YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

İNDÜKSİYONLA ISITMA SİSTEMLERİNİN İNCELENMESİ ve BİR UYGULAMA DEVRESİNİN GERÇEKLEŞTİRİLMESİ

Elektrik Müh. Servet DERECİ

FBE Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalında Elektrik Makinaları ve Güç Elektroniği Programında Hazırlanan

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Tez Danışmanı: Yrd. Doç Dr. Gülderen YILDIRMAZ

İSTANBUL, 2010

İÇİNDEKİLER

SİMGE LİSTESİ iv
KISALTMA LİSTESİ v
ŞEKİL LİSTESİ vi
ÇİZELGE viii
ÖNSÖZ ix
ÖZET x
ABSTRACT xi
1. GİRİŞ 1
2. İNDÜKSİYONLA ISITMA SİSTEMİNİN ÇALIŞMA PRENSİBİ 3
2.1. Elektromagnetik İndüksiyon 3
2.2. Histerezis Kaybı 5
2.3. Deri Etkisi 5
2.4. Malzemenin Elektriksel Özdirenci 7
2.5. Yakınlık Etkisi 10
2.6. Oluk Etkisi 14
2.7. Halka Etkisi (Ring Effect) 15
2.8. Isı Transferi 16
2.8.1. Geçiş Aşaması 17
2.8.2. Sabit Isı Yükselmesi Aşaması 17
2.8.3. Soğurma Zamanı Aşaması 18
3. ENDÜKSİYONLA ISITMA SİSTEMLERİNDE KULLANILAN GÜÇ KAYNAKLARI 19
3.1. Düşük Frekanslı Sistemler 19
3.2. Orta Frekanslı Sistemler 20
3.3. Yüksek Frekanslı Sistemler 22
3.4. İndüksiyonla Isıtma Sistemlerinin Kullanım Alanları 23
4. İNDÜKSİYONLA ISITMA SİSTEMİNİN MUTFAK UYGULAMALARINDA KULLANIMI 25
4.1. Giriş 25
4.2. İndüksiyonla Isitma Sistemlerinin Mutfak Uygulamalarindaki Avantajlari 25
4.3. Yumuşak Anahtarlama Teknikleri 29
4.3.1. Sıfır Akımda Anahtarlama (ZCS) : 30
4.3.2. Sıfır gerilimde anahtarlama (ZVS) : 30
4.3.3. Sıfır akımda geçiş (ZCT) : 30
4.3.4. Sıfır gerilimde geçiş (ZVT) : 30
5. İNDÜKSİYONLA ISITMA SİSTEMLERİNDEKİ UYGULAMA TOPOLOJİLERİ 32
5.1. Yarım Köprü Seri Rezonanslı İnverter 32
5.1.1. Giriş 32
5.1.2. Kısmi Rezonanslı İnverter Devresinin Çalışma Prensibi 33
5.2. Kismi Rezonansli İnverter 35
5.2.1. Giriş 35

5.2.2. Kısmi Rezonanslı İnverter Teorisi 35
5.2.3. Kısmi Rezonanslı İnverter Devresinin Çalışma Prensibi 36
6. KISMI REZONANSLI INVERTER UYGLAMASI 43
6.1. Giriş 43
6.2. Kısmi Rezonanslı İnverter Simülasyonu 43
6.3. Uygulama Devresinin Açık Devre Şeması 44
6.4. Kontrol Stratejisi 47
7. DENEYSEL SONUÇLARI 51
8. SONUÇ 60
KAYNAKLAR 61
ÖZGEÇMİŞ 78

SİMGE LİSTESİ

Cr	Rezonans kondansatörü
d_0	Akım nüfuz derinliği
DF	Serbest geçis diyodu
di/dt	Akım yükselme hızı
dv/dt	Gerilim yükselme hızı
f1	Şebeke frekansı
f2	Çıkış frekansı
Ii	Baslangıç rezonans akımı
ILr	Rezonans endüktansı akımı
Im	Maksimum pik faz akımı
Io	Çıkıs akımı
Ip	Maksimum rezonans pik akımı
i(t)	Herhangi bir andaki akım değeri
L_r	Rezonans endüktansı
m	Kütle
N1	Primer sargı sayısı
N2	Sekonder sargı sayısı
P1	Motor kutup sayısı
P2	Generator kutup sayısı
p_A	Alınan güç
p_V	Verilen güç
Q	Kalite faktörü
Q_e	Isı enerjisi
S1	Ana anahtar
S2	Yardımcı anahtar
Tr	Anahtarlama periyodu
Vdc	DC kaynak gerilimi
Vce	Rezonans gerilimi
μ_r	Malzemenin bağıl magnetik geçirgenliğidir.
ρ	Malzemenin özgül direnci
ωr	Rezonans açısal frekansı
ωd	Sönümlü osilasyon frekansı
α	Özgül direnç sıcaklık katsayısı

KISALTMA LİSTESİ

AC	Alternatif Akım (Alternative Current)
DC	Doğru Akım (DC Current)
EMI	Elektromanyetik Girisim (Electro-magnetic Interference)
GTO	Kapıdan Söndürülebilen Tristör (Gate Turn-Off)
HS	Sert Anahtarlama (Hard Switching)
IGBT	İzole Kapılı Bipolar Transistör (Isolated Gate Bipolar Transistor)
MOSFET	Metal Oksit Yarıiletken Alan Etkili Transistör (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor)
PWM	Darbe Genislik Modülasyonu (Pulse Width Modulation)
SS	Yumusak Anahtarlama (Soft Switching)
ZCS	Sıfır Akımda Anahtarlama (Zero Current Switching)
ZCT	Sıfır Akımda Geçis (Zero Current Transition)
ZVS	Sıfır Gerilimde Anahtarlama (Zero Voltage Switching)
ZVT	Sıfır Gerilimde Geçis (Zero Voltage Transition)
YKSRI	Yarım köprü seri rezonanslı inverter

ŞEKİL LİSTESİ

Şekil 2.1 Trafo eşdeğer devresi (Fairchild, 2000) 3

Şekil 2.2 İndüksiyonla ısıtma sisteminin eşdeğer devresi (Fairchild, 2000) 3

Şekil 2.3 Elektromagnetik indüksiyonun temel çalışma prensibi 4

Şekil 2.4 Akım yoğunluğu değişimi (Bodur, 2004) 6

Şekil 2.5 Gerilim uygulanan iletkendeki akım dağılımları (a) doğru gerilim uygulanmış hali, (b) düşük frekanslı alternatif gerilim uygulanmış hali, (c) yüksek frekanslı alternatif gerilim uygulanmış hali. 7

Şekil 2.6 Metallerin sıcaklığa bağlı olarak değişen özgül ağırlık değerleri (Rudney vd., 2003) 9

Şekil 2.7 Bir metalin sıcaklıkla artan özgül direnç eğrisi 10

Şekil 2.8 Silindirik iletkenlerde yakınlık etkisi. (a) tek bir iletken olması durumu (b) birbirine zıt yönde akım taşıyan iki iletken olması durumu (c) birbiriyle aynı yönde akım taşıyan iki iletken olması durumu (Rudney vd., 2003) 12

Şekil 2.9 Ortamda sadece bobin olması halindeki akım dağılımı (Rudney vd., 2003) 13

Şekil 2.10 Ortamda bobin ve ısıtılacak malzeme olması halindeki, yakınlık etkisinden sonra oluşan akım dağılımı (Rudney vd., 2003) 13

Şekil 2.11 Simetrik olmayan durum için tek sarımdan oluşan bobinin yakınlık etkisi hali (Rudney vd., 2003) 14

Şekil 2.12 Ortamda bobin ve ısıtılacak malzeme olması halindeki, yakınlık etkisi ve oluk etkisinden sonra oluşan akım dağılımı (Rudney vd., 2003) 15

Şekil 2.13 Akım taşıyan düz bir iletkenin akım dağılımı ve bu iletkenin halka şeklinde bükülmesi ile elde edilen akım dağılımı (Rudney vd., 2003) 16

Şekil 2.14 Metal malzemenin çeşitli frekanslarda çalışma durumuna göre dış yüzeyi ile merkezi arasındaki ısı değişimi 17

Şekil 3.1 Düşük frekanslı sistemlerin blok şeması 19

Şekil 3.2 Motor generatör sistemi devresi 21

Şekil 3.3 İndüksiyonla ısıtma sistemlerinde kullanılan güç kaynakları, çalışma frekansları, güçleri ve kullanım alanlarına göre gösterimi (Balbozan, 1984) 23

Şekil 4.1 İndüksiyon ocağı 25

Şekil 4.2 İndüksiyonla ısıtma sistemlerinin mutfak uygulamalarında kullanımındaki temel blok diyagramı (Fairchild, 2000) 26

Şekil 4.3 Bir mutfak uygulamalarında kullanılan indüksiyonla ısıtma ocağının genel görünümü .....

Şekil 4.4 Değişik şekilli ısıtma amaçlı çok sarımlı bobinler (Curtis, 1950) 28

Şekil 4.5 Bobin ile kap arasındaki yerleşim düzeni (Acero, 2006) 29

Şekil 4.6 Anahtarlama elemanının sert anahtarlama ve yumuşak anahtarlama teknikleri ile anahtarlanması durumlarındaki temel dalga şekilleri (Bodur,2004) 31

Şekil 5.1 Yarım köprü seri rezonans inverter devresi (Fairchild, 2000) 33

Şekil 5.2 Yarım köprü seri rezonanslı devrenin akım dalga şekli (Fairchild, 2000) 33
Şekil 5.3 Yarım köprü seri rezonanslı inverterin çalışma aralıklarının eşdeğer devreleri (Çetin, 2005) 34
Şekil 5.4 Kısmi rezonanslı inverterin ana güç devresi 35
Şekil 5.5 İndüksiyonla ısıtma sisteminin sadeleştirme aşamaları 36
Şekil 5.6 Uygulama devresinin kararlı durumda çalışmasıyla ilgili akım ve gerilim şekilleri 37
Şekil 5.7 (to – t1) çalışma aralığının eşdeğer devresi 38
Şekil 5.8 (t1 – t2) çalışma aralığının eşdeğer devresi 38
Şekil 5.9 (t2 – t3) çalışma aralığının eşdeğer devresi 40
Şekil 5.10 (t3 – t5) çalışma aralığının eşdeğer devresi 40
Şekil 5.11 (t5 – t6) çalışma aralığının eşdeğer devresi 41
Şekil 6.1 kısmi rezonanslı inverterin proteusta yapılan simülasyon eğrileri 44
Şekil 6.2 Uygulama devresine ait blok şeması görülmektedir 44
Şekil 6.3 Uygulama devresinin açık devre şeması 46
Şekil 6.4 Kontrol devresi akış diyagramı 49
Şekil 7.1 Uygulama devresinin genel bir görünüşü 51
Şekil 7.2 Litz telinden sarılmış endüksiyon bobini 51
Şekil 7.3 İki kondansatör bağlı olduğu durumdaki bobin akımı. (20A/div, 10µs/div) 52
Şekil 7.4 İki kondansatör bağlı olduğu durumdaki kondansatör gerilimi ve sürme sinyali (CH1: 100V/div, CH2: 10V/div, 10µs/div) 53
Şekil 7.5 Bobinin parametrelerinin tespit edilmesinde kullanılan devre (ÖNCÜ, 2005) 53
Şekil 7.6 İki kondansatör bağlı olduğu durumdaki kondansatörün sönümlü rezonans gerilimi dalga şekli (500mV/div, 10µs/div) 54
Şekil 7.7 Tek kondansatör bağlı olduğu durumdaki bobin akımı. (20A/div, 10µs/div) 55
Şekil 7.8 Tek kondansatör bağlı olduğu durumdaki kondansatör gerilimi ve sürme sinyali (CH1: 200V/div, CH2: 10V/div, 10µs/div) 56
Şekil 7.9 Tek kondansatör bağlı olduğu durumdaki kondansatörün sönümlü rezonans gerilimi dalga şekli (500mV/div, 10µs/div) 57
Şekil 7.10 Farklı çalışma koşullarındaki ısınma eğrileri 59

ÇİZELGE

Çizelge 2.1 Bazı malzemelerin özgül direnç değerleri (Rudney ve diğ., 2003) ……...8
Çizelge 7.1 C_r =0,44 μF ve C_r =0,22 μF olduğu durumlar için hesaplanan fr , L_e ve R_e değerleri…….57
Çizelge 7.2 Deneyi yapılan 3 farklı durum için zamana göre ölçülen sıcaklık değerleri… 58
Çizelge 7.3 Üç farklı deney için hesaplanan güç ve verim tablosu…….....59

ÖNSÖZ

İndüksiyonla ısıtma sistemini inceleyip bir uygulama devresini gerçekleştirdiğim Yüksek Lisans Tez çalışması esnasında bana yardımlarını esirgemeyen tez yöneticisi ve hocam Sayın Yrd. Doç. Dr. Gülderen YILDIRMAZ'a şükranlarımı sunarım.

Ayrıca maddi manevi destekleriyle beni her zaman teşvik eden aileme, çalışmalarım sırasında yardımını esirgemeyen değerli arkadaşım Fatih GENÇ'e ve arkadaşlarıma da teşekkürü bir borç bilirim.

ÖZET

İndüksiyonla ısıtma sistemleri günümüzde birçok alanda kullanılmaktadır. Özellikle yarıiletken anahtarlama elemanlarının, teknolojisinin ilerlemesiyle birlikte maliyetleri azalmış ve mutfak uygulamalarında kullanımı yaygın hale gelmiştir**.**

Bu çalışmada indüksiyonla ısıtma sistemleri anlatılmış ve indüksiyonla ısıtma sistemlerinde kullanılan güç kaynaklarından bahsedilmiştir. Ayrıca yüksek frekanslı sistemlerde oluşan anahtarlama kayıplarını azaltmak için kullanılan yumuşak anahtarlama teknikleri anlatılarak, mutfak uygulamalarında kullanılan bir indüksiyonla ısıtma sisteminin simülasyonu ve uygulaması yapılmıştır.

Uygulaması yapılan kısmi rezonanslı inverter sisteminde devrenin kontrolü pic mikroişlemcisiyle ile sağlanmıştır. Sıcaklık geri beslemesi alınarak ısıtılacak malzemenin isteğimiz referans sıcaklığa kadar ısınması sağlanmıştır. Ayrıca Uygulama devresinde sıfır gerilimde geçiş kullanılarak, devre üzerindeki anahtarlama kayıpları azaltılmıştır.

Yapılan deneyler sonucunda, mutfak uygulamalarında kullanılan indüksiyonla ısıtma sisteminin klasik elektrikli ısıtıcılara göre daha verimli olduğu görülmüştür.

Anahtar Kelimeler: İndüksiyonla ısıtma, Kısmi rezonanslı inverter, Sıfır gerilimde geçiş, Yumuşak anahtarlama.

ABSTRACT

Nowadays the induction heating systems are used in a wide selection of fields. Especially, After technological improvements in semiconductor switching devices, usage of induction heating systems in kitchen application was increased.

In this study, İnduction heating systems was explained and power supply which use in induction heating sysyems were mentioned. Then Soft switching techniques was expalined for reducing switching loses and a induction heating system in kitchen application was simulated and experimentally carried out in laboratory

The quasi resonant inverter topology was controlled by PIC microcontroller. Temperature feedback was used for ranging the load`s temperature to reference temperature. Furthernore swiching losses was reduced by Zero voltage transition.

As a result of experiments, was seen the induction heating systems in kitchen application is more efficient than classical heating systems.

Keywords: İnduction heating, Quasi resonant inverter, Zero voltage transition, Soft switching.

1. GİRİŞ

Elektrik enerjisi her yerde bulunabilen, verimi yüksek ve kontrolü kolay olan bir enerji türüdür. Bu nedenle birçok alanda elektrik enerjisinin kullanımı ön plana geçmiştir. Hassas ısı kontrolü gerektiren uygulamalarda elektrik enerjisinden sıklıkla yararlanılmaktadır. Rezistanslı ısıtma, elektrik alanıyla ısıtma, lazerli ısıtma, plazma ile ısıtma, ark ocakları .. gibi uygulama alanlarında olduğu gibi indüksiyonla ısıtma sistemlerinde de elektrik enerjisinden yararlanılmaktadır. İndüksiyonla ısıtma, metal veya elektriksel olarak iletken bir malzemenin elektromagnetik bir alan içerisine konması ile malzeme içinde indüklenen akımların oluşturduğu ısıya bağlı olarak materyallerin özelliklerini değiştirmesi veya çeşitli işlemlerden geçirilmesine yarayan bir ısıtma metodudur.

Bütün indüksiyonla ısıtma sistemlerinin temeli, Michael Faraday'ın 1831 yılında ortaya çıkardığı elektromagnetik indüksiyonla başlamıştır. Faraday Yasası olarak da bilinen bu yasaya göre, bir iletkenden değişken bir akım geçirildiği takdirde, yakınında bulunan diğer iletkende gerilim indüklenir. Faraday'ın bu keşfi, elektrik motorlarının, generatörlerin ve transformatörlerin gelişimine katkıda bulunmuştur. Ancak motor, generatör ve trafo sargılarından geçen akımın magnetik gövde üzerinde fuko akımlarını oluşturması ve bunun sonucu olarak ortaya çıkan ısı kaybı uzun seneler istenilmeyen bir durum olarak görülmüştür ve azaltılması için çareler aranmıştır (Sazak,2007). Daha sonra bu ısı enerjisini metallerin ısıtılması gibi faydalı bir şekilde kullanılabileceği düşüncesinin ortaya atılması ve yapılan çalışmalarda başarılı sonuçlar alınmasının ardından birçok endüstri alanında bu indüksiyon sisteminden yararlanılmaya başlanmıştır.

1884 yılında Heavisede tarafından yayınlanan " The Induction of Currents in Cores " makalesi, indüksiyonla ısıtma sistemleri ile ilgili ilk yazılı eserdir. İndüksiyon ocakları ile ilgili ilk patent 1897'de İngiltere de Ferranti tarafından alındı. Bulunan bu ocak tipine "halka" veya " nüveli" ocak adı verildi. İndüksiyonla ısıtma sistemlerinin ilk uygulamaları ise 18. yüzyılın başlarında çelik ergitme ocaklarında gerçekleştirilmiştir. İlk uygulama sistemlerinde kullanılan indüksiyon bobinleri düşük frekanslı akımla beslenmekteydi. 1906 yılında Almanya da yapılan indüksiyonla ısıtma sistemi 5Hz lik gerilimle beslenmekteydi. Düşük frekansla çalışılması halinde, şebekenin güç faktörünün düzeltilmesinin daha kolay olduğunu düşünülmekteydi. Dr.E.F.Northrup un yaptığı araştırmalar sonucunda frekansın yükseltilmesi halinde daha iyi sonuçlar elde edilebileceği görüşü üzerine frekansın arttırılması için yöntemler geliştirilmeye başlandı. 1915 yılında Francesco Spinelli frekans üçleme sistemini buldu. Frekansın yükseltilmesi ile birlikte kondansatörlerden kaynaklanan problemler başladı.

Kullanılan kondansatörler, cam ve pirinç levhaların ardı ardına dizilip yağ içine daldırılmasıyla üretiliyordu. İndüksiyon sistemine yüksek frekans uygulanmasıyla cam levhalar hızlıca aşınıp kondansatörler yarım saat içinde kırılıyordu. General elektrikin üretmiş olduğu kâğıt kondansatörlerle bu problem aşılmış oldu. 1927 yılında Electric Furnace Company tarafından ilk orta frekans indüksiyonla ısıtma sistemi gerçekleştirilmiştir.

İlerleyen yıllarda indüksiyonla ısıtma sistemlerinin önemi gittikçe artarak, değişik uygulamalar üzerinde duruldu. Yüzey sertleştirme amacıyla radyo frekansında sistemler geliştirildi. İndüksiyonla yüzey sertleştirmenin diğer sistemlerle kıyaslandığında veriminin yüksek oluşu, ısı kontrolünün kolay oluşu gibi daha avantajlı özelliklere sahip olduğundan sanayide kullanımı gittikçe artmıştır.

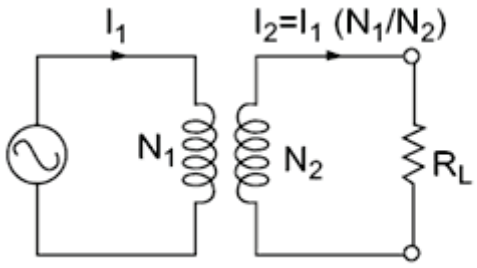
Önceleri özellikle orta frekanslı sistemlerde kullanılan motor- generatör grubunun ilk kurulum masraflarının yüksek oluşu ve fazla bakım gerektirmeleri gibi dezavantajları mevcuttu. Ancak yarıiletken sanayisinin gelişimi ile MOSFET, IGBT gibi güç anahtarlarına sahip statik inverterlerin gerçekleştirilmesi sonucunda, bu dezavantajlar ortadan kaldırılmıştır. Günümüzde indüksiyonla ısıtma sistemleri birçok sanayi alanında yaygın olarak kullanılmaktadır.

2. İNDÜKSİYONLA ISITMA SİSTEMİNİN ÇALIŞMA PRENSİBİ

İndüksiyonla ısıtma sistemlerini iyi analiz edebilmek için bazı temel faktörlerin iyi anlaşılması gerekir. Bu faktörler; ün birleşiminden oluşur. Bunlar; Elektromagnetik indüksiyon, histerezis kaybı, deri etkisi (skin effect),malzemenin elektriksel özdirenci, yakınlık Etkisi, oluk etkisi, halka etkisi ve ısı transferidir.

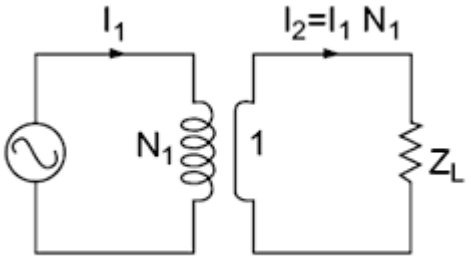
2.1. Elektromagnetik İndüksiyon

İndüksiyonla ısıtma sisteminin çalışma prensibi ile trafonun çalışma prensibi benzerdir. Şekil 2.1'de trafonun en basit eşdeğer devresi görülmektedir. Bilindiği gibi trafo, nüve üzerine sarılmış primer (N1) ve sekonder (N2) sargılardan oluşur.



Şekil 2.1 Trafo eşdeğer devresi (Fairchild, 2000)

Şekil 2.2'de ise indüksiyonla ısıtma sisteminin eşdeğer devresi görülmektedir. İki eşdeğer devre arasındaki fark, indüksiyonla ısıtma sisteminde nüve olmayışı ve sekonder sargının tek sarımdan oluşmasıdır.



Şekil 2.2 İndüksiyonla ısıtma sisteminin eşdeğer devresi (Fairchild, 2000)

İndüksiyonla ısıtma sistemi, primer tarafı bobin ve sekonder tarafı ısıtılacak veya işlenecek malzeme olan nüvesiz, kısa devre edilmiş bir trafo gibi düşünülebilir. İndüksiyonla ısıtma

sisteminin eşdeğer devresindeki Z_L, ısıtılacak malzemenin iç direncini temsil etmektedir. Bu Z_L değeri, trafonun eşdeğer devresindeki R_L yük direncine karşılık gelmektedir.

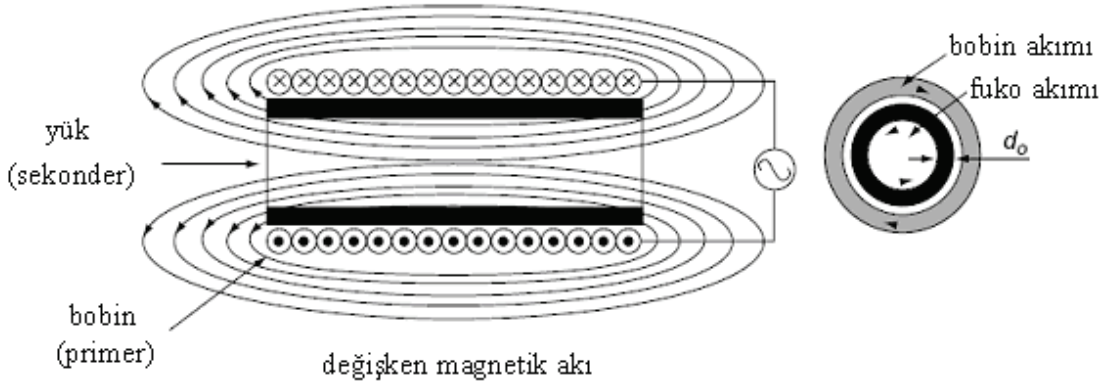
Tek sarımdan oluşan bobine uygun frekansta alternatif gerilim uygulandığında, bobinde değişken bir magnetik alan meydana gelir. Bu değişken magnetik alan ısıtılacak malzeme içerisinde bir gerilim indükler (Faraday Yasası). Bu gerilim denklem 2.1'deki gibi

$$e = -\frac{d\phi}{dt} \text{ Volt} \qquad (2.1)$$

tanımlanır. Bobinin n sarımdan oluşması halinde indüklenecek gerilim;

$$e = -\frac{d\phi}{dt} \text{ .n Volt dur.} \qquad (2.2)$$

Bu indüklenen gerilim, sistemin sekonder kısmını oluşturan ısıtılacak malzeme içerisinden bobin akımına ters yönde bir akım akmasına neden olur (Lenz Yasası). Bu akım fuko veya girdap akımı olarak adlandırılır. Şekil 2.3'de elektromagnetik indüksiyonun çalışma prensibi görülmektedir.



Şekil 2.3 Elektromagnetik indüksiyonun temel çalışma prensibi

Malzemenin içinden akan bu fuko akımı, malzemenin iç direncinde $I^2.R$ şeklinde ısı enerjisi olarak ortaya çıkarak, bobin ile ısıtılacak malzeme arasında herhangi bir temas olmaksızın malzemenin ısınmasını sağlar. Bu oluşan fuko akımının büyüklüğü ısıtılacak olan malzemenin direncine ve magnetik geçirgenliğine bağlı olarak değişir. İndüksiyonla ısıtma sistemlerinde kullanılan magnetik malzemelerin mıknatıslama kayıpları da mevcut olduğu için, bu tür malzemelerin ısıtılması daha kolaydır (Bodur,2004).

2.2. Histerezis Kaybı

İndüksiyonla ısıtma sistemlerinde Fuko kayıplarının yanı sıra histerezis kayıplarından da söz edilebilir. Ancak Fuko kayıplarının yanında çok küçük kaldığı için genelde ihmal edilir. Histerezis kaybı, malzemede moleküllerin frekansa bağlı olarak yön değiştirmesi ve birbirleriyle sürtünmesi sonucunda ısı şeklinde ortaya çıkan kayıplar olarak tanımlanır.

2.3. Deri Etkisi

Bobine değişken bir akım uygulanması sonucunda düzgün dağılıma sahip değişken bir magnetik alan oluşur. Ancak bu düzgün dağılıma sahip magnetik alanın malzeme içerisinde oluşturmuş olduğu fuko akımının dağılımı düzgün değildir. Malzemenin dış yüzeyinde akım dağılımı maksimum olup, malzemenin merkezine doğru üstel olarak azalır. Tüm akımın malzeme yüzeyinden ve yüzeydeki yoğunlukta geçmesi halinde akımın erişebileceği derinliğe " akım nüfuz derinliği " adı verilir. Akım nüfuz derinliği uygulanan frekansa, ısıtılan malzemenin özgül direncine ve malzemenin magnetik geçirgenliğine bağlı olarak değişir. İndüksiyonla ısıtma birçok sanayi alanında kullanıldığı için, hangi amaçla kullanılacaksa o durumu uygun akım nüfuz derinliğinin seçilmesi gerekir. Örneğin yüzey sertleştirme işleminde kullanılacaksa akım nüfuz derinliğinin mümkün olduğunca küçük seçilmesi gerekir. Ama eğer ısıtma, haddeleme gibi işlemlerde kullanılacaksa daha büyük akım nüfuz derinliği seçilebilir. Akım nüfuz derinliği;

$$d_0 = 503\sqrt{\frac{\rho}{\mu_r . f}} \qquad (2.3)$$

formülüyle hesap edilebilir. Burada;

d_0 = nüfuz derinliği

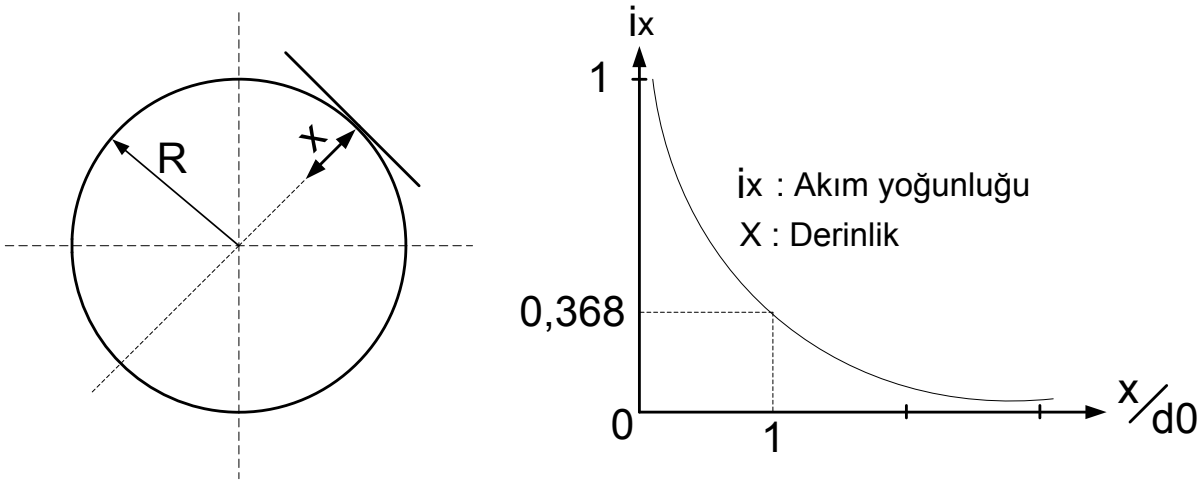
ρ = malzemenin özgül direnci

f = frekans

μ_r = malzemenin bağıl magnetik geçirgenliğidir.

