

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

**İNDÜKSİYON FIRININDA SICAKLIK KONTROLÜ VE
ERGİYEN MALZEMELERİN ISIL HOMOJENLİĞİNİN
SAĞLANMASI**

İbrahim Uygur ÇELİK

**YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRİK EĞİTİMİ ANABİLİM DALI
ELEKTRİK EĞİTİMİ PROGRAMI**

**DANIŞMAN
Yrd. Doç. Dr. Mustafa ONAT**

İSTANBUL 2008

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

**İNDÜKSİYON FIRININDA SICAKLIK KONTROLÜ VE
ERGİYEN MALZEMELERİN ISIL HOMOJENLİĞİNİN
SAĞLANMASI**

İbrahim Uygur ÇELİK
(141101220040120)

YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRİK EĞİTİMİ ANABİLİM DALI
ELEKTRİK EĞİTİMİ PROGRAMI

DANIŞMAN
Yrd. Doç. Dr. Mustafa ONAT

İSTANBUL 2008

T.C.
MARMARA ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

KABUL VE ONAY BELGESİ

**İNDÜKSİYON FIRININDA SICAKLIK KONTROLÜ VE
ERGİYEN MALZEMELERİN ISIL HOMOJENLİĞİNİN
SAĞLANMASI**

İbrahim Uygur ÇELİK'in İNDÜKSİYON FIRININDA SICAKLIK KONTROLÜ VE ERGİYEN MALZEMELERİN ISIL HOMOJENLİĞİNİN SAĞLANMASI isimli Lisansüstü tez çalışması, M.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu'nun 22.09.2008 tarih ve 2008/25-10 sayılı kararı ile oluşturulan jüri tarafından ELEKTRİK EĞİTİMİ Anabilim Dalı ELEKTRİK EĞİTİMİ Programında YÜKSEK LİSANS Tezi olarak Kabul edilmiştir.

Danışman : Yrd. Doç Dr. Mustafa ONAT (M.Ü.)

Üye : Yrd. Doç Dr. Yaşar BİRBİR (M.Ü.)

Üye : Yrd. Doç Dr. Ümit K.TERZİ (M.Ü.)

Tezin Savunulduğu Tarih : 11.11.2008

ONAY

M.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu'nun tarih ve sayılı kararı ile İbrahim Uygur ÇELİK'in ELEKTRİK EĞİTİMİ Anabilim Dalı ELEKTRİK EĞİTİMİ Programında Y.Lisans (MSc.) derecesi alması onanmıştır.

Marmara Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü
Prof.Dr. Sevil ÜNAL

TEŞEKKÜR

Çalıőmalarım sırasında bana yol gösteren ve yardımcı olan tez danıőmanım Sayın Yrd.Doç.Dr. Mustafa ONAT'a, çalıőmalarımda bilgilerinden sıkça yararlandığım Reterm Endüstriyel Elektronik ve Makine Ltd.Şti. Genel Müdürü Sayın Abdullah İNCEDAYI'ya, manevi desteklerinden dolayı Oyak Renault' ta őefim olan Sayın Halil ONSEKİZOĞLU' na ve çalıőmalarım boyunca bana sabır ve anlayıő gösterip, sürekli destek olan sevgili eőim Neőe CELMANBET ÇELİK'e teşekkür ederim.

Eylül 2008

İbrahim Uygur ÇELİK

İÇİNDEKİLER

TEŞEKKÜR.....	I
ÖZET.....	V
ABSTRACT.....	VI
SEMBOL LİSTESİ.....	VII
KISALTMALAR.....	IX
ŞEKİL LİSTESİ.....	X
TABLO LİSTESİ.....	XIII
BÖLÜM I. GİRİŞ VE AMAÇ.....	1
I.1. Giriş.....	1
I.2. Elektrikle Isıtma Sistemlerinin Türleri.....	3
I.3. İndüksiyonla Isıtmanın Üstünlükleri.....	3
I.4. Literatür İnceleme.....	4
BÖLÜM II. İNDÜKSİYONLA ISITMA SİSTEMİ.....	7
II.1. Giriş.....	7
II.2. İndüksiyonla Isıtma Yönteminin Temel Teorisi.....	8
II.2.1. Elektromanyetik İndüksiyon.....	10
II.2.2. Fuko Akımları.....	12
II.2.3. Histerezis Kayıpları.....	12
II.2.4. Dalma Derinliği.....	12
II.3. Isı Transferi Aşamaları.....	15
II.4 Isıtma Bobini.....	16
II.4.1 Orta -Yüksek Frekans.....	18
II.4.2 İçten Geçmeli Bobinler.....	20

II.4.3 Akı Sapturucuları.....	21
BÖLÜM III. GÜÇ DÖNÜŞÜM SİSTEMLERİ.....	22
III.1 İndüksiyon Ocaklarının Temel Diyagramı	22
III.1.1 Akım Kaynaklı Paralel Rezonans İvertörler	23
III.1.2 Gerilim Kaynaklı Seri Rezonans İvertörler	25
III.2 Darbe Genişlik Değiştirme (PWM).....	26
III.3 Rezonans İvertörler	29
III.3.1 Seri rezonans devreli invertör.....	31
III.3.2 Paralel rezonans devreli invertör	33
III.4 Anahtarlama Kayıpları.....	34
III.5 Rezonans Anahtarlama Teknikleri.....	36
III.6 İverter Devrelerinde Kullanılan Anahtarlama Elemanları	38
BÖLÜM IV. YARIM KÖPRÜ İNVERTÖRLÜ SERİ REZONANS	
DEVRELİ İNDÜKSİYON OCAĞI.....	41
IV.1. İndüksiyon Ocaklarının Güç Devreleri	41
IV.2. Yarım Köprü İvertörlü Seri Rezonans Devreli İndüksiyon Ocağı.....	43
IV.2.1. Çalışma Teorisi.....	44
IV.2.2. Devrenin Analizi.....	45
IV.2.3. Rezonans Frekansının Altında Çalışma Durumu	52
IV.2.4. Rezonans Frekansının Üstünde Çalışma Durumu.....	53
BÖLÜM V. İNDÜKSİYON ISITMA SİSTEMİNİN TANITIMI ve	
YAPILAN ÇALIŞMALAR.....	55
V.1. Giriş	55
V.2. Doğrultucu Devresi.....	56
V.2.1. Doğrultucu Diyotu ve Filtre Kondansatörü Seçimi.....	58
V.3. Besleme Kartı	60
V.4. Kontrol Kartı.....	61
V.5. Kontrol Paneli.....	64
V.6. İvertör Devresi.....	66

V.6.1. İnvörtör İçin Anahtarlama Elemanı Seçimi.....	67
V.7. Soğutma Sistemi	68
V.8. Sistemin Gerçeklenmesi ve Deneysel alışmalar	69
BÖLÜM VI. YAPILAN ALIşMANIN EğİTİME KATKISI	73
BÖLÜM VII. SONUÇ VE DEğERLENDİRME	77
KAYNAKLAR.....	79
ÖZGEçMİş	83

ÖZET

İNDÜKSİYON FIRININDA SICAKLIK KONTROLÜ VE ERGİYEN MALZEMELERİN ISIL HOMOJENLİĞİNİN SAĞLANMASI

İndüksiyonla ısıtma; denetim kolaylığı, yüksek verimliliği, işlem süresinin kısalığı, madde kayıplarının son derece düşük olması tam otomatik üretime uygunluğu ve çevre kirliliğine yol açmaması gibi üstünlüklere sahiptir. Bu üstünlüklerinden dolayı günümüz endüstrisinde yüzey sertleştirme, kaynak yapma, tavlama, haddeleme, ısıtma ve ergitme gibi işlemlerde giderek yaygın bir kullanım kazanmaktadır.

Bu çalışmada metallerin ergitilmesinde kullanılmak üzere 15 Khz'lik anahtarlama frekansında çalışan yarım köprü invertörlü seri rezonans devreli bir indüksiyon fırını tasarlanmıştır. Akıllı güç modülü (IPM) tabanlı invertör devresinin sürülmesi, tasarlanan analog kontrolör ile gerçekleştirilmiştir.

Tasarlanan sistemin ergitme sıcaklığını yükseltebilmek için, üç fazlı şebeke gerilimi kullanılmıştır. Sistem içinde yer alan güç elektroniği elemanlarının kararlı ve indüksiyon bobinin uzun süreli çalıştırılabilmesi için, sulu soğutma sistemi geliştirilmiştir.

Rezonans invertör ve sıfır akım anahtarlama tekniği kullanılarak anahtar kayıpları azaltılmıştır. Elektromanyetik parazitler önlenerek daha verimli bir çalışma sağlanmıştır.

Eylül 2008

İbrahim Uygur ÇELİK

ABSTRACT

TEMPERATURE CONTROL IN AN INDUCTION OVEN AND ACHIEVING THERMAL HOMOGENEITY IN THE MELTING MATERIAL

Induction heating has many advantages because of its easy control, high efficiency, short processing time, low material loss, compatibility to full automatic production and no environmental pollution. Due to these advantages, the use of induction heating becomes common in hardening, welding, soldering, rolling, heating and melting applications in today's industry.

In this study, an induction oven based on half bridge serial resonant inverter, operating at 15 kHz switching frequency, is designed for use in melting of metals. The driving of inverter circuit, based on intelligent power module (IPM), is realized by an analog controller designed in this work.

In order to reach higher melting temperatures, a three-phase power line is used. Power electronic devices and induction coil are cooled by water to get longer lifetime of the designed system.

Switching losses are considerably reduced by using zero current switching and resonant inverter techniques. Higher efficiencies are obtained by preventing electromagnetic interferences.

September 2008

İbrahim Uygur ÇELİK

SEMBOL LİSTESİ

I_p	: Primer akımı (A)
I_s	: Sekonder akımı (A)
N_p	: Primer spir sayısı
N_s	: Sekonder spir sayısı
H	: Manyetik alan (A/m)
i	: Akım (A)
A	: Yüzey alanı (cm ²)
N	: Spir sayısı
φ	: Manyetik akı (Wb)
A	: Yüzey alanı (cm ²)
μ	: Manyetik geçirgenlik katsayısı (H/m)
μ_r	: Bağıl manyetik geçirgenlik katsayısı (H/m)
μ_o	: Havanın manyetik geçirgenliği (H/m)
K_h	: Histerezis katsayısı
f	: Frekans (Hertz)
B_m	: Akı yoğunluğunun maksimum değeri (Wb/m ²)
ρ	: Malzemenin özgül direnci ($\Omega\text{mm}^2/\text{m}$)
δ	: Dalma derinliği (mm)
V_g	: Giriş gerilimi (V)
I_g	: Giriş akımı (A)
V_ζ	: Çıkış gerilimi (V)
I_ζ	: Çıkış akımı (A)
P_A	: Anahtarlama güç kaybı (W)
V_A	: Anahtar gerilimi (V)
I_A	: Anahtar akımı (A)
T	: Peryot (s)

X_L	: Bobin reaktansı (Ω)
X_C	: Kondansatör reaktansı (Ω)
ω	: Açısal frekans (rad/s)
ω_a	: Açısal anahtarlama frekansı (rad/s)
ω_r	: Açısal rezonans frekansı (rad/s)
I_C	: Kondansatör akımı (A)
I_L	: Rezonans akımı (A)
Ψ	: Faz açısı ($^\circ$)

KISALTMALAR

DC	: Direct Current
AC	: Alternating Current
EMI	: Elektromanyetik girişim
PWM	: Pulse Width Modulation
PLC	: Programmable Logic Controller
IPM	: Intelligent Power Module
BJT	: Bipolar Junction Transistor
MOSFET	: Metal Okside Semiconductor Field Effect Transistor
GTO	: Gate Turn Off
IGBT	: Isolated Gate Bipolar Transistor
D	: Diyot
C	: Kondansatör
L	: Endüktans
R	: Direnç

ŞEKİL LİSTESİ

SAYFA NO

Şekil II.1	Transformatör eşdeğer devresi.....	8
Şekil II.2	İndüksiyon ile ısıtmanın temel prensibi.....	9
Şekil II.3	İndüksiyonla ısıtmada parça üzerinde gerilim indüklenmesi	10
Şekil II.4.	Dalma derinliğinin üstel olarak azalması.....	13
Şekil II.5	İşleme derinliği – frekans eğrileri	14
Şekil II.6.	Manyetik akının zamanla değişimi	17
Şekil II.7	Endüktansı olan ve olmayan bobin tasarımları.....	18
Şekil II.8	Tipik indüksiyon bobinleri.....	19
Şekil II.9	Değişik şekilli ısıtma amaçlı çok sarımlı bobinler.....	20
Şekil II.10	Bölgesel ısıtma için değişik şekilli bobinler	20
Şekil II.11	İçten geçmeli iç kısımları ısıtma amaçlı değişik şekilli bobinler.....	21
Şekil II.12	Sarımların ters yönde döndürülmesi ile bir çalışma parçasının iki bölgesindeki ısınma şekillerinin kontrol edilmesi.....	21
Şekil III.1.	İndüksiyon ocağının temel diyagramı	22
Şekil III.2	Akım kaynaklı paralel rezonans invertör	24
Şekil III.3	Akım kaynaklı yarım köprü paralel rezonans inverterin değişik çalışma durumlarındaki dalga şekilleri.....	24
Şekil III.4	Gerilim kaynaklı seri rezonans invertör	25
Şekil III.5	Gerilim kaynaklı invertöre ait anahtar ve çıkış gerilimlerinin dalga şekilleri	26
Şekil III.6	Darbe genişlik değiştirme (PWM)	27
Şekil III.7	Darbe genişlik değiştirmeli invertörün çeşitli dalga çıkış biçimleri.....	28
Şekil III.8	Frekans eğrisi	31
Şekil III.9	Seri rezonans invertör.....	32
Şekil III.10	Paralel rezonans invertör	33
Şekil III.11	Yarım köprü invertör.....	34

Şekil III.12 Anahtarlama elemanının dalga şekli	34
Şekil III.13 Sıfır akım anahtarlama çeşitleri.....	37
Şekil III.14 Sıfır gerilim anahtarlama çeşitleri	38
Şekil IV.1 Tek anahtarlı paralel rezonans devreli indüksiyon ocağı	43
Şekil IV.2 Tam köprü seri rezonans devreli indüksiyon ocağı.....	43
Şekil IV.3 Yarım köprü invertörlü seri rezonans devreli indüksiyon ocağının güç devresi.....	44
Şekil IV.4 Rezonans eşdeğer devreleri	45
Şekil IV.5 Yarım köprü seri rezonans invertör anahtarlama sinyalleri.....	46
Şekil IV.6 Yarım dalga invertörlü seri rezonans devreli indüksiyon ocağının güç devresinin eşdeğeri	46
Şekil IV.7. Temel güç çevriminin dalga şekli.....	47
Şekil IV.8 Yarım köprü seri rezonans invertörün t_0-t_1 anında çalışma durumu	48
Şekil IV.9 Yarım köprü seri rezonans invertörün t_1-t_2 anında çalışma durumu	49
Şekil IV.10 Yarım köprü seri rezonans invertörün t_2-t_3 anında çalışma durumu	50
Şekil IV.11 Yarım köprü seri rezonans invertörün t_3-t_4 anında çalışma durumu	52
Şekil IV.12 Rezonans frekansının altındaki çalışma durumuna ait dalga şekilleri... ..	54
Şekil IV.13 Rezonans frekansının üstündeki çalışma durumuna ait dalga şekilleri .	55
Şekil V.1 İndüksiyonla ısıtma sistemi blok diyagramı	50
Şekil V.2 Üç fazlı kontrolsüz tam dalga doğrultucu	51
Şekil V.3 Üç fazlı kontrolsüz tam dalga doğrultucu dalga şekilleri	52
Şekil V.4 IXYS firmasına ait VUO 82-16NO7 rumuzlu köprü diyotu.....	54
Şekil V.5 Sistemde kullanılan doğrultucu devresinin genel görünümü	55
Şekil V.6 Besleme kartı devre şeması.....	56
Şekil V.7 Kontrol kartı bağlantı şeması	57
Şekil V.8 8038 Entegresi.....	57
Şekil V.9 Kontrol kartı devre şeması	58
Şekil V.10 Kontrol kartı blok diyagramı.....	58
Şekil V.11 Çıkış şartının oluşması	59
Şekil V.12 Sistemde kullanılan ampermetre	59
Şekil V.12 Sistemin kontrol paneli	60
Şekil V.13 Kontrol paneli bağlantı şeması.....	60
Şekil V.15 IPM Temel Diyagramı	61
Şekil V.16 IPM devresi	61

Şekil V.17 IPM in çalışması.....	62
Şekil V.18 PM200DSA120 akıllı güç modülünün iç yapısı	63
Şekil V.19 PM200DSA120 akıllı güç modülünün genel görünümü.....	63
Şekil V.20 Sistemin soğutma suyu giriş-çıkışı	64
Şekil V.21 İndüksiyon bobininin su ile soğutması.....	64
Şekil V.22 Sistemin genel şeması	65
Şekil V.23 Tasarlanan sistemin genel görünümü.....	65
Şekil V.24 İndüksiyon ocağında ısıtma başlangıcı	65
Şekil V.25 İndüksiyon ocağında ergitme başlangıcı.....	66
Şekil V.26 Pota içerisinde ergitilen malzemeler	66
Şekil V.27 Ergitme aşamasında sistemin genel görünümü	67

TABLO LİSTESİ

	<u>SAYFA NO</u>
Tablo II.1 Bazı metaller için dalma derinliği değerleri	21
Tablo III.1 Paralel ve seri rezonans devreli invertörlerin karşılaştırılması	32
Tablo VI.1 Tasarımın kullanılabilceği dersler ve içerikleri.....	69

BÖLÜM I

GİRİŞ ve AMAÇ

I.1. GİRİŞ

İndüksiyonla ısıtma, metalik iş parçalarını belirtilen sıcaklık ve sürelerde ısıtmakta kullanılan temassız bir ısıtma yöntemidir. Denetim kolaylığı, yüksek verimliliği, madde kayıplarının son derece düşük olması tam otomatik üretime uygunluğu ve çevre kirliliği yaratmaması gibi nedenlerden dolayı indüksiyonla ısıtma, günümüzde giderek yaygın bir kullanım kazanmaktadır [1].

İndüksiyonla ısıtmanın dayandığı temel prensip, teorik düzeyde Faraday (1791 – 1867) zamanında biliniyordu. Ancak, o dönemde indüksiyonla ısıtma için yeterli güç kaynaklarının henüz bulunmamış olması nedeniyle teorik prensiplerin uygulamaya geçmesi mümkün olmadı.

İndüksiyon ocakları ile ilgili ilk patent 1897’de İngiltere’de Ferranti tarafından alındı. Bulunan bu ocak tipine, metal bobinin dışına konduğu için “ halka” veya “nüveli” ocak adı verildi. Ticari ilk uygulama ise 1900 yılında İsveç’te Gysimge’de Kjellin tarafından kurulan 80 kg kapasite ve 73 kW gücünde çelik ergitme ocağı oldu.

Daha sonraları 1906’da Essen (Almanya)’da Röchling Roden hauser ocağı geliştirdi. Bu ocağın en önemli özelliği 750 kW’lık bir güç ve 5 Hz’lik frekans ile çalıştırılmasıydı. Güç faktörünün daha iyi olacağı umularak bu ocakta frekans çok düşük tutulmuştur.

İndüksiyon ocaklarının o devirdeki en büyük problemi, özel, pahalı ve bakım güçlükleri fazla olan jeneratörlere ihtiyaç göstermeleriydi. Nitekim 1900-1910 yılları arasında metalin karbon almasını engelleyen curuf örtüsü altında çalıştırılan ilk

Heroult tipi ocaklarının piyasaya çıkarılması ile, bu indüksiyon ocakları bütün özelliklerini kaybederek terkedilmiştir.

1916' da Ajax Metal Company' den Dr.G.H.Clamer, Leeds and Northrup'tan elektrik enerjisi ile ısı enerjisi elde edilmesi konusunda temel prensiplerle herhangi bir yanlılığın bulunup, bulunmadığının araştırılmasını istedi. Dr. Northrup ise bu konudaki çalışmaları sonunda ümit verici olarak görünen tek yöntemin yüksek frekanslı indüklenmiş akımlarla ısıtma yöntemi olduğunu belirtiyordu.

O dönemde şebeke frekansından yüksek bir frekans ile çalışmada karşılaşılan kondansatör problemi, General Electric Company'nin kağıt kondansatör üretimi sonrasında aşılmış ve şebeke frekansının üzerinde çalışma imkanları artmıştır.

İlk orta frekans ergitme ocağı 1927 yılında Sheffield'da Electric Furnace Company (EFCO) tarafından gerçekleştirilmiş, bu tarihten sonra paslanmaz çelik üretimi ve özel alaşım hazırlanmasında kullanımı yaygınlaşmaya başlamıştır.

Ergitme ocaklarında karıştırma özelliği dolayısıyla düzgün bir metal ve ısı dağılımı, alaşım kayıplarının azlığı, sıcaklık ve bileşim kontrolünün çok iyi olması, işlem görece malzeme özelliklerinin sınırlı olmaması, istenildiği zaman kısa süre içerisinde soğuktan işleme alınabilmesi hava kirliliği probleminin olmayışı indüksiyon ergitme ocakları kullanımının yaygınlaşmasında temel faktörlerdir.

İndüksiyon ocaklarının çelik ergitilmesinde en hızlı gelişme gösterdiği konu, paslanmaz çelik üretimi ve çelik dökümhanelerindeki uygulamaları oldu. Karbon kayıp veya kazanımının bulunmaması, hurdayı seri olarak ergitebilmesi, krom ve diğer alaşım elementlerindeki oksitlenme, kayıplarının düşüklüğü nedeni ile bu ocaklar paslanmaz çeliklerin üretiminde kolaylıkla uygulanabilmiştir.

İkinci dünya savaşından sonra otomotiv endüstrisinin gelişimi elektromanyetik indüksiyon ile ısıl işlemin önemini arttırmış, daha değişik uygulamaları için çalışmalar hızlandırılmış ve yüzey sertleştirme işlemleri için radyo frekansında ısıtıcılar geliştirilmiştir. Dalma etkisi dolayısıyla kontrol edilebilir işlem derinliği, kayıpların diğer sistemlere göre az oluşu, bantta seri üretim için uygulama kolaylıkları, yüzey sertleştirme işlemlerinde elektromanyetik indüksiyon ile ısıtma yönteminin kullanımını yaygınlaştırmıştır [2, 3].

İndüksiyon ısıtıcılarının ilk kullanılmaya başlandığı dönemlerde ilk yatırım maliyetlerinin diğer sistemlere göre yüksek olduğu bir gerçektir. Özellikle orta frekanslı ısıtıcılar (motor-alternatör grupları) hem ilk yatırım, hem de periyodik bakım giderleri açısından pahalı bir sistem oluşturmaktadır. 1966 yılından itibaren

yariletken güç sistemlerinin geliştirilmesi ile indüksiyon ısıtma yeni bir devir başladı. Bu devrede son zamanlarda kaydedilen en önemli gelişme değişen frekanslı indüksiyon ocakları olmuştur. Yariletken teknolojinin gelişimi ile bu ekonomi sorunu önemini kaybetmiş ve günümüzde bu alandaki çalışmaların oldukça yaygınlaşmasını sağlamıştır [4].

I.2. ELEKTRİKLE ISITMA SİSTEMLERİNİN TÜRLERİ

Bilindiği gibi elektrik enerjisi diğer enerji türlerine kolay çevrilebilir, üretimi kolayca yapılabilir. Özellikle tüketiminde diğer fosil kaynaklı yakıtlar gibi çevreye zarar vermemesi, kontrol edilebilmesi ve çok çeşitli kaynaklardan elde edilebilmesi üstün özellikleridir.

Elektrikle ısıtma sistemleri çeşitli şekillerde yapılmaktadır. Bunlar:

- Direnç ile ısıtma
- İletim ile ısıtma
- Enfraruj radyasyon ile ısıtma
- İndüksiyon ile ısıtma
- Dielektrik histerezis ile ısıtma
- Plazma ile ısıtma
- Elektrik arkı ile ısıtma
- Elektron demeti ile ısıtma
- Lazer ile ısıtma

Bu sistemlerden en yaygın olarak kullanılan direnç ile ısıtmadır. Bu sistem Joule Kanunu'ndaki omik akım ile gerilim arasındaki bağıntıya dayanmaktadır [5].

I.3. İNDÜKSİYONLA ISITMANIN ÜSTÜNLÜKLERİ

İndüksiyonla ısıtma, aşağıdaki üstünlüklerinden dolayı metal endüstrisinde çok geniş kullanım alanı bulmuştur.

- Metallerin çabuk ısıtılmasından dolayı oksitlenme ve kabuklaşma olmaz.
- Bütün parça yerine parçanın sınırlı bir yeri veya yüzeyi ısıtılabilir.

- Fırın sıcaklığının devamlı kontrolüne gerek kalmadan yalnız istenildiğinde ısıtma gücü kullanılabilir.
- Alaşımların ergitilmesine karıştırma kendi kendine olur.
- Parça yakıt gazları ile kirletilmez.
- Çevreye ısı dağılımı olmadığından işçiler için akaryakıt veya gaz alevli fırınlardan daha elverişli bir çalışma ortamı mevcuttur.
- Gaz karışımlarının meydana getirdiği herhangi bir patlama olayının mümkün olmaması, zararlı dumanlar çıkarmaması ve fırının sebep olacağı herhangi bir yanık olmaması yüzünden sağlıklı ve güvenli bir uygulamadır.
- Diğer fırınlarda kullanılan gazlar nedeni ile hava kirliliğine neden olmaz. Isıtma alanında herhangi bir yanma ürünü bırakmaz. Hiçbir yanma ürünü ve ısı radyasyonu olmadığı için havalandırma ve duman çıkışı minimumdur.
- İndüksiyonla ısıtma; eritme, yumuşatma, sertleştirme ve metallerin kaynağı problemlerini kolayca halleder. Ancak bu iş için gerekli bobin teşkili, frekans seçimi ve güç tayini doğru bir şekilde yapılmalıdır.

I.4. LİTERATÜR İNCELEME

S. Köroğlu çalışmasında, yüksek frekanslı yarım köprü seri rezonans invertör tasarımında IGBT anahtarlama elemanları kullanmıştır. Rezonans invertör ve sıfır akım anahtarlama tekniği sayesinde anahtar kayıpları azaltılmış ve elektromanyetik parazitler önlenmiştir. Bu invertörle mutfak uygulamaları için tasarlanan prototip bir sistem gerçekleştirilmiştir [6].

Y. Deguchi ve arkadaşları çalışmalarında, sıfır gerilim ve sıfır akım durum geçişleri ile yumuşak anahtarlama yöntemi, yüksek frekanslı PWM ve IGBT türü anahtarlama elemanları kullanarak basit bir evirici gerçekleştirmişlerdir. Bu evirici, yumuşak anahtarlama altında sabit frekanslı PWM tabanlı güç ayar kontrolü esasına göre çalışmaktadır. Eviricinin güç ayar kontrol karakteristikleri simülasyon ve deneysel sonuçlarla açıklanmıştır [7].

M. N.Yıldız yaptığı çalışmada, hibrid kaynaktan elde edilen enerjiyi, indüksiyon ısıtma sisteminde kullanarak açığa çıkan sıcak suyu bir binanın kalorifer tesisatı ile devridaim yaptırarak hibrid bir sistem kurmayı başarmıştır. Sisteminde PWM kontrollü tam köprü paralel rezonans devreli indüksiyon ısıtma sistemi kullanmıştır. Anahtarlama elemanı olarak da IGBT seçilmiştir [8].

H. M. Ünver çalışmasında, indüksiyonlu çelik tav fırınlarında kullanılan IGBT yarı iletkenli DC/AC dönüştürücülerinin PLC tabanlı kontrolü üzerinde çalışmıştır. Kararlılık noktasına göre sapma miktarı doğrultusundaki denetim işaretleri PI kontrolör ile elde edilerek PLC'ye iletilmiştir. PLC, rezonans frekansı ve çıkış gücünün kararlılık noktasına bağlı olarak köprü evirici tetikleme darbelerinin frekans ve doluluk oranı denetimini gerçekleştirmiştir [9].

M. U. Agu çalışmasında, mikroişlemci kontrollü, tek fazlı ve tristörlü bir indüksiyonla ısıtma düzeneği geliştirmiştir. Sistemden alınan iki geri beslemeden birisi ısıtma gücünü istenilen değerde sabit tutulması için kullanılırken diğeri yükün doğal frekansı ve evirici frekansının ayarlanmasını sağlamaktadır. Mikroişlemci, bu iki geri beslemenin kombinasyonu ile tristörlerin kapı işaretlerini üretmektedir [10].

H. Terai ve arkadaşları çalışmalarında, yüksek güçlü indüksiyon ısıtma uygulamaları için sabit frekanslı değişken güç sağlamak için geliştirilen, yumuşak anahtarlama PWM invertör prototipi üzerindeki çalışmalarını sunmuşlardır. Bu invertör, yeni nesil IGBT'ler kullanılarak tasarlanmıştır. Elde edilen düzenek yemek pişirme amacıyla kullanılmıştır [11].

S. Çetin çalışmasında, orta frekanslı bir ev tipi indüksiyon ısıtma sistemi tasarlamıştır. MOSFET transistörlerin anahtarlama elemanı olarak kullanıldığı yarım köprü seri rezonans invertör devresi, değişik ebatlardaki yükler için kullanılan üç tane ısıtma bobini kontrol edilebilmektedir. Prototipi yapılan sistemde anahtarlama elemanlarının kontrolü PIC mikrodenetleyicisi tarafından gerçekleştirilmiştir [12].

R. Akkaya çalışmasında, akım beslemeli paralel rezonans devreli invertör içeren bir indüksiyonlu ısıtma sistemi, 10kHz, 7,5 kW'lık bir güçte çalışacak şekilde tasarlanmış ve gerçekleştirilmiştir. İntertör devresinde anahtarlama elemanı olarak MOSFET'ler kullanılmıştır. Çalışma parçası ferit nüveli bir trafo üzerinden beslenmiştir. Gerçekleştirilen bu sistem, bilgisayar ortamında PSPICE programı kullanılarak simüle edilmiş, sistemden alınan deneysel sonuçlar, simülasyon sonuçlarıyla karşılaştırılmış ve her iki sonucun uyum içinde olduğu görülmüştür [13].

