

T. C.
SELÇUK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

134230

3 FAZLI ASENKRON MOTORLARIN
MC3PHAC MİKRODENETLEYİCİSİ KULLANILARAK
HIZ KONTROLÜ
Bayram AKDEMİR
YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

Konya, 2003

134230
T.C. YÜKSEK ÖZGÜLETTİM KURULU
REKORD MANTASYON BİRİMİ

3 FAZLI ASENKRON MOTORLARIN MC3PHAC MİKRODENETLEYİCİSİ
KULLANILARAK HIZ KONTROLÜ

Bayram AKDEMİR

YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

134230

T. C.
SELÇUK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

3 FAZLI ASENKRON MOTORLARIN MC3PHAC MİKRODENETLEYİCİSİ
KULLANILARAK HIZ KONTROLÜ

Bayram AKDEMİR

YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

Bu tez ~~24.06.2003~~ 24.06.2003 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından oy birliği/oy çokluğu ile kabul edilmiştir.

Danışman

Üye

Üye

Yrd. Doç. Dr. Abdullah ÜRKMEZ Doç.Dr. Saim KOÇAK Yrd. Doç. Dr.Ramazan AKKAYA

ÖZET

Yüksek Lisans Tezi

3 Fazlı Asenkron Motorların MC3PHAC Mikrodenetleyicisi Kullanılarak Hız Kontrolü

Bayram AKDEMİR

Selçuk Üniversitesi

Fen Bilimleri Enstitüsü

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Danışman: Yrd. Doç. Dr. Abdullah ÜRKMEZ

2003, 83 sayfa

Jüri: Doç. Dr. Saim KOÇAK

Yrd. Doç. Dr. Abdullah ÜRKMEZ

Yrd. Doç. Dr. Ramazan AKKAYA

Yapılan bu tez çalışmasında, 3 fazlı asenkron motorların hız kontrolü gerçekleştirilmiştir. Motorun hız kontrolünde V/f yöntemi uygulanmış ve motora belirlenen rampa boyunca yumuşak olarak yol verilmiştir. Mikrodenetleyici olarak asenkron motor kontrolüne yönelik olarak tasarlanmış DSP tabanlı bir mikrokontrolör olan MC3PHAC entegresi kullanılmıştır. MC3PHAC entegresinin ürettiği kontrol sinyalleri sinüs PWM şeklinde olup motor stator akımı, sinüs formundadır. DC giriş beslemesi olarak 3 fazlı yarım dalga doğrultulmuş şehir şebekesi kullanılmıştır. Motor sargıları üçgen bağlantılı olarak gerçekleştirilmiş ve deney sonuçları bu bağlantı için elde edilmiştir. Sürücü katı 3 kollu 6 adet IGBT ile tasarlanmış ve sinüs örnekleme frekansı olarak 10.582 kHz seçilmiştir. Besleme girişine filtre ilave edilerek ortaya çıkan harmoniklerin şehir şebekesine geçmesi engellenmiştir. Tasarlanan devre, SIMCAD programı ile simüle edilmiş ve elde edilen değerler gerçek değerlerle karşılaştırılmıştır.

Anahtar kelimeler: 3 faz sinüs-PWM, V/f kontrol, asenkron motorlar, DSP, MC3PHAC

ABSTRACT

Master Thesis

MC3PHAC microcontroller based speed control of 3-phase Asynchronous Motors

Bayram AKDEMİR

Selçuk University

Graduate School of Natural and Applied Sciences

Department of Electrical-Elektronics Engineering

Supervisor: Asst. Prof. Dr. Abdullah ÜRKMEZ

2003, 83 pages

Jury: Assoc. Prof. Dr. Saim KOÇAK

Asst. Prof. Dr. Abdullah ÜRKMEZ

Asst. Prof. Dr. Ramazan AKKAYA

In this thesis, the speed control of 3-phase induction motors has been implemented. The speed control is fulfilled by employing V/f control technique and soft starting of the motor is carried out through a pre-defined ramp function. The DSP-based MC3PHAC microcontroller, which has been designed for asynchronous motor control is used in system design. The control signals, which are produced MC3PHAC microcontroller. Are in sine-PWM form and motor stator current is in sine form. DC input feed is formed from 3-phase half rectified utility voltage. Motor is delta connected and experimental results are also obtained for this connection. Driver stage with 3-legs is designed with 6 IGBTs and sine sampling frequency has been chosen as 10.582kHz. By applying filter to input feed. the appearing harmonics are prevented to return back to utility. The designed circuit is simulated by SIMCAD program and the results are compared with experimental ones.

Key words: 3-phase sine-PWM, V/f control, asynchronous induction motors, DSP, MC3PHAC

TEŞEKKÜR

Yüksek lisans çalışmam boyunca bilgi ve tecrübeleriyle her türlü desteğini esirgemeyen danışmanım sayın Yrd. Doç. Dr. Abdullah ÜRKMEZ'e ve desteklerinden dolayı tüm bölüm öğretim elemanlarına teşekkürlerimi sunarım. Ayrıca çalışmalarım boyunca yanımda olan ve her konuda desteğini esirgemeyen Arş. Gör. A. Afşin KULAKSIZ'a teşekkür ederim.



İÇİNDEKİLER

ÖZET.....	i
ABSTRACT.....	ii
TEŞEKKÜR.....	iii
İÇİNDEKİLER.....	iv
SEMBOLLER VE KISALTMALAR.....	vii
1. GİRİŞ.....	1
2. KAYNAK ARAŞTIRMASI.....	3
3. 3-FAZLI ASENKRON MOTORUNUN HIZ KONTROLÜ.....	8
3.1. Giriş.....	8
3.2. Asenkron Motorunun Temelleri.....	8
3.2.1. Motorun dönme hareketi.....	9
3.2.2. Rotor emk'sı ve frekansı.....	10
3.2.3. Rotor empedansı ve akımı.....	11
3.2.4. Rotor bakır kayıpları.....	12
3.2.5. Asenkron motoru için moment denklemi.....	12
3.3. Asenkron Motor Tipleri.....	14
3.3.1. Sincap kafesli motorlar.....	14
3.3.2. Bilezikli asenkron motorlar.....	15
3.4. Asenkron Motorlarının Hız Moment Karakteristiği.....	15
3.5. V/f Kontrol Teorisi.....	16
3.5.1. Yol verme momenti.....	17
3.5.2. Düşük hızda gerilim arttırma.....	18
3.5.3. Sabit güçte çalışma.....	19
3.5.4. Sabit kayma-frekans çalışması.....	20
3.5.5. Yüksek gerilimde çalışma.....	20
3.6. Asenkron Motorlarında Frenleme.....	20
3.7. Değişken-frekanslı Sürücüler.....	21
3.7.1. Değişken frekanslı PWM-VSI sürücüler.....	22

3.7.2. PWM-VSI sürücülerde ayarlanabilir hız kontrolü.....	23
3.7.3. Değişken frekanslı kare dalga VSI sürücüler.....	25
3.7.4. Değişken frekanslı CSI sürücü.....	26
3.8. Hat-frekansı Değişken Gerilimli Sürücüler.....	26
3.9. Asenkron Motor Sürücüsünde Yumuşak Yol Verme.....	27
3.10. Statik Kayma Güç Kazanımıyla Hız Kontrolü.....	28
4. İNVERTERLER.....	30
4.1. Giriş.....	30
4.2. Gerilim Kaynaklı İnverterler.....	31
4.2.1. Çıkış karakteristikleri.....	31
4.3. Akım Kaynaklı İnverterler.....	34
4.4. Sinüs-PWM İnverterler.....	34
4.4.1. Tek kutup anahtarlama sinüs PWM.....	35
4.4.2. Çift kutup anahtarlama sinüs PWM.....	39
4.5. Kontrol Sinyalinin Üretilmesi.....	40
4.5.1. Kare dalga mod kontrolü için darbeler.....	40
4.5.2. Tek darbeli PWM kontrolü için darbeler.....	41
4.5.3. Sinüs-PWM kontrol için darbeler.....	41
4.6. 3-fazlı Tam Köprü İnverter.....	42
4.6.1. Kare dalga kontrollü 3-fazlı tam köprü inverter.....	42
4.6.2. Sinüzoidal-PWM kontrollü 3-fazlı köprü inverter.....	44
4.6.3. 3-fazlı tam köprü inverterde DC kaynak akımı.....	46
5. GERÇEKLEŞTİRİLEN İNVERTER DEVRESİNİN TASARIMI VE ÇALIŞMA PRENSİBİ.....	47
5.1. Giriş.....	47
5.2. AC-DC Dönüştürücü.....	48
5.2.1. Giriş geriliminin filtrelenmesi.....	50
5.2.2. Akımın sınırlanması.....	51
5.3. PWM Darbelerinin Üretilmesi.....	53
5.3.1. Örnekleme frekansı.....	55

5.3.2. Ölü zaman ayarı.....	56
5.3.3. Üçüncü harmonik ilavesi.....	56
5.4. Motorlarda Yumuşak Kalkış.....	57
5.5. İnverter Katı.....	58
5.5.1. Kontrol elemanın seçimi.....	59
5.5.1.1. IGBT'lerin dezavantajları.....	59
5.5.1.2. IGBT'lerin avantajları.....	59
5.5.1.3. IGBT'nin dezavantajlarının giderilmesi.....	60
5.5.2. IGBT'lerin sürülmesi.....	60
5.6. Geribesleme.....	63
5.7. Motor Eşdeğer Devresinin Hesaplanması.....	65
6. DEVRENİN SİMÜLASYONU.....	68
7. DENEYSEL SONUÇLAR VE TARTIŞMA.....	74
8. SONUÇLAR VE ÖNERİLER.....	79
9. KAYNAKLAR.....	81

EKLER

SEMBOLLER VE KISALTMALAR

<u>SEMBOL</u>	<u>ANLAMI</u>
a	Sabit sayı
A	Amper
CSI	Akım kaynaklı inverter
C	Kapasite
DSP	Digital signal processing (dijital sinyal işleme)
E_{ag}	Motorda endüklenen ters gerilim
E	Emk (elektromotor kuvveti)
f	Frekans
f_{sl}	Kayma frekansı
f_r	Rotor frekansı
H	Henry
Hz	Hertz (frekans ölçü birimi)
I	Akım
I_r	Rotor akımı
I_s	Stator akımı
I_0	Yüksüz (boşta) akım
I_k	Kısa devre akımı
I_f	Faz akımı
IGBT	Isolated Gate Bi-polar Transistör (gate yalıtılmış bipolar transistör)
k	Sabit sayı
L	Endüktans
L_s	Stator endüktansı
L_r	Rotor endüktansı
m	Mili
n	Hız
n_{sl}	Kayma hızı

n_r	Rotor hızı
n_s	Senkron hız
p	Çift kutup sayısı
P	Güç
P_k	Kısa devre gücü
P_{em}	Mekanik güç
P_0	Boştaki aktif güç
P_o	Çıkış gücü
P_f	Faz gücü
P_{cu}	Bakır kayıpları
PWM	Pulse Width Modulation (darbe genişlik modülasyonu)
R	Direnç
R_r	Rotor direnci
R_s	Stator direnci
s	Kayma
S	Görünür güç
sn	Saniye
t	Zaman
T	Moment
T_{vv}	Gerilim transfer oranı
T_{vi}	Akım transfer oranı
THD	Toplam harmonik distorsiyon
U	Gerilim
U_0	Boştaki (motor yüksüz) gerilim
U_k	Kısadevre gerilimi
U_f	Faz gerilimi
V	Volt (gerilim birimi)
V_{pp}	Tepeden tepeye gerilim değeri
V_{rms}	Ac gerilimin etkin değeri
VA	VoltAmper (görünür güç birimi)
VSI	Voltaj kaynaklı inverter

W	Watt (aktif güç birimi)
X	Empedans
X_s	Stator empedansı
X_r	Rotor empedansı
ϕ	Açı
φ	Manyetik akı
ω	Açısal hız
ω_r	Rotor açısal hızı
ω_s	Stator açısal hızı
Ω	Ohm (direnç ölçü birimi)
μF	Mikrofarad



1.GİRİŞ

İlk DC motorun yapılmasından sonraki yıllarda bir çok değişik motor türü ortaya çıkmıştır. Her motorun kendine has avantajlarının yanında dezavantajlarının da olması kaçınılmazdır.

DC motorlar bilinen en eski motor türüdür. En büyük üstünlüğü hız kontrolünün kolaylıkla yapılabilmesidir. Bunun yanında kollektör ve fırça tertibatının bulunması bu motorun en büyük dezavantajıdır. Sanayideki haddehane ve cer işlerinden teyp motorlarına kadar bir çok yerde DC motorlar kullanılmaktadır. İhtiyaçların çeşitlenmesine bağlı olarak step motorlar, histeresiz motorlar gibi çok değişik motor türleri ortaya çıkmıştır.

İlk asenkron motor 1900'lü yıllarda Rusya'da denenmiştir. O yılların imkanları çerçevesinde en önemli zorluk asenkron motorun hız kontrol zorluğu idi. Hız kontrolünün zorluğu asenkron motorun yaygınlaşmasını geciktirmiş ancak sağlam yapısından dolayı her zaman gözde bir motor olmasını sağlamıştır. Teknolojinin ilerlemesi bu motora olan yönelimi arttırmış ve cazip hale getirmiştir. Asenkron motor oldukça sağlam yapılı ve bakım periyodu, yapımında seçilen malzemenin kalitesine bağlı olarak çok uzun olabilen bir motordur. Bu motorun en büyük avantajlarından biri de kollektör ve fırça düzeneğinin olmamasıdır. Dolayısıyla motor, kıvılcımın tehlike arzettiği yerlerde emniyetli şekilde kullanılmaktadır. Diğer motor türlerinden farklı olarak asenkron motor standart boru çaplarında da imal edilmektedir. Bu tip asenkron motorlara dalgıç asenkron motor denir. Kuyu yada sıvı içerisinde daldırılmış olarak çalışır. Asenkron motora olan yönelişten dolayı bir çok firma artık ürün gamlarına asenkron motoru da dahil etmişler ve bu motora ait ekipmanlarını yaygınlaştırmışlardır.

Asenkron motorlar bilezikli asenkron motorlar ve sincap kafesli asenkron motorlar olmak üzere ikiye ayrılır. Yaygın olarak sincap kafesli asenkron motor kullanılmaktadır.

Asenkron motorun hız kontrolü devir ayarı yapısal faktörlerin dışında etkin olarak besleme frekansının kontrolü ile mümkündür. Güç elektroniği elemanlarının

yaygınlaşması ve çeşitlenmesi asenkron motor hız kontrolüne yönelik inverterlerin gerçekleştirilmesini mümkün kılmıştır. Asenkron motor hız kontrolüne yönelik bir çok topolojinin yanında sürme yöntemleri de ortaya çıkmıştır. Sürme yöntemi yada donanımın şeklinden bağımsız olarak motor kontrolü, hızlı işlem yapmayı gerektirir. Yeni model sürücüler, motor karakteristiğini yorumlayabilen algoritmalar sayesinde motoru optimum kontrol edebilmektedir. Optimum kontrol, uzun motor ömrü, enerji kazancı ve elektrik tasarrufu anlamına gelmektedir.

Besleme frekansının ve geriliminin orantılı olarak değiştirilmesi ile yapılan asenkron motor kontrolüne V/f yöntemi denilmektedir. Pratikte bu yöntem skaler yöntem olarak ta bilinir. Hız ayarının %1-2 gibi değişmesini problem teşkil etmeyeceği yerlerde problemsiz kullanılabilir. V/f yöntemi daha çok açık çevrim olarak tasarlanmaktadır.

Farklı firmalar motor kontrolünde kullanılmak üzere değişik entegreler piyasaya sürmüşlerdir. Bu entegrelerin ortak yanı motor kontrolüne ilişkin verileri dijital olarak işlerler ve gerekli parametre değişikliklerini yaparlar. Kompleks algoritmalar için hız önemli bir faktördür. Teksas firması 2001 yılı için DSP (Digital Signal Processing) kartlarında saniyede bir trilyon işlem hacmi hedeflemiştir. DSP, mikrokontrolör düşüncesine yeni bir boyut getirmiş ve yeni uygulamaların gözdesi olmuştur. DSP ile matematiksel işlemleri daha hızlı ve tek komutla yapmak mümkündür. Ses, görüntü tanıma gibi matematiğin yoğun olarak kullanıldığı algoritmalar sağlıklı şekilde yapılabilmektedir.

Bu çalışmada da asenkron motor hız kontrolü için Motorola firmasının üretmiş olduğu MC3PHAC entegresi kullanılmıştır. MC3PHAC, DSP tabanlı 32 bit dahili veri yoluna sahip 3-fazlı asenkron motor kontrolüne yönelik olarak tasarlanmış bir mikrokontrolördür.

MC3PHAC mikrodenetleyicisinin DSP tabanlı yeni bir ürün olması bu çalışmada tercih edilmesinde bir faktör olmuştur.

