



EGE ÜNİVERSİTESİ

YÜKSEK LİSANS TEZİ

YÜKSEK FREKANS İNDÜKSİYON KAYNAK MAKİNESİ TASARIMI

Yusuf EFTELİ

Tez Danışmanı : Doç. Dr. Aydoğan SAVRAN

İkinci Danışmanı : Prof. Dr. İrfan ALAN

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Bilim Dalı Kodu : 608.01.00

Sunuş Tarihi : 27.06.2012

Bornova-İZMİR

2012

EGE ÜNİVERSİTESİ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

(YÜKSEK LİSANS TEZİ)

**YÜKSEK FREKANS İNDÜKSİYON KAYNAK
MAKİNESİ TASARIMI**

Yusuf EFTELİ

Tez Danışmanı : Doç. Dr. Aydoğan SAVRAN

İkinci Danışmanı : Prof. Dr. İrfan ALAN

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Bilim Dalı Kodu : 608.01.00

Sunuş Tarihi : 27.06.2012

Bornova-İZMİR

2012

Yusuf EFTELİ tarafından yüksek lisans tezi olarak sunulan “Yüksek Frekans İndüksiyon Kaynak Makinesi Tasarımı” başlıklı bu çalışma E.Ü. Lisansüstü Eğitim ve Öğretim Yönetmeliği ile E.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü Eğitim ve Öğretim Yönergesi'nin ilgili hükümleri uyarınca tarafımızdan değerlendirilerek savunmaya değer bulunmuş ve 27/06/2012 tarihinde yapılan tez savunma sınavında aday oybirliği/oyçokluğu ile başarılı bulunmuştur.

Jüri Üyeleri:

Jüri Başkanı

Raportör Üye

Üye

Üye

Üye

İmza

Prof. Dr. İrfan Alan İrfan Alan

Doç. Dr. Aydoğmuş SAVRAN

Doç. Dr. Musa Akı

Y. Doç. Dr. Necdet YURDİ

Y. Doç. Dr. Şirvan GÜNEŞ

ÖZET**YÜKSEK FREKANS İNDÜKSİYON KAYNAK
MAKİNESİ TASARIMI**

EFTELİ, Yusuf

Yüksek Lisans Tezi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü

Tez Danışmanı: Doç. Dr. Aydoğan SAVRAN

İkinci Danışmanı: Prof. Dr. İrfan ALAN

Haziran 2012, 82 sayfa

Tez çalışmasında yüksek frekanslı indüksiyon kaynak sistemi tasarımı için bilgisayar ortamında benzetim çalışmaları yapılmış ve küçük güçte bir uygulama gerçekleştirilmiştir. Çalışmada PWM doğrultucu ve rezonans invertör devreleri için ACSLX programı ile benzetim çalışmaları yapılmış, rezonans invertör devresi ise deneysel olarak incelenmiştir. İndüksiyonla ısıtma devrelerinin en büyük problemleri şebekeden harmonik içeriği fazla akımlar çekmeleri ve düşük giriş güç faktörüne sebep olmalarıdır. PWM doğrultucu teknolojisi bu problemlere önemli bir çözüm sunmaktadır. Tez çalışmasında yapılan 50 kW'lık PWM doğrultucu benzetim çalışmalarında, giriş güç faktörünün 1'e çekilmesi sağlanmış ve temel bileşen dışındaki harmonik akımları çok düşük seviyelerde tutulmuştur. Yüksek frekans rezonans invertör benzetim çalışmasında, rezonans devresi için paralel rezonans yapısı tercih edilmiştir. Anahtarlama devresi için iki anahtarlı yükseltici tip anahtarlama yapısı kullanılmıştır. Temsili ısıtma yüküne rezonans invertör ile 50 kW güç aktarımı 250 kHz rezonans frekansında yapılmıştır. Deneysel çalışmalarda bir ayarlı DC güç kaynağından 260 kHz frekanslı paralel rezonans devresine tek anahtarlı yapı ile güç aktarımı yapılmıştır. Bu aktarım sonucunda rezonans devresi bobininde güçlü bir manyetik alan oluşturulmuş, bu manyetik alan kullanılarak da krom-nikel ve demirden yapılmış metal parçalar ısıtılmıştır. Değişken rezonans frekansının takip edilerek anahtarlama sinyallerinin oluşturulması için PLL (Phase Locked Loop) yapısı kullanılmıştır. Küçük güçte ısıtma çalışmaları başarılı şekilde yapılmıştır.

Anahtar sözcükler: İndüksiyonla kaynak, PWM Doğrultucu, Rezonans İntertör, Paralel Rezonans, PLL

ABSTRACT**HIGH FREQUENCY INDUCTION WELDING
MACHINE DESIGN**

EFTELİ, Yusuf

MSc in Electrical and Electronic Eng.

Supervisor: Assoc. Prof. Dr. Aydoğın SAVRAN

Second Supervisor: Prof. Dr. İrfan ALAN

June 2012, 82 Pages

In this thesis, simulation studies were made for the design of high frequency induction welding system and carried out a small power application. In the study, simulation studies were made by ACSLX program for PWM rectifier and resonant inverter circuit and the resonant inverter circuit was analyzed experimentally. The biggest problems of the rectifier circuits are that they draw more harmonic currents from grid and cause low input power factor. PWM rectifier technology provides a significant solution to these problems. In this thesis, unity power factor was obtained and harmonic currents were kept very low levels in the 50 kW PWM rectifier simulation studies. THD value was calculated as 4.85% with values taken up to 50th harmonic. Parallel resonance structure was preferred for resonant circuit in high frequency resonant inverter simulation study. Boost-type switching structure with two keys was used for the switching circuit. 50 kW power was transferred to heating load by resonant inverter at 250 kHz resonance frequency. In experimental studies, power transmission was made from a regulated DC power supply to 260 kHz frequency parallel resonance circuit by single-switch structure. As a result of this transmission, a strong magnetic field was composed in resonant circuit coil and metal pieces made of chrome-nickel and iron were heated using this magnetic field. PLL (Phase Locked Loop) structure was used to compose of the switching signals following by the variable resonant frequency. Heating studies were carried out successfully in small powers.

Key words: Induction welding, PWM Rectifier, Resonance Inverter, Parallel Resonance, PLL

TEŐEKKÖR

Bu alıŐma sűresince bilgi ve tecrűbelerini benimle paylaŐan tez danıŐmanlarım Doç. Dr. AydoĖan SAVRAN ve Prof. Dr. İrfan ALAN' a, yardımlarından dolayı Yrd. Doç. Dr. M. Necdet YILDIZ' a, projenin gerçekleŐmesi için maddi destek saĖlayan E.Ő. AraŐtırma Fon SaymanlıĖına, bilgi ve desteklerini esirgemeyen mesai arkadaŐlarıma teŐekkűr ederim.

İÇİNDEKİLER

| | <u>Sayfa</u> |
|---|--------------|
| ÖZET | v |
| ABSTRACT | .vii |
| TEŞEKKÜR | ix |
| ŞEKİLLER DİZİNİ | xv |
| ÇİZELGELER DİZİNİ | xx |
| SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ | xxi |
| 1.GİRİŞ | 1 |
| 1.1 Tezin Tanımı..... | 5 |
| 2.İNDÜKSİYONLA KAYNAĞIN TEMEL TEORİSİ..... | 7 |
| 2.1 Giriş | 7 |
| 2.2 Temel Teorisi (Transformatör Modeli) | 8 |
| 2.2.1 Elektromanyetik indüksiyon ve enerji transferi..... | 9 |
| 2.2.2 Histerezis kayıpları | 11 |
| 2.2.3 Deri etkisi..... | 11 |
| 2.2.4 Metallerin elektromanyetik özellikleri | 13 |

İÇİNDEKİLER (devam)

| | <u>Sayfa</u> |
|--|--------------|
| 3. İNDÜKSİYONLA KAYNAK İÇİN KULLANILAN GÜÇ KAYNAKLARI..... | 17 |
| 3.1 AC-DC Dönüştürücü..... | 18 |
| 3.2 DC-AC İnvörtör..... | 20 |
| 3.2.1 Tam köprü invörtör..... | 21 |
| 3.2.2 Yarım köprü invörtör..... | 21 |
| 3.2.3 Gerilim beslemeli (kaynaklı) seri rezonans invörtör..... | 22 |
| 3.2.4 Akım beslemeli (kaynaklı) paralel rezonans invörtör..... | 24 |
| 4.PWM DOĞRULTUCU YAPISI VE BENZETİM ÇALIŞMASI..... | 27 |
| 4.1 PWM Doğrultucu Kontrol Stratejileri..... | 30 |
| 4.2 PWM Doğrultucu Çalışma Şekli..... | 30 |
| 4.3 PWM Doğrultucu Matematiksel İfadesi..... | 33 |
| 4.4 PWM Doğrultucu Benzetim Çalışması..... | 35 |
| 5.YÜKSEK FREKANSLI PARALEL REZONANS İNVERTÖR YAPISI VE BENZETİM ÇALIŞMASI..... | 43 |
| 5.1 Devre Yapısı..... | 43 |
| 5.2 LC Paralel Rezonans Yük Devresi..... | 44 |
| 5.3 İndüksiyonlu Isıtıcı..... | 46 |

İÇİNDEKİLER (devam)

| | <u>Sayfa</u> |
|---|--------------|
| 5.4 Yüksek Frekanslı Paralel Rezonans İnvörtör Benzetim Çalışması..... | 52 |
| 6. YÜKSEK FREKANSLI PARALEL REZONANS İNVERTÖRÜN UYGULAMASI..... | 60 |
| 6.1 Paralel Rezonans LC Tank Devresi..... | 60 |
| 6.1.1 İş Bobini..... | 61 |
| 6.1.2 Kapasitör tankı..... | 62 |
| 6.2 Anahtarlama Elemanlarının Seçimi..... | 63 |
| 6.3 MOSFET Sürücü Devresi..... | 64 |
| 6.3.1 Anahtarlar üzerinde meydana gelen güç kayıpları ve snubber ile güç kayıplarının azaltılması..... | 68 |
| 6.4 Kontrol Devresi | 70 |
| 6.4.1 PLL Devresi..... | 70 |
| 6.5 Deneysel Sonuçlar..... | 75 |
| 7. SONUÇ..... | 80 |
| 8. ÖNERİLER..... | 82 |
| KAYNAKLAR DİZİNİ..... | 83 |
| ÖZGEÇMİŞ..... | 87 |

İÇİNDEKİLER (devam)Sayfa

| | |
|---|--|
| EKLER | |
| Ek 1 PWM Doğrultucu Benzetim Çalışmaları ACSLX Kodları | |
| Ek 2 Rezonans İnvörtör Benzetim Çalışmaları ACSLX Kodları | |
| Ek 3 IXDD414 MOSFET Sürücü Bilgi Sayfaları | |
| Ek 4 6N137 Optokuplör Bilgi Sayfaları | |
| Ek 5 IXFH36N60 MOSFET Bilgi Sayfaları | |
| Ek 6 CD4046 PLL Entegresi Bilgi Sayfaları..... | |

ŞEKİLLER DİZİNİ

| <u>Şekil</u> | <u>Sayfa</u> |
|--------------|---|
| 1 | İndüksiyonla kaynak sistemi blok diyagramı6 |
| 2.1 | Silindirik bir parçanın indüksiyonla kaynak edilmesi8 |
| 2.2a | Transformatör eşdeğer devresi8 |
| 2.2b | İndüksiyonla ısıtma eşdeğer devresi.....8 |
| 2.3 | Elektromanyetik indüksiyonun meydana gelişi.....10 |
| 2.4 | Dalma derinliği etkisine bağlı olarak akım yoğunluğunun değişimi.....12 |
| 3.1 | İndüksiyonla kaynak sistemi güç kaynağı basit blok diyagramı17 |
| 3.2 | İndüksiyonla ısıtma sistemleri için invertörler18 |
| 3.3 | Üç faz kontrolsüz doğrultucu19 |
| 3.4 | Üç faz tam kontrollü doğrultucu.....19 |
| 3.5 | Anahtarlamalı mod regülatörlü kontrolsüz doğrultucu19 |
| 3.6 | Tam köprü invertör21 |
| 3.7 | Yarım köprü invertör21 |
| 3.8 | Gerilim kaynaklı tam köprü seri rezonans invertör22 |
| 3.9 | Gerilim beslemeli seri rezonans invertör için dalga şekilleri23 |
| 3.10 | Akım kaynaklı tam köprü invertör24 |

ŞEKİLLER DİZİNİ (devam)

| <u>Şekil</u> | <u>Sayfa</u> |
|--|--------------|
| 3.11 Rezonans frekansı üzerinde çalışma için akım kaynaklı invertör dalga şekilleri..... | 25 |
| 3.12 Rezonans frekansında çalışma için akım kaynaklı invertör dalga şekilleri..... | 26 |
| 4.1a Gerilim kaynaklı PWM doğrultucu..... | 29 |
| 4.1b Akım kaynaklı PWM doğrultucu..... | 29 |
| 4.2a Gerilim kaynaklı PWM doğrultucu basitleştirilmiş gösterimi..... | 31 |
| 4.2b Bir faz eşdeğer devre gösterimi | 31 |
| 4.3 PWM doğrultucu fazör diagramı | 32 |
| 4.4 PWM köprü doğrultucu anahtarlama durumları..... | 33 |
| 4.5 Blok diyagram | 35 |
| 4.6 Çıkış gücü (Pout), istenen çıkış gücü (Pinitial), referans giriş gücü(Pinref), PI katsayısı (PI) | 39 |
| 4.7 A fazı referans akım dalga şekli (Iaref), A fazı oluşan akım dalga şekli (Ia)..... | 39 |
| 4.8 Akım referansı üst seviyesi (Iarefust), akım referansı alt seviyesi (Iarefalt), Iaref, Ia, akım referansı üst seviyesi (Iarefust), | 40 |
| 4.9 A fazı (Ia), B fazı (Ib), C fazı (Ic) akımları | 40 |
| 4.10 A fazı gerilim dalga şekli (Van), A fazı akım dalga şekli (Ia) | 41 |

ŞEKİLLER DİZİNİ (devam)

| <u>Şekil</u> | <u>Sayfa</u> |
|---|--------------|
| 4.11 Giriş faz akımı harmonikleri..... | 41 |
| 4.12 Çıkış gerilimi (V_{cap}), çıkış akımı (I_{load})..... | 42 |
| 5.1 Yükselten tip anahtarlama devresi..... | 43 |
| 5.2 Paralel rezonans devresi | 45 |
| 5.3 İndüksiyonlu ısıtıcının elektriksel eşdeğer devresi..... | 46 |
| 5.4 Isıtılan metal parçanın direncinin paralel rezonans devresine etkisi | 47 |
| 5.5 Rezonans invertör devresi..... | 50 |
| 5.6 Rezonans gerilimi dalga şekli-1 (V_c) | 53 |
| 5.7 Rezonans gerilimi dalga şekli-2 (V_c) | 53 |
| 5.8 L_s bobin akımı (i_{ls}), S2 anahtarlama durumu (S2)..... | 54 |
| 5.9 L_s bobin akımının değişimi | 54 |
| 5.10 Rezonans gerilimi (V_c) ve S1 anahtarlama durumu..... | 55 |
| 5.11 Referans tepe değerini aşma olmayan durum için rezonans gerilimi (V_c) ve rezonans gerilimi tepe değeri (V_{cpeak})..... | 55 |
| 5.12 Referans tepe değerinde aşma olan durum için rezonans gerilimi (V_c), rezonans gerilimi tepe değeri (V_{cpeak}) ve S1 anahtarı durumu | 56 |
| 5.13 Rezonans kapasitörü akımı (I_c) | 56 |
| 5.14 V_c ve I_c | 57 |

ŞEKİLLER DİZİNİ (devam)

| <u>Şekil</u> | <u>Sayfa</u> |
|--|--------------|
| 5.15 Yük bobini akımı (I_{ly})..... | 57 |
| 5.16 Yük akımı (I_{rp})..... | 58 |
| 5.17 V_c , I_{ly} , I_c , I_{rp} | 58 |
| 5.18 Yüke aktarılan ortalama güç (p_{owav})..... | 59 |
| 6.1 Yüksek frekans paralel rezonans invertör devresi blok şeması | 60 |
| 6.2 İş bobini (2.47 μ H) | 61 |
| 6.3 İmal edilen kapasitör bankası | 62 |
| 6.4 MOSFET eşdeğer devresi..... | 64 |
| 6.5 MOSFET iletme geçme (Turn-on) zamanlamaları..... | 64 |
| 6.6 MOSFET sürücü devresi blok şeması | 65 |
| 6.7 Optokuplörli sürücü devresi bağlantı şeması..... | 65 |
| 6.8 Paralel MOSFET grubu bağlantı şekli..... | 66 |
| 6.9 Tel sarımlı gate direnci ile sürülen MOSFET için gate-source gerilimi dalga şekli..... | 67 |
| 6.10 Non-indüktif gate direnci ile sürülen MOSFET için gate-source gerilimi dalga şekli..... | 67 |
| 6.11 Anahtarlama durumları için güç kayıpları..... | 68 |
| 6.12 RC Turn-off snubber devresi..... | 69 |

ŞEKİLLER DİZİNİ (devam)

| <u>Şekil</u> | <u>Sayfa</u> |
|---|--------------|
| 6.13 PLL blok şeması | 71 |
| 6.14 CD4046 PLL entegre devre bağlantı şeması | 72 |
| 6.15 Minimum frekans için C1 ve R2 değerlerinin belirlenmesi..... | 74 |
| 6.16 f_{max} / f_{min} oranına karşılık gelen R2/R1 oranı | 74 |
| 6.17 Laboratuvar ortamında oluşturulan paralel rezonans invertör..... | 75 |
| 6.18 Yüksek frekans gerilim transformatörü | 76 |
| 6.19 Yüksek frekans akım transformatörü | 76 |
| 6.20 Paralel rezonans gerilimi (CH1-Sarı-5V/div) ve MOSFET gate-source gerilimi (CH2-Mavi-5V/div) | 77 |
| 6.21 Bobin akımı (CH1 –Sarı – (5V/div) x (6A/V)) ve paralel rezonans gerilimi (CH2 – Mavi – (1V/div) x140)..... | 78 |
| 6.22 Krom-nikel parçanın indüksiyon ile ısıtılması. | 78 |
| 6.23 Demir boru parçasının indüksiyon ile ısıtılması. | 79 |

ÇİZELGELER DİZİNİ

| <u>Çizelge</u> | <u>Sayfa</u> |
|--|--------------|
| 2.1 Bazı metaller için frekans ve sıcaklığa bağlı dalma derinlikleri (mm)..... | 13 |
| 2.2 Yaygın kullanım alanı olan bazı malzemelerin öz dirençleri | 14 |
| 2.3 Bazı saf metaller için α değerleri | 14 |
| 2.4 Bazı manyetik malzemelerin Curie sıcaklıkları | 16 |
| 6.1 PLL için alçak geçiren filtre tipleri..... | 73 |

SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ

| <u>Simgeler</u> | <u>Açıklama</u> |
|--------------------|--|
| ϕ | Manyetik akı |
| H | Manyetik alan şiddeti |
| μ | Manyetik geçirgenlik katsayısı |
| δ | İndüksiyon dalma derinliği |
| ρ | Özdirenç |
| f_r | Rezonans frekansı |
| W | Watt |
| A | Amper |
| V | Volt |
| J | Joule |
| <u>Kısaltmalar</u> | |
| PWM | Darbe genişlik modülasyonu |
| IGBT | Yalıtılmış kapılı transistör |
| MOSFET | Metal oksit yarıiletken alan etkili transistör |
| PLL | Faz kilitlemeli döngü |

1. GİRİŞ

İndüksiyon kaynağı indüksiyonlu ısıtma sistemlerinin önemli uygulamalarından birisidir. İndüksiyon ile ısıtma temassız ısıtma işlemidir. Bu yöntem ile elektriksel iletkenliğe sahip olan metaller, karbon bazlı malzemeler, yüksek frekanslı elektrik kullanarak kesin ve hassas olarak ısıtılırlar.

İndüksiyon ısıtma sistemlerinin temeli sayılan elektromanyetik indüksiyon, 1831 yılında Michael Faraday tarafından bulunmuştur. Faraday, transformatör teorisi ile birbirleri ile elektriksel bağlantı bulunmadığı halde primer devresine uygulanan değişken bir akımın sonucu olarak sekonder devresinde gerilim indüklendiğini ortaya koyarak indüksiyonla ısıtmanın da kurucusu olmuştur. Akım sonucu manyetik devrelerde oluşan ısınma etkisi ise L. Foucault tarafından 1855 yılında Eddy (girdap) akımları teorisi ile ortaya konulmuştur. İndüksiyonla ısıtma uygulamaları için ilk patent ise 1897 yılında İngiltere’ de Ferranti tarafından alınmıştır (Rudney et al., 2002).

Temel olarak indüksiyon ısıtma elektrik enerjisinin ısı enerjisine dönüştürülmesidir. Diğer ısıtma sistemlerine göre en önemli özelliği ısının ısıtılacak parçanın içerisinde oluşturulmasıdır. Bu nedenle ısıtılacak parça iletken olmalıdır. İndüksiyonlu ısıtma daima değişken bir manyetik alana ihtiyaç duyar. Bu değişken alan içerisinde kalan iletkende oluşan kısa devre akımı parçayı ısıtır. İndüksiyonlu ısıtmanın metal ısıtma, eritme, yüzey sertleştirme ve kaynak uygulamaları mevcuttur (Zinn and Semiatin, 1998). İndüksiyon ısıtma işleminin bazı avantajları; kısa ısıtma süresi, iş parçası sıcaklığının tam kontrolü, iyi çalışma şartları, küçük alanlarda uygulanabilir olması ve yüksek verim olarak sıralanabilir (Sazak, 1999).

İndüksiyonlu kaynak cihazı, yüksek frekansta elektrik akımı ile enerjilendirilen bir indüksiyon bobini içerir. Bu bobin ile yüksek frekansta elektromanyetik alan üretilir ve kaynak yapılacak metalin indüksiyon bobini içerisinde geçirmesi ile iletken malzeme üzerinde gerilim indüklenir. İndüklenen bu gerilimin oluşturduğu akım silindirik şeklindeki parçanın birleştirilecek uçlarında yüksek ısının oluşmasına sebep olur. Bobinin meydana getirdiği indüksiyon akımları ile borunun birleştirilen iki ucunda ısı yoğunlaşması

sayesinde baskı makaralarının arasından geçerken ek yerinden kaynak edilir. Yüksek ısı ve basınç bu noktaların kaynak edilmesini sağlar (Rudney et al., 2002).

Basit olarak bir indüksiyonlu kaynak sisteminde indüksiyon bobini devresi iki aşamalı güç dönüşümü içermektedir. İlk aşamada AC kaynak gerilimi DC'ye çevrilir, ikinci aşama da ise bu DC gerilim, invertör devresi ile istenilen genlik ve frekansta AC' ye çevrilir (Sazak, 1999).

Uzun yıllar boyunca vakum tüplü indüksiyon kaynak makineleri sanayide kullanılmıştır. Ancak vakum tüpü makineler düşük verimli, kısa ömürlü ve büyük hacme sahiptirler. 1970'li yıllardan sonra yarıiletken anahtar teknolojisinde ve kontrol tekniklerinde görülen hızlı ilerlemeler yarıiletken anahtarlı yüksek frekanslı indüksiyon kaynak makinelerinin yapılabilmesine imkân tanımıştır (Zhijuan et al., 2006). Yarıiletken anahtarlı indüksiyon kaynak makineleri 50 kW'tan 2000 kW'a kadar bir güç aralığı için kullanılabilir. Kaynak frekansı yüksek güçlü uygulamalar için 100 kHz'den 400 kHz'e, düşük güçlü uygulamalar içinse 800 kHz'e kadar ayarlanabilir. Yarıiletken anahtarlı kaynak makineleri, boru ve tüp kaynağı sistemleri için uygulanmış ve etkinliği kanıtlanmıştır. (Zhang Zhijuan Li Heming and Peng Yonglong, 2006). Yarıiletken anahtarlı kaynak makinesinin avantajları şöyle sıralanabilir;

- **Yüksek Verimlilik:** Tipik olarak vakum tüplü indüksiyon kaynak makinelerinin verimi %65'tir, yarıiletken anahtarlı indüksiyon kaynak makinelerinde ise %80'in üzerindedir. Bu durum hem elektrik hem de soğutma suyu konusunda tasarruf sağlamaktadır.
- **Güvenilirlik:** Vakum tüplü sistemlerde, tüp emisyonu zamanla azaldığından kaynak kalitesi zamanla düşmektedir. Tüplerin belli bir kullanım ömrü vardır. Yarıiletken anahtarlı makinelerde ise böyle bir kısıtlama söz konusu değildir. Ayrıca daha düşük gerilimlerde çalışma gösterdiklerinden, elektriksel elemanlar ve izolasyon sistemleri üzerinde daha az gerilim stresine sebep olurlar.
- **Güvenlik:** Düşük gerilimlerde çalıştıklarından daha düşük risk taşımaktadırlar.
- **Ekonomi:** Vakum tüplü makinelerde tüplerin ömrünün sınırlı olması bakım maliyetlerini artıran bir etkidir. Yarıiletken anahtarlı makinelerde ise böyle

bir sınır olmaması ve toplam sistem veriminin yüksek olması üretim maliyetlerini düşüren önemli etkenlerdendir.

Vakum tüplü indüksiyon makinesi bir çeşit osilatördür. Yarıiletken anahtarlı indüksiyon makinesi ise bir invertördür. Bu invertör, akım ya da gerilim kaynaklı olarak tasarlanabilir. Küçük boyutları, bobin ark toleranslarının güçlü olması ve yüksek güvenilirlikleri nedeniyle genellikle akım kaynaklı tasarım tercih edilmektedir.

Yarıiletken anahtarlı yüksek frekans indüksiyon kaynak makinesi geliştirmek, yüksek frekanslı invertör tasarımını gerektirir. İndüksiyon bobininden geçen akım ve frekansın kontrol edildiği güç devresi üzerinde çeşitli çalışmalar yapılmaktadır. İndüksiyon devresinin tasarımı toplam sistem verimini önemli ölçüde etkilemektedir.

Yarıiletken anahtarlı yüksek frekans indüksiyon kaynak makinelerinde kullanılan invertörlerde genellikle iki tip anahtarlama elamanı tercih edilmektedir. Bunlar MOSFET'ler (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) ve IGBT'lerdir (Insulated Gate Bipolar Transistor). IGBT kullanılarak yapılan invertörler 150 MW güçte 150 kHz frekansa kadar çalışabilmektedir (Lai, 1996). Ancak yapılan çalışmalar tüp ve boruların indüksiyonla kaynak edilmelerinde 200-400 kHz aralığında çalışmanın daha verimli olduğunu göstermiştir. Bu frekanslarda IGBT'lerin anahtarlama kayıpları çok yüksek değerlere ulaşmaktadır. Bu nedenle indüksiyonla kaynak sistemlerinde, yüksek frekanslarda yüksek verimle çalışan MOSFET'ler tercih edilmektedir. Literatürde MOSFET kullanılarak gerçekleştirilmiş, 4 kW güçte 450 kHz'lik bir indüksiyonla ergitme uygulaması bildirilmiştir (Fujita and Akagi, 1996). Fakat MOSFET'lerin kontrol edebilecekleri güç miktarı sınırlıdır. Yüksek güçlerde çalışma sağlamak için MOSFET'ler paralel bağlanarak kullanılmaktadır (Zhijuan et al., 2006).

Bunlara ek olarak SIT'ler (Static Induction Transistor) MOSFET'lere göre çok daha yüksek güçlerde kullanılabilir (Ogiwara H. Nakaoka M., 1990). B-SIT'ler (Bipolar Mode Static Induction Transistor) 2 MHz'e kadar anahtarlama frekanslarında rahatlıkla kullanılabilir (Ogiwara et al., 1993).

Kullanılan yarıiletken anahtarlı indüksiyonlu kaynak sistemlerinde en önemli problemler, düşük güç katsayısı ve yüksek harmonik bozulma faktörü ile çalışmadır (Nuns et al., 1993). İndüksiyonlu kaynak sistemlerinin düşük güç

katsayısında çalıştırılması güç hatlarında daha yüksek akımla çalışmaya, daha yüksek gerilim düşümlerine ve daha yüksek kayıplara neden olur. Buna bağlı olarak kaynak yapılması için parçaya aktarılan enerji düştükçe, geçen süre artmakta bu da işletmenin çalışma masraflarını artırmaktadır (Andrews et al., 1996).

Düşük güç katsayısı ve yüksek harmonik parazit problemlerinin çözümü için literatürde çeşitli araştırmalar yapılmıştır. Aktif güç katsayısı kontrol metodu pek çok alternatif yöntem bulunmaktadır. Anahtarların sabit frekansta çalıştırılarak tepe akımlarının kontrolü ve kırılmış akım kontrolü bunlardan bazılarıdır (Nalbant and Klein, 1989; Maximovic, 1995).

Kullanılan güç kaynaklarının yüksek verimli ve küçük boyutlarda olması da istenilen bir durumdur. Bu amaçla enerjinin rezonans devresi yardımıyla aktarılması üzerine çalışmalar yapılmış ve oldukça başarılı sonuçlar alınmıştır (Witulski, 1991). Rezonans devrelerinde sıfır akım ya da sıfır gerilimde açma kapama gibi modern anahtarlama tekniklerinin kullanılması ile de kayıpların önemli ölçüde azaltılması sağlanmıştır (Iqbal and Sheikh, 2008).

AC' nin istenilen değerde DC' ye dönüştürüldüğü doğrultucu sisteminde yapılacak iyileştirmelerle sistemin güç katsayısı yükseltilebilir ve harmonikler azaltılabilir. Ayrıca bu iyileştirmelerle güç kaynağının genel boyutlarının küçültülmesi de sağlanabilir. Bu bölümde yaygın olarak kullanılan diyot ve tristörlü doğrultucular düşük güç katsayısına ve yüksek genlikli harmoniklere sebep olmaktadır (Cavallini et al., 1994). Bu sakıncaların giderilmesi için pek çok araştırma yapılmıştır (Kim et al., 1994). Standart doğrultucu sistemler yerine IGBT'li PWM doğrultucu sistemin kullanılması pek çok sakıncayı ortadan kaldırabilir. IGBT temelli doğrultucularda doğrultma işlemi sırasında elektrik şebekesinden çekilen fakat istenmeyen harmonik akımların yok edilmesi sağlanır ve giriş güç faktörünü 1' e yaklaştırılır. Bu teknolojinin indüksiyon kaynak makinelerinde kullanılmasıyla mevcut sistemlerde tipik olarak %80' lerde olan verimin iyileştirilmesi sağlanabilir (Thiyagarajah et al., 1991).

İndüksiyon kaynak makineleri metal boru ve profil üretiminin vazgeçilmez bir enstrümanıdır. Ülkemizde ve dünyada metal boru ve profil üretimi önemli bir sanayi dalıdır. Türkiye'de boru ve profil imalatına yönelik yeterli teknik özelliklere sahip indüksiyon kaynak makinesi üretiminin olmadığı görülmüştür. Ülkemizde indüksiyon kaynak makinesi üreten sınırlı sayıda şirket bulunmaktadır.

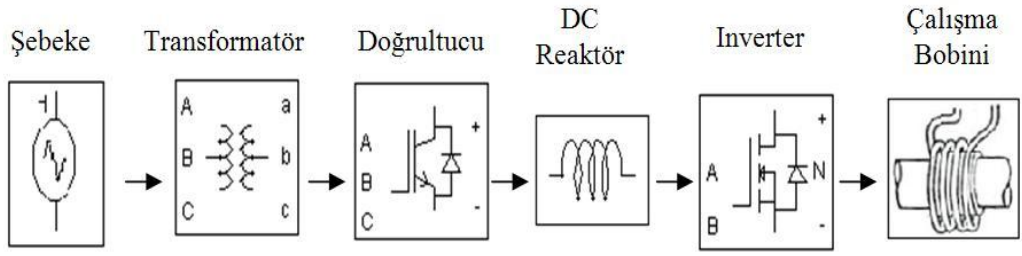
Bu şirketlerin mevcut ürünleri, yerli boru ve profil üreticilerinin gereksinimlerini tam olarak karşılayacak teknik kapasiteye sahip değildir. Bu nedenle yurt dışından yüksek ücretler ödenerek indüksiyon kaynak makinesi ithal edilmektedir. Ülkemizde kullanılan benzer cihazlar büyük çoğunlukla Amerika ve Uzakdoğu kaynaklıdır. Amerika kaynaklı cihazlar kaliteli olmalarına rağmen oldukça yüksek fiyatlara ithal edilmektedir. Uzakdoğu kaynaklı cihazlar ise ucuz olmalarına rağmen kalitesi düşüktür.

İndüksiyon Kaynağının Diğer Kaynak Yöntemlerine Göre Avantajları:

- 1- Klasik yöntemlerden farklı olarak birleştirilecek parçaların büyük bölümüne ısı vermek gerekmez. Benzer malzemelerin kaynak veya lehimleme operasyonu sırasında, birleştirilecek parçalar aynı zamanda istenen sıcaklığa ulaşırlar
- 2- İndüksiyonla ısıtmada parçaların çok hızlı ısıtılması ve soğuması nedeni ile oksidasyon hemen hemen hiç oluşmaz, temizlemeye gerek yoktur.
- 3- İstenen yüksek sıcaklık sağlanabilir.
- 4- Elektrot ve parça teması yoktur.
- 5- Birleştirilecek parçaların sadece belirli bir bölgesi ısıtıldığı için geometrik çarpılma ve içyapı değişiklikleri olmamaktadır.
- 6- İndüksiyon ısıtma sistemi bir kere düzenlenerek çalıştırılmaya başladığında, kaynak sistemi operatörden bağımsız olarak çalışabilmektedir
- 7- Metal ve alaşımlarının çok çabuk ısıtılmasını sağlar.
- 8- Kaynak esnasında güç yoğunluğu yüksektir.
- 9- Sıcaklık kızıl ötesi algılayıcılarla çok iyi denetlenebilir.
- 10- Kırılcımsız, alevsiz, dumansız ve atıksız çalışma sağlar.
- 11- Çalışma koşulları otomatik tanımlanır.
- 12- Kolay ve güvenli kullanım sağlar.
- 13- Kaynak kalitesi yüksektir.

1.1 Tezin Tanımı

Bu çalışmada yüksek frekanslı indüksiyon kaynak sistemi tasarımı için bilgisayar ortamında benzetim çalışmaları yapılmış ve küçük güçte bir uygulama gerçekleştirilmiştir. Çalışmada PWM doğrultucu ve rezonans invertör devreleri için benzetim çalışmaları yapılmış, rezonans invertör devresi ise deneysel olarak incelenmiştir. Şekil 1 üzerinde indüksiyonla kaynak sistemi blok diyagramı görülmektedir.



Şekil.1 İndüksiyonla kaynak sistemi blok diyagramı

2. İNDÜKSİYONLA KAYNAĞIN TEMEL TEORİSİ

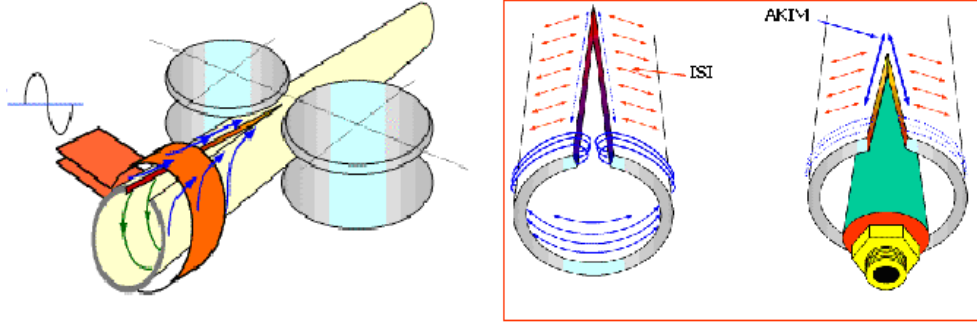
2.1 Giriş

İndüksiyonla ısıtma; elektromanyetik, ısı transferi ve metalürjik olayların karmaşık bir birleşimidir. Elektromanyetik ve ısı transferi arasında, ısıtılacak malzemelerin manyetik akı yoğunluğuna ve sıcaklığa bağlı fiziksel özellikleri dolayısıyla sıkı bir ilişki vardır.

İndüksiyonla ısıtmanın temel prensibi elektromanyetik indüksiyondur. İndüksiyon bobinine alternatif gerilim uygulanması bobin devresinde alternatif akım oluşmasına sebep olur. Bobindeki alternatif akım nedeniyle bobin çevresinde akım ile aynı frekansta zamanla değişen bir manyetik alan oluşur. Bu manyetik alan, bobin içerisine yerleştirilen iş parçası üzerinde girdap akımları oluşmasına sebep olur. Bu oluşan akımlar bobin akımı ile aynı frekansta ancak bobin akımı yönüne ters yöndedir. Girdap akımları Joule etkisi (I^2R) ile iş parçası üzerinde ısı oluşturur. Girdap akımlarının yanı sıra histerezis kayıpları da ısıya dönüşmektedir ancak girdap akımları yanında ihmal edilebilir düzeyde küçük kalmaktadır.

Diğer ısıtma tekniklerinin aksine malzemeye dışarıdan ısı verilmeyip ısının malzemenin içinde oluşması sağlanır. Akımların nüfuz ettiği derinlik frekans değerine bağlı olarak değişir. Deri etkisi sonucu oluşan bu durum dalma derinliği olarak adlandırılır ve bu özellik kullanılarak çeşitli uygulamalar gerçekleştirilmektedir. Tüm parçanın ısıtılması gerektiği kütle ısıtma ve eritme işlemlerinde düşük frekansla çalışılırken, kaynak ve yüzey sertleştirme gibi uygulamalarda yüksek frekanslar tercih edilmektedir.

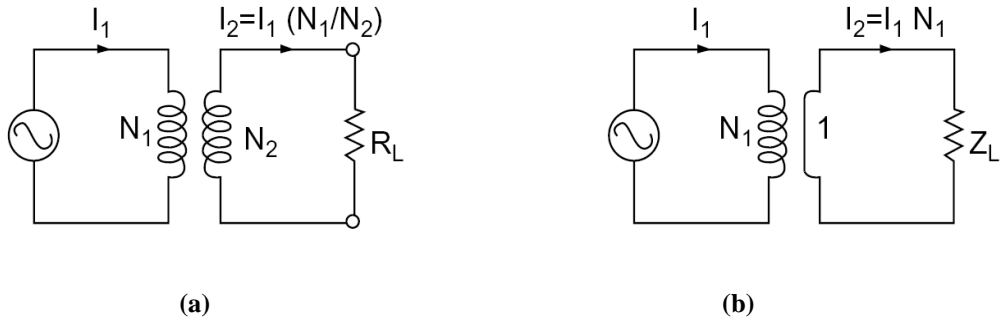
İndüksiyonlu ısıtma sistemlerinin önemli uygulamalarından birisi de indüksiyonlu kaynaktır. İndüksiyonlu kaynak sistemi, kaynak yapılacak metalin indüksiyon bobini içerisinden geçirilmesi prensibine dayanır. Bobin içerisinden metal geçirilirken indüksiyon yoluyla üzerinde gerilim indüklenir. İndüklenen bu gerilimin oluşturduğu akım silindirik şeklindeki parçanın birleştirilecek uçlarında yüksek ısının oluşmasına sebep olur. Bobinin meydana getirdiği indüksiyon akımları ile boru ısıtılırken baskı makaralarının arasından geçerken ek yerinde yüksek basınç oluşturulur. Yüksek ısı ve basınç, metalin herhangi bir ek malzeme kullanılmadan ve temassız bir şekilde kaynak edilmesini sağlar. Kaynak sonrası soğutulan metal istenilen uzunluklarda kesilerek işlem tamamlanır.



Şekil 2.1 Silindirik bir parçanın indüksiyonla kaynak edilmesi

2.2 Temel Teorisi (Transformatör Modeli)

Transformatör teorisi ve transformatör eşdeğer devresi kullanılarak indüksiyon ısıtma sistemini ifade etmek mümkündür. Şekil 2.1 (a)'da ideal bir transformatörün basit modeli görünmektedir. İdeal transformatör modelinde sekonder akımı, primer akımına sarım oranıyla doğru orantılıdır. Şekil 2.1 (b)'de görüldüğü gibi iş parçasının öz direncinden oluşan sekonder sargı iç direnci, ideal transformatör eşdeğer devresinde gösterilen yük direnci yerini alır. İndüksiyonla ısıtma modelinde, sekonder kısa devre edilmiş bir turluk sarımla ifade edilir. Bu durumda sekonder devresinden geçen yüksek akım nedeniyle önemli miktarda ısı açığa çıkar.



Şekil 2.2 (a) Transformatör eşdeğer devresi, (b) İndüksiyonla ısıtma eşdeğer devresi

Şekil 2.1 (a)'daki transformatör ideal bir transformatör modelinden yola çıkılarak, primer sekonder akımlarının sarım sayıları ile orantıları aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$I_2 = I_1 (N_1 / N_2) \quad (2.1)$$

I_1 : Primer akımı (Amper)

I_2 : Sekonder akımı (Amper)

N_1 : Primer sarım sayısı

N_2 : Sekonder sarım sayısı

Şekil 2.1 (b)'deki gibi transformatörün sekonderinin tek bir sarıma sahip olduğu indüksiyonla ısıtma modelinde ise sekonder akımı Eşitlik 2.2'deki gibi primer akımı ve sarım sayısı ile ilişkili hale gelir:

$$I_2 = I_1 N_1 \quad (2.2)$$

Bu durumda, sekonderden yüksek akım geçer ve ideal bir transformatör gibi düşünüldüğünde kaynaktan çekilen gücün tamamı iş parçasına aktarılır. İş parçasına aktarılan güç, Joule etkisi (I^2R) olarak bilinen ısı kayıplarını ortaya çıkarır. Genel olarak elektrik devrelerinde istenmeyen bir durum olan bu ısı kayıpları indüksiyonla ısıtma sistemlerinde iş parçasının ısıtılması için kullanılmaktadır.