(2.3) nolu formülden de görülebileceği gibi akım nüfuz derinliği malzemenin özgül direnci ile doğru orantılı, malzemenin magnetik geçirgenliği ve uygulanan frekansla ters orantılıdır. Yani frekansı ne kadar çok arttırırsak, akım nüfuz derinliği de o derece de küçülecek ve böylece akım yoğunluğu dış yüzeyde daha çok yoğunlaşacaktır.

Şekil.2.4'de bir iletkenin kesit görüntüsü ve bu kesit üzerindeki akım yoğunluğunun değişimi gösterilmektedir.



Şekil 2.4 Akım yoğunluğu değişimi (Bodur,2004)

Bu iletkenin dış yüzeyinden herhangi bir x uzaklığındaki akım yoğunluğunu şu formülle bulabiliriz ;

$$i_x = i_0 . e^{-x/d_0} \tag{2.4}$$

Burada ;

i_x = dış yüzeyden x mesafesi kadar bir uzaklıktaki akım yoğunluğu

i_0 = x in sıfır olduğu andaki akım yoğunluğu (en dış yüzey)

(2.4) nolu formülde x mesafesi olarak d_0'ı alırsak, yani akım nüfuz derinliği mesafesini yazıp, buradaki akım yoğunluğunu bulmak istediğimiz taktirde;

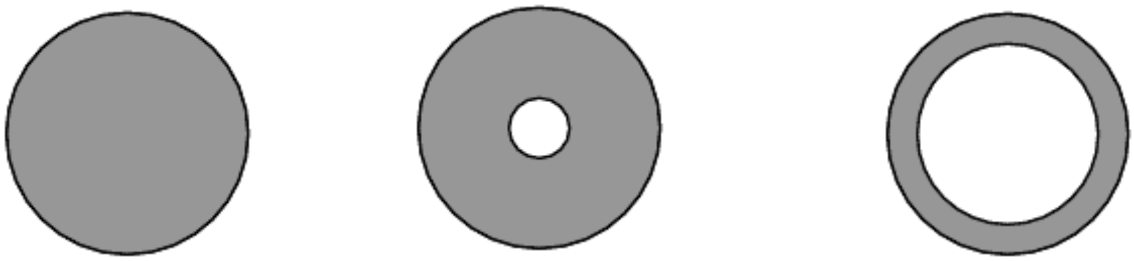
$$i_{d0} = i_0 . e^{-d_0/d_0}$$

$$i_{d0} = i_0 . e^{-1}$$

$$i_{d0} = i_0 . 0,368$$

sonucunu elde ederiz. Bu sonuç bize akım nüfuz derinliğindeki akım miktarının, en dış yüzeydeki akımın %36,8 i olduğunu gösterir. Bulduğumuz sonuç şekil 2.4 üzerinde de görülebilmektedir.

Bir iletkene alternatif akım uygulanması halinde bu deri etkisinden söz edebiliriz. Doğru akımla beslenen iletkenlerde akım dağılımı düzgündür. Şekil 2.5'e bakacak olursak iletkenlerin doğru ve alternatif gerilimle beslenmesi halindeki akım dağılımlarını görebiliriz.



(a) (b) (c)

Şekil 2.5 Gerilim uygulanan iletkendeki akım dağılımları (a) doğru gerilim uygulanmış hali, (b) düşük frekanslı alternatif gerilim uygulanmış hali, (c) yüksek frekanslı alternatif gerilim uygulanmış hali.

Şekil 2.5 (a)'da görüldüğü gibi akım dağılımı düzgündür. Çünkü doğru gerilim uygulanmıştır. Şekil 2.5 (b)'de iletkene düşük frekanslı alternatif gerilim uygulanmıştır. Şekil 2.5 (c)'de ise iletkene yüksek frekanslı alternatif gerilim uygulanmıştır. Şekil 2.5 (b) ve 2.5 (c)'den görülebileceği gibi, yüksek frekans uygulanması halinde nüfuz derinliği azalarak iletkenin dış yüzeyinde yoğunlaşmıştır.

(2.3) nolu formülü hatırlayacak olursak, indüksiyonla ısıtma sistemlerinde çok önemli bir parametre olan akım nüfuz derinliği sadece frekansa bağlı değil, aynı zamanda ısıtılacak malzemenin özgül direncine ve magnetik geçirgenliğine de bağlıydı. Dolayısıyla ısıtacağımız malzeme önemlidir ve indüksiyonla ısıtma sistemi tasarlanırken dikkate alınmalıdır.

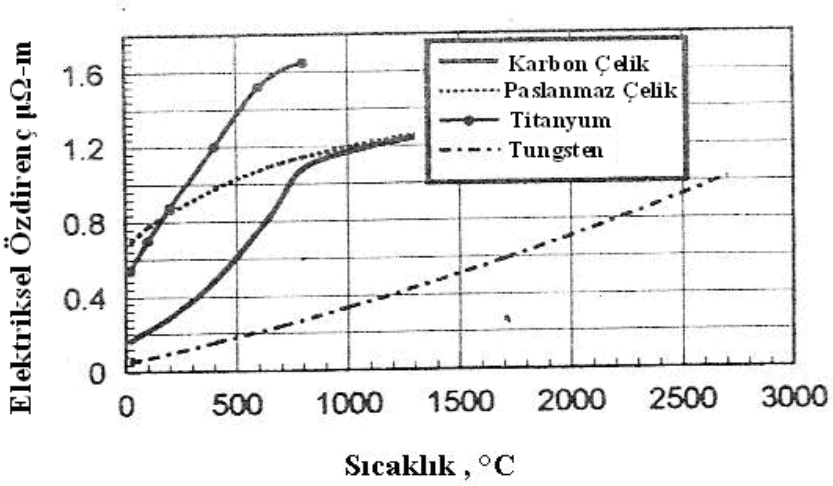
2.4. Malzemenin Elektriksel Özdirenci

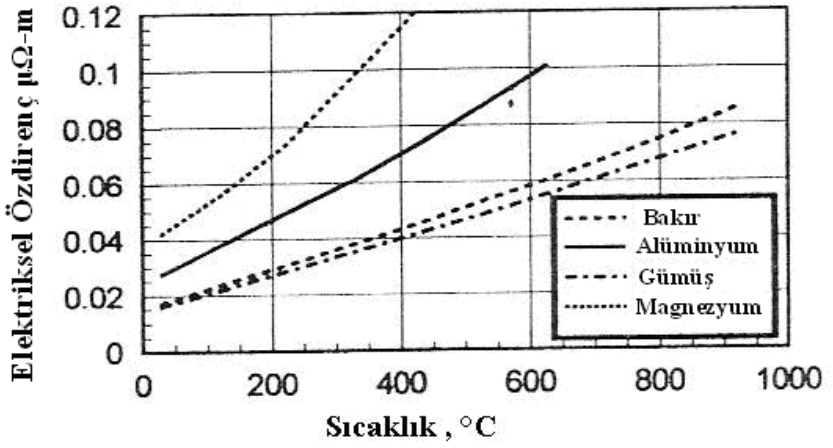
1m uzunluğunda $1mm^2$ kesitindeki bir malzemenin elektrik akımına karşı gösterdiği dirence "özgül direnç" veya " özdirenç" adı verilir. Özgül direnç "ρ" harfi ile gösterilir ve birimi "Ωm" dir. Her malzemenin özdirenç değeri farklıdır.Çizelge 2.1'de bazı malzemelerin özgül direnç değerleri verilmektedir.

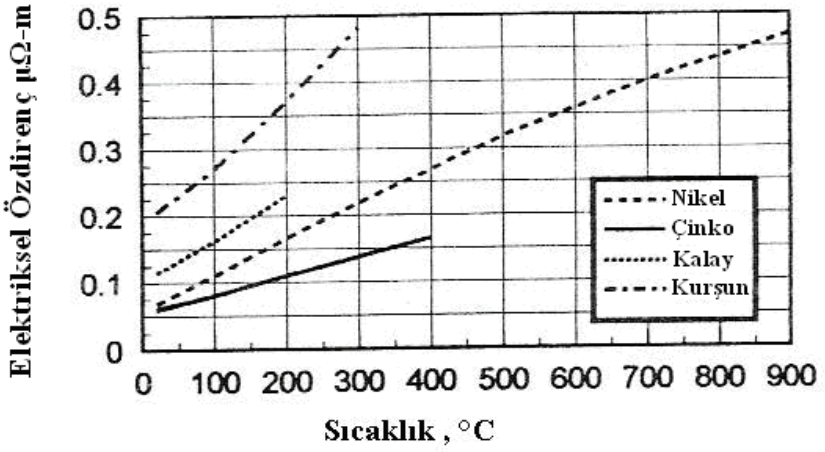
Çizelge 2.1 Bazı malzemelerin özgül direnç değerleri (Rudney vd., 2003)

Malzemenin Cinsi	Özgül Direnç($\mu\Omega.m$) (oda sıcaklığında)	Malzemenin Cinsi	Özgül Direnç($\mu\Omega.m$) (oda sıcaklığında)
Gümüş	**0.015**	**Paslanmaz çelik**	**0.7**
Bakır	**0.017**	**Kurşun**	**0.21**
Altın	**0.024**	**Titanyum**	**0.42**
Alüminyum	**0.027**	**Grafit**	**14.000**
Tungsten	**0.054**	**Tahta**	$10^{14} - 10^{17}$
Çinko	**0.059**	**Cam**	$10^{16} - 10^{20}$
Nikel	**0.068**	**Mika**	$10^{17} - 10^{21}$
Kobalt	**0.09**	**Teflon**	$> 10^{19}$

Yukarıdaki tablodan da görülebileceği gibi gümüş, bakır, altın gibi metallerin özgül dirençleri çok düşüktür, yani elektriği çok iyi iletirler. Dikkat edilmesi gereken önemli bir hususta metallerin özgül dirençlerinin sıcaklıkla değişim göstermesidir. Yukarıda verilen tablo metallerin oda sıcaklığındaki özgül direnç değerleridir. Sıcaklık değeri arttıkça birçok metalin özgül direnci artar. Şekil 2.6'da bazı metallerin sıcaklığa bağlı olarak özgül dirençlerinin değişimi görülmektedir.







Şekil 2.6 Metallerin sıcaklığa bağlı olarak değişen özgül ağırlık değerleri (Rudney vd., 2003).

Malzemelerin özgül dirençlerinin değişik sıcaklıklardaki değerleri aşağıdaki formül yardımıyla hesaplanabilir.

$$\rho(T) = \rho_0[1 + \alpha(T - T_0)] \qquad (2.5)$$

Burada :

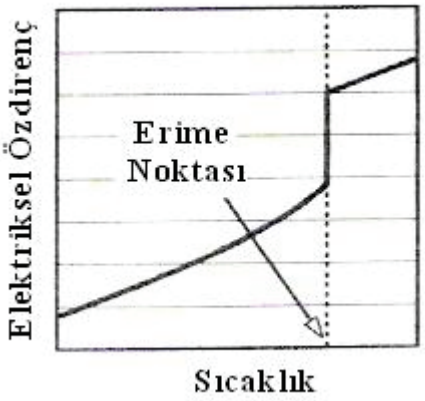
$T_0 =$ Ortam sıcaklığı

$\rho_0 =$ T_0 ortam sıcaklığındaki özgül direnç değeri

$\rho(T) =$ T sıcaklığındaki özgül direnç

$\alpha =$ Özgül direnç sıcaklık katsayısı

α katsayısının birimi $1/\square C$ olup, her metal için bu katsayı farklıdır. Sıcaklıkla artan özgül direnç değeri metalin erime noktasında hızlı bir şekilde artar.



Şekil 2.7 Bir metalin sıcaklıkla artan özgül direnç eğrisi.

Bir iletkenin direnci ile özgül direncini karıştırmamak gerekir. İletkenin direnci ile özgül direnci arasındaki ilişki aşağıdaki formülde verilmiştir.

$$R = \frac{\rho . l}{a} \qquad (2.6)$$

Burada :

R = iletkenin direnci

l = iletkenin uzunluğu

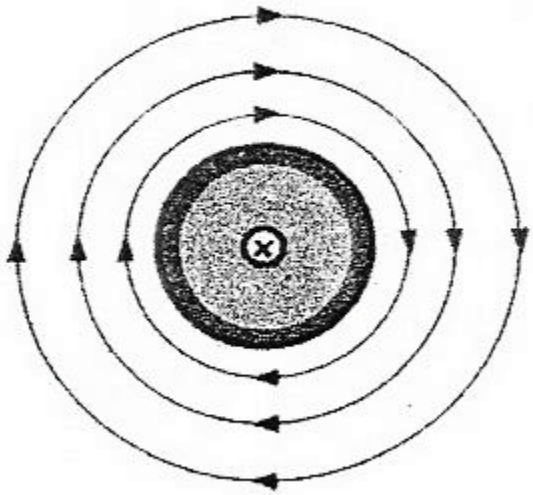
a = iletkenin kesitidir

Böylece (2.6) nolu eşitlikle boyu ve kesiti bilinen bir iletkenin direnci bulunabilir.

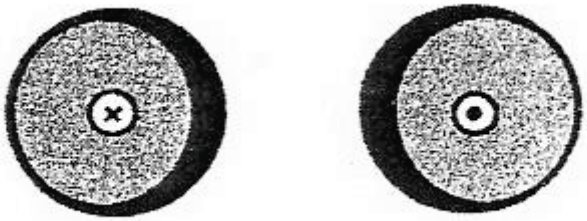
2.5. Yakınlık Etkisi

Genelde uygulamalarda akım taşıyan bir iletkenin yakınında akım taşıyan başka iletkenlerde bulunur. Bu iletkenlerin hepsi ayrı ayrı kendi magnetik alanını oluşturur. Ancak iletkenler birbirlerine yakın olduklarından dolayı birbirlerini etkiler ve akım dağılımları bozulur.

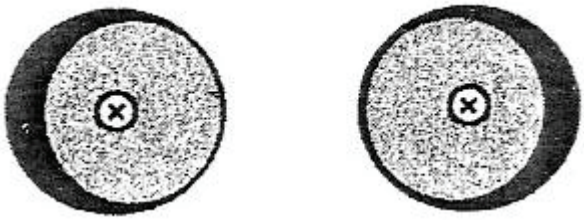
Ortamda sadece tek bir iletken bulunması halinde deri etkisinden dolayı oluşan akım dağılımı Şekil 20- a'da görülmektedir. Şekil 20-b ve 20-c 'de ise, bu iletkenin yanında akım taşıyan başka bir iletkenin olması halindeki akım dağılımları gösterilmiştir. Şekil 20-b 'deki iletkenlerin akım taşıma yönleri birbirine zıttır. İletkenlerde oluşan magnetik alan çizgileri, iletkenlerin birbirlerine bakan yüzlerinde birbirlerini destekleyecek yöndedir. Bu yüzden birbirlerine bakan kısımlarda magnetik alan kuvvetlidir ve akım dağılımı bu noktalarda yoğunlaşmıştır. Şekil 20-c 'de ise iletkenlerin akım taşıma yönleri aynı olduğu için birbirlerine bakan yüzlerinde oluşturdukları magnetik alan çizgileri birbirine terstir. Bu nedenle birbirlerine bakan bölümlerinde oluşan magnetik alan zayıftır. Birbirine bakmayan yüzlerinde ise, magnetik alan çizgileri birbirini destekleyecek yöndedir ve kuvvetli bir magnetik alan oluşarak akım dağılımının burada yoğunlaşmasını sağlar.



(a)



(b)

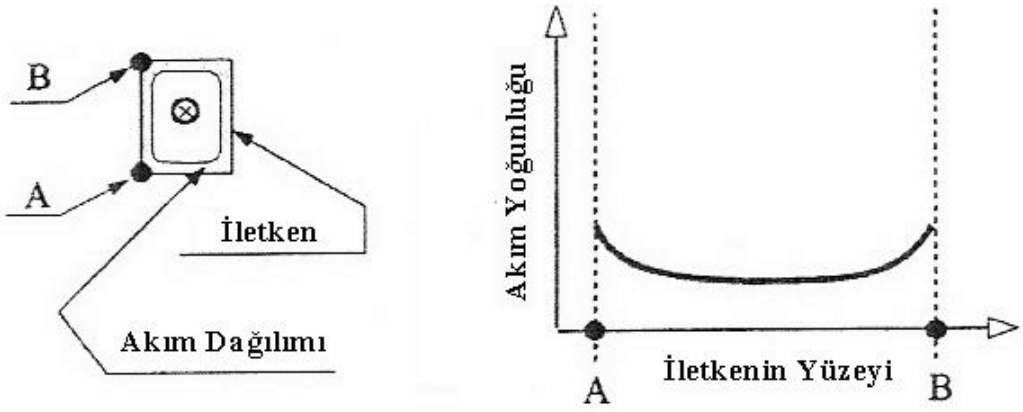


(c)

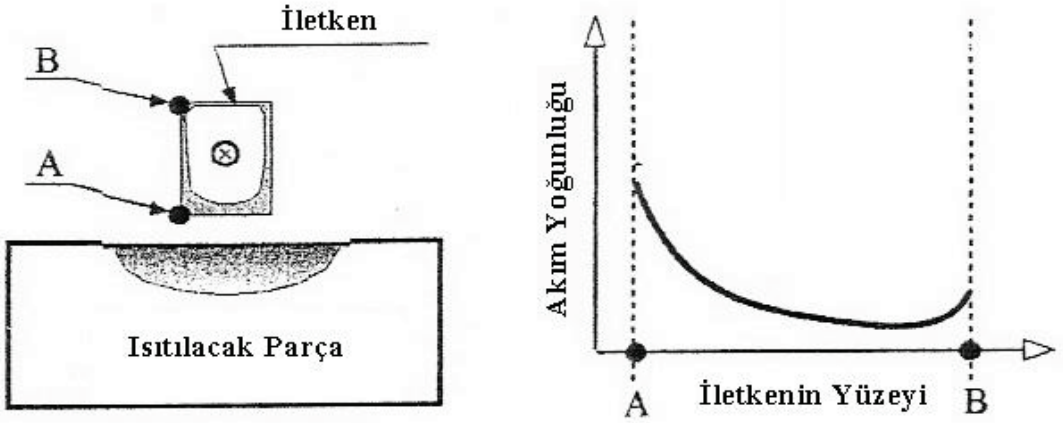
Şekil 2.8 Silindirik iletkenlerde yakınlık etkisi. (a) tek bir iletken olması durumu (b) birbirine zıt yönde akım taşıyan iki iletken olması durumu (c) birbiriyle aynı yönde akım taşıyan iki iletken olması durumu (Rudney vd., 2003).

Yukarıda anlatılan olaylar indüksiyonla ısıtma sistemleri için de geçerlidir. Ortamda sadece bobin bulunması hali için, bobinin yüksek frekanslı alternatif gerilimle beslenmesi durumunda deri etkisinden dolayı akım dağılımı şekil 2.9'daki gibidir. Bilindiği gibi indüksiyonla ısıtma sistemlerinde bobin ve bobinin hemen yakınında ısıtılacak veya işlenecek

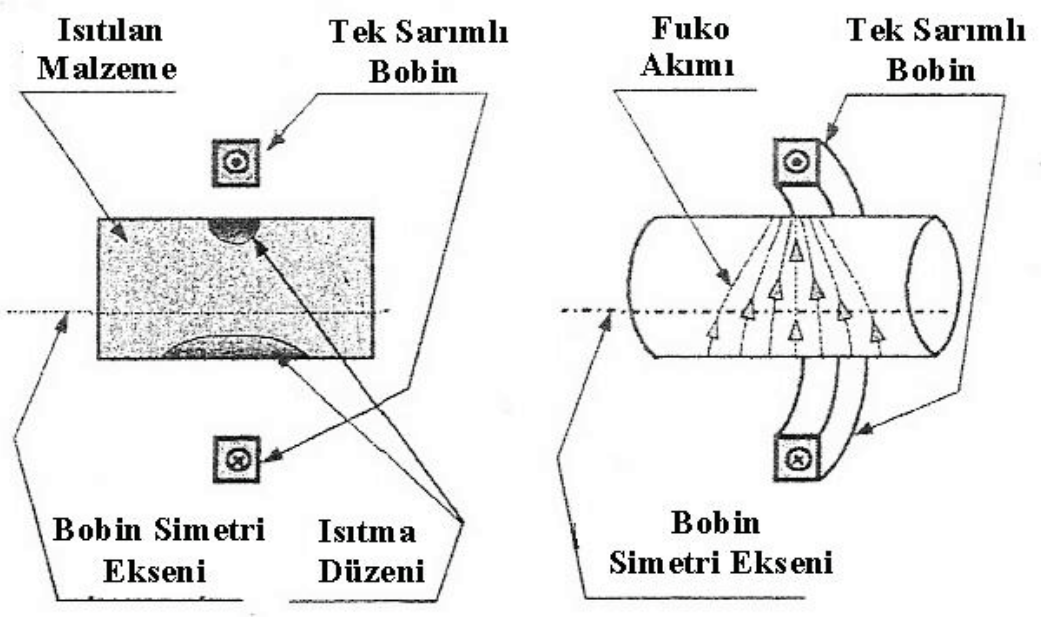
malzeme bulunur. Bobinden geçen akım, ısıtılacak malzeme içerisinden bobin akıma ters yönde olan fuko akımının dolaşmasına neden olur. Yukarıda da anlatıldığı gibi, birbirine zıt yönde akım taşıyan iki iletkenin yan yana gelmesi halinde birbirlerini etkilerler. Böylece bobin ile ısıtılacak malzemenin birbirine bakan yüzlerinde kuvvetli bir magnetik alan meydana gelerek, iletkenlerdeki akım dağılımı değişerek şekil 2.10'daki hale gelir. Şekilden de görülebileceği gibi bobindeki akım dağılımı ısıtılacak malzemeye bakan A yüzünde yoğunlaşmıştır. Şekil 2.11 de ise simetrik olmayan ısıtma koşunda, tek sarımlı bir bobin için örnek olarak yakınlık etkisini gösteren bir şekil verilmiştir.



Şekil 2.9 Ortamda sadece bobin olması halindeki akım dağılımı (Rudney vd., 2003)



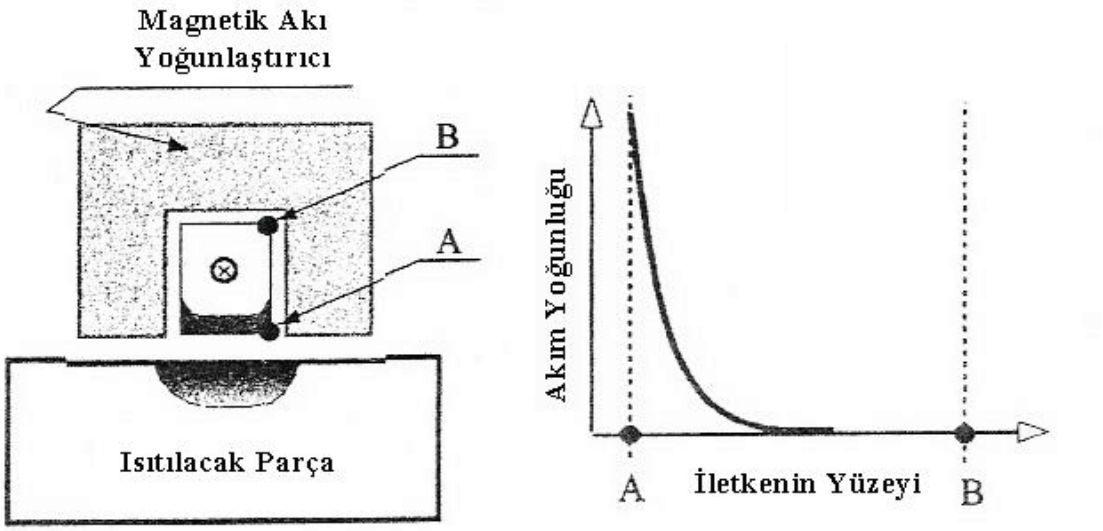
Şekil 2.10 Ortamda bobin ve ısıtılacak malzeme olması halindeki, yakınlık etkisinden sonra oluşan akım dağılımı (Rudney vd., 2003).



Şekil 2.11 Simetrik olmayan durum için tek sarımdan oluşan bobinin yakınlık etkisi hali (Rudney vd., 2003).

2.6. Oluk Etkisi

Şekil 2.10'daki indüksiyonla ısıtma sistemine bobinin etrafını saracak şekilde bir magnetik yoğunlaştırıcı yerleştirildiğinde, bobindeki ve ısıtılacak malzemedeki akım dağılımlarının değiştiği görülür. Oluşan yeni akım dağılımı Şekil 2.12'de görülmektedir. Oluk şeklinde magnetik alan yoğunlaştırıcı içerisinde bulunan bobindeki akım dağılımı, oluğun açık kısmında yoğunlaşmıştır. Bunun neticesinde de malzeme üzerindeki akım dağılımı da değişerek bobin akımı gibi oluğun açık kısmına bakan yüzünde yoğunlaşmıştır. Oluk etkisi adı verilen bu olay, magnetik bir oluk içerisinde bulunan tüm iletkenlerde meydana gelir.

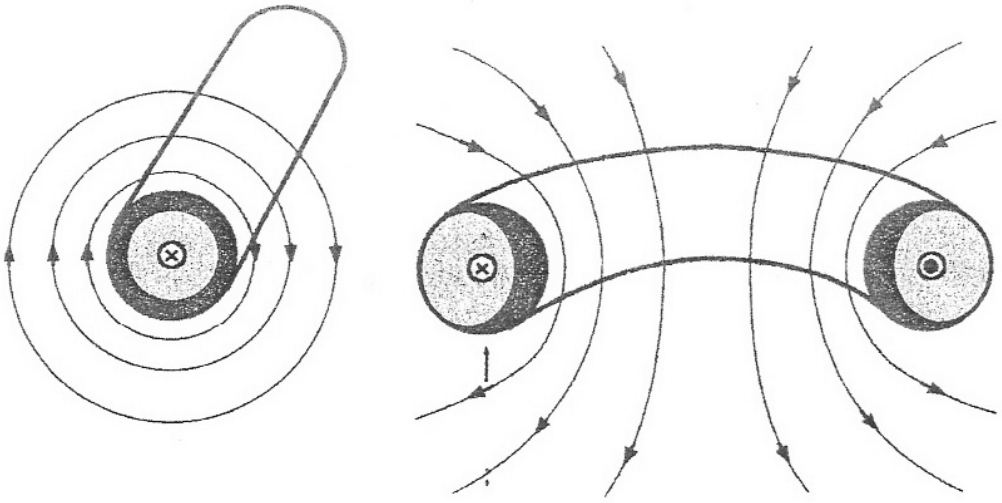


Şekil 2.12 Ortamda bobin ve ısıtılacak malzeme olması halindeki, yakınlık etkisi ve oluk etkisinden sonra oluşan akım dağılımı (Rudney vd., 2003).

2.7. Halka Etkisi (Ring Effect)

Akım taşıyan bir iletken halka şeklinde bükülürse, iletkenden geçen akımın dağılımı değişir. Şekil 2.12'de akım taşıyan düz bir iletkenin akım dağılımı ve bu iletkenin halka şeklinde bükülmesi ile elde edilen akım dağılımı görülmektedir. Şekilden de görülebileceği gibi iletkende oluşan magnetik akı çizgilerinin yönü halkanın içine doğrudur. Bu nedenle halkanın iç kısmında güçlü bir magnetik alan meydana gelir ve akım dağılımının halkanın iç kısmında yoğunlaşmasına neden olur.