2. KAYNAK ARAŞTIRMASI

Endüksiyon motorlarının sabit gerilim/frekans (V/f) oranına göre çalıştırılması uzun bir geçmişe dayanmaktadır ve literatürde çok defa değinilmiştir. (Alger 1970, Abbondanti 1977). Katı hal inverterlerinin ortaya çıkmasıyla birlikte sabit V/f kontrol yöntemi popüler hale gelmiştir ve bugün kullanılan değişken hızlı sürücülerin büyük çoğunluğu bu tiptedir (Bose 1996). Literatürde modern PWM-VSI sürücülerin düşük gerilim aralığında non-lineer davranışa sahip olmasının (Hamilton 1967, Shepherd 1967) 3 Hz'in altındaki frekanslarda V/f sürücülerinin kullanımını zorlaştırdığına değinilmiş (Koga 1989), vektör kontrol teorisinin ortaya atılmasıyla birlikte (Blaschke 1972) araştırmaların çoğunluğunun bu alana kaymakta olduğu yapılan kaynak araştırmasında görülmüştür.

Munoz-Garcia ve ark'ları (1997) tarafından yapılan çalışmada endüksiyon motorları için yüksek çıkış momenti ve verilen her frekansta neredeyse sifıra eşit bir kararlı durum hız hatası sağlayan yeni bir açık döngü hız kontrol metodu sunulmuştur. Kontrol metodu olarak, düşük maliyetli açık döngü akım sensörleri kullanılarak yaygın olarak kullanılan frekans başına sabit gerilim metodu (V/f) seçilmiştir. Hem stator direnç düşümü hem de kayma frekansının kompanze edilmesi için sadece stator akımı ölçümlerine ihtiyaç duyulmuştur. Sadece motor parametresine ihtiyaç duyulduğu için yol verme süresinde ek bir donanıma gerek duyulmadan aynı PWM-VSI kullanılarak stator direnci otomatik olarak ölçülmüştür.

Schibli ve ark.'ları (1998) tarafından yapılan çalışmada, sürücüler için yeni bir ayrı şekilde regüleli dc güç kaynaklarına sahip üç fazlı çok-seviyeli bir dönüştürücü yöntemi sunulmuştur. DC gerilimler orta frekansta dc-dc dönüştürücüler tarafından sağlanmıştır. Dönüştürücü uygulamalarını büyük ölçüde, endüksiyon motoruna uygulanan gerilimin 1kV'tan daha büyük olduğu yüksek-güçteki çekiş sistemleri (vinçler vs.) oluşturmaktadır. Çalışmadaki motor akımı klasik üç-fazlı dönüştürücülerle karşılaştırıldığında çok yüksek kalitede bulunmaktadır. Bu, faz kaydırmalı darbe genişlik modülasyonu taşıyıcıları kullanılarak anahtarlama frekansının düşük tutulduğu yapılan çalışmada açıklanmıştır.

Patterson (1996) tarafından yapılan çalışmada 18 adet elektrikli dalgıç pompasına sahip kuyularda bir alan çalışması gerçekleştirilmiştir. Bu kuyuların 15 tanesi değişken frekanslı sürücülerle çalıştırılmıştır. Çalışmada, değişken frekanslı sürücülerle (VFD) çalışan elektrikli dalgıç pompalarının çalışma karakteristikleri ve verimleri bulunmuş ve VFD'ye sahip olmayanlarla karşılaştırılmıştır. Gerilim, akım, güç ve frekans, sürücü girişinde, sürücü çıkışında ve elektrikli dalgıç pompası girişinde ölçülmüştür.

Modülasyon işlemine bağlı olarak mikroişlemci kullanılarak yapılan PWM dalga şekillerinin gerçek zamanlı gerçekleştiriminde farklı teknikler kullanılmaktadır. Bowes (1981) ve Varnovitsky (1983) temel donanım ve yazılım gerçekleştirme tekniğine ve PWM dalga şeklinin tipine bağlı olarak değiştirilen farklı teknikler uygulamışlardır. Bu tekniklerde, yüksek frekanslarda PWM darbelerinin kenarlarındaki kaymalardan dolayı harmonik distorsiyon oluşması problemleri ortaya çıkmaktadır. Vadivel ve Bhuvanewari (1991) tarafından yapılan çalışmada üç fazlı PWM dalga şeklinin gerçek zamanlı uygulaması geliştirilmiştir.

Değişken anahtarlama frekanslı ancak sabit örnekleme frekansına sahip bir darbe genişlik modülatörü Huo ve Trzynadlowski (1999) tarafından ayarlanabilir hızlı ac sürücüler için gerilim kaynaklı inverterlerde uygulama amacıyla sunulmuştur. Çalışmada anahtarlama ve örnekleme frekansları dekuple edilerek inverteri içeren sürücü sisteminin dinamik karakteristiklerinin istediği örnekleme oranı sabit bir düzeyde tutulmuştur.

Bowes ve ark.'ları (2000) tarafından yapılan çalışmada iki ve üç seviyeli tek fazlı inverterler için yüksek frekanslı PWM tekniği sunulmuştur. Kullanılan yöntem, düzenli örneklenmiş PWM tekniğine benzer prensibe dayanmaktadır. Bu teknik aynı örneğin çoklu sayıda taşıyıcı periyotları üzerinde kullanıldığı değiştirilmiş bir örnekleme tekniği kullanılarak anahtarlama sürelerinin hesaplanmasının gerekli olduğu süreyi büyük ölçüde düşürmektedir. Teknik, özellikle örnekleme hızı ve kontrol algoritması çalışma sürelerinin sınırlı olduğu sistemler için uygundur. Hem bilgisayar simülasyonu hem de deneysel sonuçlar, teoremin doğrulanması ve önerilen metodun olumsuz etkilerinin olmadığını ve gerilim ve akım dalga şekillerinin harmonik distorsiyonlarının büyük ölçüde artmadığının gösterilmesi için verilmiştir.

Andrade ve ark.'ları (2000) tarafından yapılan çalışmada, bir endüksiyon motoru sürücüsü için sıfır gerilimde anahtarlama modunda çalışan akım kontrollü bir inverter önerilmiştir. DC gerilim hattında gerilim baskısı olmadan çalışma sağlanıyor ve yumuşak anahtarlama çalışması ile sabit frekansta bang-bang akım kontrol tekniğinin kullanımı motorun beslenmesi için gereken sinüzoidal akımların doğru şekilde oluşmasına izin veriyor. Sonuç olarak kararlı durumda çalışmada dalgacıklara sahip olmayan bir moment profili elde ediliyor.

Elektrik motorlarının simülasyonu, dinamik davranışları ve elektromekaniksel etkileşimleri hakkında bilgi elde edilmesi için gereklidir. Uygun bir model, motor hatalarının simüle edilmesi ve parametrelere bağlı olarak değişimlerin fiziksel deneylere gerek kalmadan bulunmasına izin verir. Liang ve ark. (1999) tarafından yapılan çalışmada endüksiyon motorlarındaki asimetrik stator ve rotor hatalarının teorik ve deneysel analizi verilmektedir. Çalışmada üç fazlı endüksiyon motoru simüle edilerek normal sağlıklı çalışma koşullarında, bir rotor çubuğu kırık durumdayken ve besleme fazları arasında gerilim dengesizlikleri varken çalıştırılmıştır.

Lyshevski (2001) tarafından yapılan çalışmada endüksiyon motorlarının nonlineer analizi ve kontrolünde yeni gelişmeler incelenmiştir. Gerilim frekans ve vektör kontrolü konuları incelenerek yeni denetleyiciler tasarlanmış ve avantajları ve dezavantajları tartışılmıştır. V/f kontrol olarak adlandırılan frekansın gerilime oranının sabit tutulması prensibi yaygın olarak kullanılmakta ve moment hız karakteristikleri faz gerilimleri ve frekansının genliği kontrol edilerek şekillendirilebilmektedir. Ancak gerilim-frekans kontrolü açık döngü yaklaşımıyla incelenmiştir. Çalışmada kapalı-döngü bakış açısından sabit ve değişken gerilim-frekans çalışmasının elde edilmesi amacıyla bir kontrol kuralı ortaya atılmış ve tasarlanan kontrol algoritmasının avantajları ortaya konularak incelenmiştir. Sonuçların onaylanması için denetleyiciler tasarlanmış ve test edilmiştir.

Maaziz ve ark.'ları (2002) tarafından yapılan çalışmada endüksiyon motorları için yeni bir gerçek zamanlı kontrol metodu sunulmuştur. Sunulan kontrol yöntemi, biri açık döngü referans kontrolü, biri de kararlılığı sağlamak için PI denetleyicilere dayanan kapalı döngü yöntem olmak üzere iki noktaya dayanmaktadır. Sistemin

yapısı, rotor direnci ve yük momentindeki belirsizliklere rağmen rotor hızı ve rotor akılarının izlenmesini mümkün kılmaktadır.

Taşıyıcı tabanlı PWM metotları, istenen bir çıkış gerilimi dalga şeklinin programlanması için taşıyıcı başına periyottaki gerilim-saniye dengesinin sağlanması prensibine dayanır. Biri üçgen girişim tekniği diğeri direkt dijital teknik olmak üzere iki temel uygulama tekniği mevcuttur. Gerilim-saniye dengesi prensibinin oldukça kolay uygulanabilmesinden dolayı çeşitli PWM metotları literatürde görülmektedir. Hava ve ark.'ları (1999) tarafından yapılan çalışmada PWM gerilim kaynaklı inverter sürücülerde yaygın olarak kullanılan modern taşıyıcı tabanlı darbe genişlik modülatörleri için basit analitik ve grafiksel metotlar sunulmaktadır. Yüksek performanslı PWM metotlarının modülasyon dalgalarının üretilmesi için basit teknikler açıklanmıştır. İki en önemli modülatör karakteristiği olan akım dalgalılığı ve anahtarlama kayıpları analitik olarak modellenmiştir.

Endüksiyon motorlarının literatürde açıklanan bir çok sürme yöntemi vardır. Bu yöntemlerin temel farklarının motorun performansı ve uygulanabilirliği ve uygulama alanında göz önünde tutulması gereken maliyetidir. V/f kontrol yöntemi endüstride en yaygın olarak kullanılan yöntemdir. Gerilim ve frekans arasında sabit bir ilişkiyi kullanır ve skaler kontrol olarak bilinir. Genellikle hız geri beslemesi olmadan kullanılır. parametreler belirlendiği sürece çok düşük hızlar haricinde hız doğruluğu %2 dinamik cevap süresi yaklaşık 50ms olabilir (Holt 1994). Vektörel denetleyicilerde ise hem moment hem de akının kontrol edilmesi için kontrol döngüleri vardır (Vas 1999). Durur halde iken bile hız doğruluğu için %0.5 moment doğruluğu için ise %2 değerlerine kadar çıkılabilir. Direkt moment kontrolünde ise stator akısı ve momentinin uygun inverter durumları seçilerek kontrol edilmesi mümkündür. Bu yöntemde akı ve moment direkt, stator akımları ve gerilimleri ise endirekt olarak kontrol edilir. Ludtke (1998) tarafından yapılan çalışmada endüksiyon motorlarının direkt moment kontrolü incelenmiştir. Çalışmada çeşitli endüksiyon motor kontrolü yöntemleri hakkında bilgi verilmiş ve direkt moment kontrolünün vektörel kontrol yöntemlerine göre avantajları ve dezavantajları üzerinde durulmuştur.

Faiz (2001) tarafından yapılan çalışmada endüksiyon motorların direkt moment kontrolü tekniğinde farklı anahtarlama örnekleri karşılaştırılmıştır. Ayrıca

histerezise sahip olan ve olmayan denetleyiciler kullanılarak dört farklı anahtarlama algoritması sunulmuş ve karşılaştırılmıştır. Stator gerilimi ve akımının harmonik spektrumu belirlenmiş ve dört anahtarlama tekniği için karşılaştırılmıştır. Sonuçlar histerezise sahip olmayan denetleyicilerin daha ucuz olduğunu daha az elektrik tükettiğini göstermiştir.

Murat ve ark.'ları (2002) tarafından yapılan çalışmada Matlab Simulink gerçek-zamanlı arabirimi ve uzay vektör darbe genişlik modülasyon tekniğini kullanan sayısal işaret işlemci kontrollü inverter ile asenkron motorun skalar kontrolü gerçekleştirilmiştir. Çalışmada gerilim kaynaklı inverterle beslenen asenkron motorların akım bozulması ve moment salınımlarının uzay vektör darbe genişlik modülasyon yöntemi ile oldukça azaltıldığı belirtilmiştir. Çalışmada motorun hava aralığı akısının sabit tutulması için V/f kontrolü uygulanmıştır.



3. 3-FAZLI ASENKRON MOTORUNUN HIZ KONTROLÜ

3.1. Giriş

Asenkron motorları ev gereçleri, endüstriyel kontrol ve otomasyonda en yaygın kullanılan motorlardır. Sağlam, güvenilir ve dayanıklıdır. Asenkron motoruna tavsiye edilen seviyelerde (etiket eğerinde) güç sağlandığında anma hızında çalışır. Ancak çoğu uygulamada değişken hızda çalışmaya gerek duyulur. Daha önceleri mekanik dişli sistemleri, değişken hız elde etmek için kullanılmışlardır. Son zamanlarda güç elektroniği kontrol sistemleri, motor kontrolünde mekanik sistemlerin yerini almıştır. Bu elektronik bileşenler, sadece motorun hız kontrolünü yerine getirmekle kalmaz aynı zamanda motorun dinamik ve kararlı durum karakteristiklerinde de iyileşme sağlarlar.

Asenkron motor kontrolü, motorun nonlineer karakteristiklerine bağlı olarak komplekstir. Farklı kontrol metotları da bulunmasına rağmen Değişken Gerilim Değişken Frekans (DGDF) veya V/f kontrol, açık döngü hız kontrolünde en yaygın olarak kullanılan yöntemdir. Bu yöntem pozisyon kontrol gereksinimi olmayan veya yüksek doğrulukta hız kontrolü gerektirmeyen uygulamalar için uygundur.

3.2. Asenkron Motorunun Temelleri

Bir asenkron motorunu DC motordan ayıran en belirgin özellikler kolektör ve fırçalarının olmaması ve motorun dönebilmesi için ac beslemeye ihtiyaç duymasıdır. Uçlarına anma frekansında anma gerilimi uygulandığında motor, kalkış akımının ardından anma devrine ulaştıca boşta düşük bir hat akımı çekerek dönmeye devam eder.

3.2.1. Motorun dönme hareketi

AC anma gerilimi stator sargılarına uygulandığında hava aralığında senkron hızda dönen sabit genlikte manyetik akı üretilir. Akı hava aralığından geçerek rotor yüzeyi üzerinden sabit rotor iletkenleri boyunca geçer. Döner akı ve sabit iletkenler arasındaki bağıl hız farkına bağlı olarak rotor iletkenlerinde elektromotor kuvvet indüklenir. Rotor iletkenlerinde indüklenen emk'nın frekansı rotor dururken stator frekansı ile aynıdır. Genliği, akı ve iletkenler arasındaki bağıl hız ile orantılıdır. Rotor çubuklarının uçları kısa devre edildiği için indüklenen emk rotor iletkenlerinden bir akım geçirir. Rotor akımının yönü, statorun oluşturduğu döner akı ile sabit rotor iletkenleri arasındaki bağıl hıza zıt şekildedir. (Lenz kanunu)

Bağıl hızı azaltmak için rotor, alan akısı ile aynı yönde dönmeye başlar ve döner akıyı yakalamaya çalışır. Pratikte ise rotor asla stator alanını yakalamayı başaramaz. Bu yüzden rotor, stator döner alanı hızından daha yavaş döner. Hızdaki bu fark kayma olarak adlandırılır. Kayma, motor milindeki mekaniksel yüke bağlıdır. Girişteki beslemeye bağlı olan döner alan hızı ve frekansı, senkron frekans ve senkron hız olarak adlandırılır. Senkron hız, besleme frekansı ve motordaki kutup sayısı ile orantılıdır. Asenkron motorunun senkron hızı (3.1) formülüyle gösterilir.

$$\text{Senkron Hız } (n_s) = \frac{120 \cdot f}{2p} \quad (3.1)$$

olarak ifade edilebilir.

Senkron hız stator döner alanı akısının dönüş hızıdır. Rotor döner alanı akısı ise senkron hızdan kayma hızı kadar daha yavaş döner. Bu hız temel hız olarak adlandırılır. Motorun etiketinde belirtilen hız, temel hızdır. Kayma, senkron hızın yüzdesi olarak,

$$\text{Temel hız } (n) = \text{Senkron Hız}(n_s) - \text{Kayma Hızı}(n_{sl})$$

$$\text{Yüzde kayma} = \frac{(\text{Senkron Hız} - \text{Temel Hız}) \times 100}{\text{Senkron Hız}} \quad (3.2)$$

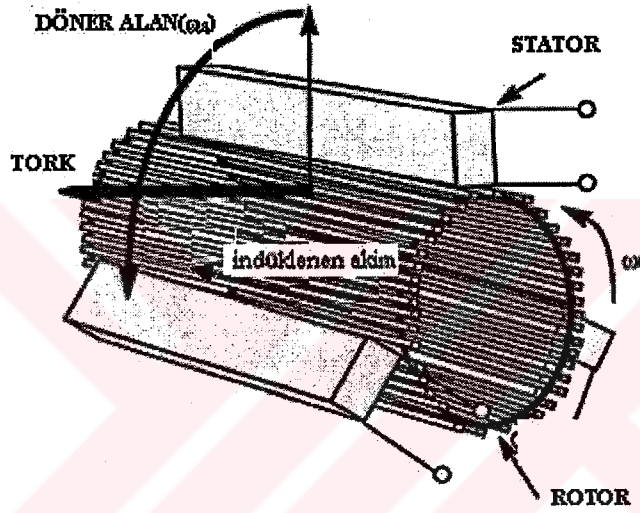
şeklinde verilir.