2.2.1 Elektromanyetik indüksiyon ve enerji transferi

Metallerin işlenmesi için gerekli enerji miktarı, metalin cinsine ve uygulamaya göre farklılık gösterir. İndüksiyonla ısıtma sistemlerinde enerji transferi, parçaya herhangi bir temas olmaksızın doğrudan doğruya manyetik alan ile sağlanır. Transfer edilen enerji miktarı, manyetik akım yoğunluğuna, iş parçasının elektriksel öz direncine ve çalışma frekansına bağlıdır.

Amper Kanunu gereğince alternatif akım uygulanan bir bobinin etrafında değişken bir manyetik alan oluşur. Amper Kanunu, manyetik alanın kapalı bir yol boyunca çizgisel integralinin, o yolun sınırladığı yüzeyi delip geçen akıma eşit olduğunu söyler. Bu elektromanyetik alan şu şekilde ifade edilebilir:

$$\oint H dl = \int IdA = N.i = F \quad (2.3)$$

$$\phi = \mu HA \quad (2.4)$$

H : Manyetik alan şiddeti (A/m)

dl : Diferansiyel yol

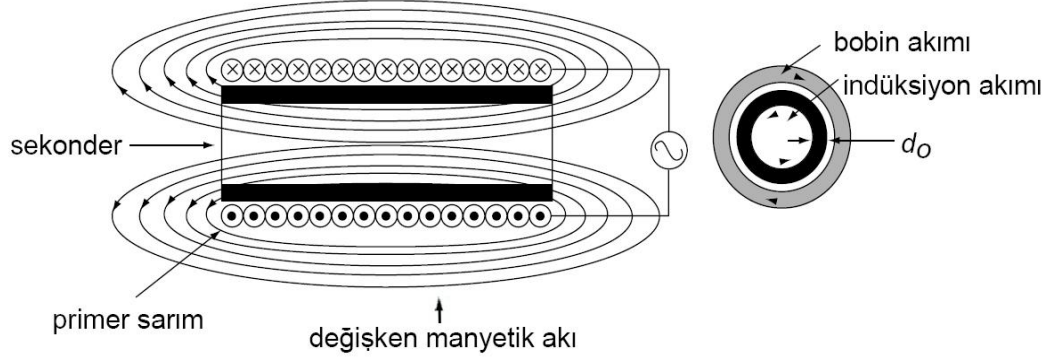
i : Akım (A)

F : Manyetik itici kuvvet (A)

dA : Diferansiyel yüzey

N : Sarım sayısı

ϕ : Manyetik akı (Wb)
 A : Yüzey alanı (m²)
 μ : Manyetik geçirgenlik katsayısı (Wb/A-m)



Şekil 2.3 Elektromanyetik indüksiyonun meydana gelişi

İşlenen parça üzerinde meydana getirilen manyetik akı, malzemenin manyetik geçirgenliği ile orantılıdır. Manyetik geçirgenliği yüksek maddeler üzerinde büyük bir akı dağılımı oluşur. Manyetik geçirgenlik katsayısı Eşitlik 2.5' deki gibi ifade edilir. Burada μ_r malzemenin bağıl manyetik geçirgenlik katsayısı, μ_0 ise havanın manyetik geçirgenliğidir.

$$\mu = \mu_0 \mu_r \quad (2.5)$$

$$\mu_0 = 4\pi 10^{-7} \text{ (Wb/A-m)}$$

Değişken manyetik alan içersine bir cisim yerleştirildiğinde manyetik alanın frekansında bir değişme meydana gelir. Bu manyetik alanın akı yoğunluğu yüzeyden merkeze doğru gidildikçe azalır. Faraday kanuna göre cisim üzerinde, indüksiyon devresi akımıyla ters orantılı bir akım indüklenir. Cisim yüzeyinde oluşan bu akım girdap akımını meydana getirir. Oluşan bu girdap akımı kendisini oluşturan etkiyi azaltacak şekilde ters yöndedir. Cisim üzerinde indüklenen gerilim Eşitlik 2.6' da verilmiştir. Burada λ halkalanma akısını, dt ise diferansiyel zamanı göstermektedir.

$$E = \frac{d\lambda}{dt} = -N \frac{d\phi}{dt} \quad (2.6)$$

Cisim üzerinde oluşan girdap akımlarının sonucu olarak elektrik enerjisi ısı enerjisine dönüşmektedir. Malzeme üzerine aktarılan güç Eşitlik 2.7' deki gibi

ifade edilebilir. P aktarılan gücü, I akımı, R direnci, E ise gerilimi ifade etmektedir.

$$P = \frac{E^2}{R} = I^2 \cdot R \quad (2.7)$$

2.2.2 Histerezis kayıpları

Demir, nikel, çelik gibi manyetik malzemeler, salınım halindeki manyetik alan içerisinde histerezis denen etkiye uğrarlar. Manyetik alandaki bu salınım malzeme içindeki manyetik domainler üzerine bir iş uygular. Domainler salınımla yön değiştirerek manyetik sürtünmeye yol açar ve ısı açığa çıkar. Histerezisten kaynaklanan enerji kaybı, malzeme içindeki manyetizmanın gücüne ve histerezis eğrisinin alanına bağlıdır. Histerezis eğrisi kapalı bir alan oluşturur ve bir malzeme için manyetik alan şiddeti ile manyetik akı yoğunluğunun birbirine göre çizdirilmesi ile elde edilir. Çoğu indüksiyonla ısıtma uygulamasında histerezis etkisi ikincil bir etkidir ve göz ardı edilebilir. Çünkü bu tür uygulamalarda asıl işi yapan eddy akımlarının sebep olduğu I^2R kayıplarıdır. Diğer yandan, yüksek sıcaklık gereken uygulamalarda malzeme Curie sıcaklığına ulaştığında manyetizasyonu kaybolur ve histerezis etkisi gözlenmez.

2.2.3 Deri etkisi

Bir iletkenin doğru akım geçirilirse iletkenin kesit alanında düzgün bir akım dağılımı meydana gelir. Eğer aynı iletkenin alternatif akım geçirilirse akım dağılımı düzgün olmamaktadır. Akım yoğunluğunun en büyük değeri her zaman iletkenin yüzeyinde olur ve akım yoğunluğu iletkenin yüzeyinden merkezine doğru gidildikçe azalır. İletkene alternatif akım uygulandığında kesit alanındaki bu düzgün olmayan akım dağılımına deri etkisi adı verilmiştir. İndüksiyon sargısının içersine konulan iletken malzeme üzerinde bu etki görülür. Bu da işlenen parçanın yüzey katmanında (derisinde) girdap akımları yoğunluğunun en önemli sebeplerinden biridir.

Yaklaşık olarak gücün %86' sının iletkenin dış yüzey katmanında yoğunlaşmasından dolayı alternatif akım kullanılarak oluşturulan deri etkisinin elektrik uygulamalarında büyük bir önemi vardır. Bu katmana dalma derinliği (δ) denir. Deri etkisi, indüklenen akımın frekansı ve madde özelliklerine (öz direnç, manyetik geçirgenlik) bağlıdır. İşlenecek parça üzerindeki akım yoğunluğu dağılımı kabaca Eşitlik 2.8' deki gibi hesaplanabilir.

$$I = I_0 e^{-y/\delta} \quad (2.8)$$

I: Yüzeyden y kadar uzaklıktaki akım yoğunluğu (A/m²)

I₀: İşlenecek parçanın yüzeyindeki akım yoğunluğu (A/m²)

y: Yüzeyden çekirdeğe olan uzaklık (m)

δ: Dalma derinliği (m)

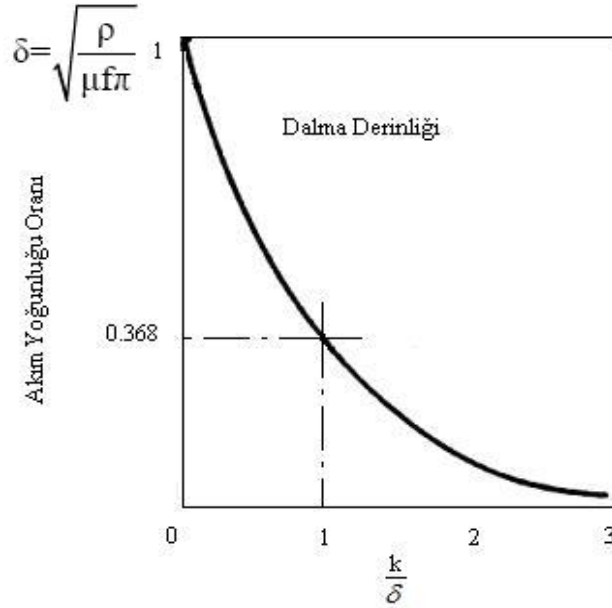
Dalma derinliği aşağıdaki şekilde tanımlanır:

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\mu f \pi}} \quad (2.9)$$

ρ : Malzemenin özgül direnci (Ω.m)

μ : Malzemenin manyetik geçirgenliği (Wb/A-m)

f : Frekans (Hertz)



Şekil 2.4 Dalma derinliği etkisine bağlı olarak akım yoğunluğunun değişimi

Şekil 2.4' de, frekansa bağlı olarak dalma derinliğinin değişimi görülmektedir. Burada k değeri indüksiyon bobini içindeki iş parçasının kalınlığını ifade etmektedir. Uygulamaya bağlı olarak frekans değeri ayar edilerek istenen dalma derinliği elde edilebilir. Çizelge 2.1' de bazı metaller için farklı frekans ve sıcaklık değerlerindeki dalma derinlikleri gösterilmiştir.

Çizelge 2.1 Bazı metaller için frekans ve sıcaklığa bağlı dalma derinlikleri (mm)

| METAL | T | ρ | Frekans (kHz) | | | | | | | | | | |
|-----------------|------|--------------------|---------------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|
| | °C | $\mu\Omega\cdot m$ | 0,06 | 0,5 | 1 | 2,5 | 4 | 8 | 10 | 30 | 70 | 200 | 500 |
| Alüminyum | 20 | 0,027 | 10,7 | 3,7 | 2,61 | 1,65 | 1,3 | 0,92 | 0,83 | 0,48 | 0,31 | 0,18 | 0,12 |
| | 250 | 0,053 | 15 | 5,18 | 3,66 | 2,32 | 1,83 | 1,29 | 1,16 | 0,67 | 0,44 | 0,26 | 0,16 |
| | 500 | 0,087 | 19,2 | 6,64 | 4,69 | 2,97 | 2,35 | 1,66 | 1,48 | 0,86 | 0,56 | 0,33 | 0,21 |
| Bakır | 20 | 0,018 | 8,81 | 3,05 | 2,16 | 1,36 | 1,08 | 0,76 | 0,68 | 0,39 | 0,26 | 0,15 | 0,1 |
| | 500 | 0,05 | 14,5 | 5,03 | 3,56 | 2,25 | 1,78 | 1,26 | 1,12 | 0,65 | 0,43 | 0,25 | 0,16 |
| | 900 | 0,085 | 19,3 | 6,67 | 4,72 | 2,98 | 2,36 | 1,67 | 1,49 | 0,86 | 0,56 | 0,33 | 0,21 |
| Pirinç | 20 | 0,065 | 16,6 | 5,74 | 4,06 | 2,56 | 2,03 | 1,43 | 1,28 | 0,74 | 0,48 | 0,29 | 0,18 |
| | 400 | 0,114 | 21,9 | 7,6 | 5,37 | 3,4 | 2,69 | 1,9 | 1,7 | 0,98 | 0,64 | 0,38 | 0,24 |
| | 900 | 0,203 | 29,3 | 10,1 | 7,17 | 4,53 | 3,58 | 2,53 | 2,27 | 1,31 | 0,86 | 0,51 | 0,32 |
| Paslanmaz Çelik | 20 | 0,69 | 53,9 | 18,7 | 13,2 | 8,36 | 6,61 | 4,67 | 4,18 | 2,41 | 1,58 | 0,93 | 0,59 |
| | 800 | 1,15 | 69,6 | 24,1 | 17,1 | 10,8 | 8,53 | 6,03 | 5,39 | 3,11 | 2,04 | 1,21 | 0,76 |
| | 1200 | 1,24 | 72,3 | 25,1 | 17,7 | 11,2 | 8,86 | 6,26 | 5,6 | 3,23 | 2,12 | 1,25 | 0,79 |

2.2.4 Metallerin elektromanyetik özellikleri

Maddelerin elektromanyetik özellikleri; manyetik geçirgenlik, öz direnç, histerezis kayıpları, elektriksel geçirgenlik, manyetik hassasiyet gibi özellikler indüksiyonla ısıtmada karşımıza çıkan en önemli özelliklerdir.

2.2.4.1 Özdirenç

Elektrik akımını iletebilme yeteneğine elektriksel iletkenlik (σ) denir. İletkenliğin çarpmaya göre tersi ρ ise öz dirençtir. Öz direnç birimi $\Omega\cdot metre$, iletkenlik birimi ise mho/metre olarak ifade edilir.

Metaller ve alaşımlar iyi iletkenler olarak nitelendirilir ve diğer maddelerle karşılaştırıldığında daha düşük öz dirence sahiptirler. Çizelge 2.2' de yaygın kullanım alanı olan bazı malzemelerin oda sıcaklığında öz direnç değerleri verilmiştir.

Çizelge 2.2 Yaygın kullanım alanı olan bazı malzemelerin özdirençleri

| Malzeme (Oda sıcaklığında) | Özdirenç ($\mu\Omega\cdot m$) | Malzeme (Oda sıcaklığında) | Özdirenç ($\mu\Omega\cdot m$) |
|-------------------------------|------------------------------------|-------------------------------|------------------------------------|
| Gümüş | 0,015 | Paslanmaz Çelik | 0,7 |
| Bakır | 0,017 | Titanyum | 0,21 |
| Altın | 0,024 | Kurşun | 0,42 |
| Alüminyum | 0,027 | Nikrom | 1 |
| Tungsten | 0,054 | Grafit | 14000 |
| Çinko | 0,059 | Tahta | $10^{14}-10^{17}$ |
| Nikel | 0,068 | Cam | $10^{16}-10^{20}$ |
| Kobalt | 0,09 | Mika | $10^{17}-10^{21}$ |
| Kırılgan Karbon Çelik | 0,16 | Teflon | $>10^{19}$ |

Metaller, düşük özdirenç değerleri nedeniyle iyi birer iletken olarak bilinirler ve özdirençlerine göre gruplandırılırlar. Gümüş, bakır, altın, alüminyum gibi metaller düşük-rezistif, paslanmaz çelik, karbon çelik, titanyum gibi metaller yüksek-rezistif metaller olarak sınıflandırılır.

Bir maddenin özdirenci sıcaklıkla, kimyasal bileşim, atomik yapısı ile değişim gösterir. Birçok malzemede sıcaklığın artmasıyla birlikte özdirenç de artar. Saf metallerin özdirençleri sıcaklıkla sıcaklığın doğrusal bir fonksiyonu olarak gösterilebilir. Eşitlik 2.10' da bu doğrusal yaklaşım ifade edilmiştir.

$$\rho(T) = \rho_0[1 + \alpha(T - T_0)] \quad (2.10)$$

ρ_0 : T_0 ortam sıcaklığındaki özdirenç

$\rho(T)$: T sıcaklığındaki özdirenç

α : Özdirenç sıcaklık katsayısı ($1 / ^\circ C$)

Çizelge 2.3' de bazı saf metaller için α değerlerini gösterilmektedir.

Çizelge 3 Bazı saf metaller için α değerleri

| Metaller (Oda Sıcaklığında) | α ($1/^\circ C$) | Metaller (Oda Sıcaklığında) | α ($1/^\circ C$) |
|--------------------------------|---------------------------|--------------------------------|---------------------------|
| Alüminyum | 0,0043 | Nikel | 0,0069 |
| Kobalt | 0,0053 | Titanyum | 0,0035 |
| Demir | 0,005 | Çinko | 0,0042 |
| Nikrom | 0,0004 | Bakır | 0,004 |

Bazı iletken maddelerde özdirenç sıcaklıkla azalır ve bundan dolayı α değeri negatif olabilir. Karbon içerikli çelik, çelik alaşımları ve grafit gibi diğer maddeler için α değeri, özdirenç-sıcaklık ilişkisinin doğrusal olmayan bir fonksiyonudur. Erime sıcaklığında metallerin özdirenci keskin bir şekilde artar.

Metaller yapısı içerisinde bulunan yabancı maddeler özdirencin davranışını önemli derecede etkiler. Özdirençle direnç arasındaki ilişki Eşitlik 2.11' de tanımlanmıştır. Burada L akım taşıyan iletkenin uzunluğunu, A ise akımın içinden geçtiği iletken kesitini belirtmektedir.

$$R = \frac{\rho.L}{A} \quad (\Omega) \quad (2.11)$$

Özdirenç kaçınılmaz fiziksel bir özelliktir. Özdirenç; ısıtmanın derinliği, ısınmanın düzgün dağılımlı olabilmesi, elektriksel sargı verimi, sargı empedansı gibi indüksiyonla ısıtma sistemlerinin neredeyse bütün önemli parametrelerini etkilemektedir.

2.2.4.2 Manyetik geçirgenlik ve dielektrik sabite

Bağıl manyetik geçirgenlik μ_r , maddenin manyetik akıyı havaya göre ne oranda daha iyi ilettiğini gösterir. Bağıl dielektrik sabit ϵ , maddenin elektriksel alanı havaya göre ne oranda daha iyi ilettiğini gösterir. Bağıl manyetik geçirgenlik ve bağıl dielektrik sabiti boyutsuz parametrelerdir ve birbirlerine anlamca çok yakındırlar. Bu iki özelliğin fiziksel anlamak ısıtma sistemleri tasarımı yaparken çok önemlidir.

Temel indüksiyon olaylarında bağıl manyetik geçirgenliğin; deri etkisi, halka etkisi, sargı hesaplamalarında ve elektromanyetik alan dağılımı hesaplamalarında belirgin bir etkisi vardır. Dielektrik sabiti; indüksiyonla ısıtmada pek yaygın olarak kullanılmamaktadır fakat dielektrik ısıtma uygulamalarında önemli bir rol oynamaktadır.

$\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ H/m havanın manyetik geçirgenliği, ve $\epsilon_0 = 8.854 \times 10^{-12}$ F/m ise havanın dielektrik sabiti olarak adlandırılır. Bağıl manyetik geçirgenlik ve havanın manyetik geçirgenliğinin çarpımı geçirgenlik (μ) olarak adlandırılır ve manyetik akı yoğunluğu (B) ile manyetik alan şiddeti (H) oranına eşittir.

$$\frac{B}{H} = \mu_r \mu_0 = \mu \quad (2.12)$$

Bütün maddeler, manyetik özelliklerine bakılarak paramanyetik ($\mu_r > 1$), diamanyetik ($\mu_r < 1$), ferromanyetik ($\mu_r \gg 1$) olarak sınıflandırılır. Paramanyetik ve diamanyetik maddeler μ_r değerlerindeki önemsiz değişiklikler nedeniyle indüksiyonla ısıtma uygulamalarında pratikte nonmanyetik malzemeler olarak anılırlar. Tipik nonmanyetik metallere alüminyum, bakır, titanyum ve tungsten örnek gösterilebilir. Ferromanyetik malzemeler ise bağıl manyetik geçirgenliği yüksek malzemeler olduklarından, indüksiyon yoluyla ısıtılmaları paramanyetik ve diamanyetik malzemelere göre çok daha kolay ve hızlıdır. Oda sıcaklığında ferromanyetik özellik gösteren az sayıda madde vardır. Demir, nikel ve kobalt bunlara örnek gösterilebilir.

Ferromanyetik malzemeler kendilerine has tipik sıcaklık değerlerinde nonmanyetik faza geçiş yaparlar. Ferromanyetik maddelerin nonmanyetik haline dönüştüğü sıcaklığa Curie sıcaklığı denir. Çizelge 2.4' de bazı manyetik maddelerin Curie sıcaklıkları gösterilmiştir.

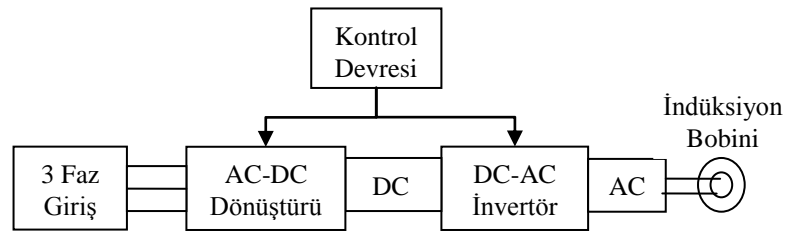
Çizelge 4 Bazı manyetik malzemelerin Curie sıcaklıkları

| Manyetik Malzemeler | 1008 Çelik | 1060 Alüminyum | Permalloy | Kobalt | Nikel |
|---------------------|------------|----------------|-----------|--------|-------|
| Sıcaklık °C | 768 | 732 | 440 | 1120 | 358 |

3. İNDÜKSİYONLA KAYNAK İÇİN KULLANILAN GÜÇ KAYNAKLARI

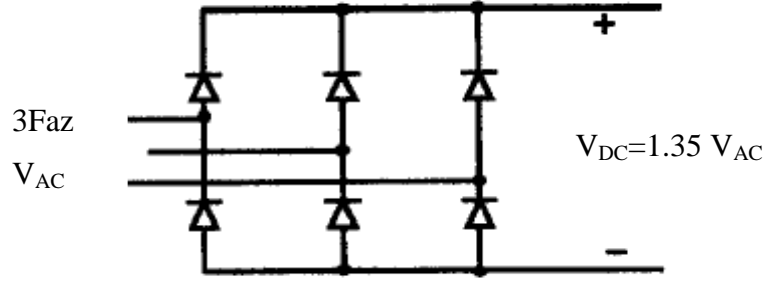
İndüksiyonla ısıtma uygulamaları için gerekli güç miktarı ısıtılacak malzemenin türüne, hacmine, ısıtma oranına, ısıtma işleminin verimine bağlı olarak değişir. Yüzey derinliği az ve küçük alanlar 1 veya 2 kW'lık bir enerji ile ısıtılabilir. Ancak geniş, büyük kütleli ve hareket halindeki çelikleri indüksiyonla ısıtma yöntemi ile Curie sıcaklığının üzerine çıkarabilmek için birkaç megawatt güce ihtiyaç duyulabilir. İndüksiyonla kaynak uygulamaları için genellikle 150 kW ile 2 MW arasında değişen güçler gerekmektedir. Kaynak edilecek borunun çapı, deri kalınlığı ve tercih edilen frekans değeri işlem için gerekli güç miktarının belirlenmesinde önemli etkenlerdir.

Şekil 3.1' de neredeyse bütün indüksiyonla ısıtma sistemlerinde kullanılan güç kaynaklarının basit bir blok diyagramı verilmiştir. Giriş genellikle üç faz 220 V AC ve 575 V AC arasında, 50 Hz veya 60 Hz frekanstadır. Üç faz girişinden sonraki blok AC-DC dönüştürücüyü temsil etmektedir. Bu kısım sabit bir DC gerilim, değişken bir DC gerilim veya değişken bir doğru akım sağlayabilir. Sonraki blok doğru akımı tek faz AC çıkışa dönüştüren eviriciyi veya osilatörü temsil etmektedir. Kontrol kısmı ise çıkış ile kontrol sinyalinin karşılaştırıp, dönüştürücünün DC çıkışını, eviricinin faz veya frekansını veya istenilen ısıtma uygulaması için hepsini birden ayarlamaktadır.



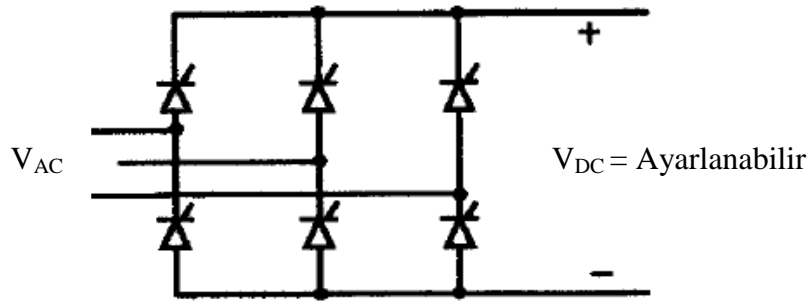
Şekil 3.1 İndüksiyonla kaynak sistemi güç kaynağı basit blok diyagramı

İndüksiyonla ısıtmada kullanılan güç kaynaklarında hem AC-DC dönüştürücü katında hem de DC-AC invertör katında farklı devre topolojileri tercih edilebilmektedir. Kullanılan devre tipleri başlıca gerilim beslemeli ve akım beslemeli olarak sınıflandırılır. DC kaynak katı sabit ya da değişken çıkışlı olabilir. AC kaynak katında kullanılan invertör devresi değişken frekans, değişken faz, değişken darbe oranı ve sabit güç faktörü gibi farklı kontrol yöntemleri içerebilir. Bunların yanı sıra yük devresinde seri ve paralel rezonans yapıları kullanılabilir. Şekil 3.2' de tanınmış indüksiyonla ısıtma sistemleri



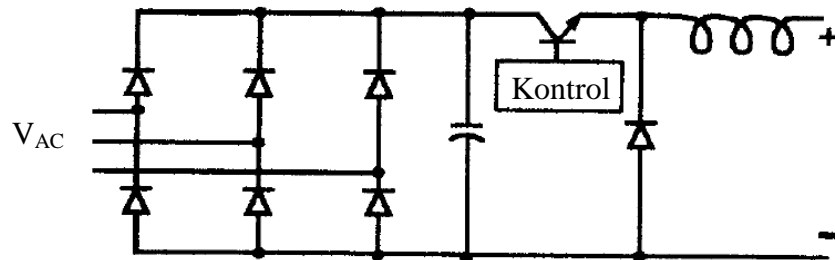
Şekil 3.3 Üç faz kontrolsüz doğrultucu

Şekil 3.4' de gösterilen faz kontrollü doğrultucuda, giriş faz geriliminin tristörler ile istenen açılarda tetiklenmesiyle çıkışta kontrollü bir DC gerilim elde edilir. Bu göreceli basit dönüştürücü yapısı, DC giriş geriliminin ayar edilmesiyle invertör çıkış geriliminin kontrol edilmesi için kullanılabilir. Ancak bu devrenin bir takım dezavantajları mevcuttur. DC çıkış geriliminin maksimum değerinden küçük olduğu durumlar için giriş güç faktörünün modern dönüştürücüler için kabul edilebilecek güç kalitesi değerlerin altında olmasıdır. Şebekeden çekilen harmonik güç ciddi sorunlara yol açmaktadır. Bununla birlikte bu dezavantajların çözülebilmesi için ek güç elemanlarına ihtiyaç duyulmaktadır.



Şekil 3.4 Üç faz tam kontrollü doğrultucu

Diğer bir dönüştürücü tipi ise Şekil 3.5' de gösterildiği gibi kontrolsüz doğrultucuyu takiben anahtarlamalı mod regüle edicinin (switch mode regulator) kullanıldığı devre şeklindedir.



Şekil 3.5 Anahtarlamalı mod regülatörlü kontrolsüz doğrultucu

Şekilde gösterilmiş olan anahtarlama regüle edicini en basit formdadır ve düşürücü regülatör (buck regülatör) olarak adlandırılır. DC gerilim veya akım seviyesi, geçiş transistörü hızlıca açılıp kapatılarak regüle edilebilir. Transistörün açık/kapalı zaman oranı ne kadar yüksekse çıkışta o kadar yüksek gerilim veya akım elde edilebilir. Böylece dönüştürücü doğru akımı kontrol ederek eviricinin çıkış gücünü kontrol edebilir. Giriş güç faktörü bütün güç seviyelerinde maksimumdur ve reaksiyon zamanı düşürücü regülatörün anahtarlama hızına bağlı olarak çok hızlı olabilir. Bundan dolayı bu dönüştürücü daha karmaşık, daha maliyetli ve biraz daha az verimli olarak basit kontrol edilebilir doğrultucunun dezavantajlarının üstesinden gelebilmektedir.

Bahsedilen tüm dönüştürücü tipleri AC kaynaktan sinüzoidal olmayan akımların çekilmesine sebep olur. Bunun anlamı akım dalga şekli üzerinde harmoniklerin oluşmasıdır. Bu harmonikler transformatörler ve aynı hat üzerine bağlı elektronik donanımlar üzerinde ciddi olumsuz etkilere yol açabilmektedir. Güç ihtiyacı 600 kW' ın altında olan ve saha güç dağıtım sisteminin düşük kaynak empedansı sağlayabildiği çoğu ısıtma sistemi durumlarında bahsedilen altı darbeli dönüştürücü sistemlerinden birinin uygulanması mümkündür. Güç ihtiyacının daha yüksek olduğu ya da düşük harmonik bileşen gerektiren sistemlerde, 12 adet yarıiletken güç elemanından oluşan 6 faz girişli 12 darbeli doğrultucu kullanılabilir. Harmonik bozulmayı azaltmak için 18 ve 24 darbeli doğrultucu sistemlerinin kullanılması da mümkündür. Ancak bu tip uygulamalarda maliyetler ciddi derecede yükselmektedir.

Tez çalışmasında, bahsedilen dönüştürücü tiplerine alternatif olarak yüksek giriş güç faktörü ve düşük harmonik bozulma avantajları sağlayan IGBT temelli PWM doğrultu sistemi simülasyon bazında incelenmiştir. Yüksek güç kalitesi sağlanmasına rağmen karmaşık kontrol yöntemleri gerektiren ve yüksek güçlü sistemler için uygulama zorlukları bulunan PWM doğrultucu sisteminin incelemesi Bölüm 4'de ayrıntılı olarak ele alınacaktır.

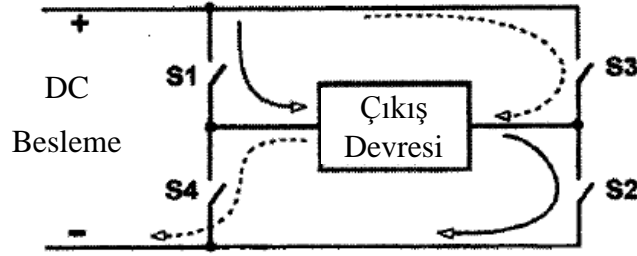
3.2 DC-AC İnvörtör

Güç kaynağının invertör kısmı doğru akımdan veya gerilimden tek faz AC çıkış üretir. Hem akım beslemeli hem de gerilim beslemeli olarak kullanılabilen en yaygın iki devre yapısı yarım köprü ve tam köprü invertördür. İndüksiyonla ısıtma sistemlerinde besleme tipi açısından akım kaynaklı ve gerilim kaynaklı, çıkış devresi bağlantısı açısından da seri ve paralel bağlantılı rezonans invertörler

kullanılmaktadır.

3.2.1 Tam köprü invertör

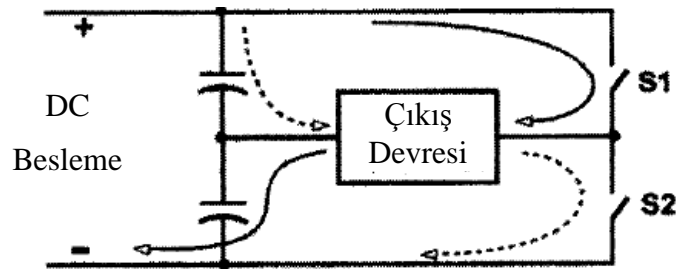
En yaygın kullanılan invertör yapısı olan tam köprü invertör Şekil 3.6' da gösterilmiştir. H köprüsü olarak da adlandırılan devrenin dört bacağı ve her bir bacağın üzerinde birer anahtarlama elemanı mevcuttur. Yük H'nin merkezinde olup S1 ve S2 anahtarları kapandığında, akım DC beslemeden çıkış devresine doğru akar (soldan sağa). S1 ve S2 anahtarları açılıp S3 ve S4 anahtarları kapatıldığında; akım ters yöne doğru akar (sağdan sola). Bu uygulamaya devam edildiğinde anahtarların açılıp kapanma frekansında bir alternatif akım meydana gelir.



Şekil 3.6 Tam köprü invertör

3.2.2 Yarım köprü inverter

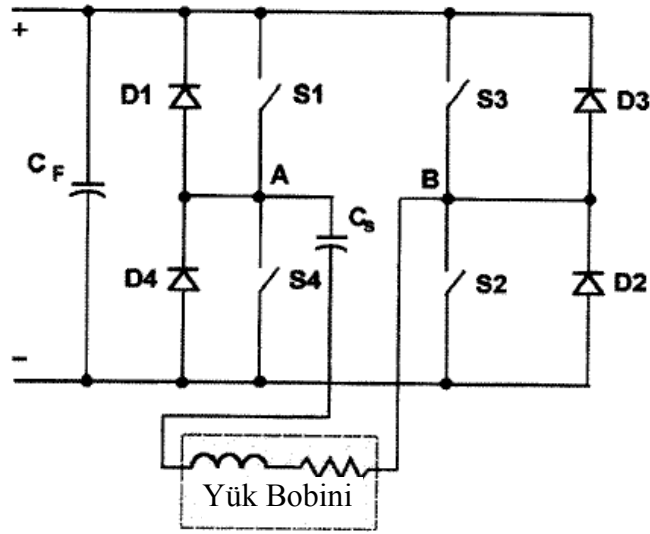
Yarım köprü invertörde sadece iki anahtarlama elemanı kullanılmaktadır. Şekil 3.7' de devrenin basit gösterimi verilmiştir. Çıkış devresi üzerinde pozitif gerilim oluşturmak için S1 anahtarı iletme geçirilir, negatif gerilim oluşturmak için ise S2 anahtarı iletme geçirilir. Bu sayede yük üzerinde çıkış devresi üzerinde AC gerilim elde edilmiş olur. Bu devre düşük çıkış gerilimi ya da düşük çıkış gücü istenilen uygulamalarda tam köprü invertör yerine kullanılabilir.



Şekil 3.7 Yarım köprü invertör

3.2.3 Gerilim beslemeli (kaynaklı) seri rezonans invertör

Gerilim beslemeli seri invertörlerde, Şekil 3.8' de gösterildiği gibi yük devresi seri kondansatör ve bobin yapısından oluşur. Gerilim beslemeli invertörler indüksiyonla ısıtma sistemlerinde 90 Hz ile 1 MHz frekanslar arasında kullanılabilir. 10 kHz frekanslara kadar anahtarlama elemanı olarak tristörler kullanılabilir. 150 kHz frekans seviyelerine kadar IGBT'ler yaygın olarak kullanılsa da daha yüksek frekans değerleri için yüksek anahtarlama hızları sebebiyle MOSFET'ler tercih edilmektedir.



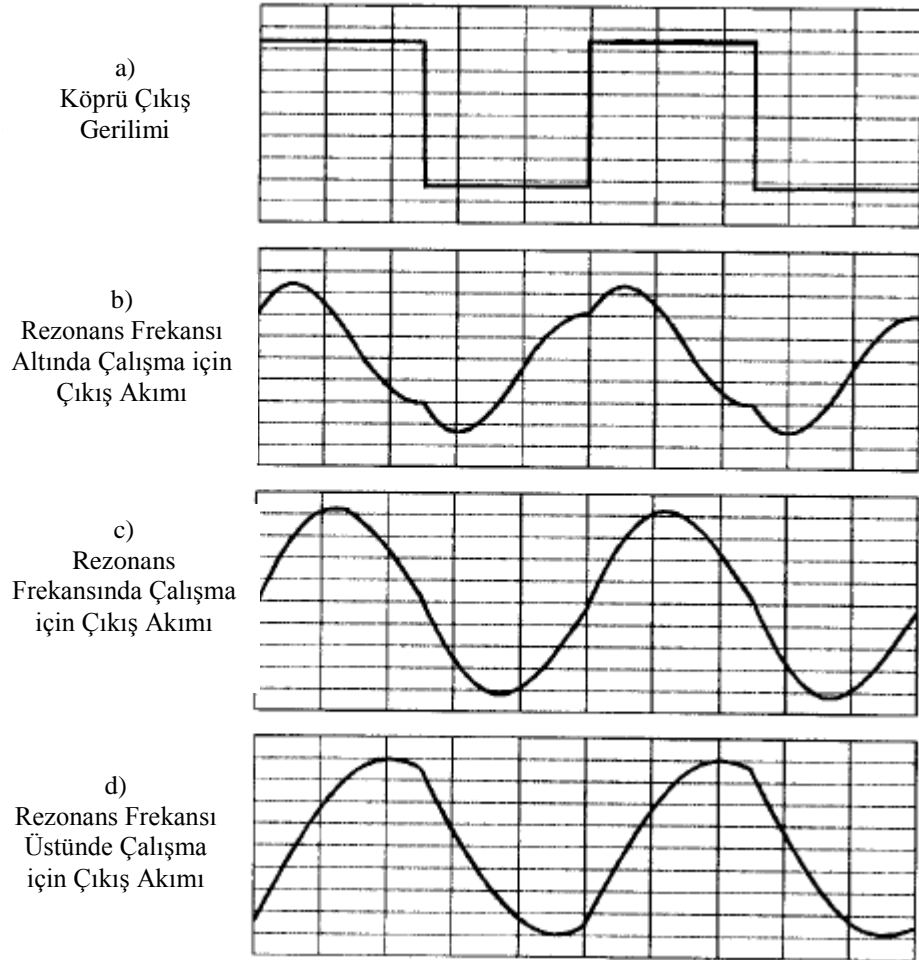
Şekil 3.8 Gerilim kaynaklı tam köprü seri rezonans invertör

Gerilim kaynaklı invertör Şekil 3.9.a'da gösterilen köprü çıkış gerilimi ile rezonans frekansının altında anahtarlabilir (Şekil 3.9.b). Tristör kullanılan uygulamalarda bu bir zorunluluktur. Çünkü tristörün kesime gitmesi için yeterli zaman oluşturmak için diyot iletimi tristör iletimini takip etmelidir. Bu minimum kapama zamanı gereksinimi 10 kHz seviyesi üzerindeki frekanslarda tristör kullanımını sınırlamaktadır.

Transistörlerde kapama zamanı ihtiyacı olmadığından rezonans frekansında çalıştırılabilirler. Şekil 3.9.c'de rezonans frekansında çalışma için çıkış akımı dalga şekli gösterilmiştir. Bu durumda diyot iletim durumu hiç olmamakta ya da oldukça küçük olmaktadır. Transistör, akımın sıfır olduğu durumda anahtarlara anahtarlama kayıpları minimize edilip, invertör güç verimi mümkün olan en büyük değerlere çekilebilmektedir. Rezonansta anahtarlamanın avantajı, çıkış güç faktörünün birim değerde olması ve DC kaynaktan yüke

maksimum güç transferidir. Bu durumda çıkış gücünün ayar edilmesi için DC besleme gerilimi kontrollü olmalıdır.

Transistörler, Şekil 3.9.d'de gösterildiği gibi rezonans frekansını üzerinde de anahtarlatabilmektedir. Bu durumda, iletimde olan anahtarlar (S3 ve S4) akım sıfıra ulaşmadan kapatılır. Akım, kapalı olan anahtarlar (S1 ve S2) bağlı diyotlardan (D1 ve D2) akmaya zorlanır. Ardından bu anahtarlar (S1 ve S2) iletime geçirilir ve akım tektar yön değiştirinceye kadar iletimde kalırlar. Bu tarzda çalışma, güç ayarı yapmak için invertörün rezonans dışında çalıştırılması esnasında transistör ve diyot anahtarlama kayıplarını azaltmak için kullanılabilir. Çıkış güç ayarı için invertör kontrol frekansı, yükün doğal rezonans frekansına bağlıdır.



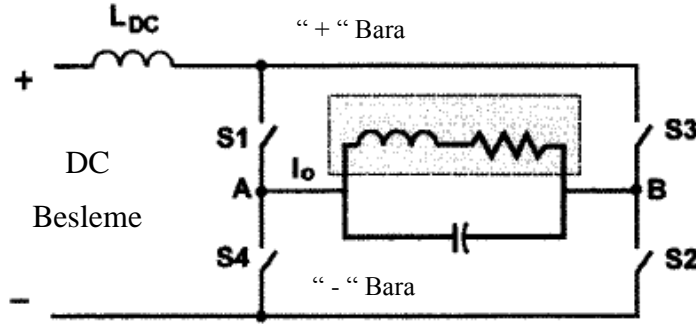
Şekil 3.9 Gerilim beslemeli seri rezonans invertör için dalga şekilleri

Gerilim beslemeli invertör çıkışta kare dalga bir gerilim oluşturur ve yükün empedansı köprü devresinden seri yüke akan akımı belirleyen etkidir. Çoğu ısıtma uygulamasında, invertör çıkış akımını indüksiyon ısıtma bobinin ihtiyaç

duyduğu yüksek akım değerlerine ulaştırmak için bir transformatör kullanılır. Isıtma frekansını 30 kHz' den ve bobin geriliminin 250 V' dan küçük olduğu durumlarda transformatör sekonderi direkt olarak ısıtma bobinine bağlanır. Daha yüksek frekans ve 250 V üzerinde gerilim gerektiren durumlarda, seri rezonans kondansatörü transformatör sekonderinde ısıtma bobinine seri olarak bağlanır.