Halka etkisi olarak da bilinen bu olay indüksiyonla ısıtma sistemlerine pozitif veya negatif etkileyebilir. Eğer silindir şeklinde sarılan bobinin içerisindeki bir malzeme ısıtılacak ise, halka etkisi pozitif bir katkı sağlar ve verimin yükselmesini sağlar. Ancak indüksiyon bobini ısıtılacak malzeme içerisine yerleştirilmiş sistemlerde ise, negatif bir etkide bulunur ve sistemin verimi düşer. Bu tip uygulamalarda bobin içerisine magnetik akı yoğunlaştırıcı koyulur. Böylece yakınlık etkisi ve oluk etkisi yardımıyla verim yükseltilir.



Şekil 2.13 Akım taşıyan düz bir iletkenin akım dağılımı ve bu iletkenin halka şeklinde bükülmesi ile elde edilen akım dağılımı (Rudney vd., 2003).

2.8. Isı Transferi

İndüksiyonla ısıtma sistemlerinde önemli olgulardan birisi de ısı transferidir. Bilindiği gibi indüksiyon bobini yüksek frekanslı AC akımla beslenir. Deri etkisinden dolayı bobinden geçen akım, bobinin dış yüzeyinde maximum dağılıma sahip olup merkeze doğru üstel bir şekilde azalır. Böylece işlenecek veya ısıtılacak olan metal malzemenin dış kısmı maximum oranda ısınmasına rağmen iç kısımları fazla ısınmaz ve malzemenin iç kısmı ile dış kısmı arasında ısı farkı meydana gelir. Uygulanan frekans ne kadar büyük olursa malzemenin dış yüzeyi ile merkezi arasındaki sıcaklık farkı o derece yüksek olur. Şekil 2.14'de metal malzemenin çeşitli frekanslarda çalışma durumuna göre dış yüzeyi ile merkezi arasındaki ısı farklılıkları görülmektedir.

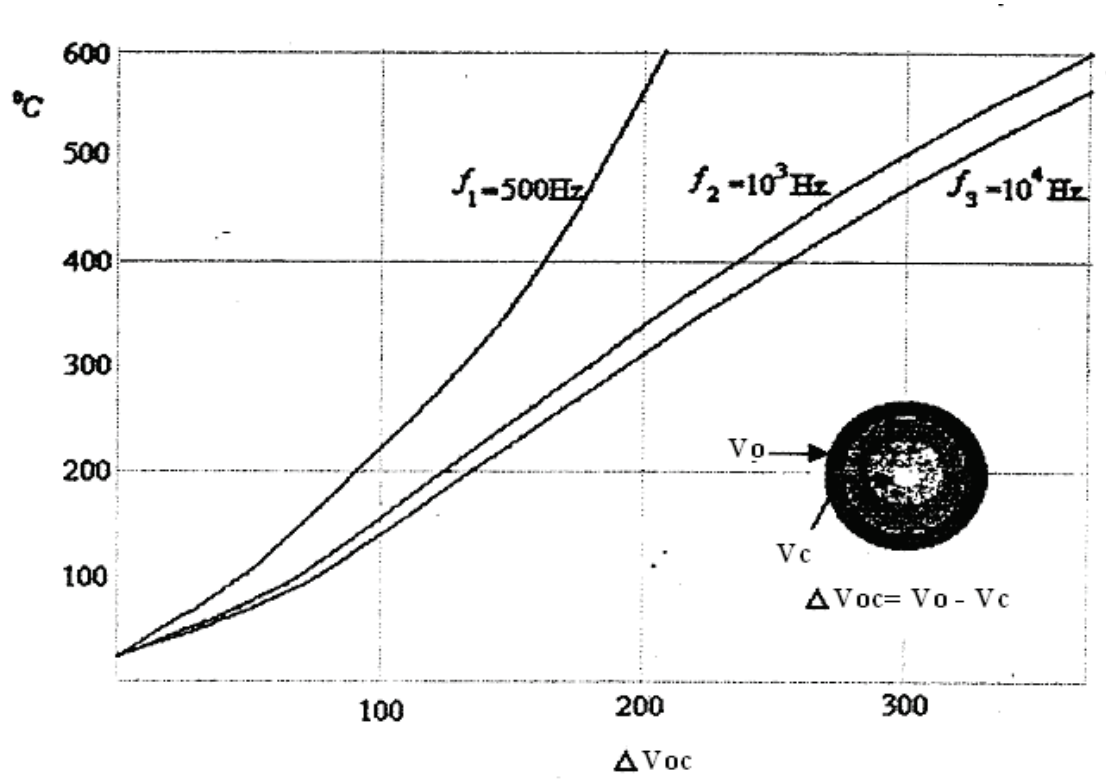
Burada :

V_c = Malzemenin merkezindeki sıcaklık

V_o = Malzemenin dış yüzeyindeki sıcaklık

ΔV_{oc} = Malzemenin merkezi ile yüzeyi arasındaki sıcaklık farkını göstermektedir.

Şekil 2.14'e bakacak olursak, örnek olarak dış yüzey sıcaklığı 400°C olan bir malzemenin 500Hz, 1kHz ve 10kHz lik çalışma frekanslarındaki sıcaklık farklılıklarını görebiliriz. 500Hz lik çalışma frekansında fark yaklaşık 160°C iken bu fark 1kHz de yaklaşık 240°C ve 10kHz de yaklaşık 260°C dir. Bu şekil yardımıyla frekans arttıkça malzemenin merkezi ile dış yüzeyi arasındaki sıcaklık farkının arttığını rahatça görebiliriz.



Şekil 2.14 Metal malzemenin çeşitli frekanslarda çalışma durumuna göre dış yüzeyi ile merkezi arasındaki ısı değişimi.

İndüksiyonla ısıtma sistemlerinde ısı dağılımını 3 aşamada inceleyebiliriz.

2.8.1. Geçiş Aşaması

İndüksiyonla ısıtma sistemi çalıştırılıp malzemeye enerji uygulandığında, deri etkisinden dolayı fuko akımlarının yoğunlaştığı malzemenin dış yüzeyinin ısısı yükselmeye başlar. Malzemenin birkaç tabakadan oluştuğunu varsayarsak, deri etkisinden dolayı en önce en dıştaki tabaka ısınarak Her bir tabaka diğer tabakaya ısı transfer etmeden önce kendi tabakasında ısı depo eder. Yani bir tabaka kendi bünyesinde ısı depo etmeden bir altındaki tabakaya ısı transfer etmez. Bütün tabakaların bünyesinde ısı depo edilene kadar bu geçiş aşaması devam eder. En alttaki tabakanın da ısı depo etmesiyle bu aşama tamamlanır.

2.8.2. Sabit Isı Yükselmesi Aşaması

Tüm tabakaların kendi bünyesinde bir miktar ısı depo etmesinin ardından sabit ısı yükselmesi aşaması başlar. Bu aşamada metal malzemenin tüm tabakaları doğrusal olarak artmaya başlayarak istenilen sıcaklık değerine kadar bu aşama devam eder.

2.8.3. Soğurma Zamanı Aşaması

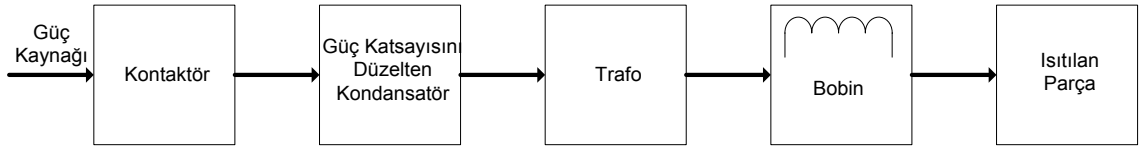
Önceki iki aşamanın sonucunda malzeme istenilen sıcaklığa kadar ısıtılmış olmaktadır. Ancak daha öncede belirtildiği gibi malzemenin merkezi ile dış yüzeyi arasında yüksek ısı farkı mevcut olduğundan dolayı, malzemenin hemen kullanılması mümkün değildir. Belli bir süre beklenerek dengeli bir ısı dağılımının gerçekleşmesi sağlanır.

Sıcaklık değişimi ekspotansiyel formdadır ve eşit sıcaklığa ancak sonsuz zamanda ulaşır (Sazak, 2007).

3. ENDÜKSİYONLA ISITMA SİSTEMLERİNDE KULLANILAN GÜÇ KAYNAKLARI

Endüksiyonla ısıtma sistemleri genel olarak; Düşük frekanslı, Orta frekanslı ve yüksek frekanslı güç kaynaklarından beslenirler.

3.1. Düşük Frekanslı Sistemler



Şekil 3.1 Düşük frekanslı sistemlerin blok şeması

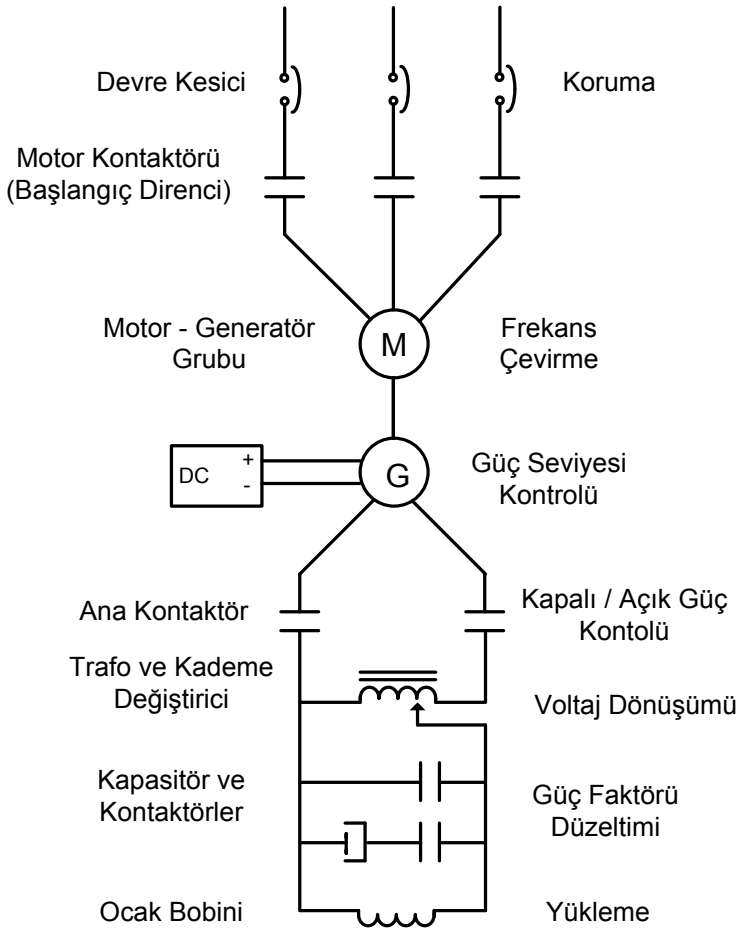
Bu tip sistemlerde indüksiyon bobini direkt olarak 50Hz'lik şebekeden beslenir. Bu nedenle bu sistemlere şebeke frekanslı sistemlerde denilmektedir. İndüksiyonla ısıtma sistemlerinde kullanılan en basit bobin besleme yöntemidir. Çünkü yapısında kompleks elektronik elemanlar barındırmaz. İlk kurulum masraflarının fazla olmaması ve kayıplarının az oluşu bu sistemin avantajlarındandır. Diğer bir avantajı ise fazla bakım gerektirmemesidir. Ancak akım nüfuz derinliğinin yüksek olmasından dolayı her uygulamada kullanılması uygun değildir. Akım nüfuz derinliği 10mm – 100mm arasında değişmektedir. Bu tip sistemlerde ısı dağılımı düzgün olduğu için genel ısıtma ve eritme uygulamalarında kullanılır. Düşük güç katsayısının yükseltmek için kondansatör kullanmak gerekir. Düşük frekanslı sistemlerde genellikle su borusu şeklinde içi boş bakır iletkenler kullanılır. Bobin, ısıtılan veya işlenen malzemeden yansıyan sıcaklıkla ısınarak bobin direncinin artmasına neden olur . Bu nedenle çalışma esnasında bakırın içerisinden su geçirilerek soğutulur. Böylece bobin direnci düşürülerek indüksiyonla ısıtma sisteminin verimi yükseltilir.

Düşük frekanslı sistemlere örnek olarak " Frekans Üçleme Sistemi'ni de verebiliriz. Frekans üçleme sistemleri, özel yapıda transformatörler ve süzgeçler kullanılarak üç faz şebeke frekanslı sistem temel bileşenler süzülüp, üçüncü harmoniklerin toplamı tek faz kaynak şekline dönüştürülerek gerçeklenmektedir. Bu sistemlerde hareket eden parçalar bulunmadığı için bakımı ve onarımı kolaydır. Ancak işlem hızının düşük olması ve tasarım güçlükleri nedeniyle, statik güç kaynaklarının gelişimiyle bu sistem kullanılmamaktadır.

3.2. Orta Frekanslı Sistemler

Bu sistemlerin çalışma frekansı 1 – 50KHz arasındadır. Akım nüfuz derinliği 1mm – 10mm arasında değişmektedir. Düşük frekanslı sistemlerin boyutlarının büyük ve verimlerinin düşük alması nedeniyle bu olumsuzlukları kaldırmak için çalışma frekansının yükseltilmesi gerekmiştir. Frekansın yükseltilmesiyle akım nüfuz derinliği azalmış ve kullanılan elemanların boyutları küçülmüştür. Böylece sistemler daha küçük boyutlarda ve daha hızlı ısıtma yapabilme özelliğine sahip olmuştur.

Orta frekanslı akımların üretilmesi için ilk akla gelen düzen üç fazlı kısa devre rotorlu asenkron motorla tahrik edilen monofaze senkron generatördür (G. yıldırmaz). İndüksiyon bobininin motor – generatör grubu ile beslenmesi 10KHz'e kadar kullanılmaktadır. Motor – generatör sisteminin devresi şekil 3.2'de gösterilmiştir. Burada motor - generatör grubunun koruması devre kesicisi ile sağlanmaktadır. Motor kontaktörü (başlangıç direnci) bu sistemi şebekeye bağlayan bir kontaktör görevi yapar. Şekil 3.2'dende görülebileceği gibi motor – generatör grubu, istenen çalışma gerilimini veren bir ayar trafosu ile ana kontaktörden geçerek ocak bobinine bağlanmıştır. Generatöre bağlanan doğru akım alan kaynağı, generatöre verilen DC alanını değiştirerek güç seviyesi kontrolü sağlanır. Motor generatör grubu ilk çalışma esnasında tam yük akımının 5-6 katı ani akım çeker. Bu akımı kabul edilebilecek düzeylere indirebilmek için düşük voltaj tipi motor kontaktörlerinden yararlanılır .



Şekil 3.2 Motor generatör sistemi devresi

Motorun kaymasının ihmal edilmesi halinde frekansın sabit olması gibi dezavantajı vardır.Çıkış frekansı ;

$$f_2 = f_1 \frac{p_2}{p_1} \quad \text{dır.}$$

Burada ;

$f_1 =$ şebeke frekansı

$f_2 =$ Çıkış frekansı

$p_1 =$ motor kutup sayısı

$p_2 =$ generatör kutup sayısı

Statik güç kaynaklarının gelişiminden önce başka alternatif yöntem olmadığı için motor - generatör grubu sanayide yaygın olarak kullanılmaktaydı. Motor – generatör grubunun dezavantajları şunlardır;

- İlk yatırım maliyetleri çok yüksektir.
- İşletme maliyeti yüksektir.
- Verimleri düşüktür. Verim %70 - %90 arasında değişmektedir. Frekansın yükselmesiyle verim düşer.
- Hareketli parçalarının çok olmasından dolayı sık bakım ve onarım gerektirir.
- Motor ve generatör gibi ses çıkaran makineler oluştuğu için gürültü kirliliğine sebep olurlar.
- Bu sistemlerin güç faktörleri düşük olduğundan dolayı kondansatör bataryalarıyla beraber kullanılırlar

Altmışlı yıllarda yarıiletken teknolojisinin gelişimiyle statik güç kaynakları motor – generatör grubunun yerini almıştır. Statik güç kaynaklarının en önemli avantajları, az yer kaplaması, veriminin diğer sistemlerle karşılaştırıldığında oldukça yüksek olması ve sık bakım gerektirmemesidir. Statik güç kaynakları önceleri sadece tristörlerle gerçekleştirilmekteydi. Tristörlerle gerçekleştirilen devrelerde komütasyon sorunu ve tristörlerin sönüm sürelerinden kaynaklanan sorunlarla karşılaşılmaktaydı. Ancak günümüzde MOSFET, IGBT gibi yarıiletken elemanların gelişmesiyle tristörlerin bu dezavantajları ortadan kaldırılmıştır. Böylece indüksiyonla ısıtma sistemlerinde statik güç kaynaklarıyla yüksek frekanslara ulaşma imkanı doğmuştur. Statik güç kaynaklarında yarıiletken eleman olarak

10 KHz'e kadar tristör

20 kHz'e kadar GTO

100 kHz'e kadar IGBT

>100 kHz'e kadar MOSFET

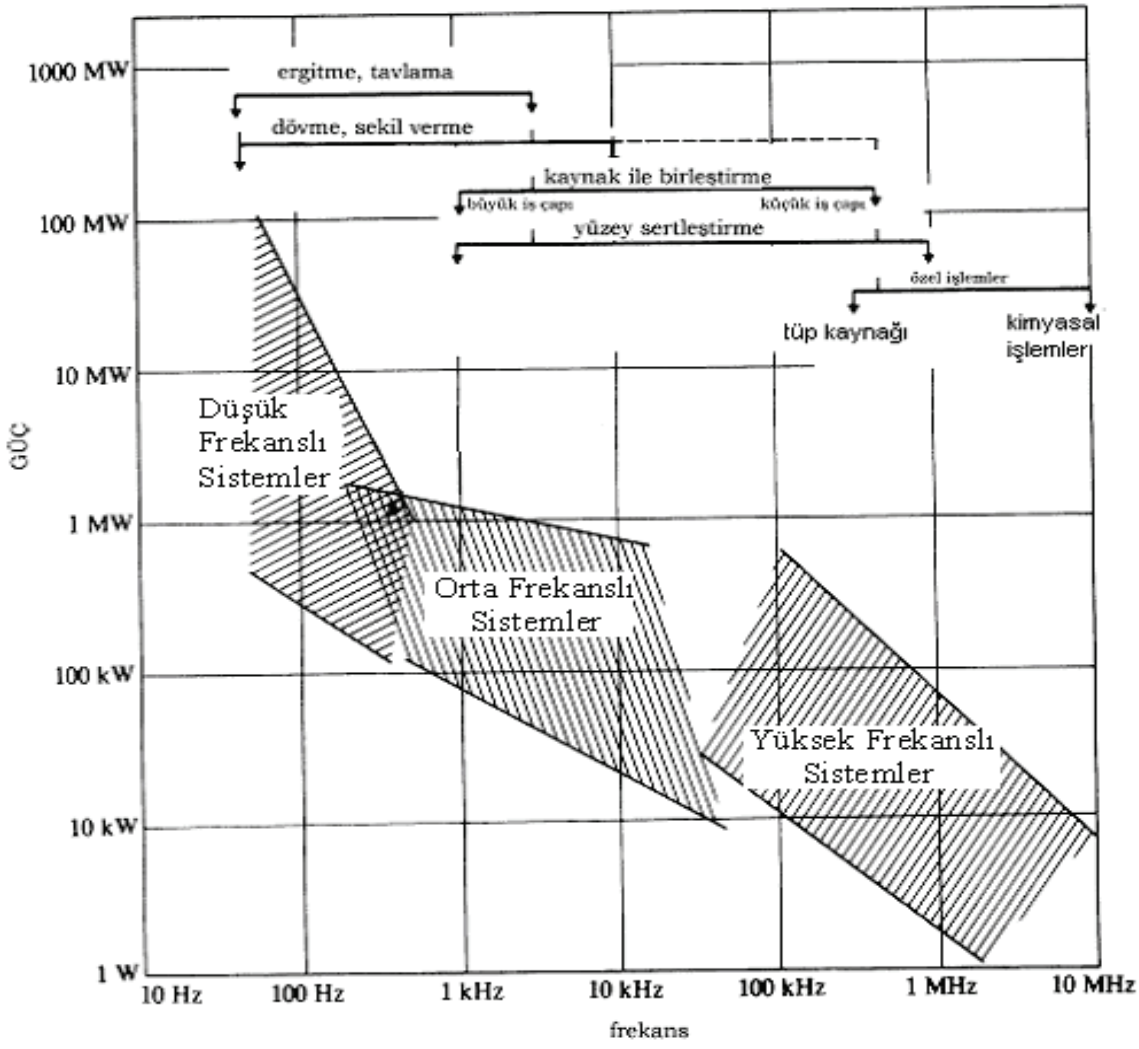
kullanılmaktadır.

Orta frekanslı sistemler parçaya şekil verme, ısıtma, yüzey sertleştirme ve parçaların kaynak yapılmasında kullanılmaktadır.

3.3. Yüksek Frekanslı Sistemler

Bu sistemlerin çalışma frekansı 50kHz – 10MHz'dir. Bu tip sistemlerin özelliği yüksek frekanslarda nüfuz derinliğinin düşük olmasından dolayı metalin dış yüzeyini (0.1 – 1mm) kısa sürede ısıtmasıdır.Yüzey sertleştirme , eritme ve belirli bir noktanın kaynak yapımında

kullanılır.İlk öncelerde sadece vakum tüpleriyle sağlanabilmekteydi. Vakum tüplerinin ömürleri kısadır (2000 – 4000 saat) ve verimleri düşüktür (%50 - %60) . Ayrıca vakum tüplerinin çalışması için 10000V un üzerinde gerilim gerekir . Statik güç kaynaklarında ise 1000V veya daha az bir gerilimle çalışıldığı için daha güvenlidir. Bu dezavantajlardan dolayı yarıiletken elemanların gelişmesiyle son yıllarda vakum tüplerinin yerini statik güç kaynakları almıştır. Statik güç kaynaklarının verimleri yüksektir ve çalışma frekansları birkaç yüz kHz e kadar çıkar. Günümüzde 1MHz'in üstündeki çalışma frekanslarında vakum tüpleri hala kullanılmaktadır.



Şekil 3.3 İndüksiyonla ısıtma sistemlerinde kullanılan güç kaynakları, çalışma frekansları, güçleri ve kullanım alanlarına göre gösterimi (Balbozan, 1984).

3.4. İndüksiyonla Isıtma Sistemlerinin Kullanım Alanları

İndüksiyonla ısıtma sistemleri günümüzde birçok alanda kullanılmaktadır. Bunların başında;

- Yüzey sertleştirme

- Bölgesel ısıtma
- Genel ısıtma
- Kaynak yapma
- Mutfak uygulamaları
- Rulman takma
- Metal tavlama

gelmektedir. İndüksiyonla ısıtma sisteminin endüstride yaygın olarak kullanılmasının nedeni; verimli , temiz, hızlı ve kontrol edilmesinin kolay olmasıdır.

4. İNDÜKSİYONLA ISITMA SİSTEMİNİN MUTFAK UYGULAMALARINDA KULLANIMI

4.1. Giriş

Günümüzde endüksiyonla ısıtma sistemlerinin mutfak uygulamarındaki kullanımı yaygınlaşmaya başlamıştır. Artık, Elektrik fırınları üreten büyük firmalar indüksiyonla ısıtma yapabilen ocakların geliştirilmesi için AR-GE çalışmalarını hızlandırmışlardır. Buna ek olarak tencere üreten firmalar da , indüksiyonla ısıtmaya uygun ürünler piyasaya sürmüşlerdir. Bu bölümde indüksiyonla ısıtma sistemlerinin mutfak uygulamalarında kullanımından ve avantajlarından bahsedilecektir.

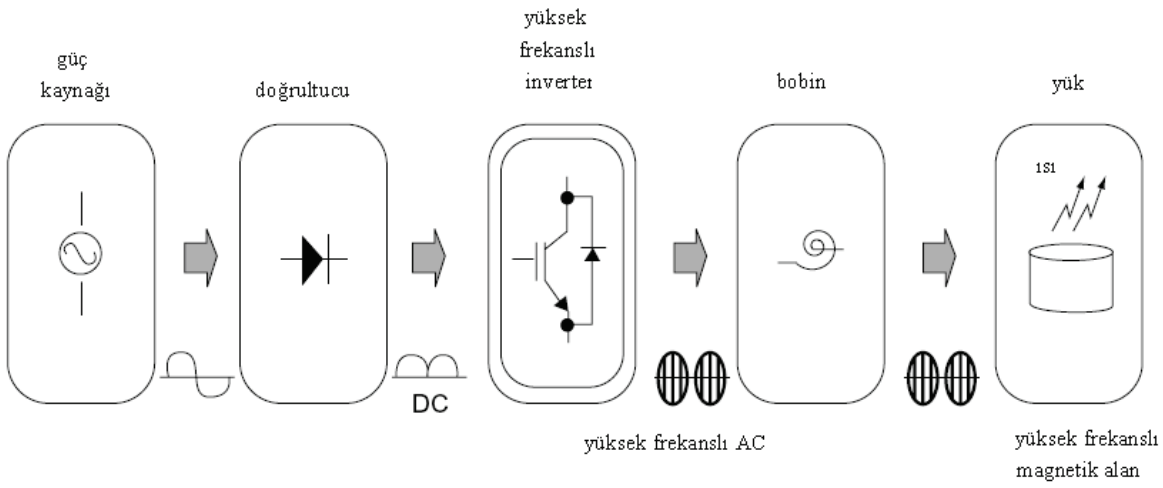
4.2. İndüksiyonla Isitma Sistemlerinin Mutfak Uygulamalarindaki Avantajlari

- **Hızlı :** Enerji direkt yük olarak kullanılan tava, tencere vb. metallerin içine transfer edildiği için hızlıdır.
- **Güvenli :** Bu ısıtma sistemlerinde herhangi bir alev veya kızarmış bir rezistans olmadığı için yangın riski açısından daha emniyetlidir.
- **Temiz :** Diğer ısıtma sistemleriyle karşılaştırıldığında, yağ, odun, gaz, kömür gibi yakıtlar kullanılmadığı için temizdir ve çevreyi kirletmez.
- **Soğuk :** Sıradan gazlı ocaklarda kap ısınırken ısı enerjisi dışardan verildiği için, ısı ortamı da ısıtır. İndüksiyonla ısıtma sisteminde ise ısı direkt olarak kap içerisinde oluştuğu için ortama fazla ısı yaymaz. Böylece ortamı soğutmak için soğutma masrafları azalır.

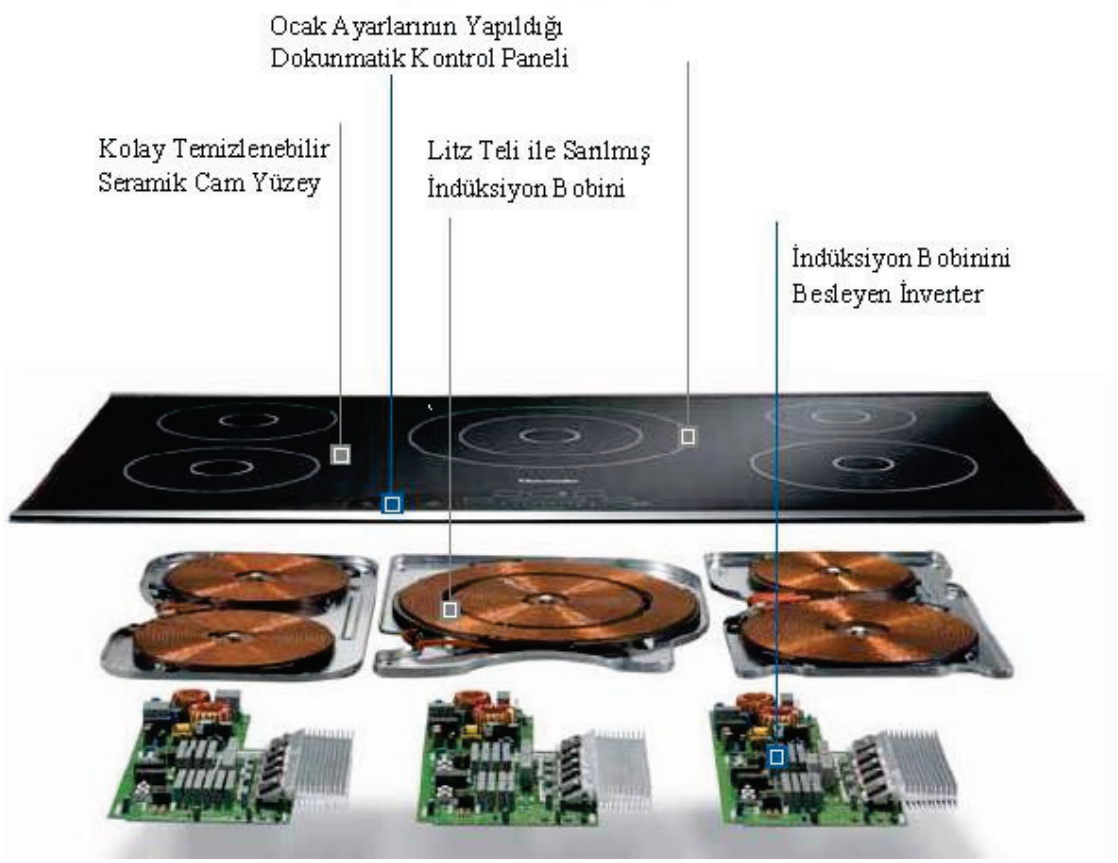
Şekil 4.1 İndüksiyon ocağı

- **Bakımı kolay :** Fazla bir bakım gerektirmez .
- **Verimli :** Isı enerjisi doğrudan kap içerisinde oluştuğu için verimlidir. Diğer gazlı ısıtma sistemleriyle karşılaştırıldığında, gazlı ısıtma sistemlerde ısı kaba dışarıdan verilir ve enerjinin tümü kabın içine aktarılamadığı için kayıplar meydana gelir. İndüksiyonla ısıtma sistemlerinde ise böyle bir sorun yoktur.
- **Kontrolü Kolay :** Elektrik enerjisinden elde edilen bir ısıtma sistemi olduğu için kontrolü kolaydır.