3.2.2. Rotor e.m.k.'sı ve frekansı

Bir asenkron motorun rotoru dururken stator ve rotor sargıları şekil 3.1'de görüldüğü gibi bir transformatör devresi oluşturur. Durur vaziyetteki rotor e.m.k.'sı şu şekilde verilir,

$$E_2 = \left(\frac{N_2}{N_1} \right) E_1 \quad (3.3)$$

burada E_1 statorun her bir fazına uygulanan besleme gerilimidir.



Şekil 3.1. Tipik bir sincap kafes rotorunda indüklenen akım

Asenkron motoru dönerken, rotor iletkenleri ve döner alan arasındaki bağıl hız daha az olduğu için rotorda indüklenen e.m.k. da daha küçüktür. İndüklenen e.m.k. bu kayma hızıyla orantılıdır. Böylece kayma (s) ile de orantılı olur ve motor dönerken her bir fazda meydana gelen rotor e.m.k.'sı (3.4) denklemindeki gibi verilir,

$$\begin{aligned} E_r &= sE_2 \\ &= s \left(\frac{N_2}{N_1} \right) E_1 \end{aligned} \quad (3.4)$$

Rotor e.m.k.'sının frekansı ise şu şekilde verilir,

$$f_r = (n_s - n_r)p = \frac{(n_s - n_r)}{n_s} (n_s p) \quad (3.5)$$

$$f_r = s.f \quad (3.6)$$

yazılabilir.

3.2.3. Rotor empedansı ve akımı

Rotor direnci frekans ve kaymadan etkilenir. Rotor reaktansı ise rotor akımının frekansı ile değişir. Motor dururken her fazdaki reaktans $X_2 = 2\pi fL$ 'dir. Motor dönerken ise her bir fazdaki reaktans şu şekilde verilir.

$$\begin{aligned} X_r &= 2\pi f_r L \\ X_r &= 2\pi (sf)L \\ X_r &= s(2\pi fL) \end{aligned} \quad (3.7)$$

buradan,

$$X_r = sX_2 \quad (3.8)$$

Rotor dururken,

$$I_2 = \frac{E_2}{Z_2} = \frac{\left(\frac{N_2}{N_1}\right)E_1}{\sqrt{(R_2^2 + X_2^2)}} \quad (3.9)$$

Motor çalışır durumdayken,

$$I_r = \frac{E_r}{Z_r} = \frac{s\left(\frac{N_2}{N_1}\right)E_1}{\sqrt{[R_2^2 + (sX_2)^2]}} \quad (3.10)$$

3.2.4. Rotor bakır kayıpları

Döndürme momenti T , Newton-metre cinsinden moment olmak üzere güç $P = 2\pi nT$ 'dir. Eğer P_2 rotora döner alandan yapılan güç girişi ve P_m mekaniksel güç çıkışı (sürtünme ve vantilasyon kayıpları dahil) olarak gösterilirse,

$$T = \frac{P_2}{2\pi n_s} = \frac{P_m}{2\pi n_r} \quad (3.11)$$

buradan,

$$\frac{P_2}{n_s} = \frac{P_m}{n_r} \text{ veya } \frac{P_m}{P_2} = \frac{n_r}{n_s} \quad (3.12)$$

böylece,

$$1 - \frac{P_m}{P_2} = 1 - \frac{n_r}{n_s} \quad (3.13)$$

$$\frac{P_2 - P_m}{P_2} = \frac{n_s - n_r}{n_s} = s \quad (3.14)$$

$P_2 - P_m$, rotordaki elektriksel kayıplar veya bakır kayıplarıdır. Yani $P_2 - P_m = I_r^2 R_2$ 'dir.

Buradan,

$$\text{kayma (s)} = \frac{\text{rotor bakır kaybı } (I_r^2 R_2)}{\text{rotora giriş gücü } (P_2)} \quad (3.15)$$

veya rotora giriş gücü,

$$P_2 = \frac{I_r^2 R_2}{s} \quad (3.16)$$

Motorun verimi,

$$\eta = \frac{\text{çıkış gücü}}{\text{giriş gücü}} = \frac{P_m}{P_1} \times 100\% \quad (3.17)$$

3.2.5. Asenkron motoru için moment denklemi

Moment,

$$T = \frac{P_2}{2\pi n_s} = \left(\frac{1}{2\pi n_s} \right) \left(\frac{I_r^2 R_2}{s} \right) \quad (3.18)$$

$I_r = E_r / Z_r$ denkleminde,

$$I_r = \frac{s \left(\frac{N_2}{N_1} \right) E_1}{\sqrt{R_2^2 + (sX_2)^2}} \quad (3.19)$$

Buradan her bir faz için moment,

$$T = \left(\frac{1}{2\pi n_s} \right) \left(\frac{s^2 \left(\frac{N_2}{N_1} \right)^2 E_1^2}{R_2^2 + (sX_2)^2} \right) \left(\frac{R_2}{s} \right) \quad (3.20)$$

buradan,

$$T = \left(\frac{1}{2\pi n_s} \right) \left(\frac{s \left(\frac{N_2}{N_1} \right)^2 E_1^2 R_2}{R_2^2 + (sX_2)^2} \right) \quad (3.21)$$

Eğer faz sayısı m ise moment,

$$T = \left(\frac{m}{2\pi n_s} \right) \left(\frac{s \left(\frac{N_2}{N_1} \right)^2 E_1^2 R_2}{R_2^2 + (sX_2)^2} \right) \quad (3.22)$$

buradan

$$T = \left(\frac{m \left(\frac{N_2}{N_1} \right)^2}{2\pi n_s} \right) \left(\frac{s E_1^2 R_2}{R_2^2 + (sX_2)^2} \right) \quad (3.23)$$

$$= k \left(\frac{s E_1^2 R_2}{R_2^2 + (sX_2)^2} \right) \quad (3.24)$$

burada k motor için belirli bir sabittir. Buradan moment,

$$T \propto \frac{s E_1^2 R_2}{R_2^2 + (sX_2)^2} \quad (3.25)$$

Normal şartlarda besleme gerilimi genellikle sabittir. Böylece yukarıdaki denklem şu şekle dönüşür,

$$T \propto \frac{sR_2}{R_2^2 + (sX_2)^2} \propto \frac{R_2}{\frac{R_2^2}{s} + sX_2^2} \quad (3.26)$$

Payda minimum olduğu zaman, moment maksimum olacaktır. Buradan $R_2^2 / s = sX_2^2$, yani $s = (R_2 / X_2)$ veya $R_2 = sX_2 = X_r$ olduğunda maksimum olur. Böylece maksimum moment, rotor direnci rotor reaktansına eşit olduğunda meydana gelir.

3.3. Asenkron Motor Tipleri

Rotorun konstrüksiyonuna bağlı olarak asenkron motorları sincap kafesli motorlar ve rotoru-sargılı motorlar olmak üzere iki temel kategoride sınıflandırılırlar. Stator konstrüksiyonu iki motor tipinde de aynıdır.

3.3.1. Sincap kafesli motorlar

Asenkron motorlarının yaygın kısmı sincap kafesli motordur. Bunun sebebi sincap kafesli motorların basit ve dayanıklı bir konstrüksiyona sahip olmalarıdır. Rotor, iletkenlerin taşındığı eksene paralel oluklara sahip silindirik, silisli saçlardan bir nüve içerir. Her oluk bakır, alüminyum veya alaşımlı çubuklar taşır. Bu rotor çubukları kısa devre halkaları kullanılarak iki ucundan da sabit şekilde kısa devre edilmiştir. Bu montaj, motora da ismini veren "sincap kafesi" görünümündedir. Rotor olukları motor miline tam olarak paralel değildir. İki temel sebepten dolayı bir miktar eğim verilir.

- a) Manyetik alanın meydana getireceği gürültü azaltılarak daha sessiz bir çalışma sağlanır.
- b) Rotorun kilitli hale gelme ihtimali azaltılır. Stator dişi altındaki rotor dişi, ikisi arasındaki direkt manyetik çekime bağlı olarak kilitli kalma eğilimindedir. Eğer stator diş sayısı rotor diş sayısına eşitse bu durum gerçekleşir.

3.3.2. Bilezikli asenkron motorlar

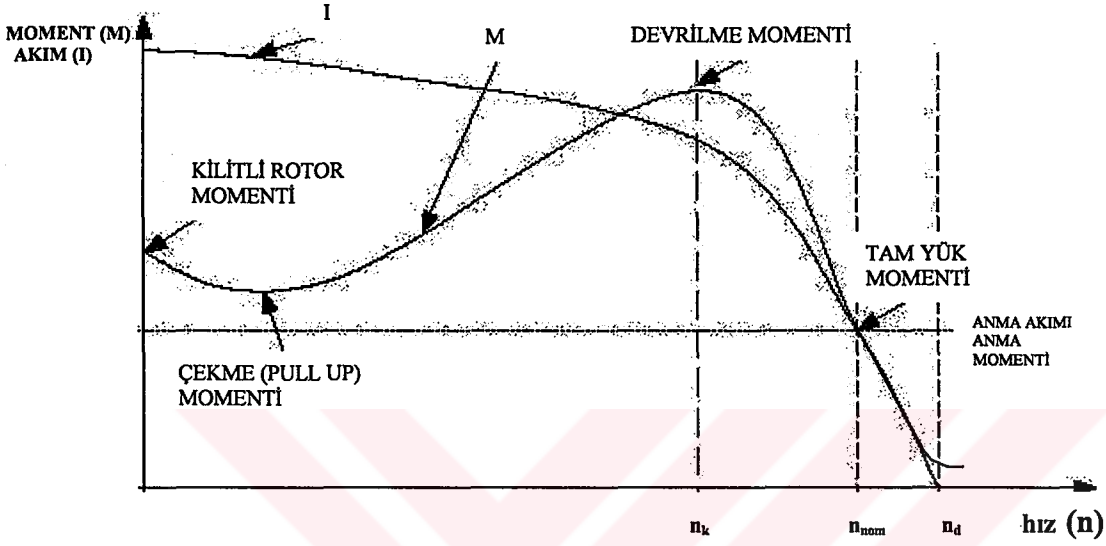
Bu tip motorda rotor sargıları, üzerinde fırçalar bulunan, mil üzerine monte edilmiş üç adet izoleli metal bilezikle sonlandırılmıştır. Bu, rotor sargısına harici bir direnç bağlanabilir anlamına gelir. Harici direnç, motorun yol alma momentini artırmakta ve hız-moment karakteristiğini değiştirmekte kullanılır. Bir reosta yardımı ile rotor sargısına direnç ilave edilir veya çıkarılabilir. Rotor sargılarına bağlanan reostanın (ayarlı direnç) direnci azaltıldıkça bilezikli asenkron motor sincap kafesli asenkron motora gibi çalışır.

3.4. Asenkron Motorlarının Hız-Moment Karakteristikleri

Şekil 3.2'de bir asenkron motorun tipik hız-moment karakteristik eğrisi görülmektedir. x eksenini hız ve kaymayı, y eksenini ise moment ve akımı göstermektedir. Karakteristikler statora anma gerilimi ve frekansı uygulandığı durum için çizilmiştir. Yol vermede motor, gücüne göre tipik olarak anma akımının 4 ile 8 katına kadar akım çeker. Bu yüksek akım, stator ve rotor akısının, stator ve rotor sargılarındaki kayıpların ve sürtünmeye bağlı olarak yataklardaki kayıpların bir sonucudur. Bu yüksek yol alma akımı bu bileşenlerin etkisini yenerek rotorun dönmesi için moment sağlar. Yol alma momenti, rotor çubuklarının şekline bağlı olarak motor, anma momentinin 0.3 ile 2.5 katı moment sağlar. Bu kalkınma momenti kilitli rotor momenti olarak da adlandırılır. Şekil 3.2'de görüldüğü gibi hız arttıkça motorun çektiği akım yavaşça azalır.

Motor hızı, anma hızının yaklaşık %80'ine yaklaştıkça akım önemli ölçüde azalır. Anma hızında motor, anma akımını çeker ve moment değeri devrilme momentinden daha düşük bir değere yerleşir. Anma hızında, motor milindeki yük artmış ise hız düşmeye başlar ve kayma artar. Motor senkron hızın yaklaşık %80 'inde çalıştığında yük momenti, anma momentinin 2.5 katına kadar artabilir. Bu moment devrilme momenti olarak adlandırılır. Bu noktadan sonra motordaki yük momenti daha fazla artarsa motor bu momenti karşılayamayacağı için durur.

Ayrıca yük, anma yükünün üzerine çıkarsa yük akımı akım karakteristik eğrisi yolunu izleyerek artar. Sargılardaki bu yüksek akım akışına bağlı olarak sargılardaki ısı kayıpları da artar. Bu ise motor sargılarının sıcaklığının artmasına neden olur. Motor sargıları kullanılan izolasyona ve motorda kullanılan soğutma sistemine bağlı olarak farklı sıcaklıklara dayanabilirler.



Şekil 3.2. Asenkron motorunun hız-moment ve stator akımı karakteristik eğrileri

Hız-moment karakteristik eğrilerinden görüldüğü gibi momentin hıza göre değişimi oldukça nonlineerdir. Çoğu uygulamada hızın değiştirilmesi gerektiğinden bu momentleri de etkiler.

3.5. V/f Kontrol Teorisi

Asenkron motorunun senkron hızı ve dolayısıyla motorun hızı, stator ac beslemesinin f frekansı değiştirilerek kontrol edilebilir. Asenkron motorunun ters e.m.k.'sı E_{ag} , f frekansı ve ϕ_{ag} hava aralığı akısının çarpımıyla doğru orantılıdır;

$$E_{ag} = kf\phi_{ag} \quad (3.27)$$

Sabit ϕ_{ag} hava aralığı akısında, E_{ag} f 'e lineer şekilde bağımlı hale getirilebilir. Düşük stator sargısı empedansı ($R_s + j2\pi fL_s$) için E_{ag} , kaynak gerilimi V_s ile orantılıdır. Böylece sabit hava aralığı akısı şu şekildedir.

$$\phi_{ag} \propto \frac{E_{ag}}{f} \propto \frac{V_s}{f} \quad (3.28)$$

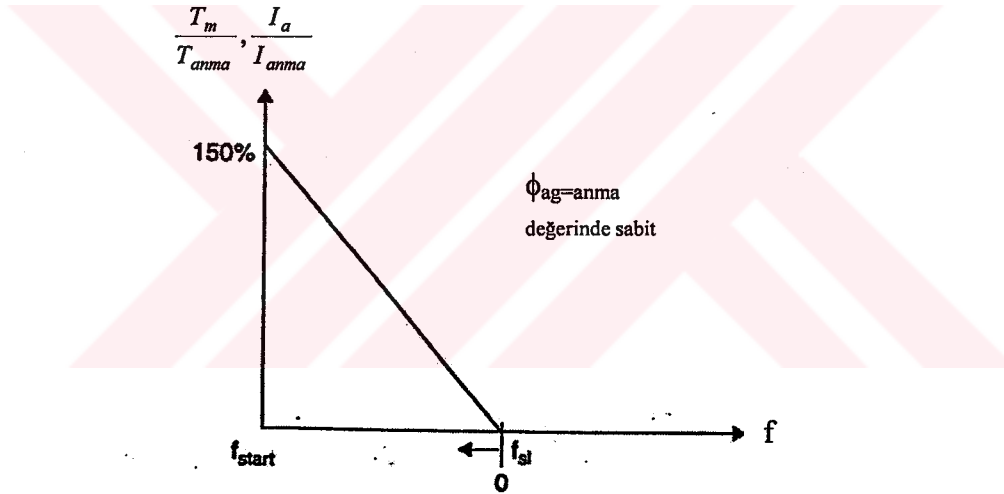
Hava aralığı akısı kaynak gerilimi değiştirilerek f ile orantılı olarak kontrol edilir.

Motor hızı terimleriyle moment şu şekilde ifade edilebilir;

$$T_{em} = kf_{sl} ; \quad \phi_{ag} = \text{sabit} \quad (3.29)$$

$$T_{em} = k\omega_{sl} = k(\omega_s - \omega_r) = k\omega_s - k\omega_r$$

Asenkron motorunun moment ve akım karakteristikleri aşağıdaki şekil 3.3'te verildiği gibidir.