Y. Uchihori ve arkadaşları çalışmalarında, yüksek kaliteli ısı transferi ile akışkan ısıtma uygulaması yapılmasını amaçlamışlardır. Bu amaçla faz kaydırmalı IGBT modüllü, otomatik ayarlı PID tabanlı geri beslemeli evirici üzerinde çalışmışlardır [14].

Y. Başkurt çalışmasında, MOSFET transistörlerin anahtarlama elemanı olarak kullanıldığı, yüksek frekanslı tam köprü tipi bir invertör gerçekleştirmiştir. 2KW

gücünde yapılan prototip endüksiyon ocağı, yük altında 130 ile 250 kHz'lik bir frekans aralığında denenmiştir. Bu çalışmada, gerilim ve akım arasında yaklaşık sıfır faz farkı bulunan rezonanstaki yüke ait paralel tip bir invertör denenmiştir [13].

J.M. Ho ve arkadaşı çalışmalarında, basit bir PWM işareti üretmişlerdir. Sıfır gerilim anahtarlama yöntemi kullanarak bir endüksiyon ısıtma sistemi gerçekleştirmişlerdir. Bu yöntem ile frekans kontrolü sağlanarak değişik yükler için anahtarlama kayıpları azaltılmıştır [16].

E.J. Dede ve arkadaşları çalışmalarında, endüksiyon ısıtma sırasında sıklıkla meydana gelen ısıtıcı bobinin kısa devre durumlarında oluşan aşırı gerilim etkilerinin oluşturduğu zararlar ve bunların kaldırılması üzerinde çalışmışlardır. Paralel eviriciler gibi seri eviricilerde de ısıtıcı bobinin kısa devre altında aşırı gerilim üretim sebebini araştırmışlardır [17].

Bu tez çalışmasında daha yüksek güçlerde çalışabilmek için enerji beslemesi olarak 380V üç faz gerilim tercih edilmiştir. Sistemin invertör devresinde yeni nesil anahtarlama elemanı olan Akıllı Güç Modülü (IPM) kullanılmıştır. IPM'in IGBT'den farklı olarak sürücü ve koruma devresini içinde bulundurması, sistemin tasarımı ve kurulumu aşamalarında büyük kolaylık sağlamıştır. Mikroişlemci tabanlı kontrol sistemlerinin, endüksiyon ocağındaki manyetik alandan etkilenerek ciddi problemlere yol açabileceği göz önünde bulundurularak sistemde analog bir kontrol kartı kullanılmıştır.

Tasarlanan sistemde kullanılan köprü diyot, SCR, IPM gibi devre elemanlarının daha uzun ömürlü olarak kullanılabilmesi için su ile soğutma sistemi kullanılmıştır. Bu sistem elemanların üzerine monte edildiği alüminyum blok içerisindeki kanallardan soğuk su geçirilerek yapılmıştır. Aynı zamanda ertitilecek malzemenin konulduğu pota etrafındaki endüksiyon bobini de ısınan malzemenin sıcaklığından etkilenmemesi için içerisinde su geçirilerek soğutulmaktadır.

Rezonans invertör ve sıfır akım anahtarlama tekniği sayesinde anahtar kayıpları azaltılıp, elektromanyetik parazitler önlenerek verimli bir sistem oluşturulmuştur.

BÖLÜM II

İNDÜKSİYONLA ISITMA SİSTEMİ

II.1. GİRİŞ

Herhangi bir iletken malzeme bir alternatif akım devresinin yanına getirildiğinde, kısmen de olsa ısınabilir. İndüksiyonla ısıtma prensibinde alternatif akımın geçeceği bobin ısıtılacak parçanın etrafını sarmakta, fakat parçaya temas etmemektedir. Bobin içinden geçen alternatif akımın yarattığı manyetik alan içindeki veya yakınındaki metal parçalardan devresini tamamlamaktadır. Akımın yön ve değerindeki değişiklik, manyetik alanda da aynı değişikliği yaratır. Manyetik alandaki değişiklik, parça içinde bir gerilim doğurur. Bu gerilim, parça içinden büyük değerlerde fuko (eddy) akımı geçirir. Parça direncinden geçen bu akım parça içinde ısı yaratır. Isıyı indüksiyon akımı meydana getirdiğinden, bu işleme indüksiyonla ısıtma denir.

İndüksiyon ısıtmanın temeli, değişken manyetik alan sonucu oluşan elektromanyetik indüksiyon ve elektromanyetik indüksiyon sonucunda cisim üzerinde indüklenen gerilimlerin oluşturduğu fuko akımları, fuko akımlarının oluşturduğu dalma derinliği etkisi ve bu akımların meydana getirdiği ısının cisim üzerinde dağılımını konu alan ısı transferi teorileri üzerine kurulmuştur. Bunun yanında histerezis kayıpları, fuko akımlarının oluşturduğu kayıpların yanında çok küçük olduğu için ihmal edilirler.

İndüksiyon ile ısıtmada değişik uygulama alanları geliştirilmiştir. Bu uygulama alanları daha çok eritme işlemlerinin yapıldığı kaynak frekanslı sistemler (50 / 60 Hz), kaynak yapma, ısıtma, küçük çaplı eritme, lehimleme gibi uygulamaların yapıldığı motor-alternatör (500 Hz / 10 kHz) ve statik inverter sistemleri (500 Hz /

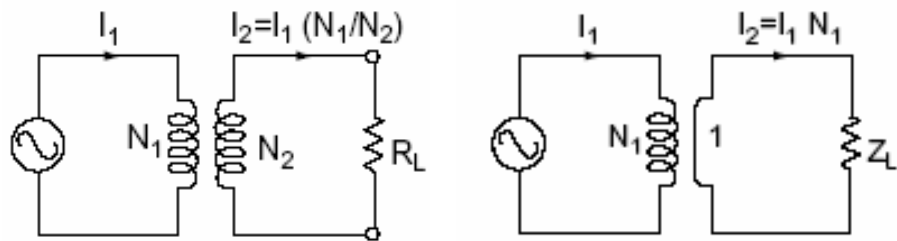
50 kHz) , daha çok yüzey sertleştirme işlemlerinde kullanılan yüksek frekanslı sistemler (50 KHz / 10 MHz) olmak üzere dört grupta toplanabilir [18,19].

İndüksiyonla ısıtmanın özelliklerini belli başlı şu noktalarda özetleyebiliriz:

- Belirli bir materyal için ısı derinliği, frekansın karekökü ile ters orantılıdır. Şu halde frekansın çoğalması, parça üzerinde daha ince bir tabakanın ısıtılmasını sağlamış olur.
- Belirli akı yoğunluğu, frekans ve direnç için birim hacme giren ısı, manyetik geçirgenliğin (μ) karekökü ile orantılıdır. Bu da demek oluyor ki manyetik malzemeler, manyetik olmayanlardan daha çabuk ısınırlar.
- Belirli akı yoğunluğu ve ısı derinliği için birim hacme giren sıcaklık, dirençle değişir. Yani yüksek dirençli malzemeler daha çabuk ısınır.
- Belirli bir malzeme ve frekans için birim hacme giren sıcaklık akı yoğunluğunun karesi ile orantılıdır. Yani verilen sıcaklık, sarım sayıları ile veya bobin akımı ile veya her ikisiyle birden kontrol edilir.

II.2. İNDÜKSİYONLA ISITMA YÖNTEMİNİN TEMEL TEORİSİ

İndüksiyonla ısıtmanın temel prensibi transformatöre benzemektedir. Şekil II.1'de verilen iki eşdeğer devre arasındaki fark, indüksiyon ısıtma modelinde sekonder sargı olmayışıdır. Burada bobin içindeki iş parçası, tek sarımlık sekonder sargı gibi davranmaktadır.



a) Standart bir transformatörün eşdeğer devresi

b) Sekonderi tek sarımdan oluşmuş transformatör eşdeğer devresi

Şekil II.1 Transformatör eşdeğer devresi

Şekil II.1 (b)'de görüldüğü gibi iş parçasının öz direncinden oluşan sekonder sargı iç direnci, ideal transformatör eşdeğer devresinde gösterilen yük direnci yerini almaktadır.

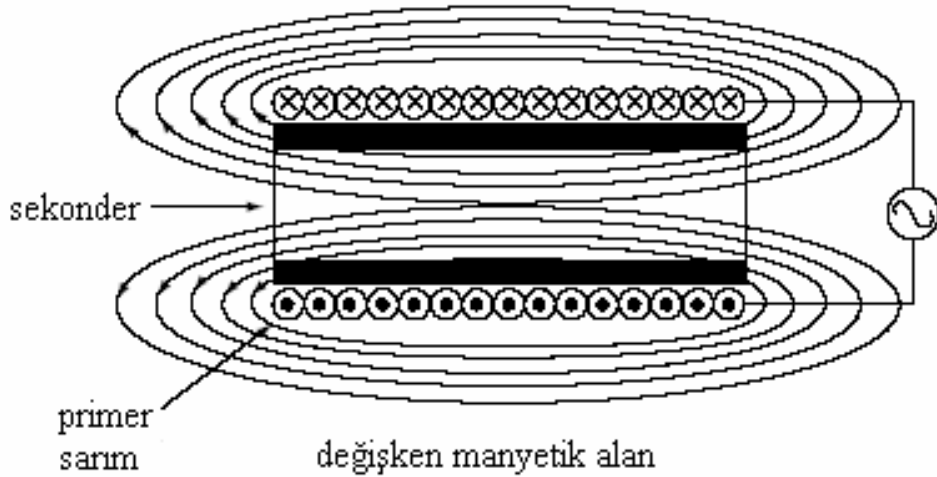
Şekil II.1 (a)'daki transformatör ideal bir transformatör olarak düşünüldüğünde, primer sekonder akımlarının sarım sayıları ile orantıları aşağıdaki gibidir:

$$I_2 = I_1 \cdot (N_1 / N_2) \quad (\text{II.1})$$

Şekil II.1 (b)'deki gibi transformatörün sekonderinin tek bir sarıma sahip olduğu yani kısa devre olduğu düşünüldüğünde sekonder akımı aşağıda olduğu gibi primer akımı ve sarım sayısı ile ilişkili hale gelir:

$$I_2 = I_1 \cdot N_1 \quad (\text{II.2})$$

Bu durumda, sekonder akımı yükselir ve ideal bir transformatör gibi düşünüldüğü için kaynaktan çekilen gücün tamamı iş parçasına aktarılır. İş parçasına aktarılan güç I^2R kayıpları olarak tanımlanan ısı kaybını ortaya çıkarır. Bu prensipten yola çıkılarak Şekil II.2'teki görüldüğü gibi indüksiyon ile ısıtma işlemi sağlanmaktadır. [5]



Şekil II.2. İndüksiyon ile ısıtmanın temel prensibi

II.2.1. ELEKTROMANYETİK İNDÜKSİYON

Herhangi bir iletken içerisinde akım geçirildiğinde iletken etrafında bir manyetik alan oluşur. Şekil II.3'de görüldüğü gibi bir bobine alternatif akım uygulandığında amper yasasına göre bobinin etrafında değişken bir manyetik alan oluşur. Bobinin her bir sarımından geçen akımların oluşturduğu manyetik alan birbirine eklenerek manyetik alan güçlenir.

$$\int Hdl = N.I \quad \int Hdl = N.I$$

$$\phi = \mu.H.A \quad (II.3)$$

Burada;

H: Manyetik alan (At/m)

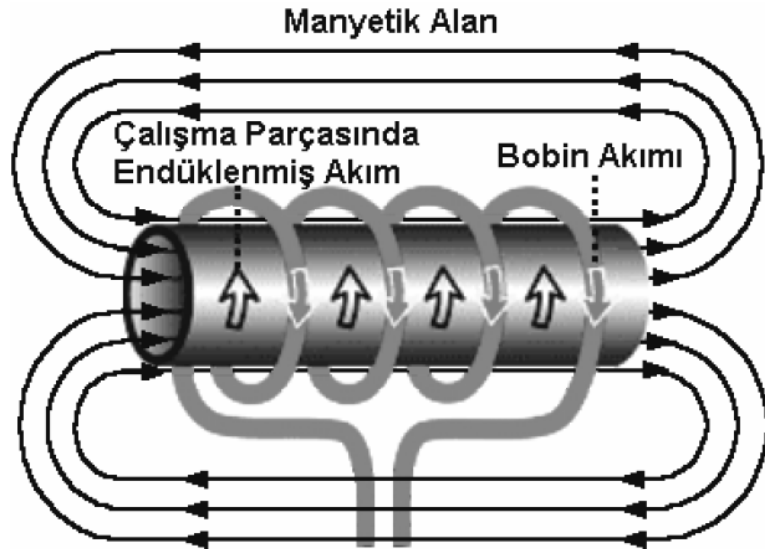
I: Akım (A)

N: Spir sayısı (t)

Φ : Manyetik akı (Wb)

A : Yüzey alanı (m²)

μ : Manyetik geçirgenlik katsayısı (Wb/At-m)



Şekil II.3. İndüksiyonla Isıtmada Parça Üzerinde Gerilim İndüklenmesi

Cisim üzerinde meydana getirilen manyetik akı cismin manyetik geçirgenliği ile orantılıdır. Daha yüksek manyetik geçirgenlikli malzemelerden yapılmış cisimler üzerinde, büyük bir akı dağılımı oluşturulur. Manyetik geçirgenlik katsayısı denklem (II.4)'deki gibi ifade edilir.

$$\mu = \mu_0 \cdot \mu_r$$

$$\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \text{ (Wb / At - m)} \quad (\text{II.4})$$

Burada;

μ_r = Malzemenin bağıl manyetik geçirgenlik katsayısı (Wb/At-m)

μ_0 = Havanın manyetik geçirgenlik katsayısı (Wb/At-m)

Değişken manyetik alanın içinde kalan cisimde manyetik alanın yoğunluğu, frekansın etkisi ile yüzeyden merkeze doğru inildikçe azalır. Faraday kanununa göre ısıtılacak parça yüzeyinde oluşan akım, denklem (II.5)'ten de anlaşılacağı gibi indüksiyon devresindeki akım ile ters orantılıdır. Lenz Kanuna göre manyetik alan içinde kalan indüksiyon bobini içine yerleştirilmiş olan çalışma parçasında fuko akımları oluşur.

$$E = \frac{d\lambda}{dt} = N \cdot \frac{d\phi}{dt} \quad (\text{II.5})$$

Sonuç olarak indüksiyon akımı ve fuko akımının oluşturduğu elektrik enerjisi denklem (II.6)'da anlatıldığı şekilde bir ısı enerjisine dönüşür [5].

$$P = E^2 / R = I^2 \cdot R \quad (\text{II.6})$$

II.2.2. FUKO AKIMLARI

Değişken manyetik alan içerisinde bulunan iletken malzemelerden oluşmuş nüve elemanları, kısa devre edilmiş iletken gibi davranırlar ve üzerlerinden girdap akımları dolaşır. Nüve üzerinden dolaşan bu akımlara fuko akımları denir. Fuko akımları indüksiyon ısıtma uygulamaları dışında istenmeyen bir durumdur.

İndüksiyonla ısıtmada ısıtılacak metal parça bobinin nüvesi gibi düşünülürse, parça üzerindeki fuko akımları nedeniyle I_{fuko}^2 R omik kayıpları oluşarak parça ısınır. Bu kayıplar bobindeki yüklem miktarını da etkilemektedir. Malzemenin ısınmasını sağlayan bu kayıp, elektriki olarak bobine seri eşdeğer bir direnç ile temsil edilebilir [20].

İndüksiyonla ısıtma sistemlerinde malzemenin ısıtılması büyük ölçüde fuko akımları tarafından sağlanmaktadır. Bu nedenle indüksiyonla ısıtma sistemi tasarlanırken fuko akımlarını etkileyen çalışma frekansı, malzemenin iletkenliği, manyetik geçirgenliği, kalınlığı ve şekli gibi faktörler göz önünde bulundurulmalıdır.

II.2.3. HİSTEREZİS KAYIPLARI

Histerezis kaybı, malzemede moleküllerin frekansın şiddetine bağlı olarak yön değiştirmesi sırasında birbirlerine sürtünmeleri sonucunda ısı şeklinde ortaya çıkan enerjidir. Genellikle ısı işlemlerde histerezis kayıplarının katkısının, fuko akımları kayıplarına oranla çok düşük olması sebebi ile ihmal edilirler [20].

Histerezis kayıpları, denklem (II.7)'de anlatıldığı gibi hesaplanır.

$$P_h = K_h \cdot f \cdot B_m^{1.6} \quad (II.7)$$

Burada;

K_h : Histerezis katsayısı

f : Frekans (Hertz)

B_m : Akı yoğunluğunun maksimum değeri (Wb/m²)

II.2.4 DALMA DERİNLİĞİ

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. Deri olayından dolayı indüksiyonlu ısıtmada akımın çoğu, çalışma parçasının yüzeyinden geçer. Çalışma parçasının merkezine doğru, akım yoğunluğu denklem (II.8)'de görüldüğü gibi üstel olarak azalır ve merkezde akım akışı neredeyse sıfır olur.

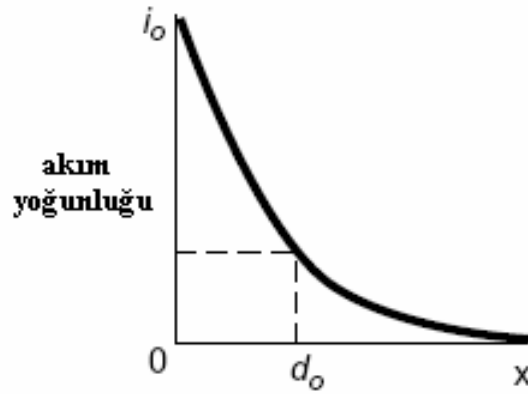
$$i_x = i_0 \cdot e^{-x/d_0} \quad (\text{II.8})$$

Burada;

i_x : Nesne yüzeyinden uzaktaki (x noktasındaki) akım

i_0 : Cisim yüzeyindeki akım

d_0 : Frekansa bağlı değişen sabit değer



Şekil II.4. Dalma derinliğinin üstel olarak azalması

Grafik üzerinde görüldüğü gibi cismin en dış yüzeyinde akım yoğunluğu maksimumdur ve merkeze doğru inildikçe azalmaktadır. Bütün akımın malzeme yüzeyinden itibaren yüzeydeki yoğunlukla geçmesi halinde erişebileceği derinlik, dalma derinliği olarak adlandırılır ve denklem (II.9)'deki gibi edilir [5].

$$\delta = 503 \cdot \sqrt{\frac{\rho}{\mu_r \cdot f}} \quad (\text{II.9})$$

Burada;

ρ : Özgül direnç ($\Omega \cdot \text{mm}^2/\text{m}$)

μ_r : Bağıl manyetik geçirgenlik (A/m)

f : Frekans (Hz)

δ : Dalma derinliği (mm)

Çalışma parçasına geçen ısıtma gücü ise;

$$P = k.I^2 \cdot \sqrt{\mu \cdot \rho \cdot f} \quad (II.10)$$

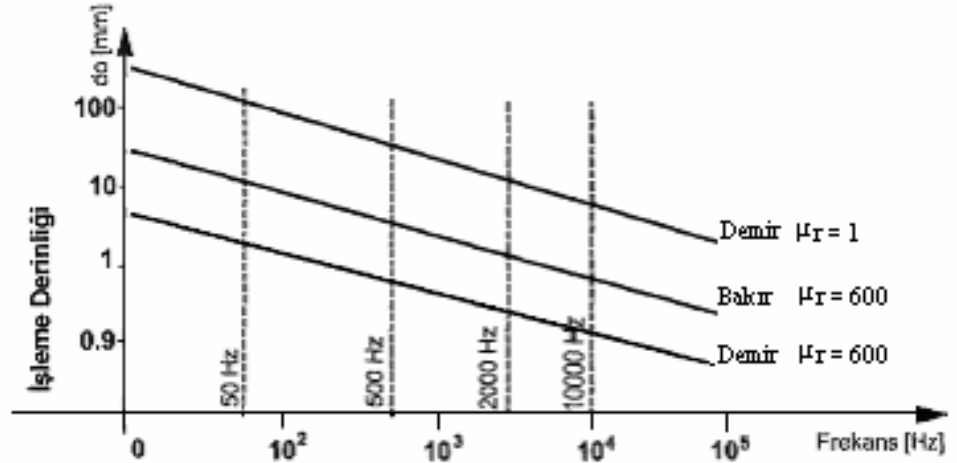
Burada;

k : sabit;

P : ısıtma gücü(W);

I : indüksiyon bobininden geçen akım(A)

Eşitlikten görüleceği gibi frekansın artması deri kalınlığını azaltır. Dolayısıyla akım parçanın en dış yüzeyinde dağılır. Dalma derinliğinin malzemenin ρ ve μ katsayılarına bağlı olması ve bu sabit katsayıların sıcaklığa bağlı olarak değişmesi sistemin tasarımında göz önünde bulundurulması gereken özelliklerdir. Şekil II.5’de dalma derinliği ile frekans arasındaki ilişki görülmektedir [21].



Şekil II.5 İşleme derinliği – frekans eğrileri

Isıtma işlemi süresince manyetik parçaların sıcaklığı, Curie sıcaklığına ulaştığında yükün direnci ve indüktansı değişir. (Kalıcı olarak mıknatıslanabilen malzemelerin -ferromanyetler- bu özelliklerini kayb ettikleri sıcaklığa Curie sıcaklığı denir. Bu isim, bu malzemelerin manyetik özelliklerinin sıcaklıkla değişimini inceleyen Pierre Curie'nin anısına verilmiştir. Curie sıcaklığı erime sıcaklığıyla aynı

değildir. Örneğin, saf demirin Curie sıcaklığı 770°C olmasına rağmen erime sıcaklığı 1535°C'dir.)

Pratikte, çalışma parçası, hem manyetik (demir veya çelik gibi) hem de manyetik olmayan (altın veya alüminyum gibi) malzeme olabilir. Manyetik malzemelerde ek olarak mıknatıslanma kayıpları olduğundan bu tip malzemelerin ısıtılması daha kolaydır [22].

Malzemenin iletkenliği büyük ölçüde sıcaklığa bağlı olduğundan ortalama sıcaklığın alınması gerekir. Aynı şekilde μ_r bağıl manyetik geçirgenliği de sıcaklığa bağlıdır. μ_r ayrıca demir cinsi malzemelerde alan şiddetine de bağlıdır. Curie noktasının üzerinde demir cinsi malzemeler manyetik özelliklerini kaybettiklerinden $\mu_r=1$ olur. Karbon yüzdesi az olan karbon çeliklerinde Curie noktası 768°C'dir.

Kullanılan frekans ne kadar büyük olursa, dalma derinliği o kadar küçük olur. Demir cinsi malzemelerde Curie noktasının altındaki dalma derinliği hayli küçüktür

Curie noktasının üstünde ise demir olamayan metallere de büyüktür. Isıtmada iyi bir verim sağlayabilmek için ısıtılacak parçanın kalınlığı veya çapı en az dalma derinliğinin 4 katı olmalıdır. Pratik olarak frekansın seçilmesi bu şart sağlanacak şekilde yapılabilir.

Tablo II.1 Bazı metaller için dalma derinliği değerleri

	50 Hz	150 Hz	1 KHz	10MHz	450KHz
Bakır	9,2	5,3	2,1	0,65	0,096
Alüminyum	11,6	6,7	2,6	0,82	0,12
Demir *	2,2	1,3	0,51	0,16	0,023
Demir **	62,0	37,0	14,0	4,5	0,89
Çelik *	0,78	0,46	0,18	0,057	0,008
Çelik **	22,0	13,0	5,1	1,60	0,23
Nikel *	0,65	0,38	0,15	0,05	0,007
Nikel **	18,0	11,0	4,3	1,3	0,19

* Curie sıcaklığının altında ($\mu_r = 800$ alınmıştır)

** Curie sıcaklığının üstünde

II.3 ISI TRANSFERİ AŞAMALARI

Isıtma süresi boyunca sıcaklık parça üzerinde dengeli dağılmaz. Parçanın hemen altında ısı dağılımı mümkün olur. Yani bu bölümdeki metal ergimeye başladığı halde parçanın iç kısımları yeterince ısınmamış olur [23].

Yüksek frekansların parçanın yüzeyi ile merkezi arasındaki ısı farkını artırdığını göstermiştir. Endüksiyon ile ısıtmada ısı dağılımı üç aşamada incelenebilir:

1) Transient aşaması: Parçanın yüzeyine enerji uygulandığında ısı hemen yükselmeye başlar. Bu anda parçanın diğer kısımları hiç ısınmaz. Parça üzerindeki her bir tabaka ısı transfer etmeden önce kendi tabakasinda ısı depo eder. Bu aşama her tabaka kendi enerjisini depo edip diğer kısma aktarana kadar devam eder.

2) Sabit Isı Yükselmesi: Transient aşaması bittiğinde ısı tüm parça boyunca doğrusal şekilde yükselir. Yani W/m^3 oranı sabittir.

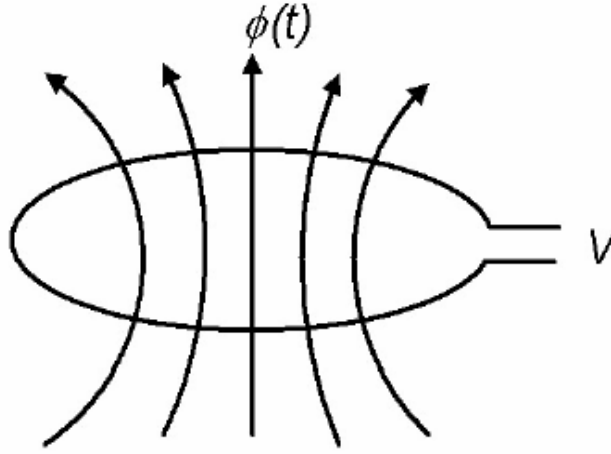
3) Soğurma Zamanı : Genellikle parçanın merkezi ile yüzeyi arasındaki sıcaklık farkı parçanın hemen kullanılabilmesi için çok yüksektir. Bu nedenle dengeli ısı dağılımı için zamana ihtiyaç vardır [24].

II.4 ISITMA BOBİNİ

İndüksiyonla ısıtma için yapılan bobin tasarımları ve bunların gelişimi, basit birçok indüksiyon geometrilerinden, örneğin sarmal bobinden, geniş kapsamlı deneysel verilerden elde edilen bilgiler üzerine kurulmuştur. Bobin tasarımında birçok durum göz önünde bulundurulmalıdır:

1) Bobinden eritilecek malzemeye maksimum enerji transferi için, malzeme bobine olabilecek en yakın mesafede olmalıdır. Isıtılacak alanda bulunan malzemenin içinden maksimum miktarda manyetik akı çizgisinin geçmesi istenir. Malzeme üzerindeki manyetik akı yoğunlaştıkça malzeme içinde üretilen akım o derecede artar.

2) Bir solenoitte akı çizgileri bobinin merkezinde birbirine doğru yaklaşır. Akı çizgilerinin sayısı bobinin içinde yoğunlaşmıştır ve burada maksimum ısınma elde edilir.



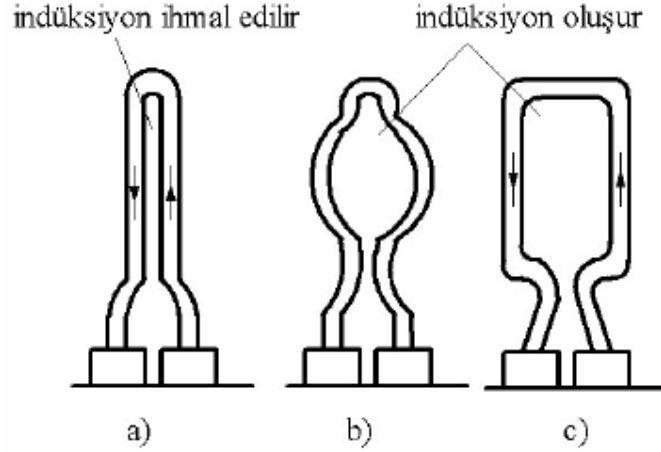
Şekil II.6. Manyetik akının zamanla değişimi

3) Akı çizgilerinin sayısının bobin sarmallarına yakın noktalarda yoğunlaşmaları ve iletkenden uzaklaştıkça azalmaları nedeniyle bobinin geometrik merkezi yetersiz bir akı bölgesidir. Bu nedenle, manyetik alandan etkilenecek bir parça, bobinin geometrik merkezinin dışına yerleştirilecek olursa, bobin sarmallarına yakın bölgelerde daha çok sayıda akı çizgileriyle kesişir ve malzeme daha yüksek oranda ısınır.

4) Sarmalın bağlantı noktalarında yani bobinlerin kaynak noktalarında manyetik alan diğer bölgelere göre daha zayıftır (kaçak fazladır). Bu nedenle indüktörün manyetik merkezinin aynı zamanda indüktörün geometrik merkezi olması şart değildir. Bu etki en çok tek sarmal bobinlerde görülür. Bobinin sarmal sayısı arttıkça ve her sarmaldaki akı bir önceki sarmaldakine eklendikçe bu durumun önemi azalır. Her zaman bobinin içindeki malzemeyi bobin merkezine koymak kolay olmadığından malzeme bu alandan biraz saptırılmalıdır. Ayrıca malzemenin her yerinde aynı etkiyi oluşturabilmek için eğer uygunsa malzeme bobin içinde döndürülmelidir.

5) Bobin tasarımı, bobin içindeki manyetik akı çizgilerinin sayısının azalmasını engelleyecek şekilde yapılmalıdır. Şekil II.7.a'daki kangalın endüktansı neredeyse yoktur. Çünkü endüktörün içinden geçen akımlar yanı endüktörün ters tarafları birbirine çok yakındır. Şekil II.7.b ve Şekil II.7.c'deki endüktörlerin endüktansı

olacak ve bu halkalara yeni halkalar eklemekle, endüktans değerinde bir artış sağlanmış olacaktır. Endüktansı olan bu kangalların içine konulan manyetik özellikleri olan bir malzeme ısınacaktır. Şekil II.7.b ve Şekil2.7.c'deki tasarım, endüktansı olan ve iyi bir bobin tasarımını gösterir.