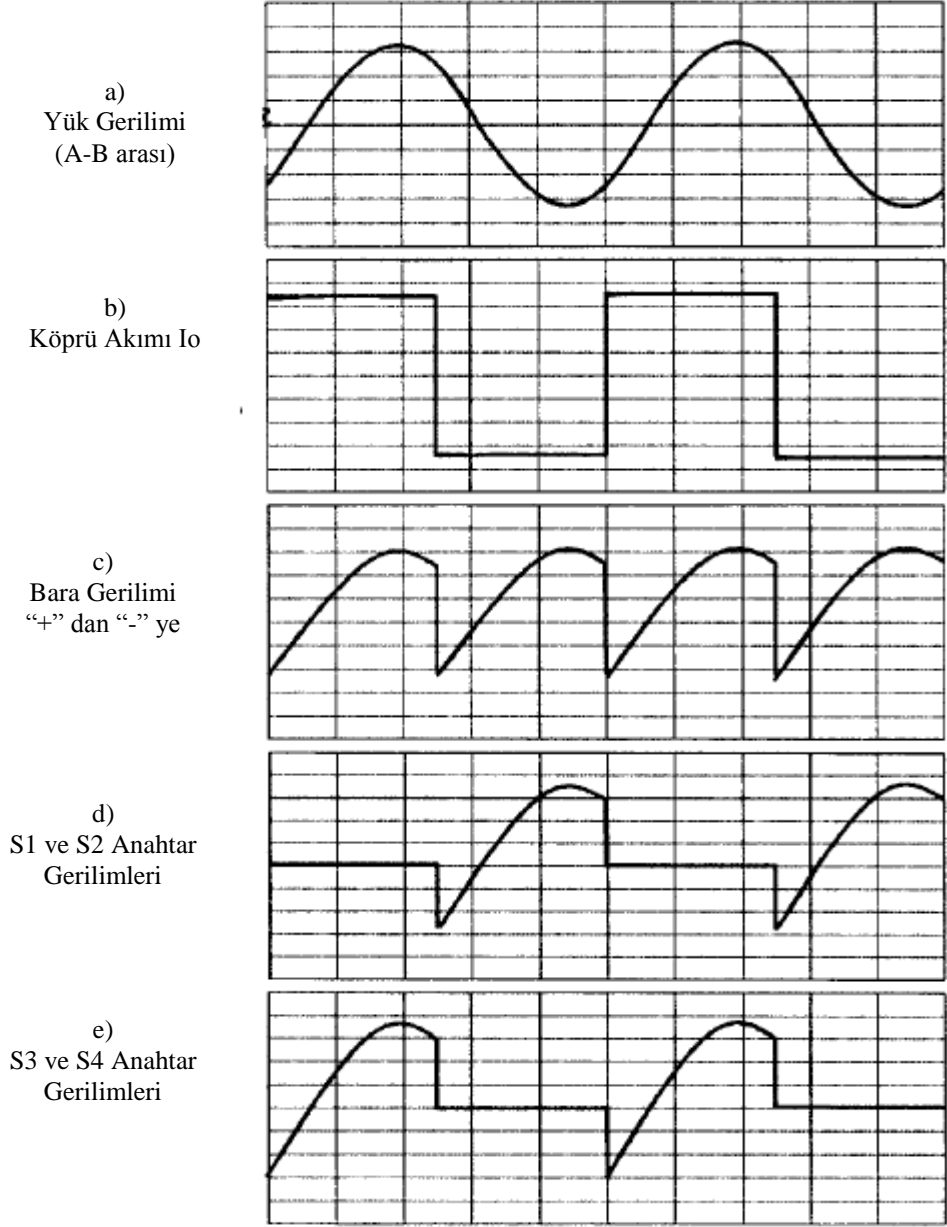
3.2.4 Akım beslemeli (kaynaklı) paralel rezonans invertör

Akım beslemeli invertörlerde, ayarlı DC besleme gerilimi uygulanan köprü devresi girişinde bir bobin ve çıkışta paralel rezonans yük grubu bulunur. Akım beslemeli invertörlerin indüksiyonla ısıtma sistemlerinde 90 Hz'den 1Mhz'e kadar geniş bir frekans aralığında kullanılması mümkündür. Şekil 3.10' da akım kaynaklı tam köprü invertörün basitleştirilmiş güç devresi görülmektedir.



Şekil 3.10 Akım kaynaklı tam köprü invertör

10KHz altındaki uygulamalarda tristörler kullanılabilirken, daha yüksek frekanstaki uygulamalar için genelde IGBT ya da MOSFET' ler tercih edilmektedir. Anahtarlama elemanı olarak tristörler kullanıldığında akım kaynaklı invertör, paralel rezonans yükünün rezonans frekansının üzerinde çalıştırılmalıdır. Şekil 3.11' de gösterildiği gibi, köprü devresi çıkış gerilimi bir sinüs iken köprü devresi akımı kare dalga olmaktadır. Bu durum seri rezonans invertördekinin tam tersidir. Seri rezonans invertörde köprü devresi akım şekli sinüs iken gerilim şekli kare dalga olmaktadır.

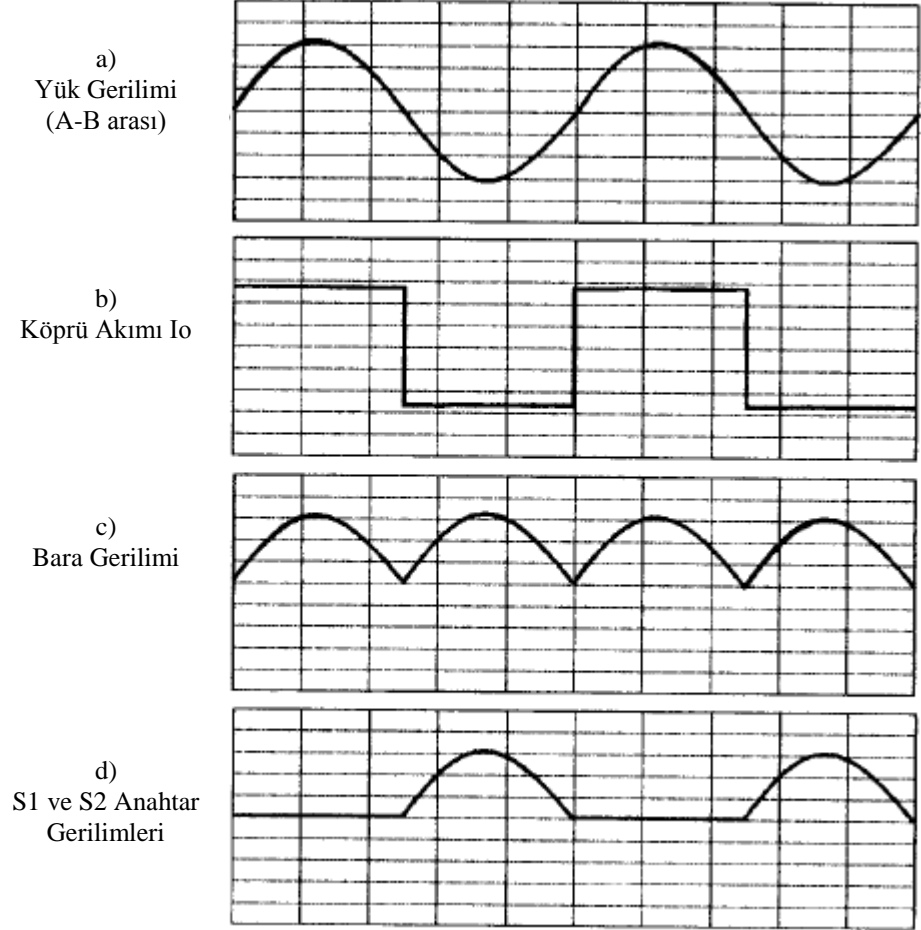


Şekil 3.11 Rezonans frekansı üzerinde çalışma için akım kaynaklı invertör dalga şekilleri

L_{DC} bobini sonrası köprü devresi üzerinden geçen DC bara gerilimi tam dalga doğrultulmuş bir sinüs sinyalinin andırır. Bara gerilimi, köprünün anahtarlanmasından yük gerilimi sıfıra ulaşana kadarki zamanda negatiftir. Bu zaman aralığı tristörlerin kesime geçmesini sağlayacak yeterlilikte olmalıdır. Şekil 3.12.d ve Şekil 3.12.e’de tristörler üzerindeki gerilim dalga şekilleri gösterilmiştir. Bu gerilimlerin negatif olduğu zaman aralıkları tristörlerin kesime geçme zamanıdır.

Akım kaynaklı inveterlerde yüksek frekanslar için çok hızlı anahtarlama kapasiteleri ve kesime geçme zamanına ihtiyaç duymamaları nedeniyle transistörler kullanılır. Bu durumda invertör, paralel rezonans tankının rezonans

frekansında çalıştırılabilir. Şekil 3.10'daki devrede anahtarlama elemanları transistör olarak belirlenirse, S1 ve S2 anahtarları açık iken S3 ve S4 anahtarları kapatılarak (ya da tersi) çapraz bir şekilde anahtarlama yapılır. Bu anahtarlama tank gerilimi aynı zamanda transistör gerilimi sıfırda iken yapılır. Bu tip çalışma için invertör dalga şekilleri Şekil 3.12'de verilmiştir.



Şekil 3.12 Rezonans frekansında çalışma için akım kaynaklı invertör dalga şekilleri

Sıfır gerilimde anahtarlama, anahtarlama kayıplarını minimuma indirir ve bu sayede daha yüksek frekanslarda anahtarlama mümkün kılar. İnverter yükün doğal rezonans frekansına kilitlendiğinde, çıkış gücü invertör giriş akımı kontrol edilerek düzenlenmelidir. Bunu yapmak için ise ayarlı bir DC kaynak kullanılmalıdır.

4. PWM DOĞRULTUCU YAPISI VE BENZETİM ÇALIŞMASI

Modern endüstriyel üretim sürekli ve kayıpsız enerji dönüşümüne ihtiyaç duymaktadır. Bu ihtiyaç, güç yarı iletken dönüştürücülerin yayılmasına yol açmaktadır. Güç elektroniği ve mikroişlemci teknolojilerindeki hızlı gelişmeler, güç dönüştürücülerinin şebekeye olan olumsuz etkilerinin azaltılabilmesi için gelişmiş kontrol yöntemlerine imkân sağlamaktadır.

Güç sistemindeki bozulmaların ve harmonik kirliliğin düzenlenmesi için yöntemler geniş çaplı bir şekilde araştırılmıştır. Güç sistemlerindeki bozulmalar elektronik elemanların (bilgisayarlar, TV radyolar, yazıcılar, vs...) artmasıyla hızlı bir artış göstermiştir. Bu cihazlar, iletim hatlarında reaktif güçte ve güç kayıplarında artışa neden olan birer lineer olmayan yük, akım harmoniği kaynağıdır. Harmonikler elektromanyetik girişimlere ve bazen de tehlikeli rezonanslara neden olmaktadır. Harmonikler kontrol devrelerinde, koruma sistemlerinde ve diğer elektriksel yüklerde olumsuz bir etkiye sahiptirler. Bunların yanı sıra, lineer olmayan yükler ve sinüzoidal olmayan akımlar şebeke empedansında sinüzoidal olmayan gerilim düşümlerine neden olurlar. Bundan dolayı şehir şebekesinin birçok noktasında sinüzoidal olmayan gerilimler görülür. Harmonikler, iletim hatlarında yüksek kayıplara, demir kayıplarını artırmaları nedeniyle de jeneratörler ve transformatörlerde aşırı ısınmalara neden olur.

Hat akımının harmonik içeriğinin yüzde birkaçını düşürmek bahsedilen problemlerin büyük bir çoğunluğundan kaçınmak için olanak sağlar. Akım ve gerilim harmonikleri temiz enerji kapsamında ABD' de IEEE 519-1992, Avrupa' da ise IEC 6100-3-2/IEC 61000-3-4 standartları ile sınıflandırılmıştır.

Harmoniklerin düzenlenmesi için birçok yöntem mevcuttur. Bu yöntemler pasif filtreler, tek ve 3-faz diyot doğrultucuların karıştırılması ve çoklu darbe doğrultucular, aktif filtreler ve PWM doğrultucular gibi güç elektroniği teknikleri olarak sıralanabilir.

Akım harmoniklerinin düzenlenmesi için kullanılan geleneksel yöntem şebekeye paralel bağlanmış pasif LC filtreleri oluşturmaktır. Filtreler genellikle seri bağlı kapasitör ve bobin kollarından oluşturulur. Kolların sayısı filtre edilecek harmoniklere (5., 7., 11., 13.) bağlı olarak değişir. Basit ve ucuz olmaları pasif filtrelerin avantajlarıdır (Hansen et al., 2000).

Dezavantajları ise:

- Her kurulumun özel bir uygulama için tasarlanması (filtre elemanlarının boyut ve yerleştirilmesi, renonans problemlerinin ortaya çıkma riski)
- Yüksek temel bileşen akımının fazladan güç kayıplarına yol açması,
- Filtrelerin ağır, hantal ve büyük boyutlarda olmalarıdır.

Diyot doğrultucularda, akım harmonikleri düzenlenmesinin en kolay yolu doğrultucu giriş veya çıkışına fazladan seri sargı eklemektir (tipik olarak %1-5).

Diğer teknik ise, tek ve üç faz non-lineer yüklerin karıştırılması temeline dayanmaktadır. Bu teknik azaltılmış THD (Toplam Harmonik Distorsiyon) verir. Çünkü tek faz diyot doğrultucunun 5'inci ve 7'nci harmonik akımları üç faz diyot doğrultucunun 5. ve 7. harmonik akımlarının karşı fazındadır ve birbirlerini söndürürler (Hansen et al., 2000).

Diğer bir güç elektroniği tekniği ise çok darbeli doğrultucuların kullanılmasıdır. Uygulamasının kolay olmasına rağmen, ağır ve hantal transformatör, yüksek gerilim düşümü ve simetrik olmayan yük ya da hat gerilimlerinde yüksek harmonik akımlar gibi bazı dezavantajlar sunmaktadır.

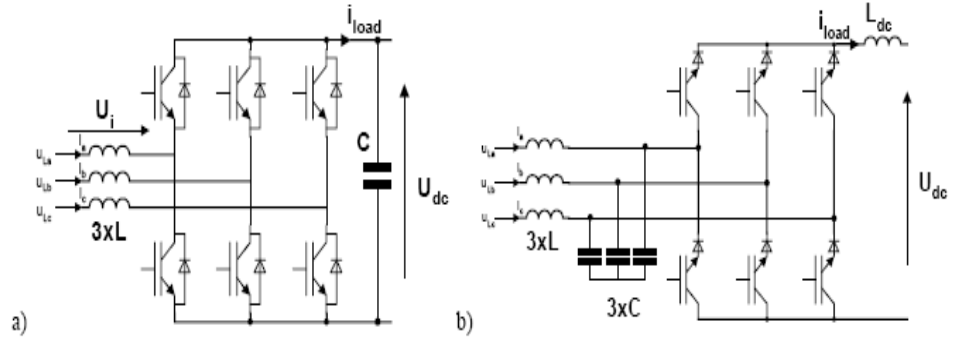
Pasif filtrelere önemli bir alternatif, harmonik ve temel bileşen akımları için daha iyi bir kontrol sağlayan PWM (Pulse With Modulation – Darbe Genişlik Modülasyonu) aktif filtre kullanılmasıdır. Aktif filtreler temel olarak akım filtreleyen aktif paralel filtre ve gerilim filtreleyen aktif seri filtre olarak iki farklı gruba ayrılırlar (P. Vardelho,1999)

Üç faz iki kademeli paralel aktif filtre altı aktif anahtardan oluşur ve yapısı PWM invertör ile aynıdır. Aktif filtre, yük akımına kontrollü bir filtre akımı eklenerek hat akımının sinüzoidal dalga şeklinde tutulması mantığı ile çalışmaktadır. Aktif filtre:

- Yük akımının temel reaktif bileşenlerinin kompanzasyonunu sağlar.
- Yük simetризasyonunu sağlar (şebeke açısından).
- Harmonik kompanzasyonu pasif filtrelere göre çok daha iyidir.

Yüksek performansına rağmen, Aktif filtrelerin bazı dezavantajları da bulunmaktadır. Bunlar karmaşık kontrol yapısı, anahtarlama kayıpları ve EMC problemleridir. Bu nedenle bu etkileri azaltmak için, hat ile aktif filtre arasına küçük bir alçak geçiren filtrenin eklenmesi gereklidir.

Harmonik akımlarının düzenlenmesi için diğer bir diğer önemli teknik ise PWM doğrultucudur. Gerilim kaynaklı ve akım kaynaklı olarak iki çeşit PWM doğrultucu kullanılabilir. İlki yükseltici doğrultucu olarak anılır ve sabit DC gerilim polaritesi sağlar, diğeri ise düşürücü doğrultucudur ve sabit DC akım akışı sağlar. Evirici ve PWM doğrultucu için geçerli kontrol teknikleri neredeyse aynıdır. İyi bir akım kontrolcüsü ani akım dalga şekillerini yüksek doğrulukla kontrol edebilir ve yüksek çalışma dinamikleri sağlayabilir (Dixon and Ooi, 1988; Komurcugil and Kukrer 1999; Kazmierkowski and Malesani, 1998; Buso et al., 1998; Min et al., 1999).



Şekil 4.1 a) Gerilim kaynaklı PWM doğrultucu, b) Akım kaynaklı PWM doğrultucu

PWM doğrultucunun bazı temel özellikleri;

- İki taraflı güç akışı,
- Hemen hemen sinüzoidal giriş akımı,
- Giriş güç faktörünü 1' e ayarlayabilme,
- Hat akımında düşük harmonik bozulma (THD %5in altında),
- DC bara gerilimi veya akımının sabitlenmesi ve ayarlanabilmesi,
- Sürekli akımdan dolayı azaltılmış kapasitör veya bobin boyutlarıdır.

Bu özelliklere ek olarak PWM doğrultucu, hat gerilimi bozulmalarında ve hat frekansı değişimlerinde kusursuz olarak çalışabilmektedir.

PWM aktif filtreye benzer olarak, PWM doğrultucu karmaşık kontrol yapısına sahiptir ve PWM doğrultucunun verimi ekstra anahtarlamalardan dolayı diyot doğrultucudan düşük olabilmektedir. EMI kaygılarından dolayı PWM doğrultucu girişinde uygun bir alçak geçiren filtre bulundurulmalıdır.

PWM doğrultucu tekniği, güç yarıiletken malzemelerindeki ve dijital sinyal işlemcilerdeki ilerlemelerden ötürü harmonik düzenlenmesi konusunda diğer tekniklere göre daha çok umut vadetmektedir.

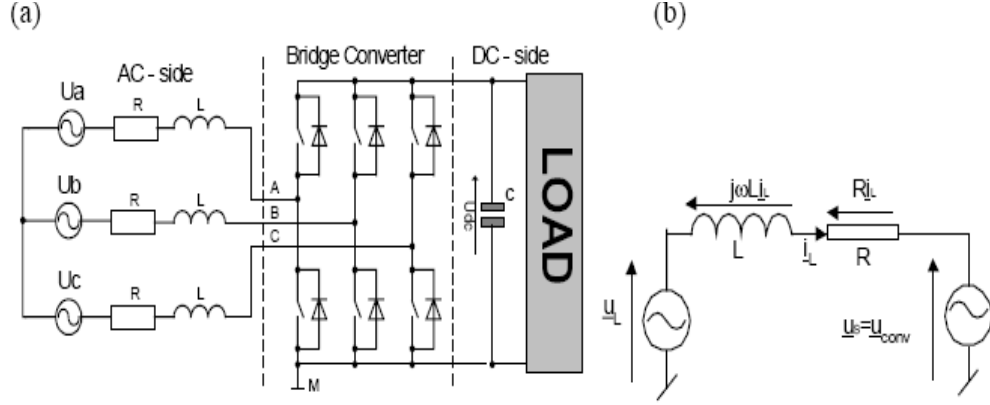
4.1 PWM Doğrultucu Kontrol Stratejileri

Tez çalışmasında rezonans invertör devresi için ayarlanabilir DC gerilim istendiğinden gerilim kaynaklı PWM doğrultucunun incelenmesi tercih edilmiştir. İsbetli bir kontrol ile doğrultucu performansı artırılabilir ve pasif bileşenler azaltılabilir. PWM doğrultucular için çeşitli kontrol teknikleri bilinmektedir (Angquist and Lindberg, 1991; Noguchi et al., 1998; Ohnishi, 1991; Blasko and Kaura, 1997; Kazmierkowski et al., 1990; Weinhold, 1991; Zargari and Joos, 1995; Zhou and Rouaud, 1999). Bu kontrol yöntemleri, yüksek güç faktörü ve sinüse yakın giriş akımı gibi ana hedeflere ulaşmada başarımlı gösterebilir de farklı çalışma prensiplerine sahiptirler. Özellikle gerilim yönlendirmeli (temelli) kontrol Kontrol (Voltage Oriented Control - VOC), iç akım kontrol döngüsüne dayanan dinamik ve statik performansı sayesinde oldukça popüler olmuş ve sürekli olarak geliştirilmiştir. Dolayısıyla, VOC sisteminin performansı büyük ölçüde akım kontrol stratejisine bağlıdır (Kazmierkowski and Malesani 1998). Diğer bir kontrol stratejisi ise anlık direkt aktif ve reaktif güç kontrol döngülerine dayanan direkt güç kontrol (Direct Power Control – DPC) yöntemidir (Noguchi et al., 1998; Ohnishi, 1991). DPC yönteminde iç akım kontrol döngüleri ya da PWM modülatör bloğu bulunmaz. Dönüştürücü anahtarlama durumları, aktif ve reaktif güçlerin öngörülen ve gerçekleşen değerleri arasındaki anlık hata değerlerine bağlı olarak oluşturulmuş bir anahtarlama tablosu yoluyla seçilir. Bu nedenle DPC yöntemindeki en önemli nokta, hat aktif ve reaktif güçlerini doğru ve hızlı bir şekilde öngörebilmeğidir.

4.2 PWM Doğrultucu Çalışma Şekli

Doğrultucu bloğunda bulunan 6 adet anahtarlama elemanı, şebekeden çekilen akımın şebeke gerilimi ile neredeyse aynı formda (sinüs formunda) ve aynı fazda olmasını, yani giriş güç faktörünün 1'e çok yakın olmasını sağlayacak

şekilde anahtarlanır. Bu devrenin kontrol parametreleri giriş gerilimi, giriş akımı ve DC bara gerilimidir.



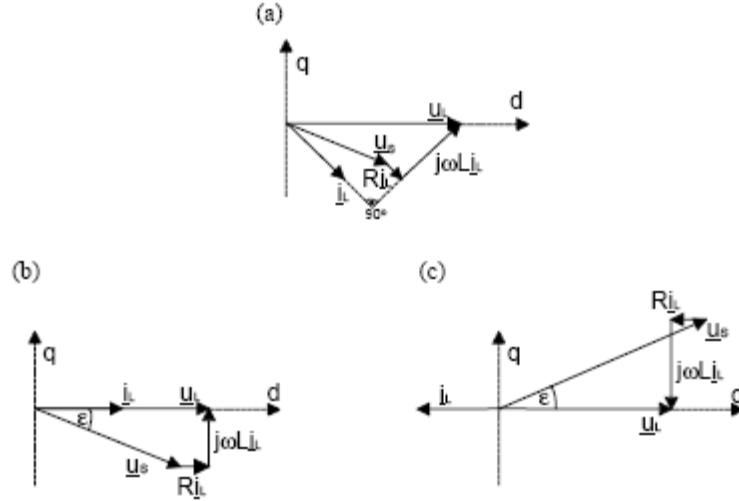
Şekil 4.2 a) Gerilimi kaynaklı PWM doğrultucu basitleştirilmiş gösterimi, b) Bir faz eşdeğer devre gösterimi

Anahtarlama elemanı olarak genellikle IGBT'ler tercih edilmektedir ancak yüksek güç gereksinimi olan durumlarda GTO (Gate Turn Off) tristörler de kullanılabilir.

IGBT'ler uygun şekilde anahtarlanarak indüktörler üzerinde enerji biriktirilir ve sonraki çevrimde diyotlar üzerinden kapasitöre ve yüke aktarılır. Bu sayede, şebekeden; sadece şebeke fazlar arası geriliminin DC bara geriliminin üzerinde olduğu kısıtlı bir aralıkta değil, tüm periyot boyunca akım çekilmesi sağlanır. Ayrıca indüktörlerin gerilimi yükseltme etkisi sonucu, şebeke geriliminin tepe değerinden daha yüksek ve kontrol edilebilir bir DC bara gerilimi elde etmek mümkündür ve devre geniş bir giriş gerilim aralığında çalışabilir.

Tipik bir IGBT doğrultucu devresinde bu işlem saniyede 8000-16000 defa tekrarlanmaktadır, devrenin anahtarlama frekansı 8-16 kHz civarındadır. Frekans yükseldikçe kullanılan indüktör boyutları da azalmaktadır ve giriş akımı sinüs formuna daha yakınlaşır. Bununla birlikte çok yüksek hızlarda anahtarlamının anahtarlama kayıplarının artmasına sebep olacağı da göz önünde bulundurularak anahtarlama frekansı uygun seviyelerde tutulmalıdır.

Şekil 4.2.a'da yükseltici tip PWM doğrultucu için basitleştirilmiş devre gösterimi verilmiştir. Şekil 4.2.b'de ise bu devreye ait bir fazlı eşdeğer devre gösterilmektedir. L ve R hat indüktörünü temsil eder. \underline{U}_L hat gerilimini, \underline{U}_S ise DC bara gerilimine göre kontrol edilebilen köprü dönüştürücü gerilimini gösterir.



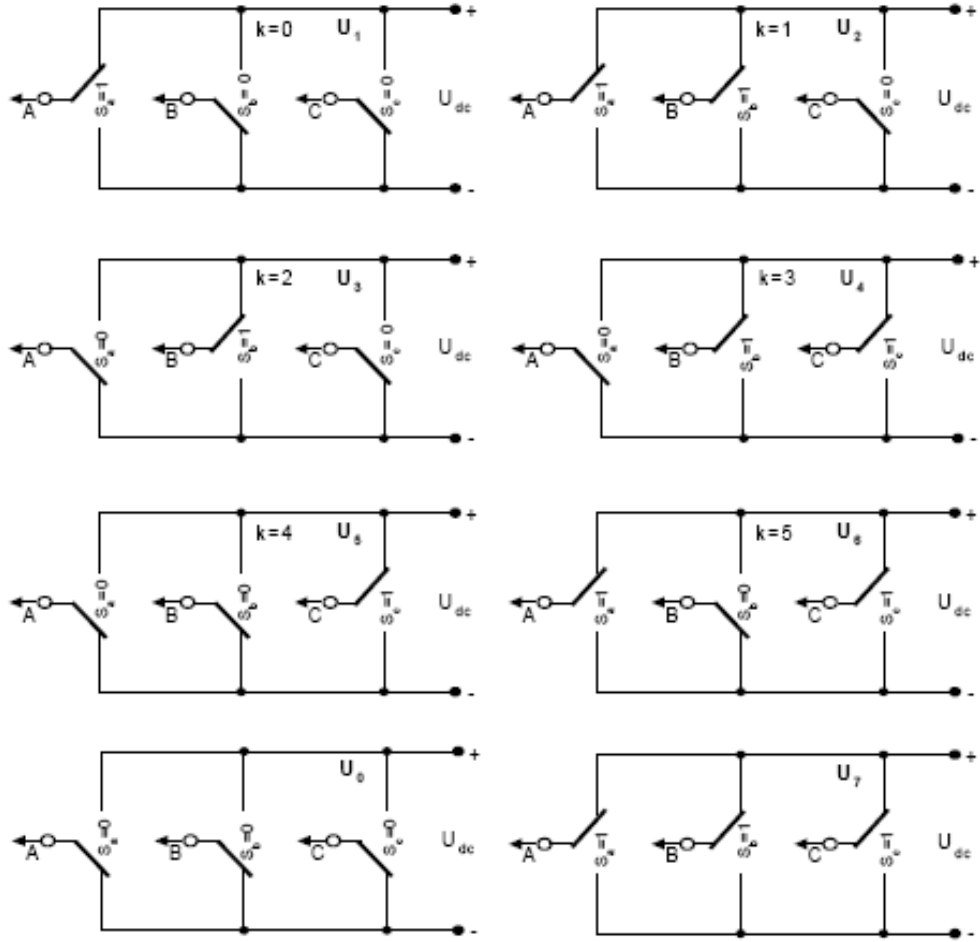
Şekil 4.3 PWM doğrultucu fazör diyagramı a) Genel fazör diyagramı, b) Birim güç faktöründe doğrultma, c) Birim güç faktöründe invertör çalışma

Doğrultucu ve hat arasında bulunan indüktörler devrenin tamamlayıcı bir parçasıdır. Bu indüktörler devre girişini akım kaynaklı bir duruma getirir ve dönüştürücüye yükseltici özelliği katar. Hat akımı i_L , hat ve dönüştürücü arasında bağlı L indüktörü üzerindeki gerilim düşümü ile kontrol edilir. Dolayısı ile indüktans gerilimi U_I , hat gerilimi U_L ve dönüştürücü gerilimi U_S arasındaki farka eşittir. Faz açısı \mathcal{E} ve dönüştürücü gerilimi U_S kontrol edilerek dolaylı olarak hat akımının fazı ve genliği kontrol edilir. Bu durumda DC akımın ortalama değeri ve işareti dönüştürücü üzerindeki aktif güçle orantılıdır. Reaktif güç, temel harmonik akım i_L 'nin U_L gerilimine göre kaydırılmasıyla bağımsız olarak kontrol edilebilir.

Şekil 4.3'te PWM doğrultucu genel fazör diyagramı ile birim güç faktörü için doğrultma ve rejenerasyon durumları fazör diyagramları gösterilmiştir. Şekilde gerilim vektörü U_S ' in rejenerasyon modunda iken doğrultucu moddan daha yüksek (%3 e kadar) olduğu görülmektedir. Bu da bu iki modun simetrik olmadığı anlamına gelir.

Köprü dönüştürücü ana devresi çift anahtarlı üç kol içerir. Köprü dönüştürücü gerilimi Eşitlik 4.1' de tanımlanan sekiz olası anahtarlama durumuyla (iki pasif altı aktif) temsil edilir.

$$U_{k+1} = \begin{cases} (2/3)U_{dc}e^{jk\pi/3} & (k=0.....5) \\ 0 & \end{cases} \quad (4.1)$$



Şekil 4.4 PWM köprü doğrultucu anahtarlama durumları

4.3 PWM Doğrultucu Matematiksel İfadesi

PWM doğrultucu giriş hat gerilimleri ve akımları aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$U_a = E_m \cos \omega t \quad (4.2a)$$

$$U_b = E_m \cos(\omega t + 2\pi/3) \quad (4.2b)$$

$$U_c = E_m \cos(\omega t - 2\pi/3) \quad (4.2c)$$

$$i_a = I_m \cos(\omega t + \varphi) \quad (4.3a)$$

$$i_b = I_m \cos(\omega t + 2\pi/3 + \varphi) \quad (4.3b)$$

$$i_c = I_m \cos(\omega t - 2\pi/3 + \varphi) \quad (4.3c)$$

Burada E_m ve I_m hat gerilim ve akımları, ω açısal frekans, φ ise akım ve gerilim arasındaki açıdır. Dengeli üç fazlı sistem için Eşitlik 4.4 geçerlidir:

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (4.4)$$

Şekil 4.4 göz önünde bulundurularak PWM doğrultucu faz arası giriş gerilimleri şu şekilde ifade edilebilir:

$$U_{Sab} = (S_a - S_b) \cdot u_{dc} \quad (4.5a)$$

$$U_{Sbc} = (S_b - S_c) \cdot u_{dc} \quad (4.5b)$$

$$U_{Sca} = (S_c - S_a) \cdot u_{dc} \quad (4.5b)$$

Faz gerilimleri:

$$U_{Sa} = f_a \cdot u_{dc} \quad (4.6a)$$

$$U_{Sb} = f_b \cdot u_{dc} \quad (4.6b)$$

$$U_{Sc} = f_c \cdot u_{dc} \quad (4.6c)$$

f_a, f_b ve f_c ise anahtarlama durumlarına bağlı olarak $0, \pm 1/3, \pm 2/3$ değerlerini alırlar.

$$f_a = \frac{2S_a - (S_b + S_c)}{3} \quad (4.7a)$$

$$f_b = \frac{2S_b - (S_a + S_c)}{3} \quad (4.7b)$$

$$f_c = \frac{2S_c - (S_a + S_b)}{3} \quad (4.7c)$$

Üç fazlı pwm doğrultucu modeli

Nötr bağlantısız üç fazlı dengeli sistem için gerilim eşitlikleri şu şekilde ifade edilebilir:

$$\underline{U}_L = \underline{U}_I + \underline{U}_S \quad (4.8)$$

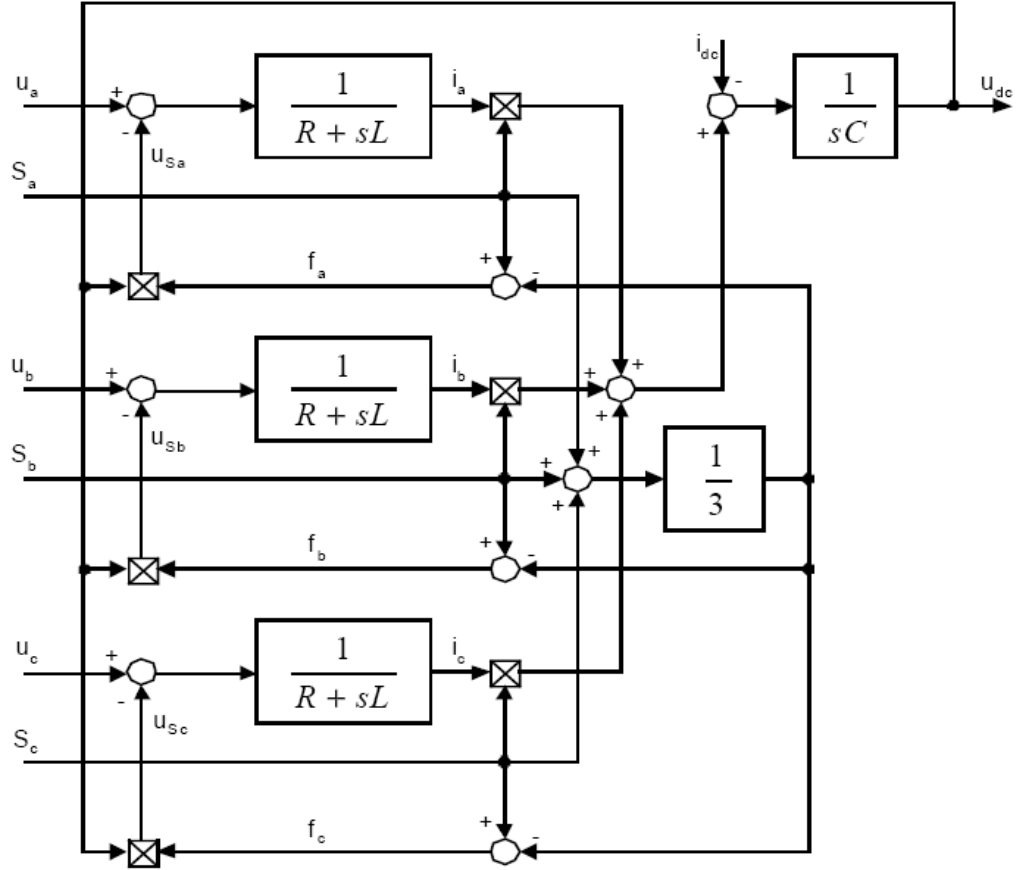
$$\underline{U}_L = R \underline{i}_L + \frac{d\underline{i}_L}{dt} L + \underline{U}_S \quad (4.9)$$

$$\begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} U_{sa} \\ U_{sb} \\ U_{sc} \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

Bunlara ek olarak akımlar denklem 4.11'deki gibi ifade edilir:

$$C \frac{du_{dc}}{dt} = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c - i_{dc} \quad (4.11)$$

Bu denklem takımlarının bir birleşimi olarak Şekil 4.5' deki blok diyagram gösterimi elde edilebilir.



Şekil 4.5 Blok diyagram

4.4 PWM Doğrultucu Benzetim Çalışması

3 fazlı PWM doğrultucu benzetim çalışmaları ACSLX (Advanced Continuous Simulation Language) programı ile yapılmıştır. PWM doğrultucu anma değerleri aşağıda belirtilmiştir.

PWM Doğrultucu

| | |
|--------------------------|--------------------|
| Giriş faz arası gerilimi | : 380 V AC – 50 Hz |
| Çıkış gücü | : 50 kW |
| Çıkış DC gerilimi | : 400 V DC |

PWM doğrultucudan beklentiler, istenen güç değeri için sabit DC çıkış gerilimi, giriş güç faktörünün 1 olması ve hat akımlarında harmonik bozulmaların en aza indirgenmesidir. Bu şartlar için benzetim çalışmasında ayarlanması gereken kontrol parametreleri ise giriş referans gücü, çıkış referans gerilimi ve giriş referans gücü baz alınarak hesap edilen giriş faz akımıdır. Anma değeri olarak belirlenmiş olan çıkış referans gerilimi $V_{oref}=400$ V DC ve giriş referans gücü ise sistem kayıpları ihmal edilirse istenen çıkış gücüne eşit, dolayısıyla $P_{inref}=P_{oref}=50$ kW olacaktır. Giriş gücü, dengeli üç fazlı sistem için Eşitlik 4.12’de olduğu gibi ifade edilebilir.

$$P_{3\phi} = 3 \frac{V_{1\phi pk}}{\sqrt{2}} \frac{I_{1\phi pk}}{\sqrt{2}} \cos \varphi \quad (4.12)$$

Burada;

$V_{1\phi pk}$: Girişin bir fazının gerilim tepe değeri 311 V’ dur.

$I_{1\phi pk}$: Girişin bir fazının akım tepe değeridir.

Birim güç faktöründe çalışma istendiği için $\cos \varphi$ 1’ e eşit olmalıdır. Bu durumda $I_{1\phi pk}$ Eşitlik 4.13 yardımı ile hesap edilebilir.

$$I_{1\phi pk} = \frac{2}{3} \frac{P_{1\phi}}{V_{1\phi pk}} \quad (4.13)$$

Giriş referans akımı ise; her bir faz için tepe değeri $I_{1\phi pk}$ olan ve faz gerilimi ile faz farkı olmayan bir sinüzoidal sinyaldir. Buradan hareketle giriş faz-nötr gerilimleri,

$$V_{an} = V_{1\phi pk} * \sin(\theta) \quad (4.14)$$

$$V_{bn} = V_{1\phi pk} * \sin(\theta - 2\pi/3) \quad (4.15)$$

$$V_{cn} = V_{1\phi pk} * \sin(\theta + 2\pi/3) \quad (4.16)$$

olarak ifade edilirse, her bir faz için giriş referans akımları,

$$I_{aref} = I_{1\phi pk} * \sin(\theta) \quad (4.17)$$

$$I_{bref} = I_{1\phi pk} * \sin(\theta - 2\pi/3) \quad (4.18)$$

$$I_{cref} = I_{1\phi pk} * \sin(\theta + 2\pi/3) \quad (4.19)$$

şeklinde ifade edilebilir.

Çıkış gücü Eşitlik 4.20 ile ifade edilebilir. Burada R, temsili yük direncidir.

$$P_o = \frac{V_{dc}^2}{R} \quad (4.20)$$

Benzetim çalışmalarında sistem kayıpları hesaba katılmamıştır. Kayıpların ihmal edildiği durum için giriş referans gücü 50 kW olarak belirlenmiştir. Ancak kayıpların göz önünde bulundurulacağı durum için gerekli referans akımın bulunabilmesi için referans güç değerine güç kayıpları da eklenmelidir. Bu durumda giriş referans gücü;

$$P_{inref} = P_{oref} + P_{kayıp} \quad (4.21)$$

olarak yazılabilir. Referans akım değeri de bu güç referansına göre hesap edilmelidir. Bu hesaplar yapılırken göz önünde bulundurulması gereken bir diğer durum ise çıkış DC geriliminin istenen değere ulaşip ulaşmadığıdır. Belirlenen referanslar değerleri ile çalışma durumunda çıkış gerilimi istenen değerde değilse güç referansına bir düzeltme faktörü eklemek gerekir. Bu düzeltme faktörünün belirlenmesi için benzetim çalışmalarında PI (Proportional Integral) türü bir regülatör kullanılmıştır. PI regülatör, referans DC çıkış gerilimi ile ölçülen DC çıkış gerilimi arasındaki farka göre bir düzeltme katsayısı üretmektedir. PI regülatörün de eklenmiş olduğu durum için revize edilmiş P_{inref} Eşitlik 4.22 ile gösterilebilir. Eşitlik 4.23' de ise PI regülatörden elde edilen düzeltme katsayısının hesaplanması gösterilmiştir.

$$P_{inref} = P_{oref} + P_{kayıp} + P_{PI} \quad (4.22)$$

$$P_{PI} = K_P(V_{oref} - V_{DC_{ölçülen}}) + K_I \int (V_{oref} - V_{DC_{ölçülen}}) dt \quad (4.23)$$

Oluşturulan referans akım değerleri ile ölçülen akım değerleri karşılaştırılarak Şekil 4.4' de gösterilen anahtarlama durumlarına karar verilmektedir. Anahtarlama sayısını dolayısıyla anahtarlama kayıplarını azaltmak amacıyla referans akım değerleri için makul düzeyde bir histerezis bandı belirlenmiştir. Bu sayede ölçülen akımın referans akıma eşit olmadığı her durum

için anahtarlama yapmak yerine, ölçülen akımın belli bir aralığın dışına çıktığı durumlar için anahtarlama yapılarak anahtarlama sayısı azaltılmıştır.