Şekil 3.3. Asenkron motorlarının hız-moment karakteristikleri

3.5.1. Yol verme momenti

Sıfır hızdaki kayma frekansı, yol verme stator frekansı f_{sl} 'e eşittir. Yol verme momenti ve yol verme rotor akımı;

$$I_{r,yolverme} = k_1 f_{yolverme} : \phi_{ag} = \text{sabit} \quad (3.30)$$

Yol verme momenti gereksinimi bilindiğinden, yol verme rotor akımı uygun bir yol verme frekansı seçilerek sınırlandırılabilir.

$$f_{yolverme} = \frac{T_{em,yolverme}}{T_{em,anma}} f_{sl,anma} = \frac{I_{r,yolverme}}{I_{r,anma}} f_{sl,anma} \quad (3.31)$$

3.5.2. Düşük hızda gerilim artırma

Sabit hava aralığı akısı ($\phi_{ag}=sbt.$) sağlanarak yapılan asenkron motor kontrolü, gerçekte E_{ag} ters e.m.k.'sı ile f frekansı oranı sabit tutularak yapılmaktadır. Yüksek hızlarda (yüksek E_{ag}), V_s kaynak gerilimi yaklaşık olarak E_{ag} ters e.m.k.'sına eşittir. Düşük hızlarda, ters emk E_{ag} düşüktür ve R_s stator direnci ve stator sargısının L_s kaçak endüktansı boyunca olan gerilim düşümü artık ihmal edilemez. $2\pi f L_r$ empedansı asenkron motorunun eşdeğer devresinde R_r/s direnciyle karşılaştırıldığında ihmal edilebilir. Böylece I_r rotor akımı ve E_{ag} aynı fazda olur. Mıknatıslanma akımı I_m , E_{ag} 'nin 90 derece gerisindedir. Böylece,

$$I_s = I_r - jI_m \quad (3.32)$$

$$V_s = E_{ag} + (R_s + j2\pi f L_s) I_s \quad (3.33)$$

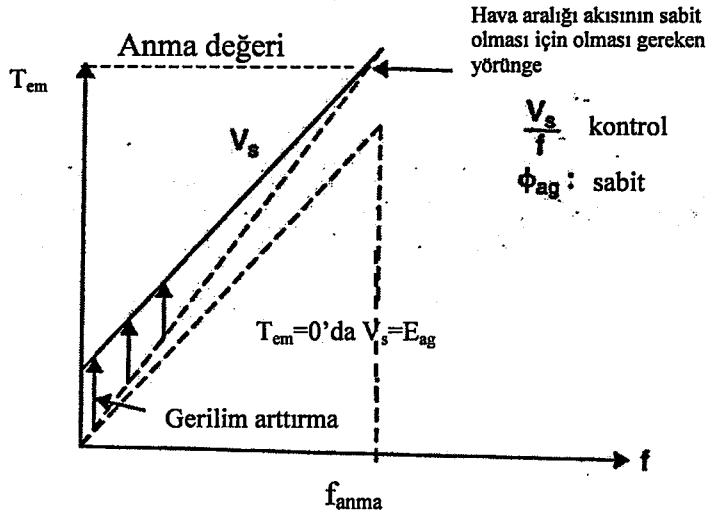
Yukarıdaki iki denklem kullanılırsa ve düşük frekanstan dolayı imajiner kısım ihmal edilirse,

$$V_s \cong E_{ag} + j2\pi f L_s I_m + R_s I_r \quad \text{ve} \quad (3.34)$$

$$E_{ag} \propto f, I_m \propto f \quad (\phi_{ag}=sbt.) \quad (3.35)$$

$$V_s \cong kf + R_s I_r \quad (3.36)$$

Düşük frekanslarda bakır kayıplarının kompanze edilmesi için V_s kaynak geriliminin artırılması gerekir. Bu yüzden V/f eğrisi orijinden geçmez. Böylece şekil 3.4'de görüldüğü gibi E_{ag} , f ile bakır kayıplarını kompanze edebilecek şekilde tekrar orantılı hale getirilir ve hava aralığı akısı ϕ_{ag} sabit tutulur.



Şekil 3.4 V/f kontrol ve moment karakteristiği

3.5.3. Sabit güçte çalışma

Motor hızı, stator sargılarına bağlı olan ac kaynağının frekansı artırılarak anma değerinin üzerine çıkarılabilir. Bu bölgede kaynak gerilimi anma değerinde sabit tutulur. V_s/f oranı azalır, sonuç olarak hava aralığı akısı ϕ_{ag} azalır. Rotor akımı sabittir ve rotordaki güç kaybı da sabit olur. Moment şu şekilde verilir,

$$T_{em} \propto \frac{\omega_{sl}}{f^2} \quad (3.37)$$

Maksimum moment şu şekilde verilir,

$$T_{em,maks} \propto \frac{f_{anma}}{f} T_{anma} \quad (3.38)$$

s kayması bu bölgede sabittir. Bu yüzden s kaymasıyla orantılı I_r rotor akımı da sabittir.

Motor hızı şu şekilde verilir.

$$\omega_r = (1-s)\omega_s \propto f \quad (3.39)$$

Motorun maksimum güç çıkışı $P_{maks} = \omega_r T_{em,maks}$ da sabittir. Böylece bu çalışma bölgesi sabit güç bölgesi olarak adlandırılır.

3.5.4. Sabit kayma-frekans çalışması

Anma değerinin 1.5-2 katı aralıktaki hızların üzerinde, hava aralığı akısı ϕ_{ag} kayda değer miktarda azalır ve motor momenti, çekme (pull-out) momenti değerine yaklaşır. Daha yüksek hızlarda motor pull-out momentinin sadece sabit bir kısmını sağlayabilir ve kayma frekansı ω_{sl} sabit olur. Maksimum moment şu şekilde azalır,

$$T_{em,maks} \propto \frac{1}{f^2} \quad (3.40)$$

hem moment hem de motor akımı I_r , hızın artmasıyla birlikte azalır.

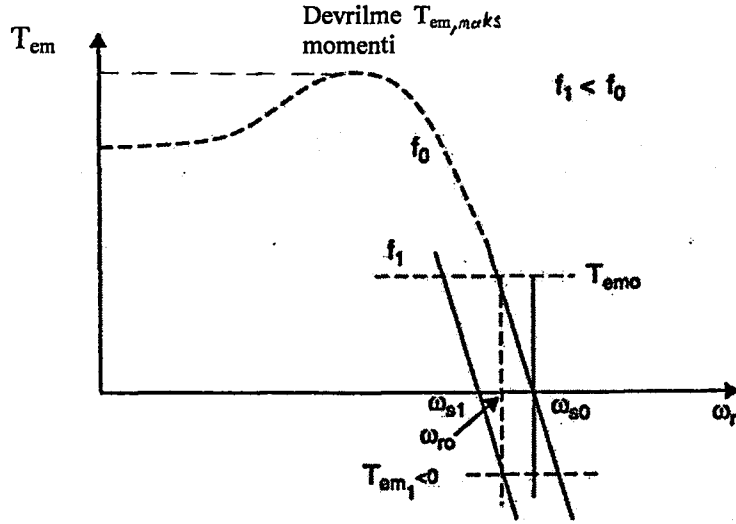
3.5.5. Yüksek gerilimde çalışma

Çoğu asenkron motorunda izolasyon, motorun anma geriliminden çok daha fazla gerilimlerde belirlenir. Bunun sonucunda motor, statora daha yüksek gerilimler uygulanarak yüksek hızlarda çalıştırılabilir. V_s/f oranı sabit tutulurak hava aralığı akısı da sabit olur. Sonuç olarak motor akımı I_r anma değerinde sabit tutulur. Böylece motor daha yüksek güçte ve daha yüksek hızlarda anma momenti verir.

3.6. Asenkron Motorlarında Frenleme

Asenkron motorlarında rejeneratif frenleme stator beslemesinin frekansı azaltılarak uygulanabilir. Senkron hızın üzerindeki moment-hız karakteristikleri şekil 3.5'de görülmektedir.

Rotor hızının senkron hız ω_s 'in üzerindeki değerleri için kayma negatiftir. Sonuç olarak oluşan moment de negatiftir ve motorun dönüş yönüne ters yönde davranış gösterir. Bu, rejeneratif frenlemedir. Asenkron motoru jeneratör modunda çalışır. Frenleme, statora uygulanan ac kaynağın frekansı azaltılarak uygulanır. Düşük f frekansında senkron hız, motor hızı ω_r 'den daha düşüktür.

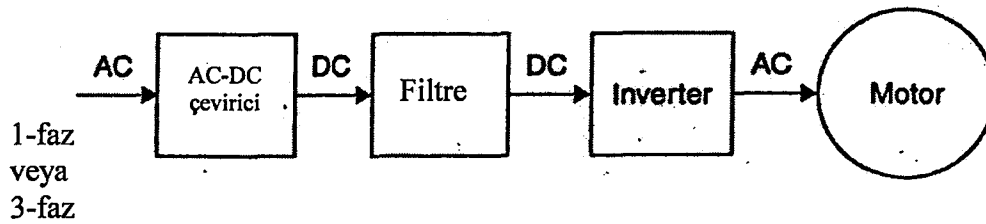


Şekil 3.5. Frenleme esnasında asenkron motor karakteristikleri

Bu yüzden motor jeneratör moduna girer ve frenlemeyi sağlayan karşı bir moment oluşur. f frekansı ya büyük miktarda azaltılmalı veya karşılık gelen senkron hız motor hızından daima düşük olacak şekilde sürekli olarak düşürülmelidir.

3.7. Değişken-frekanslı Sürücüler

Asenkron motor kontrolü için değişken-frekanslı bir dönüştürücünün blok diyagramı şekil 3.6'da gösterilmektedir. ac-dc dönüştürücü kontrolsüz veya kontrollü doğrultucu olabilir. İnverter çıkışı değişken genlik ve frekansa sahip V/f oranının sabit tutulduğu 3 fazlı ac gerilimdir.



Şekil 3.6. Değişken frekanslı konverterin blok diyagramı

Asenkron motor kontrolü için değişken frekanslı inverter aşağıdaki özelliklere sahip olmalıdır:

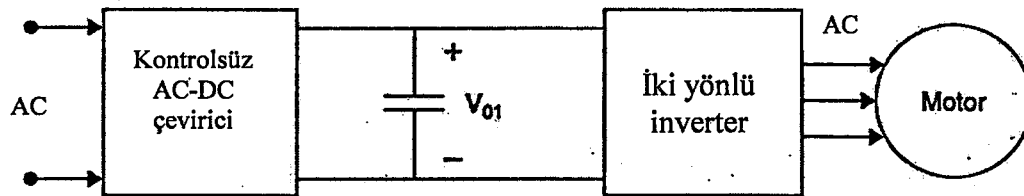
- Frekans istenen çıkış hızına göre ayarlanmalı
- Sabit moment bölgesinde sabit bir hava-aralığı akısı sağlanmalı
- Motora anma akımı sağlanmalı

Aşağıdaki kısımlarda asenkron motor kontrolünde kullanılan üç temel inverter tipi tartışılacaktır.

- Kare dalga gerilim kaynaklı inverter (kare dalga VSI)
- PWM gerilim kaynaklı inverter (PWM-VSI)
- Akım kaynaklı inverter (CSI)

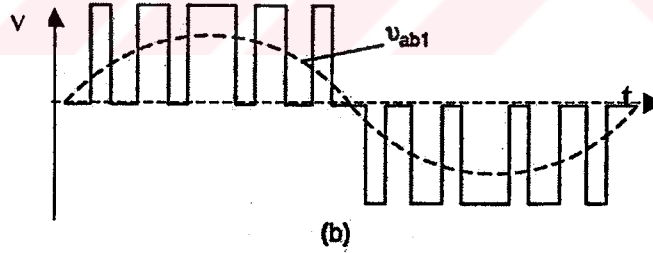
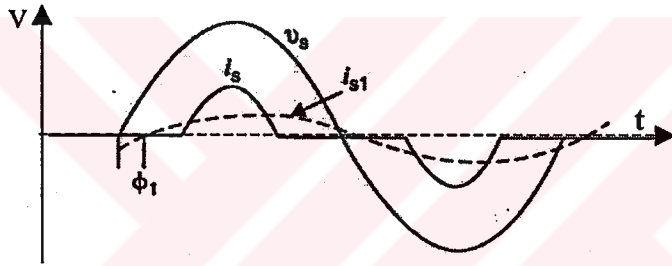
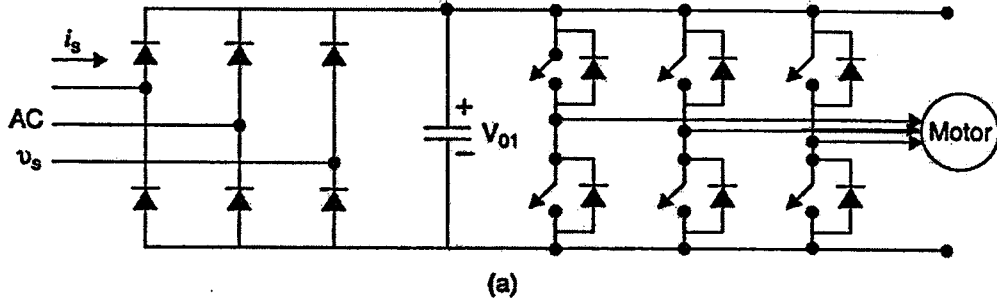
3.7.1. Değişken frekanslı PWM VSI sürücüler

PWM-VSI sürücüsünün bağlantı şeması şekil 3.7.'de, açık devre şeması ve dalga şekilleri ise şekil 3.8.'de gösterildiği gibidir. Çıkış akımı dalga şekli yaklaşık sinüsoidaldır. ac-dc konverterde oluşan temel frekanstan defalarca yüksek olan dalgalılık akımı frekansı, inverterdeki anahtarlama frekansına eşittir. Bu yüzden düşük değerli bir kondansatör filtreleme için yeterlidir [3]. Ancak harmonikler temel frekanstan daha büyük genlikte olabilirler. Sonuç olarak PWM-VSI inverterde güç kayıpları kare dalga VSI'dan önemli derecede büyüktür. Salınımlı momentler yüksek harmonik frekanslarındadır. Ancak büyük rotor ataletinden dolayı etkisizdir. Giriş doğrultucusunun çektiği akım düşük frekanslarda çok sayıda harmonik içerir. AC hatta bağlı bir indüktörle yüksek frekanslı harmonikler azaltılır. Sürücü girişindeki güç faktörü motor güç faktöründen bağımsızdır.



şekil 3.7. Asenkron motor kontrol için PWM-VSI sürücüsünün blok diagramı

Köprü doğrultucusunda DC bara voltajı ve akımın polaritesi değişmediğinden rejeneratif frenleme mümkün değildir. Rejeneratif frenleme, kontrolsüz diyotlu doğrultucu yerine 4-bölgeli çalışan, kontrollü AC-DC dönüştürücü kullanılarak sağlanabilir.



Şekil 3.8. Asenkron motor kontrolü için 3-fazlı bir PWM-VSI

(a) Bağlantı şeması (b) Dalga şekilleri

3.7.2. PWM-VSI sürücülerde ayarlanabilir hız kontrolü

Şekil 3.9'da asenkron motoru için ayarlanabilir bir hız kontrolü görülüyor. Eğer hassasiyet, öncelikli bir gereksinim değilse geri besleme kontrolüne gerek duyulmaz. Referansı $\omega_{r,ref}$, kontrol girişleri ω_s , f ve V_s gerçek değerlerin yerine hesaplanır. Kontrol

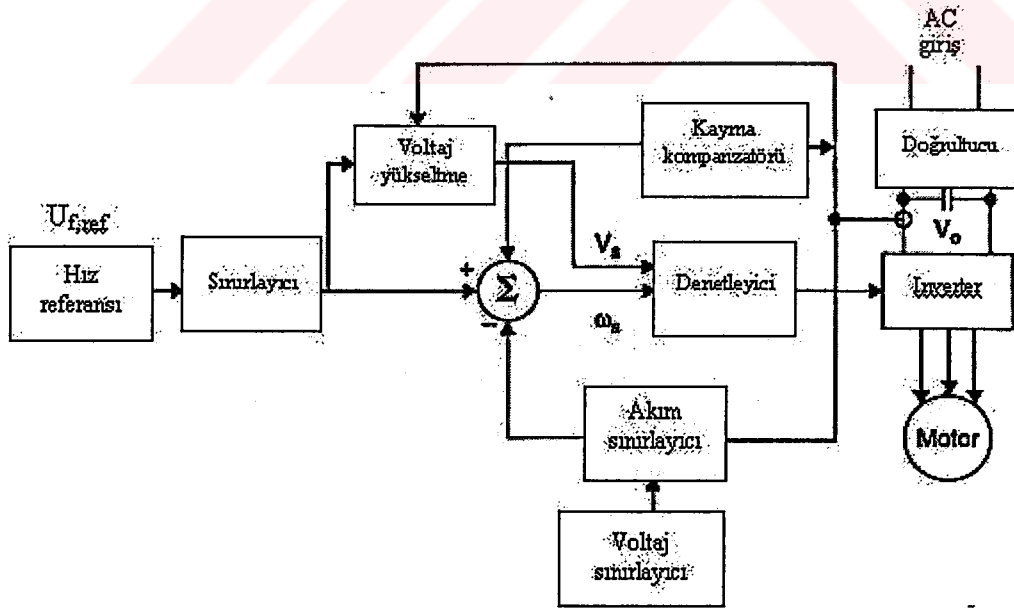
devresinin bütünü özel amaçlı güç entegre devreleri veya dijital sinyal işlemci (DSP) entegre devreleri kullanılarak gerçekleştirilebilir. Anahtarlama frekansı, inverter çıkışının temel frekansının istenen değeriyle orantılı olarak değiştirilir.

Hız kontrol devresi; denetleyicinin girişindeki rampa sınırlandırıcı boyunca tasarımcı maksimum hızlanma ve yavaşlama oranını belirleyebilir.