Şekil II.7 Endüktansı olan ve olmayan bobin tasarımları

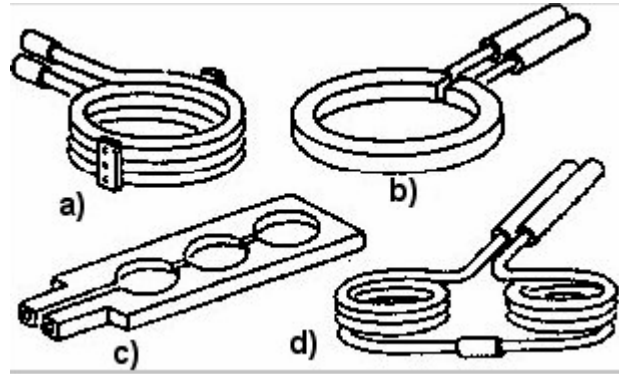
Deneysel verilere dayanan yukarıdaki şekillerden ve açıklamalardan bazı bobinlerle, ısıtılacak yüzeyde manyetik akı yoğunlaştırılabilmekte ve güç yani ısı yükü daha kolay bir şekilde aktarılmaktadır. Örneğin, malzemeyi ısıtmak için kullanılacak bobinler aşağıdaki gibi üç şekilde olabilir:

- Parça ya da ısıtılacak alanın, bobinin içinde olması durumunda, yani manyetik akının en yüksek olduğu sarmal solenoitler.
- Sadece bir yüzeye gelen akı ile ısıtmanın yapılabileceği kek kabı tipi bobinler.
- Sadece bobinin dışındaki akıdan yararlanarak oyukların ısıtmasında kullanılan iç bobinleri [25,26].

II.4.1 Orta -Yüksek Frekans

Basit solenoit bobinler genellikle ısı işleme gibi orta-yüksek frekanslı operasyonlarda güvenlidir. Bunlar tek ya da çok dönüşlü tipleri içerir. Şekil II.8, solenoit tasarıma dayanan birkaç yaygın tipi gösterir. Şekil II.8a çok sarımlı tek-potalı bobinleri gösterir. Bobinlerin bu şekilde adlandırılmasının nedeni genellikle aynı anda anda tek parçanın ısıtılması için bobinlerin kullanılmasındandır. Şekil II.8.b'de tek sarımlı tek potalı bobin, Şekil II.8.c'de ise tek sarımlı çok potalı bobin

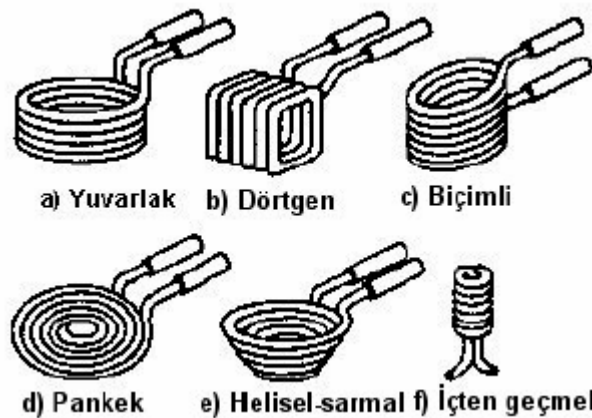
gösterilmektedir. Bu tasarımda tek sarım, her ısıtma potasında çalışma parçasıyla kesişir. Şekil II.8.d çok sarımlı çok potalı bobini gösterir.



a) çoklu sarım, tek pota b) tek sarım, tek pota, c) tek sarım, çoklu pota d) çoklu sarım çok pota

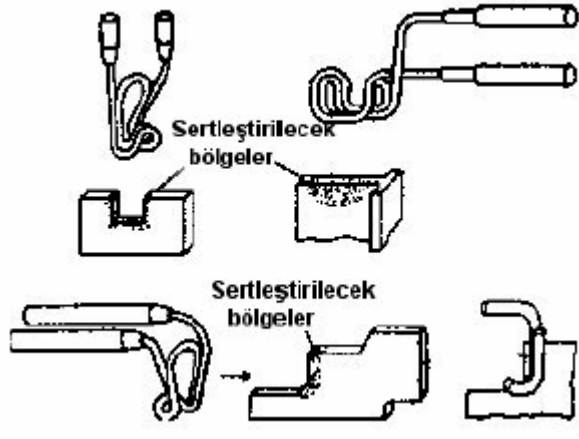
Şekil II.8 Tipik indüksiyon bobinleri

Nadiren orta-yüksek frekans uygulamaları ısı tekdüzeliğini sağlamak için ayarlanmış kuplajlı kontür ya da özellikle ayarlanmış bobinlere ihtiyaç duyar. En basit durumlarda, bobinler bükülür ya da bobinlere parçanın konturuna göre form verilir. (Şekil II.9). Bunlar yuvarlak (Şekil II.9.a), dikdörtgen (Şekil II.9.b) olabilir yada kam bobini gibi özel şekillere ulaşmak için şekillendirilir (Şekil II.9.c). Kek kabı tipi bobinleri (Şekil II.9.d) genellikle, sadece bir taraftan ısıtma gerekli iken ya da parçayı çevrelemenin imkansız olduğu durumlarda kullanılır. Spiral bobinler (Şekil II.9.e) konik dişlileri yada gittikçe incelen cisimleri ısıtmak için kullanılır. İç oyukları, çok sarımlı indüktörlerle bazı durumlarda ısıtılabilirler (Şekil II.9.f). Kek kabı tipi ve iç bobinleri dışında ısınmış parçalar her zaman akı alanının merkezindedir.



Şekil II.9 Değişik şekilli ısıtma amaçlı çok sarımlı bobinler

Parça konturunu önemsemeyen, en verimli bobinler standart yuvarlak bobinlerin değiştirilmiş modifikasyonlarıdır. Konveyör veya kanal bobini, uçları parçanın sürekli geçişini sağlamak için “köprüler” oluşturmak üzere bükülmüş bir dikdörtgen olarak düşünülebilir. Parçalar bununla birlikte her zaman akının yoğunlaştığı kanalların içinde kalırlar. Şekil II.10 sertleştirilecek alanların, bobin sarımlarının merkezi civarında, yani akının en yoğun olduğu yerlerde bulunduğu, benzer durumları gösterir [25].

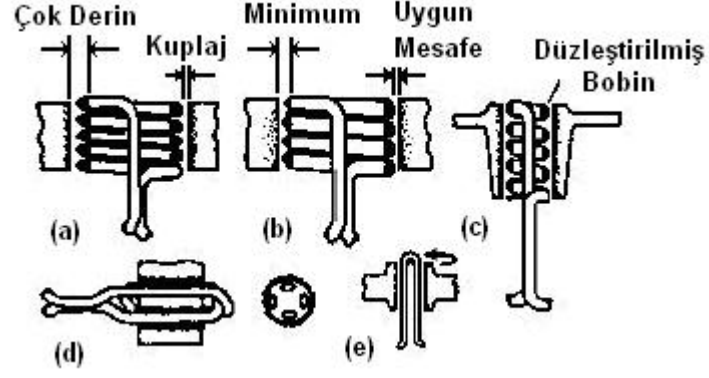


Şekil II.10 Bölgesel ısıtma için değişik şekilli bobinler

II.4.2 İçten Geçmeli Bobinler

Sertleştirmek, tavlama ya da yerleştirme için oyuk içlerinin ısıtılması karşılaşılan en önemli problemlerden biridir. Tüm pratik amaçlar için 450 KkHz güç kaynağıyla ısıtılacak en küçük oyuğun iç çapı 1.1 cm'dir. 10 kHz de pratik en küçük iç çapı 2.5 cm dir.

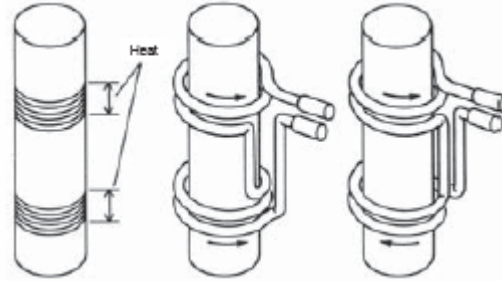
İç bobinleri için borulama yapılabilecek en ince kalınlıkta olmalıdır ve oyuk bobinin uygun olan en yakın yüzeyine yerleştirilmelidir. Şekil II.11.a'da kuplaj uzaklığı çok büyüktür, Şekil II.11.b'de ise bobin modifikasyonu ile tasarım gelişmiştir. Burada kuplaj uzaklığını azaltmak için bobin borusu düzleştirilmiştir ve bobinden çalışma parçasına kadar olan mesafeyi azaltmak için bobinin dış çapı arttırılmıştır [25].



Şekil II.11 İçten geçmeli iç kısımları ısıtma amaçlı değişik şekilli bobinler

II.4.3 Akı Saptırıcıları

Çalışma parçasının Şekil II.12'deki gibi birbirlerine yakın olan iki ayrı bölgesi ısıtılacağı zaman bitişik bobin sarımlarının manyetik alanları tüm çubuğun ısınmasına neden olarak örtüşür. Bu sorunu engellemek için artarda gelen sarımlar birbirlerine ters yönde döndürülebilir. Bu yolla orta alanlar yok olacak ve kalan alanlar sınırlandırılmış olacaktır [25].



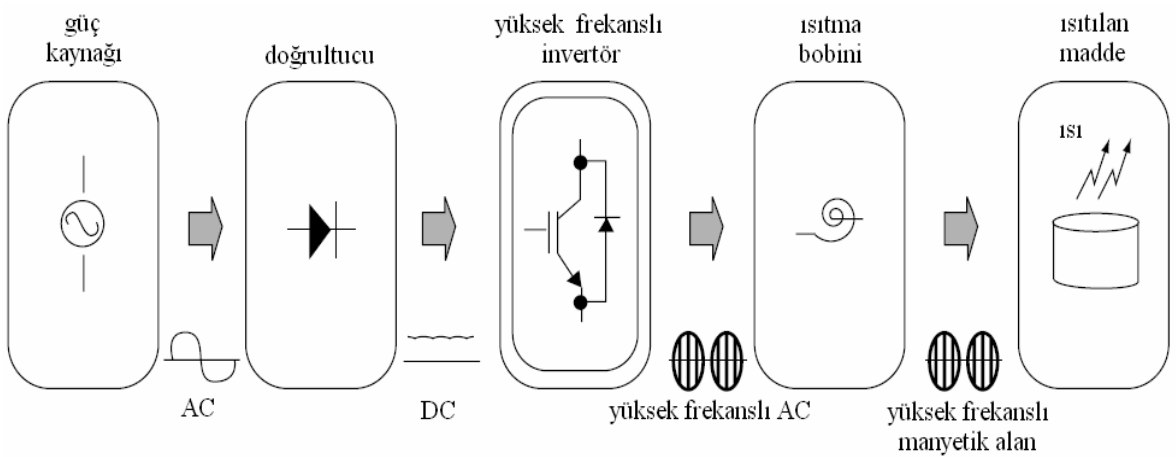
Şekil II.12. Sarımların ters yönde döndürülmesi ile bir çalışma parçasının iki bölgesindeki ısınma şekillerinin kontrol edilmesi

BÖLÜM III

GÜÇ DÖNÜŞÜM SİSTEMLERİ

III.1 İNDÜKSİYON OCAKLARININ TEMEL DİYAGRAMI

İndüksiyon ocağının basitleştirilmiş diyagramı Şekil III.1'deki gibidir. İlk olarak güç kaynağından alınan alternatif akım, diyot modülü ile doğru akıma dönüştürülür. Elde edilen doğru akım yüksek frekanslı tetikleme yapan anahtarlama elemanları (IGBT, MOSFET, SCR vb.) kullanılarak istenilen frekansta alternatif akıma dönüştürülür ve ısıtıcı sargısına uygulanır. Bunun sonucunda Amper Yasasına uygun olarak ısıtıcı bobinin çevresinde yüksek frekanslı bir manyetik alan oluşur. Eğer oluşan manyetik alanın içerisine iletken bir madde konulursa, Faraday kanuna göre iletken üzerinde bir gerilim endüklenir ve Lenz kanuna göre bir fuko akımı oluşur. Bu fuko akımı da iletken yüzeyinde ısı enerjisi olarak açığa çıkar [5].



Şekil III.1. İndüksiyon ocaklarının temel diyagramı

İnvertörler doğru akım enerjisini alternatif akım enerjisine dönüştüren güç elektroniği devreleridir. İnvertörlerin üreteceği dalganın biçimi kullanılan yarı iletken elemanın karakteristiklerine, iletim ve tıkama sürelerine bağlıdır. İnvertörlerde dalga biçimlendirmede temel ilke, tristör, transistor, MOSFET veya IGBT gibi elemanların iletim ve kesim sürelerinin uygun bir şekilde belirlenmesidir. Bu belirleme ile birlikte elemanlar anahtarlama sırası da önemlidir.

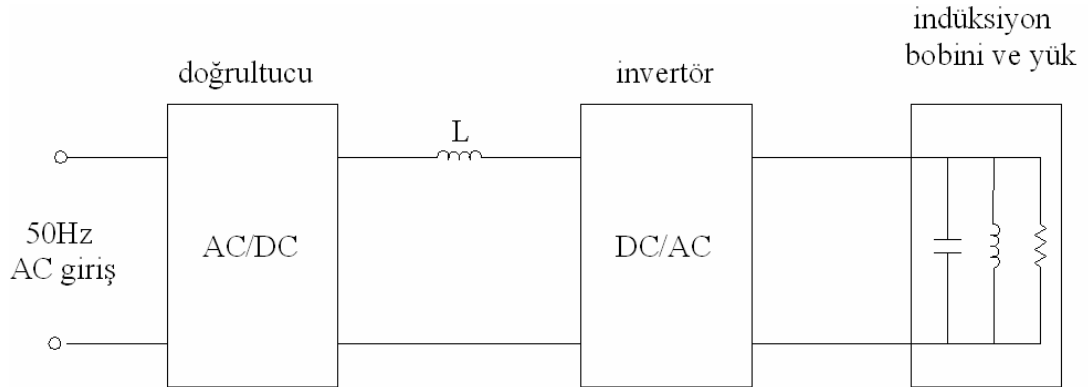
Yarı iletken güç anahtarlarından oluşan statik invertörler, indüksiyon ısıtma sisteminde geniş bir uygulama alanı bulmuştur. Bu alanda birçok invertör teknolojisi geliştirilmektedir. Bunlar arasında en yaygın kullanılanlar;

1. Akım kaynaklı paralel invertör
 2. Gerilim kaynaklı seri invertör
- şeklindedir [27].

DC/AC güç dönüşüm sistemlerinde en yaygın olarak kullanılan invertör tipleri PWM ve rezonans invertör tipleridir. Rezonans invertörlerde anahtar kayıplarının yok denecek kadar az olması ve elektromanyetik parazit yaymamalarından dolayı daha çok tercih edilirler.

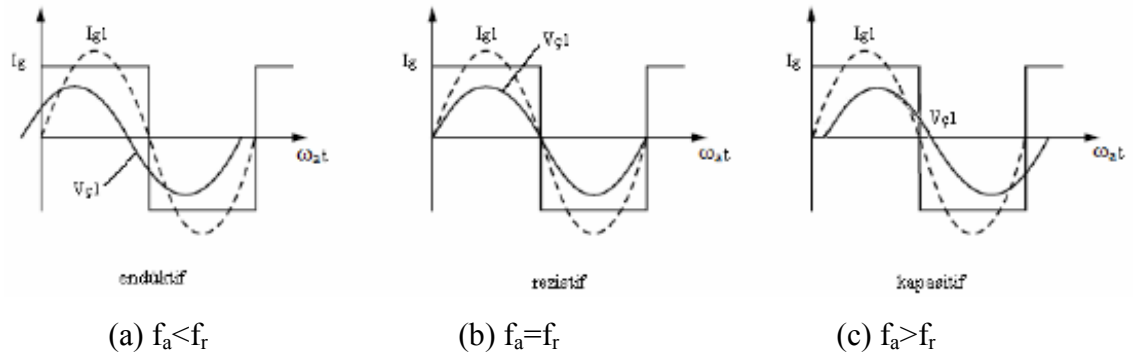
III.1.1 Akım Kaynaklı Paralel Rezonans İnvertör

Akım kaynaklı paralel rezonans invertör devresinde giriş güç kaynağı sabit ve sürekli bir akım üreten doğru akım kaynağıdır. Gerilim kaynaklı seri rezonans invertörde akım, doğru akım gerilim kaynağı tarafından üretilen bir pals akımı iken, akım kaynaklı paralel rezonans invertörde ise sabit ve sürekli bir akım vardır. Bu invertör devreleri de yarım köprü ve tam köprü şeklinde yapılandırılabilirler. Şekil III.2’de akım kaynaklı paralel rezonans invertör devresi gösterilmiştir. Burada giriş gerilimi doğrultulduktan sonra yüksek değerli bir L endüktansı üzerinden invertöre değişmez bir kaynağı akım beslemesi oluşturulur.



Şekil III.2 Akım kaynaklı paralel rezonans invertör

Devre çalışırken, $f_a < f_r$ durumunda endüktif etki gösterir, yük direnci üzerinden geçen akımın bir kısmı kendisine paralel bağlı endüktans üzerinden geçer ve yük direnci içindeki akımı azaltır. $f_a = f_r$ durumunda L-C devresi sonsuz empedans gösterir ve giriş akımının tamamı yük direnci üzerinde yoğunlaşır. Akımın genliği bu durumda maksimum değerine ulaşmıştır ve akım ile gerilim aynı fazdadırlar. $f_a > f_r$ durumunda devre kapasitif etki gösterir. Giriş akımının bir kısmı eşdeğer kapasite üzerinden bir kısmı da yük direnci üzerinden geçmektedir. Bu durumda, endüktif ve kapasitif çalışma durumlarında paralel L ve C elemanlarının üzerinden geçen akım, çıkış geriliminin genliğini rezistif durumdaki çalışmaya göre azaltmaktadır.



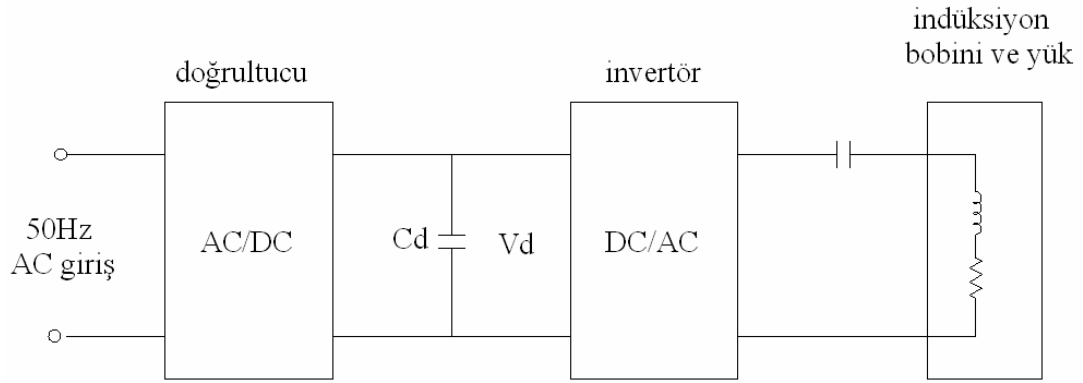
Şekil III.3 Akım kaynaklı yarım köprü paralel rezonans inverterin değişik çalışma durumlarındaki dalga şekilleri

Şekil III.3 üzerinde anahtarlar dönüşümlü olarak anahtarlama yaparken, anahtarlama frekansının rezonans frekansına göre değişik durumlarda çıkış dalga şekilleri verilmiştir. Burada I_{g1} akımı anahtarlardan herhangi birisi kapandığında rezonans devresi üzerine düşen toplam akımın anlık değişimi, $V_{\phi 1}$ gerilimi ise çıkış geriliminin anlık değişimini göstermektedir.

Bu invertör devresinde de çıkış gücünü kontrol etmek için ya anahtarlama frekansı değiştirilir ya da giriş akımının genliği değiştirilir. Devre sabit giriş akımı ile endüktif durumda çalışırken anahtarlama frekansının artırılması çıkış gücünü azaltırken, devre yine sabit giriş akımı ile kapasitif çalışma durumundayken anahtarlama frekansının artırılması çıkış gücünü artırır [28].

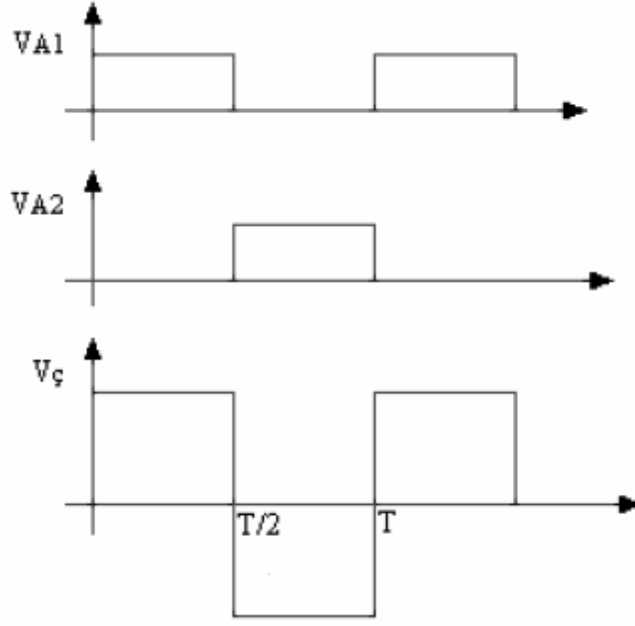
III.1.2 Gerilim Kaynaklı Seri Rezonans İnvörtörler

Gerilim kaynaklı invörtör devrelerinde, invörtörlerin girişi, batarya veya kontrollü bir doğrultucu çıkışından elde edilen doğru akım gerilim kaynağı gücüdür. Şekil III.4'te görülen gerilim kaynaklı seri rezonans invörtör devresinde, giriş gerilimi bir doğrultucu tarafından doğrultulur, C_d kondansatörü tarafından düzeltilerek invörtöre değişmez bir gerilim beslemesi sağlanır. Tek fazlı veya üç fazlı gerilim kaynaklı invörtörler endüstride yaygın olarak kullanılmaktadırlar. Gerilim kaynaklı invörtör devrelerinin performansı, ilk başlarda tristörlerin hızlı bir şekilde kesime geçememesi, ters toparlanma karakteristiklerinin yavaş olması gibi sebeplerden dolayı çok fazla önemsenmemiştir fakat günümüzde gelişen yarı iletken teknolojisi ile tristörlerin kesime geçme zamanı ve diyotların toparlanma süreleri geliştirilerek gerilim kaynaklı invörtörler yeniden gündeme gelmiştir. Bir fazlı gerilim kaynaklı seri invörtör devresi Şekil III.4'de görülmektedir [27].



Şekil III.4 Gerilim kaynaklı seri rezonans invörtör

Bu invörtörlerde, çıkış gerilimi Şekil III.2 (b)'de görüldüğü gibi kare dalgadır. Çıkış geriliminin genliği giriş geriliminin genliği değiştirilerek ayarlanabilir. Giriş gerilimi genliği, yarı iletken elemanların geniş bir frekans aralığında frekans kontrollü anahtarlanması ile ayarlanabilmektedir.



Şekil III.5 Gerilim kaynaklı invertöre ait anahtarlama ve çıkış gerilimlerinin dalga şekilleri

Akım kaynaklı paralel rezonans invertörlerde olduğu gibi, bu tip invertör devreleri de indüksiyon ısıtma uygulamalarının yanı sıra flüoresan lambaların elektronik balast uygulamalarında ve dielektrik ısıtma gibi diğer uygulamalarda kullanılmaktadırlar.

III.2 DARBE GENİŞLİK DEĞİŞTİRME (PWM)

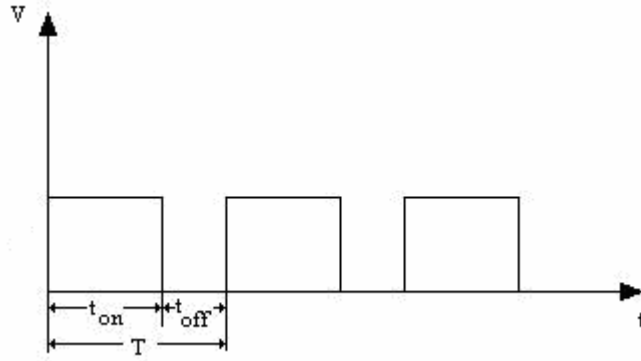
İnvertördeki anahtarlama elemanlarının her dalga için anahtarlama sürelerinin ayarlanmasına, her dalgadaki tetikleme anlarının artırılmasıyla ve azaltılmasıyla oluşan işaretlerin denetlenmesine Darbe Genişlik Değiştirme (PWM) denir. Bu yöntemin en temel hali DC kıyıcılarında kullanılır ve PWM yönteminde giriş gerilimi ve çıkış yükü değişse bile çıkış geriliminin ortalaması istenen değerde tutulabilir.

Mevcut yöntemlerden biri anahtarlama frekansını (PWM 'in periyodunu $T = t_{on} + t_{off}$) sabit tutmak ve anahtarın t_{on} süresini değiştirerek, ortalama çıkış gerilimini istenilen düzeyde ayarlamaktır. Bu yöntem sabit frekans yöntemi olarak tanımlanır. Burada ayarlanan t_{on} süresinin T periyot süresine oranı darbe periyot oranı (duty cycle) olarak tanımlanır.

$$D = \frac{t_{on}}{T} \quad (III.1)$$

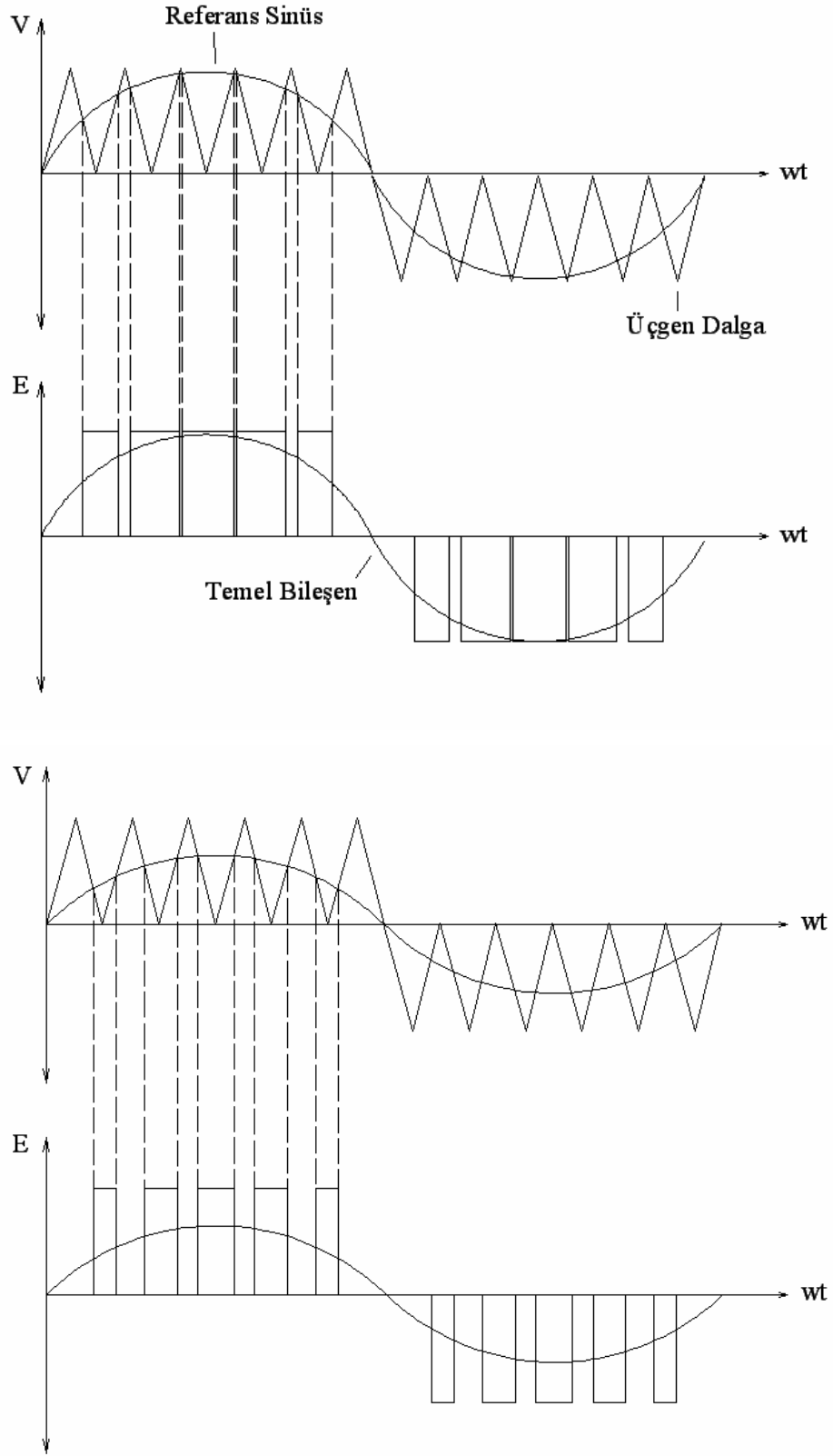
Burada, D doluluk oranını ifade eder.

Diğer bir kontrol yöntemi ise değişken frekans yöntemidir. Bu yöntemde DC invertörün frekansı yani periyodu değiştirilir ve bu değişim sırasında t_{on} veya t_{off} sabit tutulabilir. Darbe periyot oranını kontrol eden bu yöntem frekans modülasyon yöntemi olarak anılır. Bu yöntem uygulamalarda yalnızca tristörlü DC kıyıcılarda kullanılır [29].



Şekil III.6 Darbe genişlik değiştirme (PWM)

İnvertörlerde yarı iletken anahtarlama elemanlarının tetikleme anlarını belirlemek ve eş zamanlamayı sağlayabilmek için Şekil III.7'de gösterilen yöntem kullanılır. İnvertör çıkış gerilimini belirleyecek bir sinüs referans işareti, frekans ve genliği sinüsten daha büyük bir üçgen dalga ile karşılaştırılır. Bu iki işaretin çakışma noktaları, anahtarlama elemanlarının tetikleme anlarını belirler. Bindirimli işaret, iki işaretin eşit olduğu noktalarda seviye değiştirmektedir. İnvertörün çıkış gerilimini azaltmak veya yükseltmek için referans sinüsün genliği azaltılır veya yükseltilir. Frekansın değiştirilmesi, sinüs işaretin frekansının değiştirilmesi ile elde edilir.