İndüksiyonla ısıtma sistemlerinin ev uygulamalarında kullanımındaki temel blok diyagramı şekil 4.2'de görülmektedir. Şekil 4.3'de ise mutfak uygulamalarında kullanılan indüksiyonla ısıtma ocağının genel görünümü gösterilmektedir.



Şekil 4.2 İndüksiyonla ısıtma sistemlerinin mutfak uygulamalarında kullanımındaki temel blok diyagramı (Fairchild, 2000).



Şekil 4.3 Bir mutfak uygulamalarında kullanılan indüksiyonla ısıtma ocağının genel görünümü.

Burada şebeke gerilimi önce tam köprü doğrultma ile doğrultulur. Sonra bu doğrultulan gerilim yüksek frekanslı bir inverter yardımıyla AC'ye çevrilerek bobine uygulanır. Bunun neticesinde bobin üzerinde bulunan kap içerisinde gerilim indüklenerek, kap içerisinden fuko akımlarının oluşması sağlanır. Fuko akımı $I^2.R$ şeklinde ısı enerjisine dönüşerek kabı ısıtır.

İndüksiyonla ısıtma sistemlerinde kullanılan bobinin 3 temel görevi vardır.

- Magnetik alan yardımıyla çalışma kabına enerji aktarmak.
- Magnetik Enerjinin dengeli bir şekilde kap içerisinde yayılmasını sağlamak.
- Kondansatörle birlikte rezonans devresinin bir parçası olmak.

Bobin sistem üzerinde önemli görevler üstlendiği için, en uygun bobinin dizaynı sistemin verimini arttıracaktır. Bobini dizayn ederken dikkat edilecek iki önemli nokta vardır.

1) Isıtma planı

a) Isıtılacak veya işlenecek malzeme bobin içerisine konularak yapılan ısıtma. Bu tür ısıtmanın verimi yüksektir ve bobindeki magnetik alan yoğunluğu homojendir.

b) Isıtılacak veya işlenecek malzemenin bobinin dış kısmında veya yakın çevresinde olması halindeki ısıtma. Bu tür ısıtmada verim bobin ve ısıtılacak malzeme arasındaki mesafeye göre değişir.

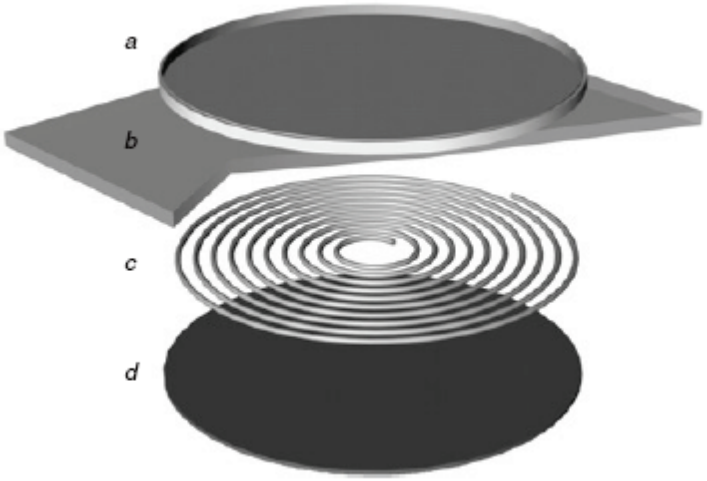
2) Bobin sarım çeşidi

Kullanılan bobinin sarım çeşidi de önemlidir. İndüksiyonla ısıtmada kullanılan bazı bobin sarım çeşitlerine "helisel", "basket" ve "pancake" tip bobinleri örnek olarak gösterebiliriz. Mutfak uygulamalarında ısıtılacak olan malzeme tencere, tava gibi nesneler olduğu için en uygun bobin çeşidi pancake şeklinde sarılan bobindir.

Şekil 4.4 Değişik şekilli ısıtma amaçlı çok sarımlı bobinler (Curtis, 1950).

Önceleri pancake şeklinde ki bobin som tel ile sarılmaktaydı. Ancak frekans arttıkça teldeki kayıplar artmaktaydı. Günümüzde ise som tel yerine Litz teli (n tane ince bobin telinin paralel bağlanması neticesinde elde edilen tel) kullanılmaktadır. Böylece tel üzerindeki kayıplar azalmaktadır.

Bobin ile kap arasına yalıtım amacıyla bir izolatör konulur. Kap ile bobin arasındaki mesafe ne kadar kısa olursa o kadar iyi magnetik kuplaj sağlanır. Sistemin veriminin iyi olması için ısıtılacak kabın çapı, sarılan bobinin çapından küçük olmalıdır veya eşit olmalıdır. Bu hususlara dikkat edilirse sistemin verimi yükselir. Ayrıca bobinin altına Ferit bir yüzey konulması halinde magnetik kuplaja olumlu etki yaptığı belirtilmektedir. Sistem Şekil 4.5'de gösterilmiştir.



a) Isıtılacak kap

b) İzolatör

c) Pancake şeklinde sarılmış bobin

d) Ferit yüzey

Şekil 4.5 Bobin ile kap arasındaki yerleşim düzeni (Acero, 2006)

Bobini besleyecek olan inverter topolojisi çok önemlidir. İnverterlerde, gerek kullanılan elemanların boyutlarının küçük olması için, gerekse de deri etkisinden faydalanabilmemiz açısından yüksek frekansla çalışılır. Ancak yüksek frekansta anahtarlama kayıpları ve EMI gürültüsü de artar. Bu olumsuzlukları ortadan kaldırabilmek için yumuşak anahtarlama tekniklerinden yararlanılır. Yumuşak anahtarlama, temel olarak, anahtarlama kayıpları ve EMI gürültüsünün özel düzenlerle yok edilmesi veya en aza indirilmesi şeklinde tanımlanır. Yumuşak anahtarlama yapılması halinde bize kazandırdığı yararların bazıları şunlardır :

- Anahtarlama geçişleri esnasında akım ve gerilimin üst üste binmesini azaltmak
- Akım (di/dt) ve gerilim (dv/dt) yükselme hızlarını azaltmak
- Anahtarlama enerji kayıplarını azaltmak
- EMI ve RFI gürültülerini azaltmak
- Daha yüksek frekanslarda çalışmayı sağlamak
- Devrenin boyut ve maliyetini düşürmek
- Devrenin verimini ve güç yoğunluğunu arttırmak (Bodur, 2007).

4.3. Yumuşak Anahtarlama Teknikleri

Yumuşak anahtarlama teknikleri genel olarak 4 e ayrılır.

1) Sıfır akımda anahtarlama (ZCS)

2) Sıfır gerilimde anahtarlama (ZVS)

3) Sıfır akımda geçiş (ZCT)

4) Sıfır gerilimde geçiş (ZVT)

Şekil 4.6'da bir anahtarlama elemanının sert anahtarlama ve yumuşak anahtarlama teknikleri ile anahtarlanması durumlarındaki temel dalga şekilleri görülmektedir.

4.3.1. Sıfır Akımda Anahtarlama (ZCS) :

Güç elemanının iletime girme esnasında gerçekleştirilen bir yumuşak anahtarlama (SS) metodudur. Güç anahtarına küçük değerli bir endüktans seri bağlanarak, iletime girme işleminde elemandan geçen akımın yükselme hızı sınırlanır. Bu şekilde akım ile gerilimin üst üste binmesi ve anahtarlama enerji kaybı azaltılır.

4.3.2. Sıfır gerilimde anahtarlama (ZVS) :

Kesime girme işleminde gerçekleştirilen bir SS tekniğidir.Güç anahtarına küçük değerli bir kondansatör paralel bağlanarak, iletimden çıkma işleminde elemanın uçlarında oluşan gerilimin yükselme hızı sınırlanır. Bu şekilde, iletimden çıkma işleminde anahtarlama enerji kaybı azaltılır.

ZCS ve ZVS yöntemleriyle anahtarlama kayıpları tamamen yok edilememektedir.

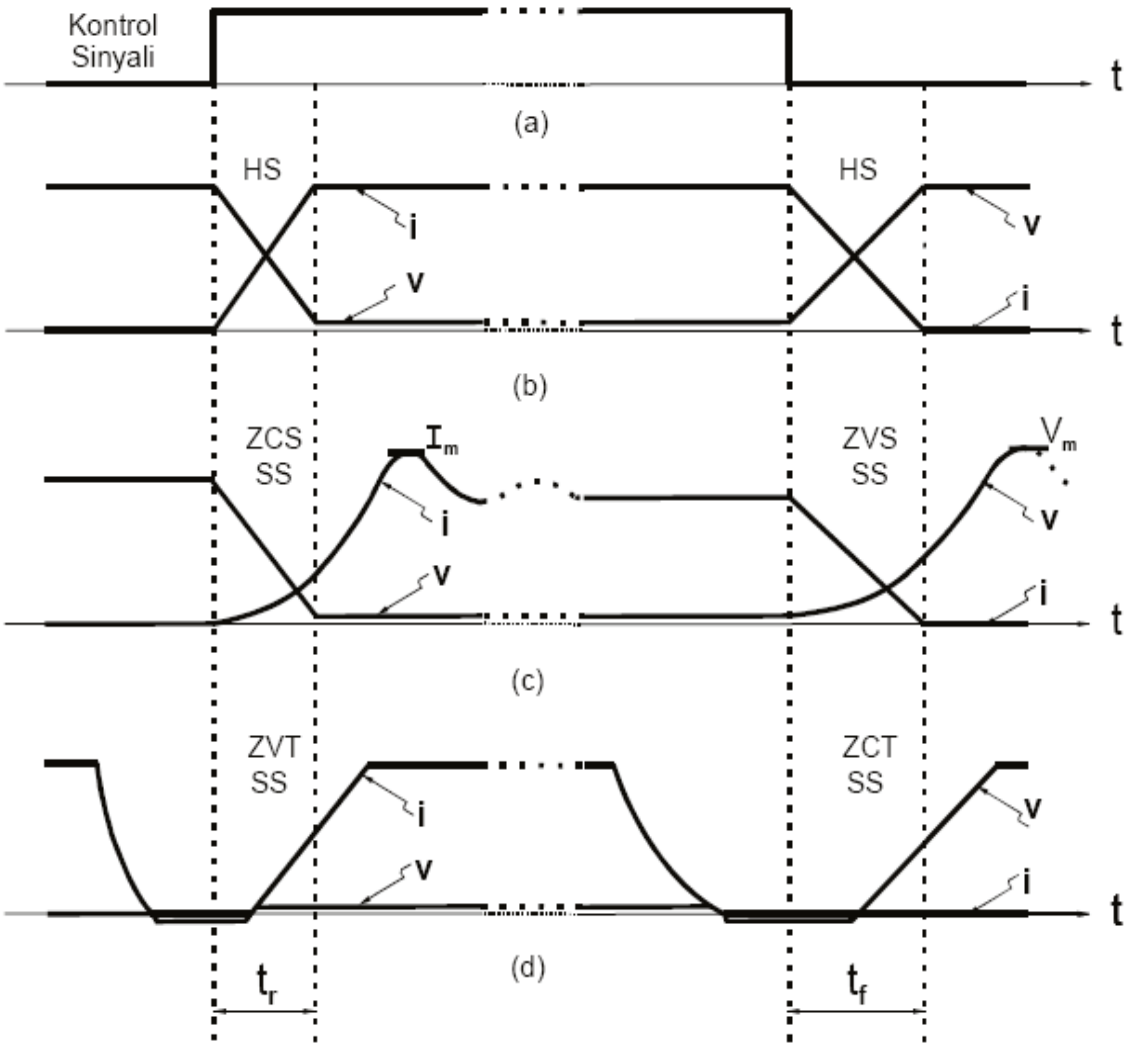
4.3.3. Sıfır akımda geçiş (ZCT) :

Kesime girme işleminde gerçekleştirilen ileri bir SS tekniğidir. Güç anahtarından geçen akım kısa süreli bir kısmi rezonansla sıfıra düşürülür ve akım sıfırda iken kontrol sinyali kesilir. Bu şekilde, kesime girme anındaki anahtarlama enerji kaybı tamamen yok edilir.

4.3.4. Sıfır gerilimde geçiş (ZVT) :

İletime girme işleminde uygulanan bir SS tekniğidir. Bu teknikte, bu teknikte güç anahtarı uçlarındaki gerilim kısa süreli bir kısmi rezonansla sıfıra düşürülür. Gerilim sıfırda iken güç elemanına kontrol sinyali uygulanır. Bu şekilde, iletime girme anındaki anahtarlama kaybı tamamen yok edilir.

Uygulama devresi olarak " kısmi rezonanslı inverter" topolojisi yapılacaktır. Bu sistemde güç anahtarı üzerindeki gerilim kısmi rezonansla sıfıra düşürülür ve bu gerilim sıfırda tutulurken kontrol sinyali verilir. Böylece iletime girme anındaki anahtarlama kaybı sıfır gerilimde geçiş (ZVT) tekniği ile yok edilir.



Şekil 4.6 Anahtarlama elemanının sert anahtarlama ve yumuşak anahtarlama teknikleri ile anahtarlanması durumlarındaki temel dalga şekilleri (Bodur, 2004).

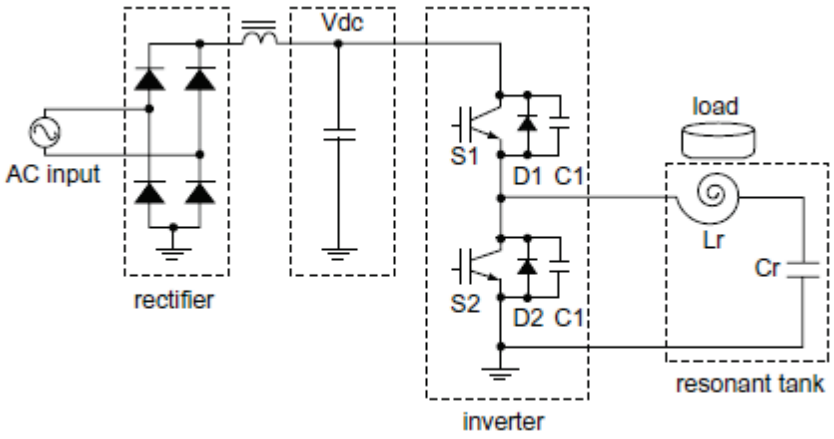
5. İNDÜKSİYONLA ISITMA SİSTEMLERİNDEKİ UYGULAMA TOPOLOJİLERİ

İndüksiyonla ısıtma sisteminin en önemli kısmını inverter oluşturmaktadır ve bu sistemlerde kullanılmak üzere birçok çeşit inverter topolojisi bulunmaktadır. Genel olarak indüksiyonla ısıtma sistemlerinde en çok kullanılan iki çeşit inverter topolojisi bulunmaktadır. Bunlar Yarım köprü seri rezonans inverter (YKSRİ)ve kısmi rezonanslı (E sınıfı) inverterdir. İki topolojininde kendilerine özgü avantaj ve dezavantajları bulunmaktadır. Yarım köprü seri rezonanslı inverterler, sabit anahtarlamaya sahiptir ve düşük maliyetlidir. Düşük maliyetli olmasının en önemli sebebi, devre gerilimi giriş gerilimi ile sınırlıdır. Böylece devre elemanları üzerinde fazla baskı olmadığı için düşük maliyetli elemanlar kullanılabilir. YKSRİ nin en önemli dezavantajları ise; iki adet yarıiletken elemana sahip olmasından dolayı iki adet anahtarlama devresine ihtiyaç vardır. Bu da devre kartının daha karışık olmasına ve fiziksel olarak boyutunun büyümesine neden olur. Diğer topoloji olan kısmi rezonanslı inverterlerin en önemli avantajı tek bir anahtarlama elemanına sahip olasıdır. Devrenin tek bir anahtarlama elemanına sahip olması, devrenin kontrolünü basitleştirerek kart boyutunun küçülmesine olanak sağlar. Böylece indüksiyonla ısıtma sisteminin uygulamada küçük hacim kaplamasına olanak sağlar. En önemli dezavantajı ise, devre üzerinde giriş geriliminin 3-5 katı bir gerilime sahip olmasıdır. Bu nedenle anahtarlama elemanı üzerinde yüksek baskı oluşmakta ve devre maliyetini arttırmaktadır. Ancak yüksek frekanslı yarıiletken anahtarlama elemanı teknolojisinin hızla ilerlemesiyle birlikte, günümüzde yüksek performansa sahip, düşük maliyetli anahtarlama elemanları sayesinde maliyet azalmıştır (Fairchild, 2000).

5.1. Yarım Köprü Seri Rezonanslı İnverter

5.1.1. Giriş

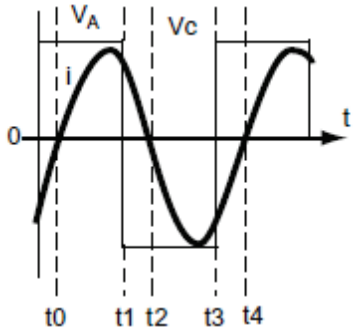
Şekil 5.1'de yarım köprü seri rezonans inverter devresi görülmektedir. Şekildende görülebileceği gibi devre, 2 adet anahtarlama elemanından oluşmaktadır. Her bir yarım periyotta anahtarlardan birisi iletime sokulur. Anahtarlama elemanlarına ters parallel bağlı diyotlar ise, geri besleme diyotlarıdır. Bunlar yükün endüktif olduğu durumlarda yükte biriken enerjiyi kaynağa geri verebilmek için kullanılmaktadır (Sazak, 2007).



Şekil 5.1 Yarım köprü seri rezonans inverter devresi (Fairchild, 2000)

5.1.2. Kısmi Rezonanslı İnverter Devresinin Çalışma Prensibi

Şekil 5.2'de Yarım köprü seri rezonanslı inverter devresinin kararlı çalışma durumundaki rezonans akımının dalga şekli görülmektedir.

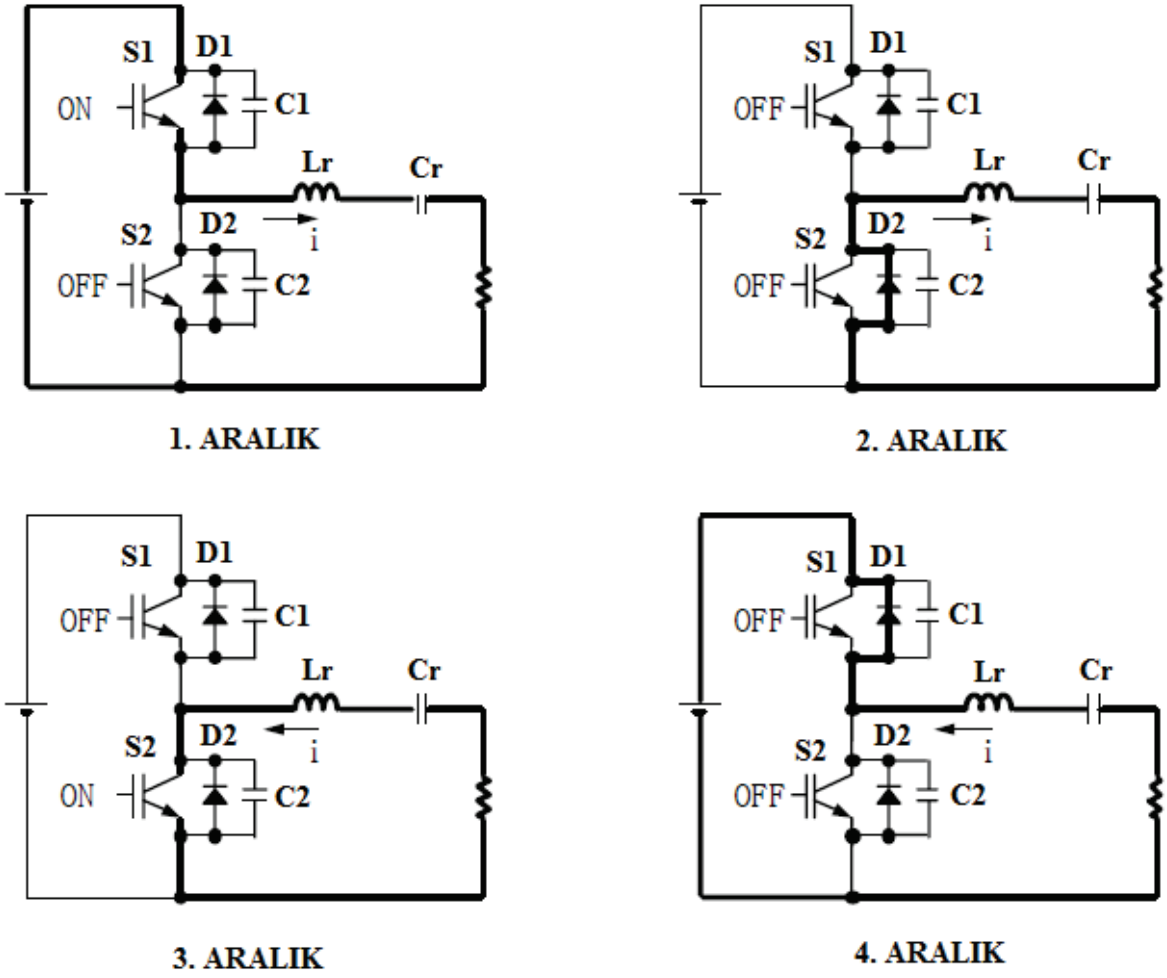


Şekil 5.2 Yarım köprü seri rezonanslı devrenin akım dalga şekli (Fairchild, 2000)

Bu devrenin kararlı durumdaki periyodik olarak çalışması 4 aralıktan oluşmaktadır. Her bir aralık için oluşan eşdeğer devreler 5.3'de görülmektedir. Çalışma aralıkları aşağıda anlatılmaktadır.

Aralık – 1 (t0 - t1)

Bu aralık t0 anında S1 anahtarının iletime girmesiyle başlar. S1 anahtarı iletime girinceye kadar D1 diyodundan akan akım, S1 anahtarının iletime girmesiyle yön değiştirir. Oluşan seri R-L-C devresinde enerji depolanır.



Şekil 5.3 Yarım köprü seri rezonanslı inverterin çalışma aralıklarının eşdeğer devreleri (Çetin, 2005)

Aralık – 2 (t1 – t2)

Bu aralık t1 anında S1 anahtarının yalıtıma geçmesiyle başlar. Şekil 5.3'den de görülebileceği gibi, S1 anahtarından geçmekte olan akım, anahtarın yalıtıma geçmesinden sonra D2 diyodu üzerinden akmaya başlar. S1 anahtarının kesime girmesi esnasında üzerinde bir miktar akım ve gerilim değeri olduğu için yalıtım kayıpları meydana gelir. Bu kayıpları önlemek için S1 anahtarı yalıtıma geçtikten sonra, rezonans akımı kısa bir süre C1 kondansatörü üzerinden geçer ve daha sonra D2 diyodu üzerinden dolaşmaya başlar. T1<t<t2 anında S2 anahtarı iletimde olur. Üzerinde sıfır akım veya gerilim bulunmadığı için iletim kayıpları oluşmaz (Kaya, 2008).

Aralık – 3 (t2 – t3)

t2 anından sonra rezonans akımı, ters yönde ve halen iletimde olan A2 anahtarı içinden dolaşmaya başlar. Burada rezonans kondansatörü olan Cr üzerinde depoladığı enerjiyi deşarj ederken devrenin gerilim kaynağı gibi davranır. Bu durumda iken rezonans akımının yönü önceki iki duruma göre ters yöndedir.

Aralık – 4 (t3 – t4)

Bu aralık t3 anında S2 anahtarının yalıtıma geçirilmesi ile başlar. S2 anahtarı üzerinden akmakta olan akım artık D1 diyodu üzerinden akmaya başlar. S2 anahtarının kesime girme esnasındaki yalıtım kayıplarını önlemek için, S2 anahtarı kesime girdiğinde, rezonans akımı kısa bir süre C2 kondansatörü üzerinden geçer ve daha sonra D1 diyodu üzerinden dolaşmaya başlar. t3<t<t4 aralığında sıfır akım veya sıfır gerilim değerine sahip olan S1 anahtarı iletime geçerken kayıp oluşmaz.

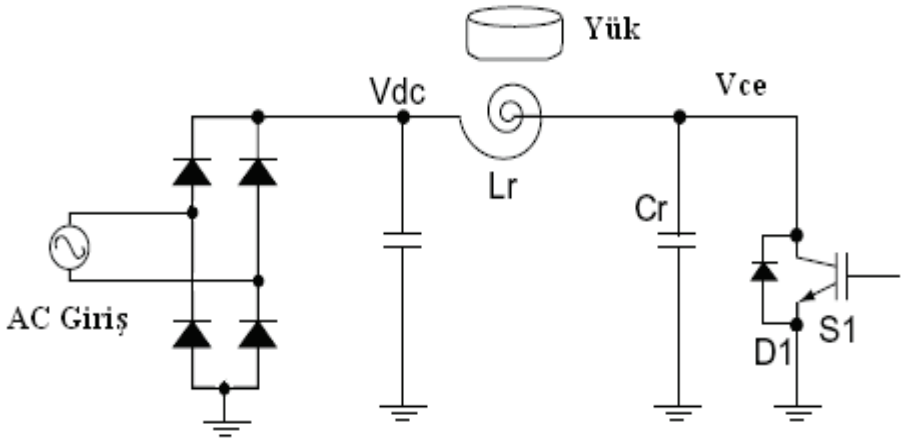
5.2. Kismi Rezonansli İnverter

5.2.1. Giriş

Bu bölümde kısmi rezonanslı inverter devre teorisi incelenip simülasyonu yapılmıştır. Simülasyon sonuçlarına dayanarak uygulama devresi tasarlanmış ve deneysel sonuçlar sunulmuştur. Ayrıca kontrol algoritması ve açık devre şemasından da bahsedilmiştir.

5.2.2. Kısmi Rezonanslı İnverter Teorisi

Şekil 5.4'de kısmi rezonanslı inverterin ana güç devresi görülmektedir.