Akım sınırlama; İleri yöndeki motor çalışma modunda ω_s referansı, gerçek motor hızının takip edebileceğinden daha hızlı şekilde artırılırsa motor akımı fren çalışma modunda olacak, ω_s referansı çok hızlı şekilde azaltılırsa negatif kayma büyüyecektir. Sonuç olarak inverter boyunca akan frenleme akımı artacaktır. Akım sınırlandırma devresi her iki durumdaki akımı sınırlar.

Kayma kompanzasyonu; Kayma kompanzasyonu rotor hızının sabit tutulması için gereklidir. Kompanzator, oluşan elektromagnetik momenti tahmin eder ve referans hızı $\omega_{r,ref}$ 'e oransal bir terim olarak ekler.

Voltaj yükseltme; Voltaj yükseltme, hava-aralığı akısını sabit tutmak için V_s 'in hesaplanmış değerine, tahmini moment değeriyle orantılı bir terim ekler. Giriş kontrol parametrelerinin hesaplanmış değerleri yerine ölçülen değerler kullanarak denetleyicinin hassasiyeti artırılabilir.



Şekil 3.9. Asenkron motoru için ayarlanabilir hız kontrolü

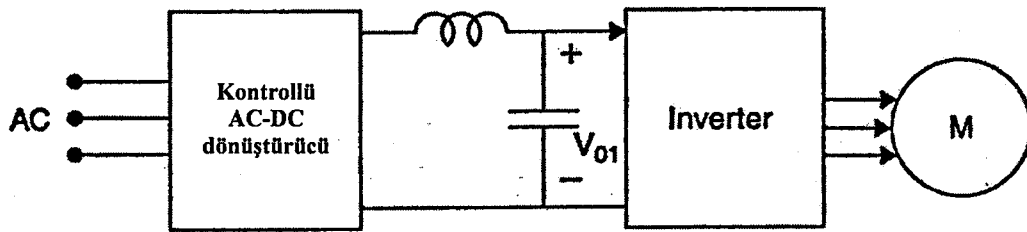
3.7.3. Değişken frekanslı kare dalga VSI sürücüler

Kare dalga VSI sürücüsü blok diyagramı şekil 3.10'da gösterilmektedir. Girişteki AC-DC dönüştürücü kontrollü bir topolojiye göre tasarlanır. Kare dalga kontrolü kullanıldığı için inverter çıkışı sadece frekans kontrolü sağlar. Genlik, AC-DC dönüştürücünün çıkışındaki dc bara gerilimi değiştirilerek kontrol edilir. Üç fazlı bir sürücüde her hangi bir anda üç anahtar iletimdedir ve her biri 180^0 iletimde kalmaktadır. 3-faz kontrollü köprü bağlı AC-DC dönüştürücüdeki dc bara gerilimi ve hattan-hatta rms inverter çıkış gerilimi şu şekilde gösterilir.

$\bar{V}_{O1}, \tilde{V}_{O2,LL}, \tilde{V}_{LL}$ sıra ile doğrultulmuş DC gerilim, motor stator faz-faz gerilimi, giriş faz-faz gerilimi olmak üzere;

$$\begin{aligned} \bar{V}_{O1} &= 1.35\tilde{V}_{LL} \cos \alpha \\ \tilde{V}_{O2,LL} &= 0.78\bar{V}_{O1} = 1.05\tilde{V}_{LL} \cos \alpha \end{aligned} \quad (3.41)$$

Maksimum inverter çıkış gerilimi hem kare-dalga sürücüde hem de PWM sürücüde yaklaşık olarak eşittir. Bu standart asenkron motorlarının kullanımını mümkün kılar.



Şekil3.10. Kare dalga VSI sürücünün blok diyagramı

Sabit V_s/f e sahip sürücüde motor hızı şu şekilde verilir.

$$\omega_r = \omega_{anna} \cos \alpha \quad (3.42)$$

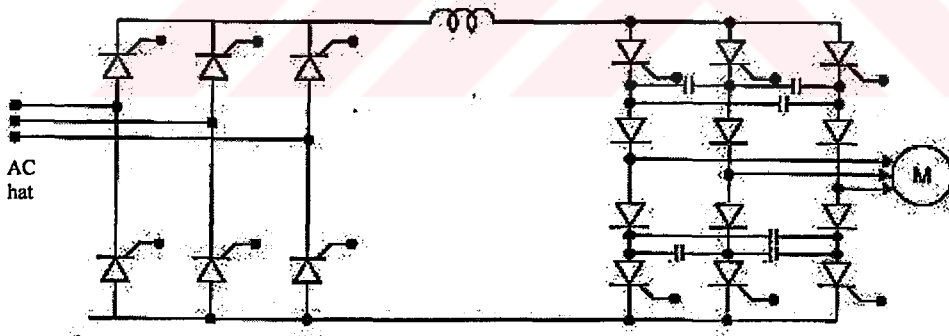
Kare dalga sürücünün giriş güç faktörü;

$$GF_{in} \approx 0.955 \cos \alpha \approx 0.955 \frac{\omega_r}{\omega_{anna}} \quad (3.43)$$

Giriş güç faktörü düşük hızlarda iyi değildir. Bu problemi giderecek alternatif bir tasarım olarak, kontrolsüz ac-dc doğrultucunun ardına bağlanmış bir düşürücü (step-down) dc-dc dönüştürücü kullanılabilir. İnverter çıkışı, yüksek genlikte düşük seviyeli harmoniklere sahiptir. Sonuç olarak kare dalga sürücü yüksek moment ve yüksek hız dalgalılığına sahiptir.

3.7.4. Değişken-frekanslı CSI sürücü

Akım kaynaklı inverter sürücüler büyük motor güçlerindeki uygulamalarda yaygın şekilde kullanılırlar. Değişken frekanslı bir CSI inverter şekil 3.11'de verilmektedir. Girişteki ac-dc dönüştürücü kontrollü bir dönüştürücüdür. İnverter girişinin akım kaynağı gibi görünmesini sağlamak için dc hatta büyük bir bobin kullanılmıştır. İnverter, anahtarların zorlamalı komütasyonunu kullanır. CSI sürücülerde rejeneratif frenleme kolaylıkla gerçekleştirilebilir.



Şekil 3.11. Değişken frekanslı CSI sürücüsü

3.8. Hat –frekans Değişken Gerilimli Sürücüler

Hat-frekanslı değişken gerilimli sürücüler, yüksek kayma değerlerinde büyük rotor direnci ve dolayısıyla çekme (pull-out) momentine sahip asenkron motorları için kullanılırlar. Sürücü geniş aralıkta hız kontrolüne izin verir.

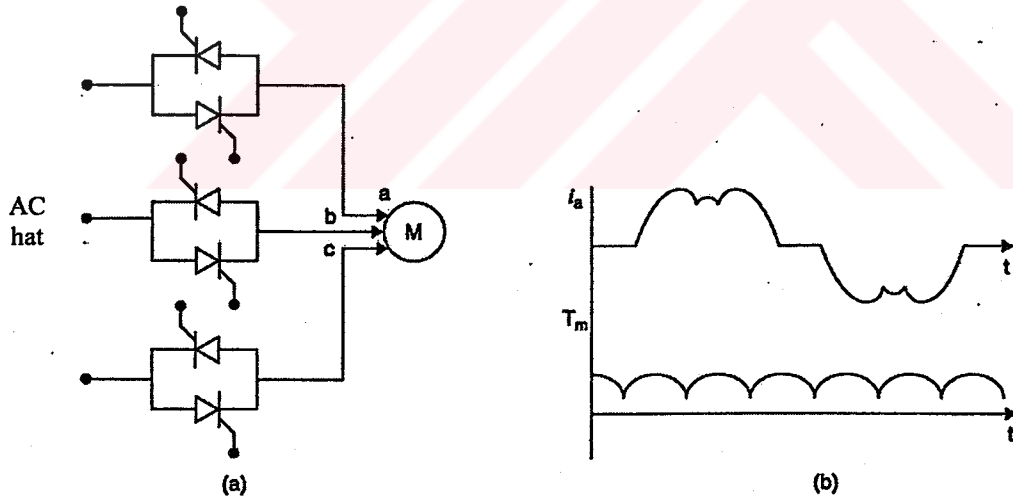
AC kaynak gerilimine bağı olarak elektromagnetik moment şu şekilde verilir.

$$T_{em} \propto f\phi_{ag}^2 \propto \frac{V_s^2}{f} \quad (3.44)$$

Sabit momentte çalışma için hız, kaynak gerilimi değiştirilerek kontrol edilir. Bu yolla hız kontrolü rotor direncindeki büyük kayıplardan dolayı düşük hızlarda (büyük kayma) küçük bir verime sahip olur.

3.9. Asenkron Motor Sürücüsünde Yumuşak Yol Verme

Asenkron motorlarda yol verme akımı, anma akımının yaklaşık olarak 4 ile 8 katı olabilir. Asenkron motoruna yumuşak yol verme, böylece de yol verme akımının azaltılması aslında yol verme geriliminin azaltılmasıdır. Şekil 3.12'deki devre sabit hızda kontrolde, yumuşak yol vermek için kullanılabilir. Her bir tristör tüm bir yarım periyotta iletimde kalır. Ard arda bağı tristör çiftleri kararlı-durumda mekaniksel kontaktörlerle devre dışına alınır.



Şekil 3.12. Asenkron motoruna yumuşak yol verme (a) Devre ve (b) Dalga şekilleri

3.10. Statik Kayma Güç Kazanımıyla Hız Kontrolü

Rotor akımına bağlı olarak elektromagnetik moment şu şekilde verilir;

$$T_{em} \approx k_r \phi_{ag} I_r \quad (3.45)$$

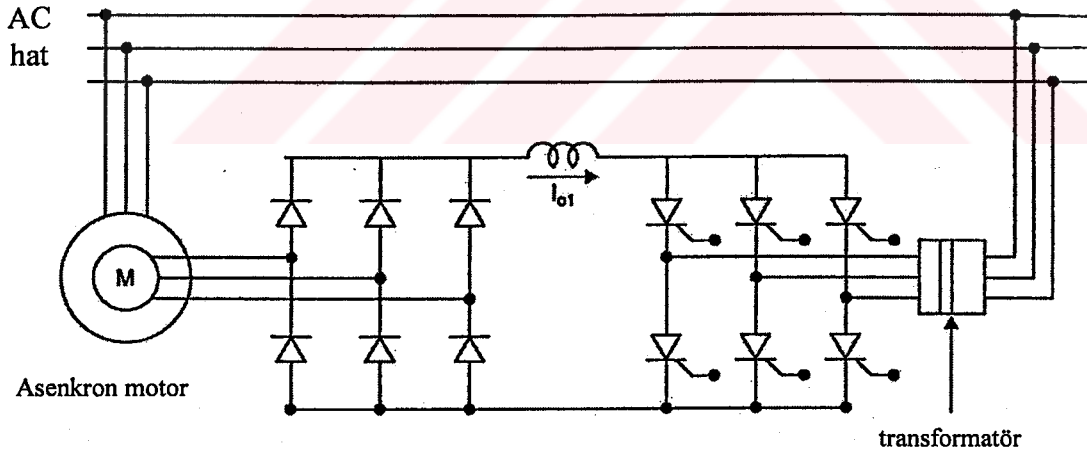
Asenkron motorunun rotor akımı ise şu şekilde ifade edilebilir

$$I_r \approx \frac{E_{ag}}{R_r (1 + \frac{1-s}{s})} \approx \frac{V_s}{R_r I_s} \quad (3.46)$$

$$I_r \propto \frac{f \phi_{ag}}{R_r I_s} \quad (3.47)$$

Burada R_r rotor direncidir. L_r ihmal edilmiştir.

Anma hava aralığı akısında sabit momentte çalışma için rotor akımı sabit tutulmalıdır. Bu, rotor direncinin kaymaya oranının sabit tutulmasıyla eşdeğerdir. Böylece motor hızı s kaymasına orantılı olan rotor devresindeki harici direncin değiştirilmesiyle kontrol edilebilir.



Şekil 3.13. Hız kontrolü için kayma güç geri kazanımı

Buna alternatif bir metot ise rotor devresindeki gücün harici rotor direncinde kaybolması yerine geri kazanılmasıdır. Bir kayma güç geri kazanım devresi, şekil 3.13.'de görülmektedir. Bu devredeki asenkron motoru bilezikli (rotoru sargılı) motor

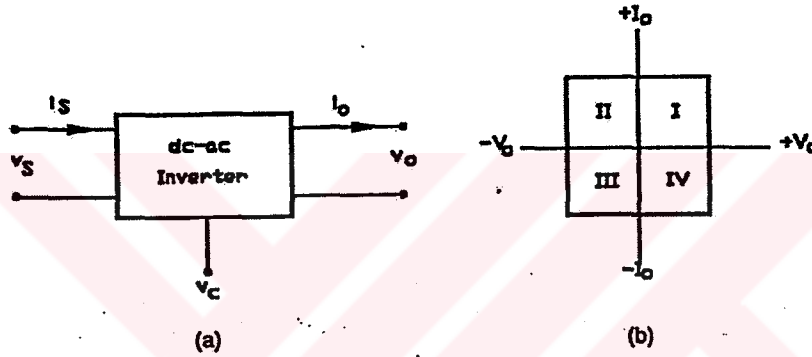
olmalıdır. Ancak kayma güç geri kazanımı yönteminin kullanımı küçük bir aralıktaki büyük güçlü ayarlanabilir hız sürücülerinde önem kazanmaktadır.



4. İNVERTERLER

4.1. Giriş

Bu kısımda inverter olarak da adlandırılan dc-ac dönüştürücüler incelenecektir. Şekil 4.1'de bir dc-ac inverter sistemi verilmiştir. Sistemde giriş dc kaynaktan sağlanır ve çıkışın sıfır dc bileşene sahip tek-fazlı veya üç-fazlı bir sinüzoidal gerilim veya akım olması istenir.



Şekil 4.1. (a) Bir dc-ac inverter sistemi (b) v_0 - i_0 eksenlerinde dört bölgeli çalışma

Gerilim kaynaklı inverterler (VSI) bir omik ve endüktif yüke güç sağlarlar ve ac motorların sabit momentte çalışmalarına gerek duyulan uygulamalarda kullanılırlar. Akım kaynaklı inverterler (CSI) büyük ölçüde kapasitif yüklere ve ac gerilim hatlarına güç sağlamak için uygundur. İnverterler çıkış değişkeninin kontrolüne bağlı olarak sınıflandırılırlar:

Pratikte inverter kontrolü üç özelliğe dayanır:

- Temel frekans
- Genlik
- Harmonik profili

Temel frekans, ya inverterin anahtarlama frekansına ya da çoklu PWM veya Sinüs PWM inverterlerde olduğu gibi basit bir kesrine eşittir.

Güç elektroniği uygulamaları çıkış gerilimi ve çıkış akımının genlik kontrolünü gerektirir. Bunlar sırasıyla gerilim modu kontrolü ve akım modu (CM) kontrolü olarak adlandırılır. Gerilim modu (VM) kontrolüne bir örnek asenkron ve senkron motorlarının ayarlanabilir hız sürücüleridir. Akım modu kontrolüne bir örnek ise asenkron motorları için kullanılan sabit moment sürücüsüdür. Her iki modda da çıkış genliği ya dc kaynak gerilimi ya da darbe genişliği değiştirilerek kontrol edilir. DC kaynak geriliminin kontrolüne dayanan inverterler DC-link inverterleri olarak da adlandırılır. Bu inverterlerin giriş kısmında kontrollü dc dönüştürücü kullanılır. Bu düzenleme pahalı olmasına rağmen PWM inverterlerden daha hızlı cevap süresine sahiptirler.

Harmonik profili genlik kontrolüne eklenen ekstra bir özelliktir. Harmonik profilinin hedefi, çıkış geriliminin temel bileşeninin genliğini kuvvetlendirmek ve yüksek seviyeli harmoniklerin elimine edilmesini veya indirgenmesini sağlamaktır. Kullanılan tekniklerden birisi, temel darbeye basamak darbeleri eklenmesidir. Diğer teknik, temel darbenin her periyoduna her biri çıkış dalga formunun istenen dalga şeklinde olmasını sağlamak için darbe genişlik modüleli çoklu darbelerin uygulanmasını gerektirir.

4.2. Gerilim Kaynaklı İnverterler

4.2.1. Çıkış karakteristikleri

Çıkış gerilimi dalga şeklinin Fourier açılımı şu şekildedir:

$$V_0 = \sum_{n=1,2,3,\dots}^{\infty} V_{0n} \sin n\omega_0 t \quad (4.1)$$

Burada V_{0n} , n'inci harmonik gerilim bileşeninin tepe genliğidir. Çıkış geriliminin harmonik bileşeni, V_0 çıkış rms gerilimi ile V_{01} temel rms geriliminin farkı olan temel bileşen hariç olmak üzere tüm harmoniklerin toplamının rms değeridir. Çıkış gerilimindeki toplam harmonik distorsiyon THD, harmonik bileşenin, temel gerilimin rms değerine oranı olarak tanımlanır.

$$THD_0 = \sqrt{\frac{\tilde{V}_0^2 - \tilde{V}_{01}^2}{\tilde{V}_{01}^2}} \quad (4.2)$$

V_n/V_1 harmonik faktörü temel harmoniğin tepe genliğine normalize edilmiş n'inci harmoniğin tepe genliğine oranı olarak tanımlanır. Bu faktör PWM tipi kontroldeki darbe genişliği gibi bir kontrol parametresine göre çizilirse dönüştürücünün harmonik profili elde edilir. En düşük seviyeli istenmeyen harmonik başka bir önemli kriterdir.