Şekil III.7 Darbe genişlik değiştirmeli invertörün çeşitli dalga çıkış biçimleri

PWM sürücülü (ya da kaynaklı) invertörlerde en önemli problem, anahtarlama kayıplarıdır. Anahtarlama elemanlarında ısınma meydana gelir. Anahtarların ilettime ve kesime gitmesinde kayıplar oluşur. Bu kayıplar güç kaybını oluşturur ve işlem frekansı ile doğru orantılıdır. İletim ve kesim kaybı toplam güç kaybının büyük bir kısmını oluşturur. Bu noktada verim hızla düşer, anahtar elemanı üzerindeki termal ve elektriksel zorlamalar iyice artar. Ayrıca invertörlerin dalga şekillerindeki yüksek di/dt ve dv/dt 'den dolayı elektromanyetik parazitler oluşur. Bu da şebeke kirliliğine yol açar. Fakat bunun yanında eğer anahtar elemanları kesime veya ilettime giderken eleman üzerindeki gerilim ve/veya akım sıfır olduğunda anahtarlama yapılırsa bu sakıncalı durumlar minimuma indirilebilir [6].

III.3 REZONANS İNVERTÖRLER

Rezonans invertörler, bir AC sistemi için veya başka bir DC sistemi elde edebilmek için bir DC sistemine bağlı olarak çalışırlar ve bu sistemler arasında güç transferi, çıkış akımının veya çıkış geriliminin kontrolü ile gerçekleştirilir [30].

Bir indüksiyonlu ısıtma sisteminin yükü, gerçekte ısıtılacak parçanın yerleştirildiği bir indüksiyon bobinidir. İndüksiyon bobini endüktiftir ve yük bobin endüktansıyla seri veya paralel bir eşdeğer direnç ile gösterilir. Bobinin direkt beslenmesi, görünür gücün aktif güce göre oranının çok yüksek olması ile sonuçlanır. Bu nedenle ısıtma bobininin kompanze edilmesi gerekir. Bobin endüktansından dolayı oluşan düşük güç faktörünü kompanze etmek ve bobin endüktansına sinüsoidal akım sağlamak için bir rezonans kondansatörü bobine seri veya paralel bağlanır [31].

Rezonans devresi içermeyen DC/AC invertörlerde, kontrollü yarı iletkenler anahtarlama konumunda çalışmakta ve anahtarların ilettime ve kesime geçişi tam yük akımı altında gerçekleşmektedir. Anahtarlar açma kapama sırasında anahtar uçlarında büyük gerilimlere maruz kalırlar. Aynı zamanda anahtarlarda, darbe genişlik değiştirmenin frekansı ile doğrusal olarak artan bir güç kaybı da meydana gelir. Anahtarlama konumunda çalışmanın bir diğer olumsuz yanı ise anahtarlama esnasında oluşan di/dt ve dv/dt nedeniyle çok yüksek elektromanyetik girişimin (EMI) meydana gelmesidir.

Güç elektroniği çeviricilerinin hacim ve ağırlığını küçültüp güç yoğunluğunu artırmak amacıyla anahtarlama frekansı artırılmak istenir. Bunun sonucunda ise anahtarlama konumunda çalışmanın ortaya çıkardığı sorunlar daha da büyür. Anahtar

iletimden kesime veya kesimden iletme geerirken, anahtar akımının veya geriliminin anahtarlama anında sıfır yapılmasıyla bu sorunlar en aza indirilebilir. Boylice yuksek frekanslarda da verimli çalışma olanağı sağlanmış olur. Bu devrelerin çalışma prensibinde bobin (L) ve kondansatör (C) elemanlarının birbiriyle etkileşimi sonucu rezonans olayı meydana geldiği için bu devreler genel olarak rezonans invertör devreleri olarak adlandırılırlar.

Rezonans invertörlerin avantajı kullanılan L-C devresinden kaynaklanmaktadır. Bunlar, filtre gibi davranarak sinüsoidale benzer dalga şekilleri oluşturması, dv/dt , di/dt parametrelerini azaltarak EMI etkisini azaltması, sıfır akım veya gerilimde anahtarlama ile çıkış gücünün, geriliminin anahtarlama frekansı ile değişimi sağlanmaktadır. İntertör devrelerinde kullanılan anahtarlar sıfır akımda veya sıfır gerilimde iletme ve kesime girdikleri için teorik olarak anahtar kayıplarına sahip değildirler. Bu yüzden rezonans dönüşüm yaklaşımları, sıfır akım veya sıfır gerilim anahtarlama durumlarının kullanımı ile gündeme gelmişlerdir. [30,32]

Rezonans invertörlerde kullanılan yarı iletken elemanlar, yüksek frekanslı invertörlerde kullanılan yarıiletken elemanlara göre daha düşük iletim kayıplarına sahiptir. S anahtarı iletme geçtiği veya iletimden çıktığında meydana gelen enerji kaybı (III.2)'de verilmiştir.

$$E_{KAYIP} = \int_0^{t_{ak}} V_S \cdot I_S \cdot dt \quad (III.2)$$

Burada;

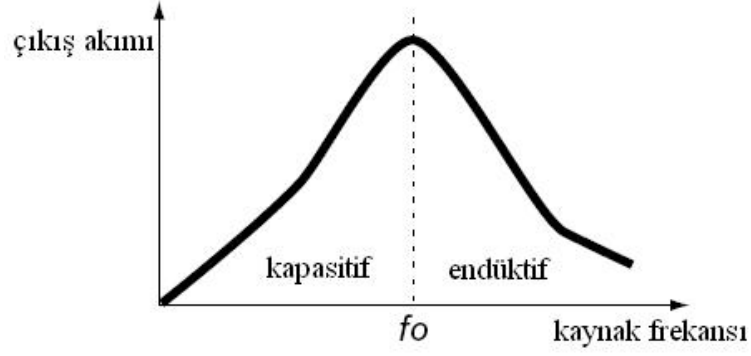
E_{KAYIP} : Anahtardaki enerji kaybı (W)

V_S : Anahtar geriliminin pik değeri (V)

I_S : Anahtar akımının pik değeri (A)

t_{ak} : İletime geçmesi ve kesimden çıkması için gereken süre

Rezonans frekansı enerji transferinin hızını belirler. Değeri kapasitans ve endüktansa bağlıdır. Kaynak frekansı, rezonans frekansına eşdeğer olduğunda devreden geçen akım tepe değerine ulaşır. Kaynak frekansı, rezonans frekansından yüksek veya alçak olduğunda ise devreden geçen akım azalır.



Şekil III.8 Frekans Eğrisi

Rezonans invertörlerde rezonans devresi kondansatör, endüktör ve rezistanstan oluşur. Genel olarak iki tip rezonans invertör kullanılır. Bunlar;

1. Seri rezonans devreli invertör
2. Paralel rezonans devreli invertör

şeklinde incelenebilir.

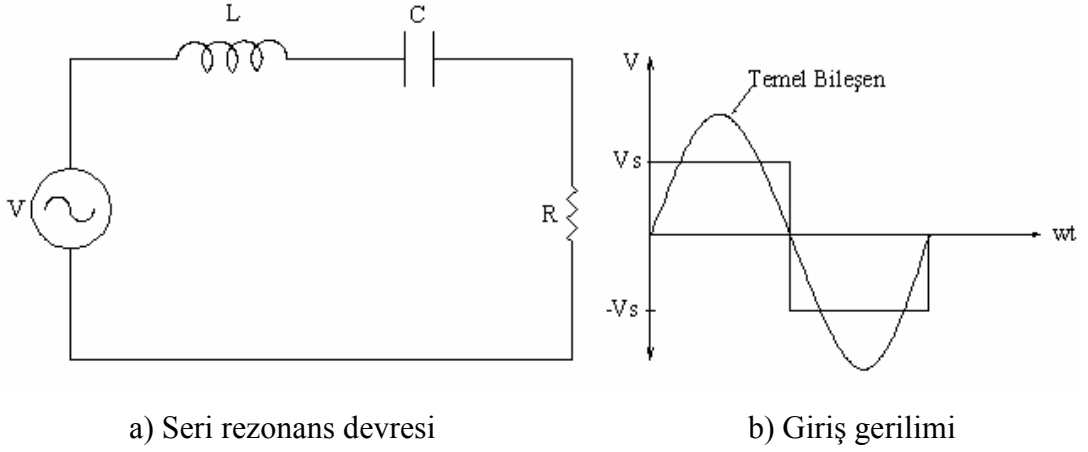
Tablo III.1 Paralel ve seri rezonans devreli inverterin karşılaştırılması

Karşılaştırma Konusu	Paralel R.Dev. İverter	Seri R.Dev. İverter
Girişte	Büyük L akım sabiti	Büyük C gerilim sabiti
Çıkışta	Gerilim sin. ve artabilir	Akım sin. ve aratabilir
Komütasyon türü	Doğal	Doğal
AC şebekeyi bozma	Fazla	Az
Dinamik hız	Düşük	Yüksek
Yükten etkilenme	Çok	Az
Kontrol	-	Daha kolay
Kararlılık	-	Daha iyi
Ters akım diyodu	Yok	Var
Tristörde	di/dt yüksek	du/dt yüksek
Tristör iletime girerken	Gerilim değeri düşük	Akım değeri düşük
Tristör iletimden çıkarken	Gerilim düşük	Akım sıfır
Diyot iletimden çıkarken	-	Akım düşük

III.3.1 Seri rezonans devreli invertör

Seri rezonans invertörler, rezonans akımı osilasyonuna dayanır. Komütasyon elemanları ve anahtarlama elemanları sönümsüz bir devre oluşturmak için yüke seri bağlanırlar. Anahtarlama elemanları üzerindeki akım devrenin karakteristiklerinden

dolayı sıfıra iner. Eğer anahtarlama elemanı bir tristör ise, bu durumda tristör kendinden komütasyonludur. Bu tip invertörlerin çıkış geriliminin dalga şekli yaklaşık olarak sinüsoidaldır (200Hz-100KHz arası yüksek çıkış frekanslarında). Çoğunlukla sabit çıkış uygulamalarında (indüksiyon ısıtma, solar sistemler vb.) kullanır. Yüksek anahtarlama frekansından dolayı komütasyon elemanlarının boyutları küçüktür.



Şekil III.9 Seri Rezonans İnvörtör

Bu invertörler tek anahtarlı, yarım köprü ve tam köprü seri rezonans invertör gibi yapılarda dizayn edilebilirler. Şekil III.9'de seri rezonans devresi ve giriş geriliminin dalga şekli görülmektedir. Devrenin çıkış frekansı, aynı zamanda rezonans frekansdır;

$$f_0 = f_r = \frac{\omega_r}{2\pi} \quad (III.3)$$

şeklinde ifade edilir ve birimi hertz (Hz)'dir. Sönümlü rezonans frekansı ise;

$$\omega_r = \left(\frac{1}{L.C} - \frac{R^2}{4L^2} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (III.4)$$

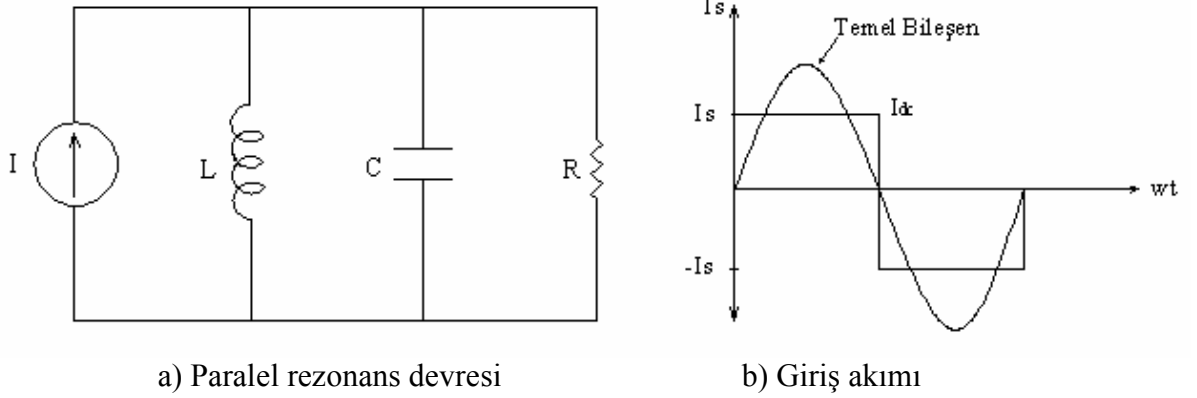
kaynaktan çekilen akımın pik değeri ise;

$$I_P = V_S \cdot \sqrt{\frac{C}{L}} \quad (III.5)$$

şeklinde hesaplanır.

III.3.2 Paralel rezonans devreli invertör

Paralel rezonans invertörler bir akım kaynağından beslenir. Devre anahtarlama frekansında yüksek empedans karakteristiği gösterir. Bu invertörler tek anahtarlı, yarım köprü ve tam köprü paralel rezonans invertör gibi yapılarda dizayn edilebilirler. Şekil III.10'da bir paralel rezonans devresi görülmektedir. Akım sürekli kontrol edilerek hata durumunda daha iyi bir kısa devre koruması yapması sağlanır. R, L, C üzerinden geçen akımların toplamı kaynak akımını verir.



Şekil III.10 Paralel Rezonans İvertör

Kaynaktan çekilen toplam akım;

$$I_s = c \frac{dv}{dt} + \frac{V}{R} + \frac{1}{L} \int V_{dt} \quad (III.6)$$

sönümlü rezonans frekansı ise;

$$\omega_r = \left(\frac{1}{L.C} - \frac{1}{4R^2.C^2} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (III.7)$$

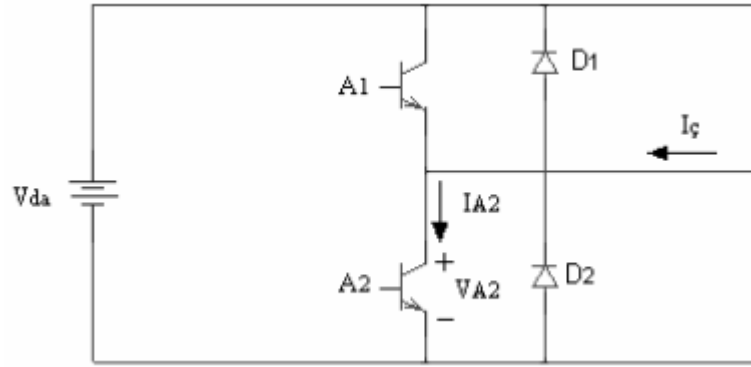
I_i giriş akımı olmak üzere;

$$I_i = \frac{4I_s}{\sqrt{2\pi}} \quad (III.8)$$

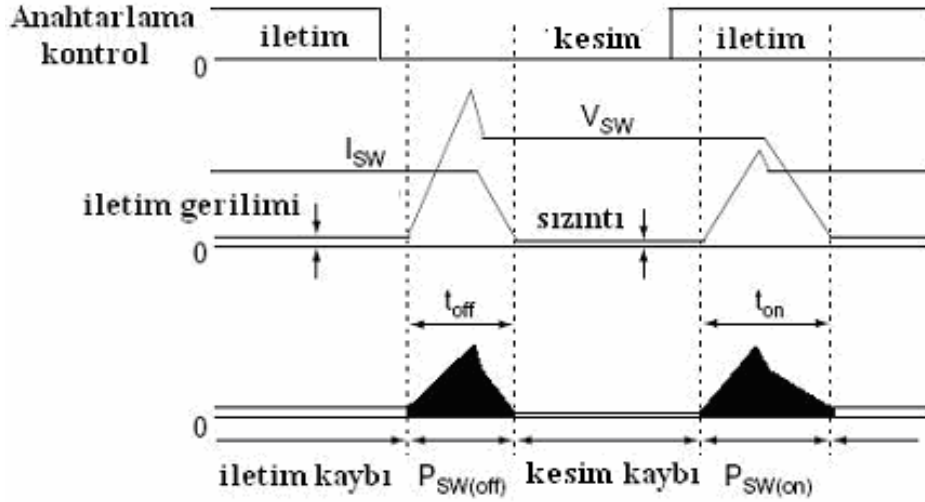
şeklinde hesaplanır [6].

III.4 ANAHTARLAMA KAYIPLARI

Genel olarak güç sistemlerinde kullanılan PWM DC-DC konvertörler ve DC-AC inverterlerde yarıiletken anahtarlama elemanları Hard Switch Modunda çalışırlar. Bu modda anahtarlama gerçekleştiğinde belirli gerilim seviyesinde belirli bir akım geçirilir veya kesilir. Anahtar iletimden kesime veya kesimden iletime geçerken meydana gelen yüksek akım ve gerilimin neden olduğu kayıplar anahtarlama kayıplarıdır. Şekil III.11'deki devre ele alındığında alt kolda bulunan A_2 anahtarının akım ve gerilim dalga şekilleri Şekil III.12'de görülmektedir.



Şekil III.11 Yarım köprü invertör



Şekil III.12 Anahtarlama elemanının dalga şekli

Başlangıçta A_2 anahtarının iletimde olduğu düşünülürken, bu andan sonra A_2 anahtarı kesime geçirmek üzere bir kontrol sinyali uygulanır. Anahtarın gerilimi V_g

gerilimine kadar hatta kaçak endüktanslardan dolayı bu değerin de üzerine çıkar. Bu andan itibaren anahtar akımı sifıra yaklaşır ve kesime geçiş süresinin sonunda sıfır değerini alır. Akımın sifıra ulaşması ideal anahtarlarda olduğu gibi bir anda gerçekleşmediği için anahtar, üzerindeki akım sıfır değerine ulaşmaya kadar üzerine düşen V_g gerilimi ile birlikte anahtarlama güç kayıplarını meydana getirir. Anahtarın kesime girmesi ile birlikte I_c akımı D_1 diyotu üzerinden akmaya başlar. A_2 anahtarının kesime geçişi esnasındaki meydana gelen güç kaybı $P_{sw(OFF)}$ Şekil III.12’de koyu boyalı alanda gösterilmiştir.

Aynı anahtarın iletme geçişi incelenecek olursa, anahtar iletme geçmeden önce I_c akımı D_1 diyotu üzerinden akmaktaydı, anahtarın üzerindeki sıfır akım iletim sinyalinin alınmasıyla birlikte I_c değerine ulaşır. Bu sırada D_1 diyotunun akımı da sifıra yaklaşır ve Şekil III.14 üzerinde de görüldüğü gibi D_1 diyotunun ters toparlanma akımı kadar I_c akımını aşar. İletim süresinin sonunda D_1 diyotu kesime geçer ve akımın tamamı A_2 anahtarından akmaya başlar. Yalıtım durumundan iletme geçerken meydana gelen anahtarlama kaybı $P_{sw(ON)}$ Şekil III.12’de koyu boyalı alanda gösterilmiştir.

Anahtarlama kayıpları EMI problemine neden olmaktadır. Çünkü çalışma anında yüksek miktarda di/dt ve dv/dt oluşmaktadır. İletim ve kesime geçiş durumlarında meydana gelen anahtarlama kayıpları (III.9) yardımı ile hesaplanabilir.

$$P_A = \frac{1}{2} V_A \cdot I_A \cdot f_s \cdot (t_{on} + t_{off}) \quad (III.9)$$

Burada;

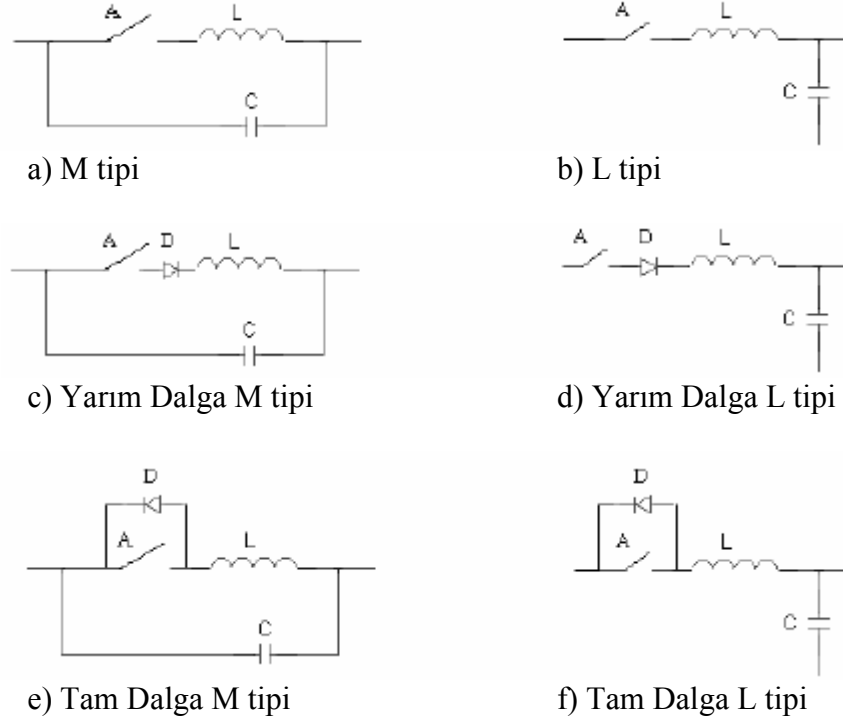
- P_A : anahtarlama kaybı (W)
- V_A : anahtarlama gerilimi (V)
- I_A : anahtarlama akımı (A)
- f_s : anahtarlama frekansı (khz)
- t_{on} : anahtarlama açma zamanı (s)
- t_{off} : anahtarlama kapama zamanı (s)

Anahtarlama frekansını yükselterek transformatör ve filtre boyutları küçültülebilir, bu da yüksek güçlü ama küçük ve hafif bir konvertör yapılmasını sağlar. Fakat daha önce de belirtildiği gibi anahtarlama kayıpları, sistemdeki güç çevirim verimini düşürür. Anahtarlama devresine paralel bağlanan basit bir snubber devresi ile anahtarlama kayıpları kısmen engellenebilir. Bununla birlikte sistemde oluşan anahtarlama kayıplarının toplam miktarı aynı kalır. Gerçekte engellenen kayıplar snubber devresine taşınır.

III.5 REZONANS ANAHTARLAMA TEKNİKLERİ

Yüksek anahtarlama frekansında yüksek enerji çevrim verimi, gerilim veya akım elde edilebilir. Bu da yumuşak anahtarlama (soft switching) olarak adlandırılır ve iki alt kategoriye ayrılır: sıfır-gerilim anahtarlama ve sıfır-akım anahtarlama. Sıfır-gerilim anahtarlama, iletme geçme anından hemen önce anahtarlama devresindeki gerilimi sıfıra indirerek iletme geçmedeki anahtarlama kayıplarını engellemeyi amaçlar. Sıfır-akım anahtarlama ise kesime gitme anından hemen önce anahtarlama devresinden akım geçmesini engelleyerek kesime gitmedeki anahtarlama kayıplarını engeller [5].

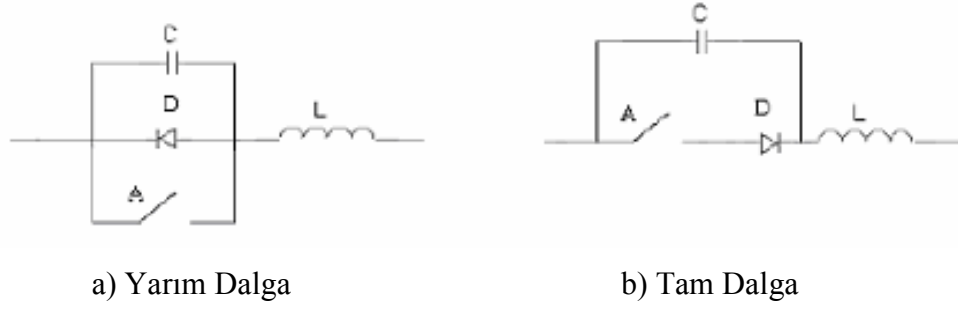
Anahtarların iletme ve kesime geçiş anlarında sıfır akım veya sıfır gerilim şartlarına sahip olmaları anahtarlama güç kayıplarını önemli ölçüde azaltmaktadır. Sıfır gerilim anahtarlama ve sıfır akım anahtarlama durumunu sağlamak için Şekil III.13 ve Şekil III.14’de görüldüğü gibi anahtar etrafına L-C rezonans elemanları ilave edilmektedir. Bazen parazit etkisi yaratan elemanlar, transformatörün kaçak endüktansı ve yarı iletken anahtarın kapasitif etkisi rezonans devresi elemanları gibi kullanılabilir. Anahtar etrafına ilave edilen rezonans elemanları ile sağlanan sıfır gerilim veya sıfır akım şartlarında anahtarlama yapmanın getirdiği avantajlar sayesinde sistemler çok yüksek frekanslarda dizayn edilebilirler ve sistemler üzerinden sürekli çok yüksek bir verim sağlanabilir. Aynı zamanda kaçak endüktans, kondansatörün parazit etkisi ve pratik devre üzerindeki diğer eksikliklerden kaynaklanan EMI etkisi azaltılır.



Şekil III.13 Sıfır akım anahtarlama çeşitleri

Sıfır akım anahtarlama yapan anahtar konfigürasyonları Şekil III.13'de görülmektedir. Anahtara eklenen L rezonans endüktansı, sıfır akım geçişlerinde anahtarı iletme ve kesime sokmak için anahtara seri bağlanmıştır ve enerji depolama, transfer etme birimi olan rezonans kondansatörü ilave edilmiştir. L ve M tipi olmak üzere iki çeşidi vardır, yarım dalga uygulamalarında diyot, tek yönlü akım akışına izin verirken tam dalga konfigürasyonunda iki yönlü akım akışı vardır.

Sıfır gerilim anahtarlama anahtar konfigürasyonlarında ise rezonans kondansatörü C, anahtara paralel olarak bağlanmış ve bu paralel bağlantıya seri olarak rezonans endüktansı bağlanmıştır. Şekil III.14'de Sıfır gerilim anahtarlama konfigürasyonları verilmiştir. Anahtara bağlı kondansatör üzerindeki gerilim sıfır olduğu anlarda anahtarın iletme ve kesime geçmesi sağlanır. Aynı zamanda kondansatör anahtar yalıtım durumunda iken anahtarın gerilim piklerini azaltarak kayıplarını azaltır. Yarım dalga ve tam dalga konfigürasyonları vardır. Anahtara ters paralel bir diyot eklendiğinde kondansatör gerilimi sıfıra yaklaştığı anda diyot iletme geçer ve kondansatör gerilimi negatif olamaz; bu durumda yarım dalga çalışma durumu elde edilir. Diyot anahtara seri bağlandığında ise kondansatör serbestçe osilasyona girer ve tam dalga çalışma durumu elde edilir [12].



Şekil III.14 Sıfır gerilim anahtarlama çeşitleri

III.6 İNVERTÖR DEVRELERİNDE KULLANILAN ANAHTARLAMA ELEMANLARI

Güç elektroniği devrelerinde, günümüze göre var olan yarı iletken teknolojisinin sunduğu ürün yelpazesine bağlı olarak çok değişik çalışma özelliklerine sahip anahtarlama elemanları kullanılmaktadır. Yarı iletken anahtarlama elemanları kontrol edilebilirlik derecelerine göre diyotlar, tristörler ve kontrol edilebilir anahtarlar olmak üzere üç gruba ayrılırlar.

Diyotlarda iletim ve yalıtım durumu güç devresi tarafından kontrol edilmektedir. 1 V gibi küçük bir gerilim ile ileri yönde ilettime geçerler ters yönde ise üzerlerinden ihmal edilebilecek büyüklükte bir sızıntı akımı akar. Diyotlar hızlı bir şekilde ilettime geçerler fakat kesime geçmesi üzerindeki akımın sıfıra ulaşması için bir zaman gerektirir. Uygulama şartları doğrultusunda değişik diyot türleri geliştirilmiştir. Bunlardan biri olan schottky diyotlar, ileri yönde kutuplanmak için 0.3 V'luk düşük bir gerilime ihtiyaç duyarlar. Çıkış gerilimi çok düşük olan devrelerde kullanılırlar. Yine farklı bir diyot olan hızlı toparlanma diyotları, küçük bir ters toparlanma süresine sahip olan diyotlardır. Yüksek frekans devrelerinde kontrol edilebilir anahtarlar ile birlikte kullanılmaktadırlar.

Tristörler, bir kontrol işareti ile ilettime sokulan fakat güç devresi tarafından kesime geçen elemanlardır. Pozitif bir akım darbesinin tetiklemesi ile ilettime geçerler ve iletimde kalırlar. Kesime geçmesi ise güç devresi ile sağlanmaktadır. Büyük güçlü sistemlerde kullanılırlar, 10 kV'a ve 10 kA'e kadar gerilim ve akım taşıma kapasitelerine sahiptirler. Taşıdıkları akım ve gerilim değerlerine göre anahtarlama frekansları 20 kHz'e kadar çıkabilmektedir [12].

İndüksiyon ısıtma sistemlerinde genellikle kontrollü anahtarlar kullanılmaktadır. Kontrollü anahtar olan Bipolar Güç Transistörleri (BJT), Metal

Oksit Yarı İletken Alan Etkili Transistörler (MOSFET), Gate Turn Off Tristörler (GTO) ve Yalıtılmış Kapılı Bipolar Transistörlerin (IGBT) de içinde bulunduğu bazı yarı iletken güç elemanları kontrol uçlarına uygulanan kontrol işaretleriyle ilettime sokulup kesime geçirilebilir. Kontrol edilebilir anahtar olarak adlandırılan bu elemanlar yalıtım durumunda iken üzerinden ihmal edilebilecek düzeyde olan sızıntı akımı dışında akım akışı yoktur, iletim durumunda ise yalnızca üzerinde gösterilen ok yönünde bir akım akışı vardır.