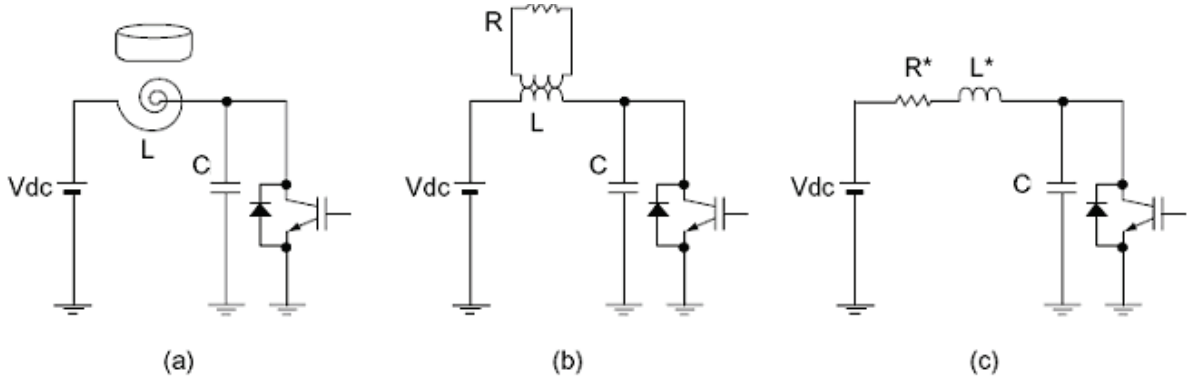
Şekil 5.4 Kısmi rezonanslı inverterin ana güç devresi

Bu devrenin sadeleştirme aşamaları şekil 5.5'de gösterilmektedir. İlk önce Şekil 5.5 (a)' daki hale dönüştürülür. Daha sonra ise yük ve bobin trafo eşdeğer devresine benzetilerek

Şekil 5.5 (b)'deki duruma dönüştürülür. En son aşamada ise devre Şekil 5.5 (c) deki en sade haline dönüştürülür. Burada:

R^* = Trafo ve yükün toplam direncini sembolize eder

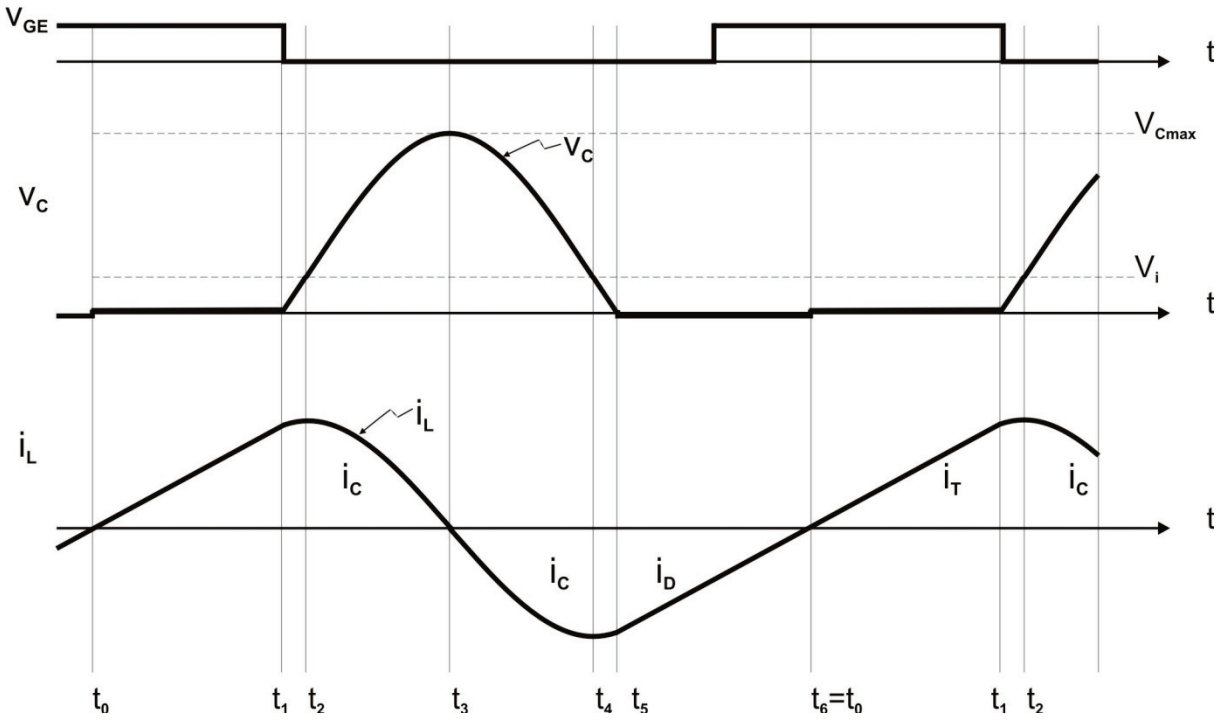
L^* = Trafonun primer , sekonder ve kaçak endüktanslarının toplamını sembolize eder.



Şekil 5.5 İndüksiyonla ısıtma sisteminin sadeleştirme aşamaları

5.2.3. Kısmi Rezonanslı İnverter Devresinin Çalışma Prensibi

Devrenin kararlı durumda çalışmasıyla ilgili akım ve gerilim şekilleri Şekil 5.6'da verilmiştir. Bu devrenin kararlı durumdaki periyodik olarak çalışması 5 aralıktan oluşmaktadır. Bu aralıklar aşağıda açıklanmıştır.



Şekil 5.6 Uygulama devresinin kararlı durumda çalışmasıyla ilgili akım ve gerilim şekilleri

Aralık - 1 (to – t1)

Bu aralık; S1 anahtarının (IGBT) iletime girmesiyle başlar. Bu andan itibaren akım, IGBT üzerinden pozitif yönde akar ve bobin enerji depo etmeye başlar. Bu aralık bobinin enerji depo etme aralığı olarak ta adlandırılabilir. Bobin akımının herhangi bir süredeki değeri (5.2) nolu formülle bulunabilir.

$$\tau = \frac{L}{R} \tag{5.1}$$

$$i(t) = \frac{V}{R} + \left[i(t_0) - \frac{V}{R} \right] e^{-\frac{t}{\tau}} \tag{5.2}$$

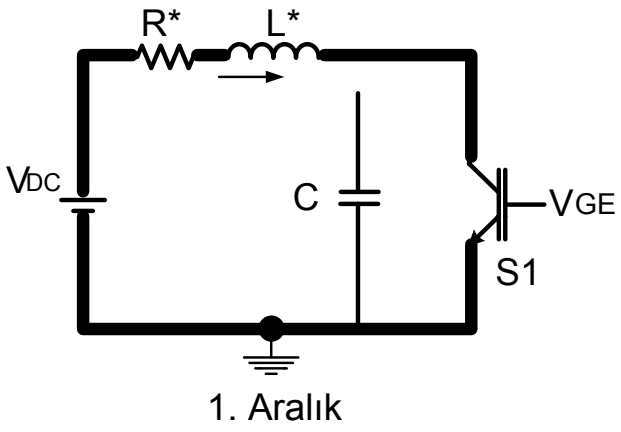
Burada

τ = zaman sabiti

$i(t_0)$ = Başlangıç anındaki akım değerini göstermektedir.

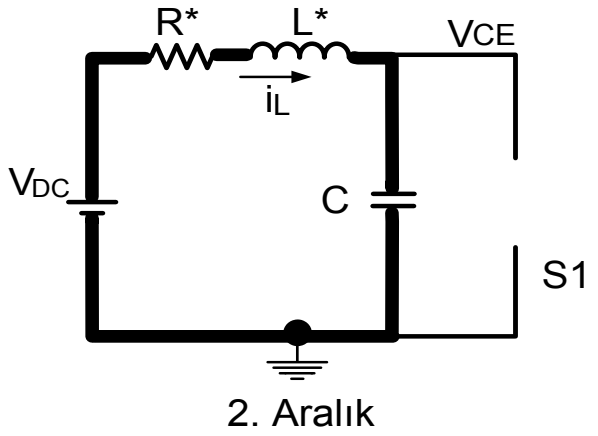
S1 anahtarının kontrol sinyali kesilerek anahtarın kesime girmesiyle bu aralık biter. Aralık boyunca kondansatör (rezonans) gerilimi sıfırda sabittir.

$$V_C(t) = 0 \tag{5.3}$$



Şekil 5.7 (to – t1) çalışma aralığının eşdeğer devresi

Aralık - 2 (t1 – t2)



Şekil 5.8 (t1 – t2) çalışma aralığının eşdeğer devresi

Bu aralık ; S1 anahtarının kesime girmesi ile başlar. IGBT'nin kesime girme işlemi sırasında eleman üzerinde akım değeri olduğu için, kesme anahtarlama kaybı meydana gelir. Ancak yumuşak anahtarlama tekniklerinde de anlatıldığı gibi, rezonans kondansatörü IGBT ye paralel bağlı olmasından dolayı kesime girme anında dv/dt hızını sınırlar (ZVS). Böylece güç elemanının kesme anahtarlama kaybı azaltılmış olur. IGBT nin kesime girmesinden sonra

Vce gerilimi (rezonans gerilimi) hızlı bir şekilde yükselir ve t2 anında rezonans gerilimi Vdc ye eşit olur.

Rezonans akımı (bobin akımı) ise, t1 anında anahtarın kesime girmesinden sonra bile yükselişini sürdürerek t2 anında akım maksimum değerini alır. Bu andan itibaren bobinde depolanan enerji kondansatöre aktarılmaya başlar. Bobin akımının herhangi bir süredeki değeri (5.4) nolu formülle bulunabilir. (5.4) nolu denklemle ise, herhangi bir süredeki kondansatör gerilim değeri bulunabilir.

$$i(t) = e^{-\alpha t}(A_1 \sin \omega_d t + A_2 \cos \omega_d t) + B \tag{5.4}$$

$$v_C(t) = V - Ri(t) - L\frac{di(t)}{dt} \tag{5.5}$$

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC}} \tag{5.6}$$

$$\alpha = \frac{R}{2L} \tag{5.7}$$

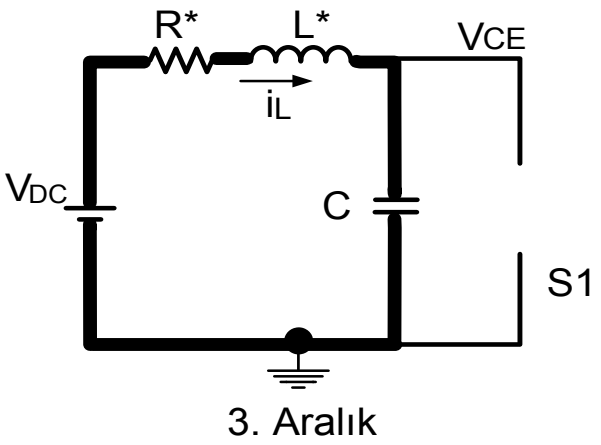
$$\omega_d = \sqrt{\omega_r^2 - \alpha^2} \tag{5.8}$$

$$A_1 = \frac{V - RI_0}{L\omega_d} + \frac{\alpha I_0}{\omega_d} \tag{5.9}$$

$$A_2 = I_0 \tag{5.10}$$

Aralık - 3 (t2 – t3)

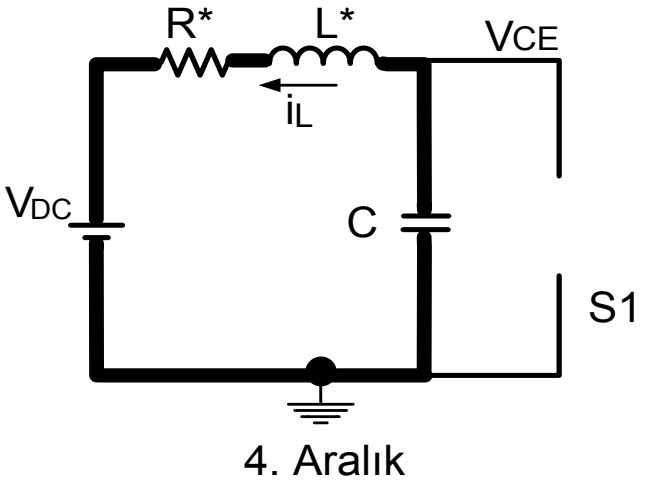
Önceki çalışma aralığında hızlı bir şekilde artarak t2 anında Vdc gerilimine eşit olan rezonans gerilimi (Vce) , t2 anından sonrada artışını sürdürür. Ve artık Vce gerilimi Vdc den büyük hale gelir. Bobin akımı ise, t2 anından sonra azalmaya başlayarak enerjisini kondansatöre aktarır ve t3 anında akım değeri sıfıra ulaşır. Akımın sıfır olduğu bu noktada, rezonans geriliminin değeri maksimum noktasına ulaşır. Yani bobindeki enerjinin kondansatöre aktarılması tamamlanmıştır. Rezonans geriliminin tepe değeri, anahtarın iletimde kalma süresi ile doğru orantılıdır. İstenilen rezonans gerilimi bu süre ile oynanarak elde edilebilir.



Şekil 5.9 (t2 – t3) çalışma aralığının eşdeğer devresi

Aralık – 4 (t3 – t5)

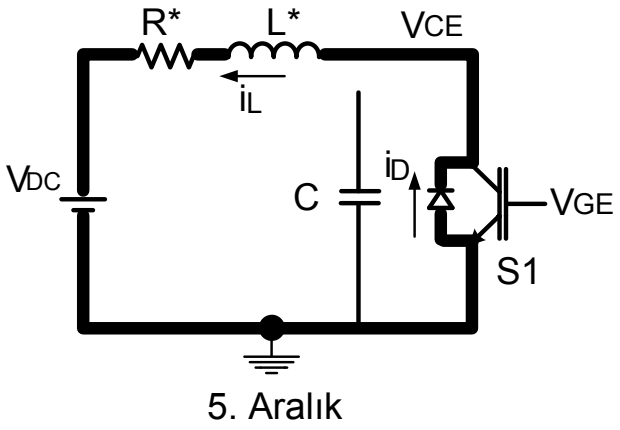
T2 anından sonra ise, ters rezonans başlar. Dolmuş olan kondansatör deşarj olmaya başlayarak enerjisini bobine aktarmaya başlar. Bu andan itibaren rezonans gerilimi azalmaya, akım ise ters yönde akmaya başlar. T4 anında akım minimum seviyesine ulaşır. T4 anındaki rezonans geriliminin değeri ise Vdc ye eşit olur (Vce = Vdc). T4 anından sonra rezonans gerilimi düşmeye devam eder. Rezonans akımı ise, minimum seviyesinden tekrar yükselmeye başlar. T5 anında kapasitenin deşarjı tamamlanarak Vce gerilimi sıfır olur.



Şekil 5.10 (t3 – t5) çalışma aralığının eşdeğer devresi

Aralık - 5 (t5 – t6 [t0])

t5 anından sonra da akım yükselişini sürdürür. Akım, kondansatörün deşarjı tamamlandığı için IGBT ye ters paralel bağlı olan diyottan geçmeye başlar. IGBT nin kontrol devresi yardımıyla iletime girme anına kadar, akım diyot üzerinden serbest olarak dolaşır. ZVT nin sağlanabilmesi için kontrol sinyalinin bu aralıkta verilmesi gerekir. Kontrol sinyali yardımı ile IGBT nin iletime girmesiyle bu aralık biter ve tekrar başa dönülür. Bu aralıklar periyodik olarak devam eder.



Şekil 5.11 (t5 – t6) çalışma aralığının eşdeğer devresi

$$i(t) = \frac{V}{R} + \left[i(t_3) - \frac{V}{R} \right] e^{-\frac{t}{\tau}} \tag{5.11}$$

$$v_C(t) = 0 \tag{5.12}$$

Bu devrenin sıfır gerilim şartlarında çalışabilmesi için gerekli minimum değer (5.13) eşitliği ile gösterilmiştir.

$$\left[\sqrt{I_0^2 (L/C) + V^2} \right] e^{-\frac{2\pi - \theta}{2Q}} = V \tag{5.13}$$

$$\theta = \tan^{-1} \left(\frac{I_0 \sqrt{L/C}}{V} \right) \tag{5.14}$$

$$Q = \frac{\omega_r L}{R} \tag{5.15}$$

Eşitlikten de görülebileceği gibi bu değer rezonans elemanlarına, başlangıç akımına ve çalışma gerilimine bağlı olarak değişim gösterir. Sınır değerinin altında kondansatör gerilimi sıfıra ulaşamaz ve diyot iletime giremez. Bu nedenle sıfır gerilim anahtarlama için rezonans elemanlarına uygun çalışma gerilimi seçilmelidir.

6. KISMI REZONANSLI INVERTER UYGLAMASI

6.1. Giriş

Bu bölümde, bölüm 5'de çalışma teorisi anlatılan kısmi rezonanslı inverter topolojisinin Proteus programında simülasyonu yapılmış ve laboratuar ortamında yapılan uygulama devresine yer verilmiştir. Bölüm içerisinde, uygulama devresinin açık devre şeması ve kontrol devresin çalışma stratejisi de bulunmaktadır.

6.2. Kısmi Rezonanslı İnverter Simülasyonu

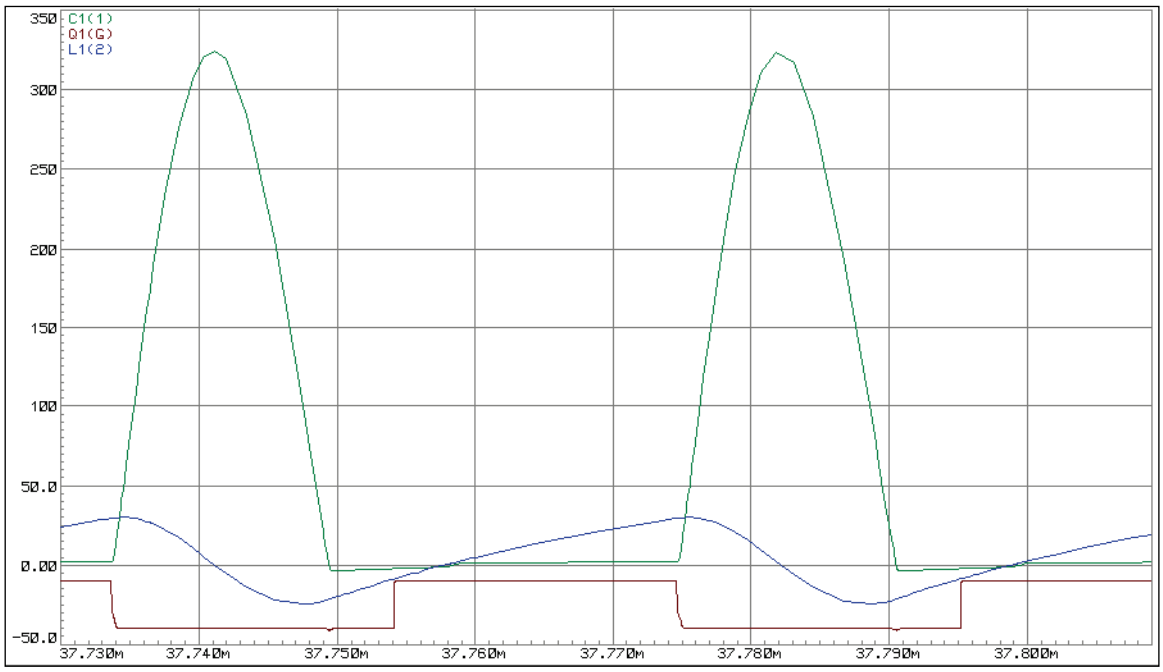
Uygulaması yapılacak olan kısmi rezonanslı inverterin çalışma prensibini doğrulamak için simülasyonu yapılmıştır. Simülasyonda kullanılan parametreler;

Rezonans endüktansı L = 36μH

Rezonans kondansatörü Cr = 440nF

DC Hat gerilimi Vdc = 80V

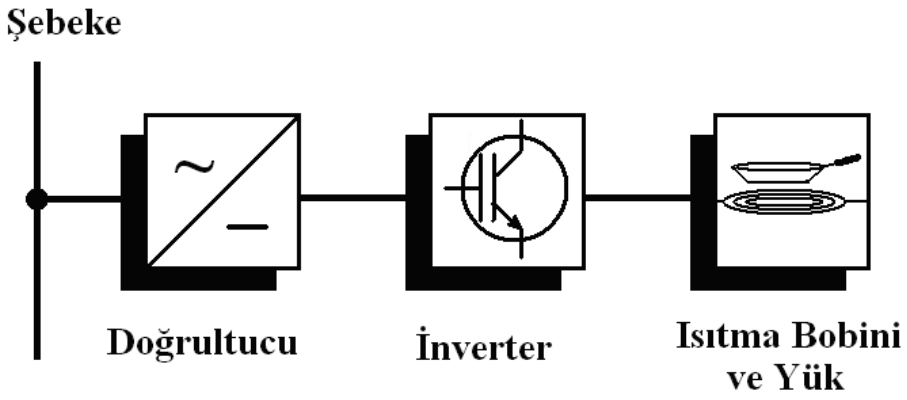
Devrenin simülasyonu Proteus programı yardımıyla gerçekleştirilerek topolojinin çalışma prensibi daha iyi anlaşılmıştır. Şekil 6.1'de ki simülasyon çıktısında kondansatör gerilimi, bobin akımı ve sürme sinyali görülmektedir. Kondansatör geriliminin maksimum değeri 324V, bobin akımı maksimum değeri 30A ve anahtarlama frekansı 24,4kHz olarak ölçülmüştür. Sürme sinyali, kondansatör geriliminin eksi olduğu aralıkta, diğer bir deyişle anahtarlama elemanına ters paralel bağlı diyotun iletimde olduğu aralıkta uygulanmıştır. Böylece yumuşak anahtarlama sağlanarak anahtarlama kaybı önlenmiştir.



Şekil 6.1 **kısmi rezonanslı inverterin proteusta yapılan simülasyon eğrileri**

6.3. Uygulama Devresinin Açık Devre Şeması

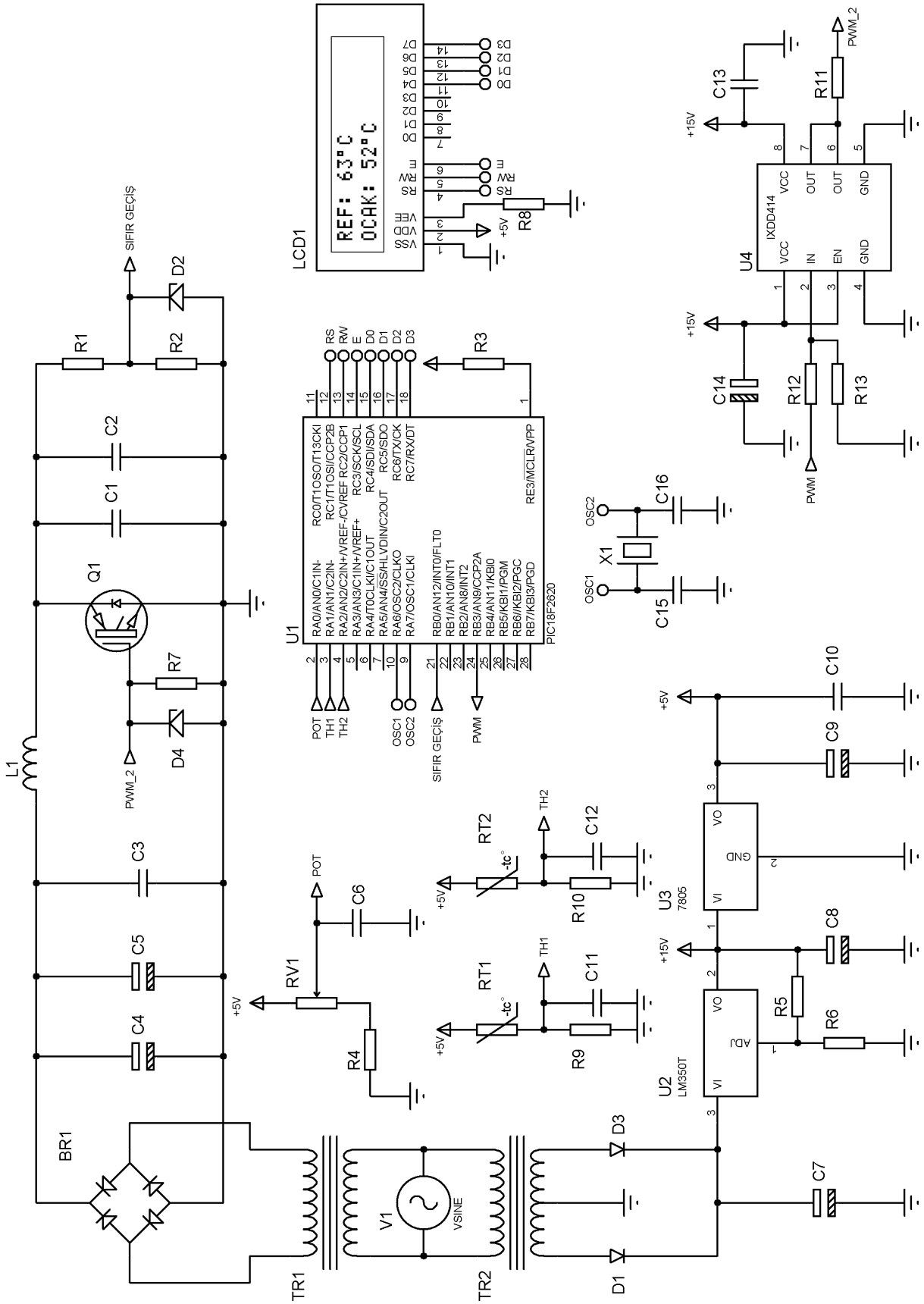
Şekil 6.2'de uygulama devresine ait blok şeması görülmektedir. İlk olarak şebeke gerilimi Tam dalga bir doğrultucu tarafından doğrultulur. Doğrultulmuş bu gerilim, inverterde yüksek frekanslı alternatif bir gerilime dönüştürülerek indüksiyon bobinini besler. Oluşan yüksek frekanslı manyetik alan bobbin üzerindeki metal yük üzerinde kayıp meydana getirerek ısı açığa çıkmasına neden olur.



Şekil 6.2 Uygulama devresine ait blok şeması görülmektedir

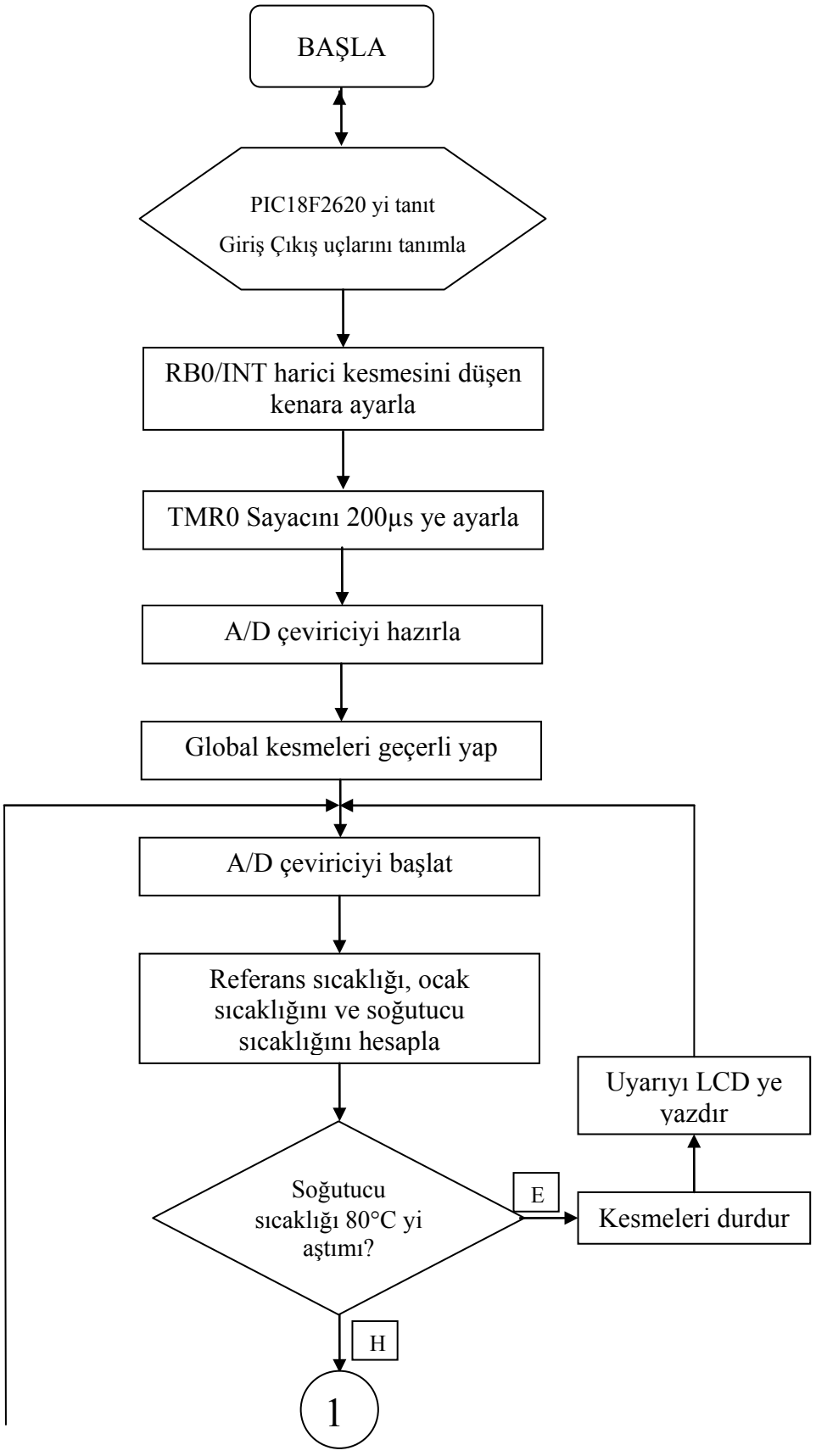
Şekil 6.3'de uygulama devresinin açık devre şeması görülmektedir. Devrenin kontrolünde MicroChip firmasının ürünü olan PIC18F2620 mikrodenetleyicisi kullanılmıştır. Rezonans

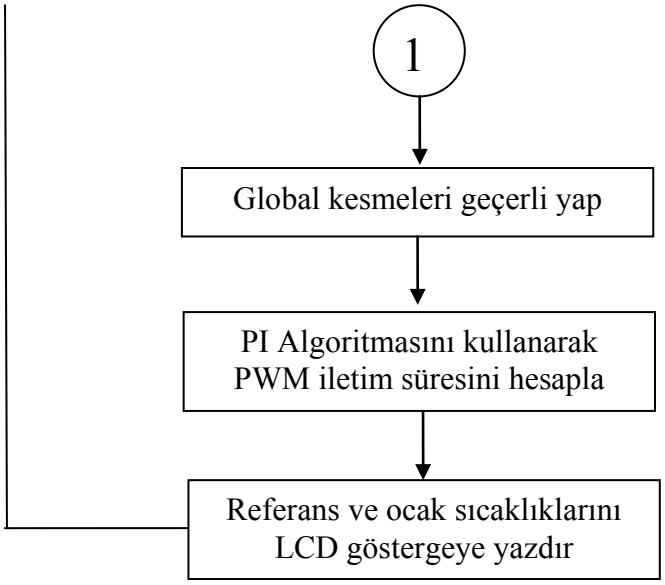
kondansatörü iki adet 220nF lık C1 ve C2 kondansatöründen oluşmaktadır. R1 ve R2 gerilim bölücü devresi ile kondansatör geriliminden geri besleme alınmaktadır. Aşırı pik gerilimlerine karşı mikrodenetleyiciyi korumak için D2 zener diyodu bağlanmıştır. Kontrol yazılımı PI algoritması içermekte ve dolayısıyla sıcaklık kontrolü sağlamaktadır. Referans sıcaklığı RV1 potansiyometresiyle ayarlanmaktadır. RT1, NTC tipi bir termistördür. Ocaktan sıcaklık geri beslemesi alır. RT2 ise, IGBT nin bağlı olduğu soğutucu bloğa bağlıdır. Soğutucu sıcaklığı için geri besleme alınmaktadır. Okunan sıcaklık değerleri LCD ekrana yazdırılmaktadır. U4, IGBT sürmede kullanılan IXDD414 sürme entegresidir. Bu entegre mikrodenetleyicide üretilen 5V genlikli PWM sinyalini hızlandırarak 15V seviyesine çıkararak IGBT nin anahtarlanmasını sağlar. Devrede ayrıca mikroişlemciyi beslemek için 5V ve anahtarlama elemanını sürmek için de 15V olmak üzere iki adet lineer güç kaynağı bulunmaktadır.