Çıkış geriliminin temel bileşeninin rms geriliminin dc giriş gerilimine oranı olarak tanımlanan gerilim transferi oranı VSI-VM inverterler için önemli bir kriterdir.

$$T_{vv} = \frac{\tilde{V}_{01}}{V_s} \quad (4.3)$$

Çıkış akımının I_o dalga şekli ve rms değerini yük kısmı belirler. Çıkış akımının temel bileşeninin rms değerinin dc giriş gerilimine oranı olan gerilim-akım transfer oranı VSI-CM inverterler için önemli bir kriterdir.

$$T_{vi} = \frac{\tilde{I}_{01}}{V_s} \quad (4.4)$$

Kontrol parametresine göre T_{vv} ve T_{vi} 'nin yüksek değerlere sahip eğimleri istenen kriterlerdendir. Çıkış gücü harmonikler içerir ve şu şekilde verilir.

$$P_0 = \sum_{n=1,2,3...} \tilde{V}_{0n} \tilde{I}_{0n} \cos \varphi_n \quad (4.5)$$

Burada φ_n n'inci harmonik gerilimi ve akım dalga şekli arasındaki faz açısı farkıdır.

Giriş karakteristikleri. i_s giriş akımı, dalgalılığa sahip bir dc değerdedir. Giriş akımının dc değeri denklem 4.6'dan hesaplanır.

$$\bar{I}_s = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\theta+2\pi} i_s d\theta \quad (4.6)$$

Kaynak akımının harmonik profili şu şekilde verilir

$$i_s = \sum_{n=1,2,3...} \tilde{I}_{Sn} \sin(n\theta + \phi_n) \quad (4.7)$$

burada I_{sn} , n'nci harmonik bileşenin tepe genliği ve f_{in} , sinüzoidal çıkış geriliminin temel bileşenine bağlı olarak n'nci harmoniğin faz açısıdır. Giriş akımının harmonik bileşeni tüm harmoniklerin rms toplamıdır. Giriş akımındaki toplam harmonik distorsiyon THD, harmonik bileşenin temel akımın rms değerine oranı olarak tanımlanır.

$$THDi = \sqrt{\frac{\tilde{I}_s^2 - \tilde{I}_{S1}^2}{\tilde{I}_{S1}^2}} \quad (4.8)$$

Giriş akımının dalgalılığı giriş akımının ani i_s ve ortalama dc \bar{I}_s değerlerinin farkı olarak tanımlanır.

$$i_{sr} = i_s - \bar{I}_s \quad (4.9)$$

Tepeden tepeye giriş akımı dalgalılığı inverter performansı hakkında bilgi verir. Harmonik frekanslarda kaynaktan ortalama güç çekilmemesine rağmen dalgalılık akımı, dc kaynak ve iletken kablolarında direnç kayıpları meydana getirir.

Giriş gücü şu şekilde verilir.

$$P_{giris} = \bar{V}_s \bar{I}_s \quad (4.10)$$

Bir inverterin güç verimi temel harmonikteki çıkış gücünün giriş gücüne oranı olarak tanımlanır:

$$\eta = \frac{\tilde{V}_{01} \tilde{I}_{01}}{\bar{V}_s \bar{I}_s} \cos \phi_1 = \frac{T_{vv}}{R_{ii}} \cos \phi_1 \quad (4.11)$$

Kontrol karakteristikleri: Kontrol parametreleri çıkış karakteristiklerinden birinin regülasyonu ve kontrolü için kapalı bir çevrim meydana getirilmesinde kullanılır. Tüm sistemin iyi bir performans göstermesi için kontrol parametresindeki küçük bir değişikliğin çıkış karakteristiklerinde büyük bir değişim meydana getirmesi istenir. Bu VSI-VM inverterlerde kontrol parametresine bağlı olarak T_{vv} 'nin, VSI-CM inverterlerde kontrol parametresine bağlı olarak R_{ii} 'nin çiziminde en yüksek eğim bölgesinin seçilmesi zorunluluğunu verir.

4.3. Akım Kaynaklı İnverterler

Çıkış akımı dalga şeklinin Fourier açılımı şu şekilde verilir:

$$i_o = \sum I_{on} \sin(n\theta + \phi_n) \quad (4.12)$$

Burada I_{on} n'nci harmonik akım bileşenin tepe genliği, ϕ_n ise sinüzoidal çıkış akımının temel bileşenine bağlı olarak n'nci harmoniğin faz açısıdır.

Akım gerilim transfer oranı T_{iv} çıkış gerilim dalga şeklinin temel harmoniğinin rms geriliminin dc giriş akımına oranı olarak tanımlanır ve CSI-VM inverterler için önemli bir kriterdir.

$$T_{iv} = \frac{\tilde{V}_{O1}}{\bar{I}_s} \quad (4.13)$$

V_0 çıkış gerilimi dalga şekli ve rms değeri yük tarafından belirlenir. Akım transferi oranı T_{ii} çıkış akımı dalga şeklinin temel harmoniğinin rms akımının dc giriş akımına oranı olarak tanımlanır.

$$T_{ii} = \frac{\tilde{I}_{O1}}{\bar{I}_s} \quad (4.14)$$

Kontrol parametresine bağlı olarak T_{iv} ve T_{ii} 'nin yüksek değerlerdeki eğimleri istenen kriterlerdendir. V_s giriş gerilimi, dalgalılığa sahip bir dc değerdedir. dc değer denklem (4.15) ile hesaplanır.

$$\bar{V}_s = \frac{1}{2\pi} \int_{\theta}^{\theta+2\pi} v_s d\theta \quad (4.15)$$

4.4. Sinüs-PWM İnverter

Sinüs PWM inverterler en yaygın olarak kullanılan inverter tipidir. PWM inverterde çıkış geriliminin istenen sinüzoidal dalga şeklinin her yarım periyodunda p darbe kullanılır. Bu darbelerin uzunluğu $T_0/2$ yarım periyodu boyunca sinüzoidal olarak değiştirilir. Anahtarlama frekansı, istenen f_0 frekansının $2p$ katı kadardır.

$$(4.16)$$

$$f_s = 2pf_0$$

Bu darbeler tek kutuplu (0 ile V_s arasında değişen) veya çift kutuplu ($-V_s$ ile V_s arasında değişen) olabilir.

4.4.1. Tek-kutup anahtarlamalı Sinüs-PWM

Tek kutuplu Sinüs-PWM inverterin çıkışı, her bir darbenin T_0 periyodu üzerinde pozitif ve negatif darbelere sahip olduğu p darbeli dalga şekli toplamı olarak düşünülebilir. δ_k darbe genişliği ve α_k pozisyon açısına sahip böyle bir k 'nci darbe dalga şekli T_0 periyodunun başlangıcına bağlı olarak ele alınır;

$$\alpha_k = (2k-1)\frac{\pi}{2p}; \quad 0 < \delta_k < \frac{\pi}{p}; \quad k = 1,2,3,\dots,p \quad (4.17)$$

Darbe genişlikleri α_k (darbenin merkezindeki açı) açısının yerinin sinüs değerine bağlı olarak $T_0/2$ yarım periyodunda şu şekilde değişir;

$$\delta_k = \delta_{k \max} \sin \alpha_k \quad (4.18)$$

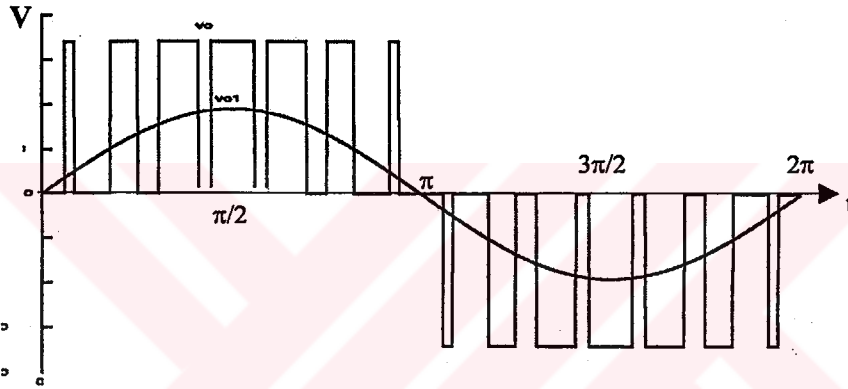
Şekil 4.2'de görüldüğü gibi $\pi/2$ ve $3\pi/2$ açılarında oluşan maksimum darbe genişliği şu şekilde verilir;

$$\delta_{k \max} = a\frac{\pi}{p} : a \leq 1 \quad (4.19)$$

a parametresi PWM sabiti olarak adlandırılır. İnverter çıkış gerilimi dalga şeklinin n'nci harmoniğinin genliği;

$$V_{0n} = \sum_{k=1}^p \frac{4V_s}{n\pi} \sin n\alpha_k \sin \frac{n\delta_k}{2} \quad (4.20)$$

Sinüs PWM kontrollü inverter çıkış gerilimi dalga şeklinin n'nci harmoniğinin genliği (4.18) ve (4.19) denkleminde elde edilir;



Şekil 4.2. Üç seviyeli PWM

$$V_{0n} = \frac{4V_s}{n\pi} \sum_{k=1}^p \sin(n\alpha_k) \sin \left[\frac{n}{2} \delta_{\max} \sin n\alpha_k \right] \quad (4.21)$$

Gerilim transferi oranı T_{vv} şu şekilde verilir.

$$T_{vv} = \frac{\tilde{V}_{01}}{\tilde{V}_s} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \sum_{k=1}^p \sin \alpha_k \sin \left[\frac{\delta_{k\max}}{2} \sin \alpha_k \right] \quad (4.22)$$

Büyük p değerleri için $\delta_{k\max}$ küçüktür ve T_{vv} yaklaşık olarak aşağıdaki gibi verilebilir;

$$T_v \cong \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \sum_{k=1}^p \sin \alpha_k \frac{\delta_{k \max}}{2} \sin \alpha_k$$

Bu ifade sadeleştirilirse,

$$T_v \cong \frac{\sqrt{2}}{\pi} \sum_{k=1}^p \delta_{k \max} \sin^2 \alpha_k$$

$$T_v \cong \frac{\sqrt{2}}{\pi} \delta_{k \max} \sum_{k=1}^p \sin^2 \alpha_k$$

$$T_v \cong \frac{1}{\sqrt{2}\pi} \delta_{k \max} \sum_{k=1}^p (1 - \cos 2\alpha_k)$$

$$T_v = \frac{p}{\sqrt{2}\pi} \delta_{k \max} = \frac{a}{\sqrt{2}} \quad (4.23)$$

olur.

Bir periyot boyunca açılarda kosinüslerinin toplamı sıfıra eşittir.

Çıkış gerilimi dalga şeklinin rms değeri yüksek p değeri için benzer şekilde yaklaşık olarak şu şekilde verilir;

$$\tilde{V}_0 = \sqrt{V_s^2 \frac{1}{\pi} \sum_{k=1}^p \delta_k}$$

$$\tilde{V}_0 = \sqrt{\frac{V_s^2}{\pi} \sum_{k=1}^p \delta_{k \max} \sin \alpha_k}$$

$$\tilde{V}_0 = V_s \sqrt{\frac{1}{\pi} \delta_{k \max} \sum \sin \alpha_k} \cong V_s \sqrt{\frac{1}{\pi} a \frac{\pi}{p} \sum_{k=1}^p \alpha_k}$$

$$\begin{aligned}\tilde{V}_0 &\cong \sqrt{\frac{1}{p} a \sum (2k-1) \frac{\pi}{2p}} \\ \tilde{V}_0 &\cong V_s \sqrt{\frac{\pi}{2p^2} a [p(p+1) - p]} \\ \tilde{V}_0 &\cong V_s \sqrt{\frac{a\pi}{2}}\end{aligned}\quad (4.24)$$

Çıkış gerilimi toplam harmonik distorsiyonu;

$$\begin{aligned}THD &= \sqrt{\frac{\tilde{V}_0^2 - \tilde{V}_{01}^2}{\tilde{V}_{01}^2}} = \sqrt{\frac{V_s^2 \frac{a\pi}{2} - V_s^2 \frac{a^2}{2}}{V_s^2 \frac{a^2}{2}}}\quad (4.25) \\ THD &= \sqrt{\frac{\pi}{a} - 1}\end{aligned}$$

Sinüs-PWM inverterde. Harmonikler f_0 'ın katlarında bulunur ve band demeti olarak ortaya çıkarlar.

Teorik olarak çıkış geriliminin temel bileşeni haricindeki harmonik sayıları şu şekilde verilir;

$$n = j(2p) \pm k \quad \text{burada } j=1,2,3\dots \text{ ve } k=1,3,5,\dots$$

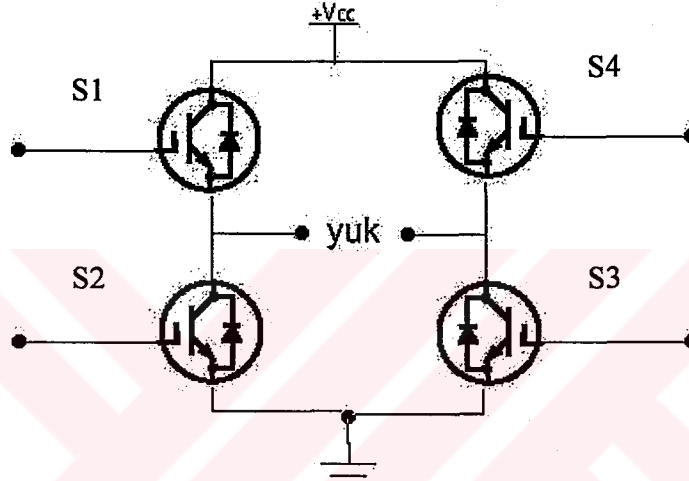
j demet sayısı ve k demetteki yan band sayısıdır.

$a > 1$ şartına sahip Sinüs PWM mümkündür ve aşırı modülasyon olarak adlandırılır. Darbe genişliklerinin sinüzoidal olmayan dalga şekline sahip olacak tarzda şekillendirilmesine dayanır. Bu tip kontrolde $\pi/2$ 'deki darbe, $a \leq 1$ şartındaki Sinüs-PWM'dekinden daha geniştir. Bu temel bileşenin genliğini artırır ve böylece daha

yüksek gerilim transfer oranı T_{vv} 'ye yol açar. Daha düşük dereceli harmonik genlikleri ise artar ve THD değeri yükselir.

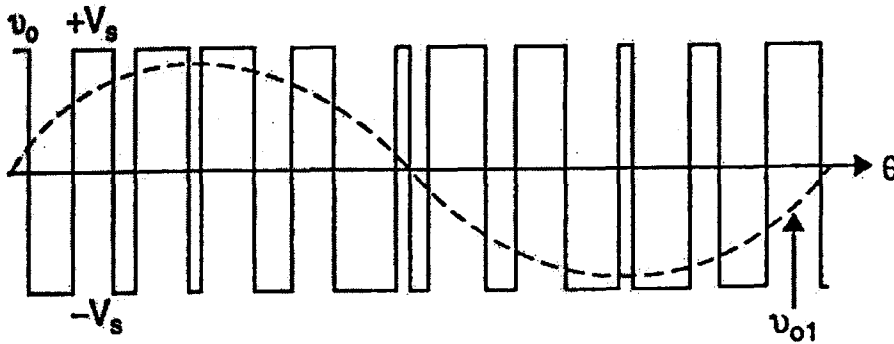
4.4.2. Çift kutup anahtarlama sinüs-PWM

Çift kutuplu anahtarlama şekil 4.3.'deki S1-S3 anahtarlama çiftlerinin kesime götürülmesi, S2-S4 anahtarlama çiftinin iletime geçirilmesinden sonra olur.



Şekil 4.3 Çift kutuplu anahtarlamaya uygun bir bağlantı şeması

Sonuç olarak çıkış gerilimi $+V_s$ ile $-V_s$ seviyeleri arasında değiştirilir. Çift kutuplu anahtarlama çıkış gerilimi dalga şekli şekil 4.4.'de gösterilmektedir



Şekil 4.4. İki seviyeli sinüs PWM anahtarlama dalga şekli

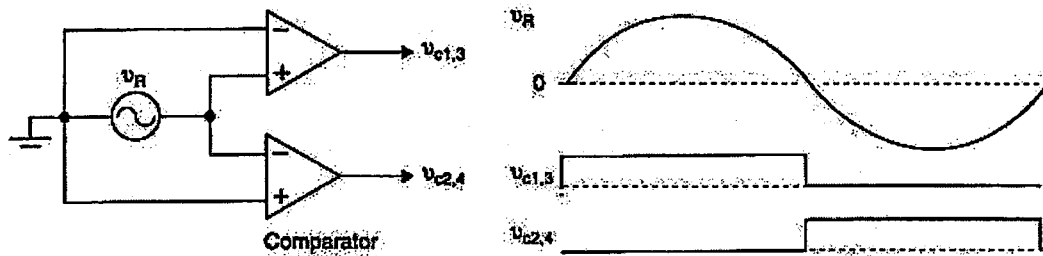
Çift kutuplu anahtarlama da, bir kare dalga şeklinden sinüzoidal olarak değişen $2V_s$ genliğindeki darbelerin çıkarılmasına eşdeğerdir. Çift kutuplu anahtarlama, tek kutuplu olandan daha fazla anahtarlama sahiptir ve bu anahtarlama kayıplarının artmasına neden olur.