Gate Turn Off Tristörler (GTO) tıpkı normal tristörlerde olduğu gibi kısa süreli bir kapı akım darbesi ile ilettime geçirilebilir ve daha fazla kapı akımı uygulamaksızın iletimde kalabilir. Fakat ayrıca kapı devresine negatif bir akım devresi uygulanarak iletimden çıkarılabilme özelliğine sahiplerdir. 10 kHz'lere kadar anahtarlama frekanslarında 6.5 kV'a kadar büyüklükteki gerilimleri ve 6 kA'e kadar büyüklükteki akımları taşıyabilme yeteneğine ve daha küçük akım ve gerilim değerlerinde 50 kHz'e kadar anahtarlama hızına sahiptir.

Metal Oksit Yarı İletken Alan Etkili Transistörler (MOSFET) gerilim kontrollü elemanlardır. Kapılarına gerilim uygulanmadığı sürece kesimdedirler. İlettime geçebilmesi için kapıya yeterli düzeyde gerilim uygulanmalıdır. Gerekli olan bu gerilime eşik değeri adı verilir. kapı gerilimi eşik geriliminden düşük olduğunda her anahtar gibi kesimdedir. Eşik değeri muhtelif iç yapı faktörlerinin yanında işletme sıcaklığına da büyük ölçüde bağlıdır. Eleman tiplerine bağlı olarak 200 kHz'den GHz'ler mertebesine kadar frekans aralıklarında değişen anahtarlama hızları çok yüksektir. Düşük akım değerlerinde 1000 V'a kadar gerilim taşıyabildikleri gibi 20 V gibi düşük gerilim değerlerinde ise 180 A'e kadar akım taşıma kapasiteleri vardır. Anahtarlama hızları yüksek olduğu için anahtarlama kayıpları da küçüktür. Minimum anahtarlama kayıpları için anahtarlar hızlı bir aralıkta anahtarlanmaktadır.

Güç MOSFET'leri yüksek frekans yeteneğine sahiptirler, düşük bir sürme gücü gerektirirler ve yüksek güç birimleri oluşturmak için oldukça kolay paralel bağlanabilirler.

Bipolar Güç Transistörleri (BJT) akım kontrollü anahtarlardır. 50 kHz'e kadar anahtarlama frekansında 500 A'e kadar akım ve 1400 V'a kadar gerilim taşıma kapasitesine sahiptirler. Daha düşük gerilim ve akım değerlerinde ise frekansları GHz'ler mertebesine kadar çıkabilmektedir. Kollektör akımının geçebilmesi için taban devresinden sürekli bir akım geçirmek gerektiğinden, bu akıma etkimek

suretiyle akım sınırlayıcı koruma devreleri kolayca gerçekleştirilebilir. Fakat kapama yönündeki gerilime dayanıklı değildir.

Yalıtılmış Kapılı Bipolar Transistörler (IGBT) gerilim kontrollü elemanlardır. BJT ve MOSFET'in iyi özelliklerinin IGBT'de bir araya getirilmesi planlanmıştır. Yapısındaki MOSFET nedeniyle giriş empedansı yüksek, BJT dolayısıyla da İletimdeki Gerilim düşümü azdır. BJT'deki gibi sekonder devrilme sorunu yoktur. Anahtarlama Hızları MOSFET'ten düşük BJT'den yüksektir. 20 kHz'in altındaki düşük frekans değerlerinde 3300 V'a ve 1200 A'e kadar gerilim, akım taşıyabilirler, 150 kHz gibi yüksek çalışma frekanslarında ise 600 V'a ve 13 A'e kadar gerilim ve akım taşıma kapasitelerine sahiptirler [33].

İndüksiyon ısıtma uygulamalarında kullanılan invertörler, IGBT'lerin kullanılması ile megawatt mertebelerine kadar gerçekleştirilebilmiştir. Frekansın 500 kHz'e kadar yükseltilmesi gibi özel amaçlı uygulamalarda ise yüksek anahtarlama hızlarından dolayı MOSFET'ler tercih edilmektedir. Güç elektroniği devrelerinde anahtarlama hızları ve güç kayıpları önemli parametrelerdir. Tasarlanan sistemden elde edilmesi istenen verim doğrultusunda veya sistemin üzerinde bulunan akım ve gerilim değerleri doğrultusunda anahtar seçimine gidilir. Sistemin çalışma frekansı da anahtar seçimini etkilemektedir.

Anahtarlama elemanlarının seçimi, yalnızca gerekli olan akım ve gerilim değerlerine bağlı değildir, bunun yanında anahtarlama karakteristikleri de önemlidir. transistorler ve kapıdan tıkanan tristörler anahtarın iletim ve yalıtım zamanlarının kontrolüne olanak sağlarken, tristörlerde yalnızca iletim zamanı kontrol edilebilmektedir, diyotta ise iletim ve yalıtım zamanlarının ikisi birlikte kontrol edilememektedir [12].

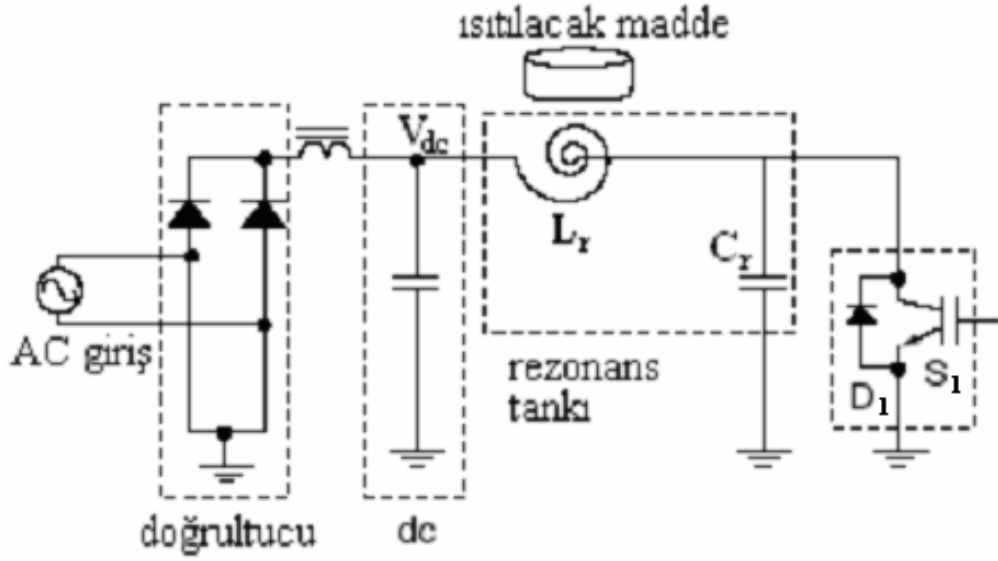
BÖLÜM IV

YARIM KÖPRÜ İNVERTÖRLÜ SERİ REZONANS DEVRELİ İNDÜKSİYON OCAĞI

IV.1. İNDÜKSİYON OCAKLARININ GÜÇ DEVRELERİ

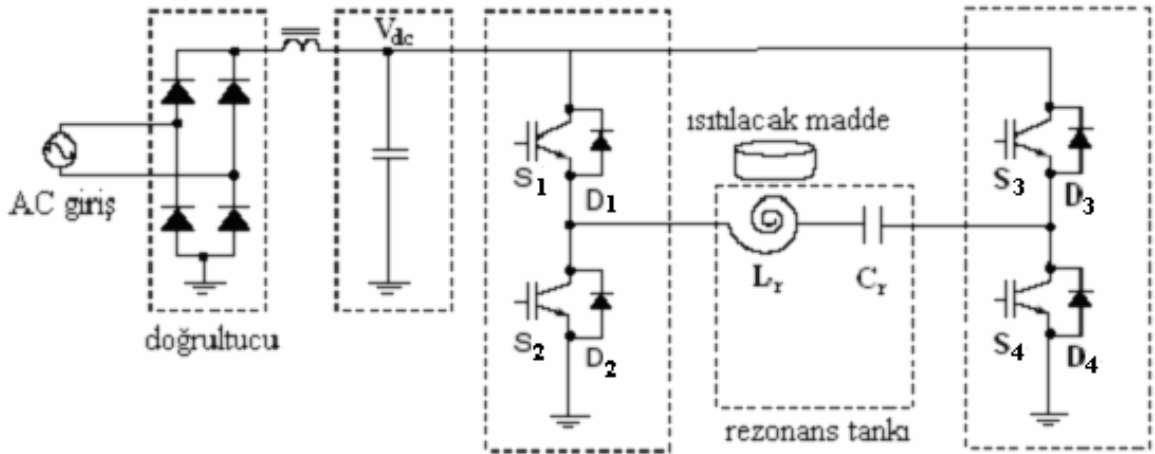
İndüksiyon ocaklarının güç sistemleri için çeşitli invertör tipleri dizayn etmek mümkündür. Bunların başlıcaları E sınıfı (tek anahtarlı) rezonans invertörler, tam köprü invertörlü rezonans invertörler ve yarım köprü invertörlü rezonans invertörlerdir. Belirtilen sıcaklık ve sürelerde ısıtmakta kullanılan temassız bir ısıtma yöntemidir.

E sınıfı rezonans invertörler genellikle rezonans elemanlarındaki zorlanmadan dolayı dezavantaja sahiptir. Bu zorlanmalar akım ve/veya gerilim şeklindedir. Özel uygulamalara bağlı olarak bu zorlanmalar ortadan kaldırılamaz. Bu da induksiyon ısıtma uygulamalarında bir problem olarak ortaya çıkar. Tek anahtarlı invertörlerde çıkış gücünün kontrol aralığı teorik olarak sınırlıdır. Ayrıca anahtar gerilimi, her zaman kaynak gerilimi V_{dc} 'den daha büyüktür (genellikle 3-3,5 katıdır) Köprü tipi rezonans invertörlerin ise birden fazla anahtara sahip olması böyle bir sınırlandırmayı ortadan kaldırmıştır ve bu invertörlerde anahtar gerilimi kaynak gerilimi ile sınırlıdır. E sınıfı rezonans invertörler, köprü tipi rezonans invertörlere göre daha az sayıda eleman gerektirdiği için düşük maliyet avantajı vardır [6,34].



Şekil IV.1. Tek Anahtarlı Paralel Rezonans Devreli İndüksiyon Ocağı

Köprü tipi rezonans invertörlerden tam köprü rezonans invertör dört tane anahtarlama elemanı içerdiği için iki anahtardan meydana gelen yarım köprü invertöre göre daha fazla maliyet getirir. Yarım köprü invertörlerin tam köprü invertörlere göre maliyetinin daha az olması ve tek anahtarlı invertöre göre sunduğu avantajlar doğrultusunda bu tez çalışmasında tercih edilmiştir.

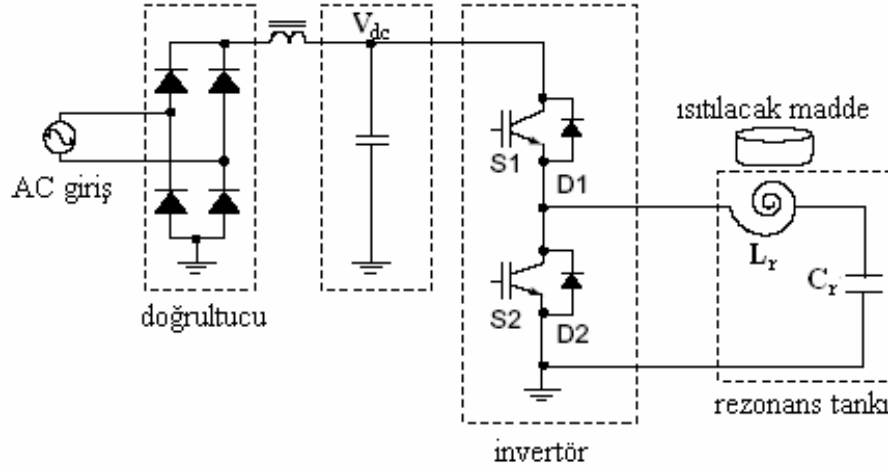


Şekil IV.2. Tam Köprü Seri Rezonans Devreli İndüksiyon Ocağı

IV.2. YARIM KÖPRÜ İNVERTÖRLÜ SERİ REZONANS DEVRELİ İNDÜKSİYON OCAĞI

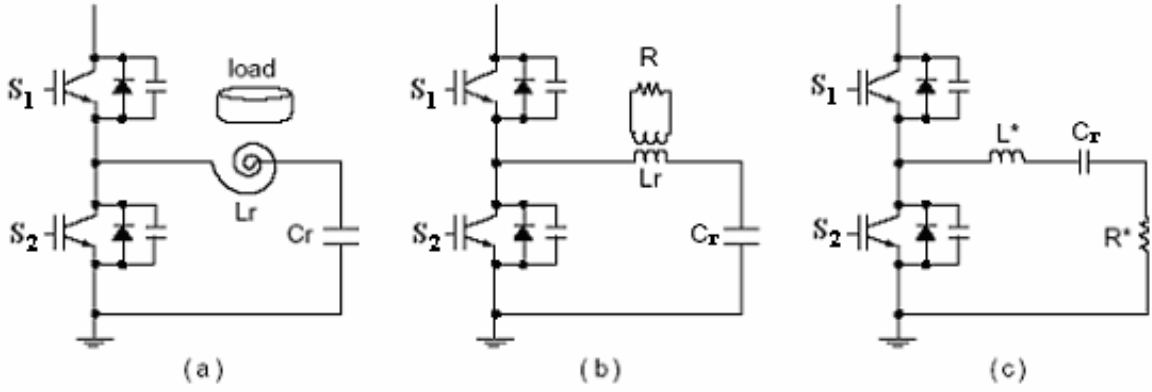
Yarım köprü invertörlü seri rezonans devreli indüksiyon ocağının üstünlükleri; stabil anahtarlama, düşük maliyet, modern dizayndır. Devre gerilimi giriş geriliminin üzerine çıkamıyor olması ve anahtarlama devresinin iç basıncının düşük olması maliyetin düşük olmasına etkindir. Dezavantajı ise; yarım köprü invertör için iki anahtarlama devresine ihtiyaç duyulmaktadır bu da sistemin karmaşıklaşmasına ve devrenin büyümesine yol açmaktadır.

Yarım köprü invertörlü seri rezonans devreli indüksiyon ocağının güç devresi Şekil IV.3'te görüldüğü gibidir.



Şekil IV.3. Yarım köprü invertörlü seri rezonans devreli indüksiyon ocağının güç devresi

Bu sistemin rezonans devresinin eşdeğer devresi Şekil IV.4'de görülmektedir. Yükleme esnasında (b) devresi (a) devresinin eşdeğeridir. Burada transformatörün sekonder direnci devreye dahil olmaktadır. Bu devre basitleştirildiğinde R*, L* ve C_r'nin direk bağlı olduğu (c) eşdeğer devresi ortaya çıkmaktadır. R* direnci sekonder tarafındaki direncin primer tarafına dönüştürülmüş halini göstermektedir. L* ise primer sargı endüktörü (L_r) ile sekonder indüktörünün birleştirilmiş halini göstermektedir.



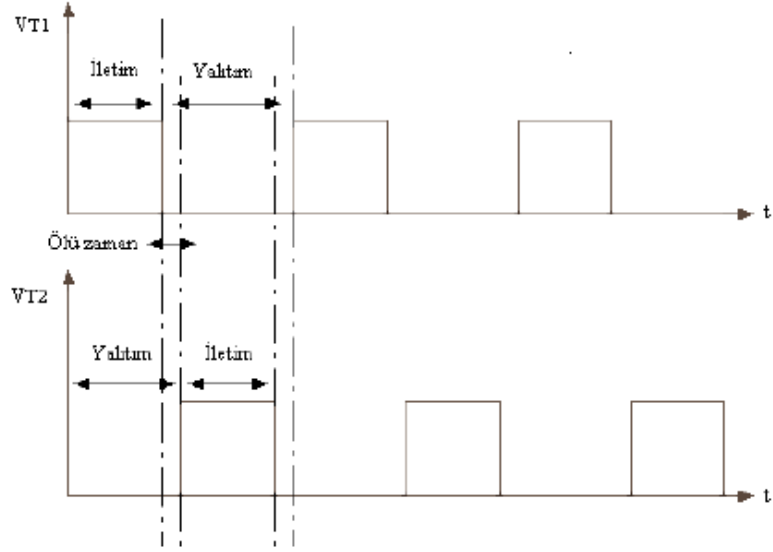
Şekil IV.4 Rezonans eşdeğer devreleri

IV.2.1. Çalışma Teorisi

Sistemde S_1 ve S_2 anahtarları dönüşümlü olarak devreye girmektedir. Bu dönüşümlü anahtarlama görev oranı %50 veya bu değerden biraz daha az olabilir. Anahtarlama periyodunda her iki anahtarın birlikte kesimde kaldığı süreye ölü zaman adı verilir.

S_1 ve S_2 den oluşan anahtarlama devresine paralel D_1 ve D_2 diyotları eklenerek akım kaybı minimize edilmiştir. S_1 kesime gittiğinde, D_2 diyotu bobin üzerinde depolanan enerjiyi kaynağa vererek S_2 'nin ilettime geçmeden önce sıfır gerilim/akımda kalmasını sağlayıp akım kaybında önemli bir azalma sağlamaktadır. Aynı durum S_1 için de söz konusudur. Burada diyot kesime gittikten sonra, her iki tarafta da sıfır gerilim sağlandığı için ters toparlanma problemi olmamaktadır. Bununla birlikte anahtarlama devresi, gerilim ve akımın üst limit seviyesinde kesime gittiğinde bir miktar anahtarlama kaybı gerçekleşir. S_1 ve S_2 'ye paralel bağlanan C_1 ve C_2 koruma kondansatörleri turn-off snubberi olarak görev yaparlar ve kesime geçiş esnasında kayıpların bir kısmını kendi üzerinde tutarak bu kaybı minimuma indirirler.

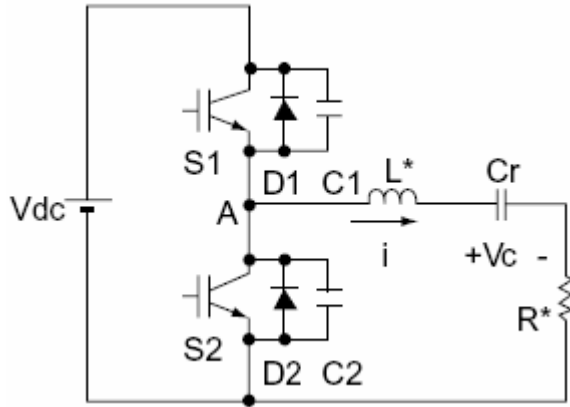
Yük üzerinde değişken bir gerilim elde etmek için darbe periyot oranı doğrultusunda, anahtarlama periyodunun ilk yarısında S_1 anahtarı, ikinci yarısında ise S_2 anahtarı ilettime sokulur. Devrenin çalışma prensibini oluşturan anahtar tetikleme sinyalleri Şekil IV.5'de görüldüğü gibidir.



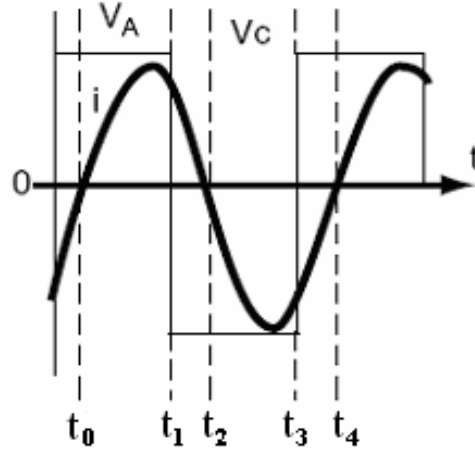
Şekil IV.5 Yarı köprü seri rezonans invertör anahtarlama sinyalleri

IV.2.2. Devrenin Analizi

Yarı köprü seri rezonans invertör anahtarlama sinyallerinin (Şekil IV.5) basitleştirilmiş eş değer devresi Şekil IV.6'da görüldüğü gibidir. Şekil IV.7 ana güç çevriminin her bölümdeki frekans dalga şeklini göstermektedir [5].



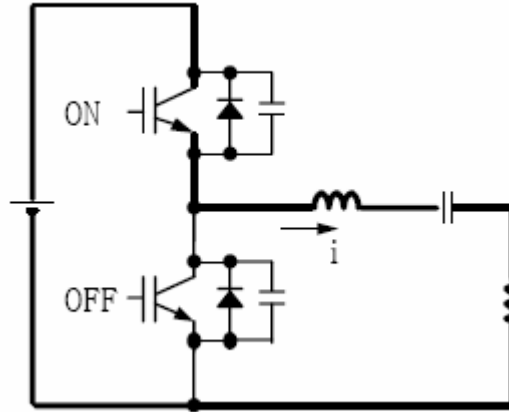
Şekil IV.6. Yarı dalga invertörlü seri rezonans devreli indüksiyon ocağının güç devresinin eşdeğeri



Şekil IV.7 Temel güç çevriminin dalga şekli

1. DURUM (t_0-t_1) :

Yarım köprü seri rezonans invertörün t_0-t_1 anında çalışma durumu Şekil IV.8’de görülmektedir. Rezonans akımı, $t=t_0$ anında yön değiştirerek S_1 üzerinden ters yönde akar. Bu durum gerçekleşirken, rezonans devresi üzerinde bir enerji birikimi meydana gelir.



Şekil IV.8 Yarım köprü seri rezonans invertörün t_0-t_1 anında çalışma durumu

Rezonans akımının anlık akım değişimi denklem (IV.1)’de verilmiştir.

$$i_L(t) = I_{Lm} \cdot \sin(\omega_s t - \psi) \quad (IV.1)$$

Burada, ψ akım ile gerilim arasındaki faz açısını vermektedir ve denklem (IV.2)’deki gibi ifade edilir.

$$\cos \psi = \frac{R}{Z} = \frac{1}{\sqrt{1 + Q^2 \left(\frac{\omega_a}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega_a} \right)^2}} \quad (\text{IV.2})$$

Burada, R direnci yük kombinasyonunun toplam direncini, Z ise seri rezonans devresinin giriş empedansını oluşturmaktadır.

$$Z = R + j \left(\omega_a \cdot L - \frac{1}{\omega_a \cdot C} \right) = R \left[1 + jQ \left(\frac{\omega_a}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega_a} \right) \right] \quad (\text{IV.3})$$

Burada, Q rezonans devresinin kalite faktörünü, ω_r açısız rezonans frekansını, ω_a ise açısız anahtarlama frekansını oluşturmaktadır

$$Q = \frac{\omega_r \cdot L}{R} = \frac{1}{\omega_r \cdot C \cdot R} = \frac{\sqrt{\frac{L}{C}}}{R} \quad (\text{IV.4})$$

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \quad (\text{IV.5})$$

$$\omega_a = 2 \cdot \pi \cdot f_a \quad (\text{IV.6})$$

Burada, f_a anahtarlama frekansını ifade etmektedir. Rezonans devresi üzerindeki akımın maksimum değeri denklem (IV.7)'de verilmiştir.

$$I_{Lm} = \frac{V_m}{Z} = \frac{2 \cdot V_1}{\pi \cdot Z} = \frac{2 \cdot V_1 \cdot \cos \psi}{\pi \cdot R} \quad (\text{IV.7})$$

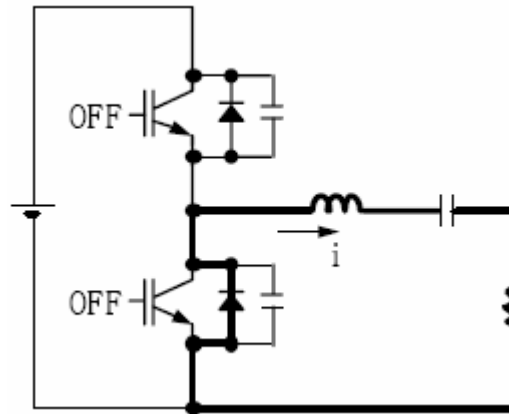
Burada, V_m giriş geriliminin maksimum değerini ifade etmektedir. Rezonans kondansatörü C üzerindeki gerilim düşümünün maksimum değeri denklem (IV.8) ile verilmiştir ve anlık gerilim değişimi denklem (IV.9) ile verildiği gibidir.

$$V_{Cm} = \frac{I_{Lm}}{\omega_a \cdot C} \quad (IV.8)$$

$$v_C(t) = V_{Cm} \cdot \sin(\omega_a t - \psi) \quad (IV.9)$$

2. DURUM (t_1-t_2) :

Yarım köprü seri rezonans invertörün t_1-t_2 anında çalışma durumu Şekil IV.7'de görülmektedir. $t = t_1$ anında S_1 anahtarı kesime gider ve S_1 üzerinden sağlanan rezonans akımı D_2 diyotu üzerinden dolaşmaya başlar. Bu işlem sırasında S_1 anahtarı gerilim ve akımın bazı değerlerini tutarak kesime gittiği için küçük bir miktar anahtarlama kaybı gerçekleşir.



Şekil IV.9 Yarım köprü seri rezonans invertörün t_1-t_2 anında çalışma durumu

Bir sonraki aşamada $t_1 < t < t_2$ anında S_2 anahtarı iletme geçer. S_2 anahtarı sıfır gerilim/akımda olduğundan iletme geçme esnasında anahtarlama kaybı olmayacaktır ve ters toparlanma diyotu D_1 çok hızlı olmak zorunda değildir.

S_1 'in kesime gitmesinden sonra, D_2 serbest çevrim yapmadan önce kısa bir süre rezonans akımı C_1 kondansatörü üzerinden geçerek kesim anındaki kayıpları önler. Rezonans akımının yönü 1. durumdaki akımın yönü ile aynıdır. Rezonans akımının

anlık değişimi denklem (IV.10)'da, maksimum değeri denklem (IV.11)'de görülmektedir.

$$i_L(t) = I_{Lm} \cdot \sin(\omega_a t - \psi) \quad (IV.10)$$

$$I_{Lm} = \frac{V_m}{Z} = \frac{2.V_1}{\pi.Z} = \frac{2.V_1 \cdot \cos \psi}{\pi.R} \quad (IV.11)$$

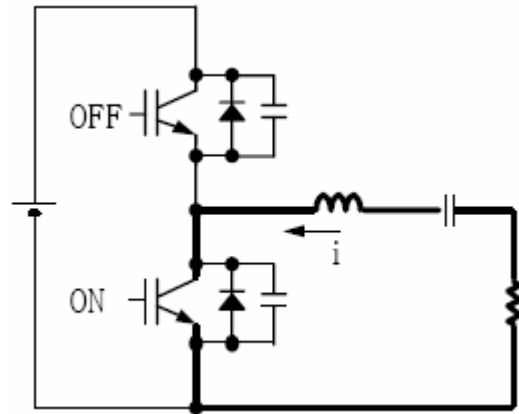
Rezonans kondansatörü üzerine düşen gerilimin anlık değişimi denklem (IV.12)'de, maksimum değeri ise denklem (IV.13)'de verilmiştir.

$$v_C(t) = V_{Cm} \cdot \sin(\omega_a t - \psi) \quad (IV.12)$$

$$V_{Cm} = \frac{I_{Lm}}{\omega_a \cdot C} \quad (IV.13)$$

3. DURUM (t₂-t₃) :

Yarım köprü seri rezonans invertörün t₂-t₃ anında çalışma durumu Şekil IV.9'da görüldüğü gibidir. t = t₂ anında S₂ anahtarı ilettime geçer ve akım yn değiştirerek serbestçe S₂ anahtarı üzerinden akar.



Şekil IV.10 Yarım köprü seri rezonans invertörün t₂-t₃ anında çalışma durumu

Burada rezonans kondansatörü C_r üzerinde depoladığı enerjiyi deşarj ederek bir gerilim kaynağı görevi görür. Bu durumda iken rezonans akımının yönü önceki iki duruma göre ters yöndedir ve anlık değişimi denklem (IV.14)'te, maksimum değerinin tanımlaması denklem (IV.15)'te görüldüğü gibidir.

$$i_L(t) = -I_{Lm} \cdot \sin(\omega_a t - \psi) \quad (IV.14)$$

$$I_{Lm} = -\frac{V_m}{Z} = -\frac{2.V_1}{\pi.Z} = -\frac{2.V_1 \cdot \cos\psi}{\pi.R} \quad (IV.15)$$

Rezonans kondansatörü üzerindeki gerilim değişimi denklem (IV.16)'da, maksimum gerilim değeri ise denklem (IV.17)'de görüldüğü gibidir.

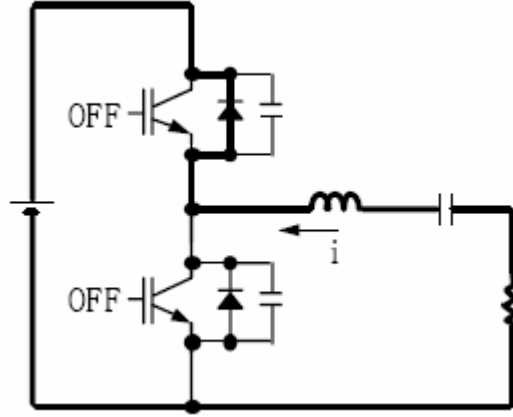
$$v_C(t) = -V_{Cm} \cdot \sin(\omega_a t - \psi) \quad (IV.16)$$

$$V_{Cm} = -\frac{I_{Lm}}{\omega_a \cdot C} \quad (IV.17)$$

4. DURUM (t_3 - t_4) :

Yarım köprü seri rezonans invertörün t_3 - t_4 anında çalışma durumu Şekil IV.11'da görüldüğü gibidir. $t = t_3$ anında S_2 anahtarı kesime gider ve rezonans akımı D_1 diyotu üzerinden serbest çevrim yapmaya başlar. Bu işlem sırasında da küçük bir miktar kesime gitme kayıpları yaşanır. Bir sonraki durumda S_1 anahtarı belirli bir noktada ($t_3 < t < t_4$) ilettime geçer. Burada, S_1 anahtarının ilettime geçme anında anahtar üzerinde sıfır gerilim veya akım olacağından anahtarlama kaybı yoktur ve ters toparlanma diyotu D_2 çok hızlı olmak zorunda değildir.

Bu durumda rezonans devresinin enerjisi D_1 'den geçerek V_{dc} 'ye dönüştürülür. Ayrıca bu proste, D_1 serbest çevrim yapmadan önce kısa bir süre rezonans akımı C_2 kondansatörü üzerinden geçer. C_2 kondansatörü bir miktar enerjiyi kendi üzerinde tutarak kesime gitme esnasındaki kayıpları azaltır.