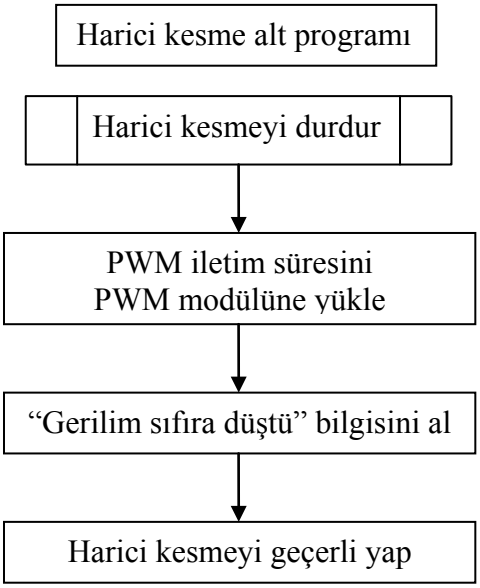


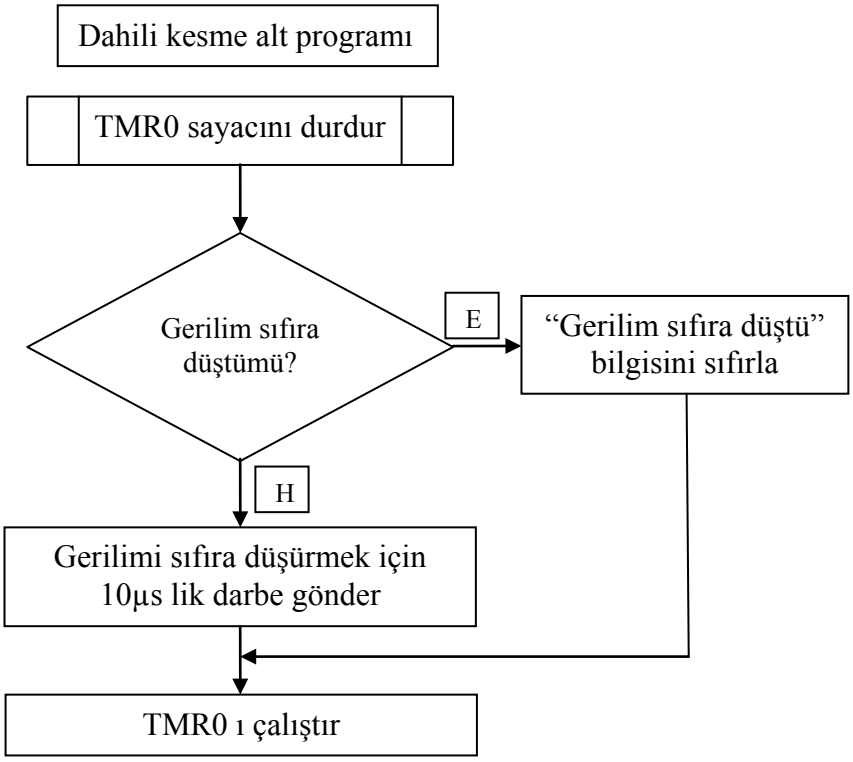
Şekil 6.3 Uygulama devresinin açık devre şeması

6.4. Kontrol Stratejisi




1
Global kesmeleri geçerli yap
PI Algoritmasını kullanarak
PWM iletim süresini hesapla
Referans ve ocak sıcaklıklarını
LCD göstergeye yazdır


Harici kesme alt programı
Harici kesmeyi durdur
PWM iletim süresini
PWM modülüne yükle
“Gerilim sıfıra düştü” bilgisini al
Harici kesmeyi geçerli yap



Şekil 6.4 Kontrol devresi akış diyagramı

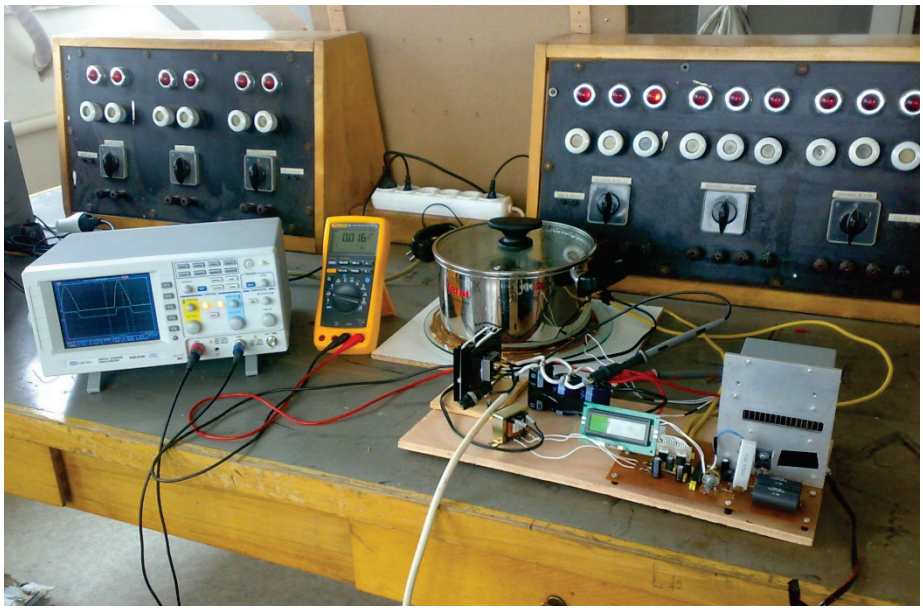
Programın akış diyagramı şekil 6.4'de görülmektedir. Burada görüldüğü gibi bir adet harici ve bir adet dahili olmak üzere iki adet kesme alt rutini içermektedir. Kontrol devresi, kondansatör geriliminin sıfıra düşmesiyle oluşan kesmelerle çalıştığından (ZVT geçişlerinin algılanması) dahili kesme, devreyi her 200µs'de bir kontrol ederek gerilimin sıfıra düşüp düşmediğini kontrol eder. Herhangi bir sebeple sıfıra düşmemişse IGBT'ye 10µs'lik bir PWM darbesi yollayarak gerilimin sıfıra düşmesini sağlar. Bu 10µs'lik PWM darbesi, 30V üzerindeki besleme gerilimleri için kondansatör gerilimini sıfıra düşürmek için yeterlidir. Harici kesme ise gerilimin sıfıra düşmesiyle tetiklenerek çalışan kod dizinidir. Harici kesme rutini, ana programda PI algoritmasıyla hesaplanan PWM iletim süresine bağlı olarak anahtarlama elemanını iletime sokar. Ana programda ise 3 adet A/D dönüştürücü işlemi yapılmaktadır. Bunlar; ocağın set edildiği referans sıcaklığı, ocağın anlık sıcaklığı ve anahtarlama elemanının soğutucu bloğunun sıcaklığıdır. Referans sıcaklık ve ocak sıcaklığı PI algoritmasının giriş verileridir. Soğutucu sıcaklığı ise anahtarlama elemanını koruma amaçlı bir veridir. Bu sıcaklık 80°C'yi aşarsa bütün kesmeler devre dışı bırakılarak devrenin çalışması durdurulur. Anlık olarak sıcaklık değerleri okunmaya devam eder. Soğutucu blok soğuduğu zaman kesmeler tekrar aktif edilerek, devre yeniden çalışmaya başlar.

Kontrol yazılımı ısıtılacak malzemeyi set edilen sıcaklığa kadar ısıtıp bu sıcaklıkta sabit tutar. Geliştirilen PI algoritmasıyla PWM iletim süresi hesaplanarak ±1°C'lik toleransla sıcaklık sabit tutulmaktadır.

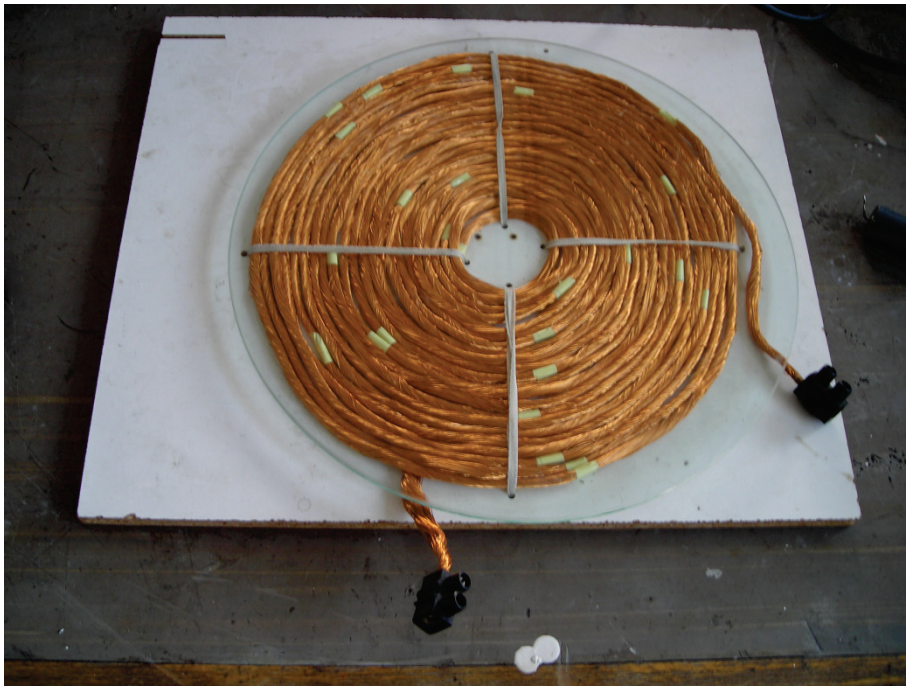
7. DENEYSEL SONUÇLARI

Bu bölüme kadar kısmi rezonanslı inverter devresinin teorik açıklaması, devre simülasyonu ve detay tasarım yapılmıştır. Bu bölümde ise tasarımı gerçeklenen indüksiyonla ısıtma sisteminin deneysel sonuçlarına yer verilmiştir.

Şekil 7.1'de uygulama devresinin genel bir görünümü , Şekil 7.2'de ise Litz telinden sarılmış endüksiyon bobini görülmektedir.

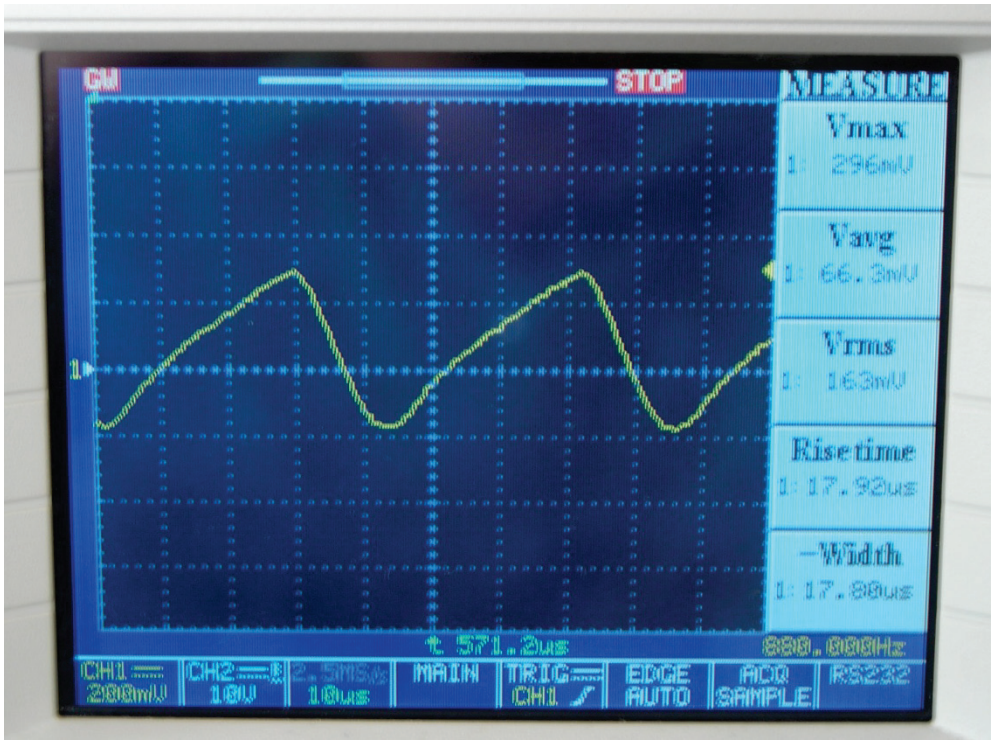


Şekil 7.1 Uygulama devresinin genel bir görünüşü



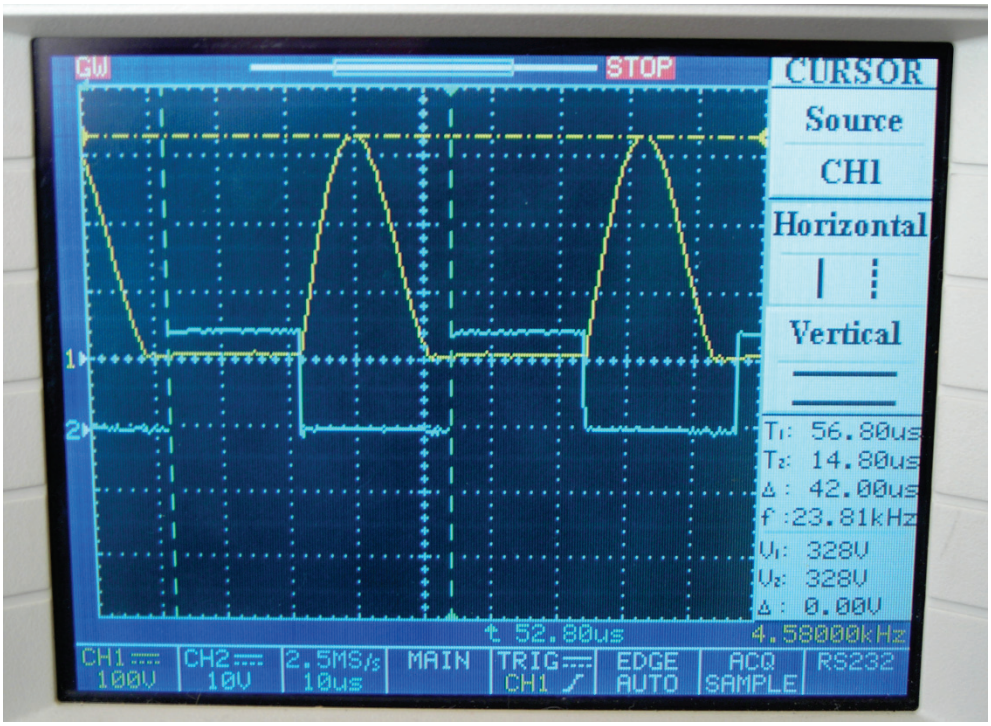
Şekil 7.2 Litz telinden sarılmış endüksiyon bobini

Devrenin analizi yapılırken iki farklı rezonans kondansatör değeri kullanılmıştır. Aşağıda şekil 7.3'de rezonans kondansatörü olarak 2x220nF bağlandığı durumdaki bobin akımı görülmektedir. Akımın maksimum değeri 29,6A olarak ölçülmüştür. Akım periyot değeri 42µs dir.

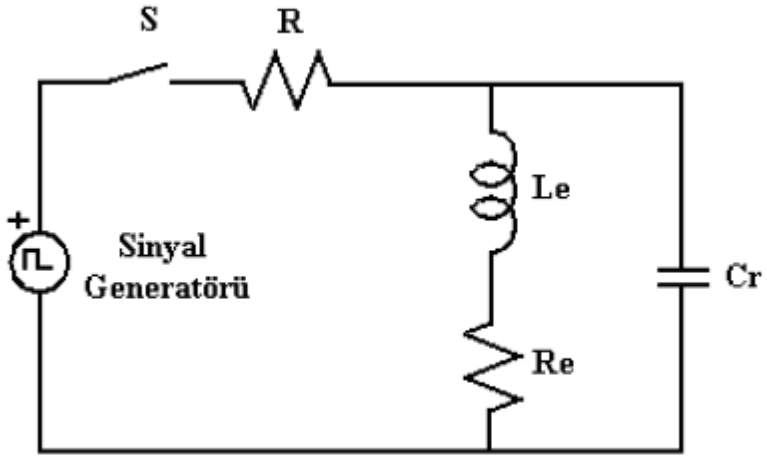


Şekil 7.3 İki kondansatör bağlı olduğu durumdaki bobin akımı. (20A/div, 10µs/div)

Şekil 7.4'de ise rezonans kondansatörü olarak 2x220nF bağlandığı durumdaki kondansatör gerilimi ve sürme sinyali görülmektedir. Bu şekli incelediğimizde maksimum kondansatör geriliminin 328V olduğunu görmekteyiz. Bu değer DC bara geriliminin yaklaşık 4 katı değerindedir. Kondansatör gerilimi sıfıra düşüp diyotun iletime girdiği aralıkta sürme sinyalinin verildiği görülmektedir. Bu nokta ZVT nin gerçekleştiği andır. Anahtarlama Frekansı 23,81 kHz dir. Rezonans frekansını belirlemek için Şekil 7.5'deki devre gerçekleştirilmiştir. Bu şekil, Isıtılacak olan yükün, litz telinden sarılmış bobin üzerine konulduğunda oluşan eşdeğer devresidir. Devreye sinyal jeneratöründen kare dalga sinyal uygulanarak bobin ile indüksiyonla ısıtma sisteminde kullanılacak kondansatörün rezonansa girmesi sağlanır. Kondansatörün gerilim dalga şekline bakılarak devrenin rezonans frekansı tespit edilir. Rezonans frekansındaki $X_L = X_C$ eşitliğinden yararlanılarak, kondansatör değerini de bildiğimiz için eşdeğer bobin reaktansını kolayca hesaplayabiliriz (Öncü, 2005).



Şekil 7.4 İki kondansatör bağlı olduğu durumdaki kondansatör gerilimi ve sürme sinyali (CH1: 100V/div, CH2: 10V/div, 10µs/div)



Şekil 7.5 Bobinin parametrelerinin tespit edilmesinde kullanılan devre (Öncü, 2005)

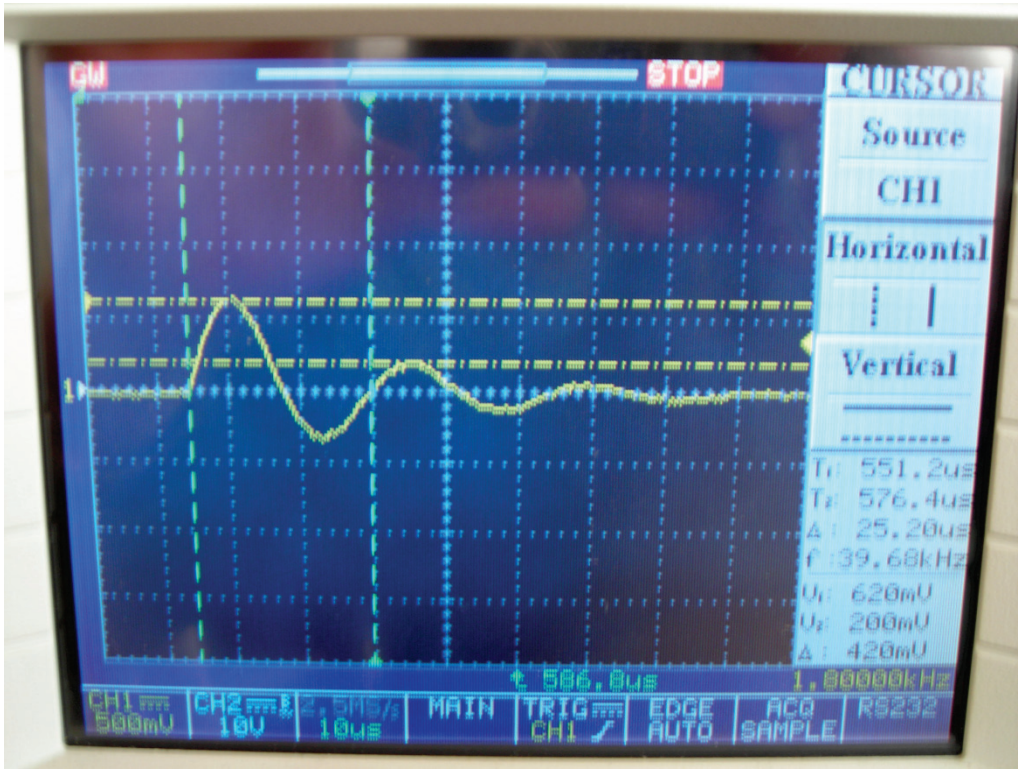
Şekil 7.5'deki deney gerçekleştirilmiş ve şekil 7.6'daki ölçüm elde edilmiştir. Şekil 7.6 daki osiloskop çıktısı incelendiğinde rezonans frekansının 39,68kHz olarak ölçüldüğünü görmekteyiz. Eşdeğer bobin reaktansını denklem (7.1) ile ve eşdeğer direnç R_e nin yaklaşık değeri ise (7.2) denklemiyle bulunur. Burada kondansatörün sönümlü rezonans geriliminin dalga şeklinden yararlanılır. (7.2)'deki formülde T_r rezonans periyodu, V_{T1} sönümlü

kondansatör geriliminin birinci tepe değeri, V_{T2} ise kondansatör geriliminin ikinci tepe değeridir.

$$fr = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_e.C_r}} \tag{7.1}$$

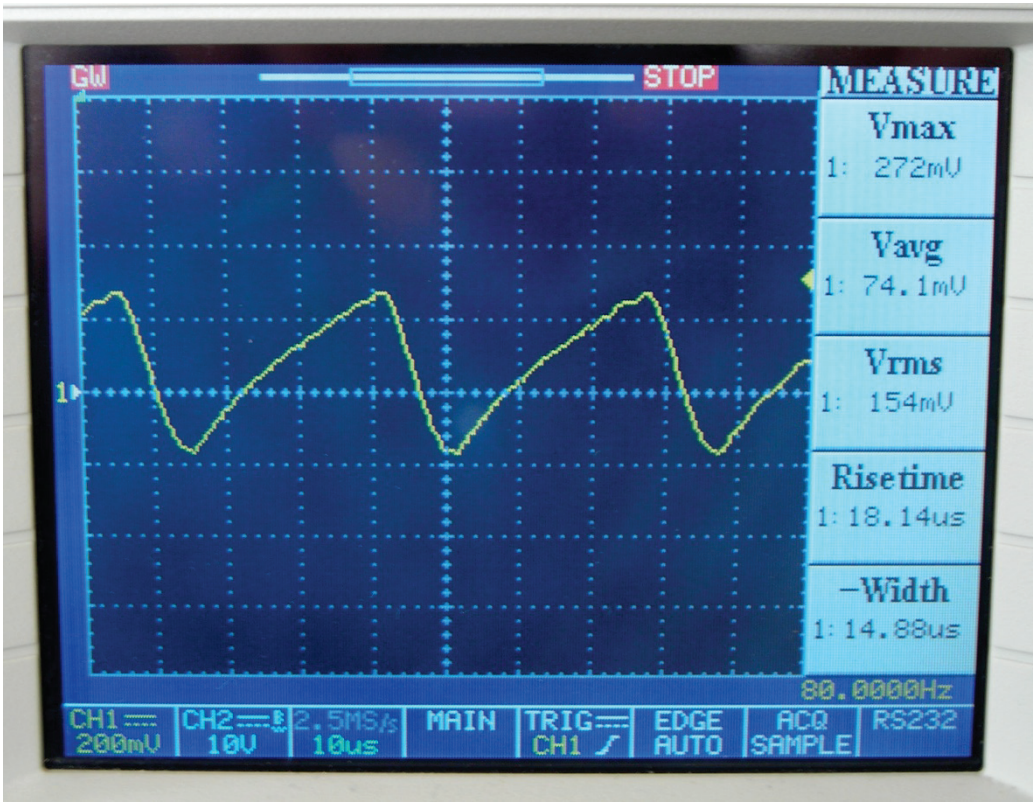
$$R_e = \frac{2.L_e}{T_r} \ln\left[\frac{V_{T1}}{V_{T2}}\right] \tag{7.2}$$

Yapılan hesaplamalar sonucu L_e değeri 36µH ve R_e eşdeğer direnci 3,25Ω olarak bulunmuştur.



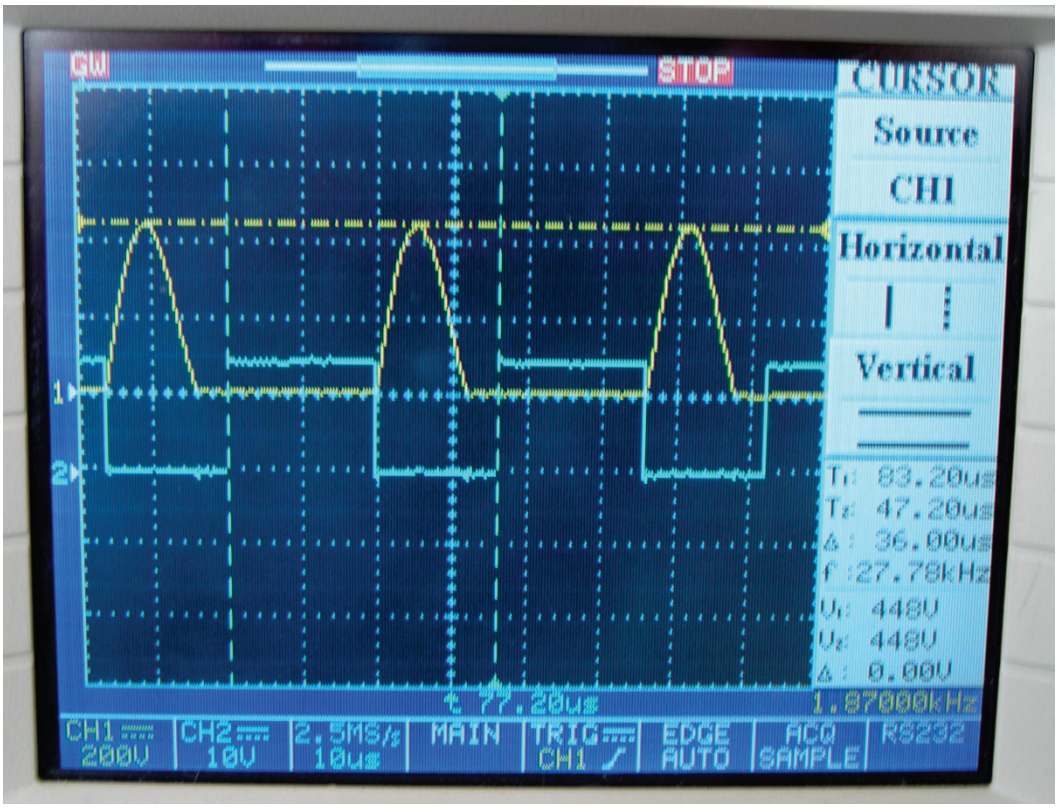
Şekil 7.6 İki kondansatör bağlı olduğu durumdaki kondansatörün sönümlü rezonans gerilimi dalga şekli (500mV/div, 10µs/div)

Şekil 7.7'de rezonans kondansatörü olarak 220nF bağlandığı durumdaki bobin akımı görülmektedir. Akımın maksimum değeri 27,2A olarak ölçülmüştür. Akım periyot değeri 36µs dir.