Referans akım değerleri oluşturulduktan sonra Şekil 4.4' de gösterilen S_a , S_b , S_c anahtarlama durumlarına aşağıdaki gibi belirlenir:

S_a için durumlar,

$$I_a < (I_{aref} + hb) \text{ ise } S_a = -1$$

$$I_a > (I_{aref} + hb) \text{ ise } S_a = 1$$

S_b için durumlar,

$$I_b < (I_{bref} + hb) \text{ ise } S_b = -1$$

$$I_b > (I_{bref} + hb) \text{ ise } S_b = 1$$

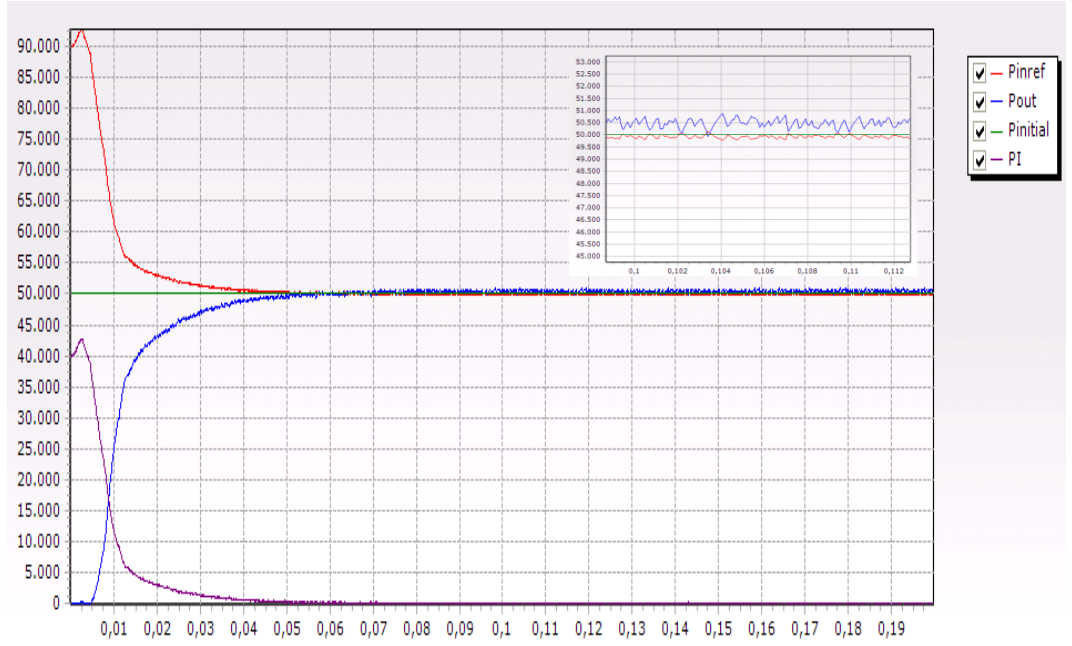
S_c için durumlar,

$$I_c < (I_{cref} + hb) \text{ ise } S_c = -1$$

$$I_c > (I_{cref} + hb) \text{ ise } S_c = 1$$

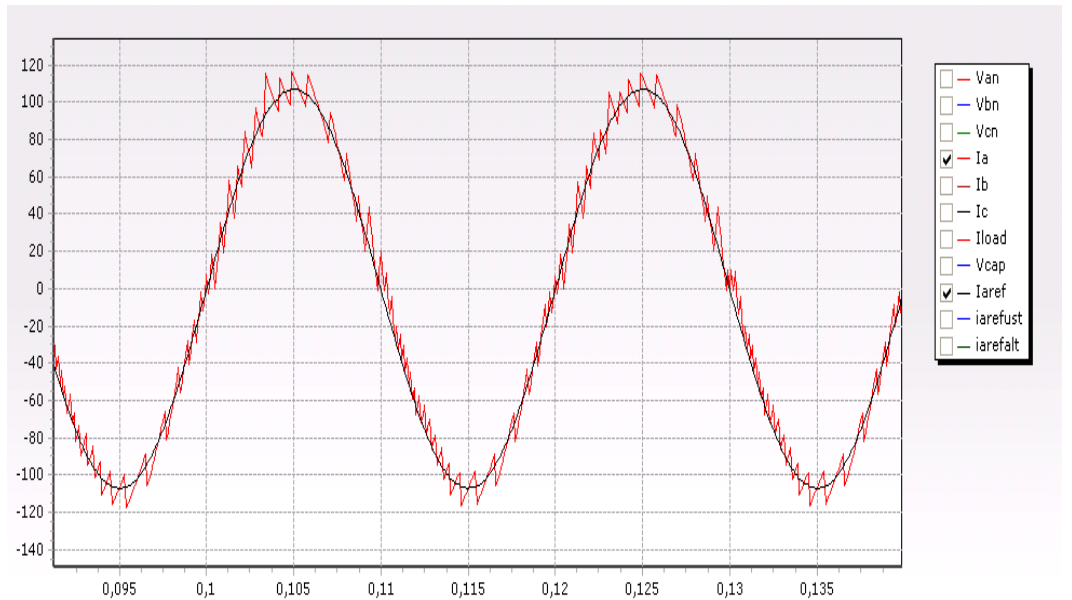
şeklinde oluşturulur. Burada 'hb' belirlenen histerezis bandı seviyesini temsil etmektedir. Faz akımının pozitif olduğu durumlarda 'hb' pozitif, faz akımının negatif olduğu durumlarda ise negatif olarak referans akımına eklenir.

PWM doğrultucu için gerçekleştirilen benzetim çalışmasına ait örnek dalga şekilleri aşağıda sıralanmıştır. Şekil 4.6' da 10 kHz anahtarlama frekansında 50 kW giriş gücü referans değerine karşın elde edilen çıkış güç değeri, istenen çıkış gücü ve PI düzeltme katsayısının zamana bağlı değişimi gösterilmiştir. Anahtarlama kayıplarının ihmal edildiği bu durum için elde edilen güç değerleri referans güce çok yakın ve yeterli seviyededir.

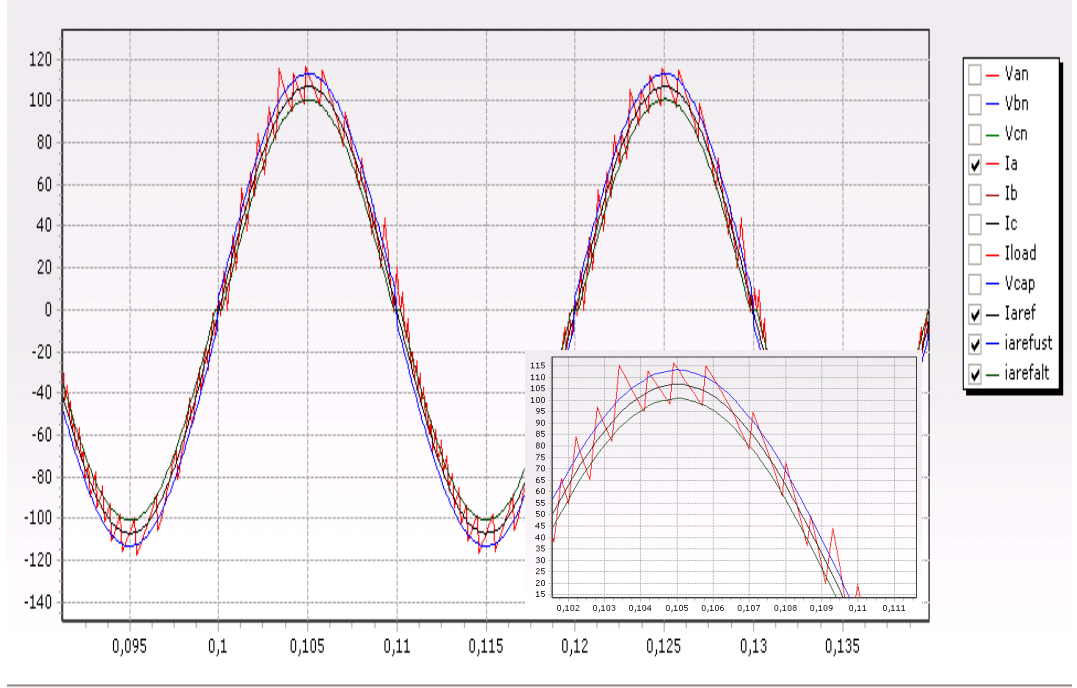


Şekil 4.6 Çıkış gücü (Pout) , İstenen çıkış gücü (Pinitial), referans giriş gücü (Pinref), PI katsayısı (PI)

Şekil 4.7' de 50 kW güç çalışması için A fazına ait, şebekeden çekilmesi gereken akımı gösteren referans akım dalga şekli ve gerçekleşen akım dalga şekli görülmektedir. Şekil 4.8' de ise gerçekleşen akım değeri ile birlikte referans akımının alt ve üst sınırlarını belirleyen histerezis bandı seviyeleri gösterilmiştir. Histerezis bandı seviyesi referans akımının %5'i kadar olacak şekilde seçilmiştir.

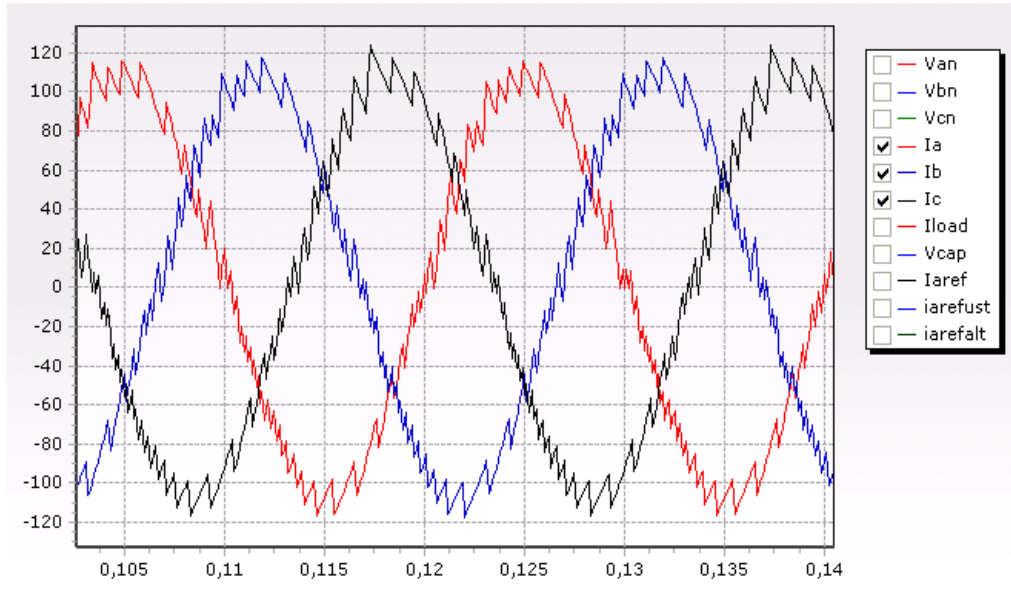


Şekil 4.7 A fazı referans akım dalga şekli (Iaref), A fazı oluşan akım dalga şekli (Ia)



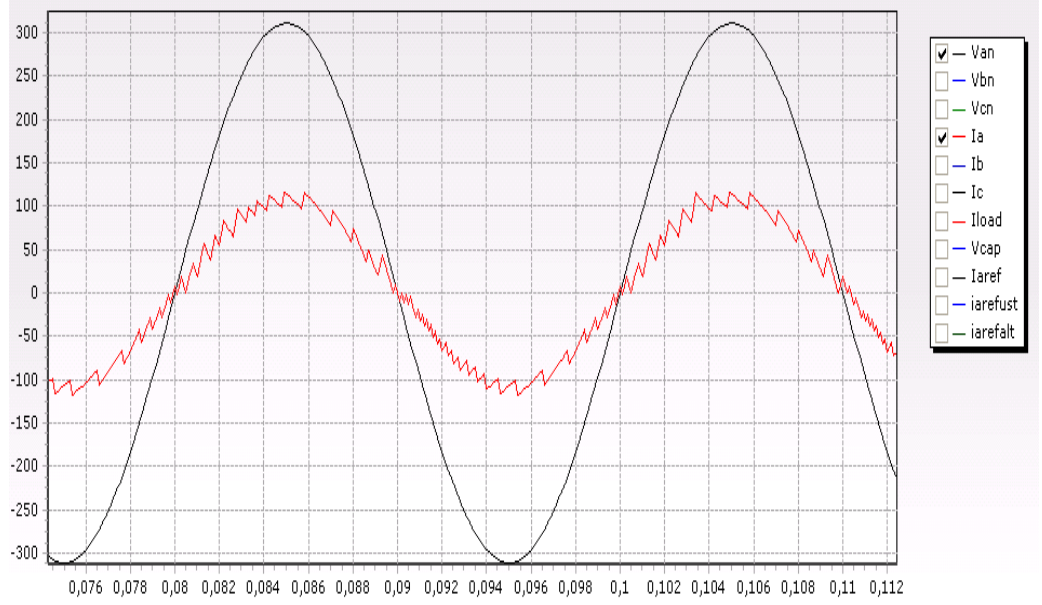
Şekil 4.8 Akım referansı üst seviyesi (Iarefust), akım referansı alt seviyesi (Iarefalt), Iaref, Ia, akım referansı üst seviyesi (Iarefust)

Şekil 4.9’ da girişin üç fazı için de akım dalga şekilleri gösterilmiştir.



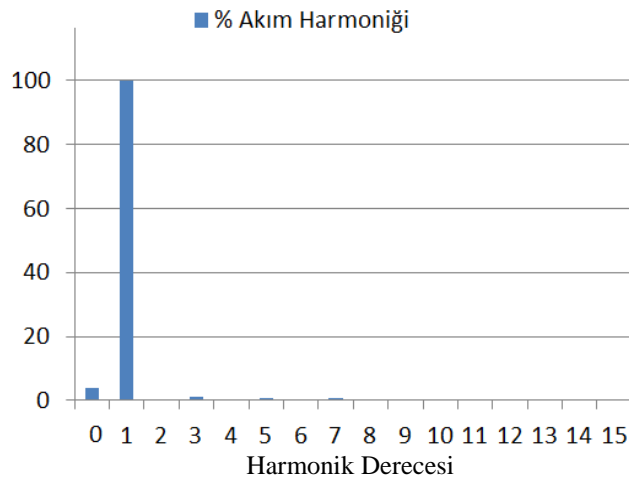
Şekil 4.9 A fazı (Ia), B fazı (Ib), C fazı (Ic) akımları

Şekil 4.10’ da A fazına ait akım ve gerilim grafikleri görülmektedir. Faz akımı formu saf sinüse çok yakın ve akım-gerilim arasındaki faz farkı sıfırdır. Dolayısı ile giriş güç faktörü 1’ e çekilmiştir.



Şekil 4.10 A fazı gerilim dalga şekli (Van), A fazı akım dalga şekli (Ia)

ACSLX programı ile yapılan benzetim çalışmalarından elde edilen veriler MS Excel formatında kayıt edilebilmektedir. Ia giriş faz akımına ait veriler bu şekilde alındıktan sonra MATLAB ortamına aktarılarak Fourier katsayıları hesaplanmış ve akım harmonikleri elde edilmiştir. Şekil 4.11’ de akım harmonikleri yüzde olarak gösterilmiştir. Temel bileşen yanında %3.84’ lük bir DC bileşen olduğu bu grafikte görülmektedir. Ayrıca karşılaşılabilecek en etkin harmoniklerden 3. harmoniğin %1.21, 5. harmoniğin ise %0.7 seviyesinde kaldığı gözlenmiştir.



Şekil 4.11 Giriş faz akımı harmonikleri

Giriş akımının toplam harmonik bozulması THD (Total Harmonic Distortion) ise Eşitlik 4.24’ten yararlanılarak hesaplanmıştır. THD, harmoniklerin

efektif değerlerinin temel harmoniğin efektif değerine oranı şeklinde hesaplanır.

$$\% \text{THD} = 100 * \frac{\sqrt{(H_2^2 + H_3^2 + H_4^2 + \dots + H_n^2)}}{H_1} \quad (4.24)$$

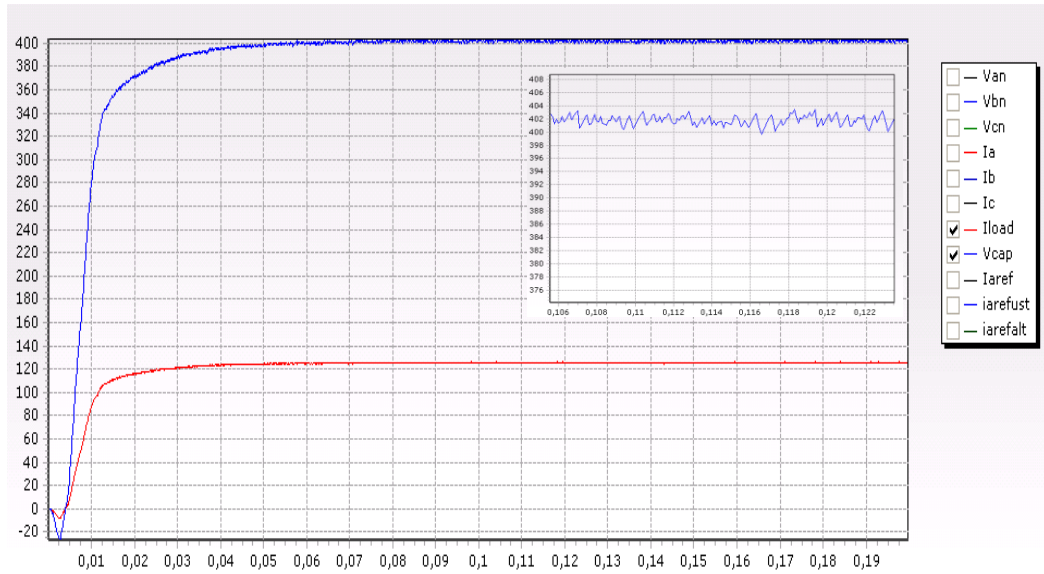
H_1 : Temel harmonik

H_2, H_3, \dots, H_n : Harmonikler

%THD =%4.85 olarak bulunmuştur. (50. Harmoniğe kadar değer alınmıştır.)

Elde edilen değerler, benzetimi yapılan PWM doğrultucunun harmonik eleme performansının oldukça yüksek olduğunu göstermektedir.

Şekil 4.12’de PWM doğrultucu çıkış gerilimi ve yük akımı gösterilmiştir. Çıkış gerilimi de referans gerilim olan 400 V DC’ ye iyi bir şekilde regüle edilebilmektedir.



Şekil 4.12 Çıkış gerilimi (Vcap), çıkış akımı (Iload)

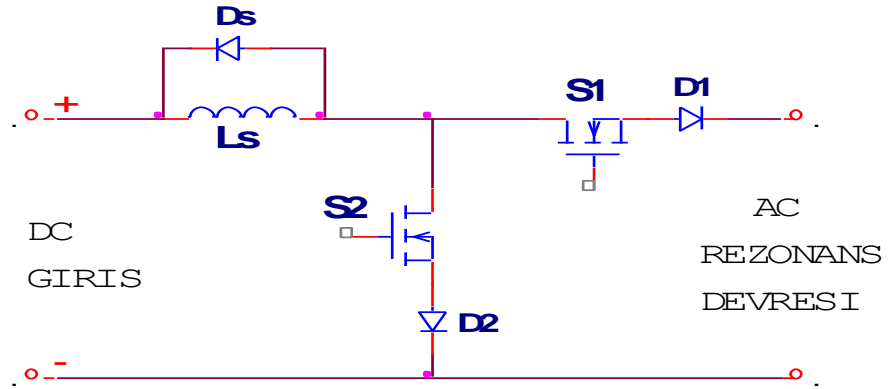
İstendiğinde anahtarlama frekansı artırılarak güç, akım ve gerilim dalga şekillerinin referans değerlere daha yakın çıkması sağlanabilir. Ancak pratikte anahtarlama frekansı yükseldiğinde anahtarlama kayıpları da artacağından yeterli görülen en uygun anahtarlama frekansı seçilmelidir. İncelenen çalışmalarda 10 kHz üzerinde çalışmanın tercih edilmediği görülmüştür. Bu nedenle benzetim çalışmalarında anahtarlama frekansı 10 kHz seçilmiştir.

5. YÜKSEK FREKANSLI PARALEL REZONANS İNVERTÖR YAPISI VE BENZETİM ÇALIŞMASI

5.1 Devre Yapısı

İndüksiyonla ısıtma uygulamalarında, ısıtılacak parçaya enerjinin en uygun ve etkin şekilde aktarılabilmesi için rezonans invertör devreleri kullanılmaktadır. Uygulama için ihtiyaç duyulan güce bağlı olarak çoğunlukla yarım köprü ve tam köprü tipi rezonans invertör devreleri kullanılmaktadır.

Tez çalışmasında ise yük üzerinde istenen frekansta AC akım oluşturmak için yükseltici tip yüksek frekans rezonans invertör devresi üzerinde çalışma yapılmıştır. Yük devresi bir paralel LC devresidir.



Şekil 5.1 Yükselten tip anahtarlama devresi

Şekil 5.1' de görüldüğü üzere devre yapısında iki anahtar bulunmaktadır. Bu anahtarlardan S2'in görevi L_s bobini üzerine enerji yüklemek, S1 anahtarının görevi ise bobin üzerinde depolanan enerjiyi AC çıkış uçlarına aktarmaktır. S1 rezonans frekansında anahtarlara çıkış uçlarına bağlı olan LC paralel rezonans devresi üzerinde bu frekansta sinüzoidal AC link oluşması sağlanır (Rashid,1993).

Şekil 5.1' de görülen anahtarlama devresinin köprü bağlı anahtarlama devresine göre avantajı 4 yerine 2 anahtar kullanılmasıdır. Dezavantajı ise bu devrede çıkışa enerji aktarılırken sadece bir alternansta aktarılması diğer alternansta ise aktarılamamasıdır. Köprü bağlı anahtarlama devresinde AC çıkışın her iki alternansında da girişten çıkışa enerji aktarımı yapılabilmektedir.

Devrenin çalışma prensibi temelde iki değişkenin kontrolüne bağlıdır. Bunlar; yüksek frekans bara geriliminin tepe değeri ve filtre endüktansının akım

seviyesidir. Devredeki anahtarlar yüksek frekans bara geriliminin rezonans frekansının sıfır geçişlerinde anahtarlanır. Başlangıçta bir bara gerilimi yoksa istenen rezonans frekansında bir başlangıç anahtarlama yapılır ve ardından oluşan bara geriliminin frekansı takip edilir. Şekil 5.1’deki devrede öncelikle S2 anahtarı iletimde S1 ise kesimdedir. Rezonans devresine fazladan enerji aktarımı yapılması için S2 anahtarı ile DC bara bobini bir süre kısa devre edilerek üzerinde enerji biriktirilir. Bobin akımı referans değerine ulaştığında S2 kesime geçirilip S1 iletime geçirilerek DC baradan yüksek frekans barasına enerji akışı gerçekleştirilerek bir başlangıç gerilim yükselmesi sağlanır. Bu durumu takiben, istenen rezonans frekansına bağlı olarak 1 yarı periyodun tamamlanmasıyla S2 iletime geçirilip S1 anahtarı kesime geçirilir. Bu çalışma durumunda ise S2 anahtarı, DC güç kaynağını filtre bobini üzerinden kısa devre ederek bobin üzerinde tekrar enerji birikmesini sağlar. Takip eden anahtarlama durumunda ilk çalışma durumu tekrarlar ve bobin üzerinde biriktirilmiş enerjinin de katkısıyla artırılmış bir enerji transferi sağlanır. Yüksek frekans AC link gerilimi, referans tepe değerini geçmediği sürece ilk anahtarlama durumu her döngüde tekrarlanır. Referans tepe değeri aşıldığında ise link geriliminin tepe değeri referans geriliminin altına düşene kadar S1 kesimde tutulur. Diğer taraftan, ikinci anahtarlama durumu da filtre bobininin akımı referans akım değerini aşmadığı sürece sürekli tekrar eder. Akım referans değeri aşmışsa, akım değeri referans değerinin altına düşünceye kadar S2 anahtarı kesimde tutulur. Bu durumda bobin üzerindeki akım, bobine paralel bağlı serbest geçiş diyotu üzerinden tekrar bobine döner. Bu tip kontrol ile LC rezonans devresi üzerinde istenen genlikte sinüzoidal gerilim oluşması sağlanır. S1 ve S2 anahtarları hiçbir zaman aynı anda anahtarlanmazlar, aksi halde rezonans devresi kısa devre olacaktır (Alan, 1993).

Rezonans devresine güç akışını sağlayan S1 ve S2 anahtarları çift yönlü gerilim bloke etme ve tek yönlü akım taşıma kapasitesine sahiptir. Anahtarların yalnızca tek yönde enerji akışına izin vermesini sağlamak için seri birer diyot eklenmiştir. Kullanılan anahtarlama elemanları paralel ters bağlı diyot içeriyorsa bu bir zorunluluktur. Aksi halde rezonans geriliminin negatif alternansında çıkış kısa devre edilmiş olur.

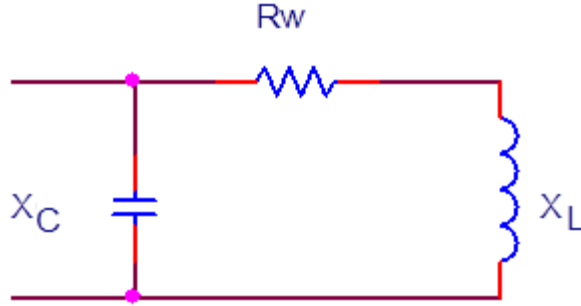
5.2 LC Paralel Rezonans Yük Devresi

İndüksiyon kaynağı yük devresi temelde bir LC paralel rezonans devresidir. Paralel rezonans devresi invertör devresi tarafından rezonans frekansında uyarıldığında üzerinde tam sinüs formunda bir gerilim oluşur. Sistemde

oluşturulmak istenen AC rezonans frekansına göre öncelikle L ve C den biri belirlenip daha sonra Eşitlik 5.1' den faydalanılarak diğer eleman değeri hesaplanabilir. Eşitlik 5.1 ideal bir LC paralel rezonans devresinin rezonans frekansını verir. Burada L ve C, paralel rezonans devresinin endüktans ve kapasitesini ifade etmektedir.

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (5.1)$$

Paralel rezonans devresinin invertörden çekeceği akımı ve rezonans devresi içinde dolaşan dolayısıyla da endüktans üzerinden geçecek olan akımı bulabilmek için devrenin eşdeğer empedansını bilmek gerekmektedir. İdeal paralel rezonans devresi saf endüktans ve kapasiteden oluşsa da pratikte bobin ve kapasite direnci devreye girmektedir. İdeal olmayan paralel rezonans devresi Şekil 5.2'de görüldüğü gibidir. Devrenin eşdeğer empedansı Eşitlik 5.2' de olduğu gibi hesaplanabilir.



Şekil 5.2 Paralel rezonans devresi

$$Z_{esd} = \frac{(R_w + X_L)X_C}{R_w + X_L + X_C} = \frac{(R_w + j\omega L)\frac{1}{j\omega C}}{R_w + j\omega L + \frac{1}{j\omega C}} \quad (5.2)$$

İdeal olmayan paralel rezonans devresinde gerçek rezonans frekansı ise Eşitlik 5.3'de olduğu gibi hesaplanabilir.

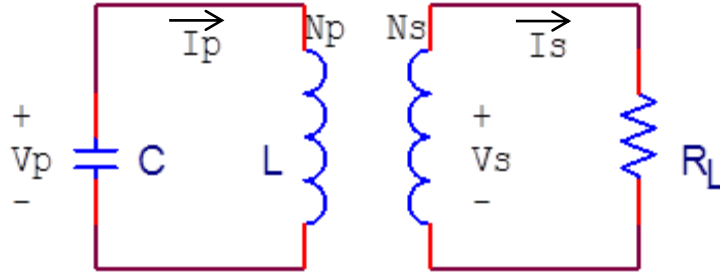
$$f_r = \frac{\sqrt{1 - \left(\frac{R_w C}{L}\right)}}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (5.3)$$

Bu temel eşitlikten yararlanarak boşa çalışan bir paralel rezonans devresinin eşdeğer empedansı ve gerçek rezonans frekansı bulunabilmektedir,

fakat indüksiyonla ısıtma söz konusu olduğunda rezonans devresi içine bir metal parça (demir, çelik vb.) yerleştirilmekte ve yüksek seviyede manyetik akıya maruz bırakılarak, foucault ve hysterezis akımlarının etkisiyle ısınma sağlanmaktadır. Bu özel durumda paralel rezonans devresinin davranışı ve eşdeğer devresi, indüksiyonlu ısıtıcı başlığı altında detaylı olarak incelenmiştir.

5.3 İndüksiyonlu Isıtıcı

İndüksiyonlu ısıtıcı, paralel rezonans devresi ve indüksiyonla ısıtılacak olan metal parçanın rezonans devresi bobininin içine uygun şekilde yerleştirilmesiyle oluşturulmuş bir düzenektir. Bobin içerisine yerleştirilen parça rezonans devresi empedansını ve rezonans frekansını etkilemektedir. Isıtılacak parçanın rezonans devresi üzerindeki etkisini incelemek için Şekil 5.3' de görülen eşdeğer devre kullanılabilir.



Şekil 5.3 İndüksiyonlu ısıtıcının elektriksel eşdeğer devresi

Rezonans devresi bobinin içine yerleştirilen metal parça bir transformatörün sekonder devresi gibi davranmaktadır. Rezonans devresi bobini ise transformatörün primer sargısına karşılık gelmektedir. Burada sekonder sargısı tek sarımlı sanal bir sargıdır. Eşdeğer devrede, rezonans devresi gerilimini V_p , rezonans devresi içinde dolaşan akımı I_p , rezonans devresi bobininin sarım sayısını N_p , sanal sekonder sargısı sarım sayısını N_s , sanal sekonder akımını I_s , sanal sekonder gerilimini V_s ve metal parçanın indüksiyon akımına karşı gösterdiği direnci R_L temsil etmektedir (Tanaka, T. 1989). R_L direncinin değeri ısıtılan metal malzemenin cinsine, boyutuna ve çalışılan frekansa göre değişmektedir.

R_L direnci Eşitlik 5.3 kullanılarak yaklaşık olarak hesaplanabilir.

$$R_L = \frac{l\rho}{\pi D\delta} \quad (5.3)$$

Burada;

R_L : Metalin indüksiyon akımlarına karşı eşdeğer direnci (Ω),

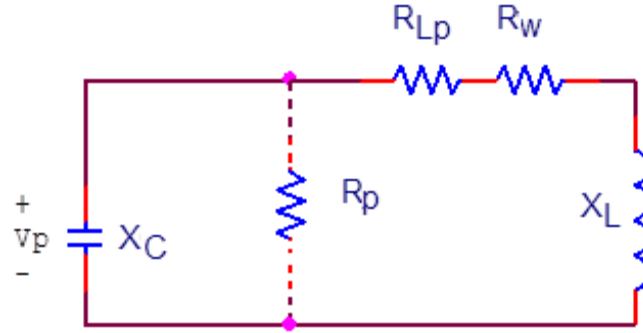
ρ : Metalin öz direnci (Ωm),

δ : İndüksiyon derinliği (m) (Eşitlik 2.9),

D : Metal parçanın çapı (m),

l : Metal parçanın boyu (m)' dir.

Metal parçanın yüzeyinden itibaren indüksiyon derinliği δ ise Eşitlik 2.9 kullanılarak bulunabilir. Bu eşitlikler aracılığı ile ısıtılan metal parçanın eşdeğer direnci bulunabilmektedir. Bulunan bu eşdeğer direncin rezonans devresine olan etkisi ise Şekil 5.4'te görülmektedir.



Şekil 5.4 Isıtılan metal parçanın direncinin paralel rezonans devresine etkisi

Şekil 5.4'te görüldüğü gibi indüksiyon yoluyla ısıtılan metal parçanın eşdeğer direnci paralel rezonans devresi bobinine seri olarak yansımaktadır. Şekilde görülen R_{ip} direncinin değeri, transformatör prensibi kullanılarak bulunabilir. Transformatör prensibine göre dönüştürme oranı “n”,

$$n = \frac{N_p}{N_s} = \frac{V_p}{V_s} = \frac{I_s}{I_p} \quad (5.4)$$

eşitliğiyle hesaplanabilir. Burada eşdeğer sekonder sarım sayısı 1 olduğuna göre,

$$n = N_p \quad (5.5)$$

eşitliği ortaya çıkar. Bu dönüştürme oranı kullanılarak Şekil 5.3' de görülen eşdeğer devrede sekonder tarafında bulunan R_L eşdeğer direncinin primer devresine yansımaları olan R_{Lp} direnci hesaplanabilir. Sekonderdeki R_L direnci primere aktarılırken dönüştürme oranının karesi ile çarpılmalıdır. Bu durumda R_{Lp} direnci şu şekilde hesaplanabilir:

$$R_{Lp} = n^2 R_L \quad (5.6)$$

Buradan paralel rezonans devresinde görünen eşdeğer R_p direncinin değeri ise Eşitlik 5.7 kullanılarak bulunabilir.

$$R_p = \frac{X_L X_{Lp}}{R_L} \Rightarrow X_L = \frac{X_{Lp} R_p^2}{X_{Lp}^2 + R_p^2} \Rightarrow R_p \gg X_{Lp} \Rightarrow X_L = X_{Lp}$$

$$R_p = \frac{X_L^2}{R_L} = \frac{X_L^2}{R_w + R_{Lp}} = \frac{(2\pi f L)^2}{R_w + R_{Lp}} \quad (5.7)$$

Burada R_w direnci rezonans devresi bobininin DC direncini ifade etmektedir. Bu durumda, rezonans devresi bir paralel RLC devresi gibi davranır. Rezonans devresinin eşdeğer empedansı ise Eşitlik 5.8' de görüldüğü gibidir.

$$Z_{esd} = \sqrt{R_p^2 + (X_L - X_C)^2} = \sqrt{R_p^2 + (\omega L - \frac{1}{\omega C})^2} \quad (5.8)$$

Paralel rezonans devresi, invertör anahtarlama devresi ile sürekli olarak rezonans frekansında uyarılmaktadır. Rezonans anında $X_L = X_C$ olacağından paralel rezonans devresinin eşdeğer empedansı Eşitlik 5.9'da görüldüğü gibi doğrudan R_p direncine eşit olacaktır.

$$Z_{esd} = \sqrt{R_p^2 + (X_L - X_C)^2} = \sqrt{R_p^2 + (0)^2} = R_p \quad (5.9)$$

Rezonans devresinin kalite faktörü Q_T ise Eşitlik 5.10'daki gibidir.

$$Q_T = R \sqrt{\frac{C}{L}} = R_p \sqrt{\frac{C}{L}} \quad (5.10)$$

Paralel rezonans devresinin invertörden çektiği rms akım değeri ise R_p değeri kullanılarak, Eşitlik 5.11'de görüldüğü gibi hesaplanabilir.

$$I_o = \frac{V_p}{Z_{esd}} = \frac{V_p}{R_p} \quad (5.11)$$

Burada V_p , paralel rezonans devresi üzerinde oluşan sinüs formundaki gerilimin rms değeridir. Paralel rezonans devresinin içinde dolaşan dolayısıyla da rezonans devresi bobini üzerinden geçerek manyetik alanın oluşmasını sağlayan akım değeri ise Eşitlik 5.12 olduğu gibi hesaplanabilir.

$$I_L = Q_T I_o \quad (5.12)$$

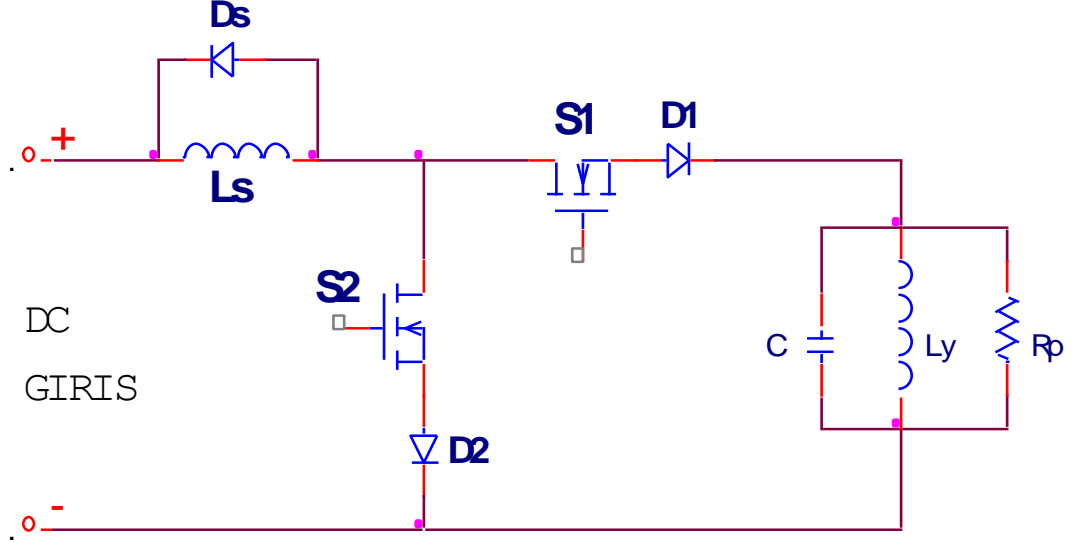
Bobin akımı değeri kullanılarak rezonans devresi bobinin oluşturduğu manyetik alan şiddeti Eşitlik 5.13 yardımıyla hesaplanabilir.

$$H = \frac{N_p I_L}{l} \quad (5.13)$$

Bulunan bu değerler ışığında indüksiyon bobini içerisine yerleştirilen metal parçaya aktarılan gücü bulmak mümkün olacaktır. R_L metalin indüksiyon akımına karşı olan eşdeğer direncini temsil ettiğine göre, metal parçaya aktarılan güç R_L üzerindeki $I^2 R$ kayıplarıdır. Şekil 5.3'de görülen eşdeğer devreden yararlanılarak, R_L üzerinden geçen akımlar sekonder akımına eşit olduğuna göre güç denklemi Eşitlik 5.14'te olduğu gibi yazılabilir.

$$P = I_s^2 R_L \quad (5.14)$$

Elde edilen eşitliklerle paralel rezonans yük devresi eşdeğerinin paralel RLC devresi olduğu görülmektedir. Bu durumda kullanılan rezonans invertör devresi Şekil 5.5' deki halini almaktadır.



Şekil 5.5 Rezonans invertör devresi

Devre çalışması temelde dört anahtarlama durumu ile ifade edilmektedir. Anahtarlama durumlarını belirlemek için takip edilmesi gereken parametreler ise L_s bobin akımı I_s ve rezonans devresi gerilimi V_c 'dir. İlgili anahtarlama durumları ve bu anahtarlama durumları için devre denklemleri aşağıda açıklanmıştır.

Durum 1 (Başlangıç çalışması S2 iletimde, S1 kesimde):

Rezonans devresine etkin bir şekilde güç aktarımını sağlamak için ilk çalışma anında L_s bobini üzerinde bir başlangıç enerjisi biriktirilir. Bobin üzerinde biriktirilen bu enerji daha sonraki anahtarlama durumunda rezonans devresine aktarılmaktadır. Bu aşamada belirlenen referans akımına ulaşılan dek S2 anahtarı iletimde olup S1 anahtarı kesimdedir.

Durum 2 (S1 iletimde, S2 kesimde):

Başlangıç çalışmasının ardından S2 kesime geçirilip S1 iletime geçirildiğinde rezonans devresi üzerinde gerilim salınımı olmaya başlar. Bu andan itibaren salınımın her periyodunda durum 2'nin gerçekleşme koşulu aşağıdaki gibidir;

$V_c > 0$ ve $V_c < V_{cpeak}$ ise S1 iletimde, S2 kesimdedir.

Burada V_{cpeak} bir önceki döngüde ölçülen rezonans devresi gerilimi tepe değeridir.

Durum 3 (S2 iletimde, S1 kesimde):

$V_c < 0$ ve $I_s < I_{sref}$ ise S2 iletimde, S1 kesimdedir.

Burada I_{sref} bir önceki döngüde ölçülen L_s bobini akım tepe değeridir.

Durum 4 (S1 ve S2 kesimde):

$V_c < 0$ ve $I_s > I_{sref}$ ise S1 ve S2 kesimdedir.

L_s bobini gerilimi ve akımı Eşitlik 5.15 ve 5.16' da olduğu gibi yazılabilir.

$$V_{Ls} = L \frac{di_{Ls}}{dt} \quad (5.15)$$

$$i_{Ls} = \frac{1}{L_s} \int_0^t V_{Ls}(t) dt \quad (5.16)$$

C kapasitörü akım ve gerilimi Eşitlik 5.17 ve 5.18'de olduğu gibi yazılabilir.

$$i_c = C \frac{dV_c}{dt} \quad (5.17)$$

$$V_c = \frac{1}{C} \int_0^t i_c(t) dt \quad (5.18)$$

Durum 1 için;

$$V_{Ls} = V_{DC}$$

$$i_c = 0$$

Durum 2 için;

$$V_{Ls} = V_{DC} - V_c$$

$$i_c = i_{Ls} - i_{ly} - i_{Rp}$$

Durum 3 için;

$$V_{Ls} = V_{DC}$$

$$i_C = -i_{ly} - i_{Rp}$$

Durum 4 için;

$$V_{Ls} = 0$$

$$i_C = -i_{ly} - i_{Rp} \text{ şeklinde ifade edilir.}$$

5.4 Yüksek Frekanslı Paralel Rezonans İnvörtör Benzetim Çalışması

İndüksiyonla kaynak için kullanılan yüksek frekanslı rezonans invertör yapısı için benzetim çalışmaları ACSLX programı ile yapılmıştır. Rezonans invertör anma değerleri aşağıda belirtilmiştir.