Şekil IV.11 Yarımc köprü seri rezonans invertörün t_3 - t_4 anında çalışma durumu

Bu durumda rezonans akımının yönü 3. Durum ile aynıdır. Anlık akım değişimi denklem (IV.18)'de, maksimum akım tanımlaması denklem (IV.19)'da görüldüğü gibidir. Aynı şekilde rezonans kondansatörünün gerilim değişimi denklem (IV.20)'de, maksimum gerilim ifadeleri denklem (IV.21)'de görüldüğü gibidir.

$$i_L(t) = -I_{Lm} \cdot \sin(\omega_a t - \psi) \quad (IV.18)$$

$$I_{Lm} = -\frac{V_m}{Z} = -\frac{2 \cdot V_1}{\pi \cdot Z} = -\frac{2 \cdot V_1 \cdot \cos \psi}{\pi \cdot R} \quad (IV.19)$$

$$v_C(t) = -V_{Cm} \cdot \sin(\omega_a t - \psi) \quad (IV.20)$$

$$V_{Cm} = -\frac{I_{Lm}}{\omega_a \cdot C} \quad (IV.21)$$

Operasyon t_4 'ten sonra yukarıdaki prosesleri tekrarlayarak devam eder [5].

IV.2.3. Rezonans Frekansının Altında Çalışma Durumu

Rezonans frekansının altında çalışma durumu, anahtarlama frekansının (f_a), rezonans frekansından (f_r) daha düşük olması durumunda devrenin çalışmasıdır. Bu durumda devre kapasitif ve rezonans akımı kendisini oluşturan gerilimden daha ileridedir. Devrenin faz açısı sıfırdan küçüktür ($\psi < 0$). Bundan dolayı anahtar iletme geçtikten sonra anahtar akımı pozitif ve kesime geçmeden önce negatiftir. Rezonans akımı ilk durumda pozitif olduğu için ilk önce S_1 anahtarı iletme geçer. Bu durumda yarı iletken anahtarların iletim sırası $S_1-D_1-S_2-D_2$ şeklinde olur. Bu çalışma durumunda, rezonans akımı bir anahtarın diyotundan diğer anahtara doğru yönünü değiştirir. Bu durumda, anahtar iletimde iken rezonans devresinde biriken enerjinin kaynağa geri verilmesi için anahtara ters paralel bağlı diyotun ters toparlanma süresi çok kısa olmalıdır. S_2 anahtarının iletme geçtiği düşünülürse, bundan önceki durumda akım, S_1 anahtarının diyotu üzerinde dolaşmaktaydı. S_2 anahtarı iletme geçtiğinde, diyot üzerinde dolaşan akım S_2 anahtarı içinden dolaşmaya başlar ve D_1 diyotu kesime girer.

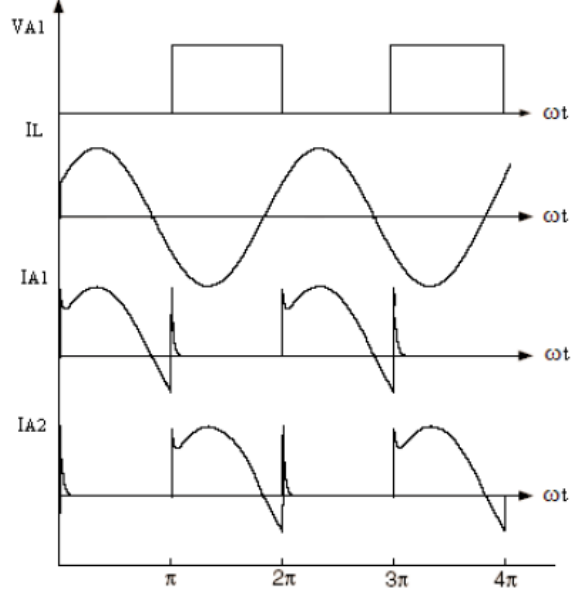
Rezonans frekansının altındaki çalışma durumunda; anahtarlara ters paralel bağlı diyotların ters toparlanma süreleri, anahtarların çıkış kondansatörünün deşarjı gibi istenmeyen etkiler gözlemlenir.

Şekil IV.5 üzerinde de görüldüğü gibi diyotlar çok yüksek gerilim değerlerinde iletme geçtikleri için yüksek akım değişimine maruz kalırlar. Bu çok yüksek akım değişimine rezonans bobini müsaade etmediği için akım diğer anahtar üzerinden geçerek bu anahtarı iletme geçirir. Anahtar yüksek akım ve gerilim değerlerinde iletme geçtiği için iletim anı kayıpları meydana gelir. Bu durum çok hızlı toparlanma süresine sahip diyotlar ile engellenebilir. Anahtarlar yaklaşık kaynak gerilimine eşit olan bir gerilim değeri ile iletme geçtikleri için anahtarların iletim anında meydana gelen çıkış kondansatörünün (C_r) şarjı anahtarlama kaybına sebep olur. Bu kayıp denklem (IV.22) ile tanımlanmıştır. Bu tanımlanan eşitlikte V_1 kaynak gerilimi, f_a anahtarlama frekansındır.

$$P = f_a \cdot C_r \cdot V_1^2 \quad (IV.22)$$

Bu çalışma durumunda, iletim anında anahtarlar üzerinde kayıplar meydana gelirken, kesim anında anahtar üzerindeki kayıplar sıfırdır. Rezonans frekansının altında çalışma durumuna ait dalga şekilleri Şekil IV.12'de görülmektedir. Rezonans

frekansının altındaki çalışmanın avantajı kesim durumundaki anahtarlama kayıplarının sıfır olmasıdır [28].



Şekil IV.12 Rezonans frekansının altındaki çalışma durumuna ait dalga şekilleri

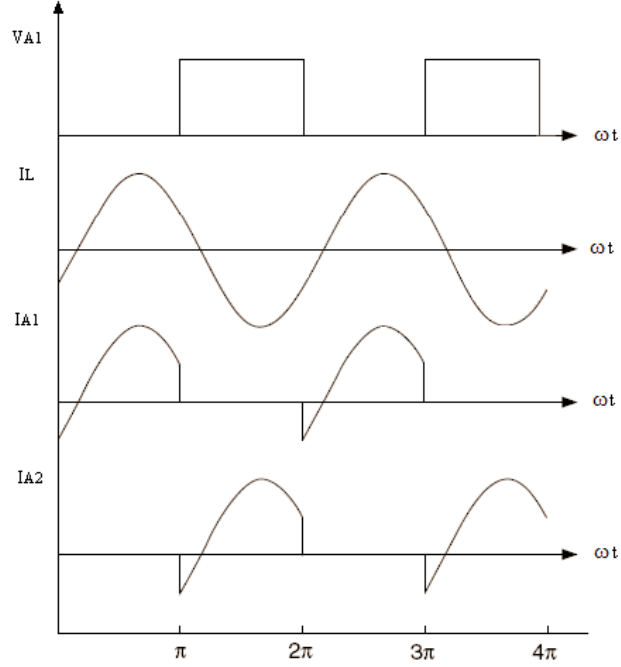
IV.2.4. Rezonans Frekansının Üstünde Çalışma Durumu

Rezonans frekansının üstünde çalışma durumu, anahtarlama frekansının (f_a), rezonans frekansından (f_r) daha yüksek olması durumunda devrenin çalışmasıdır. Bu durumda devre endüktiftir ve rezonans akımı kendisini oluşturan gerilimden daha geridedir. Devrenin faz açısı sıfırdan büyüktür ($\psi > 0$). Bu yüzden, anahtar akımı anahtar iletme geçmeden önce negatiftir ve kesime gitmeden önce pozitifdir. Anahtar iletme geçmeden önce rezonans akımı negatif olduğu için ilk önce diyot iletme geçer. Bu durumda yarıiletken anahtarların iletim sırası $D_1-S_1-D_2-S_2$ şeklindedir.

Burada rezonans akımı bir anahtardan diğer anahtarın diyotuna doğru doğrultusunu değiştirir. S_1 anahtarı kesime gittiğinde uçlarındaki gerilim artmaya başlar. Bu durumda D_2 diyotu uçlarındaki gerilim yaklaşık olarak -0.7 V'a ulaştığında iletme geçer ve S_1 anahtarı üzerinden dolaşan akım artık D_2 diyotu üzerinden dolaşmaya başlar.

Bu çalışma durumu, diyotlar düşük akım değeri ile iletme geçtikleri için diyotların ters toparlanma problemini ve bunun meydana getirdiği kayıpları ortadan

kaldırır. Bu yüzden ters paralel diyotların hızlı olmasına gerek yoktur. Anahtar sıfır gerilim koşullarında iletme geçtiği için anahtarın çıkış kondansatörünün deşarjı gibi bir sorun da yoktur.



Şekil IV.13 Rezonans frekansının üstündeki çalışma durumuna ait dalga şekilleri

Sistemin rezonans frekansının üstünde çalışması durumuna ait dalga şekilleri Şekil IV.13’de verilmiştir. Burada görüldüğü gibi anahtarlar iletim durumunda iken kayıpsızdırlar fakat yalıtım durumunda anahtarlama kayıpları vardır. Yalıtım durumundaki anahtarlama kayıplarını azaltmak için anahtara paralel bir kondansatör bağlanabilir [28,30].

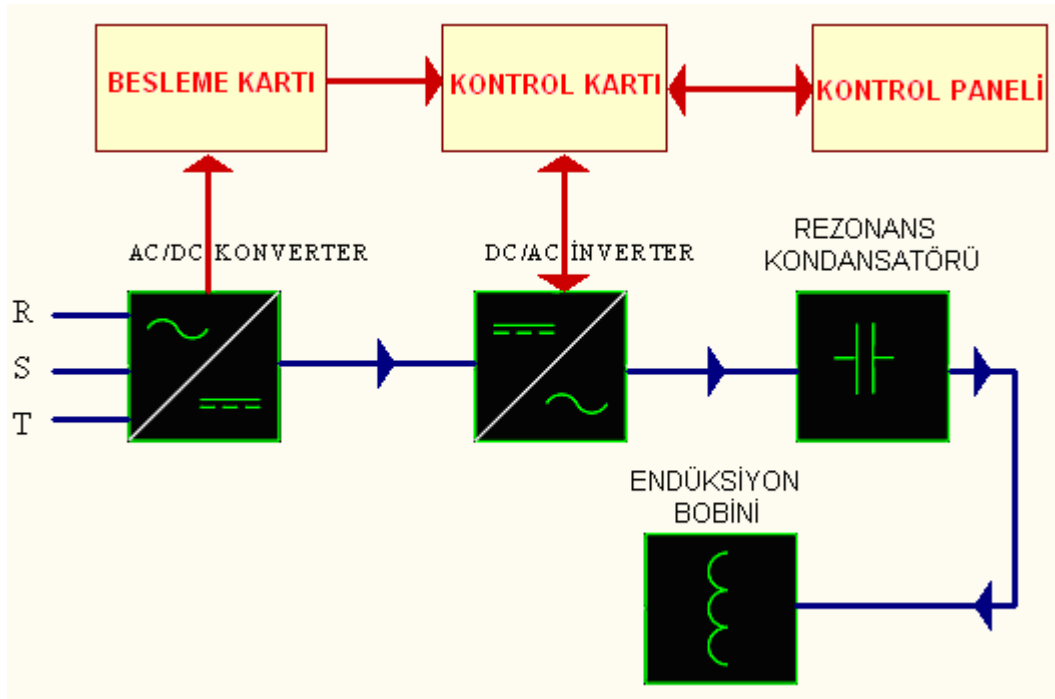
BÖLÜM V

İNDÜKSİYON ISITMA SİSTEMİNİN TANITIMI ve YAPILAN ÇALIŞMALAR

V.1. GİRİŞ

Bu çalışmada gerçekleştirilen indüksiyonla ısıtma sisteminin blok diyagramı Şekil V.1'deki görüldüğü gibidir. Sistem üç faz 380V şebeke gerilimi ile beslenmektedir. Bunun sebebi akım değerini daha düşük seviyelerde tutabilmektir.

Şebeke gerilimi, ilk olarak köprü diyotla doğrultulur. Elde edilen doğru gerilim, yarım köprü invertör devresi ile yüksek frekanslı alternatif akıma dönüştürülür. Burada yarım köprü invertör devresinde bulunan yarı iletken anahtarlama elemanları sistemde bulunan kontrol kartı tarafından tetiklenmektedir.

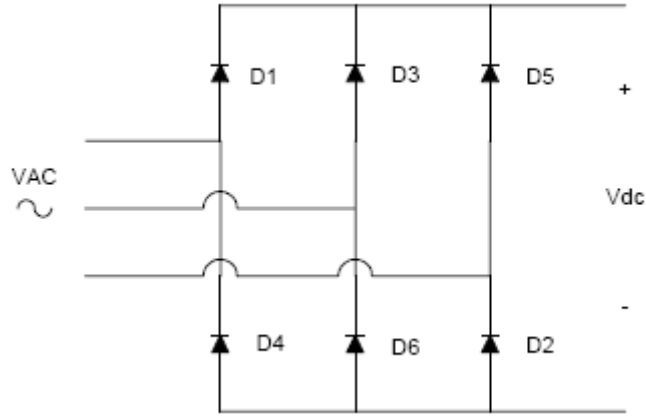


Şekil V.1 İndüksiyonla ısıtma sistemi blok diyagramı

Elde edilen yüksek frekanslı alternatif akım, seri rezonans kondansatörü üzerinden, ergitme potası etrafında sarılmış olan indüksiyon bobinine uygulanarak pota içerisinde bulunan malzemenin ısıtılmasını sağlar.

V.2 DOĞRULTUCU DEVRESİ

Tasarlanan sistemde üç fazlı kontrolsüz tam dalga doğrultucu ile şebekeden alınan alternatif akım, doğru akıma dönüştürülmüştür. Şekil V.2’de görüldüğü gibi üç fazlı kontrolsüz tam dalga doğrultucu altı adet diyottan oluşmaktadır. Aynı zamanda şebekenin sıfır ucu olmadığı için, yük üzerinden geçen akım kaynağa tekrar gerilim sağlayan kollardan birisi ile dönmektedir.

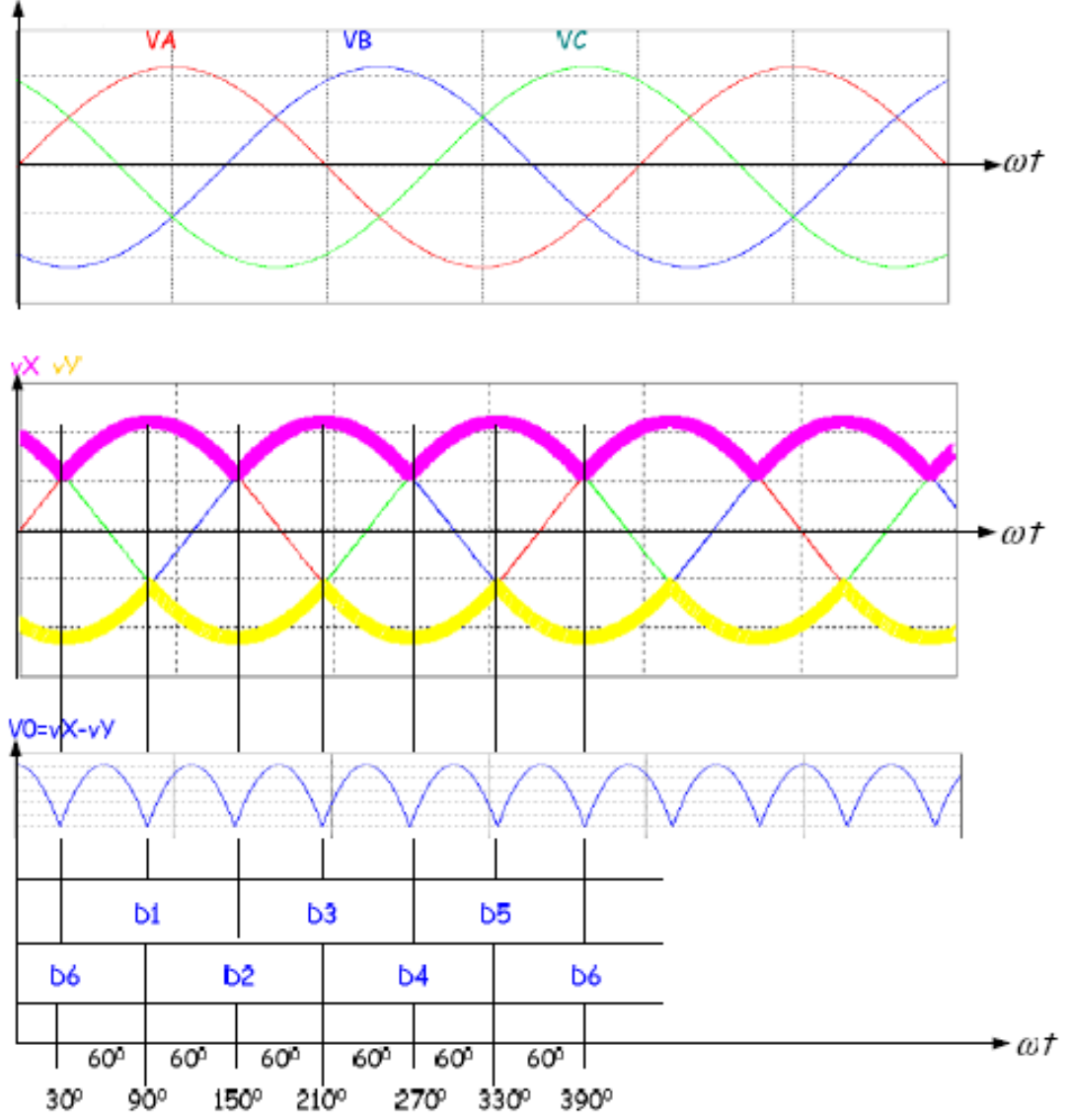


Şekil V.2 Üç fazlı kontrolsüz tam dalga doğrultucu

Çalışma bakımından incelendiğinde, giriş geriliminin hem negatif hem de pozitif alternansları aynı anda doğrultulacak, yani yük üzerinden iki kat daha fazla akım akacaktır. Şekil V.3’de giriş gerilimi, çıkış gerilimi ve diyotlar üzerine düşen gerilimler görülmektedir.

Giriş geriliminin birinci pozitif darbesinde yani V_a geriliminin başlangıç noktasında D_5 diyotunun anodundaki pozitifliğinin azaldığı, yani iletimden hızlı bir şekilde kesime gittiği görülmektedir. Bu esnada D_6 diyotunun da maksimum iletime doğru anot geriliminin arttığı görülmektedir. V_c ile V_a gerilimleri eşit seviyeye ulaştığında, yani D_5 diyotu ile D_1 diyotu anotları eşit potansiyelde olduğu zaman aralıkları için D_6 ’nın maksimum iletimde olduğu ve D_5 diyotunun yerini hızlı bir şekilde D_1 diyotuna bıraktığı dikkati çekmektedir. Artık D_1 için maksimum iletim zamanı gelmiştir ve D_6 diyotu da yerini hızlı bir şekilde D_2 diyotuna bırakacaktır. V_a ve V_b gerilimleri aynı seviyeye ulaştığında D_1 yerini

hızlı bir şekilde D_3 diyotuna bırakır. Bu esnada D_2 diyotu maksimum iletimdedir. D_3 diyotu maksimum iletime geçtiği anda ise D_2 diyotu artık iletimden kesime geçmiş ve yerini D_4 diyotuna bırakmıştır.



Şekil V.3 Üç fazlı kontrolsüz tam dalga doğrultucu dalga şekilleri

Yük uçlarında görülen gerilimin ortalama değeri tek faza göre üç kat daha fazladır. Dalgalanma oranının yok denecek kadar az olması da başka bir avantajdır. Bu tür devreler yükün endüktif olduğu uygulamalarda geniş ölçüde kullanılmaktadır. Yükün endüktif veya rezistif olması çıkış gerilimi üzerinde pek fazla bir etki yapmaz, zira diyotların kesime gitmeleri kendiliğinden oluşmaktadır.

Yük uçlarındaki gerilimin ortalama değeri;

$$V_{DC} = \frac{1}{2\pi/6} \int_{-\frac{\pi}{6}}^{+\frac{\pi}{6}} V_{hm} \cdot \cos \omega t \cdot d\omega t \quad (V.1)$$

denklem düzenlenirse

$$V_{DC} = \frac{3\sqrt{3} \cdot V_m}{\pi} \quad (V.2)$$

elde edilir.

V.2.1 Doğrultucu Diyotu ve Filtre Kondansatörü Seçimi

Sistemin DC bara gerilimi şebeke dalgalanmaları ile birlikte yaklaşık 540 V, invertör AC çıkış gerilimi de 540 V'tur. İntertör devresinde bulunan IGBT'ler 200A anma değerli olarak seçilmiştir. Burada;

$$R_l = \frac{V_c}{I_c} = \frac{540}{200} = 2,70\Omega \quad (V.3)$$

Olarak elde edilir. Üç fazlı doğrultucuda zaman sabiti $\tau = 3,33$ ms'dir. Buradan regülatör kondansatörünün değeri;

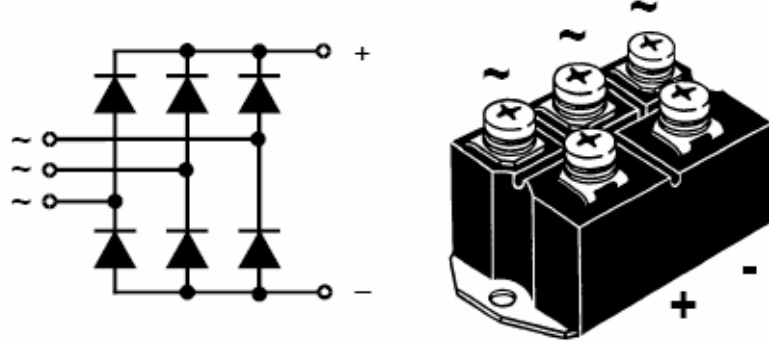
$$C = \frac{5\tau}{R_L} = \frac{5 \cdot 3,33}{2,70} = 6,167mF = 6167\mu F \quad (V.4)$$

Olarak elde edilir. Toleranslar ve gerilim düşümleri göz önünde bulundurularak 6800 μF 800V olarak kullanılmıştır. İki adet kondansatörün seri bağlanmasıyla elde edilen filtre kondansatör grubunda, kondansatörlere paralel 100K 2W'lık dirençler bağlanmıştır Bu dirençler şebeke enerjisi kesildiğinde kondansatörün deşarjı için kullanılmaktadır.

Doğrultucu kısmında kullanılan diyot akımı 200 A olarak seçilen IGBT değerine bağlı olarak $200 / 3 = 66,6$ A olmasına karşın tolerans konarak 88 A olarak seçilmiştir.

Doğrultucu diyotu olarak IXYS firmasına ait VUO 82-16NO7 rumuzlu köprü diyotu kullanılmıştır. Şekil V.4'te görülen bu köprü diyot Bu köprü diyot tek bir

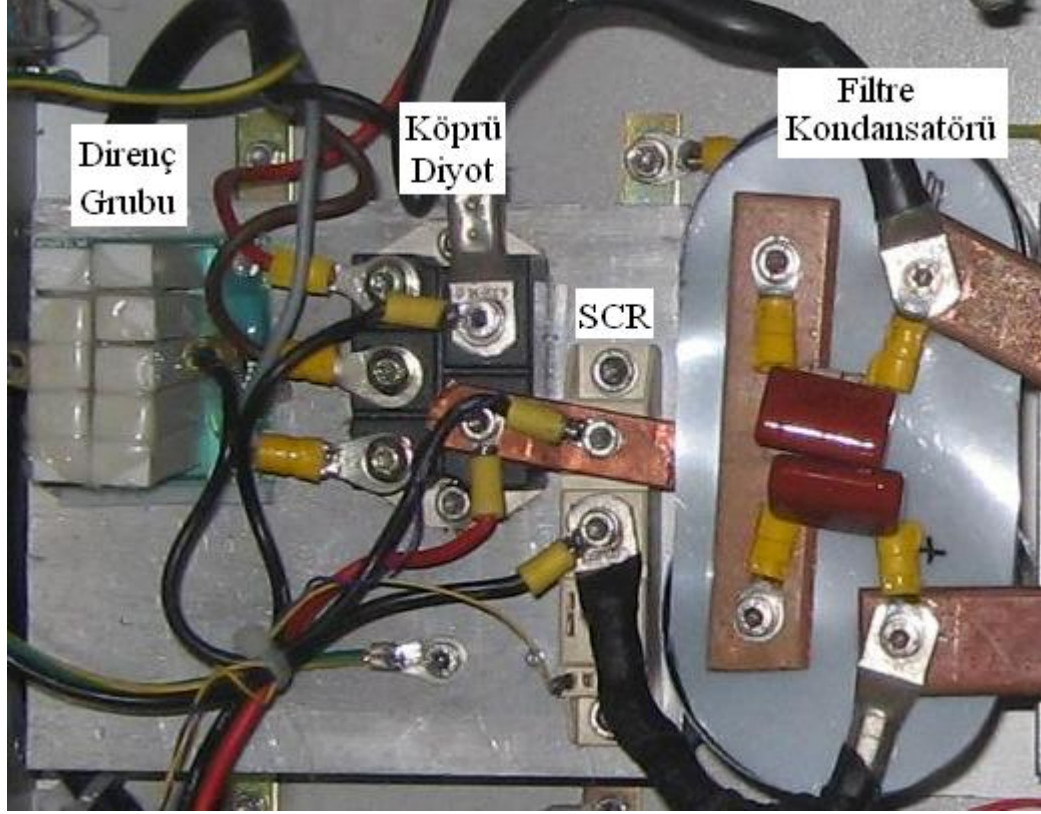
paket içerisinde altı adet diyotu barındırmaktadır. Bu özelliğinden dolayı sistemin tasarım ve kurulum aşamasında büyük kolaylıklar sağlamıştır. 1800V, 88A değerlerine kadar çalışabilen bu köprü diyotun izolasyon gerilimi ise 3000V'a kadardır [35].



Şekil V.4 IXYS firmasına ait VUO 82-16NO7 rumuzlu köprü diyotu

Filtre kondansatörünün başlangıçta boş olması ve gerilimin yavaş yükselmesini sağlayan bir yapısı olmaması nedeni ile başlangıç akımları yüksektir. Başlangıç akımını sınırlamak için filtre kondansatörünün bağlantısı bir direnç grubu üzerinden gerçekleştirilmiştir ve bu direnç üzerine paralel bir SCR bağlanmıştır. Bara gerilimi 500 V'un üzerine çıktığı anda bara gerilimi ile beslenen güç kartı tarafından SCR'nin gate ucu tetiklenir ve SCR iletme geçer. Bu andan itibaren direnç grubu devre dışı kalır ve DC bara SCR üzerinden direkt olarak beslenir.

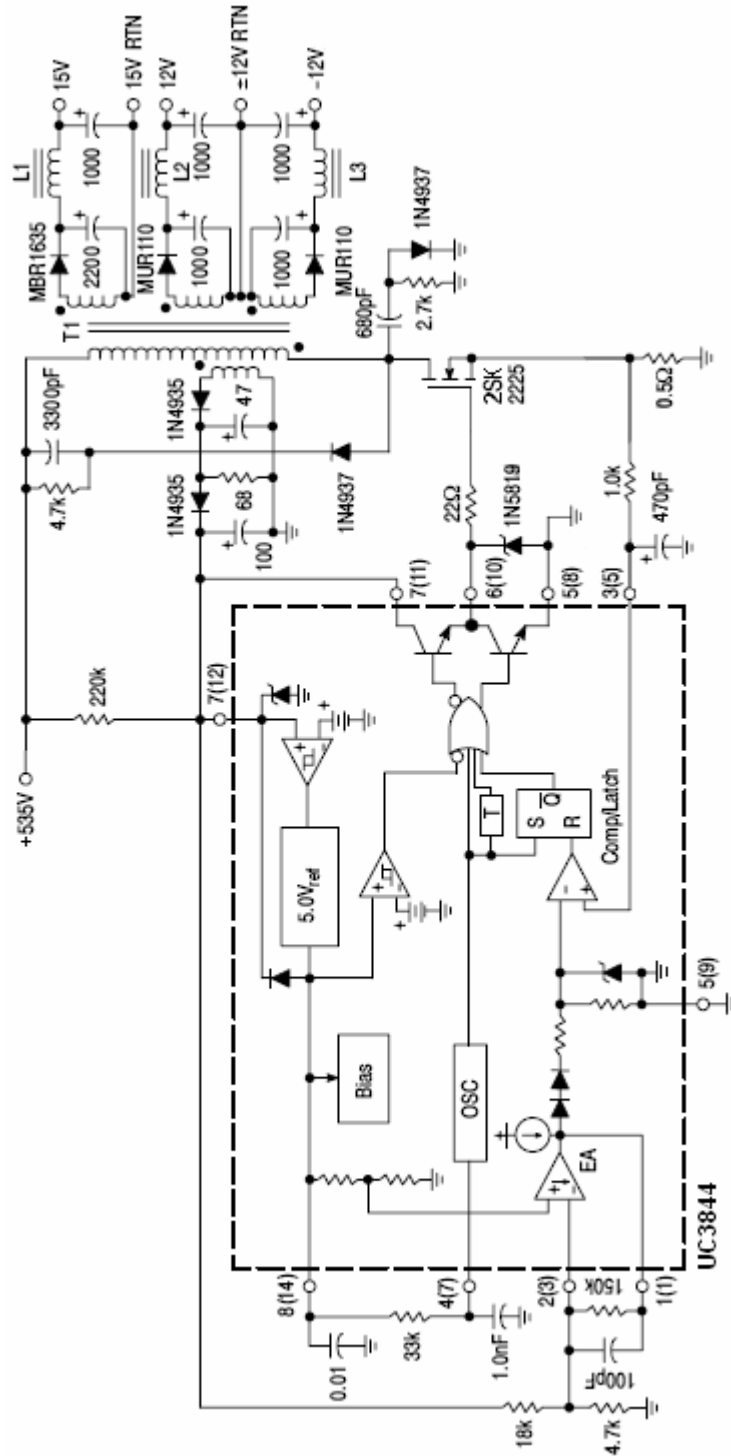
Filtre kondansatörü üzerinde bulunan kondansatörlere paralel bağlı 100K 2W'lık dirençler şebeke enerjisi kesildiğinde kondansatör üzerindeki gerilimin deşarjı için kullanılmaktadır. Sistemde kullanılan doğrultucu devresinin genel görünümü Şekil V.5'te görülmektedir.