4.5. Kontrol Sinyalinin Üretilmesi

Kontrol darbeleri analog devrelerle veya yazılımla (programlama ile) üretilir. Analog üretim kare dalga ve tek darbe genişlik modu kontrolü gibi basit inverter metotlarında kullanılır. Yazılımla üretim ise Sinüs PWM inverterler için daha uygundur. Yazılımla üretimde C++ veya benzeri programlama dili kullanılır. Aşağıdaki kısımlarda analog devreler kullanılarak bir fazlı tam köprü inverterde kontrol darbelerinin üretilmesi incelenecektir.

4.5.1. Kare dalga mod kontrolü için darbeler

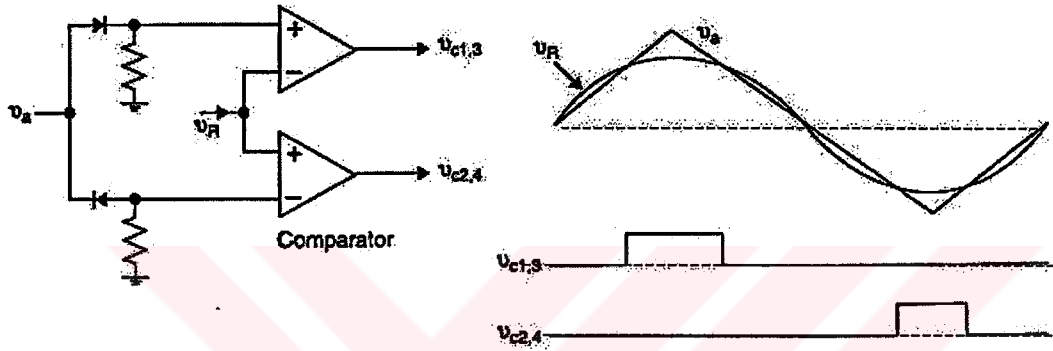
Şekil 4.5.'de kontrol darbelerinin üretilmesi için gerekli devre görülüyor. V_r referans gerilimi inverter çıkış gerilimi dalga şeklinin istenen temel frekansı olan frekansa sahip bir sinüs dalgadır. İki karşılaştırıcının çıkışları şekil 4.3.'deki PWM inverterin S1-S3 ve S2-S4 kapılarına uygulanıyor.



Şekil 4.5. Kare-dalga anahtarlama kontrol sinyalinin üretilmesi

4.5.2. Tek darbeli PWM kontrolü için darbeler

Şekil 4.6'da tek darbeli Sinüs PWM kontrol darbelerinin üretilmesi için gerekli devre görülmektedir. V_a gerilimi, V_r referans gerilimi ile aynı frekansta olan üçgen bir dalga şeklindedir. S1-S3 anahtar çiftleri için kontrol darbeleri V_a 'nın pozitif yarısını V_r ile karşılaştıran karşılaştırıcının çıkışıdır. S2-S4 anahtarlama çiftleri için kontrol darbeleri ise V_r 'nin V_a dalga şeklinin negatif yarısı ile karşılaştırılmasından elde edilir.



Şekil 4.6. Tekli-PWM anahtarlama kontrol sinyalinin üretilmesi

4.5.3. Sinüs-PWM kontrol için darbeler

k 'ncı darbenin merkezindeki anlık çıkış gerilimi anahtarlama dalga şeklinin ortalamasıdır.

$$V_0(k) = d(k)V_s \quad d(k) = \frac{\delta_k}{\delta_{\max}} \quad (4.26)$$

Sinüs PWM inverterdeki $d(k)$ fonksiyonu k 'nın sinüzoidal bir fonksiyonudur.

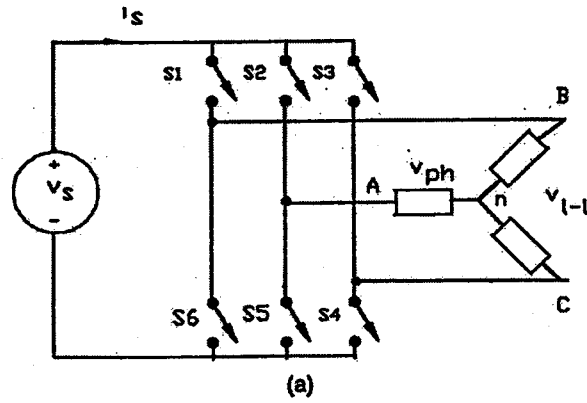
Kontrol darbeleri yazılımla da üretilebilir. Donanımla gerçekleştirim hızlı bir yanıtı sahiptir fakat modern yüksek hızda dijital sinyal işleyici entegrelerin ortaya çıkması bu açığı hızla kapatmaktadır.

4.6. 3-fazlı Tam Köprü İnverter

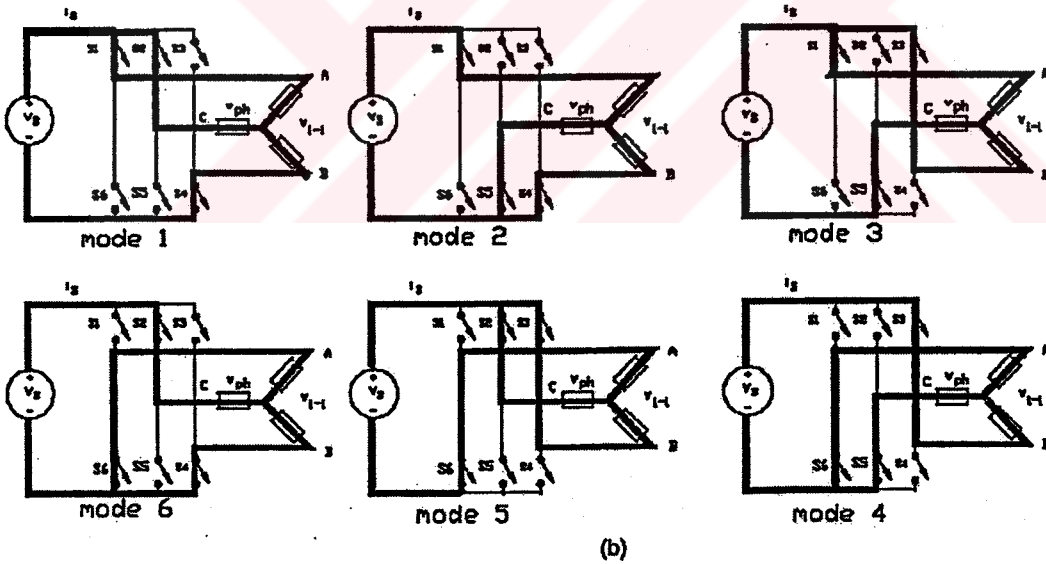
Üç fazlı inverterler yüksek güçlü uygulamalarda kullanılırlar. Tek fazlı inverterlerde olduğu gibi üç fazlı inverterler; kare dalga kontrollü ve tek ve çoklu PWM kontrollü olarak tasarlanırlar. Kare dalga kontrolde darbe genişliği sabittir ve çıkış gerilimi giriş geriliminin genliği ile kontrol edilir. Bu tip kontrolde giriş dc gerilimi bir ac-dc dönüştürücüden sağlanır. Tekli ve çoklu PWM'de çıkış gerilimi darbe genişliği kontrolü ile değiştirilir ve harmonikler darbe genişliği veya anahtarlama frekansının modülasyonu ile belirlenir. Oldukça gelişmiş hale getirilebilen harmonik profilinden sinüs-PWM tekniği modern inverterlerde yaygın şekilde kullanılır.

4.6.1. Kare dalga kontrollü 3-fazlı tam-köprü inverter

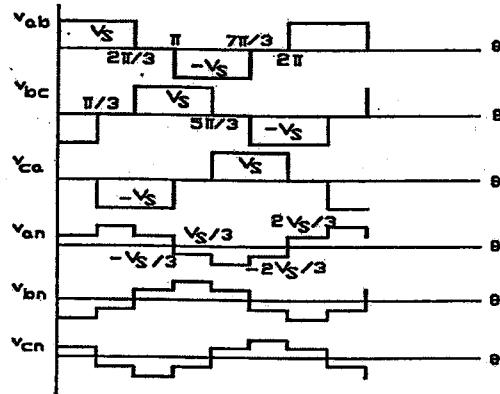
Kontrol sinyallerinin başlangıcında ile S1 ile S5'in kapandığını kabul edelim. Böylece yükün AB uçlarında dc bara gerilimi görülür. Daha sonra S1 ve S5 anahtarları konum değiştirmeden S4 anahtarı da kapanmış olsun. Bu durumda yükün ac uçları S5 ve S4 tarafından toprağa bağlanmaktadır. Dolayısıyla A ve C yükü birbirlerine paralel özdeş iki yüküdür. Yıldız noktası ile toprak arasındaki empedans yarıya düşecektir. Bunun sonucu dc bara geriliminin $2/3$ 'ü yıldız noktası ile B noktasında, $1/3$ 'ü ise yıldız noktası ile toprak arasında düşer. Herhangi bir yük üzerindeki gerilim dalgası incelendiğinde şekil 4.6.c.'deki gibi basamaklı bir yapı aldığı görülür.



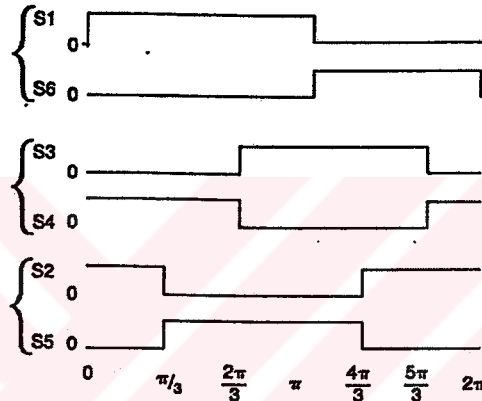
		S1	S2	S3	S4	S5	S6
Mode 1	$0 \leq \theta < \pi/3$	on	on	—	on	—	—
Mode 2	$\pi/3 \leq \theta < 2\pi/3$	on	—	—	on	on	—
Mode 3	$2\pi/3 \leq \theta < \pi$	on	—	on	—	on	—
Mode 4	$\pi \leq \theta < 4\pi/3$	—	—	on	—	on	on
Mode 5	$4\pi/3 \leq \theta < 5\pi/3$	—	on	on	—	—	on
Mode 6	$5\pi/3 \leq \theta < 2\pi$	—	on	—	on	—	on



Şekil 4.6. Üç fazlı kare-dalga anahtarlamalı inverter (a) Bağlantı şekli (b) Devre modları



(c)



(d)

Şekil 4.6. (c) Dalga şekilleri (d) Anahtarlama kontrol dalga şekilleri

4.6.2. Sinüzoidal-PWM kontrollü 3-fazlı köprü inverter

Şekil 4.7.'deki üç fazlı inverterin üç ayağının her birindeki anahtarlama çiftinin iletimde kalma süresi sinüzoidal olarak değişecek şekilde tasarlanabilir. S1-S6 anahtarları göz önüne alınacak olursa iletimde kalma süreleri aşağıdaki gibi olur.

$$S1: \begin{cases} \delta_k = \delta_{k\max} \sin \alpha_k & 0 \leq \alpha_k < \pi \\ = 0 & \text{diğer bölgelerde} \end{cases}$$

$$S6: \begin{cases} \delta_k = \delta_{k\max} \sin(\alpha_k - \pi) & \pi \leq \alpha_k < 2\pi \\ = 0 & \text{diğer bölgelerde} \end{cases}$$

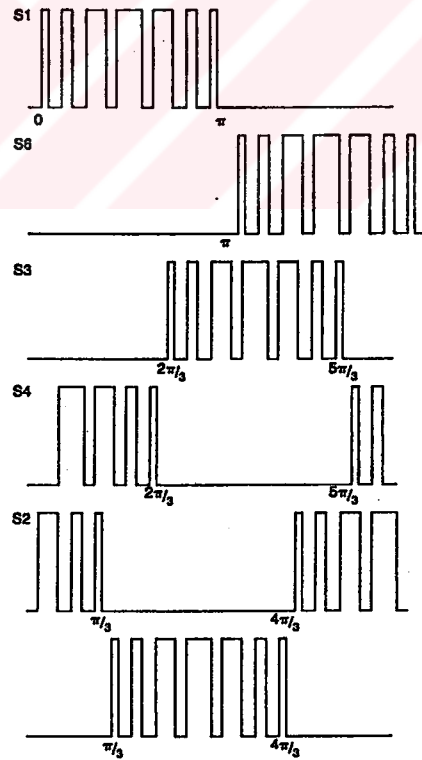
Benzer şekilde diğer iki ayağın iletimde kalma süreleri şu şekilde olur.

$$\text{S3: } \begin{aligned} \delta_k &= \delta_{k\max} \sin(\alpha_k - 2\pi/3) & 2\pi/3 \leq \alpha_k < 5\pi/3 \\ &= 0 & \text{diğer bölgelerde} \end{aligned}$$

$$\text{S4: } \begin{aligned} \delta_k &= \delta_{k\max} \sin(\alpha_k - 5\pi/3) & 5\pi/3 \leq \alpha_k < 2\pi + 2\pi/3 \\ &= 0 & \text{diğer bölgelerde} \end{aligned}$$

$$\text{S2: } \begin{aligned} \delta_k &= \delta_{k\max} \sin(\alpha_k - 4\pi/3) & 4\pi/3 \leq \alpha_k < 2\pi + \pi/3 \\ &= 0 & \text{diğer bölgelerde} \end{aligned}$$

$$\text{S5: } \begin{aligned} \delta_k &= \delta_{k\max} \sin(\alpha_k - \pi/3) & \pi/3 \leq \alpha_k < 4\pi/3 \\ &= 0 & \text{diğer bölgelerde} \end{aligned}$$



Şekil 4.7. 3 fazlı inverterde anahtarlama çiftlerinin iletim süreleri

Hatlar arası rms gerilimi şu şekilde gösterilebilir.

$$\tilde{V}_1 = \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} a V_s \quad a \leq 1 \text{ için} \quad (4.27)$$

$2p$ 'nin iki ve üç katı değerlerinde üç faz gerilimler $2pf_s$ frekanslarının tüm katlarında 120° faz farklıdır. Böylece hatlar arası gerilimler $2pf_s$, $4pf_s$, $6pf_s$, vb. frekanslarında sıfır genliğe sahip olurlar.

4.6.3. 3-fazlı tam köprü inverterde DC kaynak akımı

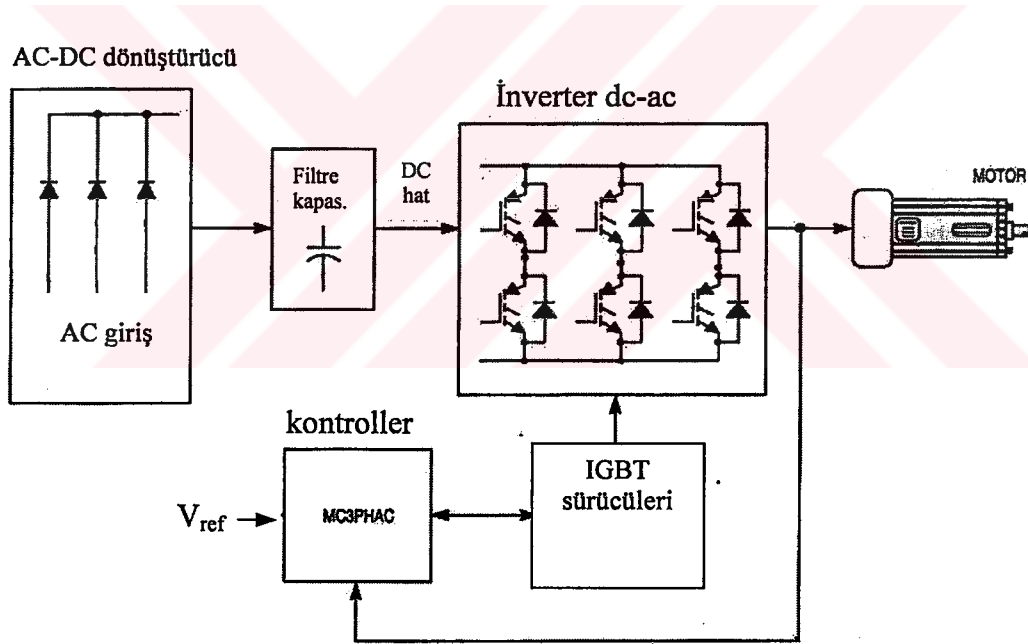
Bu kısımda dengeli üç fazlı inverter çıkışına bağlanmış yıldız bağlı dengeli bir yük ele alınıyor. Gerilim ve akımların temel bileşenlerinden başka harmonikler ihmal ediliyor ve tüm faz gerilimleri birbirine eşit ve faz akımları faz gerilimlerinin eşit faz farkı φ açısı kadar gerisinde olduğu durum için anlık güç dengesi şu şekilde sağlanır. Bir periyot boyunca çift frekansları içeren üç terimin toplamı sıfıra eşittir ve kaynak akımı denklem (4.28)'de gösterildiği gibi saf dc'dir.

$$i_s(t) = \frac{3V_p}{2V_s} I_0 \cos \varphi_1 \quad (4.28)$$

5. GERÇEKLEŞTİRİLEN İNVERTER DEVRESİNİN TASARIMI VE ÇALIŞMA PRENSİBİ

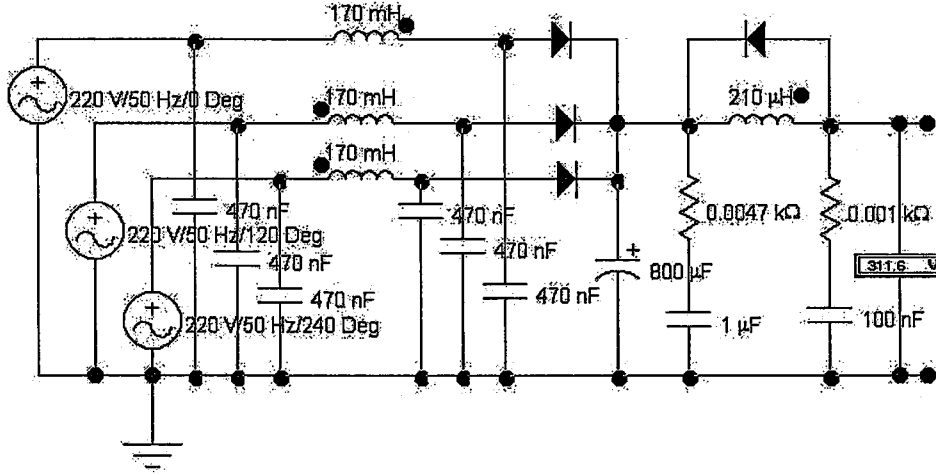
5.1. Giriş

Gerçekleştirilen devrede kontrol birimini Motorola firmasının üretmiş olduğu, 3 faz sinüs PWM üretebilen MC3PHAC entegresi oluşturmaktadır. MC3PHAC entegresi DSP (Digital Signal Processing) tabanlı bir filtreden ve inverter için gerekli PWM darbelerini dijital olarak üreten ve parametrelerin değiştirilmesine de izin verebilen bir mikrokontrolörden oluşmaktadır. Entegre içerisinde 3 faza ait PWM darbeleri eşzamanlı olarak üretilmektedir. Gerçekleştirilen devre şekil 5.1.'de görüldüğü gibi bir AC-DC konverter ve bir inverterden oluşmaktadır.



