	DSEI 30-12A



TO-247 AD



A = Anode, C = Cathode

Symbol	Test Conditions	Maximum Ratings	
I_{FRMS}	$T_{VJ} = T_{VJM}$	70	A
I_{FAVM} ①	$T_C = 85^\circ\text{C}$; rectangular, $d = 0.5$	26	A
I_{FRM}	$t_p < 10 \mu\text{s}$; rep. rating, pulse width limited by T_{VJM}	375	A
I_{FSM}	$T_{VJ} = 45^\circ\text{C}$; $t = 10 \text{ ms}$ (50 Hz), sine	200	A
	$t = 8.3 \text{ ms}$ (60 Hz), sine	210	A
	$T_{VJ} = 150^\circ\text{C}$; $t = 10 \text{ ms}$ (50 Hz), sine	185	A
	$t = 8.3 \text{ ms}$ (60 Hz), sine	195	A
I^2t	$T_{VJ} = 45^\circ\text{C}$; $t = 10 \text{ ms}$ (50 Hz), sine	200	A ² s
	$t = 8.3 \text{ ms}$ (60 Hz), sine	180	A ² s
	$T_{VJ} = 150^\circ\text{C}$; $t = 10 \text{ ms}$ (50 Hz), sine	170	A ² s
	$t = 8.3 \text{ ms}$ (60 Hz), sine	160	A ² s
T_{VJ}		-40...+150	°C
T_{VJM}		150	°C
T_{stg}		-40...+150	°C
P_{tot}	$T_C = 25^\circ\text{C}$	138	W
M_d	Mounting torque with screw M3	0.45/4	Nm/lb.in.
	Mounting torque with screw M3.5	0.55/5	Nm/lb.in.
Weight		6	g

Features

- International standard package JEDEC TO-247 AD
- Planar passivated chips
- Very short recovery time
- Extremely low switching losses
- Low I_{RM} -values
- Soft recovery behaviour
- Epoxy meet UL 94V-0

Applications

- Antiparallel diode for high frequency switching devices
- Anti saturation diode
- Snubber diode
- Free wheeling diode in converters and motor control circuits
- Rectifiers in switch mode power supplies (SMPS)
- Inductive heating and melting
- Uninterruptible power supplies (UPS)
- Ultrasonic cleaners and welders

Advantages

- High reliability circuit operation
- Low voltage peaks for reduced protection circuits
- Low noise switching
- Low losses
- Operating at lower temperature or space saving by reduced cooling

Symbol	Test Conditions	Characteristic Values	
		typ.	max.
I_R	$T_{VJ} = 25^\circ\text{C}$ $V_R = V_{RRM}$	750	μA
	$T_{VJ} = 25^\circ\text{C}$ $V_R = 0.8 \cdot V_{RRM}$	250	μA
	$T_{VJ} = 125^\circ\text{C}$ $V_R = 0.8 \cdot V_{RRM}$	7	mA
V_F	$I_F = 30 \text{ A}$; $T_{VJ} = 150^\circ\text{C}$	2.2	V
	$T_{VJ} = 25^\circ\text{C}$	2.55	V
V_{T0}	For power-loss calculations only	1.65	V
r_T	$T_{VJ} = T_{VJM}$	18.2	m Ω
R_{thJC}	0.1	0.9	K/W
R_{thCK}			K/W
R_{thJA}		35	K/W
t_{rr}	$I_F = 1 \text{ A}$; $-di_F/dt = 100 \text{ A}/\mu\text{s}$; $V_R = 30 \text{ V}$; $T_{VJ} = 25^\circ\text{C}$	40	ns
I_{RM}	$V_R = 540 \text{ V}$; $I_F = 30 \text{ A}$; $-di_F/dt = 240 \text{ A}/\mu\text{s}$	16	A
	$L \leq 0.05 \mu\text{H}$; $T_{VJ} = 100^\circ\text{C}$		

① I_{FAVM} rating includes reverse blocking losses at T_{VJM} , $V_R = 0.8 V_{RRM}$, duty cycle $d = 0.5$
 Data according to IEC 60747
 IXYS reserves the right to change limits, test conditions and dimensions

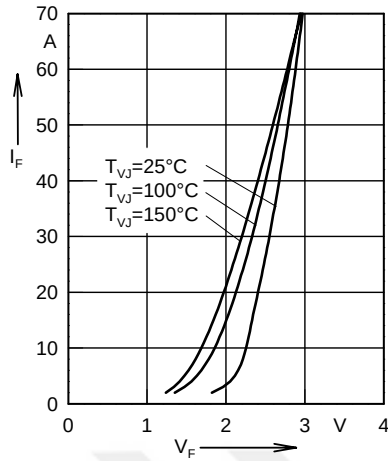


Fig. 1 Forward current versus voltage drop.