Şekil V.5 Sistemde kullanılan doğrultucu devresinin genel görünümü

V.3 BESLEME KARTI

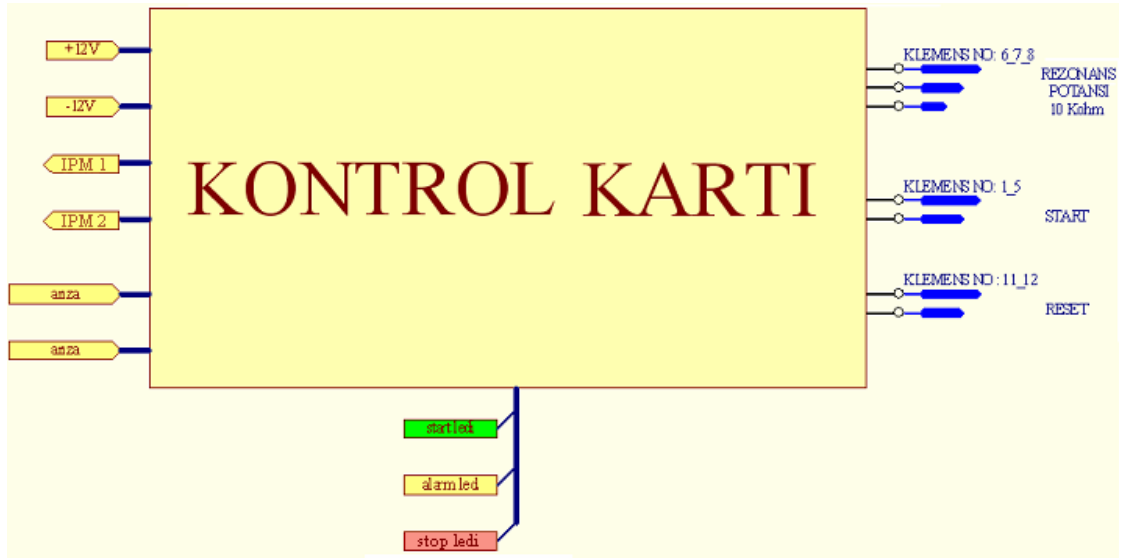
Tasarlanan sistemde kontrol kartı ve IPM sürücünün beslemesini sağlayan anahtarlama mod besleme kartı bulunmaktadır. Kontrol kartında sabit frekans akım modu kontrollü, DC-DC konvertör devreleri için özel olarak tasarlanmış 500 KHz anahtarlama frekansına sahip On Semiconductor firmasına ait UC 3844 rumuzlu kontrolör entegresi kullanılmıştır. Devre şeması Şekil V.6'de görülen besleme kartı, sistemin doğrultucu devresinden alınan gerilimle beslenmektedir [36].



Şekil V.6 Besleme Kartı Devre Şeması

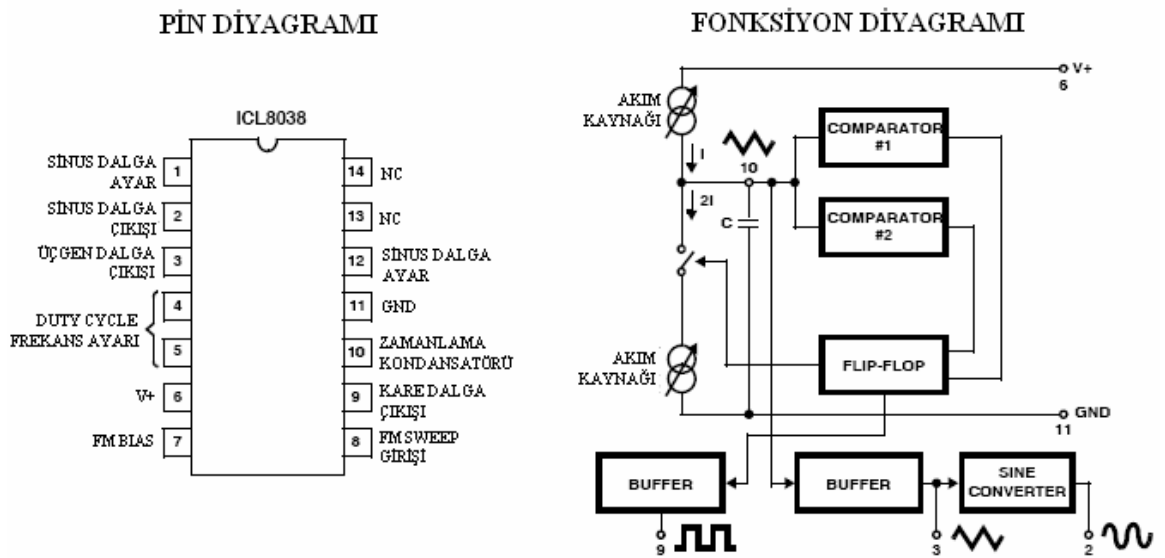
V.4 KONTROL KARTI

Tasarlanan sistemde invertör devresinde bulunan anahtarlama elemanlarının kontrolü sistemde bulunan kontrol kartı tarafından yapılmaktadır. Bu kontrol kartı anahtarlama sırasını ve devrenin çıkış frekansını belirler. Kontrol kartının sistemdeki bağlantı şeması Şekil V.7’te görüldüğü gibidir.

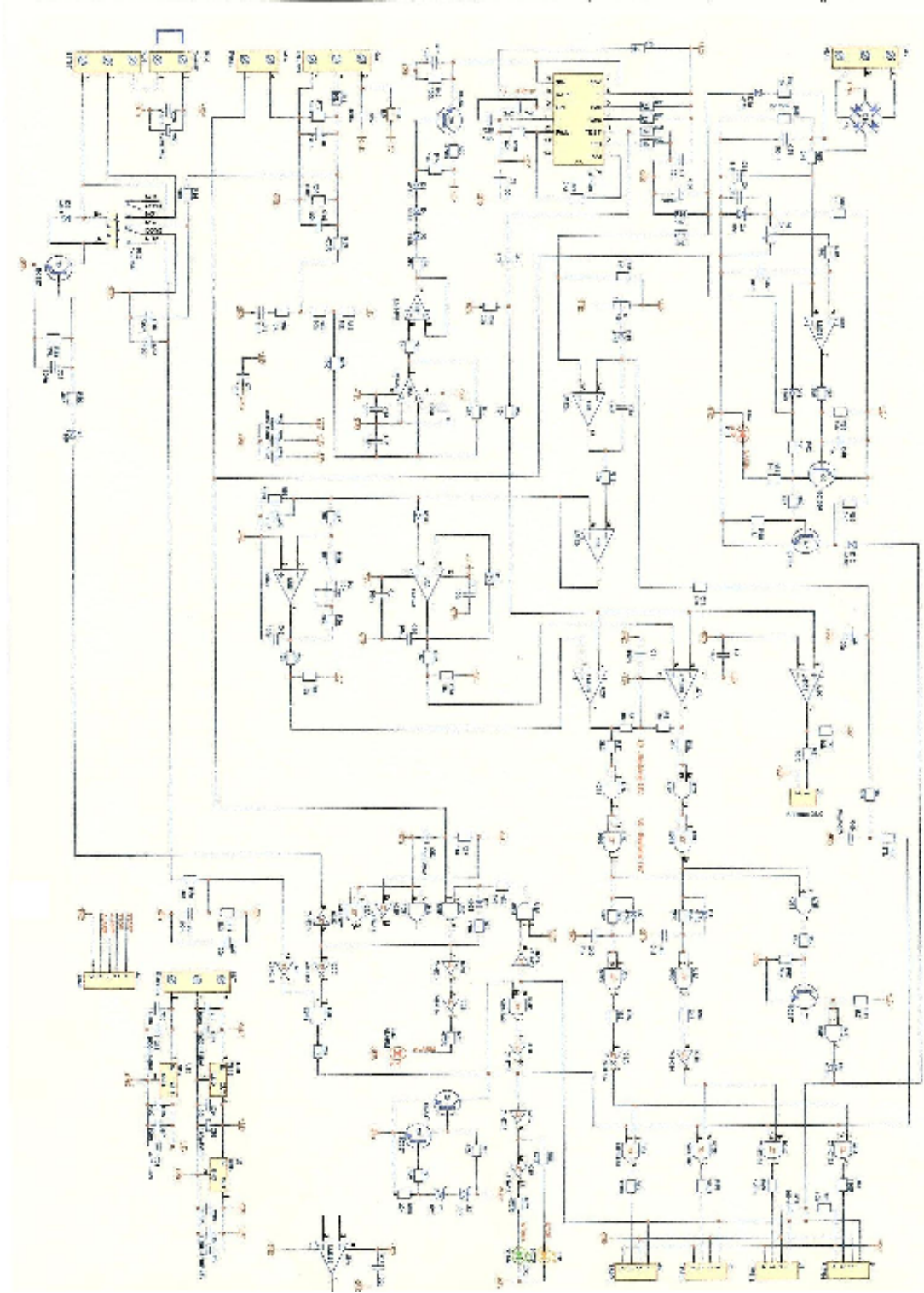


Şekil V.7 Kontrol kartı bağlantı şeması

Devre şeması Şekil V.9’te görülen kontrol kartında, dalga generatörü olarak intersil firması tarafından üretilen 8038 rumuzlu entegre kullanılmıştır. Pin diyagramı ve fonksiyon diyagramı Şekil V.8’de görülen 8038 entegresi 0,001 Hz ile 300 KHz arasındaçıkış sinyali üretebilmektedir [37].

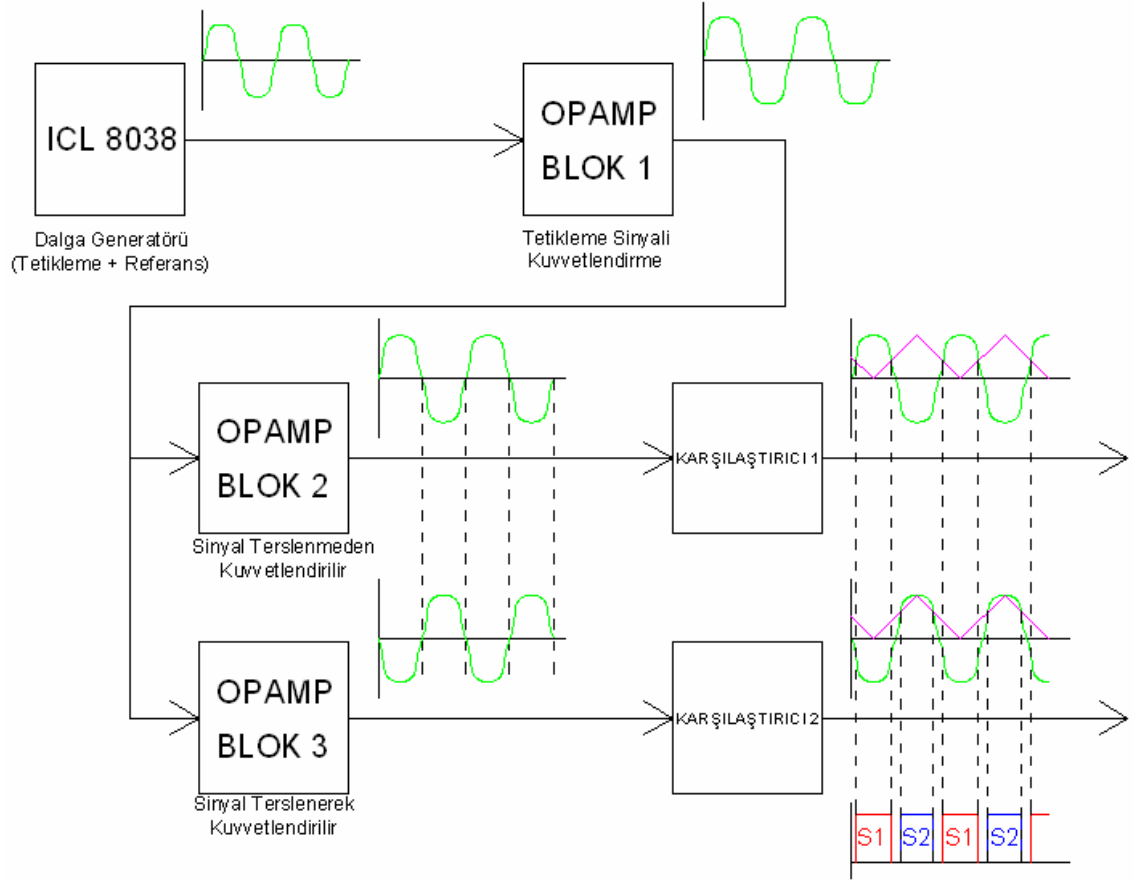


Şekil V.8 8038 Entegresi



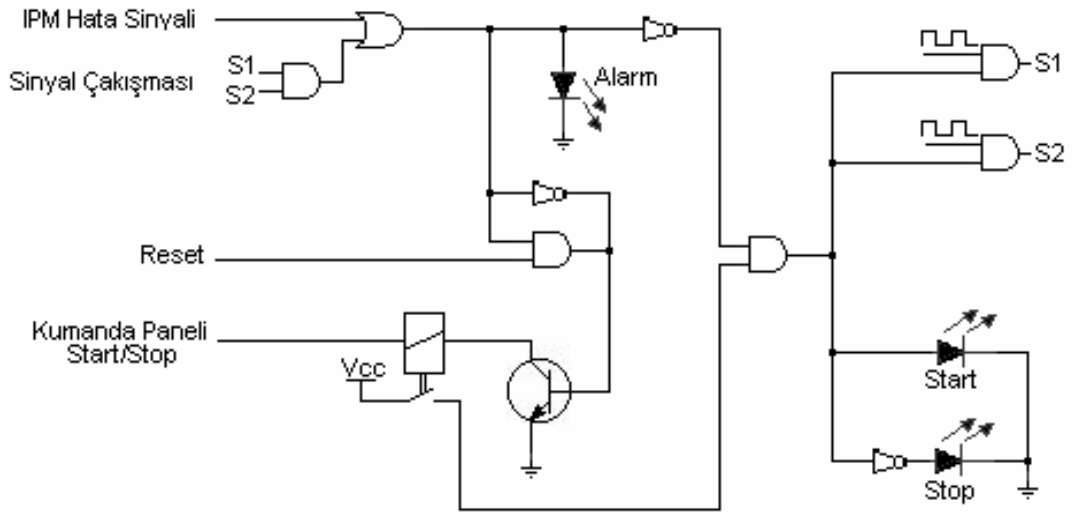
Şekil V.9 Kontrol kartı devre şeması

Kontrol kartında çıkış sinyali üretiminin blok diyagramı Şekil V.10'da görüldüğü gibidir. Elde edilen çıkış sinyali optokuplör üzerinden invertör devresindeki anahtarlama elemanın sürücüsüne gönderilmektedir.



Şekil V.10 Kontrol kartı blok diyagramı

Kontrol kartından çıkış sinyali üretebilmek için kontrol panelinden start bilgisi gelmektedir. Aynı zamanda IPM'den hata sinyali gelmiyor olması ve kart üzerinde sinyal çakışması da olmaması şartları sağlanmalıdır. Kontrol kartında çıkış şartının oluşması gösteren basitleştirilmiş şema Şekil V.11'de görüldüğü gibidir.



Şekil V.11 Çıkış şartının oluşması

V.5 KONTROL PANELİ

Tasarlanan sistemin beslemesinde kullanılan üç fazdan, bir tanesi kontrol panelinde bulunan ampermetre üzerinden geçirilerek sistemin şebekeden çektiği akımın gözlemlenmesi sağlanmıştır. Sistemde kullanılan ampermetre Şekil V.12’de görülmektedir.

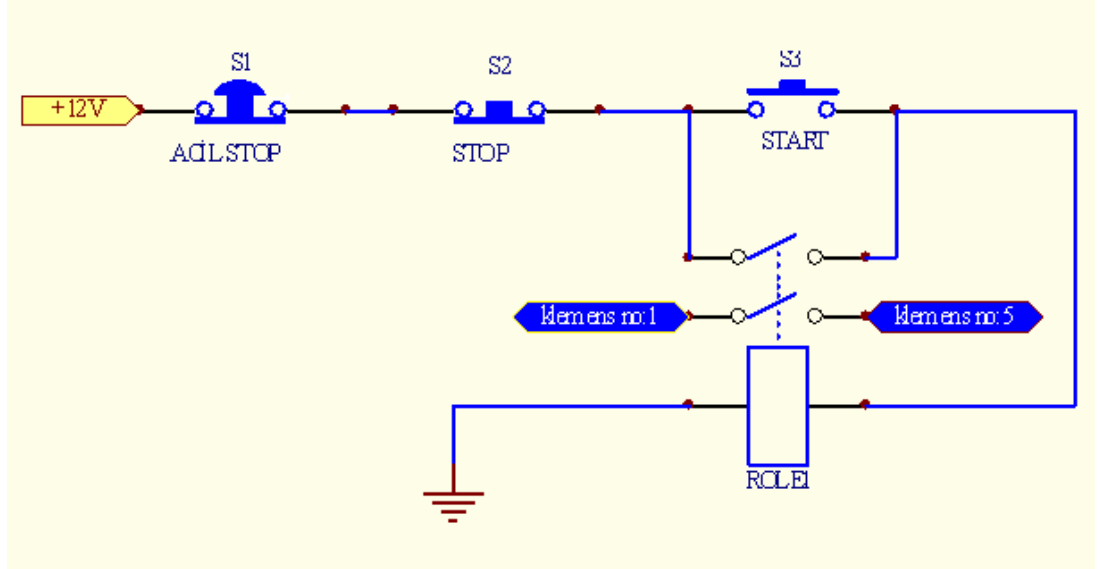


Şekil V.12 Sistemde kullanılan ampermetre

Sistemin kumanda kısmı operasyonu başlatmak için kullanılan start butonu, operasyonu bitirmek için kullanılan stop butonu, kumanda kartını tekrar başlatmak için reset butonu, frekans ayarı için potansiyometre ve acil stop butonundan oluşmaktadır. Ayrıca sistemin çalışma durumunu gözlemlemek için kontrol paneli üzerinde start, stop ve arıza ledleri bulunmaktadır. Bağlantı şeması Şekil V.13’de verilen kontrol paneli Şekil.V.12’de görüldüğü gibidir.



Şekil V.13 Sistemin kontrol paneli

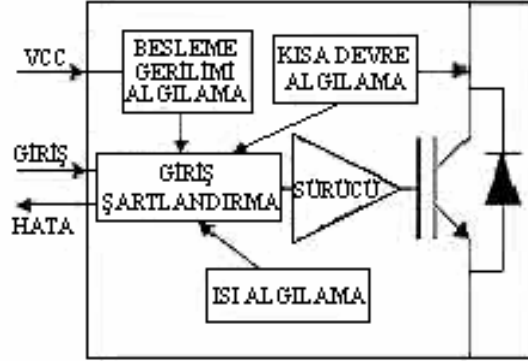


Şekil V.14 Kontrol Paneli Bağlantı Şeması

V.6 İNVERTÖR DEVRESİ

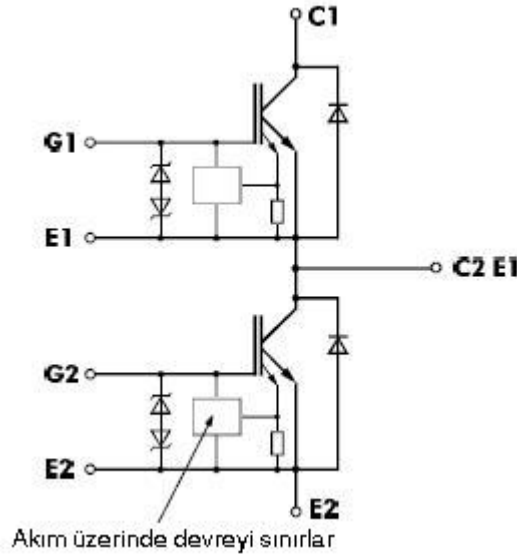
Tasarlanan sistemin invertör devresi, yarım köprü invertörlü olarak seçilmiştir. Gerçekleştirilen invertör devresinde, anahtarlama elemanı olarak akıllı güç modüllerinden (IPM) faydalanılmıştır.

Akıllı güç modülleri, genel anlamda Şekil V.15’de görüldüğü gibi; güç anahtarı (IGBT), ters toparlanma diyotu, sürme devresi ve çeşitli koruma fonksiyonlarını tek bir paket içerisinde barındırmaktadır.

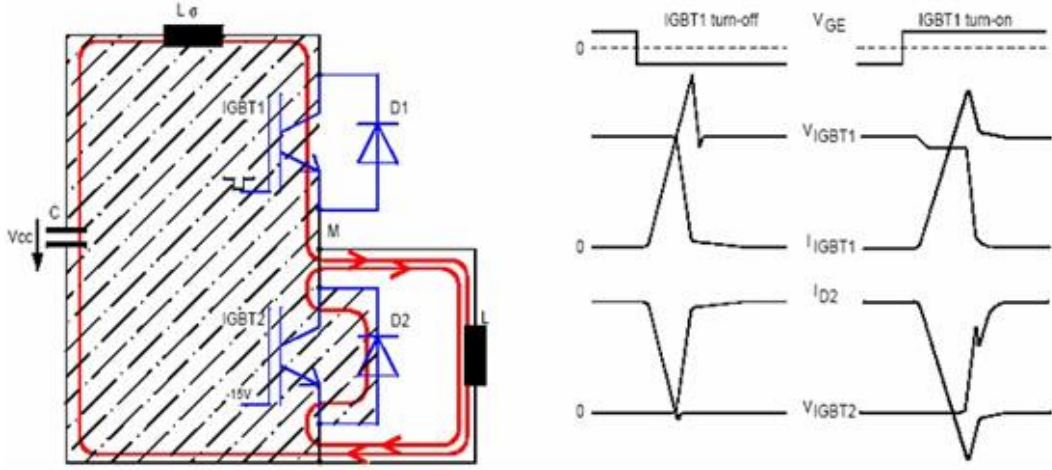


Şekil V.15 IPM Temel Diyagramı

Akıllı güç modülünde besleme gerilimi algılama, kısa devre algılama, sıcaklık algılama olmak üzere üç ana koruma fonksiyonu bulunmaktadır. Şekil V.16’da yarım köprü invertörlü invertör devresinde kullanılan invertörün iç yapısı, Şekil V.17’de ise çalışma şekli görülmektedir.



Şekil V.16 IPM devresi



Şekil V.17 IPM in çalışması

V.6.1 İnvörtör İçin Anahtarlama Elemanı Seçimi

Tasarlanan indüksiyonla ısıtma sisteminin 50 KW gücünde, 15 KHz frekansta çalışacağı göz önünde bulundurulduğunda peryot;

$$T = \frac{1}{f} = \frac{1}{15000} = 666,66 \cdot 10^{-6} s \quad (V.5)$$

çıkış geriliminin etkin değeri;

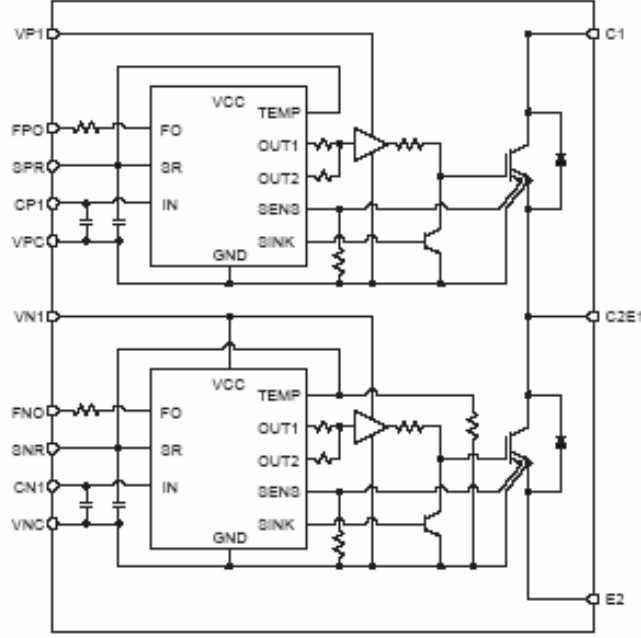
$$V_{et} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{t_1} V(t)^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{666,66 \cdot 10^{-6}} \int_0^{666,66 \cdot 10^{-6}} 540^2 dt} \cong 540V \quad (V.6)$$

olarak elde edilir. Sistemin rezonansa olacağı göz önünde bulundurulması anahtarlama elemanı seçiminde kolaylık sağlayacaktır. Buradan;

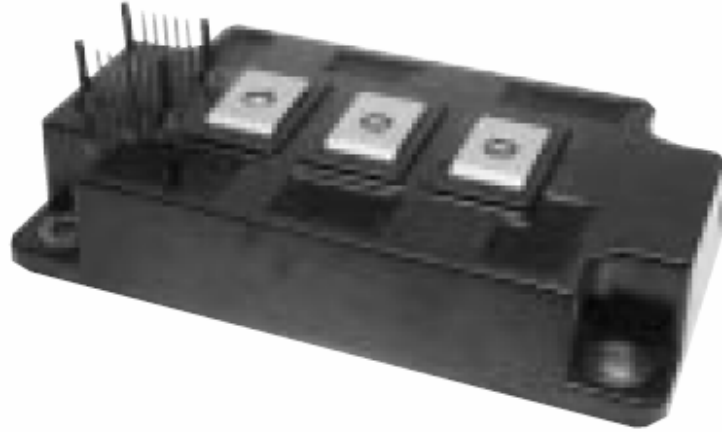
$$I = \frac{P}{V} = \frac{50 \cdot 10^3}{540} = 92,592 A \quad (V.7)$$

olarak elde edilir. Elde edilen değer nominal değerdir ve saf direnç yükünde karşılaşılabilecektir. Sistem küçükte olsa rezonans sapma eğrileri gösterecektir. Bu nedenle her ne kadar rezonans durumunda çekilen akımın değeri en fazla 92,592A olacaksa da rezonans kayma durumları düşünülerek 200 A'lik anahtarlama elemanı kullanmak uygun görülmüş ve MITSUBISHI firmasına ait 20 KHz frekansa

kadar anahtarlama yapabilen, 1200 V ve 200 A'e dayanabilen PM200DSA120 rumuzlu akıllı güç modülü kullanılmıştır. İç yapısı Şekil V.18'de görülen modülün genel görünümü Şekil V.19'da görülmektedir [38].



Şekil V.18 PM200DSA120 akıllı güç modülünün iç yapısı



Şekil V.19 PM200DSA120 akıllı güç modülünün genel görünümü

V.6 SOĞUTMA SİSTEMİ

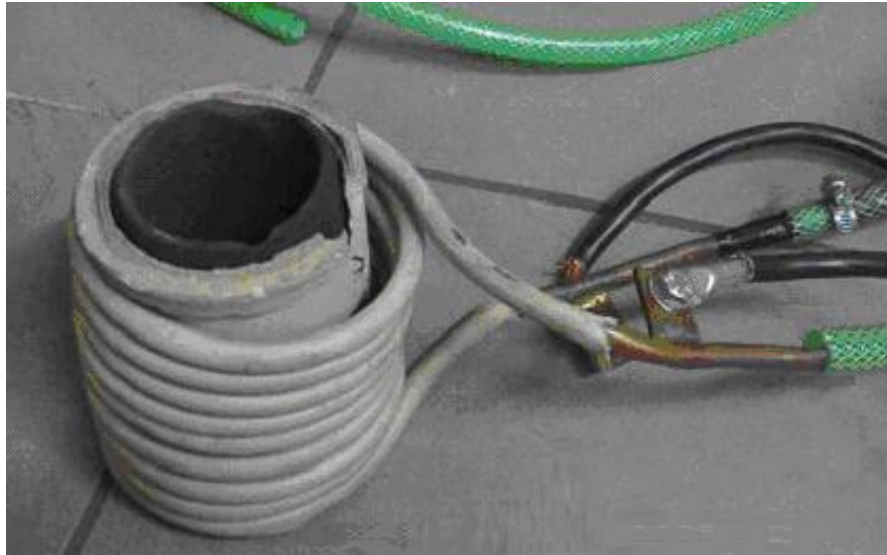
Elektronik devre elemanların korunmasında dikkat edilecek en önemli hususlardan bir tanesi soğutmadır. Tasarlanan sistemde kullanılan köprü diyot, SCR, IPM gibi devre elemanlarının daha uzun ömürlü olarak kullanılabilmesi için su ile

soğutma sistemi kullanılmıştır. Bu sistem elemanların üzerine monte edildiği alüminyum blok içerisindeki kanallardan soğuk su geçirilerek yapılmıştır.



Şekil V.20 Sistemin soğutma suyu giriş-çıkışı

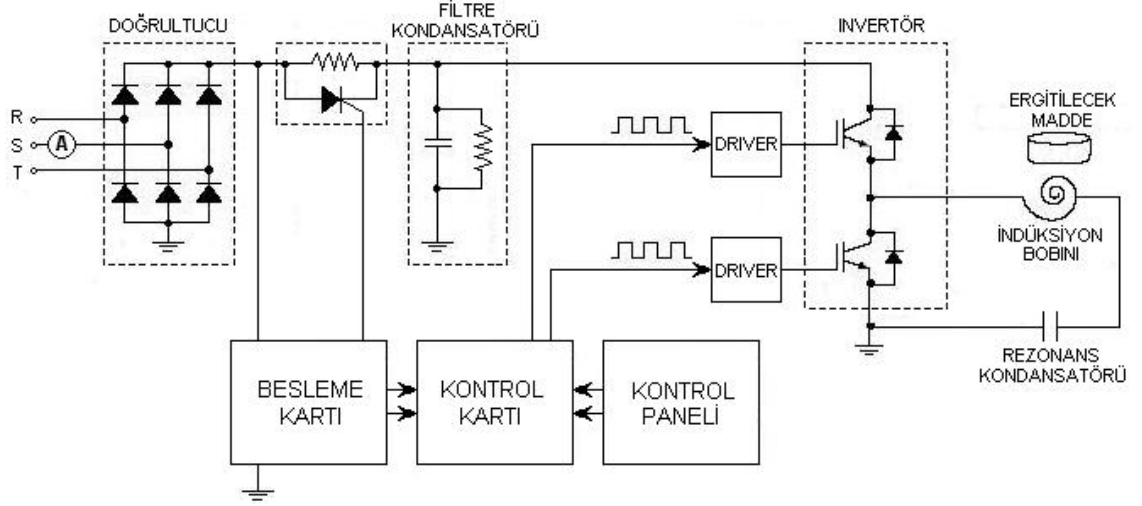
Aynı zamanda ertilecek malzemenin bulunduğu pota etrafındaki endüksiyon bobini de ısınan malzemenin sıcaklığından etkilenmemesi için içerisinde su geçirilerek soğutulmaktadır.