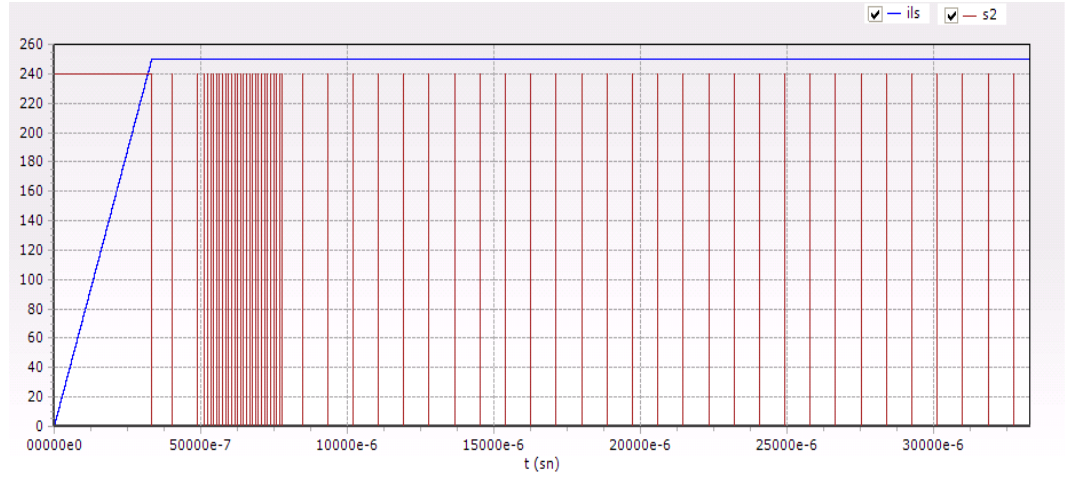
Rezonans İnvörtör

| | |
|----------------|--|
| Giriş gerilimi | : 400 V DC |
| Çıkış gücü | : 50 kW |
| Ls | : 4 mH |
| Ly | : 0,5 µH (Paralel Rezonans Yük Bobini) |
| C | : 800 nF (Paralel Rezonans Kapasitörü) |
| Rp | : 2,32 ohm (Rezonans devresine yansıyan yük direnci) |

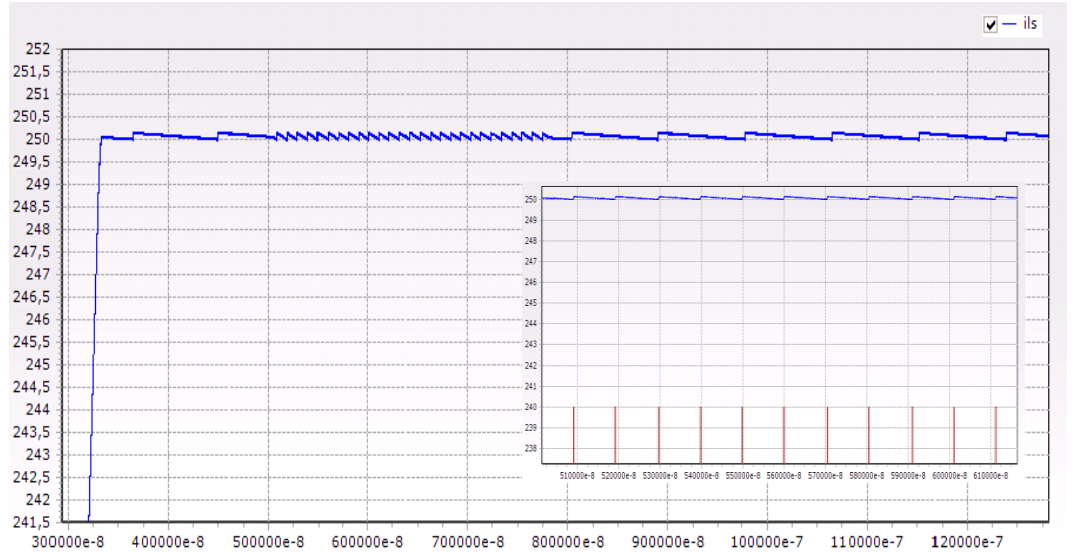
Benzetim çalışmasında Bölüm 5.1 ve 5.3' de anlatılan devre çalışma prensibine dayanarak anahtarlama durumları belirlenmiştir. ACSLX benzetim programı kullanılarak anahtarlama durumlarına bağlı devre durum denklemleri çözdürülüp ilgili grafikler elde edilmiştir.

Benzetim çalışmasındaki en önemli kontrol parametreleri Ls bobin akımı ve Vc rezonans gerilimidir. Rezonans devresine yeterli güç aktarımı için Ls bobin akımı büyük önem taşımaktadır. Devre başlangıç durumunda Ls bobini üzerinde enerji biriktirilerek istenen akım değerine ulaşıldığında rezonans devresine güç aktarımı yapılmaya başlanmaktadır. Bu andan itibaren rezonans devresinde oluşan gerilim Şekil 5.6 ve Şekil 5.7 ile gösterilmiştir. Şekillerde gösterilmiş olan Vc gerilimi paralel rezonans devresi kapasitör gerilimi dolayısıyla rezonans gerilimidir. Şekil 5.6'da görüldüğü üzere rezonans gerilimi Vc belirli bir sürenin ardından salınım yapmaya başlamaktadır. Geçen bu süre, Ls bobini akımının

Şekil 5.9’ da ise Ls bobin akımını anahtarlama durumlarına göre değişimini daha ayrıntılı bir şekilde gösterilmiştir. Akım değeri referans akım değerinin altına düştüğü durumlarda S2 anahtarı ilettime geçirilerek tekrar istenen seviyeye gelmesi sağlanmaktadır. Ancak, S2 anahtarı yalnızca Vc geriliminin negatif olduğu durumlarda ilettime geçirilmektedir. Vc geriliminin pozitif olduğu durumlarda S1 anahtarının da iletimde olma olasılığı nedeniyle rezonans devresi kısa devre olabilir. Bu nedenle S1 ve S2 hiçbir zaman aynı anda ilettime geçirilmemektedir.



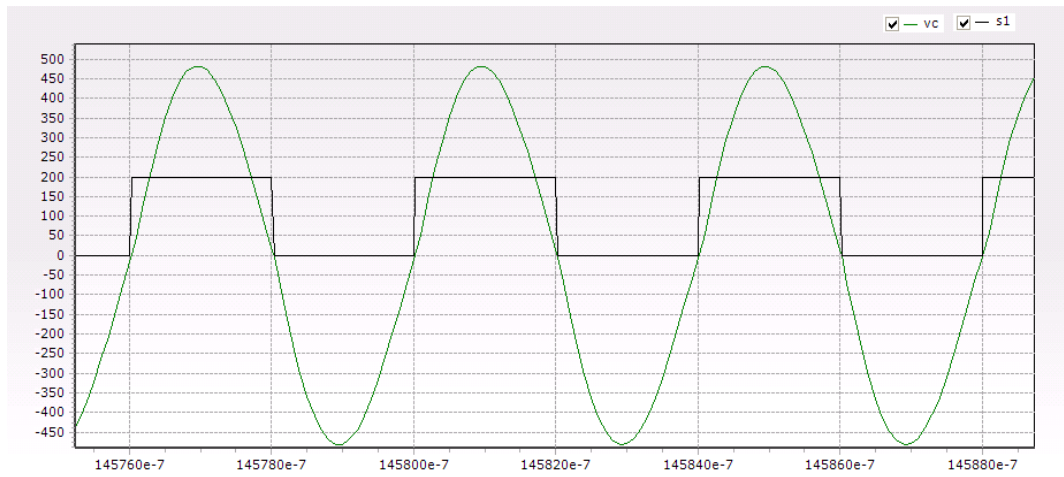
Şekil 5.8 Ls bobin akımı (ils), S2 anahtarlama durumu (S2)



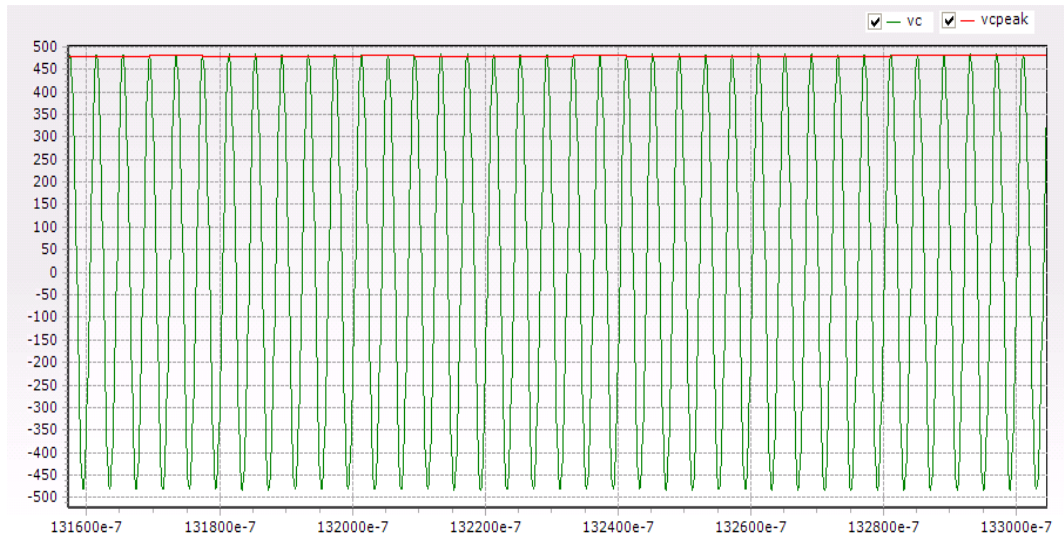
Şekil 5.9 Ls bobin akımının değişimi

S2 anahtarının tersine S1 anahtarı yalnızca rezonans geriliminin pozitif olduğu durumlarda anahtarlabilir. Aksi halde rezonansı sönümleyici etki

yapacaktır. S1 anahtarının durumunu belirleyen bir diğer faktör ise Vc gerilimi tepe değeridir. Vc geriliminin bir önceki periyottaki tepe değerine göre S1 anahtarı iletim durumu değişmektedir. Şekil 5.10'da Vc gerilimi ve S1 anahtarı iletim durumu aynı anda gösterilmiştir. S1 anahtarının iletimde olduğu durumlar lojik 1 olarak ifade edilmekte olup şekiller üzerinde karşılaştırılmalı olarak gözlenebilmesi için abartılı olarak çizdirilmiştir. Şekil 11'de ise Vc gerilimi tepe değerinin referans gerilimi aşmadığı çalışma durumu için Vc gerilimi değişimi ve takip edilmesi gösterilmiştir. Benzetim çalışmalarında Vc gerilimi maksimum değeri 500 V olarak belirlenmiştir. Pratikte bu değer anahtarlama elemanlarının gerilim dayanımları göz önünde bulundurularak hesap edilmelidir.

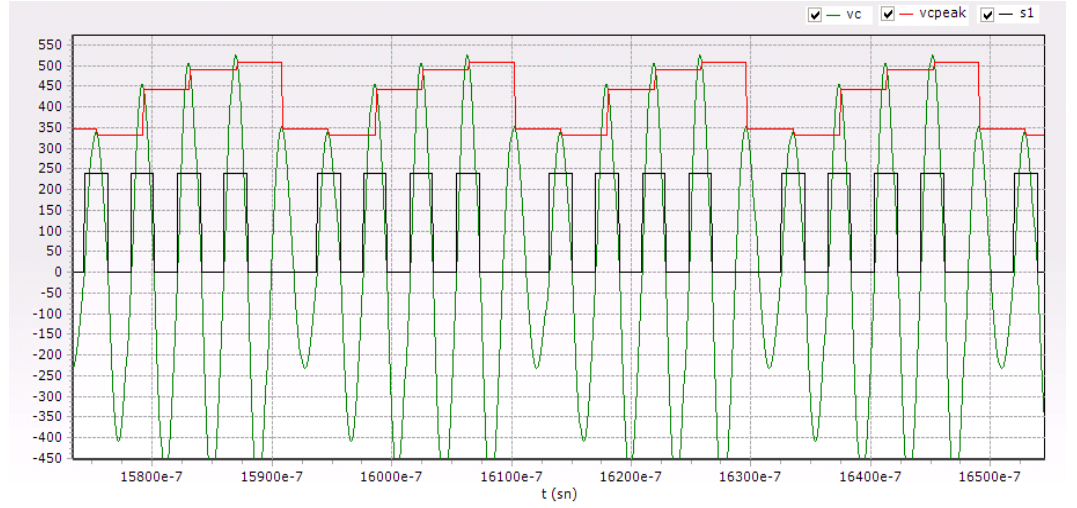


Şekil 5.10 Rezonans gerilimi (Vc) ve S1 anahtarlama durumu

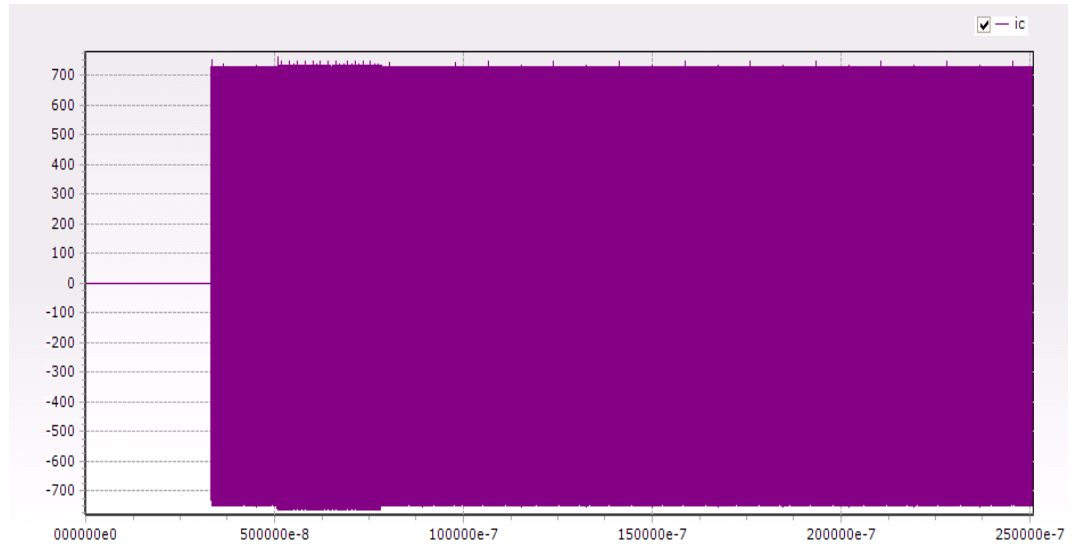


Şekil 5.11 Referans tepe değerini aşma olmayan durum için rezonans gerilimi (Vc) ve rezonans gerilimi tepe değeri (Vcpeak)

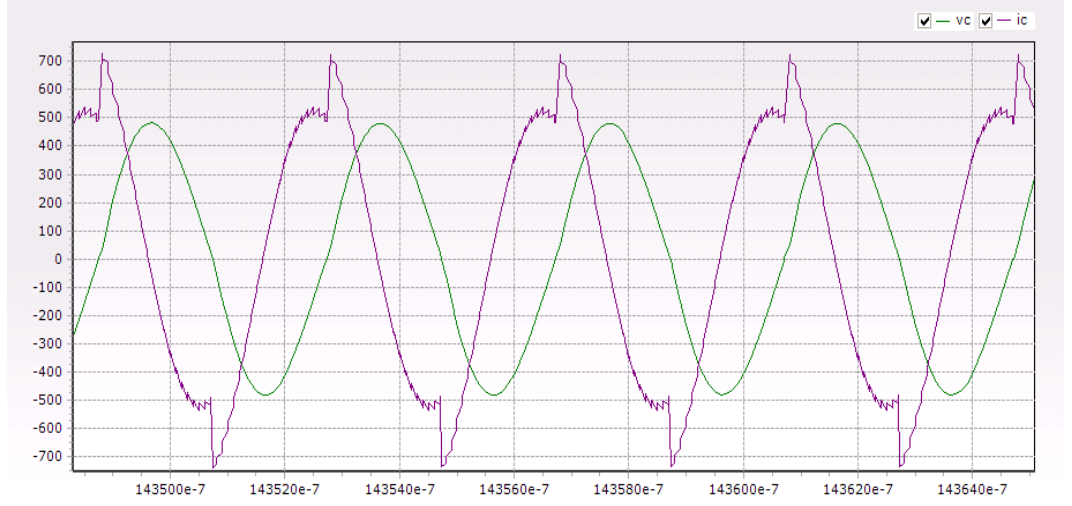
Şekil 5.12' de ise rezonans gerilimi tepe değerinin referans değeri aştığı durum için V_c gerilimi, S1 anahtarının durumu ve V_c tepe değerinin değişimi gösterilmiştir. Şekilde görüldüğü gibi referans değerinin aşıldığı periyodu takip eden periyotta S1 anahtarı kesimde olup sonraki periyotta gerilim tepe değeri düşürülmektedir.



Şekil 5.12 Referans tepe değerinde aşma olan durum için rezonans gerilimi (V_c), rezonans gerilimi tepe değeri (V_{cpeak}) ve S1 anahtarı durumu



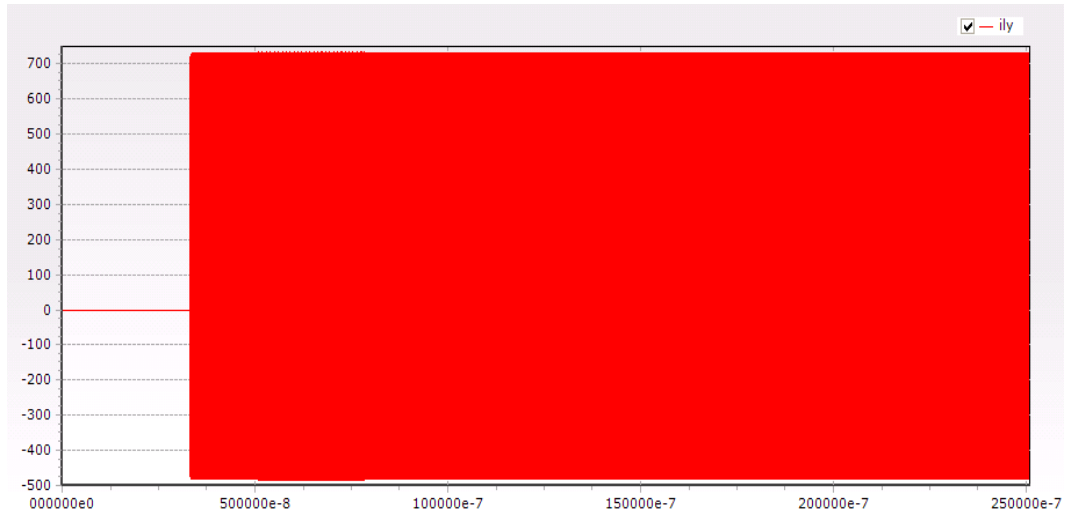
Şekil 5.13 Rezonans kapasitörü akımı (I_c)



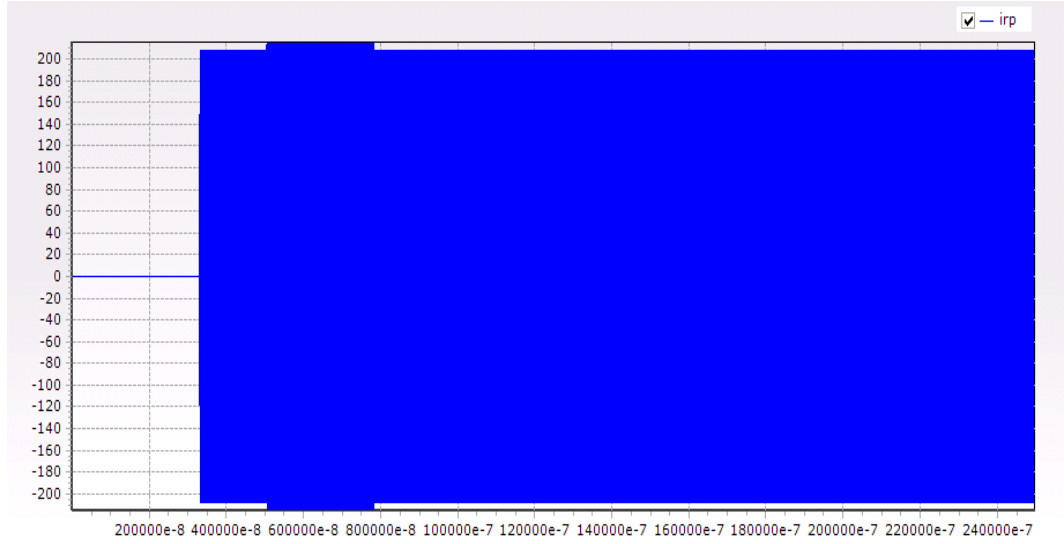
Şekil 5.14 Vc ve Ic

Şekil 5.13' de gösterilen Ic kapasitör akımı Şekil 5.14' de Vc ile birlikte daha ayrıntılı bir şekilde gösterilmiştir. Vc' nin pozitif olup S1 anahtarının rezonans devresine enerji aktardığı durumda Ic akımının periyodun diğer yarısına göre daha yüksek olduğu görülmektedir.

Rezonans devresinin paralel kollarından akan diğer iki akım, yük bobini akımı Ily ve temsili yük direnci akımı Irp akımıdır. Bu iki akım grafiği Şekil 5.15 ve 5.16' da gösterilmiştir.

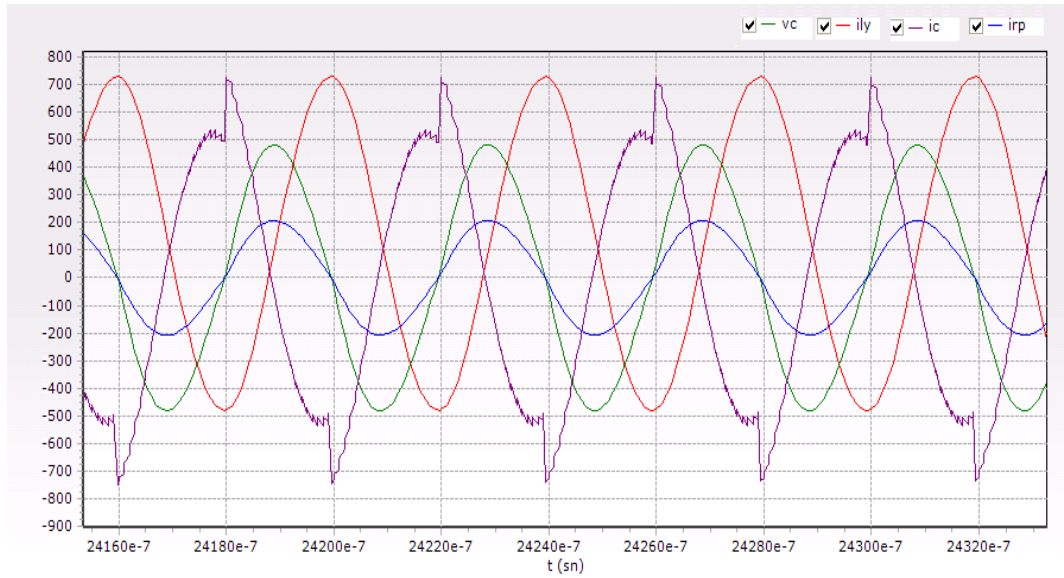


Şekil 5.15 Yük bobini akımı (Ily)



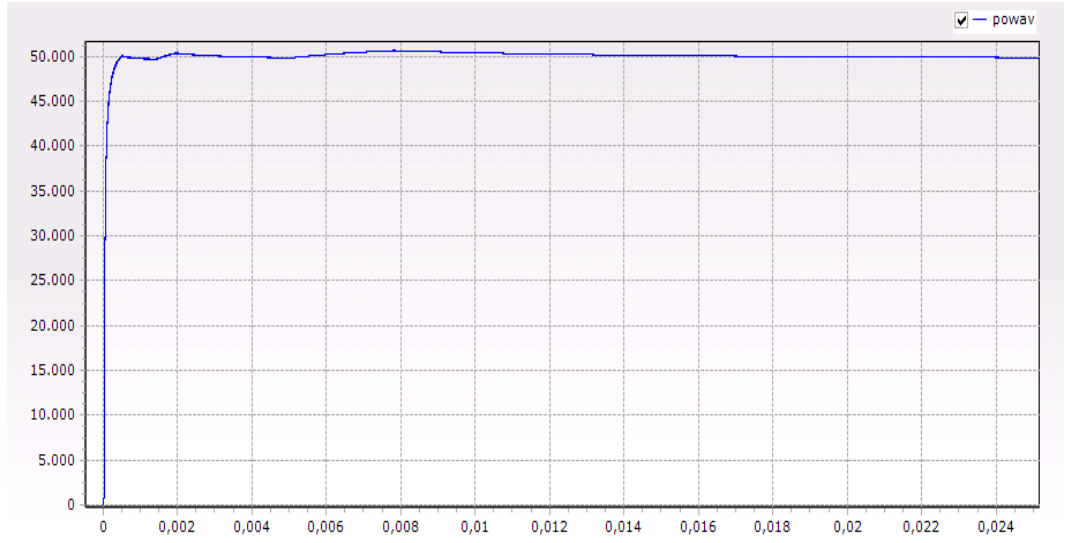
Şekil 5.16 Yük akımı (Irp)

Rezonans devresi akımlarının tümü V_c gerilimi ile birlikte Şekil 5.17’de ayrıntılı olarak gösterilmiştir. Şekilde de görüldüğü gibi kapasitör gerilimi ile akımı arasında 90 derece faz farkı bulunmakta ve kapasitör gerilimi V_c , I_c akımının 90 derece gerisinden gelmektedir. Kapasitör gerilimi paralel rezonans devresinde aynı zamanda yük bobini ve yük direncinin de gerilimidir. Yük bobini akımı I_{ly} , V_c geriliminin 90 derece gerisinden gelmektedir.



Şekil 5.17 V_c , I_{ly} , I_c , I_{rp}

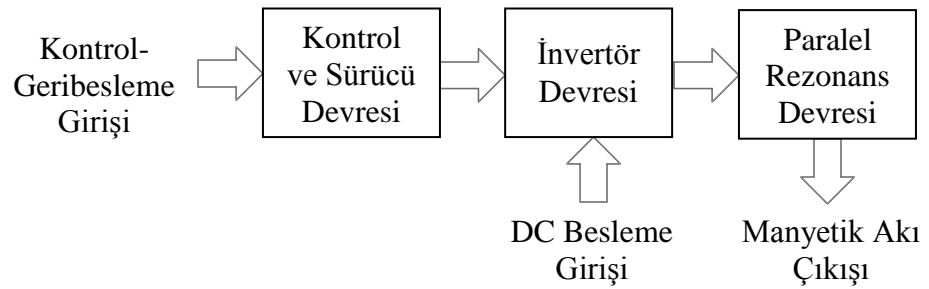
I_{rp} yük akımı V_c gerilimi ile aynı fazdadır. Elde edilen bu yük akımı değerleri kullanılarak yüke aktarılan gücün ortalama değeri Şekil 5.18’deki gibi elde edilmiştir.



Şekil 5.18 Yüke aktarılan ortalama güç (powav)

6. YÜKSEK FREKANS PARALEL REZONANS İNVERTÖRÜN UYGULAMASI

Bu bölümde, Bölüm 5’ de çalışma prensipleri anlatılan ve benzetim çalışmaları yapılan yükseltici tip paralel rezonans invertör devresinin uygulaması gerçekleştirilmiştir. Uygulamada öncelikle paralel rezonans devresi elemanları olan iş bobini ve kapasitör grubu tasarlanmıştır. Hesap edilen akım ve gerilim değerleri göz önünde bulundurularak kullanılacak anahtarlama elemanlarının seçimi yapılmış ve bu anahtarların kontrol devreleri tasarımı yapılmıştır. Kontrol devresinin oluşturulmasında rezonans frekansını takip etmek için bir PLL (Phase Locked Loop – Faz Kilitlemeli Döngü) entegresi kullanılmıştır. Elde edilen kontrol sinyallerini anahtarlama elemanlarını iletme geçirebilecek duruma getirmek için gerilim yükseltici sürücü devreler kullanılmıştır. Şekil 6.1’de tasarlanan devrenin blok şeması gösterilmiştir.



Şekil 6.1 Yüksek frekans paralel rezonans invertör devresi blok şeması

6.1 Paralel Rezonans LC Tank Devresi

Paralel rezonans devresi ısıtılmak istenen parçaya enerji aktarılan devre kısmıdır. Tank devresi ısıtılacak parçanın içine girerek yoğun manyetik alana maruz kaldığı iş bobini ve kapasitör bankasından oluşmaktadır. Tank devresi istenen çalışma frekansına ve gücüne bağlı olarak boyutlandırılır. Kaynak uygulamalarında genelde 250 kHz ile 400 kHz aralığı tercih edilmektedir. Tez çalışmasında 250 kHz civarında çalışma tercih edilmiş olup bobin ve kapasitör tankı bu duruma göre boyutlandırılmıştır. Öncelikle Eşitlik 5.1’den faydalanılarak LC çarpımı değeri hesaplanmıştır;

$$f = 1/(2\pi\sqrt{LC})=250 \text{ kHz ise,}$$

$$LC=4,05 \times 10^{-12} \text{ H} \cdot \text{F}$$

olarak bulunur. Bu değer hesaplandıktan sonra L ve C değerleri belirlenmiştir.

6.1.1 İş bobini

İndüksiyonla kaynak uygulamalarında, kaynak edilecek parçanın özelliklerine bağlı olarak çeşitli boyut ve şekillerde bobin tasarımları kullanılmaktadır. Bu çalışmada silindirik nesnelere kaynağı hedef alındığından solenoid şeklinde bobin tasarımı tercih edilmiştir.

Sarım sayısı n olan solenoid şeklindeki bobinlerin endüktansı Eşitlik 6.1 ile hesaplanabilir (r =yarıçap, l = solenoidin dikey uzunluğu);

$$L = \frac{r^2 n^2}{22.5r + 25l} \mu\text{H} \quad (6.1)$$

16mm² kesitli ve kalınlığı 4.5mm olan bakır kablo kullanılarak hazırlanan 11 sarımlık bobinin yüksekliği 75 mm olmuştur. Yaklaşık 4,4 cm çaplı solenoidin endüktansı;

$$L = (2.25^2 * 11^2) / (22.5 * 2.25 + 25 * 7.5) = 2.47 \mu\text{H}$$

olarak hesaplanmıştır.

LCR metre ile yapılan ölçümlerde de endüktans değeri yaklaşık 2,7 μH ölçülerek hesaplama yaklaşık olarak doğrulanmıştır. şekil 6.2' de tasarımı yapılan iş bobini gösterilmiştir.



şekil 6.2 İş bobini (2.47 μH)

İmal edilen bu bobin ile çapı 4,4 cm'den küçük metal boru veya nesnelerin ısıtılma işlemi yapılabilir. Ancak enerjinin en verimli şekilde parçaya aktarılabilmesi için ısıtılacak parçanın çapına göre bobin tasarımı yapmak gerekir. Parça bobin iç çeperine temas etmemeli ancak mümkün olduğu kadar yakın olmalıdır. Çünkü manyetik akı çizgileri bobin sargılarına yakın noktalarda selenoidin merkezine göre çok daha yoğundur.

Çok yüksek güçlü uygulamalarda manyetik akının küçük bir aralıkta yoğunlaşması için bir iki sarımlık bobinler ve akı yoğunlaştırıcı ferrit nüveler kullanılmaktadır. Ferrit nüveler sayesinde bobin üzerinde oluşan değişken manyetik akının havaya dağılarak meydana getirdiği kaçak akılar azaltılır. Böylece işlenen parçaya daha etkin bir enerji akışı sağlanmış olur.

6.1.2 Kapasitör bankası

250kHz çalışma frekansı için LC çarpımı $4,05 \times 10^{-12}$ H·F olarak bulunmuştu. Sarılan bobinin endüktans değeri $2.7 \mu\text{H}$ olarak belirlendikten sonra gerekli kapasitör değeri LC çarpımından bulunabilir;

$$LC = 4,05 \times 10^{-12} \text{ H} \cdot \text{F}$$

$$C = LC/L = 150 \text{ nF}$$

olarak bulunur.

Bu kapasitör grubu her biri 3A akım taşıyabilen, 2000 V DC, 700 V AC gerilime dayanıklı 1 nF değerinde 150 adet “*Metallized Polypropylene Film Capacitor*” (MKP) kapasitör paralel bağlanarak elde edilmiştir. Böylelikle 450 A akım taşıyabilecek bir kapasitör bankası elde edilmiştir.



Şekil 6.3 İmal edilen kapasitör bankası

Hesaplamalarda imal edilen kapasitör bankasının 150 nF olması beklenirken kondansatörlerin pratikteki değerlerinin farklılığı nedeniyle kapasitör bankasının 139 nF olduğu ölçülmüştür. Bu kapasite değeri ile beklenen rezonans frekansı 259 kHz'dir.

6.2 Anahtarlama Elemanlarının Seçimi

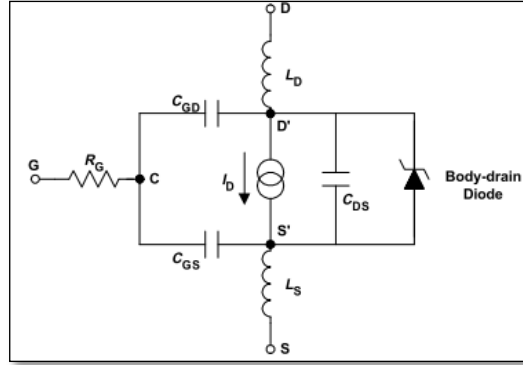
Gerçekleştirilen devrede anahtarlama elemanlarının seçimi yapılırken benzetim çalışmaları sonuçları ve hesaplanan değerler göz önünde bulundurulmuştur. Benzetim çalışmalarında DC besleme gerilimi 400 V, kontrol yöntemi ile sınırlanan maksimum rezonans gerilimi tepe değeri ise 500 V'dur. Şekil 5.5 göz önünde bulundurulursa S1 anahtarının maruz kalacağı en büyük gerilim değeri, rezonans geriliminin negatif tepe değerinde olduğu anda DC besleme gerilimi ile rezonans gerilimi farkı olan 900 V'dur. S2 anahtarı ise en fazla 500 V rezonans tepe gerilimine maruz kalabilir. Her iki anahtar için de maksimum akım değeri 250 A olarak hesaplanmıştır. Dolayısı ile seçilecek anahtarlama elemanlarının bu gerilim ve akımlara dayanacak kapasitede olması gerekir. Ancak deneysel çalışmalarda laboratuvar ortamında güvenlik amacıyla düşük güçlerde ve düşük gerilimlerde çalışma tercih edilmiştir. Bu nedenle 100 A ve 500 V kapasiteye sahip anahtarlama elemanlarının yeterli olacağı düşünülmüştür.

Anahtarlama frekansının yüksekliği düşünüldüğünde kullanılacak en uygun elemanlar MOSFET'lerdir. Ancak MOSFET'ler akım aşım kapasitesi çok yüksek olmayan elemanlardır. Aynı zamanda yüksek akım ve gerilim kapasiteli MOSFET'ler oldukça pahalı elemanlardır. Bu nedenle MOSFET'lerin paralellenerek kullanılmasıyla ucuz ve yeterli bir anahtarlama grubu elde edilmiştir. Anahtarlama elemanı olarak 36 A akım ve 600 V gerilim kapasitesine sahip IXFH36N60 güç MOSFET'i tercih edilmiştir. S1 ve S2 anahtarları için bu MOSFET'lerden 3'er adet paralellenerek 108 A - 600 V kapasiteli anahtar grupları oluşturulmuştur.

MOSFET'lerin akımı tek yönlü geçirmesini sağlamak ve MOSFET'leri yüksek tepe gerilimlerinden korumak amacıyla bunlara seri diyotlar bağlanmıştır. Seri diyotlar için ise da 109 A - 1200 V kapasiteli DSEI 120-12A tipi diyotlar tercih edilmiştir.

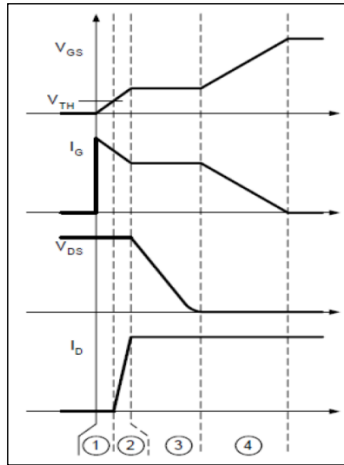
6.3 MOSFET Sürücü Devresi

MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor – Metal Oksit Yarıiletken Alan Etkili Transistör) elektronik sinyalleri kuvvetlendirmek ya da anahtarlama için kullanılabilen transistördür. MOSFET ile teorik olarak 200 pikosaniyenin altında, uygulamada ise 10-60 nanosaniye arasında sürelerde anahtarlama yapılabilir.



Şekil 6.4 MOSFET eşdeğer devresi

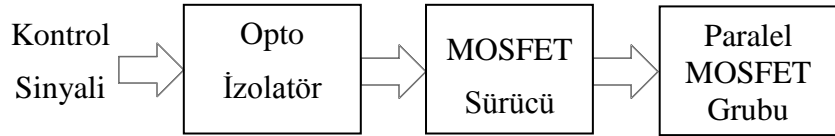
Bir MOSFET'in iletme geçirilmesi için Gate-Source geriliminin eşik değerin üzerine çıkarılması ve CGS kapasitörünün şarj edilmesi gerekir. Hızlı anahtarlama yapmak Gate-Source geriliminin hızlıca yükseltilmesini gerektirir. $i = C_{GS}(dv/dt)$ denliğinden gerilimin hızlı artışı Gate' den çekilen akımın da hızlıca yüksek bir seviyede akmasını gerektirir.



Şekil 6.5 MOSFET İletime geçme (Turn-on) zamanlamaları

Şekil 6.5' de yükselen Gate-Source geriliminin ilk anda Gate' den çekilen akım değerini nasıl yükselttiği görülebilir. Aynı şekilde MOSFET iletimden çıkarılacağı, kesime gideceği zaman da Gate-Source geriliminin eşik değerin

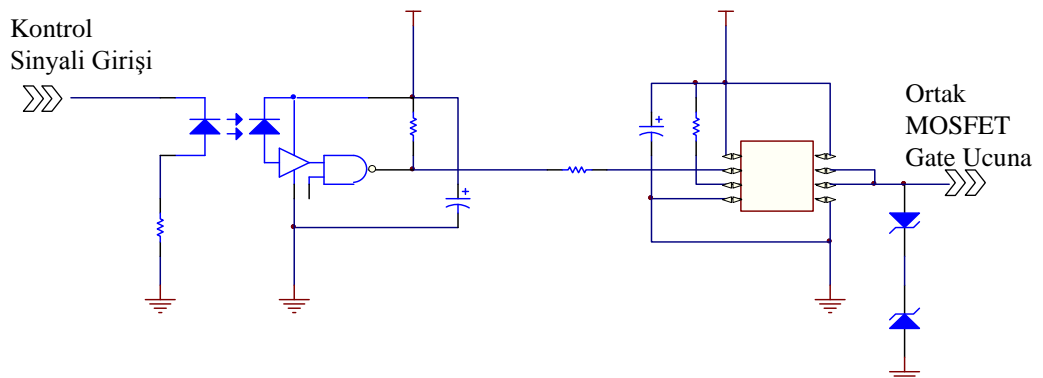
altına düşürülmesi ve C_{GS} kapasitörünün deşarj edilmesi gerekir. Burada da hızla değişen gerilim seviyesi sebebiyle yine akım yükselir. Bu akım seviyesi sinyal üretçeleri tarafından genellikle sağlanamaz. Tetikleme sinyalini kullanarak MOSFET Gate-Source gerilimini hızlıca yükseltebilecek veya düşürebilecek ve bunun gerektirdiği ani akımları karşılayabilecek bir MOSFET sürücüye ihtiyaç duyulur. Şekil 6.6’ da tez çalışmasında kullanılan MOSFET sürücü devresi blok şeması gösterilmiştir.



Şekil 6.6 MOSFET sürücü devresi blok şeması

- MOSFET sürücü (IXDD414)

Projede ihtiyaç duyulan MOSFET sürücü için IXDD414 entegresi seçilmiştir. Sinyal kaynağından düşük akım çekmektedir ($I_{input} < 10\mu A$). Geniş bir aralıktaki besleme gerilimi ve çıkış sinyali tepe gerilimi ile çalışabilir ($4.5V < V_{CC} < 35V$). Yüksek çıkış akımı sağlayabilmektedir ($I_{PEAK} < 14A$). Düşük t_{rise} ($t < 30ns$) ve t_{fall} ($t < 30ns$) süreleriyle yüksek hızla anahtarlama yapabilmekte ve yüksek frekanslarda çalışabilmeye olanak sağlamaktadır. Tüm bu özellikleri yüksek hızlı ve yüksek akım kapasiteli MOSFET sürücü ihtiyacını karşılamaktadır. Uygulamada 3 MOSFET’ den oluşan her bir paralel MOSFET grubunu sürmek için 1 adet sürücü entegresi kullanılmıştır.