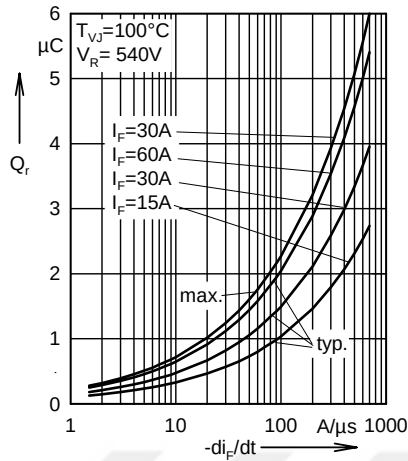


Fig. 2 Recovery charge versus $-di_F/dt$.

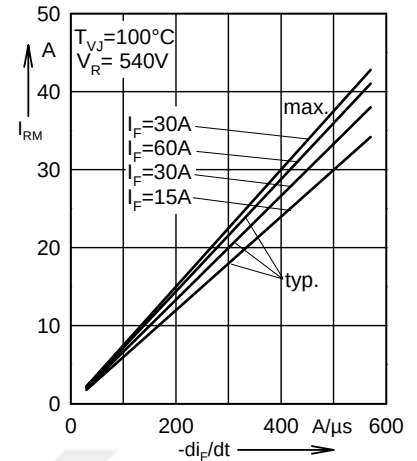


Fig. 3 Peak reverse current versus $-di_F/dt$.

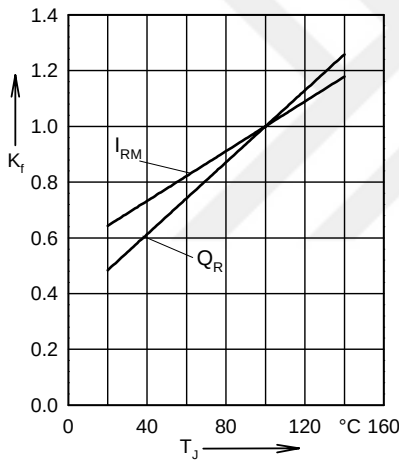


Fig. 4 Dynamic parameters versus junction temperature.

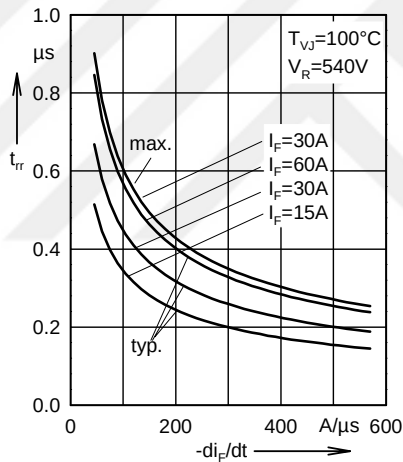


Fig. 5 Recovery time versus $-di_F/dt$.

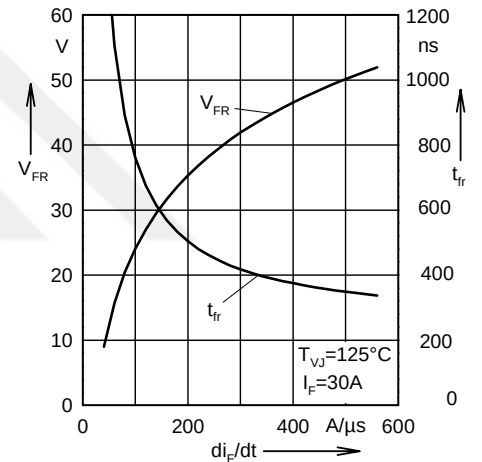


Fig. 6 Peak forward voltage versus di_F/dt .