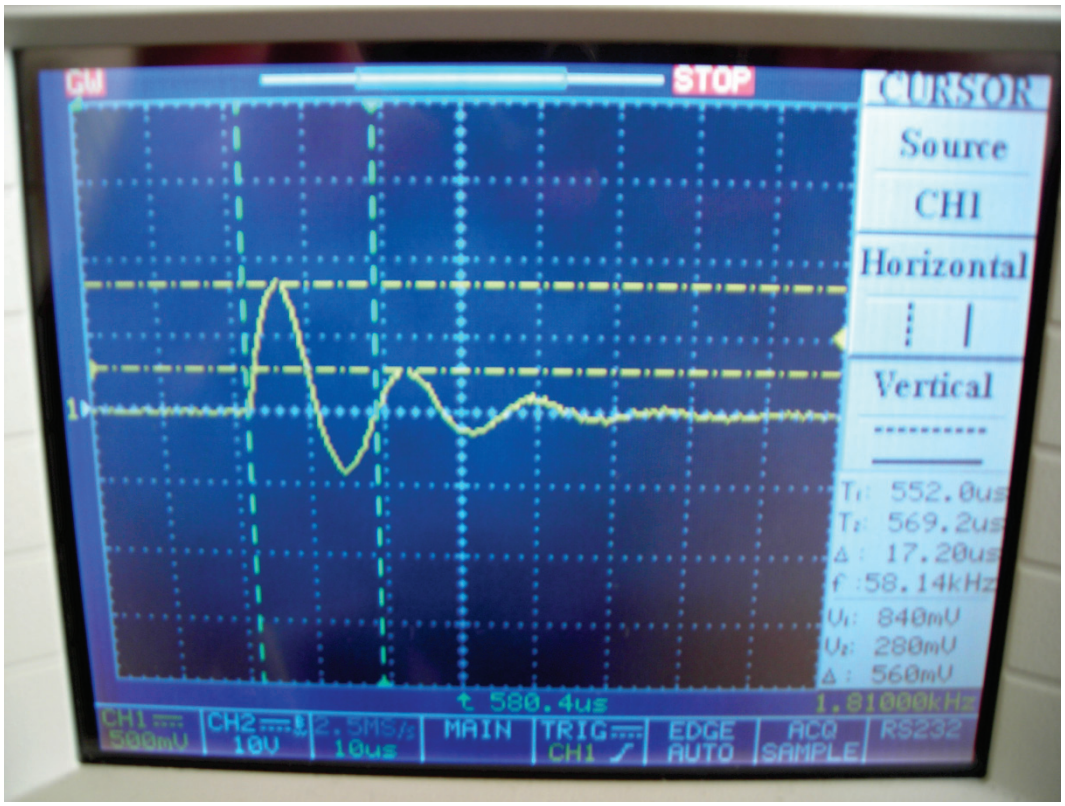
Şekil 7.7 Tek kondansatör bağlı olduğu durumdaki bobin akımı. (20A/div, 10µs/div)

Şekil 7.8'de ise rezonans kondansatörü olarak 220nF bağlandığı durumdaki kondansatör gerilimi ve sürme sinyali görülmektedir. Bu şekli incelediğimizde maksimum kondansatör geriliminin 448V ve anahtarlama frekansının 27,78kHz olduğunu görmekteyiz.



Şekil 7.8 Tek kondansatör bağlı olduğu durumdaki kondansatör gerilimi ve sürme sinyali (CH1: 200V/div, CH2: 10V/div, 10µs/div)

Şekil 7.9'daki osiloskop çıktısı incelendiğinde rezonans frekansının 58,14kHz olarak ölçüldüğünü görmekteyiz. (7.1) ve (7.2) formüllerinden yararlanarak L_e, 34µH ve R_e, 4,4Ω olarak hesaplanmıştır.



Şekil 7.9 Tek kondansatör bağlı olduğu durumdaki kondansatörün sönümlü rezonans gerilimi dalga şekli (500mV/div, 10µs/div)

Her iki kondansatör değeri için bulunan fr , L_e ve R_e değerleri aşağıda çizelge 7.1'de gösterilmiştir.

Çizelge 7.1 C_r =0,44 µF ve C_r =0,22 µF olduğu durumlar için hesaplanan fr , L_e ve R_e

	C_r nin 0,44 µF olduğu durum	C_r nin 0,22 µF olduğu durum
fr (kHz)	39,68	58,14
L_e (µH)	36	34
R_e (Ω)	3,25	4,4

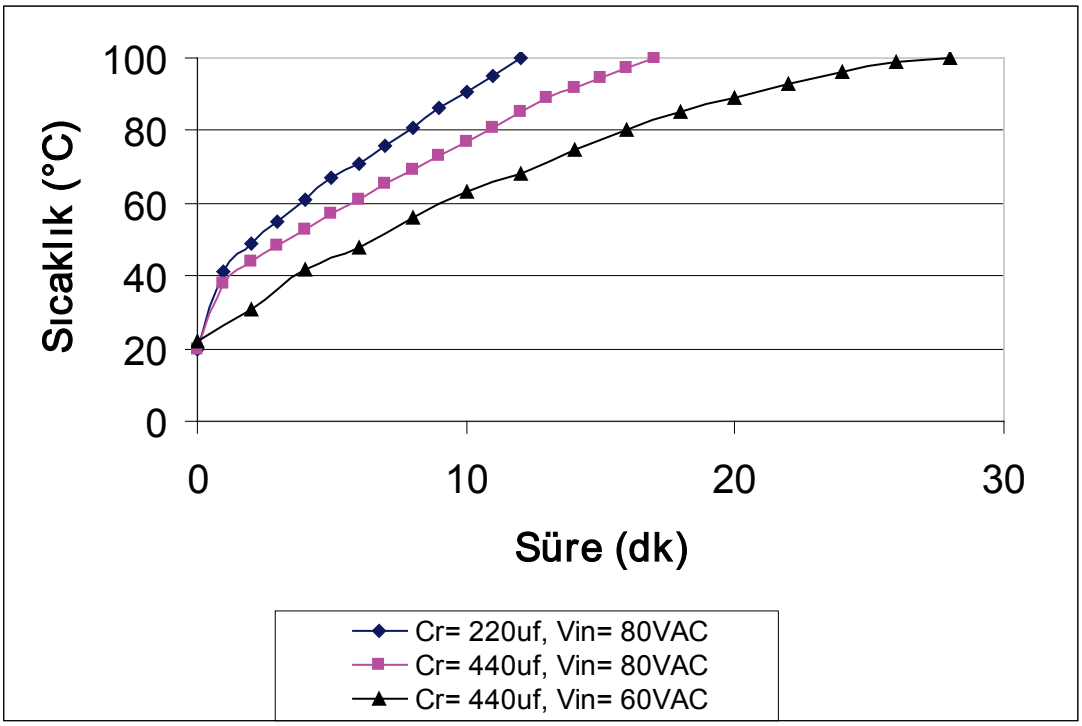
24cm çapındaki indüksiyon ocağına uyumlu tencereye 1lt su koyularak 3 farklı durum için deney yapılmıştır. İlk deneyde devreye 60VAC uygulanıp, rezonans kondansatörü olarak 440nF lık (2x220nF) kondansatör bağlanmıştır. 60VAC de DC bara geriliminin 72V olduğu gözlenmiş ve bu durumda devrenin 5,25A akım çektiği ölçülmüştür. Bu çalışma durumu için devrenin çektiği güç yaklaşık 378W dır. Sonraki deneyde devre elemanlarında herhangi bir değişiklik yapılmadan gerilim 80VAC ye çıkarılmıştır. DC bara gerilimi 97V olduğu gözlenmiştir. Bu durumda devrenin çektiği akım ise 6,63A olarak ölçülmüştür. Devrenin çektiği güç ise 643W'a düşmüştür. Son deneyde, rezonans kondansatörü 220nF'a

düşürülmüştür ve devrenin çektiği akım 7,4A olarak ölçülmüştür. Devrenin çektiği güç 718Wa yükselmiştir.

Üç farklı deney için zamana göre ölçülen sıcaklık değerleri çizelge 7.2'de görülmektedir. Bu ölçülen değerlerin Excel ortamına atılarak, zamana göre sıcaklık değişim eğrisi çıkarıkmıştır (Şekil 7.10). Bu üç farklı deneyin ısınma eğrileri incelendiğinde suyun kaynama zamanı şebekeden çekilen güç ile ters orantılı olarak azalmaktadır. 80VAC deneyinde rezonans kondansatörünün yarıya düşürülmesiyle devrenin çalışma frekansı 23,81kHz den 27,78kHz e çıkmış ve 1lt suyun kaynaması 17dk dan 12dk ya düşmüştür. Frekansın artmasıyla tencerede oluşan kayıp artmıştır. Devrenin çektiği güç 643W dan 718W a çıkmıştır ve dolayısıyla ısınma süresi azalmıştır.

Çizelge 7.2 Deneyi yapılan 3 farklı durum için zamana göre ölçülen sıcaklık değerleri

	Ölçülen Sıcaklık Değerleri (°C)		
Isıtma Süresi (dk)	C_r 440nF, 60VAC durumunda	C_r 440nF, 80VAC durumunda	C_r 220nF, 80VAC durumunda
0	22	20	20
2	31	44	49
4	39	53	61
6	47	61	71
8	54	69,5	81
10	60	77	90,5
12	68	85	100
14	75	92	
16	78	97,5	
17		100	
18	84		
20	89		
22	94		
24	97		
26	100		



Şekil 7.10 Farklı çalışma koşullarındaki ısınma eğrileri

Elde edilen sıcaklık verileri ile endüksiyonla ısıtma sisteminden elde edilen güç değeri bulunabilir. Önce 7.3 deki bağıntı ile suya aktarılan ısı enerjisi (Q_e) joule cinsinden hesaplanır.Daha sonra (7.4) deki bağıntı ile watt birimine dönüştürülür. (7.5) bağıntısıyla, bulduğumuz güç değerlerinden faydalanıp sistemimizin verimini hesaplayabiliriz.

$$Q_e = m.c.\Delta_t \tag{7.3}$$

$$P_A = \frac{Q_e}{t} \tag{7.4}$$

$$\eta = \frac{P_A}{P_V}.100 \tag{7.5}$$

Deneyi yapılan 3 farklı durum için hesaplanan güç ve verim aşağıdaki çizelgede gösterilmiştir.

Çizelge 7.3 Üç farklı deney için hesaplanan güç ve verim tablosu

	C_r 440nF, 60VAC durumunda	C_r 440nF, 80VAC durumunda	C_r 220nF, 80VAC durumunda
p_A (W)	214	327	465
p_V (W)	378	643	718
η (%)	57	50	65

8. SONUÇ

İndüksiyonla ısıtma, diğer ısıtma sistemlerine göre hızlı, güvenilir, temiz ve yüksek verimli olması gibi birçok avantajı vardır. Bu nedenle günümüzde birçok alanda kullanımı yaygınlaşmıştır.

Bu çalışmada endüksiyonla ısıtma sistemleri incelenmiş ve uygulama devresi olarak kısmi rezonanslı inverter topolojisi gerçekleştirilmiştir. İndüksiyonla ısıtma sistemlerinde pancake tipi bobinler mutfak uygulamaları için gayet uygundur. Bu nedenle sistem pancake tipi bobin tasarımıyla gerçekleştirilmiştir. Kayıpları azaltmak amacıyla bobin litz telinden sarılmıştır. Yük olarak İndüksiyon ocaklarıyla uyumlu 24cm çapında tencere kullanılmıştır.

Anahtarlama elemanı olarak IGBT kullanılmıştır. Devrenin yapısı gereği anahtarlama elemanı üzerinde DC bara geriliminin 3-5 katı gerilim oluşmaktadır. Bu nedenle yüksek gerilimli (1200Vluk) IGBT seçilmiştir. Analiz sonuçlarında anahtarlama elemanının ZVT ile iletime girip ZVS ile iletimden çıktığı gözlenmiştir.

İndüksiyonla ısıtma sistemlerinde anahtarlama frekansı arttıkça verim yükselmektedir. Rezonans kondansatörünün değeri yarıya düşürülerek çalışma frekansı yaklaşık 4kHz artmış ve bunun sonucunda ısınma süresi 5dk azalmıştır.

Çizelge 7.3'deki elde edilen verim değerlerine bakacak olursak, C_r kondansatörünün 220nF olarak seçildiği indüksiyonla ısıtma sisteminin verimi %65 dir. Gazlı ve rezistanslı fırınlarda verim ortalama %30 civarında olduğundan endüksiyonla ısıtma sistemleri ile karşılaştırıldıklarında verimleri oldukça düşüktür (Köroğlu, 2002). Çünkü İndüksiyonla ısıtma sistemlerinde ısının direkt olarak yük üzerinde oluşmasıdır.

KAYNAKLAR

Acero, J., Alonso, R., Burdio, J. M. ve Barragan, L. A., (2006), "Enhancement of induction heating performance by sandwiched planar windings", Electronics Letters,42(4).

Acero, J., Hernandez, P. J., Burdio, J. M., Alonso, R. ve Barragan, L. A., (2005), "Simple Resistance Calculation in Litz-Wire Planar Windings For İndiction Cooking Appliances" IEEE Transactions on Power Electronics, 41(4): 1280-1288.

Acero, J., Burdio, J. M., Barragan, L. A., Artigas, J.I. ve Alonso, R., (2007), "An electromagnetic-based model for calculating the efficiency in domestic induction heating appliances".

Balbozan, E., (1984), "Endüksiyon Isıtma", Dokuz Eylül Üniversitesi Mühendislik-Mimarlık Fakültesi Elektrik ve Elektronik Bölümü.

Bodur, H.,(2004), "DC– DC Dönüstürücülerde Yumusak Anahtarlama Teknikleri Ders Notları",Yıldız Teknik Üniversitesi.

Chatterjee, K ve Ramanaryanan, V., (1993), "A Comparative Study of Inverter Circuits For Induction Heating " International Power Engineering Conference, Singapore.

Cora, A., ve Eroğlu, Y. S., (1999), "Endüksiyonlu Isıtma ve Endüksiyon Fırınlarının Tasarımı" Elektrik-Elektronik-Bilgisayar Mühendisliği 8. Ulusal Kongresi, 723-726.

Çetin, S., (2005), "Bir Fazlı Bir İndüksiyon Isıtma Sistemi Analizi ve Dizaynı", Yüksek Lisans Tezi, Pamukkale Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü.

Çiçek, S., (2009), CCS C ile PIC Programlama, Altaş Yayıncılık, İstanbul

Elfellah, A., Ermiş, M. ve Tosun, H., (1987), "Endüksiyonla Düzgün Isıtma Uygulamalarında İş Bobinini Tasarımı", Elektrik Mühendisliği 2. Ulusal kongresi.

Fairchild., (2000), "AN9012 İnduction Heating System Topology Review", Fairchild Semiconductor.

Kaya, N., (2008), "Rezonanslı Endüksiyonla Isıtma Devrelerinin İncelenmesi ve Bir Uygulama Devresinin Gerçekleştirilmesi", Yüksek Lisans Tezi, Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü.

Köroğlu, S., (2002), "Bir Fazlı Seri Rezonans İnvertörlü İndüksiyon Isıtma Sistemi Tasarımı", Yüksek Lisans Tezi, Pamukkale Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü.

Microchip., (2004), "PIC18F2525/ 2620/ 4525/ 4620 Data Sheet", Microchip Technology Inc., U.S.A.

Mohan, N., Undeland, T. M. ve Robbins, W. P., (2003) Güç Elektroniği (Çev., N. Tuncay, M. Gökaşan ve S. Boğosyan), John Wiley & Sons.

Öncü, S., (2005), "Bir Fazlı Yüksek Verimli Ev Tipi Bir İndüksiyon Isıtma Sistemi", Yüksek Lisans Tezi, Pamukkale Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü.

Öncü, S., ve Sazak, B. S., (2004), "E Sınıfı İnverterli Mutfak Tipi Bir İndüksiyon Isıtma Uygulaması", Journal of Engineering and Natural Sciences Mühendislik ve Fen Bilimleri Dergisi, 68-73.

Park, N. J., Lee, D. Y. ve Hyun, D. S., (2007), "Study on The New Control Scheme of Class-E Inverter For IH-Jar Application With Clamped Voltage Characteristics Using Pulse Frequency Modulation" IET Electr. Power Appl, 433-438.

Rudney, V., Loveless, D., Cook, R., ve Black, M., (2003) , Handbook of Induction Heating, New York, Crc Press.

Sazak, B. S., (2007) İndüksiyon Isıtma Sistemleri, Pamukkale Üniversitesi Teknik Eğitim Fakültesi, Denizli.

Sazak, B. S., (2006), "Bir Orta Frekans indüksiyon Isıtıcı Bobini Yapım Metodu".

Sazak, B. S., Öncü, S., ve Çetin, S., (2005), "Bir Ev Tipi İndüksiyon Isıtma Sistemi Tasarım Metodu", Teknoloji, 8(4): 321-329.

Sazak, B. S., (2000), "İndüksiyonla Isıtmada Kullanılan Güç Sistemleri ve Yarıiletken Anahtar Elemanlarındaki Gelişmeler", 8. Denizli Malzeme Sempozyumu, Denizli.

Yıldırmaz, G., ve Gülgün, R., (1988), "Güç Elektroniğinin Endüksiyonla Isıtmada Kullanılması, Bursa II. Elektromekanik Sempozyumu, Bursa.

EKLER

Ek 1 IXDH30N120D1 IGBT

Ek 2 IX414 SÜRME ENTEGRESİ

Ek 3 PIC18F2620 MIKROİŞLEMCİ

Ek 4 NTC TERMİSTÖR

Ek 5 16 KARAKTER LCD

EK-1 IXDH30N120D1 IGBT

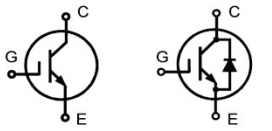
IXYS

High Voltage IGBT with optional Diode

IXDH 30N120
IXDH 30N120 D1
IXDT 30N120
IXDT 30N120 D1

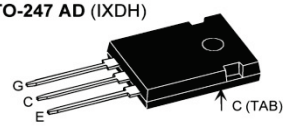
V_{CES} = 1200 V
I_{C25} = 60 A
$V_{CE(sat)\ typ}$ = 2.4 V

Short Circuit SOA Capability
Square RBSOA

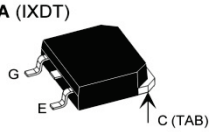


IXDH 30N120 IXDT 30N120 | IXDH 30N120 D1 IXDT 30N120 D1

TO-247 AD (IXDH)



TO--268 AA (IXDT)



G = Gate, E = Emitter
C = Collector , TAB = Collector

Symbol	Conditions		Maximum Ratings	
V_{CES}	T_J = 25°C to 150°C		1200	V
V_{CGR}	T_J = 25°C to 150°C; R_{GE} = 20 kΩ		1200	V
V_{GES}	Continuous		±20	V
V_{GEM}	Transient		±30	V
I_{C25}	T_C = 25°C		60	A
I_{C90}	T_C = 90°C		38	A
I_{CM}	T_C = 90°C, t_p = 1 ms		76	A
RBSOA	V_{GE} = ±15 V, T_J = 125°C, R_G = 47 Ω Clamped inductive load, L = 30 µH		I_{CM} = 50 V_{CEK} < V_{CES}	A
t_{SC} (SCSOA)	V_{GE} = ±15 V, V_{CE} = V_{CES}, T_J = 125°C R_G = 47 Ω, non repetitive		10	µs
P_C	T_C = 25°C	IGBT Diode	300 135	W W
T_J			-55 ... +150	°C
T_{stg}			-55 ... +150	°C
Maximum lead temperature for soldering 1.6 mm (0.062 in.) from case for 10 s			300	°C
M_d	Mounting torque		1.1/10	Nm/lb.in.
Weight			6	g

Symbol	Conditions		Characteristic Values (T_J = 25°C, unless otherwise specified) min.	typ.	max.	
$V_{(BR)CES}$	V_{GE} = 0 V		1200			V
$V_{GE(th)}$	I_C = 1 mA, V_{CE} = V_{GE}		4.5		6.5	V
I_{CES}	V_{CE} = V_{CES}	T_J = 25°C T_J = 125°C		2.5	1.5	mA mA
I_{GES}	V_{CE} = 0 V, V_{GE} = ±20 V				± 500	nA
$V_{CE(sat)}$	I_C = 30 A, V_{GE} = 15 V			2.4	2.9	V

Features

- NPT IGBT technology
- low saturation voltage
- low switching losses
- square RBSOA, no latch up
- high short circuit capability
- positive temperature coefficient for easy paralleling
- MOS input, voltage controlled
- optional ultra fast diode
- International standard packages

Advantages

- Space savings
- High power density
- IXDT: surface mountable high power package

Typical Applications

- AC motor speed control
- DC servo and robot drives
- DC choppers
- Uninteruptible power supplies (UPS)
- Switch-mode and resonant-mode power supplies

031

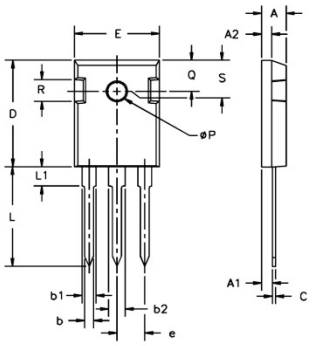
© 2000 IXYS All rights reserved

Symbol	Conditions	Characteristic Values (T_J = 25°C, unless otherwise specified) min.	typ.	max.	
C_{ies}	V_{CE} = 25 V, V_{GE} = 0 V, f = 1 MHz		1650		pF
C_{oes}			250		pF
C_{res}			110		pF
Q_g	I_C = 30 A, V_{GE} = 15 V, V_{CE} = 0.5 V_{CES}		120		nC
$t_{d(on)}$	Inductive load, T_J = 125°C		100		ns
t_r	I_C = 30 A, V_{GE} = ±15 V,		70		ns
$t_{d(off)}$	V_{CE} = 600 V, R_G = 47 Ω		500		ns
t_f			70		ns
E_{on}			4.6		mJ
E_{off}			3.4		mJ
R_{thJC}				0.42	K/W
R_{thCK}	Package with heatsink compound		0.25		K/W

Reverse Diode (FRED) [D1 version only]

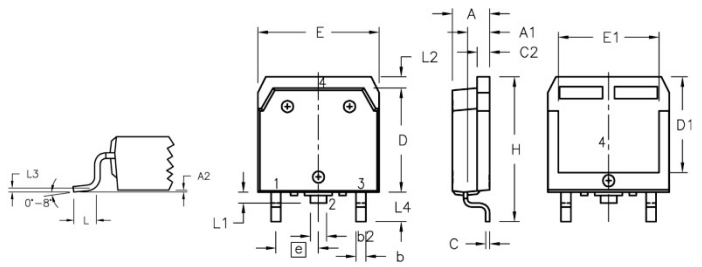
Symbol	Conditions	Characteristic Values (T_J = 25°C, unless otherwise specified) min.	typ.	max.	
V_F	I_F = 30 A, V_{GE} = 0 V		2.5	2.7	V
	I_F = 30 A, V_{GE} = 0 V, T_J = 125°C		2.0		V
I_F	T_C = 25°C			60	A
	T_C = 90°C			35	A
I_{RM}	I_F = 30 A, -di_F/dt = 400 A/µs, V_R = 600 V		20		A
t_{rr}	V_{GE} = 0 V, T_J = 125°C		200		ns
t_{rr}	I_F = 1 A, -di_F/dt = 100 A/µs, V_R = 30 V, V_{GE} = 0 V		40		ns
R_{thJC}				1	K/W

TO-247 AD Outline



Dim.	Millimeter Min.	Max.	Inches Min.	Max.
A	4.7	5.3	.185	.209
A_1	2.2	2.54	.087	.102
A_2	2.2	2.6	.059	.098
b	1.0	1.4	.040	.055
b_1	1.65	2.13	.065	.084
b_2	2.87	3.12	.113	.123
C	.4	.8	.016	.031
D	20.80	21.46	.819	.845
E	15.75	16.26	.610	.640
e	5.20	5.72	0.205	0.225
L	19.81	20.32	.780	.800
L1		4.50		.177
∅P	3.55	3.65	.140	.144
Q	5.89	6.40	0.232	0.252
R	4.32	5.49	.170	.216
S	6.15 BSC		242 BSC	

TO-268 AA Outline



Dim.	Millimeter Min.	Max.	Inches Min.	Max.
A	4.9	5.1	.193	.201
A_1	2.7	2.9	.106	.114
A_2	.02	.25	.001	.010
b	1.15	1.45	.045	.057
b_2	1.9	2.1	.75	.83
C	.4	.65	.016	.026
D	13.80	14.00	.543	.551
E	15.85	16.05	.624	.632
E_1	13.3	13.6	.524	.535
e	5.45 BSC		.215 BSC	
H	18.70	19.10	.736	.752
L	2.40	2.70	.094	.106
L1	1.20	1.40	.047	.055
L2	1.00	1.15	.039	.045
L3	0.25 BSC		.010 BSC	
L4	3.80	4.10	.150	.161