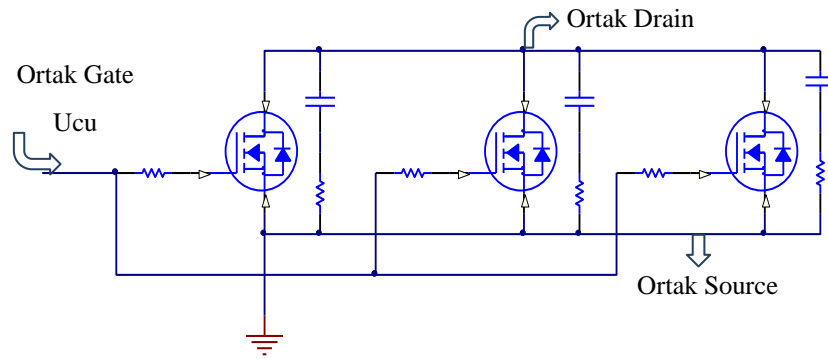
Şekil 6.7 Optokuplörli sürücü devresi bağlantı şeması

- 6N137 optokuplör

Kontrol devresinden gelen MOSFET tetikleme sinyallerini MOSFET sürücü devresinden izole etmek amacıyla optokuplör kullanılmıştır. Optokuplor iki ayrı devrenin aralarında fiziksel ya da elektriksel bir bağlantı olmadan sinyal

aktarımı sağlayan bir devre elemanıdır. Temel olarak girişinde bir kızılötesi ışık yayan diyot, çıkışında da ışığa duyarlı fotosensör içermektedir. Farklı gerilim seviyelerindeki devreler arasında bağlantı kurmak, iki devrenin birbirinin parazitik etkilerinden izole etmek amacıyla kullanılırlar. Şekil 6.7’ de kullanılan optokuplör ve sürücü entegresi bağlantı şeması gösterilmiştir.

Şekil 6.8’ de paralel MOSFET grubu bağlantı şekli gösterilmiştir. MOSFET’lerin gate uçlarına seri bağlı dirençler gate akımını sınırlayarak zarar görmesini engellemek amacıyla kullanılmaktadır. Bu direnç değeri, gereğinden küçük seçilirse yüksek gate akımı nedeniyle anahtarlama elemanı kullanılmaz hale gelebilir ya da gereğinden büyük seçilirse düşük gate akımı nedeniyle uygun şekilde iletme geçirilemeyebilir. Büyük gate direncinin diğer bir olumsuz etkisi anahtarlama hızını düşürmesidir. Bu nedenle anahtarlama elemanının katalog bilgileri değerlendirilerek uygun direnç değeri belirlenmelidir.



Şekil 6.8 Paralel MOSFET grubu bağlantı şekli

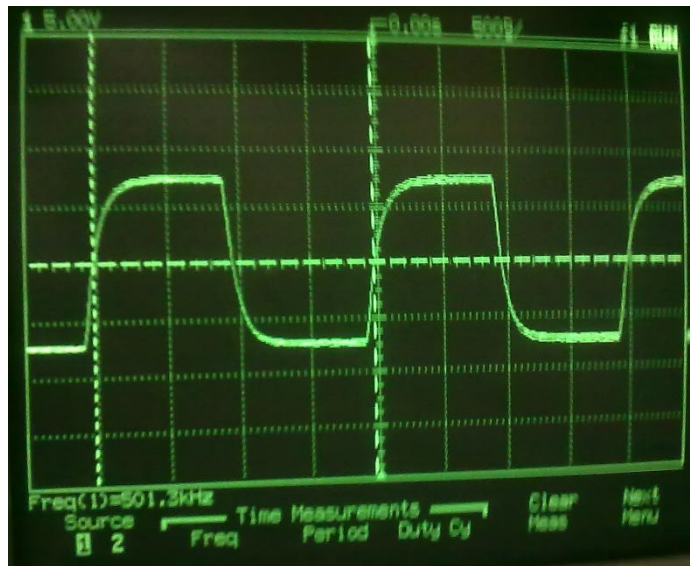
Yüksek frekanslı anahtarlama yapılan uygulamalarda seçilen gate direncinin değeri yanında imalat tekniği ve malzemesi de önem göstermektedir. Karbon film dirençlerde ve tel sarımlı dirençlerde (taş direnç) yüksek frekanslarda endüktans etkisi oluşmaktadır. Bu nedenle yüksek frekans uygulamalarında endüktans etkisini yok etmek için uygun tekniklerle üretilmiş non-indüktif metal film dirençler ya da ince film dirençler tercih edilmektedir. Tasarlanan MOSFET sürücü devresi 500 kHz seviyelerine kadar sorunsuz bir şekilde tetikleme yapabilmektedir. Sürücü devresi tasarım aşamalarında 500 kHz anahtarlama frekansında gate direnci için bir tel sarımlı direnç ile non-indüktif direncin performansı karşılaştırılmıştır. Şekil 6.9’ da tel sarımlı direnç ile çalışma durumu için MOSFET gate-source gerilim dalga şekli görülmektedir. Tel sarımlı direncin endüktif etkisi sebebiyle yükselme ve düşme anlarında ani gerilim yükselmeleri görülmektedir ve istenen 0/15 V gate-source gerilimi anlık olarak

sağlanamamaktadır. Bu durumda ortaya çıkan anlık yükselen gerilim seviyeleri ($-5/20$ V), kullanılan MOSFET'lerin katalog gate-source gerilimi değerlerini aşmamakta ve yük altında da sürücü devresinin çalışması etkilenmemektedir. Ancak bu durum anahtarlama kayıplarının artmasına sebebiyet verir.



Şekil 6.9 Tel sarımlı gate direnci ile sürülen MOSFET için gate-source gerilimi dalga şekli

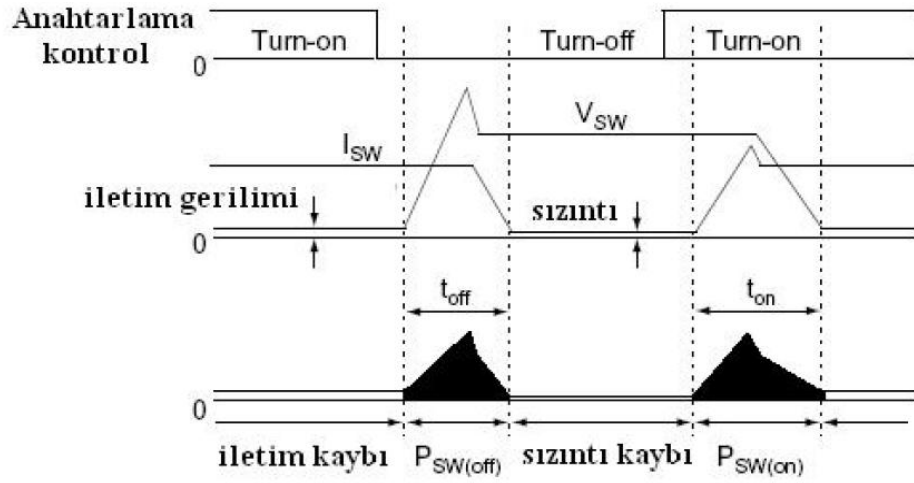
Şekil 6.10' da aynı MOSFET sürücü devresinin tel sarımlı direnç yerine non-indüktif direnç kullanılarak oluşturulan halinin çalışma anı için MOSFET gate-source gerilim dalga şekli görülmektedir. İstenilen şekilde gate-source gerilim seviyeleri tetikleme seviyesini pozitif veya negatif yönde aşmayan daha yumuşak bir anahtarlama sağlanmış olmaktadır.



Şekil 6.10 Non-indüktif gate direnci ile sürülen MOSFET için gate-source gerilimi dalga şekli

6.3.1 Anahtarlar üzerinde meydana gelen güç kayıpları ve snubber ile güç kayıplarının azaltılması

Anahtarlama elemanı iletimden yalıtıma veya yalıtımdan iletime geçerken meydana gelen yüksek akım ve gerilimin neden olduğu kayıplar anahtarlama kayıplarıdır. Anahtarlar, kesime girme (Turn-off) esnasında anahtar uçlarında hızlı bir gerilim yükselmesine ve iletime girme (Turn-on) esnasında hızlı bir akım yükselmesine maruz kalırlar. Şekil 6.11’de anahtarlama durumlarına bağlı güç kayıpları gösterilmiştir. Anahtarlama kayıpları Eşitlik 6.2’ de olduğu gibi hesaplanabilir.



Şekil 6.11 Anahtarlama durumları için güç kayıpları

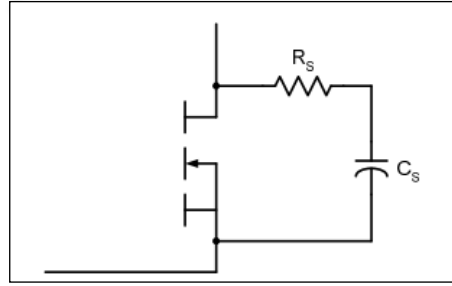
$$P_{SW} = \frac{1}{2} V_{SW} I_{SW} f_s (t_{on} + t_{off}) \quad (6.2)$$

- P_{SW} : Anahtarlama kaybı (W)
- V_{SW} : Anahtar gerilimi (V)
- I_{SW} : Anahtar akımı (A)
- f_s : Anahtarlama frekansı (kHz)
- t_{on} : Anahtar iletime geçme süresi (s)
- t_{off} : Anahtar kesime geçme süresi (s)

Anahtarlama devresine paralel bağlanan basit bir snubber devresi ile anahtarlama kayıpları kısmen engellenebilir. Bununla birlikte sistemde oluşan anahtarlama kayıplarının toplam miktarı aynı kalır. Gerçekte engellenen kayıplar snubber devresine taşınır. İletim esnasında snubber kullanılmayan durumda, akımın yükselmesi anahtarın müsaade edilen ani akım değişimi di/dt ’ sinden çok

daha büyük olabilir. Bu durumda bir ilettime geçme (turn-on) snubber devresi kullanılarak akımın yükselme hızı sınırlandırılabilir. Benzer olarak anahtar, kesim esnasında aşırı gerilimlere veya yüksek ani gerilim değişimi dv/dt ' ye maruz kalabilir. Bu durum da bir kesime geçme (turn-off) ya da aşırı gerilim snubber devresi kullanılarak düzeltilebilir. Uygulamaya bağlı olarak direnç, kondansatör, diyot ve endüktör elemanlarının değişik kombinasyonları ile oluşturulan çeşitli snubber devreleri mevcuttur.

Tez çalışmasında kullanılan MOSFET sürücü devresi için MOSFET üzerinde oluşabilecek anlık gerilim aşım ve dalgalanmalarını engellemek amacıyla bir kesime geçme snubber devresi tasarlanmıştır. Seri bir RC devresi Drain-Source arasına paralel bağlanılarak oluşturulan basit kesime geçme snubber devresi Şekil 6.12' de gösterilmiştir.



Şekil 6.12 RC Turn-off snubber devresi

Snubber devresinin R ve C değeri MOSFET'ten geçen tepe akım değeri, azami drain-source gerilimi, çalışma frekansı ve yükselme zamanına bağlıdır. Uygulama devresinde anahtarlama elemanlarının karşılaşabileceği en büyük drain-source gerilimi 600 V, en büyük akım değeri 36 A (her bir bağımsız anahtar için) ve anahtar kesime geçme zamanı yaklaşık 0,15 μs ' dir. Bu değerler göz önünde bulundurularak snubber kapasitörü değeri;

$$C_s = I_{Cpk} \frac{dt}{dV} = 36A \cdot \frac{0,15\mu s}{600V} = 9nF$$

olarak bulunur.

Gerilim aşmalarına izin vermeksizin seçilebilecek en büyük snubber direnci değeri ise;

$$R_s = \frac{V_c}{I_{Cpk}} = \frac{600V}{36A} = 16,67 \Omega \text{ olarak hesap edilir.}$$

Direnç üzerinde harcanan enerji, direnç değerinden bağımsızdır çünkü bu enerji kapasitör üzerinde biriken enerjidir.

Anahtarlama kayıplarının azaltılmasında diğer bir yöntem de sıfır gerilim ya da sıfır akımda anahtarlama anı güç kayıpları minimuma inmekte ve ortalama güç kaybı ciddi ölçüde azaltılmaktadır. Tez çalışmasında gerçekleştirilen rezonans invertör devresinin doğası gereği sıfır gerilimlerde anahtarlama yapılması anahtarlama kayıplarının azaltılması açısından avantaj sağlamaktadır.

6.4 Kontrol Devresi

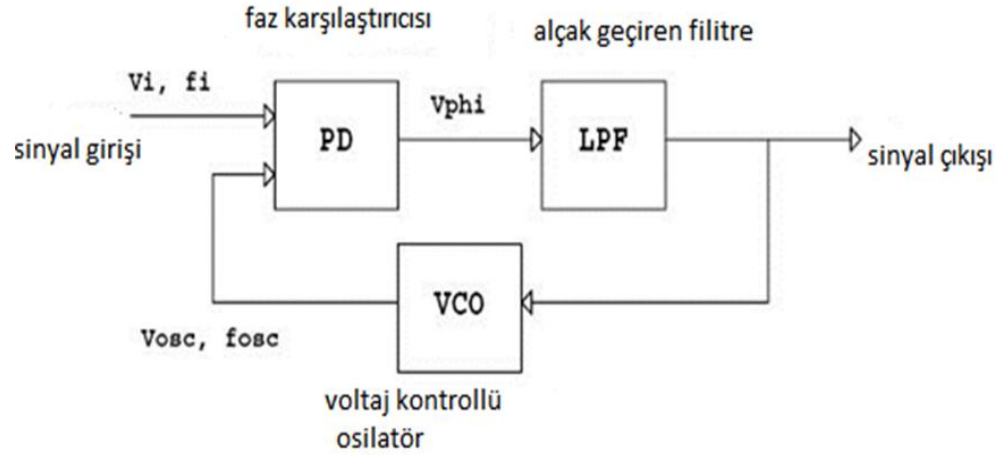
Kontrol ünitesi, sistemin çalışma frekansının ve çıkış geriliminin takip edilerek anahtarların anahtarlama zamanının ayarlandığı bölümdür. Bölüm 5' de anlatılan devre çalışma prensibi gereğince anahtarların iletimde ya da kesimde olması sinüzoidal formda olan çıkış rezonans geriliminin pozitif ve negatif olduğu durumlara göre belirlenmektedir. Anahtar tetikleme durumları, yalnızca yüksek frekanslı rezonans geriliminin alternans değişimlerinde yani sıfır gerilim geçişlerinde değiştirilmektedir. Böylelikle hem rezonans geriliminin sürekliliği sağlanmış hem de anahtarlama kayıpları azaltılmış olmaktadır.

İndüksiyonla ısıtma sisteminde değerleri sabit olan LC tank devresi elemanları vardır. Bu elemanlar rezonans için uygulanması gereken tetikleme frekansı hakkında yaklaşık bir bilgi verir. Ancak indüksiyonla ısıtma sistemlerinde indüksiyon bobini içindeki değişken yükün ve sıcaklık değişiminin de tank devresi endüktansına etkisi vardır, dolayısıyla rezonans frekansı sürekli şekilde değişkenlik göstermektedir. Bu durumda anahtarlama durumlarına karar verilebilmesi için değişken rezonans frekansı sürekli olarak takip edilmelidir. Yapılan uygulamada rezonans geriliminin takibi için PLL (Phase Locked Loop – Faz Kilitlemeli Döngü) devresi kullanılmıştır. PLL devresi ile rezonans geriliminin pozitif alternansında +5 V seviyesinde, negatif alternansta ise 0 seviyesinde olan bir kare dalga çıkış üretilmektedir. Elde edilen bu kare dalga çıkış sinyali ile anahtarlama durumlarına karar verilmektedir.

6.4.1 PLL devresi

PLL devreleri, haberleşme sistemleri ve kontrol konularında geniş bir kullanım alanına sahiptir. Şekil 6.13' de görüldüğü gibi temel bir PLL, giriş

frekanslı işaret ile gerilim kontrollü osilatör (VCO) tarafından üretilen işaretin fazlarının dolayısıyla frekanslarının karşılaştırıldığı ve karşılaştırma sonucuna göre bir hata işaretinin üretildiği “faz karşılaştırma devresi”, “alçak geçiren filtre” ve V_{VCO} gerilimine bağlı olarak f_{VCO} frekansında işaret üreten “gerilim kontrollü osilatör” (VCO) devresinden oluşmaktadır.



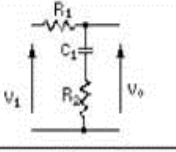
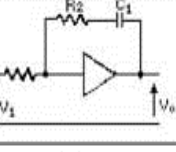
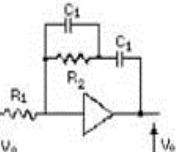
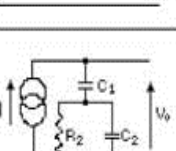
Şekil 6.13 PLL blok şeması

Faz karşılaştırma devresi, girişine uygulanan iki işaret arasındaki faz farkına bağlı olarak bir çıkış işareti üretir. Faz karşılaştırıcı çıkışında üretilen bu hata işaretinin ortalama değerinin (dc seviyesinin) VCO'nun geri besleme gerilimi olarak uygulanması için alçak geçiren filtre kullanılmaktadır. Burada amaç hata işaretinin dc seviyesini VCO'ya geri besleme olarak aktarmaktır. Alçak geçiren filtrenin karakteristiği PLL döngüsünde kilitleme frekans aralığını belirleyen bir unsurdur. Gerilim kontrollü osilatörde ise V_{VCO} dc gerilimine bağlı olarak f_{VCO} frekanslı bir işaret üretilmektedir.

- CD4046 PLL devresi

İndüksiyonla ısıtma sisteminde çıkış sinyalinin frekansının ve fazının takibi için CD4046 entegre PLL devresi kullanılmıştır. Şekil 6.14' de temel devre bağlantı şeması gösterilen CD4046 entegresi iki farklı faz karşılaştırıcı içermektedir. Birinci tip faz karşılaştırıcı (Phase Comperator 1) bir XOR (Exclusive OR) kapısıdır ve VCO merkez frekansında giriş sinyali ile karşılaştırıcı girişi arasında 90 derece faz farkı olan bir dijital hata sinyali üretir. İkinci tip karşılaştırıcı (Phase Comperator 2) ise bir dijital hata sinyali ile kilitleme durumunda sinyal girişi ile karşılaştırıcı girişi arasında 0 derece faz kayması sağlayan bir kilitleme sinyali üreten kenar tetiklemeli dijital hafıza devresidir.

Çizelge 6.1 PLL için alçak geçiren filtre tipleri

| Element | Type | Transfer function | Time constants | |
|---|---|--|--|--------------------------------|
|  | lag/lead | $\frac{1 + sT_2}{1 + sT_1}$ | $T_1 = C_1(R_1 + R_2)$ $T_2 = C_1R_1$ | Gain 0 Phase $-\pi/2$ |
|  | Integrator & lead | $\frac{1 + sT_2}{sT_1}$ | $T_1 = C_1R_1$ $T_2 = C_1R_1$ | Gain 0 Phase $-\pi/2$ |
|  | Integrator & lead/lag (phase comparator gives a voltage output) | $\frac{1}{sT_1} \frac{1 + sT_2}{1 + sT_3}$ | $T_1 = C_1R_1$ $T_2 = R_2(C_1 + C_2)$ | Gain 0 Phase $-\pi/2$ |
|  | Integrator & lead/lag (phase comparator gives a current output) | $\frac{1}{sC_1} \frac{1 + sT_2}{1 + sT_3}$ | $T_3 = C_2R_2$ | Gain 0 Phase $-\pi/2$ |

- PLL merkez frekansı ve kilitleme frekansı aralığı

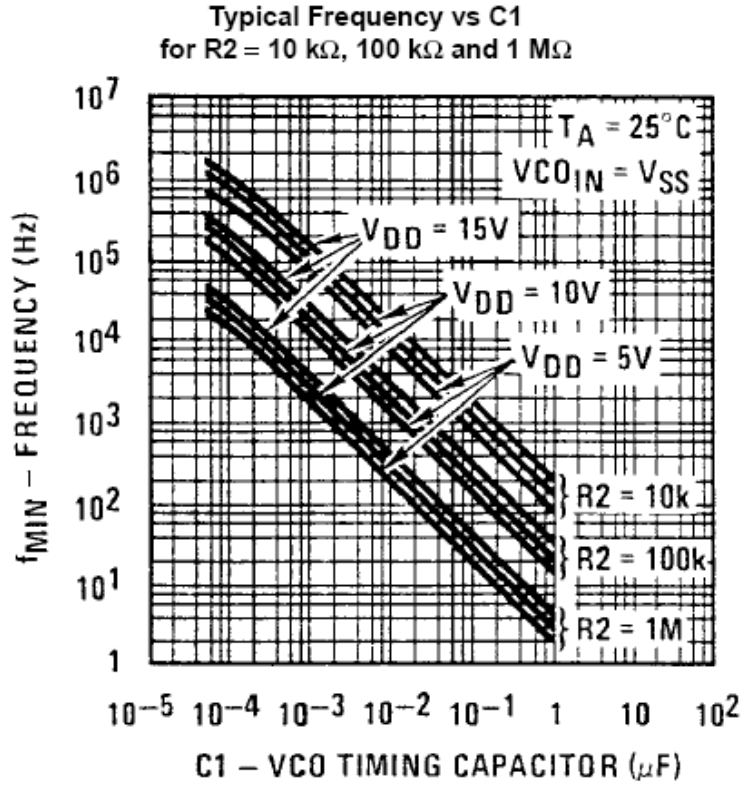
Projede kullanılan CD4046 entegresi için merkez frekansı ve kilitleme aralığı ayarları R1, R2 dirençleri ve C1 kondansatörü değerlerine göre yapılmaktadır. Yapılan çalışmada minimum frekans 200 kHz, maksimum frekans ise 300kHz olarak belirlenmiştir. Merkez frekans değeri ise bu iki değer ortası 250kHz olacaktır. Bu durum için öncelikle entegre kataloğundan alınan şekil 6.15 kullanılarak, belirlenen minimum frekans değeri için R2 ve C1 değerleri tespit edilir. Entegre besleme gerilimi 5 V olarak belirlenmiştir. 5 V besleme geriliminde R2 10 kΩ olarak seçilirse C1 değerinin yaklaşık olarak 300 – 350 pF aralığında olacağı görülmektedir.

Ardından f_{\max} / f_{\min} oranı belirlenir. Belirlenen bu oran için Şekil 6.15' deki grafik kullanılarak R2 / R1 oranı bulunur.

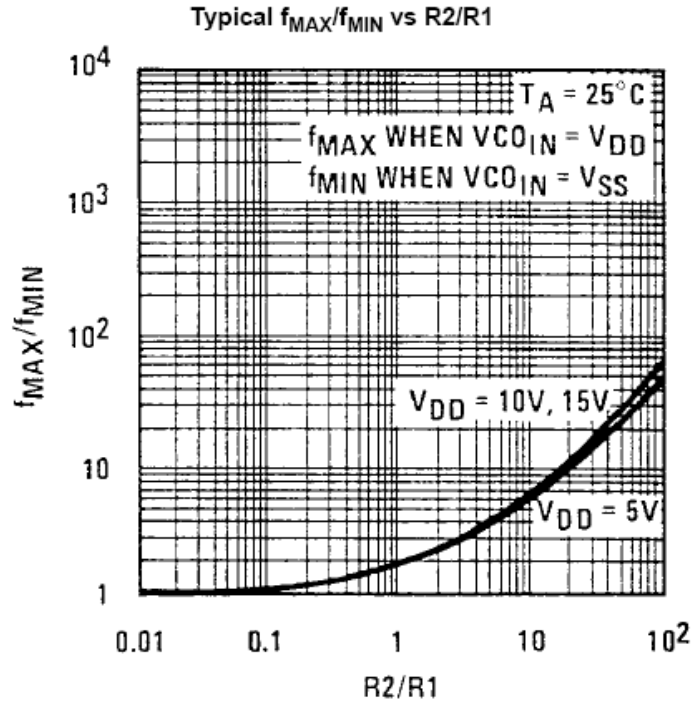
$$f_{\max} / f_{\min} = 300 \text{ kHz} / 200 \text{ kHz} = 1,5 \text{ olarak bulunmuştur.}$$

Bu değer için Şekil 6.16' dan elde edilen R2/R1 oranı ise yaklaşık olarak 0,7'dir. Bu durumda R1 değeri de 15 kΩ civarında olacaktır. Hesaplanan bu değerler pratikte tam olarak istenen frekansları vermeyebilmektedir. Bu nedenle

daha hassas ayar için ilk olarak hesaplanan değerler baz alınarak devre üzerinde testler yapmak daha kesin sonuçlar verecektir.



Şekil 6.15 Minimum frekans için C1 ve R2 değerlerinin belirlenmesi

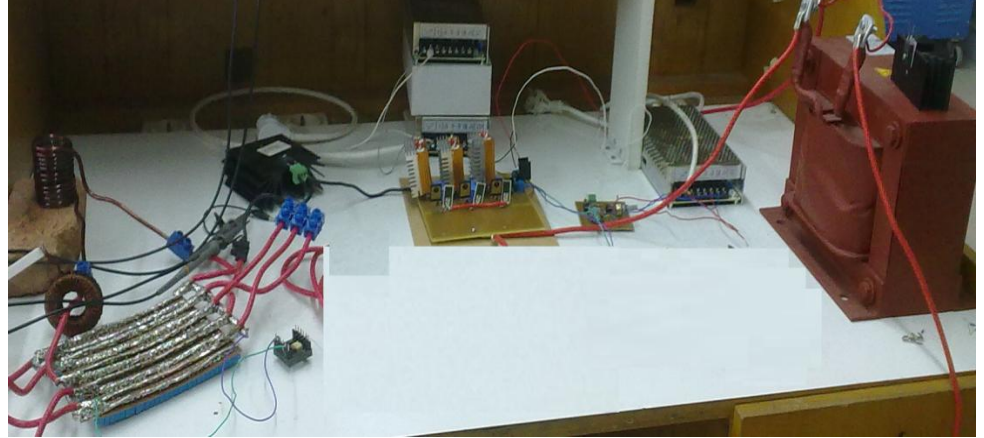


Şekil 6.16 f_{max} / f_{min} oranına karşılık gelen R2/R1 oranı

6.5 Deneysel Sonuçlar

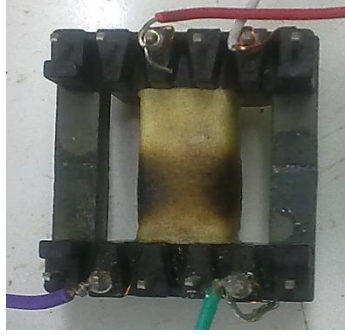
Deneysel alışma yapılırken çalışma prensipleri Bölüm 5’ de anlatılan, prensip devre şekli şekil 5.1’ de verilen ve buna göre benzetim çalışmaları yapılan devre tam olarak gereklenememiştir. Rezonans devresine fazladan g basılmasını sağlamak amacıyla rezonans geriliminin negatif alternansında DC giriş bobinini kısa devre etmek için tetiklenmesi istenen S2 anahtarı istenen şekilde çalıştırılmamıştır. Bu durumun oluşmasında bobinin yüksek frekansta yüksüz tetiklenmesi ve kontrol sinyalinin yeterince kararlı bir şekilde oluşturulamaması etkili olmuştur. Buna karşın devre rezonans geriliminin pozitif alternansında yalnızca S1 anahtarının tetiklenmesiyle güç aktarımı yapılarak çalıştırılmıştır. Planlanan fazladan güç aktarımı yapılamasa da başarılı bir şekilde istenen frekansta metal ısıtma çalışmaları yapılabilmıştir.

Deneysel sonuçlar alınırken g devresinde 0-250 V ayarlı DC güç kaynağı kullanılmıştır. şekil 6.17’ de laboratuvar ortamında gerçekleştirilen devreden bir görüntü görülmektedir. Sürücü devresinin ve kontrol devresinin beslemeleri izole SMPS güç kaynakları ile yapılmıştır.



şekil 6.17 Laboratuvar ortamında oluşturulan paralel rezonans invertör

Rezonans geriliminin takip edilmesi için ferrit nüveli bir yüksek frekans transformatörü kullanılmıştır. Bu sayede kontrol devresi, rezonans devresinden geriliminden izole edilmiş ve yüksek gerilimlerden korunmuştur. Dönüştürme oranı 7/1 olan yüksek frekans transformatörünün bir resmi şekil 6.18’ de gsterilmıştir.



Şekil 6.18 Yüksek frekans gerilim transformatörü

Bobin akımlarının gözlenebilmesi için de bir yüksek frekans akım transformatörü kullanılmıştır. Ferrit toroid nüve kullanılarak elde edilen 85 sarımlık akım transformatörünün çıkışında ölçülen her 1 A için 170 mV gerilim okunmaktadır. Başka bir deyişle her ölçülen 1 V yaklaşık 6 A'ye karşılık gelmektedir. Şekil 6.19' da imal edilen akım transformatörü görülmektedir.



Şekil 6.19 Yüksek frekans akım transformatörü

Deneysel çalışmalarda iki farklı metal parça üzerinde ısıtma testleri yapılmıştır. Isıtma parçalarından ilki krom-nikel'den yapılmış, eşkenar altıgen şeklinde, en uzun köşegen uzunluğu 2,5 cm ve ısıtma bobini içersinde işlenen kısmı yaklaşık 10 cm uzunluğunda olan içi dolu bir metaldir. Isıtılan kısmının yaklaşık ağırlığı 200 gr' dır. İkinci parça demirden yapılmış 1,5 cm çaplı, 7 cm uzunluğunda, et kalınlığı 1,5 mm ve 20 gr ağırlığında metal boru parçasıdır.

Şekil 6.20' de, krom-nikel parça ısıtılırken rezonans frekansında çalışma durumuna bir örnek gösterilmiştir. Mavi renkli dalga şekli MOSFET gate-soruca

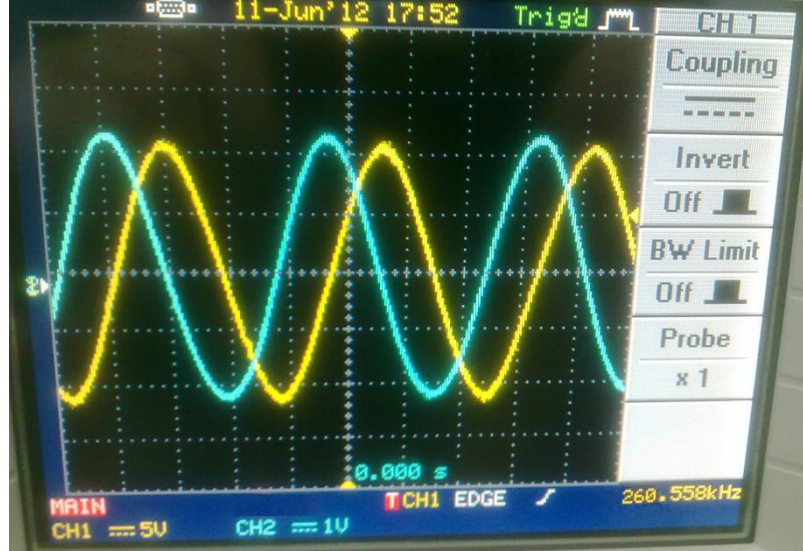
gerilimini, sarı renkli dalga şekli ise yüksek frekans gerilim trafosu çıkışından gözlenen paralel rezonans gerilimini göstermektedir. Isıtma bobini içerisinde bulunan metal parça ile devre 260 kHz'de rezonansa girmektedir. Şekilden görüleceği üzere MOSFET'in anahtarlanması rezonans geriliminin sıfır geçişlerinde yapılmakta ve yalnızca rezonans geriliminin pozitif alternansında iletme geçirilmektedir.



Şekil 6.20 Paralel rezonans gerilimi (CH1 –Sarı - 5V/div) ve MOSFET gate-source gerilimi (CH2 – Mavi - (5V/div)

Şekil 6.21' de paralel rezonans gerilimi (mavi) ve bobin akımı (sarı) birlikte verilmiştir. Rezonans gerilimi, rezonans kapasitörüne bağlı yüksek frekans transformatörünün sekonderinden 1/20 küçültme oranlı diferansiyel gerilim probu ile gözlenmiştir. Transformatör dönüştürme oranı 7/1 olduğundan rezonans gerilimi skop ekranında 140 kat küçültülerek gözlenmiştir. Skop 2. kanalından 1 Volt/Kare oranla görülen rezonans geriliminin tepe değeri yaklaşık 300 V olarak ölçülmüştür. Skop 1. kanalından gözlenen bobin akımı ise yüksek frekans akım trafosu ile gözlenmiştir. Gözlenen her 1 V 6 A' e karşılık geldiğine göre bobin akımının yaklaşık 72-73 A olduğu görülmektedir. Paralel rezonans gerilimi aynı zamanda rezonans kapasitörü gerilimidir ve akım ile gerilim arasında 90 derece faz farkı olduğu görülmektedir.

Krom-nikel parçanın bu şartlar altında ısıtılması deneyinde, sıcaklığının 1 dakika içerisinde oda sıcaklığından (24-25 °C) 730 dereceye kadar çıkarıldığı görülmüştür. Şekil 6.22' de parçanın bobin içerisinde ısıtılma anı ve infrared termometre ile sıcaklığının ölçülmesi gösterilmiştir.



Şekil 6.21 Bobin akımı (CH1 –Sarı – (5V/div) x (6A/V)) ve paralel rezonans gerilimi (CH2 – Mavi – (1V/div) x 140)



Şekil 6.22 Krom-Nikel parçanın indüksiyon ile ısıtılması

Elde edilen sıcaklık değerleri doğrultusunda ısıtılan parçaya aktarılan güç bulunabilir, bunun için öncelikle parçaya aktarılan ısı enerjisi bulunmalıdır. Isıtılan parçaya aktarılan ısı enerjisinin bulunması için Eşitlik 6.3 kullanılabilir.

$$Q=mc\Delta t \quad (6.3)$$

m: Isıtılan yükün kütlesi (g)

c: Isıtılan yükün yapıldığı malzemenin öz ısısı (J/g °C)

Δt : İlk ve son sıcaklık arasındaki değişim (°C)

Eşitlik 6.3' de elde edilen ısı enerjisi joule cinsinden bulunmaktadır. Elde edilen ısı enerjisini Watt cinsinden ifade edebilmek için Eşitlik 6.4' de verilen bağıntı kullanılabilir.

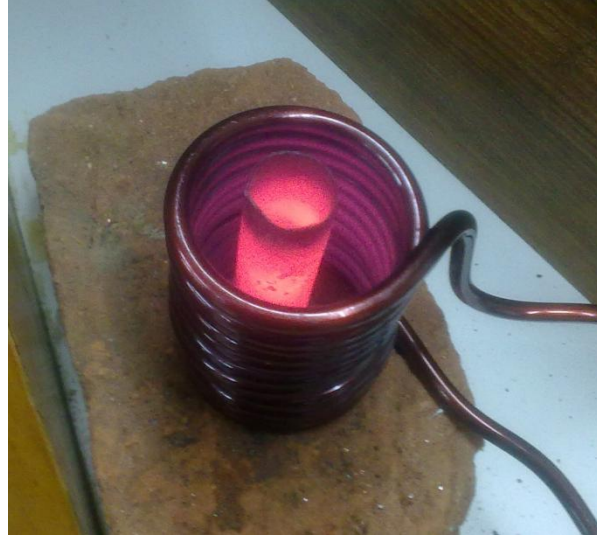
$$1 \text{ Joule} = 1 \text{ W} \times 1 \text{ s} = 1 \text{ Watt} \times 1 \text{ saniye} \quad (6.4)$$

Krom-Nikel parçanın ve öz ısısı $c_{Cr-Ni} = 0.5 \text{ J/g } ^\circ\text{C}$ ' dir. Bu durumda parçaya aktarılan ısı enerjisi yaklaşık olarak;

$$Q = mc\Delta t = 200 \cdot 0.5 \cdot 705 = 70500 \text{ J} \text{ olarak bulunur. Buradan parçaya aktarılan anlık güç değeri;}$$

$$P = Q/t = 70500 \text{ J} / 60 \text{ sn} = 1175 \text{ W} \text{ olarak bulunur.}$$

Demirden yapılmış boru ısıtma denemesinde ise borunun sıcaklığı daha düşük güç aktarımı ile oda sıcaklığından $800 \text{ }^\circ\text{C}$ 'ye 20 saniyede çıkarılabilmektedir. Şekil 6.23' de borunun ısıtılması anına dair bir görüntü verilmiştir.



Şekil 6.23 Demir boru parçasının indüksiyon ile ısıtılması

Sistemin genel verimini elektriksel olarak incelemek için krom-nikel parçanın ısıtılma anındaki veriler değerlendirilebilir. Isıtma çalışması anında parçaya anlık olarak 1175 W güç aktarıldığı hesap edilmiştir. Bu anda ayarlı DC kaynaktan 142 V çıkış geriliminde çekildiren akım değeri 10 A olarak ölçülmüştür. Dolayısıyla sisteme aktarılan güç 1420 W olarak bulunur. Bu durumda indüksiyonla ısıtıcının verimi Eşitlik 6.5 kullanılarak hesap edilebilir.

$$\eta = 100 \cdot (P_a / P_v) \quad (6.5)$$

$$\eta = 100 \cdot (1175 / 1420) = \%82.7 \text{ olarak bulunur.}$$

7. SONUÇ

İndüksiyonla ısıtma, uygun frekans kullanımı ile verimli bir ısıtma yöntemidir. Bu çalışmada, sanayide geniş kullanım alanı bulan indüksiyonla ısıtma sistemlerinden biri olan yüksek frekanslı indüksiyon kaynak sistemi tasarımı için bilgisayar ortamında benzetim çalışmaları yapılmış ve küçük güçte bir uygulama gerçekleştirilmiştir. Çalışmada iki ana güç dönüştürücü devre yapısı incelenmiştir. Bunlardan birincisi devre giriş gücünün ayarlandığı PWM doğrultucu sistemi, diğeri ise metal ısıtma işleminin yapıldığı yüksek frekans rezonans invertör devresidir. PWM doğrultucu yapısı yalnızca benzetim çalışmaları ile incelenmiş, rezonans invertör devresi için ise hem benzetim çalışmaları hem de küçük güçte deneysel çalışmalar yapılmıştır.

Doğrultucu devrelerinin en büyük problemleri şebekeden harmonik içeriği fazla akımlar çekmeleri ve düşük giriş güç faktörüne sebep olmalarıdır. Güç elektroniği ve mikroişlemci teknolojilerindeki ilerlemeler günümüzde bu problemlerin çözümü için çeşitli olanaklar sağlamaktadır. Bunlardan en önemlilerinden birisi de PWM doğrultucu teknolojisidir. Tez çalışmasında, ACSLX programı kullanılarak 50 kW çıkış gücünde bir PWM doğrultucu benzetimi yapılmıştır. Benzetim çalışmalarında, giriş güç faktörünün iyileştirilmesi ve harmonik akımlarının azaltılması açısından başarılı sonuçlar elde edilmiştir. Giriş faz akımlarının, giriş gerilimleri ile aynı fazda kalması sağlanarak güç faktörü 1'e çekilmiştir. Temel bileşen dışındaki harmonik akımlarının da çok düşük seviyede kalması sağlanmış, 50. harmoniğe kadar alınan değerlerle THD değeri %4,85 olarak hesap edilmiştir.

İndüksiyonla kaynak uygulamalarında tercih edilen frekans aralığı genelde 250 kHz ile 400 kHz arasındadır. Yüksek frekans rezonans invertör benzetim çalışmasında, rezonans devresi için paralel rezonans yapısı tercih edilmiş ve çalışma frekansı 250 kHz olacak şekilde devre elemanları belirlenmiştir. Anahtarlama devresi için iki anahtarlı yükseltici tip anahtarlama yapısı kullanılmıştır. Temsili ısıtma yüküne 50 kW güç aktarımı yapılarak başarılı şekilde istenen sonuçlar elde edilmiştir.

Yüksek frekans rezonans invertör devresinin deneysel çalışmalarında kontrol devresinde yaşanan problemlerden ötürü iki anahtarlı yapı gerçekleştirilememiş, rezonans devresine rezonans geriliminin yalnızca pozitif

alternanslarında tek anahtar ile güç aktarımı yapılarak metal ısıtma çalışmaları yapılmıştır. İkinci anahtarın devreye sokulamaması planlanan fazladan güç aktarımını engellemiş olsa da PLL kontrol devresi kullanılarak rezonans frekansı takip edilip başarılı bir şekilde tek anahtarlı ısıtma yapılabilmektedir. Ölçümler sonucunda kaynaktan çekilen güç ve devreden ısıtma parçasına aktarılan güç karşılaştırıldığında yaklaşık %83' lük verimle güç aktarımının sağlandığı görülmüştür. Devrede daha yüksek verim alınamamasının sebebi, yüksek frekansta tetiklenen anahtarlama elemanlarının sebep olduğu güç tüketimi ve ısıtma bobininde oluşturulan manyetik akının tamamının ısıtma parçasına aktarılamamasıdır. İleriki çalışmalarda ısıtma parçasına uygun bobin tasarımı ile daha etkin güç aktarımı sağlanması planlanmaktadır.

Deneysel çalışmada iki anahtarlı sistemi tam olarak çalıştırmak için kontrol devresi üzerinde çalışmalar devam etmektedir. Bu aşamada analog kontrol devreleri yerine FPGA (Field-Programmable Gate Array) kullanarak kontrol denemeleri yapılmış ancak henüz istenen seviyeye gelinememiştir.

8. ÖNERİLER

İndüksiyonla ısıtma çalışmasında yüksek frekanslarda anahtarlama yapılmakta bu da anahtarlama elemanlarında yüksek ısı kayıplarına sebep olmaktadır. Bu kayıpları azaltmak için snubber devreleri kullanılmış olsa bile hem anahtarlama elemanlarının hem de snubberların üzerindeki ısının dışarı atılması gerekmektedir. Deneysel çalışmalarda metal soğutucular ve hava dolaşımı ile soğutma yapılmaya çalışılmıştır. Ancak yüksek güçlerde çalışma için bunlar yeterli olmamaktadır. Sanayideki indüksiyonla ısıtma sistemlerinde sulu soğutma yöntemleri kullanılmaktadır. Bu tür bir soğutma yapısının sisteme eklenmesiyle daha yüksek güçlerde testler yapılabilir.