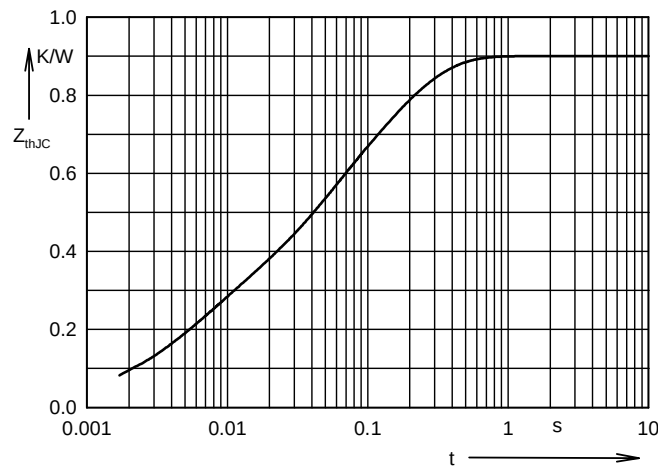
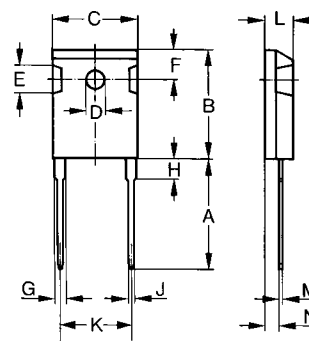


Fig. 7 Transient thermal impedance junction to case.

Dimensions



Dim.	Millimeter	Millimeter	Inches	Inches
	Min.	Max.	Min.	Max.
A	19.81	20.32	0.780	0.800
B	20.80	21.46	0.819	0.845
C	15.75	16.26	0.610	0.640
D	3.55	3.65	0.140	0.144
E	4.32	5.49	0.170	0.216
F	5.4	6.2	0.212	0.244
G	1.65	2.13	0.065	0.084
H	-	4.5	-	0.177
J	1.0	1.4	0.040	0.055
K	10.8	11.0	0.426	0.433
L	4.7	5.3	0.185	0.209
M	0.4	0.8	0.016	0.031
N	2.2	2.54	0.087	0.102

EK J

Yumusak Manyetik Malzemelerin Özellikleri

Material	Initial Perm. μ_o	B max Kilogausses	Loss Coefficients			Curie Temp. ° C	Resistivity (ohm-cm)	$\mu_o Q$ at 100 kHz	Operating Frequencies
			e x 10 ⁶	a x 10 ³	c x 10 ³				
Fe	250	22	-	-	-	770	10x10 ⁻⁶	-	60-1000 Hz
Si-Fe (unoriented)	400	20	870	120	75	740	50 x 10 ⁻⁶	-	60-1000 Hz
Si-Fe (oriented)	1500	20	-	-	-	740	50x10 ⁻⁶	-	60-1000Hz
50-50 Ni Fe (grain-oriented)	2000	16	-	-	-	360	40 x 10 ⁻⁶	-	60-1000Hz
79 Permalloy	12,000 to 100,000	8 to 11	173	-	-	450	55 x 10 ⁻⁶	8000 to 12,000	1 kHz-75kHz
AMORPHOUS Alloy B	3000	15-16	-	-	-	370	135x10 ⁻⁶	-	to 250 kHz
AMORPHOUS Alloy E	20,000	5-6.5	-	-	-	205	140 x 10 ⁻⁶	-	to 250 kHz
Permalloypowder	14 to 550	3	.01 to .04	.002	.05 to .1	450	1.	10,000	10 kHz-1 MHz
High Flux powder	14 to 160	15	-	-	-	360	-	-	10 kHz to 1 MHz
Kool Mu®powder	26 to 125	10	-	-	-	740	-	-	to 10 MHz
Iron powder	5 to 80	10	.002 to .04	.002 to .4	.2 to 1.4	770	10 ⁴	2000 to 30,000	100 kHz-100 MHz
Ferrite-MnZn	750 to 15,000	3 to 5	.001	.002	.01	100 to 300	10 to 100	100,000 to 500,000	10 kHz-2 MHz
Ferrite-NiZn	10 to 1500	3 to 5	-	-	-	150 to 450	10 ⁶	30,000	200 kHz-100MHz
Co-Fe 50%	800	24	-	-	-	980	70 x 10 ⁻⁶	-	-