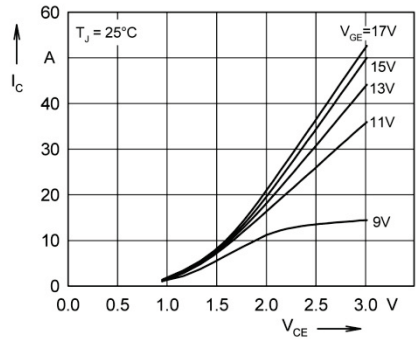


Fig. 1 Typ. output characteristics

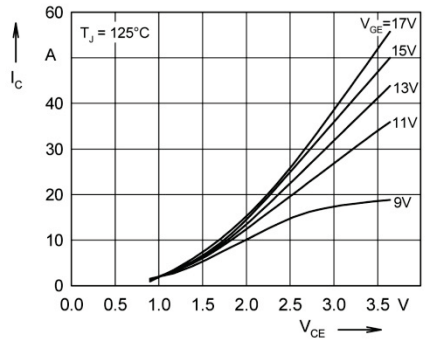


Fig. 2 Typ. output characteristics

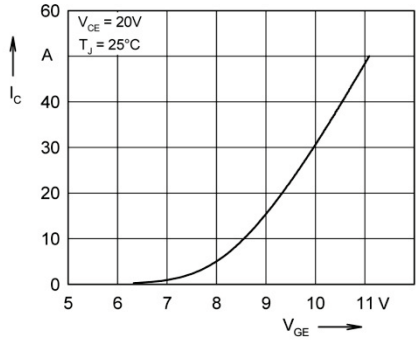


Fig. 3 Typ. transfer characteristics

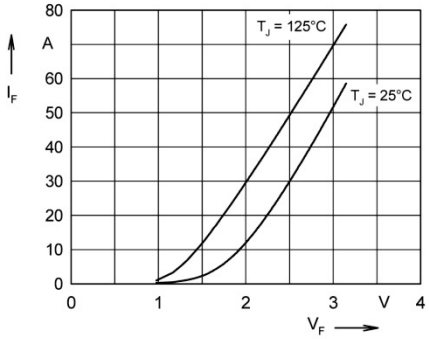


Fig. 4 Typ. forward characteristics of free wheeling diode

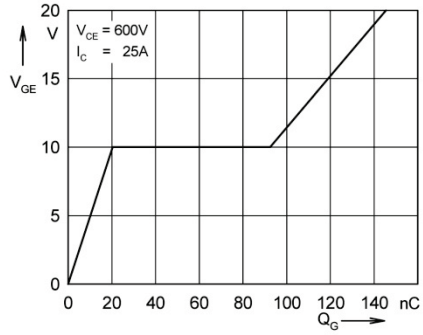


Fig. 5 Typ. turn on gate charge

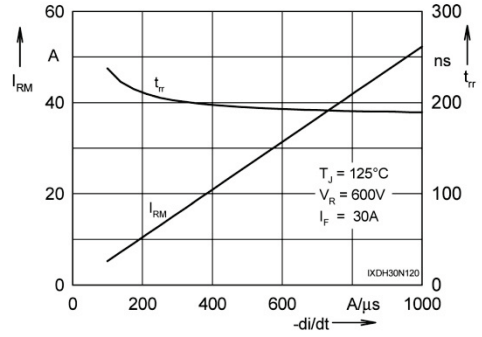


Fig. 6 Typ. turn off characteristics of free wheeling diode

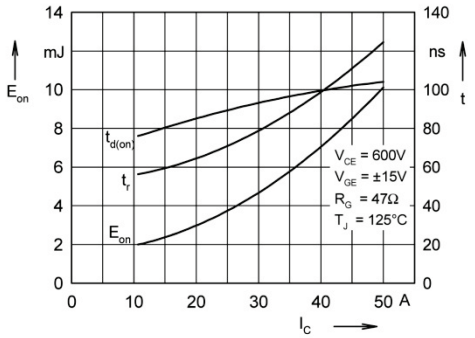


Fig. 7 Typ. turn on energy and switching times versus collector current

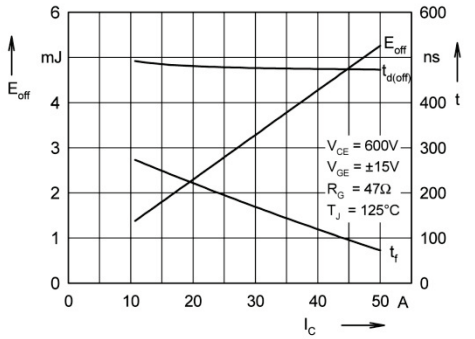


Fig. 8 Typ. turn off energy and switching times versus collector current

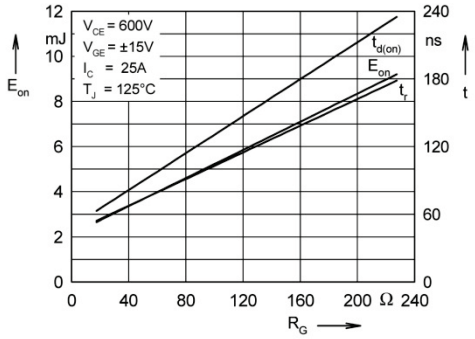


Fig. 9 Typ. turn on energy and switching times versus gate resistor

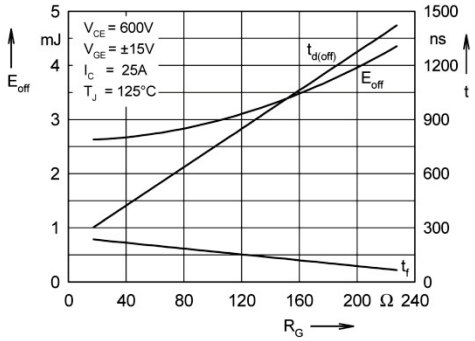


Fig.10 Typ. turn off energy and switching times versus gate resistor

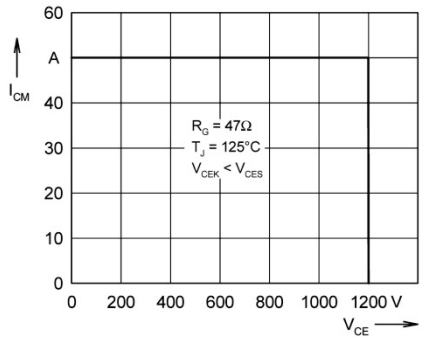


Fig. 11 Reverse biased safe operating area RBSOA

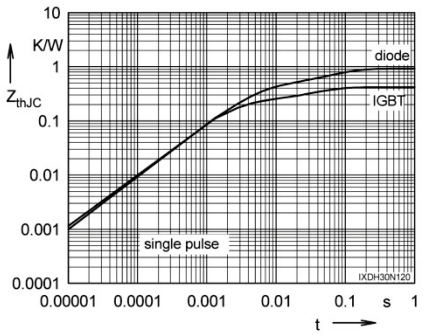


Fig. 12 Typ. transient thermal impedance

EK-2 IXDD414 SÜRME ENTEGRESİ

IXYS

IXDD414PI / 414YI / 414CI
14 Amp Low-Side Ultrafast MOSFET Driver

Features

- Built using the advantages and compatibility of CMOS and IXYS HDMOS™ processes.
- Latch-Up Protected
- High Peak Output Current: 14A Peak
- Wide Operating Range: 4.5V to 25V
- Ability to Disable Output under Faults
- High Capacitive Load Drive Capability: 15nF in <30ns
- Matched Rise And Fall Times
- Low Propagation Delay Time
- Low Output Impedance
- Low Supply Current

Applications

- Driving MOSFETs and IGBTs
- Limiting di/dt under Short Circuit
- Motor Controls
- Line Drivers
- Pulse Generators
- Local Power ON/OFF Switch
- Switch Mode Power Supplies (SMPS)
- DC to DC Converters
- Pulse Transformer Driver
- Class D Switching Amplifiers

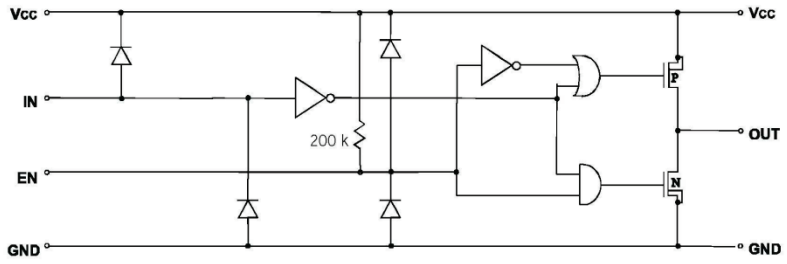
General Description

The IXDD414 is a high speed high current gate driver specifically designed to drive the largest MOSFETs and IGBTs to their minimum switching time and maximum practical frequency limits. The IXDD414 can source and sink 14A of peak current while producing voltage rise and fall times of less than 30ns. The input of the driver is compatible with TTL or CMOS and is fully immune to latch up over the entire operating range. Designed with small internal delays, cross conduction/current shoot-through is virtually eliminated in the IXDD414. Its features and wide safety margin in operating voltage and power make the IXDD414 unmatched in performance and value.

The IXDD414 incorporates a unique ability to disable the output under fault conditions. When a logical low is forced into the Enable input, both final output stage MOSFETs (NMOS and PMOS) are turned off. As a result, the output of the IXDD414 enters a tristate mode and achieves a Soft Turn-Off of the MOSFET/IGBT when a short circuit is detected. This helps prevent damage that could occur to the MOSFET/IGBT if it were to be switched off abruptly due to a dv/dt over-voltage transient.

The IXDD414 is available in the standard 8-pin P-DIP (PI), 5-pin TO-220 (CI) and in the TO-263 (YI) surface-mount package.

Figure 1 - Functional Diagram



Absolute Maximum Ratings (Note 1)

Parameter	Value
Supply Voltage	25 V
All Other Pins	-0.3 V to V_{CC} + 0.3 V
Power Dissipation, $T_{AMBIENT}$ ≤25 °C	
8 Pin PDIP (PI)	975mW
TO220 (CI), TO263 (YI)	12W
Derating Factors (to Ambient)	
8 Pin PDIP (PI)	7.6mW/°C
TO220 (CI), TO263 (YI)	0.1W/°C
Storage Temperature	-65 °C to 150 °C
Lead Temperature (10 sec)	300 °C

Operating Ratings

Parameter	Value
Maximum Junction Temperature	150 °C
Operating Temperature Range	-40 °C to 85 °C
Thermal Impedance (Junction To Case)	
TO220 (CI), TO263 (YI) (θ_{JC})	0.55 °C/W

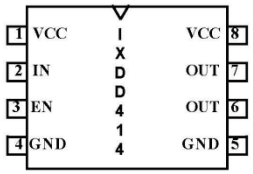
Electrical Characteristics

Unless otherwise noted, T_A = 25 °C, 4.5V ≤ V_{CC} ≤ 25V .
All voltage measurements with respect to GND. IXDD414 configured as described in *Test Conditions*.

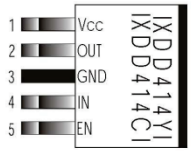
Symbol	Parameter	Test Conditions	Min	Typ	Max	Units
V_{IH}	High input voltage		3.5			V
V_{IL}	Low input voltage				0.8	V
V_{IN}	Input voltage range		-5		V_{CC} + 0.3	V
I_{IN}	Input current	0V ≤ V_{IN} ≤ V_{CC}	-10		10	µA
V_{OH}	High output voltage		V_{CC} - 0.025			V
V_{OL}	Low output voltage				0.025	V
R_{OH}	Output resistance @ Output high	I_{OUT} = 10mA, V_{CC} = 18V		600	1000	mΩ
R_{OL}	Output resistance @ Output Low	I_{OUT} = 10mA, V_{CC} = 18V		600	1000	mΩ
I_{PEAK}	Peak output current	V_{CC} is 18V		14		A
I_{DC}	Continuous output current	8 Pin Dip (PI) (Limited by pkg power dissipation) TO220 (CI), TO263 (YI)			3 4	A A
V_{EN}	Enable voltage range		- 0.3		Vcc + 0.3	V
V_{ENH}	High En Input Voltage		2/3 Vcc			V
V_{ENL}	Low En Input Voltage				1/3 Vcc	V
t_R	Rise time	C_L=15nF Vcc=18V	23	25	29	ns
t_F	Fall time	C_L=15nF Vcc=18V	21	22	26	ns
t_{ONDLY}	On-time propagation delay	C_L=15nF Vcc=18V	29	30	33	ns
t_{OFFDLY}	Off-time propagation delay	C_L=15nF Vcc=18V	29	31	34	ns
t_{ENOH}	Enable to output high delay time	Vcc=18V			40	ns
t_{DOLD}	Disable to output low disable delay time	Vcc=18V			30	ns
V_{CC}	Power supply voltage		4.5	18	25	V
I_{CC}	Power supply current	V_{IN} = 3.5V V_{IN} = 0V V_{IN} = + V_{CC}		1 0	3 10 10	mA µA µA
REN	Enable Pull-up Resistor			200		kΩ

Specifications Subject To Change Without Notice

Pin Configurations



8 PIN DIP (PI)



TO220 (CI)
TO263 (YI)

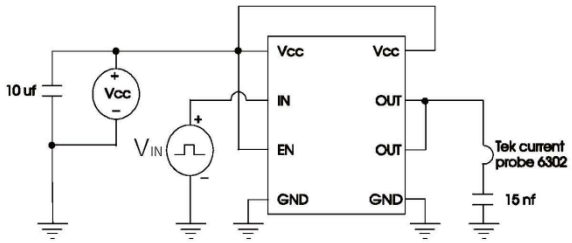
Pin Description

SYMBOL	FUNCTION	DESCRIPTION
VCC	Supply Voltage	Positive power-supply voltage input. This pin provides power to the entire chip. The range for this voltage is from 4.5V to 25V.
IN	Input	Input signal-TTL or CMOS compatible.
EN	Enable	The system enable pin. This pin, when driven low, disables the chip, forcing high impedance state to the output.
OUT	Output	Driver Output. For application purposes, this pin is connected, through a resistor, to Gate of a MOSFET/IGBT.
GND	Ground	The system ground pin. Internally connected to all circuitry, this pin provides ground reference for the entire chip. This pin should be connected to a low noise analog ground plane for optimum performance.

Note 1: Operating the device beyond parameters with listed "absolute maximum ratings" may cause permanent damage to the device. Typical values indicate conditions for which the device is intended to be functional, but do not guarantee specific performance limits. The guaranteed specifications apply only for the test conditions listed. Exposure to absolute maximum rated conditions for extended periods may affect device reliability.

CAUTION: These devices are sensitive to electrostatic discharge; follow proper ESD procedures when handling and assembling this component.

Figure 2 - Characteristics Test Diagram



EK-3 PİC18F2620 MİKROİŞLEMCİ

MICROCHIP

PIC18F2525/2620/4525/4620

28/40/44-Pin Enhanced Flash Microcontrollers with 10-Bit A/D and nanoWatt Technology

Power Managed Modes:

- Run: CPU on, peripherals on
- Idle: CPU off, peripherals on
- Sleep: CPU off, peripherals off
- Idle mode currents down to 2.5 µA typical
- Sleep mode current down to 100 nA typical
- Timer1 Oscillator: 1.8 µA, 32 kHz, 2V
- Watchdog Timer: 1.4 µA, 2V typical
- Two-Speed Oscillator Start-up

Flexible Oscillator Structure:

- Four Crystal modes, up to 40 MHz
- 4x Phase Lock Loop (PLL) – available for crystal and internal oscillators)
- Two External RC modes, up to 4 MHz
- Two External Clock modes, up to 40 MHz
- Internal oscillator block:
  - 8 user selectable frequencies, from 31 kHz to 8 MHz
  - Provides a complete range of clock speeds from 31 kHz to 32 MHz when used with PLL
  - User tunable to compensate for frequency drift
- Secondary oscillator using Timer1 @ 32 kHz
- Fail-Safe Clock Monitor
  - Allows for safe shutdown if peripheral clock stops

Peripheral Highlights:

- High-current sink/source 25 mA/25 mA
- Three programmable external interrupts
- Four input change interrupts
- Up to 2 Capture/Compare/PWM (CCP) modules, one with Auto-Shutdown (28-pin devices)
- Enhanced Capture/Compare/PWM (ECCP) module (40/44-pin devices only):
  - One, two or four PWM outputs
  - Selectable polarity
  - Programmable dead time
  - Auto-Shutdown and Auto-Restart

Peripheral Highlights (Continued):

- Master Synchronous Serial Port (MSSP) module supporting 3-wire SPI™ (all 4 modes) and I^2C™ Master and Slave modes
- Enhanced Addressable USART module:
  - Supports RS-485, RS-232 and LIN 1.2
  - RS-232 operation using internal oscillator block (no external crystal required)
  - Auto-Wake-up on Start bit
  - Auto-Baud Detect
- 10-bit, up to 13-channel Analog-to-Digital Converter module (A/D):
  - Auto-acquisition capability
  - Conversion available during Sleep
- Dual analog comparators with input multiplexing
- Programmable 16-level High/Low-Voltage Detection (HLVD) module:
  - Supports interrupt on High/Low-Voltage Detection

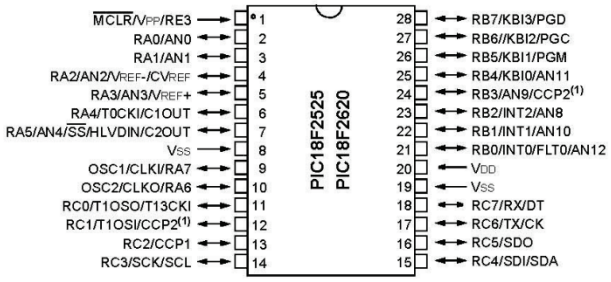
Special Microcontroller Features:

- C compiler optimized architecture:
  - Optional extended instruction set designed to optimize re-entrant code
- 100,000 erase/write cycle Enhanced Flash program memory typical
- 1,000,000 erase/write cycle Data EEPROM memory typical
- Flash/Data EEPROM Retention: 100 years typical
- Self-programmable under software control
- Priority levels for interrupts
- 8 x 8 Single Cycle Hardware Multiplier
- Extended Watchdog Timer (WDT):
  - Programmable period from 4 ms to 131s
- Single-supply 5V In-Circuit Serial Programming™ (ICSP™) via two pins
- In-Circuit Debug (ICD) via two pins
- Wide operating voltage range: 2.0V to 5.5V
- Programmable Brown-out Reset (BOR) with software enable option

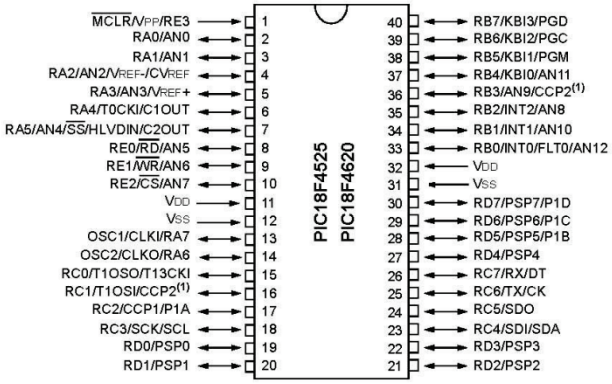
Device	Program Memory		Data Memory		I/O	10-bit A/D (ch)	CCP/ ECCP (PWM)	MSSP		EUSART	Comp.	Timers 8/16-bit
	Flash (bytes)	# Single-Word Instructions	SRAM (bytes)	EEPROM (bytes)				SPI™	Master I^2C™			
PIC18F2525	48K	24576	3986	1024	25	10	2/0	Y	Y	1	2	1/3
PIC18F2620	64K	32768	3986	1024	25	10	2/0	Y	Y	1	2	1/3
PIC18F4525	48K	24576	3986	1024	36	13	1/1	Y	Y	1	2	1/3
PIC18F4620	64K	32768	3986	1024	36	13	1/1	Y	Y	1	2	1/3

Pin Diagrams

28-Pin SPDIP, SOIC



40-Pin PDIP



Note 1: RB3 is the alternate pin for CCP2 multiplexing.

EK-4 NTC TERMİSTÖR

EPCOS

Temperature measurement	B57703
Probe assemblies	M703

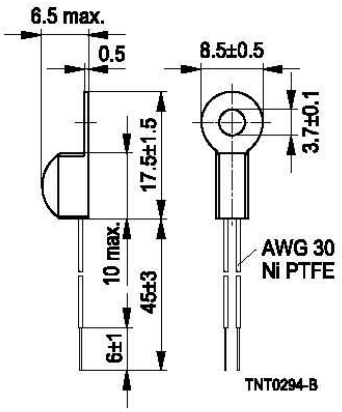
Applications
- Surface temperature measurement, e.g. on housings and pipes

Features
- High accuracy
- Easy mounting
- Good thermal coupling through metal tag
- Thermistor encapsulated in metal-tag case
- PTFE-insulated leads of silver-plated nickel wire, AWG 30
- UL approval (E69802)

Options
Alternative resistance ratings, rated temperatures, resistance tolerances and lead lengths available on request

Delivery mode
Bulk

Dimensional drawing



Dimensions in mm
Approx. weight 0.8 g

General technical data

Climatic category	(IEC 60068-1)		55/125/56	
Max. power	(at 25 °C)	P_{25}	150	mW
Resistance tolerance		$\Delta R_R/R_R$	±2	%
Rated temperature		T_R	25	°C
Dissipation factor	(in air)	δ_{th} [1)]	approx. 3	mW/K
Thermal cooling time constant	(in air)	τ_c [1)]	approx. 50	s
Heat capacity		C_{th} [1)]	approx. 150	mJ/K
Test voltage	(t = 1 s)	V_{test}	1	kVAC

Electrical specification and ordering codes

R_{25} Ω	No. of R/T characteristic	$B_{25/100}$ K	Ordering code
5 k	8016	3988 ±1%	B57703M0502G040
10 k	8016	3988 ±1%	B57703M0103G040
30 k	8018	3964 ±1%	B57703M0303G040

Reliability data

Test	Standard	Test conditions	$\Delta R_{25}/R_{25}$ (typical)	Remarks
Storage in dry heat	IEC 60068-2-2	Storage at upper category temperature T: 125 °C t: 1000 h	< 1%	No visible damage
Storage in damp heat, steady state	IEC 60068-2-78	Temperature of air: 40 °C Relative humidity of air: 93% Duration: 56 days	< 1%	No visible damage
Rapid temperature cycling	IEC 60068-2-14	Lower test temperature: −55 °C Upper test temperature: 125 °C Number of cycles: 10	< 0.5%	No visible damage
Endurance		P_{max}: 150 mW t: 1000 h	< 1%	No visible damage
Long-term stability (empirical value)		Temperature: 70 °C t: 10000 h	< 2%	No visible damage

EPCOS

R/T characteristics

	B57703M0502G040					
R/T No.	8016					
T (°C)	$B_{25/100}$ = 3988 K, R_{25} = 5000 Ω, T_R = 25 °C, $\Delta R_R/R_R$ = ± 2%					
	R_{nom}[Ω]	R_{min}[Ω]	R_{max}[Ω]	$\Delta R_R/R_R$[±%]	ΔT[±°C]	α (%/K)
−55.0	481520	448030	515020	7.0	0.9	7.4
−50.0	335050	313120	356980	6.5	0.9	7.1
−45.0	235840	221330	250360	6.2	0.9	6.9
−40.0	168250	158530	177970	5.8	0.9	6.7
−35.0	121300	114720	127870	5.4	0.8	6.4
−30.0	88500	84008	92992	5.1	0.8	6.2
−25.0	65185	62092	68278	4.7	0.8	6.0
−20.0	48535	46386	50684	4.4	0.8	5.8
−15.0	36465	34961	37968	4.1	0.7	5.6
−10.0	27665	26606	28724	3.8	0.7	5.4
−5.0	21158	20407	21908	3.5	0.7	5.3
0.0	16325	15790	16860	3.3	0.6	5.1
5.0	12694	12311	13076	3.0	0.6	5.0
10.0	9950	9676	10224	2.8	0.6	4.8
15.0	7854	7656	8051	2.5	0.5	4.7
20.0	6245	6103	6387	2.3	0.5	4.5
25.0	**5000**	**4900**	**5100**	**2.0**	**0.5**	**4.4**
30.0	4029	3937	4120	2.3	0.5	4.3
35.0	3266	3185	3347	2.5	0.6	4.1
40.0	2664	2592	2735	2.7	0.7	4.0
45.0	2184	2121	2247	2.9	0.7	3.9
50.0	1802	1746	1857	3.1	0.8	3.8
55.0	1493	1444	1542	3.3	0.9	3.7
60.0	1244	1201	1287	3.5	1.0	3.6
65.0	1042	1004	1079	3.6	1.0	3.5
70.0	876.0	842.7	909.3	3.8	1.1	3.4
75.0	740.7	711.3	770.1	4.0	1.2	3.3
80.0	629.0	603.0	655.0	4.1	1.3	3.2
85.0	536.2	513.2	559.2	4.3	1.4	3.2
90.0	458.8	438.5	479.2	4.4	1.4	3.1
95.0	394.3	376.1	412.4	4.6	1.5	3.0
100.0	340.0	323.9	356.1	4.7	1.6	2.9
105.0	294.3	279.9	308.7	4.9	1.7	2.9
110.0	255.6	242.8	268.4	5.0	1.8	2.8
115.0	222.7	211.2	234.2	5.2	1.9	2.7
120.0	194.7	184.4	204.9	5.3	2.0	2.7
125.0	170.9	161.6	180.1	5.4	2.1	2.6

EPCOS

	B57703M0103G040					
R/T No.	8016					
T (°C)	$B_{25/100}$ = 3988 K, R_{25} = 10000 Ω, T_R = 25 °C, $\Delta R_R/R_R$ = ± 2%					
	R_{nom}[Ω]	R_{min}[Ω]	R_{max}[Ω]	$\Delta R_R/R_R$[±%]	ΔT[±°C]	α (%/K)
−55.0	963050	896070	1030000	7.0	0.9	7.4
−50.0	670100	626240	713960	6.5	0.9	7.1
−45.0	471690	442660	500710	6.2	0.9	6.9
−40.0	336500	317050	355950	5.8	0.9	6.7
−35.0	242590	229440	255740	5.4	0.8	6.4
−30.0	177000	168020	185980	5.1	0.8	6.2
−25.0	130370	124180	136560	4.7	0.8	6.0
−20.0	97070	92772	101370	4.4	0.8	5.8
−15.0	72929	69923	75936	4.1	0.7	5.6
−10.0	55330	53211	57449	3.8	0.7	5.4
−5.0	42315	40814	43816	3.5	0.7	5.3
0.0	32650	31581	33719	3.3	0.6	5.1
5.0	25388	24623	26152	3.0	0.6	5.0
10.0	19900	19351	20449	2.8	0.6	4.8
15.0	15708	15313	16103	2.5	0.5	4.7
20.0	12490	12205	12775	2.3	0.5	4.5
25.0	**10000**	**9800**	**10200**	**2.0**	**0.5**	**4.4**
30.0	8057	7874	8240	2.3	0.5	4.3
35.0	6531	6369	6694	2.5	0.6	4.1
40.0	5327	5184	5470	2.7	0.7	4.0
45.0	4369	4242	4495	2.9	0.7	3.9
50.0	3603	3492	3714	3.1	0.8	3.8
55.0	2986	2888	3084	3.3	0.9	3.7
60.0	2488	2402	2574	3.5	1.0	3.6
65.0	2083	2007	2159	3.6	1.0	3.5
70.0	1752	1685	1819	3.8	1.1	3.4
75.0	1481	1423	1540	4.0	1.2	3.3
80.0	1258	1206	1310	4.1	1.3	3.2
85.0	1072	1026	1118	4.3	1.4	3.2
90.0	917.7	876.9	958.5	4.4	1.4	3.1
95.0	788.5	752.3	824.7	4.6	1.5	3.0
100.0	680.0	647.8	712.2	4.7	1.6	2.9
105.0	588.6	559.9	617.3	4.9	1.7	2.9
110.0	511.2	485.6	536.8	5.0	1.8	2.8
115.0	445.4	422.5	468.4	5.2	1.9	2.7
120.0	389.3	368.7	409.9	5.3	2.0	2.7
125.0	341.7	323.2	360.2	5.4	2.1	2.6

	B57703M0303G040					
R/T No.	8018					
T (°C)	$B_{25/100}$ = 3964 K, R_{25} = 30000 Ω, T_R = 25 °C, $\Delta R_R/R_R$ = ± 2%					
	R_{nom}[Ω]	R_{min}[Ω]	R_{max}[Ω]	$\Delta R_R/R_R$[±%]	ΔT[±°C]	α (%/K)
−55.0	2472200	2301000	2643500	6.9	1.0	7.0
−50.0	1750300	1636200	1864400	6.5	1.0	6.8
−45.0	1253200	1176400	1330100	6.1	0.9	6.6
−40.0	907060	854840	959270	5.8	0.9	6.4
−35.0	663280	627460	699090	5.4	0.9	6.2
−30.0	489810	465040	514580	5.1	0.8	6.0
−25.0	365130	347860	382390	4.7	0.8	5.8
−20.0	274640	262520	286770	4.4	0.8	5.6
−15.0	208370	199810	216940	4.1	0.8	5.4
−10.0	159410	153320	165490	3.8	0.7	5.3
−5.0	122920	118570	127260	3.5	0.7	5.1
0.0	95501	92381	98621	3.3	0.7	5.0
5.0	74745	72498	76991	3.0	0.6	4.8
10.0	58911	57288	60533	2.8	0.6	4.7
15.0	46745	45571	47919	2.5	0.6	4.6
20.0	37332	36482	38182	2.3	0.5	4.4
25.0	**30000**	**29400**	**30600**	**2.0**	**0.5**	**4.3**
30.0	24253	23702	24803	2.3	0.5	4.2
35.0	19720	19230	20209	2.5	0.6	4.1
40.0	16123	15690	16556	2.7	0.7	4.0
45.0	13252	12870	13635	2.9	0.7	3.9
50.0	10949	10612	11286	3.1	0.8	3.8
55.0	9091	8794	9388	3.3	0.9	3.7
60.0	7584	7323	7846	3.4	1.0	3.6
65.0	6356	6126	6586	3.6	1.0	3.5
70.0	5351	5148	5554	3.8	1.1	3.4
75.0	4524	4344	4703	4.0	1.2	3.3
80.0	3840	3682	3998	4.1	1.3	3.2
85.0	3273	3133	3413	4.3	1.4	3.2
90.0	2800	2676	2924	4.4	1.4	3.1
95.0	2405	2295	2515	4.6	1.5	3.0
100.0	2073	1975	2170	4.7	1.6	2.9
105.0	1792	1705	1880	4.9	1.7	2.9
110.0	1555	1478	1633	5.0	1.8	2.8
115.0	1354	1285	1424	5.1	1.9	2.7
120.0	1182	1120	1245	5.3	2.0	2.7
125.0	1036	980.0	1092	5.4	2.1	2.6

ÖZGEÇMİŞ

Doğum Tarihi	23.08.1981	
Doğum Yeri	İstanbul	
Lise	1995-1999	İstanbul Ticaret Odası Anadolu Teknik Lisesi, Elektrik Bölümü
Önlisans	1999-2001	Marmara Üniversitesi, Teknik Bilimler Yüksekokulu Elektrik Teknikerliği
Lisans	2001-2005	Yıldız Teknik Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik Mühendisliği Bölümü
Yüksek Lisans	2005-2010	Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Müh. Anabilim Dalı, Elektrik Makinaları ve Güç Elektroniği Programı
Çalıştığı Kurum		
	2007-Devam	Enka A.Ş.