İki anahtarlı sistemin tam olarak çalıştırılması ile güç artışı sağlanabilir olsa da bu tip devrede gücün yalnızca pozitif alternansta aktarılması önemli bir dezavantajdır. Bu sistem yerine paralel rezonans devresini beslemek için köprü invertör yapısı kullanmak anahtarlama elemanı sayısını ikiye katlasa da her iki alternansta da güç aktarımına izin vermesi yüksek güçlerde çalışmayı kolaylaştıracaktır.

İndüksiyonla ısıtma uygulamalarında, indüksiyon bobini içinde ve etrafında yüksek frekanslı yoğun manyetik alan oluşmaktadır. Çalışmalar esnasında bu manyetik alanın çevredeki elektronik cihazları etkileyebildiği ve baş ağrılarına sebep olabildiği gözlenmiştir. Dolayısıyla bu tür çalışmalarda hem çevre güvenliği hem de insan sağlığı açısından manyetik alandan koruyacak önlemler alınması faydalı olacaktır.

KAYNAKLAR DİZİNİ

- Alan, I.**, 1993, The Feasibility Study of a Completely Isolated Three Phase to Three Phase Induction Motor/Induction Generator Power Conversion System Based Upon 20 kHz Paralel Resonant High Frequency Ac Link. Ph. D. Dissertation, Univ. of Wisconsin-Madison
- Andrews, D., Bishop, M. and Witte J.**, 1996, Harmonic Measurements, Analysis, and Power Factor Correction in a Modern Steel Manufacturing Facility, *IEE Tr. on Industry Appl.* 32(3):617-624.
- Angquist, L. and Lindberg, L.**, 1991, .Inner Phase Angle Control Of Voltage Source Converter In High Power Application., in Proc. IEEE-PESC Conf., 293-298
- Blasko, V. and Kaura, V.**, 1997 .A New Mathematical Model and Control of a Three-Phase AC-DC Voltage Source Converter., *IEEE Trans. on Power Electronics*, 12(1):116-122
- Buso, S., Malesani, L., and Mattavelli, P.**, 1998, Comparison of current control techniques for active filter applications, *IEEE Trans. Ind. Electron*, 45(5):722-729
- Cavallini, A. Loggini, M. and Montanari, G.C.**, 1994, Comparison of Approximate Methods for Estimate Harmonic Currents Injected by AC/DC Converters, *IEEE Tran. On Industrial Electronics*, 41(2):256-262.
- Dixon, J.W., and Ooi, B.T.**, 1988, Indirect current control of a unity power factor sinusoidal current boost trpe three-phase rectifier', *IEEE Trans Ind Electron*, 35(4):508-515
- Fujita, H. and Akagi H.**, 1996, Pulse-Density-Modulated Power Control of a 4 kW, 450kHz Voltage-Source inverter for Induction Melting Applications, *IEEE Tr on Industrial Applications*, 32(2):279-286.
- Hansen, S., Nielsen, P. and Thogersen, P.**, 2000, .Harmonic Distortion and Reduction Techniques of PWM Adjustable Speed Drives - a Cost . Benefit Analysis., in Proc. Norpie Conf, 271-277.
- Hansen, S., Nielsen, P. and Blaabjerg, F.**, 2000, .Harmonic Cancelation by Mixing Nonlinear Singlephase and Three-Phase Loads., *IEEE Trans. on Ind. Application*, 36(1):152-159

KAYNAKLAR DİZİNİ (Devam)

- Iqbal, M. and Sheikh, N.,M.**, 2008, Performance Improvement of High Frequency Solid State Welder Using Zero Current Switching Technique, Electrical Engineering, ICEE. Second International Conference, 25-26 March :1-7
- Kazmierkowski, M.P. and Malesani, L.**, 1998, Current Control Techniques For Three-Phase Voltage-Source PWM Converters: a Survey. *IEEE Trans. Indust. Electron.* 45: 691-703.
- Kazmierkowski, M.P., Dzieaniakowski, M.A., and Sulkowski, W.**, 1990, The Three Phase Current Controlled Transistor DC link PWM Converter For Bi-Directional Power Flow., in proc. PEMC Conf., Budapest.: 465-469.
- Kazmierkowski, M.P., and Malesani, L.**, 1998, Current Control techniques for three phase voltage source converters: A survey, *IEEE Trans. Ind Electron*,45(5):691-703
- Kim, S., Enjeti, P. and Rendusara, D.**, 1994, New Method to Improve THD and Reduce Harmonics Generated by a Three-Phase Diode Rectifier Type Utility Interface, Conf.Record of Industrial Appl. Conf. 29. Annual Meeting, 2:1071-1077.
- Komurcugil, H., and Kukrer, O.**, 1999, A novel current-control method for three-phase PWM AC/DC voltage source converters', *IEEE Truns. Ind Electron*,46(3):544-553
- Lai, S.**, 1996, Practical Design Methodology Of Auxiliary Resonant Snubber Inverters, in Proc. IEEE PESC'96, June
- Maximovic, D.**, 1995, Design of the Clamped-Current High-Power-Factor Boost Rectifier, *IEEE Tr. on Industrial Applications*, 31(5):986-992
- Min, B.D., Youm, J.H., and Kwon, B.H.**, 1999, SVM-based hysteresis current controller for three-phase PWM rectifier, *IEE Proc., Electr. Power Appl*,146(2):225-230
- Nalbant, M.K. and Klein, J.**, 1989, Design of a 1 KW Power Factor Correction Circuit, Proc. Power Conversion, 121-134
- Noguchi, T., Tomiki,H., Kondo, S., and Takahashi, I.**, 1998, Direct Power Control of PWM Converter Without Power-Source Voltage Sensors. *IEEE Trans. Indust. Appl* 34: 473-479

KAYNAKLAR DİZİNİ (Devam)

- Nuns, J., Foch, H., Metz, M. and Yang X.**, 1993, Radiated and Conducted Interferences in Induction Heating Equipment: Characteristics and Remedies. The European Power Electronics Association, 194-199
- Ogiwara, H., Michihira, M. and Nakaoka, M.**, 1993, Zero-Current Soft-Switched High-Frequency Inverter for Induction Heating Using Bipolar-Mode Normally- Off SITs, UPEC, 581-584.
- Ohnishi, T.**, 1991, Three-Phase PWM Converter/Inverter By Means Of Instantaneous Active And Reactive Power Control. Proc. IEEE-IECON Conf., 819-824.
- Rashid, M.H.**, 1993, Power Electronics, Circuits, Devices and Applications (Second ed.), Prentice Hall Inc., A Simon & Suchuster Company, Englewood Cliffs, New Jersey
- Rudnev, V., Loveless, D., Cook, R., and Black, M.** 2002 , Handbook of Induction Heating Marcel Dekker Inc., Monticello, NY 12701-518, 18-20.
- Sazak, B.S.**, 1999, Design of a 500W Resonant Induction Heater”, *Pamukkale Üniversitesi Mühendislik Bilimleri Dergisi*, 5(1):871-878
- Tanaka, T.** 1989, A New Induction Cooking Range for Heating any Kind of Metal Vessels, *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, 35(3):635-641
- Thiyagarajah, K., Ranganathan, V.T. and Iyengar, B.S.R.**, 1991, A High Switching Requency IGBT PWM Rectified Inverter System for AC Motor Drives Operating from Single Phase Supply, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 6(4):576-584.
- Vardelho, P.** 1999, Analysis of Control Methods for Active Power Filters and Voltage Type Reversible Rectifiers in Unbalance and Non-Sinusoidal Conditions., In Proc. Electrimacs Conf. II, 95-103
- Weinhold, M.**, 1991, .A New Control Scheme for Optimal Operation of a Three-Phase Voltage dc Link PWM Converter., in Proc. PCIM Conf., pp.371-3833, 1991.
- Witulski, A.F.**, 1991, Small Signal Equivalent Circuit Modeling of Resonant Converters, *IEEE Tr. on Power Electronics*, 6(1):11-27.
- Zargari, N.R., and Joos, G.**, 1995, Performance Investigation of Current-Controlled Voltage-Regulated PWM Rectifier In Rotating And Stationary Frames., *IEEE Trans. on Ind. Electronics*, 4(42):396-401

KAYNAKLAR DİZİNİ (Devam)

- Zhijuan, Z., Heming, L. and Yonglong, P.**, 2006, Application of MOSFET Solid State High Frequency Power Supply in Pipe Welding, TENCON 2006 IEEE Region 10 Conference, 14-17 Nov.
- Zhou, D. and Rouaud, D.** 1999, Regulation and Design Issues of a PWM Three-phase Rectifier., in Proc. IEEE-IECON Conf, 485-489.
- Zinn, S., and Semiatin, S.L.** 1998, Elements of Induction Heating: Design, Control and Applications ASM International, 2-5.

ÖZGEÇMİŞ

Adı Soyadı : Yusuf EFTELİ

Doğum Tarihi : 24.02.1983

Doğum Yeri : Amasya

Lisans Eğitimi : Ege Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği (2008)

İş Tecrübeleri : Onmuş Elektrik A.Ş., Proje Mühendisi (2007-2008)

Ege Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü,
Araştırma Görevlisi, (2008- ...)

e-posta : yusuf.efteli@ege.edu.tr

Telefon : 0554 323 26 41

Ek 1 PWM Doğrultucu Benzetim Çalışmaları ACSLX Kodları

PROGRAM ! PWM Rectifier

Constant C=12000e-6, f=50, Ls=3e-3, Kp=100, Ki=30

ALGORITHM IALG = 5
 NSTEPS NSTP = 10
 MAXTERVAL MAXT = 1.0e9
 MINTERVAL MINT = 1.0e-9
 CINTERVAL CINT = 0.5e-4
 CONSTANT TSTOP = 0.2

INITIAL

R=3.2
 pi=2.0*acos(0.0)
 Vanpk=311
 w=2*pi*f
 Q=2*pi/3
 Iapk=0
 Vcapref=400.0
 Iarefust=0.0
 Iarefalt=0.0,

END ! INITIAL

DYNAMIC

hb=(Vcapref/R)*0.05
 bh=-hb
 Sa=rsw(Ia.lt.(Iarefalt),-1,rsw(Ia.gt.(Iarefust),1, Sa))
 Sb=rsw(Ib.lt.(Ibrefalt),-1,rsw(Ib.gt.(Ibrefust),1, Sb))
 Sc=rsw(Ic.lt.(Icrefalt),-1,rsw(Ic.gt.(Icrefust),1, Sc))

DERIVATIVE

teta=integ(w,0)
 Van = Vanpk*sin(teta)
 Vbn = Vanpk*sin(teta-Q)

Ek 1 PWM Doğrultucu Benzetim Çalışmaları ACSLX Kodları (devam)

$$V_{cn} = V_{anpk} \cdot \sin(\text{teta} + Q)$$

$$I_a = \text{integ}((V_{an} - S_a \cdot V_{cap}) / L_s, 0)$$

$$I_b = \text{integ}((V_{bn} - S_b \cdot V_{cap}) / L_s, 0)$$

$$I_c = \text{integ}((V_{cn} - S_c \cdot V_{cap}) / L_s, 0)$$

$$V_{cap} = \text{integ}((I_a \cdot S_a + I_b \cdot S_b + I_c \cdot S_c) / C - V_{cap} / R / C, 0)$$

$$P_{initial} = (V_{capref}^2) / R$$

$$I_{load} = V_{cap} / R$$

$$P_o = V_{cap} \cdot I_{load}$$

$$PI = K_p \cdot (V_{capref} - V_{cap}) + K_i \cdot k$$

$$k = \text{integ}(V_{capref} - V_{cap}, 0)$$

$$P_{inref} = P_{initial} + PI$$

$$I_{apk} = 2 \cdot (P_{inref} / V_{anpk}) / 3$$

$$I_{aref} = I_{apk} \cdot \sin(\text{teta})$$

$$I_{arefust} = \text{rsw}(I_{aref}, \text{gt.} 0, I_{aref} + hb, I_{aref} - hb)$$

$$I_{arefalt} = \text{rsw}(I_{aref}, \text{le.} 0, I_{aref} + hb, I_{aref} - hb)$$

$$I_{bref} = I_{apk} \cdot \sin(\text{teta} - Q)$$

$$I_{brefust} = \text{rsw}(I_{bref}, \text{gt.} 0, I_{bref} + hb, I_{bref} - hb)$$

$$I_{brefalt} = \text{rsw}(I_{bref}, \text{le.} 0, I_{bref} + hb, I_{bref} - hb)$$

$$I_{cref} = I_{apk} \cdot \sin(\text{teta} + Q)$$

$$I_{crefust} = \text{rsw}(I_{cref}, \text{gt.} 0, I_{cref} + hb, I_{cref} + bh)$$

$$I_{crefalt} = \text{rsw}(I_{cref}, \text{le.} 0, I_{cref} + hb, I_{cref} + bh)$$

END ! DERIVATIVE

TERMT (T .GE. TSTOP, 'checked on communication interval: REACHED TSTOP')

TERMINAL

END ! DYNAMIC

END ! TERMINAL

END ! PROGRAM

Ek 2 Rezonans İvertör Benzetim Çalışmaları ACSLX Kodları

PROGRAM ! Current Source Parallel Resonant Inverter

Constant f=265257, Ls=4e-3, C=800e-9, Ly=0.5e-6, Rp=2.32

INITIAL

pi=2.0*acos(0.0)

w=2*pi*f

tetaini=0

Vs=300

Vcpeak=0

ilsref=250

ilsref1=249

Ic=0

Is=0

ilsini=0

vcini=-0.000001

ilyini=0

vcrefpk=500

Prini=0.0

signal=100

flag1=1

flag2=0

flag3=0

powrav0=0

powcav0=0

pinav0=0

irp=0

END ! INITIAL

DYNAMIC

ALGORITHM IALG = 5

NSTEPS NSTP = 1

MAXTERVAL MAXT = 0.1e-5

MINTERVAL MINT = 0.1e-7

CINTERVAL CINT = 0.1e-6

t0=rsw(t.eq,0,9.99e+10,t)

t1=rsw(flag1.eq,1,9.99e+10,t)

Ek 2 Rezonans İnvörtör Benzetim Çalışmaları ACSLX Kodları (devam)

```

flag1=rsw(ils.ge.ilsref1,0,flag1)
S1=rsw(flag1.eq.1,1,rsw(vc.ge.0,0,rsw(flag2.eq.1,0,1)))
w1=rsw(flag1.eq.1,0,w)
S2=rsw(S1.eq.1,0,rsw(vc.ge.0,rsw(flag3.eq.1,1,0),0))
S11=240*S1
S22=S2*240
S3=S1+S2
S33=200*rsw(S3.eq.1,0,1)
SWC=abs(Ic)
vls=rsw(S1.eq.1,Vs,rsw(S2.eq.1,(Vs-vc),0))
Ic=rsw(S2.eq.1,(Is-ily-irp),(-ily-irp))
Is=rsw(S2.eq.1,(ils),rsw(S1.eq.1,ils,0))
Itop=Is+ily+irp
Pr=(irp*vc)
Pc=(vc*Ic)
irp=vc/Rp
Pout=vc*Ic

```

DERIVATIVE

```

teta=integ(w1,0)
Vref = 300*sin(teta)

```

```

SCHEDULE S1pattern.XN.(vc)
SCHEDULE S2pattern.XP.(vc)
ils=integ( vls/Ls, ilsini)
vc=integ( Ic/C, vcini)
ily=integ((vc-(Ry*ily))/Ly,ilyini)
powav=integ(Pr,powrav0)/t1
powcav=integ(Pc,powcav0)/t1
pinav=integ(pin,pinav0)/t0

```

END ! DERIVATIVE

```

DISCRETE S1pattern
if(ils.ge.ilsref) then

```

Ek 2 Rezonans İnvörtör Benzetim Çalışmaları ACSLX Kodları (devam)

```
flag2=1
else if (ils.lt.ilsref)then
flag2=0
end if
END
```

```
DISCRETE S2pattern
if(vcpeak.lt.vcrefpk) then
flag3=1
else
flag3=0
end if
END
```

```
DISCRETE
INTERVAL tsamp=0.1e-6
```

```
if((vc .gt. 0 ).AND.( SWC .lt.40)) then
Vcpeak=vc
end if
```

```
END
```

```
CONSTANT TSTOP = 0.05
TERMT (T .GE. TSTOP, 'checked on communication interval:
REACHED TSTOP')
```

```
END ! DYNAMIC
TERMINAL
END ! TERMINAL
```

```
END ! PROGRAM
```

EK-3 IXDD414 MOSFET Sürücü Bilgi Sayfaları



IXDD414PI / 414YI / 414CI / 414SI
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 35V
- -55 °C to 125 °C Extended Operating Temperature Standard
- 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

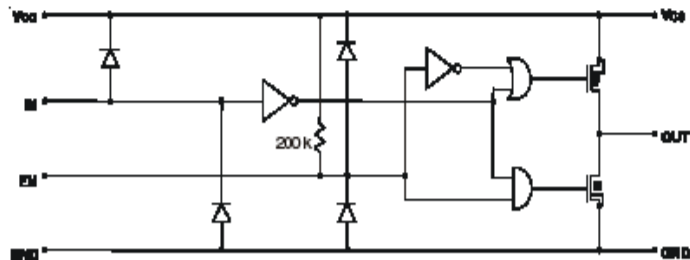
General Description

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 di/dt over-voltage transient.

The IXDD414 is available in the standard 8-pin P-DIP (PI), 14-pin SOIC (SI), 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 | 40 V |
| All Other Pins (unless specified otherwise) | -0.3 V to $V_{CC} + 0.3$ V |
| Power Dissipation, $T_{AMBIENT} = 25^{\circ}C$ | |
| 8 Pin PDIP (PI) | 833 mW |
| 14-Pin SOIC (SI) | 1000 mW |
| TO-220 (CI), TO-263 (YI) | 12.5 W |
| Storage Temperature | -55 $^{\circ}C$ to 150 $^{\circ}C$ |
| Lead Temperature (10 s) | 300 $^{\circ}C$ |

Operating Ratings

| Parameter | Value |
|--|------------------------------------|
| Maximum Junction Temperature | 150 $^{\circ}C$ |
| Operating Temperature Range | -55 $^{\circ}C$ to 125 $^{\circ}C$ |
| Thermal Resistance (Junction-to-Case) | |
| TO-220, TO-263 (YI) | 10 K/W |
| 14-Pin SOIC (SI) | 10 K/W |
| Thermal Resistance (Junction to Ambient) | |
| 8-Pin PDIP (PI) | 150 K/W |
| 14-Pin SOIC | 120 K/W |
| TO-220 (CI), TO-263 (YI) | 62.5 K/W |

Electrical Characteristics

Unless otherwise noted, $T_A = 25^{\circ}C$, $4.5V \leq V_{CC} \leq 35V$.

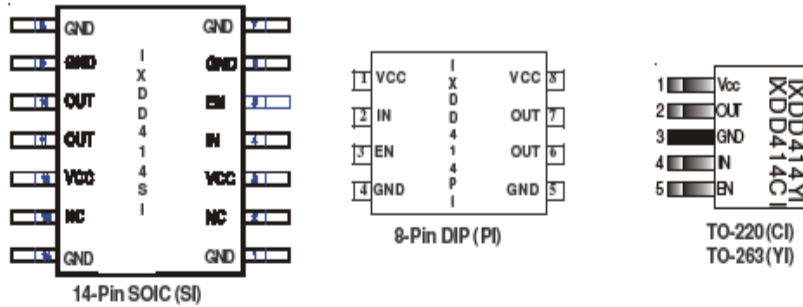
All voltage measurements with respect to GND. IXDD414 configured as described in *Test Conditions*.

| Symbol | Parameter | Test Conditions | Min | Typ | Max | Units |
|-------------------|--|---|------|------------------|----------------|--------------------------|
| V_{HI}, V_{ENH} | High input & EN voltage | $4.5V \leq V_{CC} \leq 18V$ | 3.5 | | | V |
| V_{LI}, V_{ENL} | Low input & EN voltage | $4.5V \leq V_{CC} \leq 18V$ | | | 0.8 | V |
| V_{IN} | Input voltage range | | -5 | | $V_{CC} + 0.3$ | V |
| V_{EN} | Enable voltage range | | -0.3 | | $V_{CC} + 0.3$ | V |
| I_{IN} | Input current | $0V \leq V_{IN} \leq V_{CC}$ | -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 | m Ω |
| R_{OL} | Output resistance @ Output Low | $I_{OUT} = 10mA, V_{CC} = 18V$ | | 600 | 1000 | m Ω |
| 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 |
| t_R | Rise time | $C_L = 15nF, V_{CC} = 18V$ | 23 | 25 | 29 | ns |
| t_F | Fall time | $C_L = 15nF, V_{CC} = 18V$ | 21 | 22 | 26 | ns |
| t_{ONDLY} | On-time propagation delay | $C_L = 15nF, V_{CC} = 18V$ | 29 | 30 | 33 | ns |
| t_{OFFDLY} | Off-time propagation delay | $C_L = 15nF, V_{CC} = 18V$ | 29 | 31 | 34 | ns |
| t_{ENCH} | Enable to output high delay time | $V_{CC} = 18V$ | | | 40 | ns |
| t_{OLD} | Disable to output low disable delay time | $V_{CC} = 18V$ | | | 30 | ns |
| V_{CC} | Power supply voltage | | 4.5 | 18 | 35 | V |
| I_{CC} | Power supply current | $V_{IN} = 3.5V$ $V_{IN} = 0V$ $V_{IN} = +V_{CC}$ | | 1 0 10 | 3 10 10 | mA μA μA |
| REN | Enable Pull-up Resistor | | | 200 | | k Ω |

Specifications Subject To Change Without Notice



Pin Configurations



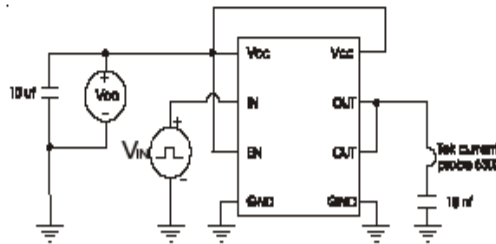
Pin Description

| 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



Typical Performance Characteristics

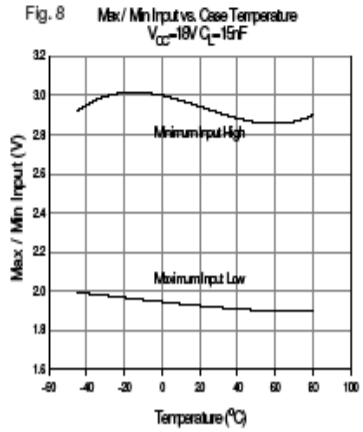
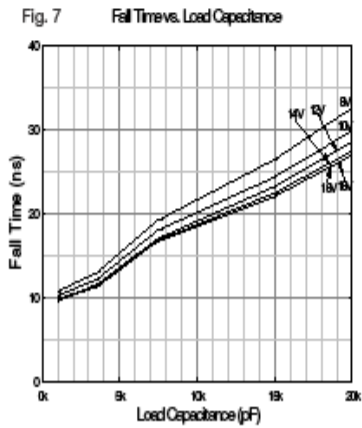
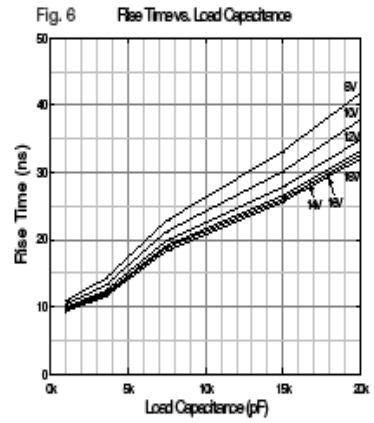
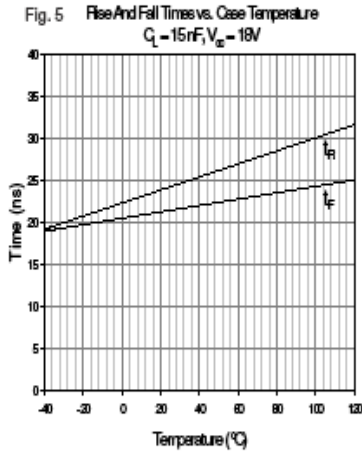
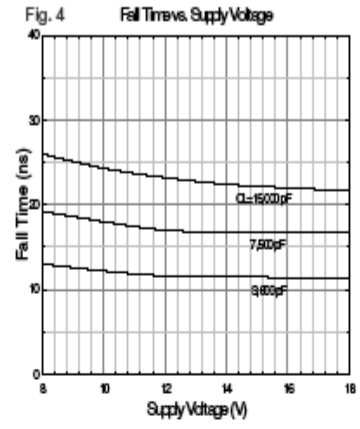
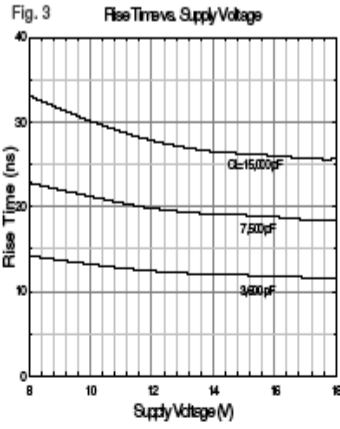


Fig. 9 Supply Current vs. Load Capacitance
V_{CO}=18V

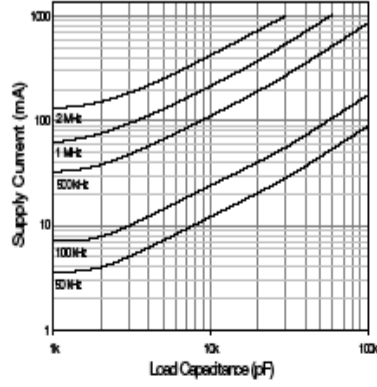


Fig. 11 Supply Current vs. Load Capacitance
V_{CO}=12V

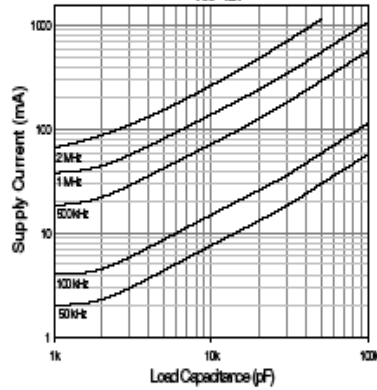


Fig. 13 Supply Current vs. Load Capacitance
V_{CO}=8V

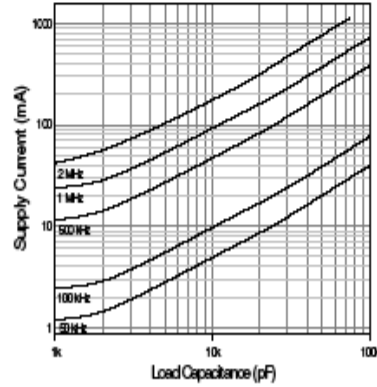


Fig. 10 Supply Current vs. Frequency
V_{CO}=18V

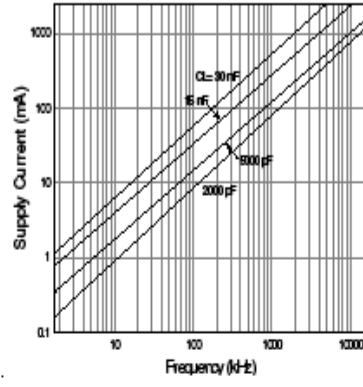


Fig. 12 Supply Current vs. Frequency
V_{CO}=12V

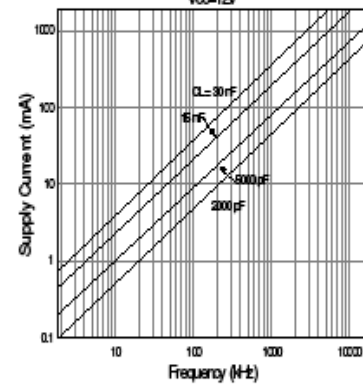


Fig. 14 Supply Current vs. Frequency
V_{CO}=8V

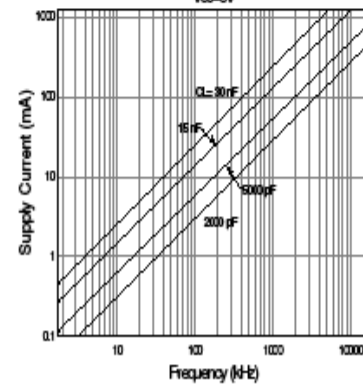


Fig. 15 Propagation Delay vs. Supply Voltage
 $C_L=15nF$ $V_H=5V$ @1kHz

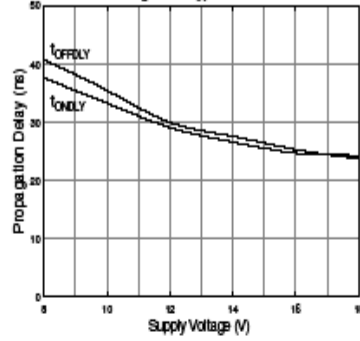


Fig. 16 Propagation Delay vs. Input Voltage
 $C_L=15nF$ $V_{CC}=18V$

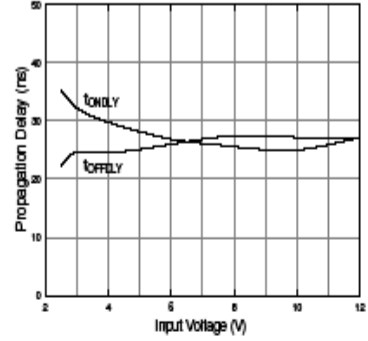


Fig. 17 Propagation Delay vs. Case Temperature
 $C_L=2500pF$ $V_{CC}=18V$

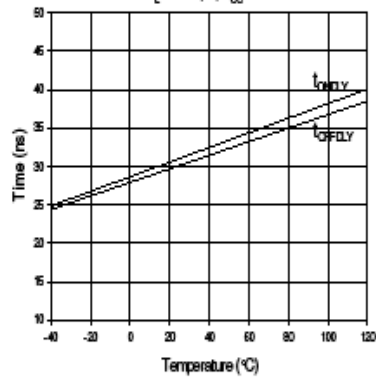


Fig. 18 Quiescent Supply Current vs. Case Temperature
 $V_{CC}=18V$ $V_H=5V$ @1kHz

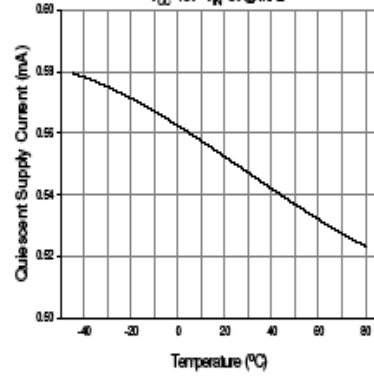


Fig. 19 P Channel Output Current vs. Case Temperature
 $V_{CC}=18V$ $C_L=1uF$

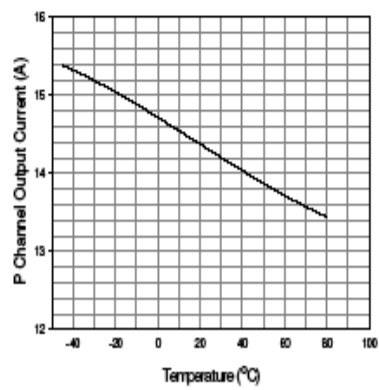
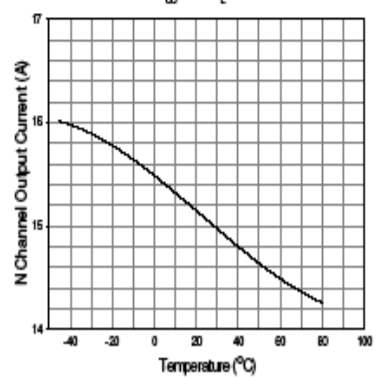




Fig. 20 N Channel Output Current vs. Case Temperature
 $V_{CC}=18V$ $C_L=1uF$



EK-4 6N137 Optokuplör Bilgi Sayfaları





January 2011

Single-Channel: 6N137, HCPL2601, HCPL2611 Dual-Channel: HCPL2630, HCPL2631 High Speed 10MBit/s Logic Gate Optocouplers

Features

- Very high speed – 10 MBit/s
- Superior CMR – 10 kV/μs
- Double working voltage–480V
- Fan-out of 8 over -40°C to +85°C
- Logic gate output
- Strobbable output
- Wired OR-open collector
- U.L. recognized (File # E90700)

Applications

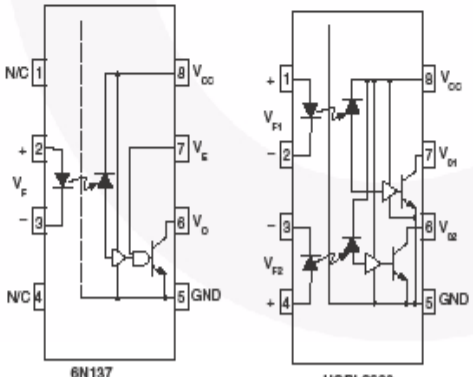
- Ground loop elimination
- LSTTL to TTL, LSTTL or 5-volt CMOS
- Line receiver, data transmission
- Data multiplexing
- Switching power supplies
- Pulse transformer replacement
- Computer-peripheral interface

Description

The 6N137, HCPL2601, HCPL2611 single-channel and HCPL2630, HCPL2631 dual-channel optocouplers consist of a 850 nm AlGaAs LED, optically coupled to a very high speed integrated photo-detector logic gate with a strobbable output. This output features an open collector, thereby permitting wired OR outputs. The coupled parameters are guaranteed over the temperature range of -40°C to +85°C. A maximum input signal of 5mA will provide a minimum output sink current of 13mA (fan out of 8).

An internal noise shield provides superior common mode rejection of typically 10kV/μs. The HCPL2601 and HCPL2631 has a minimum CMR of 5kV/μs. The HCPL2611 has a minimum CMR of 10kV/μs.

Schematics

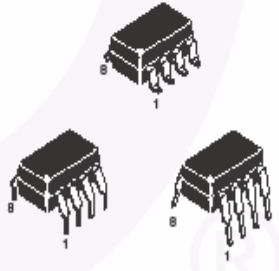


6N137
HCPL2601
HCPL2611

HCPL2630
HCPL2631

A 0.1μF bypass capacitor must be connected between pins 8 and 5⁽¹⁾.

Package Outlines



Truth Table (Positive Logic)

| Input | Enable | Output |
|-------|--------|--------|
| H | H | L |
| L | H | H |
| H | L | H |
| L | L | H |
| H | NC | L |
| L | NC | H |

Single-Channel: 6N137, HCPL2601, HCPL2611 Dual-Channel: HCPL2630, HCPL2631 — High Speed 10MBit/s Logic Gate Optocouplers

Absolute Maximum Ratings ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified)

Stresses exceeding the absolute maximum ratings may damage the device. The device may not function or be operable above the recommended operating conditions and stressing the parts to these levels is not recommended. In addition, extended exposure to stresses above the recommended operating conditions may affect device reliability. The absolute maximum ratings are stress ratings only.

| Symbol | Parameter | | Value | Units |
|----------------------------|--|-----------------------------|----------------|------------------|
| T_{STG} | Storage Temperature | | -55 to +125 | $^\circ\text{C}$ |
| T_{OPR} | Operating Temperature | | -40 to +85 | $^\circ\text{C}$ |
| T_{SOL} | Lead Solder Temperature (for wave soldering only)* | | 260 for 10 sec | $^\circ\text{C}$ |
| EMITTER | | | | |
| I_F | DC/Average Forward | Single Channel | 50 | mA |
| | Input Current | Dual Channel (Each Channel) | 30 | |
| V_E | Enable Input Voltage Not to Exceed V_{CC} by more than 500mV | Single Channel | 5.5 | V |
| V_R | Reverse Input Voltage | Each Channel | 5.0 | V |
| P_I | Power Dissipation | Single Channel | 100 | mW |
| | | Dual Channel (Each Channel) | 45 | |
| DETECTOR | | | | |
| V_{CC} (1 minute max) | Supply Voltage | | 7.0 | V |
| I_O | Output Current | Single Channel | 50 | mA |
| | | Dual Channel (Each Channel) | 50 | |
| V_O | Output Voltage | Each Channel | 7.0 | V |
| P_O | Collector Output | Single Channel | 85 | mW |
| | Power Dissipation | Dual Channel (Each Channel) | 60 | |

*For peak soldering reflow, please refer to the Reflow Profile on page 11.

Recommended Operating Conditions

The Recommended Operating Conditions table defines the conditions for actual device operation. Recommended operating conditions are specified to ensure optimal performance to the datasheet specifications. Fairchild does not recommend exceeding them or designing to absolute maximum ratings.

| Symbol | Parameter | Min. | Max. | Units |
|----------|----------------------------|------|----------|------------------|
| I_{FL} | Input Current, Low Level | 0 | 250 | μA |
| I_{FH} | Input Current, High Level | *6.3 | 15 | mA |
| V_{CC} | Supply Voltage, Output | 4.5 | 5.5 | V |
| V_{EL} | Enable Voltage, Low Level | 0 | 0.8 | V |
| V_{EH} | Enable Voltage, High Level | 2.0 | V_{CC} | V |
| T_A | Low Level Supply Current | -40 | +85 | $^\circ\text{C}$ |
| N | Fan Out (TTL load) | | 8 | |

*6.3mA is a guard banded value which allows for at least 20% CTR degradation. Initial input current threshold value is 5.0mA or less.