Şekil V.21 İndüksiyon bobininin su ile soğutması

V.6 SİSTEMİN GERÇEKLENMESİ VE DENEYSEL ÇALIŞMALAR

İmalatı gerçekleştirilen yarım köprü invertörlü seri rezonans devreli induksiyon ocağının genel şeması Şekil V.22'deki gibidir.



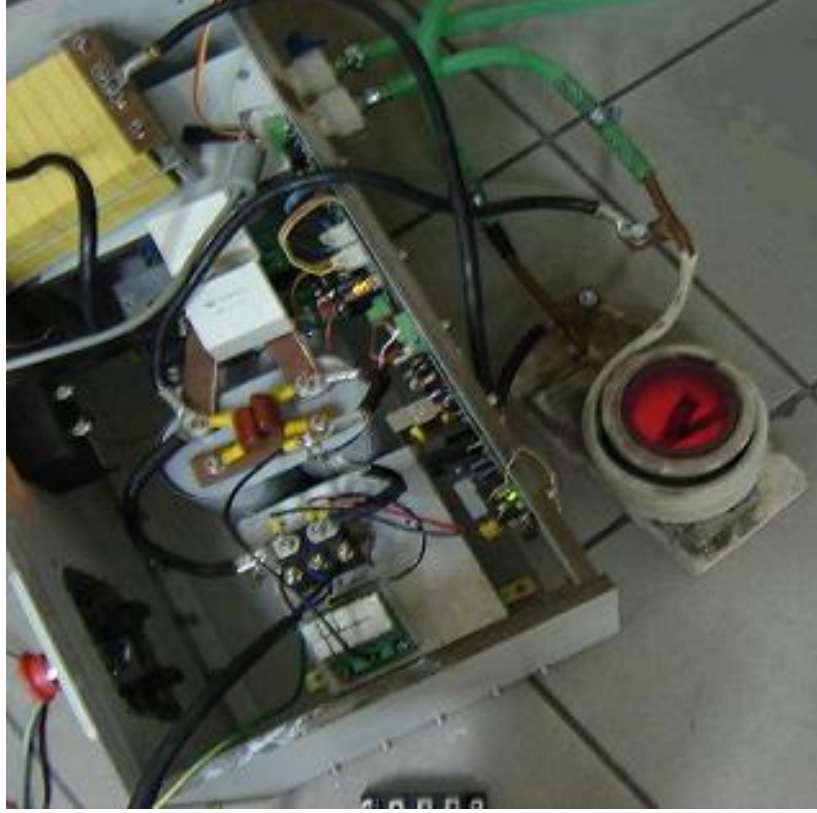
Şekil V.22 Sistemin genel şeması

Sistemin konulduğu kutu özel üretilmiş bir MDF ile yapılmıştır. Bu MDF, suya ve yanmalara karşı yüksek derecede dayanıklılığı olan bir malzemedir. Gerçeklenen sistem Şekil V.23'de görülmektedir.

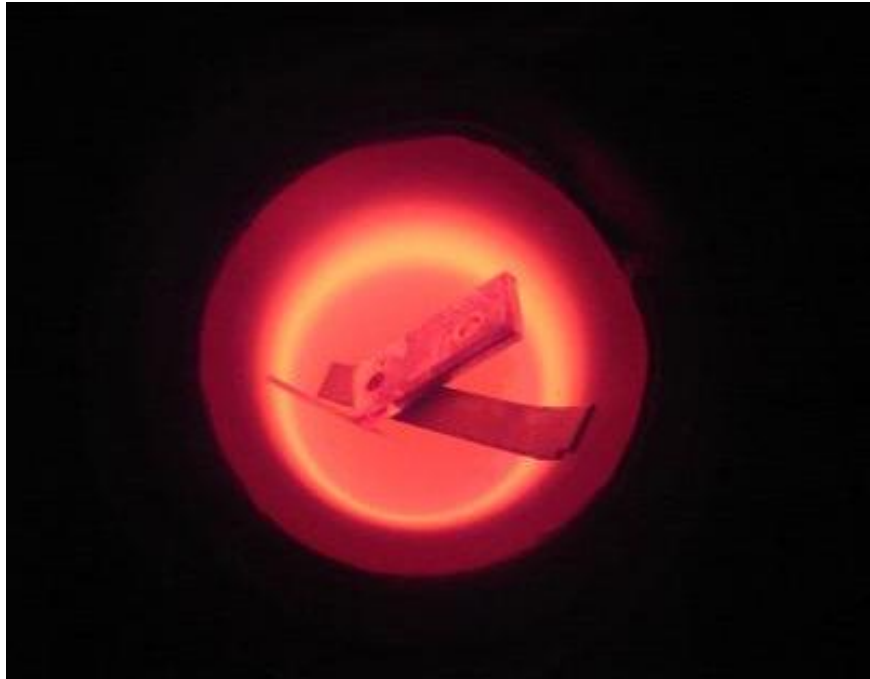


Şekil V.23 Tasarlanan sistemin genel görünümü

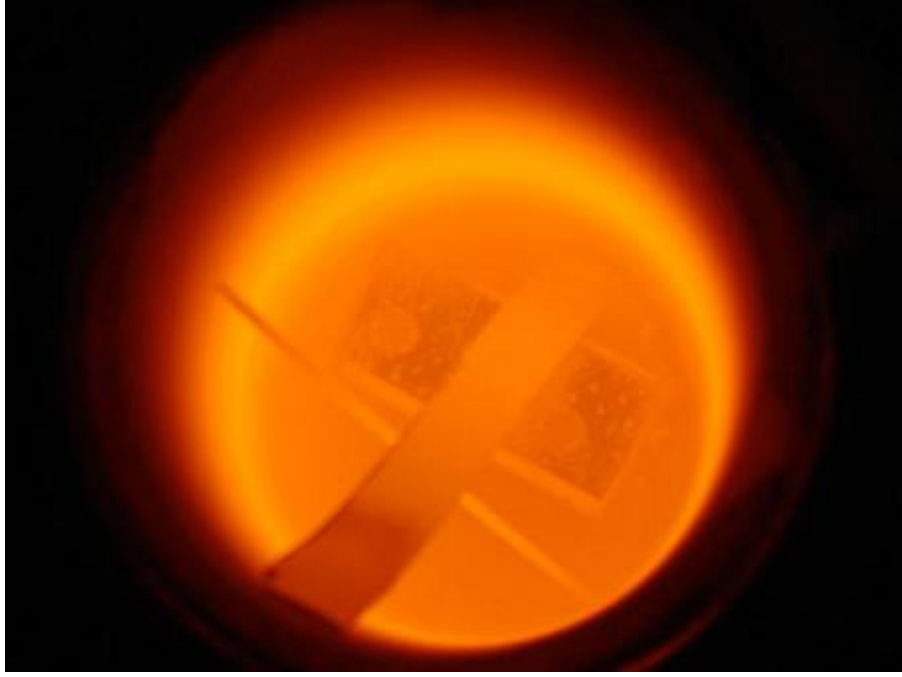
İmalatı gerçekleştirilen sistem ile laboratuvar ortamında deneysel ergitme çalışmaları yapılmış ve başarılı sonuçlar alınmıştır. Bu çalışmalara ait resimler Şekil V.24 – Şekil V.27’da görülmektedir.



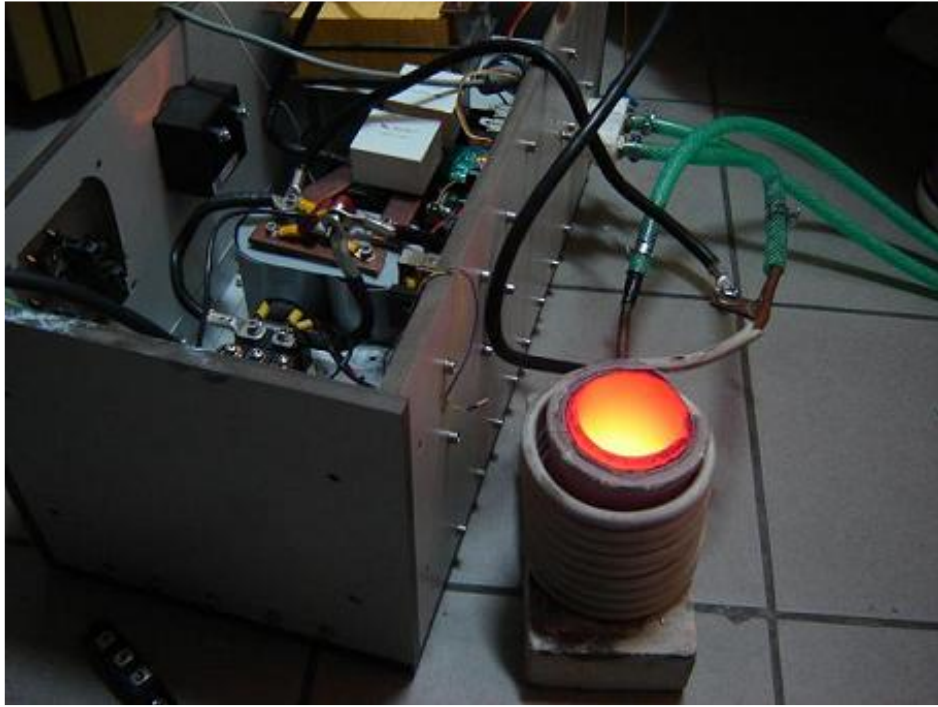
Şekil V.24 İndüksiyon ocağında ısıtma başlangıcı



Şekil V.25 İndüksiyon ocağında ergitme başlangıcı



Şekil V.26 Pota içerisinde ergitilen malzemeler



Şekil V.27 Ergitme aşamasında sistemin genel görünümü

BÖLÜM VI

YAPILAN ÇALIŞMANIN EĞİTİME KATKISI

Yapılan çalışmada endüstride geniş bir kullanım alanına sahip olan indüksiyon ocaklarının çalışma prensibi ve farklı denetim özellikleri üzerinde durulmuştur. Yarım köprü invertörlü seri rezonans devreli indüksiyon ocağı sistemi tasarlanmış ve uygulanmıştır.

Bölüm II’de ayrıntıları ile anlatılan indüksiyonla ısıtma tekniği, Bölüm III’de üzerinde durulan güç dönüşüm sistemleri, Bölüm IV’de yarım köprü invertörün çalışma yapısı ile uygulamanın anlatıldığı Bölüm V’de gerçekleştirilen uygulama dikkate alındığında projenin yüksek öğrenim kurumlarının elektrik ve elektronik bölümlerinde (meslek yüksek okullarının elektrik, elektronik ve bilgisayar programları; teknik eğitim fakültelerinin elektrik, elektronik ve bilgisayar eğitimi bölümleri ile mühendislik fakültelerinin elektrik, elektrik-elektronik ve elektronik mühendisliği bölümleri) rahatlıkla kullanılabileceği söylenebilir. Bölümlerin elektronik, güç elektroniği, lojik devreler, ve ölçme tekniği derslerinin uygulama kısımlarında faydalı olacağı düşünülmüştür.

Bu bilgiler ışığında Marmara Üniversitesi Teknik Eğitim Fakültesi Elektrik Eğitimi Bölümü’ndeki dersler ve içerikleri araştırılmış ve yapılan çalışmanın hangi dersler çerçevesinde kullanılabileceği Tablo VI.1’de gösterilmiştir.

Ortaya çıkarılan dersler ve içerikleri aşağıdaki tabloda verilmiştir.

Tablo VI.1. Tasarımın kullanılabileceği dersler ve içerikleri

DERS	KODU	İÇERİĞİ
ÖLÇME TEKİNİĞİ	ELK 224	Ölçme yöntemlerinin ve ölçme düzenlerinin sınıflandırılması, denkleştirme yöntemi ve uygulama tekniği, otomatik ayarlı denkleştiriciler, alternatif akım denkleştiricileri (polar ve dik koordinat denkleştiricileri), ölçü trafolarının ölçü hatlarına etkileri, direnç ölçmede çeşitli köprü yöntemleri, bazı özel dirençlerin ölçülmesi, doğru akım kaynakları ile beslenip geçici ve sürekli halleri ile uygulanan köprü yöntemleri, alternatif akım ile uygulanan köprü yöntemleri, A.C. köprü örnekleri ve özellikleri, A.C. Köprülerinde kullanılan fiziksel devre elemanlarının eşdeğer devreleri ile asal ve artık parametreleri ve toprak kapasiteleri, ekranlamalar, toprak kapasitelerinin ölçme işlemine yaptıkları etkiler ve bunların giderilmesi için yöntemler, özel amaçlı köprü örnekleri ve sıfır yöntemleri, akım ve gerilim ölçü transformatörlerinin ölçeklenmesi, köprülenmiş – T ve paralel – T devreleri.
ELEKTRONİK	ELC 371	Yarı iletken teorisi, diyotlar, temel karakteristikleri ve diyot çeşitleri. Diyot uygulamaları, bipolar jonksiyonlu transistörlerin yapıları, karakteristikleri, yükseltme etkisi ve kutuplama devreleri. Alan etkili transistörlerin yapıları, karakteristikleri ve kutuplama devreleri. Transistörlerin A.C. eşdeğer devreleri ile h, π , ve r modellerinin karşılaştırılması. Bipolar ve FET transistörlerin A.C. küçük işaret analizleri. Çok katlı

		<p>amplifikatörlerin orta frekanslardaki analizi ile alt ve üst kesim frekanslarının yaklaşık hesabı. Büyük işaret yükselteçlerinin çalışma sınıflarının incelenmesi. İşlemsel yükselteçlerin temelleri, özellikleri ve işlemsel yükselteç devrelerini içeren konularla ilgili deneysel çalışmalar.</p>
<p>LOJİK DEVRELER</p>	<p>ELC 378</p>	<p>Analog ve sayısal işaret tanımları, iki olasılıklı mantık, iki tabanlı sayı sistemi, iki tabanlı kodlama düzenleri, hexadesimal, BCD sayı sistemleri, ASCII kodu, Boole cebri, lojik kapı tanımları, AND, OR, NAND, NOR, EXOR, EXNOR tanımları, doğruluk tablosu, lojik ifadelerin oluşturulması, sadeleştirme yöntemleri, Karnaugh haritası, AND-OR ile gerçekleştirme, OR-AND ile gerçekleştirme, ardışıl lojik devre tanımı, multivibratörler, flip-flop devreleri, JK flip-flop, D flip-flop çalışma tablosu anlatımı, flip-flop ile oluşturulan sayıcı düzenleri, ripple counter, senkron sayıcı, binary counter, ondalık sayıcı ve tüm devre örnekleri, shift register tanımı ve örnekleri. Endüstriyel uygulamalar, timer, sayıcı, decoder düzenleri.</p>

<p style="text-align: center;">GÜÇ ELEKTRONİĞİ</p>	<p style="text-align: center;">ELK 342</p>	<p>Güç elektroniğinde güç dönüştürme şekilleri, güç elektroniği devrelerinin sınıflandırılarak çalışma prensiplerinin incelenmesi. Güç elektroniğinde kullanılan yarı iletken anahtarlar. Tristör karakteristikleri, tristorün iletme geçme kesime gitme sırasındaki davranışları. Tristörün tetikleme devresinde kullanılan diyak UJT, PUT, SUS, SBS, tetikleme transistörleri ve optik kuplaj elemanları. Tetikleme devresi için darbe generatörleri. Invers kosinüs metodu ile ve entegre devrelerle tetikleme. Bipolar güç transistörleri, güç mosfetleri, izole kaplı bipolar transistörler (IGBT) ve statik endüksiyon transistörleri (SİT) yapıları, özellikleri, sürekli rejim ve anahtarlama karakteristikleri, güvenli çalışma bölgeleri ve sürme devreleri GTO tristörler, anahtarlama karakteristikleri ve GTO tristör kontrolü. Tristörlerin D.A. devresinde anahtar olarak kullanılması. Asimetrik tristör, statik endüksiyon tristörü (SİTH). FET kontrollü tristör (FET- CTH). Mos kontrollü tristör (MCTH) ve sürülmesi. Triyakların özellikleri ve tetikleme devreleri A.A. devresinde tristör, triyak veya ters paralel bağlı tristörlerle faz kontrolü. Tristör ve triyaklı değişik tip sıfır gerilim şalteri çalışmalarının incelenmesi. Bir fazlı kontrolsüz yarım dalga ve tam dalga doğrultucularının omik yüklü ve omik – endüktif yüklü çalışma durumlarının incelenmesi. Üç fazlı kontrolsüz yarım dalga ve tam dalga (köprü) doğrultucuların omik yüklü ve omik – endüktif yüklü çalışmalarının incelenmesi. 12 fazlı doğrultucuların incelenmesi, kontrollü doğrultucularla reaktif güç ve güç katsayısının iyileştirilmesinin yöntemleri. Güç elektroniğinde koruma düzenleri, konularla ilgili deneysel çalışmalar.</p>
---------------------------------------------------------------	-------------------------------------------------------	--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------

BÖLÜM VII

SONUÇ VE DEĞERLENDİRME

Bu çalışmada metallerin ergitilmesinde kullanılmak üzere 15 Khz anahtarlama frekansında çalışan yarım köprü invertörlü gerilim beslemeli seri rezonans devreli bir indüksiyon fırını uygulaması gerçekleştirilmiştir.

Sistemin kontrol ünitesi tasarımında ilk olarak PIC 16F877 mikro denetleyicisi kullanılmıştır. Çalışmalar esnasında mikrodenetleyicinin istenilen çalışma frekansında anahtarlama yapamadığı tespit edilmiştir. Ayrıca, sitemdeki manyetik alandan etkilendiği ve çıkışta işaret çakışmalarına sebebiyet verebildiği görülmüştür. Bu nedenle, analog tabanlı kontrolör tercih edilmiştir. PWM kontrol işaretinin elde edilmesinde kullanılan kare, sinüs ve üçgen dalgaların frekanslarını aynı anda değiştirebilen bir işaret üretici entegresi kullanılarak tasarım aşamasında büyük kolaylıklar sağlanmıştır.

Bu çalışmada, yarım köprü seri rezonans invertör tekniği, az sayıda yarı iletken anahtar gerektirdiği ve denetim kolaylığı sağladığı için tercih edilmiştir. Yarı iletken anahtar seçilirken, güç anahtarı (IGBT), ters toparlanma diyotu, hata kontrol ve sürücü devresini tek bir paket içerisinde barındırdığından, sistemin tasarımı ve kurulumu aşamalarında kolaylık sağlayan akıllı güç modülü (IPM) kullanılmıştır. Bu modülde bulunan besleme gerilimi, kısa devre ve sıcaklık algılama fonksiyonları ile güvenli çalışma şartları oluşturulmuştur.

Sistemin ilk çalışması esnasında, doğrultucu devresinde bulunan filtre kondansatörü tamamen boş olduğu için, yüksek akım çektiği tespit edilmiştir. Bu akımı sınırlayabilmek için kondansatörün başlangıçta direnç grubu üzerinden beslenmesi sağlanmıştır.

Çalışmalar esnasında pota içerisinde ergiyen malzeme nedeniyle, indüksiyon bobinin de ısındığı görülmüştür. Bobinin soğutulmasını sağlamak için bobinin içerisinde su geçirilmiştir. Aynı şekilde, IPM, SCR, köprü diyot gibi elemanların da

çalışma esnasında ısındığı tespit edilmiştir. Bu elemanların, aşırı ısınmadan korunması için kanallı alüminyum bloklar üzerine montaj edilmişlerdir. Bu kanallardan su geçirilerek elemanların soğutulması gerçekleştirilmiştir.

Gerçeklenen indüksiyon fırını ile metal parçaların homojen ergitilmesi sağlanmıştır. İndüksiyon bobini ile yük arasındaki hava boşluğunun azaltılması ve ergiyen malzemenin homojenliğin sağlanması için indüksiyon potası küçük hacimli tutulmuştur. Rezonans invertör ve sıfır akım anahtarlama tekniği sayesinde, anahtar kayıpları ve elektromanyetik parazitler önemli ölçüde azaltılmıştır. Elde edilen sistem, kısa işlem süresine sahip, verimli, güvenli, temiz bir işlem ortamında çalışabilen ve kolayca sıcaklık kontrolünün yapılabildiği bir sistemdir.

Bu çalışma ile teknik eğitim kurumlarının elektrik, elektronik ve bilgisayar bölümlerindeki ölçme tekniği, güç elektroniği ve elektromanyetik derslerine deneysel çalışmalar açısından bir katkı sağlanmıştır.

Öğrencilerin sanayiye yönelik bilgi ve becerilerinin artırılması için deney föyü özelliği de taşıyan kullanım kılavuzu hazırlanarak önemli bir endüstriyel eğitim seti gerçekleştirilmiştir.

KAYNAKLAR

Kitaplar

- [1] Davies, J., Induction Heating Handbook, Mcgraw- Hill Book Company, ISBN 0-07- 084515-8, 426 p., Maidenhead, (1979)
- [18] Mohan, N., Undeland, T.M., and Robbins, W.P., “Power Electronics; Converters, Applications and Design” , John Wiley and Sons Publication, USA (1995)
- [20] Agrawal, J.P. Power Electronics Systems Theory and Design, P1, Prentice Hall Inc., ISBN 0-13-442880-3 New Jersey, (2001)
- [28] Kazimierczuk M.K., Czarkowski, D., Resonant Power Converters, John Wiley & Sons Inc., ISBN 0-471-04706-6, 481 p., Canada, (1995)
- [30] Skvarenina, T.L, Power Electronics Handbook, CRC Press, ISBN 0-8493-7336-0, 664 p., Indiana, (2002)
- [33] Gülgün R., “Güç Elektroniği”, YTÜ Basım-Yayın Merkezi, 4. Baskı, ISBN 975-461-173-4, İstanbul, Türkiye (1999)

Tezler

- [6] Köroğlu S. “Bir fazlı seri rezonans invertörlü indüksiyon ısıtma sistemi tasarımı” *Yüksek Lisans Tezi*, Pamukkale Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Denizli, Türkiye (2002)
- [8] Yıldız M.N., “Hibrid kaynaktan beslenebilen indüksiyonla su ve bina ısıtma sisteminin tasarımı ve performans analizi”, *Doktora Tezi*, Ege Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, İzmir, Türkiye (2005)
- [12] Çetin S. “Bir fazlı bir indüksiyon ısıtma sistemi analizi ve dizaynı” *Yüksek Lisans Tezi*, Pamukkale Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü Denizli, Türkiye (2005)
- [15] Başkurt Y. “Evaluation of resonant tracking inverters for induction heating” *Yüksek Lisans Tezi*, Dokuz Eylül Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, İzmir, Türkiye (1997)

- [29] Yurtbaşı K., “Bir Fazlı Sinüsoidal Pwm Köprü İverter Uygulaması”, *Yüksek Lisans Tez*, Marmara Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul, Türkiye (2007)

Makaleler

- [2] Cora, A., Eroğlu, Y.S., İndüksiyonlu Isıtma ve İndüksiyon Fırınlarının Tasarımı, *Elektrik-Elektronik-Bilgisayar Mühendisliği 8. Ulusal Kongresi*, Y.T.Ü.Elektrik Mühendisliği Bölümü, İstanbul, Türkiye (1999)
- [3] Egan, L.R., Furlani, E.P., “A Computer Simulation of An Induction Heating System”, *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 27, (1991)
- [4] Yıldırım, G., Gülgün, R., Güç Elektroniğinin İndüksiyonla Isıtmada Kullanılması, *Bursa II. Elektromekanik Sempozyumu*, Bursa, Türkiye (1988)
- [5] “Enduction Heating System Topology Review” Fairchild Semiconductor Inc. (2000)
- [7] Y. Deguchi, S. Moisseev, E. Hiraki, M. Nakaoka, "Cost effective edge-resonant PWM high frequency inverter for induction heating appliances and its performance evaluations" *Proceedings of the Power Conversion Conference, Osaka, Vol. 3, (April 2002)*
- [9] Ünver H.M. “İndüksiyon ocaklarının güç kaynaklarında kullanılan eviricilerin PLC ile denetiminin tasarımı ve gerçekleştirilmesi” *Elektrik - Elektronik-Bilgisayar Mühendisliği 10. Ulusal Kongresi*, Y.T.Ü.Elektrik Mühendisliği Bölümü, İstanbul, Türkiye (2003).
- [10] Agu M.U., “A microprocessor-based control method for a voltage-fed inverter with a tank load”, *Industry Applications Society Annual Meeting, Conference Record of the 1998 IEEE, Vol.1 (October 1988)*
- [11] Terai H., Miyauchi, T., Hirota, I., Omori, H., Al M.A., Nakaoka. M., "A novel time ratio controlled high frequency soft switching inverter using 4th generation IGBTs", *Power Electronics Specialists Conference. 2001. PESC. 2001 IEEE 32nd Annual, Vol. 4, (June 2001)*
- [13] Akkaya R., Anadol M. A. “Akım beslemeli paralel rezonans inverterli bir indüksiyonlu ısıtma uygulaması” *Elektrik - Elektronik- Bilgisayar*

Mühendisliği 10. Ulusal Kongresi, Y.T.Ü.Elektrik Mühendisliği Bölümü, İstanbul, Türkiye (2003).

- [14] Uchiriori Y., Kawamura Y., Tokiwa. M., Kim Y.J., Nakaoka M., "New induction heated fluid energy conversion processing appliance incorporating auto-tuning PID control-based PWM resonant IGBT inverter with sensorless power factor correction", *Power Electronics Specialists Conference, PESC '95 Record., 26th Annual IEEE. Vol. 2*, (Jun 1995)
- [16] Ho J.M., Juang, F.C., "A practical PWM inverter control circuitry for induction heating and studying of the performances under load variations", *Industrial Electronics 1998 Proceedings ISIE '98 IEEE International Symposium on , Vol. 1* , Pretoria, South Africa (July 1998)
- [17] Dede E.J., Esteve V., Maset E., Espi J.M., Navarro A.E., Carrasco J.A., E. Sanchis, "Soft switching series resonant converter for induction heating applications" *Power Electronics and Drive Systems, 1995., Proceedings of 1995 International Conference on, Vol.2*, (February 1995)
- [19] Grajales, L., Analysis and Design of a 500 kHz Resonant Inverter for Induction Heating Applications, *UMI No. 9701830*, Virginia, (1995)
- [21] Sazak B.S., Design of A 500 W Resonant Induction Heater, *Pamukkale Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Mühendislik Bilimleri Dergisi*, Cilt 5, (1999)
- [22] Bodur H., Akkaya R., Yaman C., İndüksiyonla Isıtmada Rezonans Devreli İnverterler ve Örnek bir İndüksiyonla Isıtma Uygulaması, *ELMEKSEM'93* Bursa, Türkiye (1993)
- [23] Jansses H.J.M., Maten E.J.W. and Hovwelingen D. Simulation of Coupled Electromagnetic and Heat Dissipation Problems, *IEEE Colligium on Coupling Electromagneties to the Fields*, Part. 1-3(1993)
- [24] Annen W., "Inductive Heating of Ignots and Barin High Performance Forges", *Brown Boveri Rev.*, Vol. ½. (1975)
- [25] Zinn S. and Semiatin S.L. "Coil design and fabrication: basic design and modifications" *Heat Treating* (October 1988)
- [27] Dawson P.F. and Jain P., "Comparison of Load Commutated Inverter Systems for Induction Heating and Melting Applications", *Power Electronics, IEEE Transactions on*, Vol.6, No 3, (July 1991)

- [31] Dede E. J., 25 kW / 200 kHz Parallel Resonant Converter for Induction Heating, *ETEP, Vol. 2, No. 2, (1992)*
- [32] Li, Q., Wolfs, P., “A Resonant Half Bridge Dual Converter”, *Journal of Electrical and Electronics Engineering, Vol. 22, (2002)*
- [34] Chatterjee, K., Ramanarayanan, V., A Comparative Study of Inverter Circuits for Induction Heating, *International Power Engineering Conference (1993)*

Elektronik Yayınlar

- [26] www.ameritherm.com (Erişim tarihi: Ocak 2008)
- [35] www.ixys.com (Erişim tarihi: Nisan 2007)
- [36] <http://onsemi.com> (Erişim tarihi: Şubat 2007)
- [37] www.intersil.com (Erişim tarihi: Ocak 2007)
- [38] www.datasheetcatalog.com (Erişim tarihi: Şubat 2007)

ÖZGEÇMİŞ

1981 yılında Kocaeli ili İzmit ilçesinde dünyaya geldi. 1999 yılında STFA Anadolu Teknik Lisesinden mezun olduktan sonra 2000 yılında Marmara Üniversitesi Teknik Eğitim Fakültesi Elektrik Eğitimi Bölümü'nü kazandı. 2004 yılında lisans eğitimini tamamladıktan sonra aynı yıl Marmara Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsünde Yüksek lisans eğitime başladı. Halen yüksek lisans programına devam etmektedir.

2002-2006 Yeniler Mob. End. Mam. Ltd. Şti.'de Bakım ve Otomasyon Sorumlusu olarak çalıştı. 2006-2007 Vektör Kontrol Sistemleri Ltd. Şti.'de Otomasyon Mühendisi olarak çalıştı. 2007 yılı itibariyle Oyak Renault Otomobil Fabrikaları A.Ş. Mekanik Bakım Departmanında'de UET Şefi olarak çalışmaktadır.

İbrahim Uygur ÇELİK