Electrical Characteristics ($T_A = 0$ to 70°C unless otherwise specified)**Individual Component Characteristics**

| Symbol | Parameter | Test Conditions | Min. | Typ.* | Max. | Unit |
|---------------------------|-------------------------------------|--|----------------|-------|------|----------------------|
| EMITTER | | | | | | |
| V_F | Input Forward Voltage | $I_F = 10\text{mA}$ $T_A = 25^\circ\text{C}$ | | | 1.8 | V |
| | | | | 1.4 | 1.75 | |
| B_{VR} | Input Reverse Breakdown Voltage | $I_R = 10\mu\text{A}$ | 5.0 | | | V |
| C_{IN} | Input Capacitance | $V_F = 0, f = 1\text{MHz}$ | | 60 | | pF |
| $\Delta V_F / \Delta T_A$ | Input Diode Temperature Coefficient | $I_F = 10\text{mA}$ | | -1.4 | | mV/ $^\circ\text{C}$ |
| DETECTOR | | | | | | |
| I_{CCH} | High Level Supply Current | $V_{CC} = 5.5\text{V}, I_F = 0\text{mA}, V_E = 0.5\text{V}$ | Single Channel | 7 | 10 | mA |
| | | | Dual Channel | 10 | 15 | |
| I_{OCL} | Low Level Supply Current | $V_{CC} = 5.5\text{V}, I_F = 10\text{mA}, V_E = 0.5\text{V}$ | Single Channel | 9 | 13 | mA |
| | | | Dual Channel | 14 | 21 | |
| I_{EL} | Low Level Enable Current | $V_{CC} = 5.5\text{V}, V_E = 0.5\text{V}$ | | -0.8 | -1.6 | mA |
| I_{EH} | High Level Enable Current | $V_{CC} = 5.5\text{V}, V_E = 2.0\text{V}$ | | -0.6 | -1.6 | mA |
| V_{EH} | High Level Enable Voltage | $V_{CC} = 5.5\text{V}, I_F = 10\text{mA}$ | 2.0 | | | V |
| V_{EL} | Low Level Enable Voltage | $V_{CC} = 5.5\text{V}, I_F = 10\text{mA}^{(9)}$ | | | 0.8 | V |

Switching Characteristics ($T_A = -40^\circ\text{C}$ to $+85^\circ\text{C}$, $V_{CC} = 5\text{V}$, $I_F = 7.5\text{mA}$ unless otherwise specified)

| Symbol | AC Characteristics | Test Conditions | Min. | Typ.* | Max. | Unit | |
|-----------------------|---|---|--------------------|--------|--------|------------------|----|
| T_{PLH} | Propagation Delay Time to Output HIGH Level | $R_L = 350\Omega, C_L = 15\text{pF}^{(4)}$ (Fig. 12) $T_A = 25^\circ\text{C}$ | | 20 | 45 | 75 | ns |
| | | | | | | 100 | |
| T_{PHL} | Propagation Delay Time to Output LOW Level | $T_A = 25^\circ\text{C}^{(5)}$ $R_L = 350\Omega, C_L = 15\text{pF}$ (Fig. 12) | | 25 | 45 | 75 | ns |
| | | | | | | 100 | |
| $ T_{PHL} - T_{PLH} $ | Pulse Width Distortion | $(R_L = 350\Omega, C_L = 15\text{pF})$ (Fig. 12) | | 3 | 35 | ns | |
| t_r | Output Rise Time (10–90%) | $R_L = 350\Omega, C_L = 15\text{pF}^{(6)}$ (Fig. 12) | | 50 | | ns | |
| t_f | Output Rise Time (90–10%) | $R_L = 350\Omega, C_L = 15\text{pF}^{(7)}$ (Fig. 12) | | 12 | | ns | |
| t_{ELH} | Enable Propagation Delay Time to Output HIGH Level | $I_F = 7.5\text{mA}, V_{EH} = 3.5\text{V}, R_L = 350\Omega, C_L = 15\text{pF}^{(8)}$ (Fig. 13) | | 20 | | ns | |
| t_{EHL} | Enable Propagation Delay Time to Output LOW Level | $I_F = 7.5\text{mA}, V_{EH} = 3.5\text{V}, R_L = 350\Omega, C_L = 15\text{pF}^{(9)}$ (Fig. 13) | | 20 | | ns | |
| ICM_{LH} | Common Mode Transient Immunity (at Output HIGH Level) | $T_A = 25^\circ\text{C}, V_{CM} = 50\text{V}$ (Peak), $I_F = 0\text{mA}, V_{OH}(\text{Min.}) = 2.0\text{V}, R_L = 350\Omega^{(10)}$ (Fig. 14) | 6N137, HCPL2630 | | 10,000 | V/ μs | |
| | | | HCPL2601, HCPL2631 | 5000 | 10,000 | | |
| ICM_{LH} | Common Mode Transient Immunity (at Output LOW Level) | $R_L = 350\Omega, I_F = 7.5\text{mA}, V_{OL}(\text{Max.}) = 0.6\text{V}, T_A = 25^\circ\text{C}^{(11)}$ (Fig. 14) | HCPL2611 | 10,000 | 15,000 | V/ μs | |
| | | | 6N137, HCPL2630 | | 10,000 | | |
| ICM_{LH} | Common Mode Transient Immunity (at Output LOW Level) | $R_L = 350\Omega, I_F = 7.5\text{mA}, V_{OL}(\text{Max.}) = 0.6\text{V}, T_A = 25^\circ\text{C}^{(11)}$ (Fig. 14) | HCPL2601, HCPL2631 | 5000 | 10,000 | V/ μs | |
| | | | HCPL2611 | 10,000 | 15,000 | | |

Electrical Characteristics (Continued)**Transfer Characteristics** ($T_A = -40$ to $+85^\circ\text{C}$ unless otherwise specified)

| Symbol | DC Characteristics | Test Conditions | Min. | Typ.* | Max. | Unit |
|----------|---------------------------|--|------|-------|------|---------------|
| I_{OH} | HIGH Level Output Current | $V_{CC} = 5.5\text{V}$, $V_O = 5.5\text{V}$, $I_F = 250\mu\text{A}$, $V_E = 2.0\text{V}^{(2)}$ | | | 100 | μA |
| V_{OL} | LOW Level Output Current | $V_{CC} = 5.5\text{V}$, $I_F = 5\text{mA}$, $V_E = 2.0\text{V}$, $I_{CL} = 13\text{mA}^{(2)}$ | | .35 | 0.6 | V |
| I_{FT} | Input Threshold Current | $V_{CC} = 5.5\text{V}$, $V_O = 0.6\text{V}$, $V_E = 2.0\text{V}$, $I_{OL} = 13\text{mA}$ | | 3 | 5 | mA |

Isolation Characteristics ($T_A = -40^\circ\text{C}$ to $+85^\circ\text{C}$ unless otherwise specified.)

| Symbol | Characteristics | Test Conditions | Min. | Typ.* | Max. | Unit |
|-----------|---|--|------|-----------|------|---------------|
| I_{LO} | Input-Output Insulation Leakage Current | Relative humidity = 45%, $T_A = 25^\circ\text{C}$, $t = 5\text{s}$, $V_{LO} = 3000\text{VDC}^{(12)}$ | | | 1.0* | μA |
| V_{ISO} | Withstand Insulation Test Voltage | RH < 50%, $T_A = 25^\circ\text{C}$, $I_{LO} \leq 2\mu\text{A}$, $t = 1\text{min.}^{(12)}$ | 2500 | | | V_{RMS} |
| R_{LO} | Resistance (Input to Output) | $V_{LO} = 500\text{V}^{(12)}$ | | 10^{12} | | Ω |
| C_{LO} | Capacitance (Input to Output) | $f = 1\text{MHz}^{(12)}$ | | 0.6 | | pF |

*All Typical at $V_{CC} = 5\text{V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ **Notes:**

- The V_{CC} supply to each optoisolator must be bypassed by a $0.1\mu\text{F}$ capacitor or larger. This can be either a ceramic or solid tantalum capacitor with good high frequency characteristic and should be connected as close as possible to the package V_{CC} and GND pins of each device.
- Each channel.
- Enable Input – No pull up resistor required as the device has an internal pull up resistor.
- t_{PLH} – Propagation delay is measured from the 3.75mA level on the HIGH to LOW transition of the input current pulse to the 1.5V level on the LOW to HIGH transition of the output voltage pulse.
- t_{PL} – Propagation delay is measured from the 3.75mA level on the LOW to HIGH transition of the input current pulse to the 1.5V level on the HIGH to LOW transition of the output voltage pulse.
- t_r – Rise time is measured from the 90% to the 10% levels on the LOW to HIGH transition of the output pulse.
- t_f – Fall time is measured from the 10% to the 90% levels on the HIGH to LOW transition of the output pulse.
- t_{ELH} – Enable input propagation delay is measured from the 1.5V level on the HIGH to LOW transition of the input voltage pulse to the 1.5V level on the LOW to HIGH transition of the output voltage pulse.
- t_{EHL} – Enable input propagation delay is measured from the 1.5V level on the LOW to HIGH transition of the input voltage pulse to the 1.5V level on the HIGH to LOW transition of the output voltage pulse.
- CM_H – The maximum tolerable rate of rise of the common mode voltage to ensure the output will remain in the HIGH state (i.e., $V_{OUT} > 2.0\text{V}$). Measured in volts per microsecond (V/ μs).
- CM_L – The maximum tolerable rate of rise of the common mode voltage to ensure the output will remain in the LOW output state (i.e., $V_{OUT} < 0.8\text{V}$). Measured in volts per microsecond (V/ μs).
- Device considered a two-terminal device: Pins 1, 2, 3 and 4 shorted together, and Pins 5, 6, 7 and 8 shorted together.

Typical Performance Curves

Fig.1 Low Level Output Voltage vs. Ambient Temperature

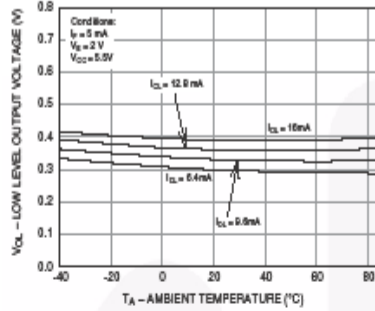


Fig. 2 Input Diode Forward Voltage vs. Forward Current

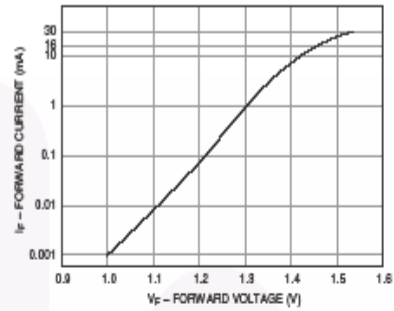


Fig.3 Switching Time vs. Forward Current

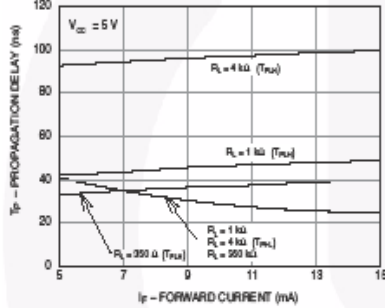


Fig. 4 Low Level Output Current vs. Ambient Temperature

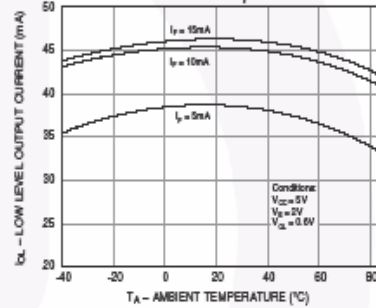


Fig. 5 Input Threshold Current vs. Ambient Temperature

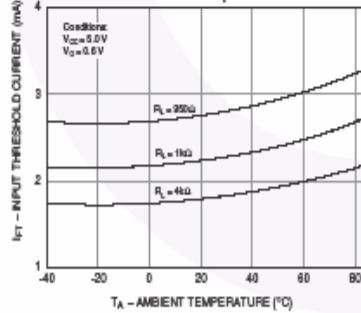
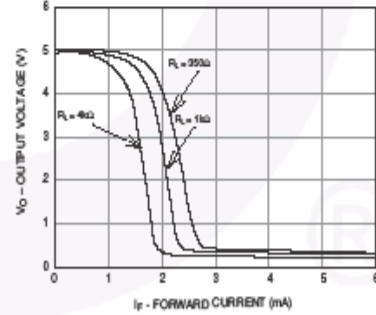
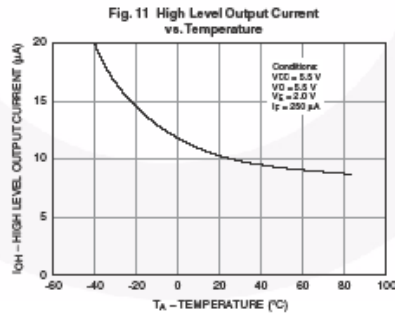
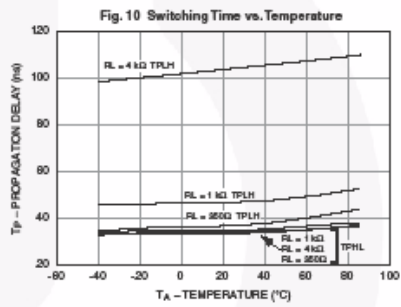
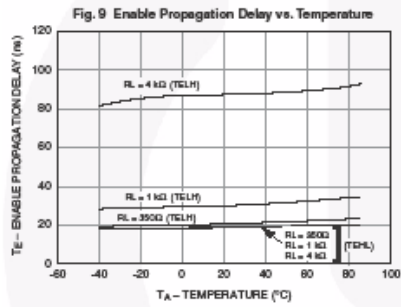
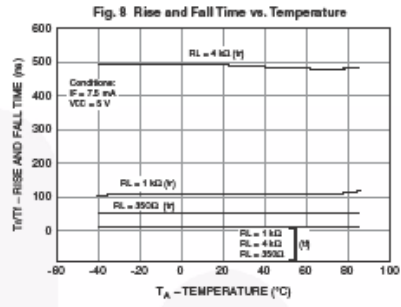
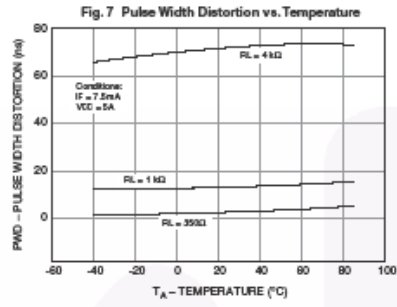


Fig. 6 Output Voltage vs. Input Forward Current



Typical Performance Curves (Continued)



EK-5 IXFH36N60 MOSFET Bilgi Sayfaları

PolarHV™ HiPerFET
Power MOSFET

N-Channel Enhancement Mode
Avalanche Rated
Fast Intrinsic Diode

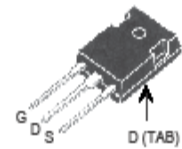
IXFH 36N60P
IXFK 36N60P
IXFT 36N60P

$V_{DSS} = 600 \text{ V}$
 $I_{D25} = 36 \text{ A}$
 $R_{DS(on)} \leq 190 \text{ m}\Omega$
 $t_{rr} \leq 200 \text{ ns}$

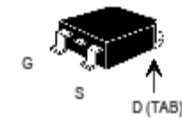


| Symbol | Test Conditions | Maximum Ratings | |
|-----------------|---|-----------------|------------------|
| V_{DSS} | $T_J = 25^\circ\text{C}$ to 150°C | 600 | V |
| V_{DSR} | $T_J = 25^\circ\text{C}$ to 150°C ; $R_{\theta SC} = 1 \text{ M}\Omega$ | 600 | V |
| V_{DS} | Continuous | ± 30 | V |
| V_{DSM} | Transient | ± 40 | V |
| I_{D25} | $T_C = 25^\circ\text{C}$ | 36 | A |
| I_{DM} | $T_C = 25^\circ\text{C}$, pulse width limited by T_{JM} | 80 | A |
| I_{RM} | $T_C = 25^\circ\text{C}$ | 36 | A |
| E_{AR} | $T_C = 25^\circ\text{C}$ | 50 | mJ |
| E_{AS} | $T_C = 25^\circ\text{C}$ | 1.5 | J |
| dv/dt | $I_D \leq I_{DM}$, $di/dt \leq 100 \text{ A}/\mu\text{s}$, $V_{DS} \leq V_{DSS}$, $T_J \leq 150^\circ\text{C}$, $R_{\theta SC} = 4 \Omega$ | 20 | V/ns |
| P_D | $T_C = 25^\circ\text{C}$ | 650 | W |
| T_J | | -55 ... +150 | $^\circ\text{C}$ |
| T_{JM} | | 150 | $^\circ\text{C}$ |
| $T_{\theta Jg}$ | | -55 ... +150 | $^\circ\text{C}$ |
| M_d | Mounting torque (TO-247 & TO-264) | 1.13/10 | Nm/lb.in. |
| Weight | TO-247 | 6 | g |
| | TO-268 | 5 | g |
| | TO-264 | 10 | g |
| T_L | 1.6 mm (0.062 in.) from case for 10 s | 300 | $^\circ\text{C}$ |
| T_{SOLD} | Plastic body for 10 s | 280 | $^\circ\text{C}$ |

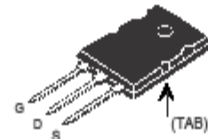
TO-247 (IXFH)



TO-268 (IXFT) Case Style



TO-264 AA (IXFK)



G = Gate D = Drain
S = Source Tab = Drain

Features

- † International standard packages
- † Fast recovery diode
- † Unclamped Inductive Switching (UIS) rated
- † Low package inductance - easy to drive and to protect

Advantages

- † Easy to mount
- † Space savings
- † High power density

| Symbol | Test Conditions ($T_J = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified) | Characteristic Values | | |
|--------------|---|-----------------------|------|----------------------|
| | | Min. | Typ. | Max. |
| BV_{DSS} | $V_{GS} = 0 \text{ V}$, $I_D = 250 \mu\text{A}$ | 600 | | V |
| $V_{DS(10)}$ | $V_{DS} = V_{GS}$, $I_D = 4 \text{ mA}$ | 3.0 | | 5.0 V |
| I_{DSS} | $V_{GS} = \pm 30 \text{ V}_{OC}$, $V_{DS} = 0$ | | | $\pm 200 \text{ nA}$ |
| I_{DSS} | $V_{DS} = V_{DSS}$, $V_{GS} = 0 \text{ V}$, $T_J = 125^\circ\text{C}$ | | | 100 μA |
| | | | | 1000 μA |
| $R_{DS(on)}$ | $V_{GS} = 10 \text{ V}$, $I_D = 0.5 I_{DSS}$ Pulse test, $t \leq 300 \mu\text{s}$, duty cycle $d \leq 2\%$ | | | 190 $\text{m}\Omega$ |

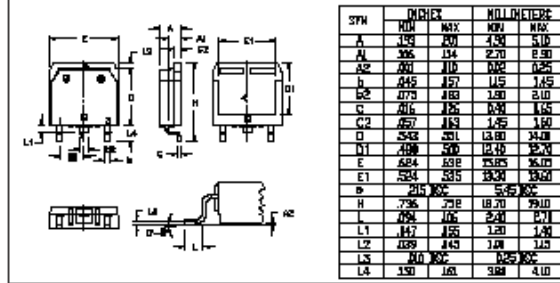


IXFH 36N60P IXFK 36N60P
IXFT 36N60P

| Symbol | Test Conditions | Characteristic Values (T _j = 25°C, unless otherwise specified) | | |
|----------------------|--|--|------|------|
| | | Min. | Typ. | Max. |
| g _{fs} | V _{DS} = 20 V; I _D = 0.5 I _{DSM} , pulse test | 25 | 39 | S |
| C _{iss} | V _{GS} = 0 V, V _{DS} = 25 V, f = 1 MHz | 5800 | | pF |
| C _{oss} | | 570 | | pF |
| C _{res} | | 30 | | pF |
| t _{d(on)} | V _{GS} = 10 V, V _{DS} = 0.5 I _{DSM} R _θ = 2 Ω (External) | 30 | | ns |
| t _r | | 25 | | ns |
| t _{d(off)} | | 80 | | ns |
| t _f | | 22 | | ns |
| Q _{g(int)} | V _{GS} = 10 V, V _{DS} = 0.5 V _{DSM} , I _D = 0.5 I _{DSM} | 102 | | nC |
| Q _{gs} | | 34 | | nC |
| Q _{gd} | | 36 | | nC |
| R _{th(j-c)} | | 0.19 | | °C/W |
| R _{th(c-a)} | TO-247 | 0.21 | | °C/W |
| R _{th(c-s)} | TO-264 | 0.15 | | °C/W |

| Symbol | Test Conditions | Characteristic Values (T _j = 25°C, unless otherwise specified) | | |
|------------------|--|--|------|--------|
| | | Min. | Typ. | Max. |
| I _S | V _{GS} = 0 V | | | 36 A |
| I _{SM} | Repetitive | | | 80 A |
| V _{SD} | I _S = I _S , V _{GS} = 0 V, Pulse test, t ≤ 300 μs, duty cycle ≤ 2 % | | | 1.5 V |
| t _{tr} | I _S = 25A, -di/dt = 100 A/μs | | | 200 ns |
| Q _{SDM} | V _R = 100V | 0.8 | | μC |
| I _{SM} | | 6.0 | | A |

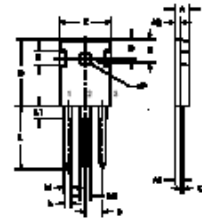
TO-268 (IXFT) Outline



IXYS reserves the right to change limits, test conditions, and dimensions.

IXYS MOSFETs and IGBTs are covered by 4,835,582 4,931,844 5,049,981 5,237,481 6,162,665 6,404,065 B1 6,663,344 6,727,886
one or more of the following U.S. patents: 4,850,072 5,017,508 5,083,307 5,381,025 6,259,125 B1 6,534,343 6,710,405B2 6,759,692
4,881,108 5,034,796 5,187,117 5,488,715 6,308,726 B1 6,883,505 6,710,463 6,771,478 B2

TO-247 AD (IXFH) Outline



| Dim. | Millimeter | | Inches | |
|----------------|------------|-------|--------|-------|
| | Min. | Max. | Min. | Max. |
| A | 4.7 | 5.3 | .185 | .209 |
| A ₁ | 2.2 | 2.54 | .087 | .102 |
| A ₂ | 2.2 | 2.6 | .089 | .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 |
| OP | 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-264 (IXFK) Outline



| SYM | INCHES | | MILLIMETERS | |
|-----|--------|------|-------------|-------|
| | MIN | MAX | MIN | MAX |
| A | .129 | .201 | 4.30 | 5.10 |
| A1 | .306 | .314 | 7.70 | 8.00 |
| AR | .260 | .310 | 6.60 | 7.85 |
| b | .645 | .671 | 16.5 | 17.0 |
| B2 | .075 | .163 | 1.90 | 4.10 |
| C | .216 | .252 | 5.40 | 6.40 |
| C2 | .657 | .683 | 16.5 | 17.0 |
| D | .543 | .561 | 13.80 | 14.00 |
| D1 | .218 | .300 | 5.40 | 7.60 |
| E | .684 | .698 | 17.35 | 17.70 |
| E1 | .284 | .315 | 7.20 | 7.90 |
| φ | .215 | .202 | 5.45 | 5.15 |
| H | .736 | .728 | 18.70 | 18.50 |
| L | .058 | .06 | 1.40 | 1.50 |
| L1 | .117 | .155 | 2.90 | 3.90 |
| L2 | .039 | .143 | 1.00 | 3.60 |
| LS | .10 | .202 | 2.50 | 5.10 |
| LA | .130 | .165 | 3.30 | 4.10 |



IXFH 36N60P IXFK 36N60P
IXFT 36N60P

Fig. 1. Output Characteristics
@ 25°C

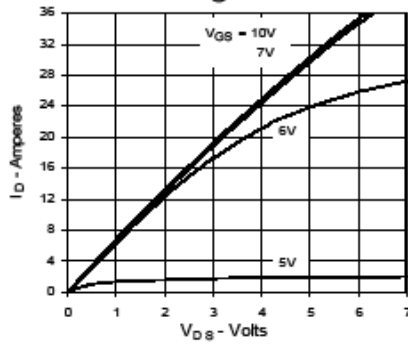


Fig. 2. Extended Output Characteristics
@ 25°C

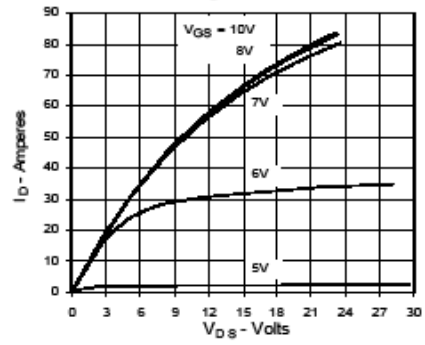


Fig. 3. Output Characteristics
@ 125°C

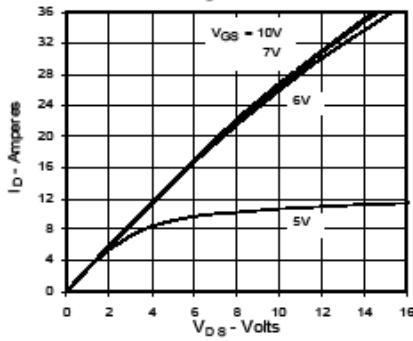


Fig. 4. $R_{DS(on)}$ Normalized to 0.5 I_{D25}
Value vs. Junction Temperature

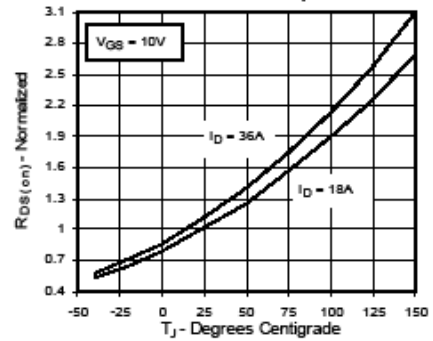


Fig. 5. $R_{DS(on)}$ Normalized to
0.5 I_{D25} Value vs. I_D

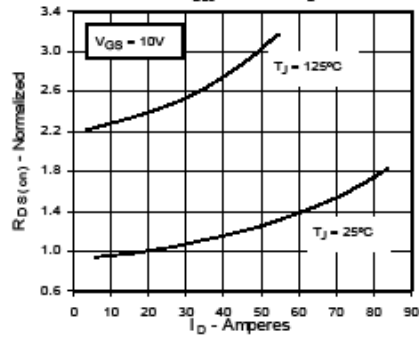
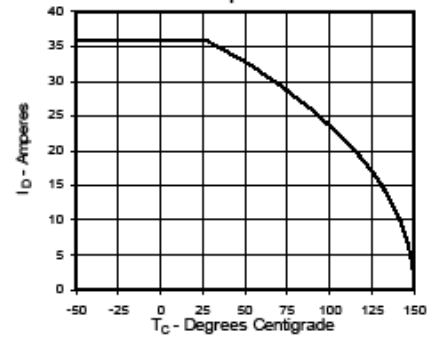


Fig. 6. Drain Current vs. Case
Temperature





IXFH 36N60P IXFK 36N60P
IXFT 36N60P

Fig. 7. Input Admittance

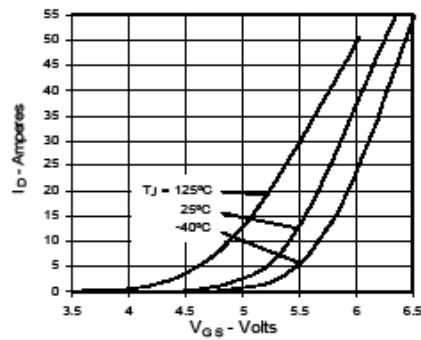


Fig. 8. Transconductance

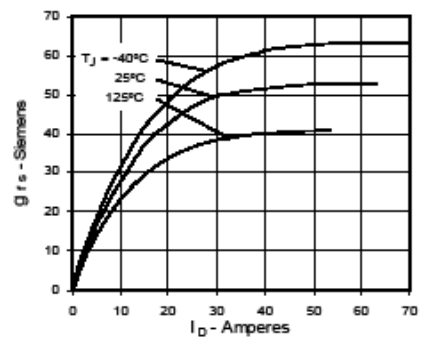


Fig. 9. Source Current vs. Source-To-Drain Voltage

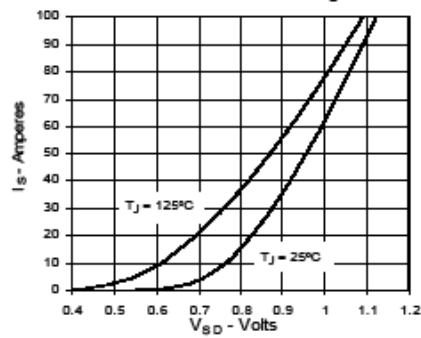


Fig. 10. Gate Charge

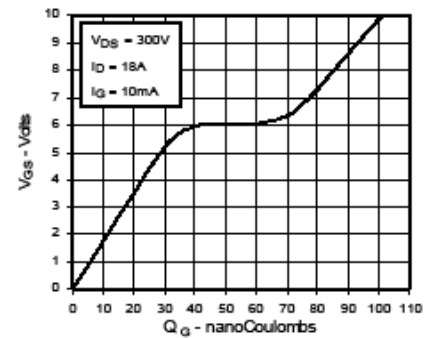


Fig. 11. Capacitance

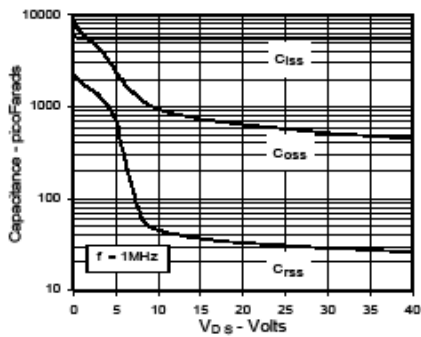
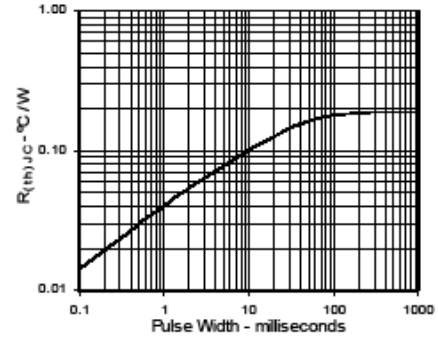



Fig. 12. Maximum Transient Thermal Resistance



EK-6 CD4046 PLL Entegresi Bilgi Sayfaları

|  | | October 1987 Revised March 2002 | | | | | | | | | |
|--|----------------|--|--------------|----------------|---------------------|-----------|------|--|-----------|------|--|
| <h2>CD4046BC</h2> <h3>Micropower Phase-Locked Loop</h3> | | | | | | | | | | | |
| <h4>General Description</h4> <p>The CD4046BC micropower phase-locked loop (PLL) consists of a low power, linear, voltage-controlled oscillator (VCO), a source follower, a zener diode, and two phase comparators. The two phase comparators have a common signal input and a common comparator input. The signal input can be directly coupled for a large voltage signal, or capacitively coupled to the self-biasing amplifier at the signal input for a small voltage signal.</p> <p>Phase comparator I, an exclusive OR gate, provides a digital error signal (phase comp. I Out) and maintains 90° phase shift at the VCO center frequency. Between signal input and comparator input (both at 50% duty cycle), it may lock onto the signal input frequencies that are close to harmonics of the VCO center frequency.</p> <p>Phase comparator II is an edge-controlled digital memory network. It provides a digital error signal (phase comp. II Out) and lock-in signal (phase pulses) to indicate a locked condition and maintains a 0° phase shift between signal input and comparator input.</p> <p>The linear voltage-controlled oscillator (VCO) produces an output signal (VCO Out) whose frequency is determined by the voltage at the VCO_{IN} input, and the capacitor and resistors connected to pin C_{1A}, C_{1B}, R1 and R2.</p> <p>The source follower output of the VCO_{IN} (demodulator Out) is used with an external resistor of 10 kΩ or more.</p> <p>The INHIBIT input, when high, disables the VCO and source follower to minimize standby power consumption. The zener diode is provided for power supply regulation, if necessary.</p> | | <h4>Features</h4> <ul style="list-style-type: none"> ■ Wide supply voltage range: 3.0V to 18V ■ Low dynamic power consumption: 70 μW (typ.) at $f_c = 10$ kHz, $V_{DD} = 5V$ ■ VCO frequency: 1.3 MHz (typ.) at $V_{DD} = 10V$ ■ Low frequency drift: 0.06%/°C at $V_{DD} = 10V$ with temperature ■ High VCO linearity: 1% (typ.) | | | | | | | | | |
| <h4>Applications</h4> <ul style="list-style-type: none"> • FM demodulator and modulator • Frequency synthesis and multiplexing • Frequency discrimination • Data synchronization and conditioning • Voltage-to-frequency conversion • Tone decoding • FSK modulation • Motor speed control | | <h4>Ordering Code:</h4> <table border="1"> <thead> <tr> <th>Order Number</th> <th>Package Number</th> <th>Package Description</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>CD4046BCM</td> <td>M16A</td> <td>16-Lead Small Outline Integrated Circuit (SOIC), JEDEC MS-012, 0.150" Narrow</td> </tr> <tr> <td>CD4046BCN</td> <td>N16E</td> <td>16-Lead Plastic Dual-In-Line Package (PDIP), JEDEC MS-001, 0.300" Wide</td> </tr> </tbody> </table> <p>Devices also available in Tape and Reel. Specify by appending the suffix letter "X" to the ordering code.</p> | Order Number | Package Number | Package Description | CD4046BCM | M16A | 16-Lead Small Outline Integrated Circuit (SOIC), JEDEC MS-012, 0.150" Narrow | CD4046BCN | N16E | 16-Lead Plastic Dual-In-Line Package (PDIP), JEDEC MS-001, 0.300" Wide |
| Order Number | Package Number | Package Description | | | | | | | | | |
| CD4046BCM | M16A | 16-Lead Small Outline Integrated Circuit (SOIC), JEDEC MS-012, 0.150" Narrow | | | | | | | | | |
| CD4046BCN | N16E | 16-Lead Plastic Dual-In-Line Package (PDIP), JEDEC MS-001, 0.300" Wide | | | | | | | | | |

CD4046BC Micropower Phase-Locked Loop

| Absolute Maximum Ratings (Note 1) | | Recommended Operating Conditions (Note 2) | |
|---|--------------------------------|--|------------------------|
| DC Supply Voltage (V_{DD}) | -0.5 to +18 V_{DD} | DC Supply Voltage (V_{DD}) | 3 to 15 V_{DD} |
| Input Voltage (V_{IH}) | -0.5 to V_{DD} +0.5 V_{DD} | Input Voltage (V_{IH}) | 0 to V_{DD} V_{DD} |
| Storage Temperature Range (T_{STG}) | -65°C to +150°C | Operating Temperature Range (T_A) | -55°C to +125°C |
| Power Dissipation (P_D) | | Note 1: 'Absolute Maximum Ratings' are those values beyond which the safety of the device cannot be guaranteed. They are not meant to imply that the devices should be operated at these limits. The table of 'Recommended Operating Conditions' and 'Electrical Characteristics' provides conditions for actual device operation. | |
| Dual-in-Line | 700 mW | Note 2: $V_{SS} = 0V$ unless otherwise specified. | |
| Small Outline | 500 mW | | |
| Lead Temperature (T_L) | | | |
| (Soldering, 10 seconds) | 260°C | | |

| DC Electrical Characteristics (Note 2) | | -65°C | | +25°C | | +125°C | | Units | |
|--|--|--|-------|-------|------------|--------|-------|-------|--|
| Symbol | Parameter | Min | Max | Min | Typ | Max | Min | | |
| I_{DD} | Quiescent Device Current | Pin 5 = V_{DD} , Pin 14 = V_{DD} , Pin 3, 9 = V_{SS} $V_{DD} = 5V$ | | 5 | 0.005 | 5 | | 150 | |
| | | $V_{DD} = 10V$ | | 10 | 0.01 | 10 | | 300 | |
| | | $V_{DD} = 15V$ | | 20 | 0.015 | 20 | | 600 | |
| | | Pin 5 = V_{DD} , Pin 14 = Open, Pin 3, 9 = V_{SS} $V_{DD} = 5V$ | | 45 | | 35 | | 185 | |
| | | $V_{DD} = 10V$ | | 450 | | 350 | | 650 | |
| | | $V_{DD} = 15V$ | | 1200 | | 900 | | 1500 | |
| V_{OL} | LOW Level Output Voltage | $V_{DD} = 5V$ | | 0.05 | | 0.05 | | 0.05 | |
| | | $V_{DD} = 10V$ | | 0.05 | | 0.05 | | 0.05 | |
| | | $V_{DD} = 15V$ | | 0.05 | | 0.05 | | 0.05 | |
| V_{OH} | HIGH Level Output Voltage | $V_{DD} = 5V$ | 4.95 | | 4.95 | 5 | 4.95 | | |
| | | $V_{DD} = 10V$ | 9.95 | | 9.95 | 10 | 9.95 | | |
| | | $V_{DD} = 15V$ | 14.95 | | 14.95 | 15 | 14.95 | | |
| V_{IL} | LOW Level Input Voltage Comparator and Signal In | $V_{DD} = 5V, V_O = 0.5V$ or $4.5V$ | | 1.5 | | 2.25 | 1.5 | 1.5 | |
| | | $V_{DD} = 10V, V_O = 1V$ or $9V$ | | 3.0 | | 4.5 | 3.0 | 3.0 | |
| | | $V_{DD} = 15V, V_O = 1.5V$ or $13.5V$ | | 4.0 | | 6.25 | 4.0 | 4.0 | |
| V_{IH} | HIGH Level Input Voltage Comparator and Signal In | $V_{DD} = 5V, V_O = 0.5V$ or $4.5V$ | 3.5 | | 3.5 | 2.75 | 3.5 | | |
| | | $V_{DD} = 10V, V_O = 1V$ or $9V$ | 7.0 | | 7.0 | 5.5 | 7.0 | | |
| | | $V_{DD} = 15V, V_O = 1.5V$ or $13.5V$ | 11.0 | | 11.0 | 8.25 | 11.0 | | |
| I_{OL} | LOW Level Output Current (Note 4) | $V_{DD} = 5V, V_O = 0.4V$ | 0.64 | | 0.51 | 0.88 | | 0.36 | |
| | | $V_{DD} = 10V, V_O = 0.5V$ | 1.6 | | 1.3 | 2.25 | | 0.9 | |
| | | $V_{DD} = 15V, V_O = 1.5V$ | 4.2 | | 3.4 | 8.8 | | 2.4 | |
| I_{OH} | HIGH Level Output Current (Note 4) | $V_{DD} = 5V, V_O = 4.6V$ | -0.64 | | -0.51 | -0.88 | | -0.36 | |
| | | $V_{DD} = 10V, V_O = 9.5V$ | -1.6 | | -1.3 | -2.25 | | -0.9 | |
| | | $V_{DD} = 15V, V_O = 13.5V$ | -4.2 | | -3.4 | -8.8 | | -2.4 | |
| I_{in} | Input Current | All Inputs Except Signal Input | | | | | | | |
| | | $V_{DD} = 15V, V_{in} = 0V$ | -0.1 | | -10^{-6} | -0.1 | | -1.0 | |
| | | $V_{DD} = 15V, V_{in} = 15V$ | 0.1 | | 10^{-6} | 0.1 | | 1.0 | |
| C_{in} | Input Capacitance | Any Input (Note 3) | | | | | | 7.5 | |
| P_T | Total Power Dissipation | $f_s = 10$ kHz, $R_1 = 1$ M Ω , $R_2 = \infty$, $V_{CC(in)} = V_{CC}/2$ | | | | | | | |
| | | $V_{DD} = 5V$ | | | 0.07 | | | | |
| | | $V_{DD} = 10V$ | | | 0.6 | | | | |
| | | $V_{DD} = 15V$ | | | 2.4 | | | | |

Note 3: Capacitance is guaranteed by periodic testing.
 Note 4: I_{OH} and I_{OL} are tested one output at a time.

CD4046BC

| AC Electrical Characteristics (Note 5) | | | | | | |
|---|--|---|-------------------|--------------------------------------|--------------------|------------------|
| $T_A = 25^\circ\text{C}$, $C_L = 50\text{ pF}$ | | | | | | |
| Symbol | Parameter | Conditions | Min | Typ | Max | Units |
| VCO SECTION | | | | | | |
| I_{DD} | Operating Current | $f_o = 10\text{ kHz}$, $R1 = 1\text{ M}\Omega$, $R2 = \infty$, $V_{COH} = V_{CC}/2$ $V_{DD} = 5\text{V}$ $V_{DD} = 10\text{V}$ $V_{DD} = 15\text{V}$ | | 20 90 200 | | μA |
| f_{MAX} | Maximum Operating Frequency | $C1 = 50\text{ pF}$, $R1 = 10\text{ k}\Omega$, $R2 = \infty$, $V_{COH} = V_{DD}$ $V_{DD} = 5\text{V}$ $V_{DD} = 10\text{V}$ $V_{DD} = 15\text{V}$ | 0.4 0.6 1.0 | 0.8 1.2 1.8 | | MHz |
| | Linearity | $V_{COH} = 2.5\text{V} \pm 0.5\text{V}$, $R1 \geq 10\text{ k}\Omega$, $V_{DD} = 5\text{V}$ $V_{COH} = 5\text{V} \pm 2.5\text{V}$, $R1 \geq 400\text{ k}\Omega$, $V_{DD} = 10\text{V}$ $V_{COH} = 7.5\text{V} \pm 5\text{V}$, $R1 \geq 1\text{ M}\Omega$, $V_{DD} = 15\text{V}$ | | 1 1 1 | | $\%$ |
| | Temperature-Frequency Stability No Frequency Offset, $f_{MH} = 0$ | $\%FC < 5\text{c/M}$, V_{DD} $R2 = \infty$ $V_{DD} = 5\text{V}$ $V_{DD} = 10\text{V}$ $V_{DD} = 15\text{V}$ | | 0.12–0.24 0.04–0.08 0.015–0.03 | | $\%FC$ |
| | Frequency Offset, $f_{MH} \neq 0$ | $V_{DD} = 5\text{V}$ $V_{DD} = 10\text{V}$ $V_{DD} = 15\text{V}$ | | 0.06–0.12 0.05–0.1 0.03–0.06 | | $\%FC$ |
| V_{COH} | Input Resistance | $V_{DD} = 5\text{V}$ $V_{DD} = 10\text{V}$ $V_{DD} = 15\text{V}$ | | 10^7 10^6 10^6 | | $\text{M}\Omega$ |
| V_{CO} | Output Duty Cycle | $V_{DD} = 5\text{V}$ $V_{DD} = 10\text{V}$ $V_{DD} = 15\text{V}$ | | 50 50 50 | | $\%$ |
| t_{RHL} | VCO Output Transition Time | $V_{DD} = 5\text{V}$ | | 90 | 200 | ns |
| | | $V_{DD} = 10\text{V}$ | | 50 | 100 | |
| | | $V_{DD} = 15\text{V}$ | | 45 | 80 | ns |
| PHASE COMPARATORS SECTION | | | | | | |
| R_{IN} | Input Resistance | | | | | |
| | Signal Input | $V_{DD} = 5\text{V}$ $V_{DD} = 10\text{V}$ $V_{DD} = 15\text{V}$ | 1 0.2 0.1 | 3 0.7 0.3 | | $\text{M}\Omega$ |
| | Comparator Input | $V_{DD} = 5\text{V}$ $V_{DD} = 10\text{V}$ $V_{DD} = 15\text{V}$ | | 10^6 10^6 10^6 | | |
| | AC-Coupled Signal Input Voltage Sensitivity | $C_{SERIES} = 1000\text{ pF}$ $f = 50\text{ kHz}$ $V_{DD} = 5\text{V}$ $V_{DD} = 10\text{V}$ $V_{DD} = 15\text{V}$ | | 200 400 700 | 400 800 1400 | mV |
| DEMODULATOR OUTPUT | | | | | | |

| AC Electrical Characteristics (Continued) | | | | | | |
|--|--------------------------|--|-----|------|-----|----------|
| Symbol | Parameter | Conditions | Min | Typ | Max | Units |
| $V_{CC(OL)}$ V_{OH} | Offset Voltage | $R_S \geq 10 \text{ k}\Omega, V_{DD} = 5V$ | | 1.50 | 2.2 | V |
| | | $R_S \geq 10 \text{ k}\Omega, V_{DD} = 10V$ | | 1.50 | 2.2 | |
| | | $R_S \geq 50 \text{ k}\Omega, V_{DD} = 15V$ | | 1.50 | 2.2 | |
| | Linearity | $R_S \geq 50 \text{ k}\Omega$ | | 0.1 | | % |
| | | $V_{CC(OL)} = 2.5V \pm 0.3V, V_{DD} = 5V$ | | 0.6 | | |
| | | $V_{CC(OL)} = 5V \pm 2.5V, V_{DD} = 10V$ $V_{CC(OL)} = 7.5V \pm 5V, V_{DD} = 15V$ | | 0.8 | | |
| ZENER DIODE | | | | | | |
| V_Z | Zener Diode Voltage | $I_Z = 50 \mu A$ | 6.3 | 7.0 | 7.7 | V |
| R_Z | Zener Dynamic Resistance | $I_Z = 1 \text{ mA}$ | | 100 | | Ω |
| Note 3: AC Parameters are guaranteed by DC correlated testing. | | | | | | |
| Phase Comparator State Diagrams | | | | | | |
| | | | | | | |
| <p style="text-align: center;">FIGURE 2.</p> | | | | | | |

CD4046BC

Typical Waveforms

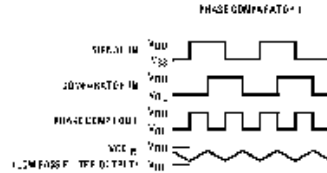


FIGURE 3. Typical Waveform Employing Phase Comparator I in Locked Condition

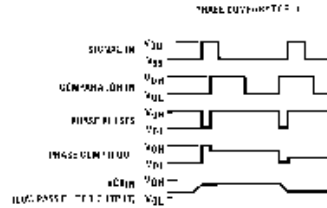


FIGURE 4. Typical Waveform Employing Phase Comparator II in Locked Condition