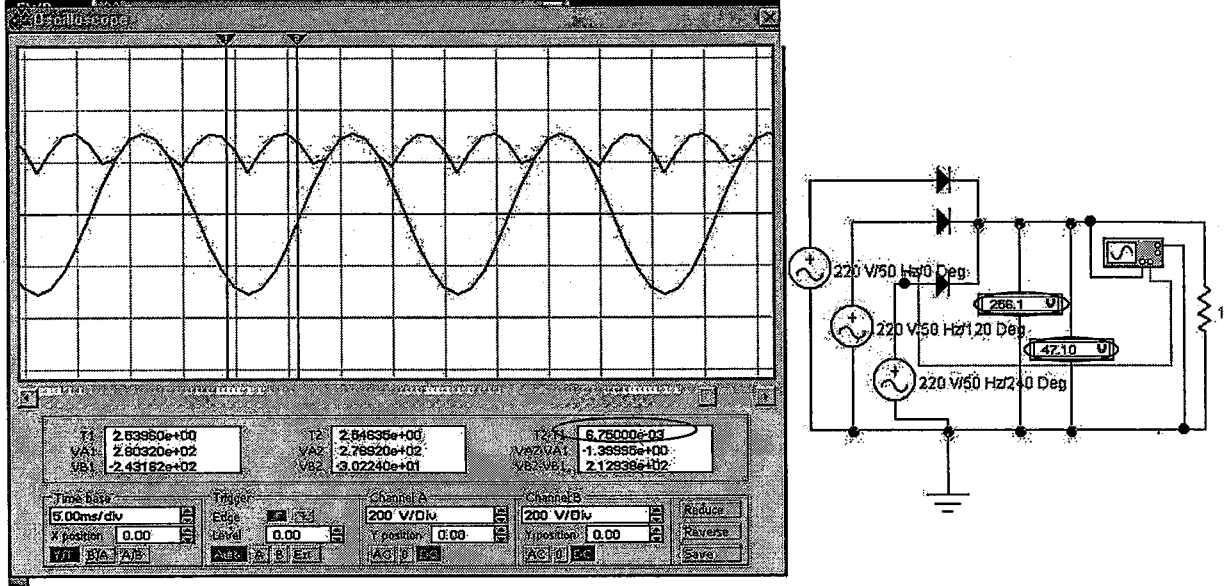
Şekil 5.1. Tasarlanan inverter devresinin blok diagramı

5.2. AC-DC Dönüştürücü



Şekil 5.2. Yarım dalga 3 faz doğrultucu besleme katı

Doğrultulmuş şebeke geriliminin maksimum değeri 311 voltur. Bu değer doğrultma katının ve sürücü katının elemanlarının belirlenmesinde önemlidir. Seçilen elemanların gerilim değerleri doğrultma gerilim değerinden büyük olur. Belirlenen emniyet faktörüne de bağlı olarak büyüklük oranı 1.2 ile 2.5 katı arasında bir değer alabilir. Sürücü katı elemanları için tavsiye edilen güvenli çalışma bölgesi (GÇB) aralığının geniş tutulması hedeflenmiştir. Tasarlanan devre için sürme elemanlarının gerilim değerleri 1200 Volt ve doğrultma diyotlarının gerilim değerleri 800 Volt seçilmiştir. Konverter çıkışında minimum dalgalılıkta dc gerilim elde etmek için doğrultulmuş gerilim kondansatörler yardımıyla süzülür. Kondansatör üzerinde oluşabilecek maksimum gerilim, kondansatör gerilimini belirleyen faktördür. Doğrultulmuş çıkışın maksimum değeri 311 Volt olduğu göz önüne alınarak kondansatör gerilim değeri 400 Volt seçilmiştir. Gerekli olan kondansatörün kapasitesinin hesaplanmasında aşağıdaki yol izlenir.



Şekil 5.3 Kondansatör değerinin hesaplanması

$$V_{\max} = V_{rms} \sqrt{2}; \quad V_{\max} = 220\sqrt{2}; \quad 311 \text{ Volt}$$

Doğrultulmuş gerilim bir hat kondansatörü yardımıyla süzülür ve minimum dalgalı bir dc gerilim elde edilir. Şekil 5.3.'te dikkate alınarak gerekli olan minimum hat kondansatörü değeri şu formülden hesaplanabilir.

$$\Delta V/2 = V_p - V_{\text{ort}}$$

Doğrultulmuş gerilimin dalgalılık süresi Δt şekil 5.3.'ten okunursa

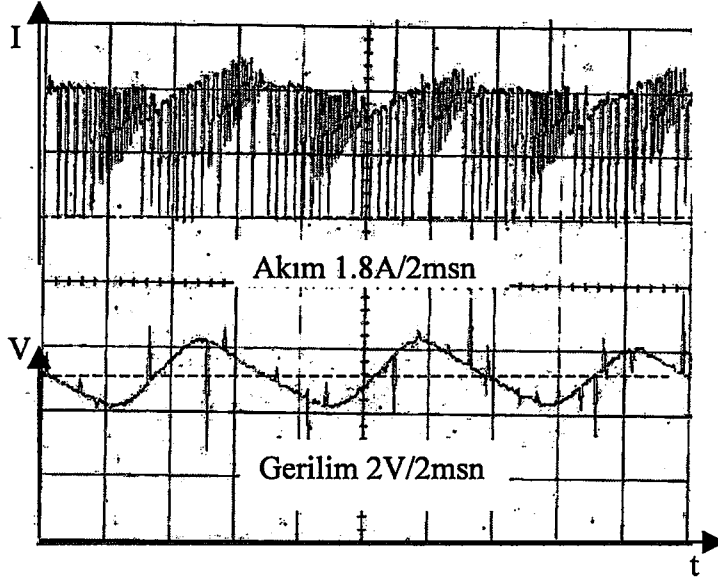
$$\Delta t = 6.7 \text{ msn}$$

olur.

$$C = \frac{Q}{V}; \quad C = \frac{I * \Delta t}{\Delta V}; \quad C = \frac{4.4(A) * 6.6(\text{msn})}{47(V)}; \quad C = 617 \mu\text{F}$$

olur. Devrede 800uF/400V'luk kondansatör kullanılmıştır.

Motorun çekeceği nominal akım Δ bağlantıda 4.4 A'dir. Kısa süreli yüklenmeler ve kalkış akımı da göz önünde tutularak doğrultma diyotları 20A'lik blok diyot seçilmiştir. Diyotlar için olması gereken gerilim değeri minimum 600V'tur ve 800V'luk değer seçilmiştir. Şekil 5.4'de maksimum yükteki dalgalanmalar incelendiğinde kondansatör değerinin yeterli olduğu görülür.



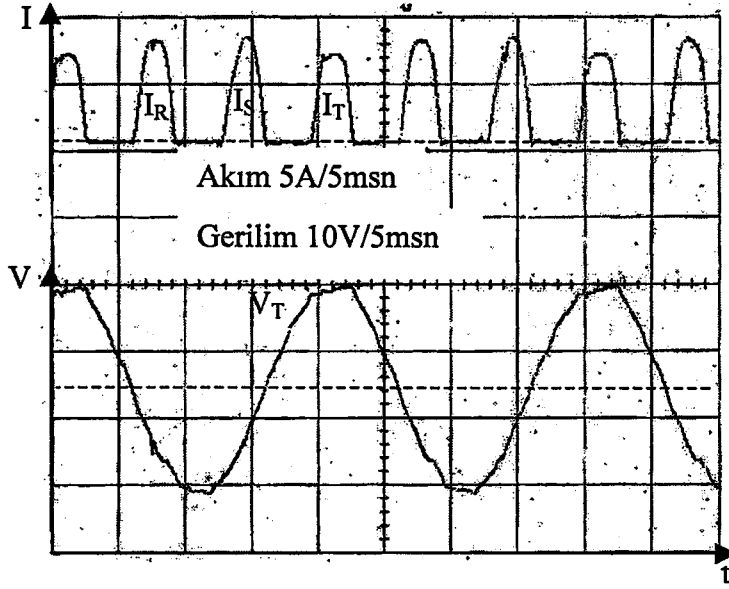
Şekil 5.4. Besleme katında tam yükte dc hattan çekilen akım ve ripil değeri

5.2.1 Giriş geriliminin filtrelenmesi

Devrenin inverter kısmı doğrultulan ve süzülen dc gerilimi kıyarak frekansı ve genliği değiştirilebilen bir ac kaynak haline getirir. Anahtarlama sırasında motorun endüktif etkisinden dolayı lenz kanunu gereği endüktansın sebep olduğu dv/dt 'ler oluşur. Bu istenmeyen gerilim darbelerinin şehir şebekesine geçmesi istenmez. Şehir şebekesine anahtarlama sinyallerinin geçmesi durumunda şebeke üzerinde harmonikler oluşur. Oluşan harmonikler aynı şebekeden beslenen yakınlardaki alıcılara zarar verebilirler. Filtreleme amacıyla 170mH'lik 3 adet bobin aynı nüve üzerine sarılmış ve 6 adet 470nF'lık kondansatörlerle bir alçak geçiren filtre oluşturulmuştur. Üç sargıdan oluşan bobinin sargıları 3 faz akımı yönü dikkate alınarak alan yönünü destekleyecek şekilde sarılmıştır. Böylece hat üzerinden dolaşmak isteyen akım darbesi 3 endüktansın etkisine maruz kalır. Bu dikkate alınarak kesim frekansı hesaplanırsa;

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}; \quad f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{3*170(mH)*470(nF)}}; \quad f_c = 187.6 \text{ Hz}$$

olur. Bu değer temel frekansın dışındaki bileşenlerin şebeke kaynağını etkilemesini önler. Şebekeden çekilen akım ve gerilimin değeri şekil 5.5.'te verilmiştir.



Şekil 5.5 Şebekeden çekilen ac akım ve bir faza ait gerilim

5.2.2. Akımın sınırlanması

İnverterde her bir güç elemanının akımın aktığı yönde ilettime girmesi darbe şeklinde bir akımın çekilmesi anlamına gelir. Çekilen akımın eğimi sınırlandırılmaz ise aynı elemanın açılması esnasında da bu akım değeri keskin bir voltaj oluşturarak güç elemanına zarar verebilir. Bunun önüne geçilebilmesi için sürme elemanlarının parametrelerine uygun olarak ve yükün endüktansının yanında ihmal edilebilir bir endüktans DC hat'a seri bağlanarak şekil 5.6.'da görüldüğü gibi akımın yükselme zamanı sınırlandırılır. Böylece oluşabilecek dv/dt oranlarının yüksek değerlerde olmasının da önüne geçilmiş olur. Devrede inverter ile DC hat arasında $220\mu H$ 'lik bir bobin bağlanmıştır. Bobinin hesabı gerilim denkleminde bulunabilir. Bobin üzerindeki gerilim;

$$V_L = L \frac{di}{dt}$$

olarak verilir.

I_{dc} : (hat) akımı olup motorun çektiği nominal akımdır. Bu değer örnek motor için 4.4A'dır.

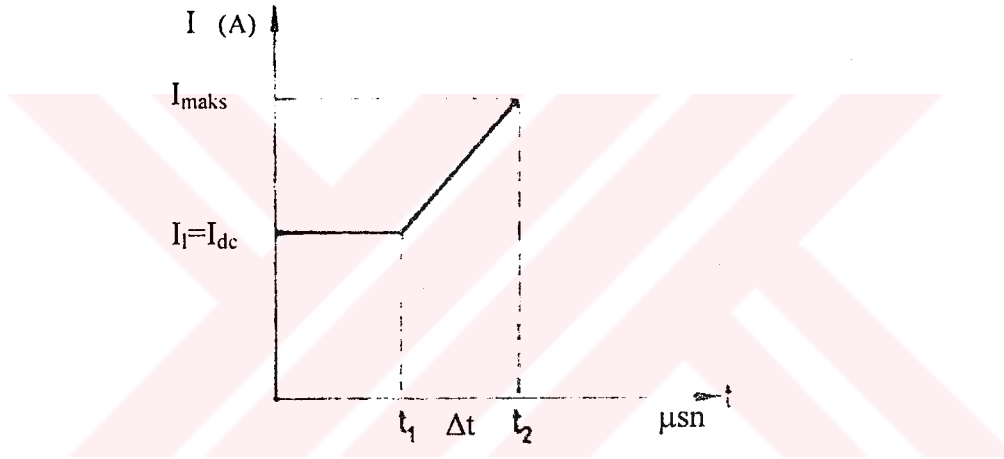
I_{max} : devrenin hata olarak algılayacağı akım değeridir.

dt süresi ise sürücü parametrelerine ve aşırı akımın ne kadar süre sonunda anlaşılacağına ilişkin bir süredir. Bu süre $4\mu sn$ olarak katalog bilgilerinden alınmıştır.

$$L = \frac{I_m - I_{dc}}{t_1 + t_2}; \quad I_m = 4.4A, \quad I_{dc} = 10A, \quad \Delta t = 6\mu sn$$

$$311V = L \frac{(2\sqrt{2} * 4.4 - 4.4)(A)}{(4 + 2)(\mu Sn)}; \quad L = 219\mu H$$

olur.

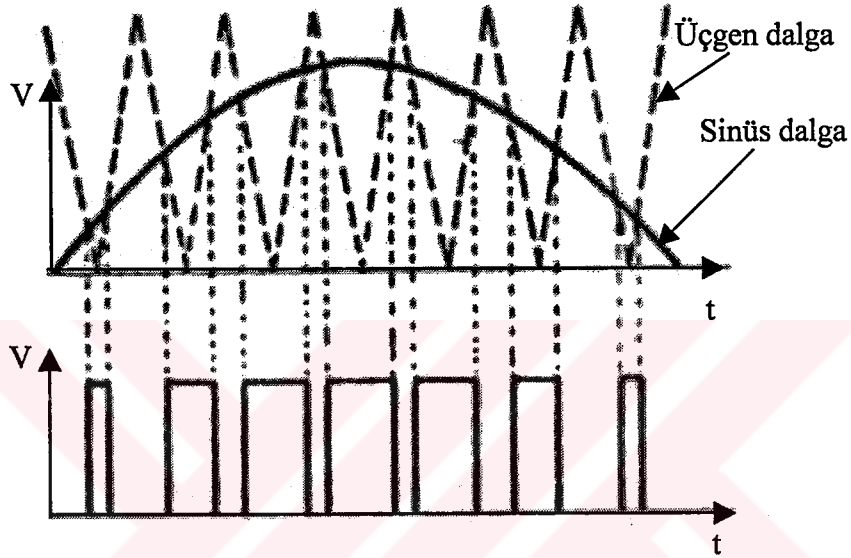


Şekil 5.6 Bobinin akımın yükselme zamanını geciktirmesi

Sürücü elemanın açılmasından sonra seri bobinde oluşacak olan manyetik enerji bir hızlı diyot yardımıyla kısa devre edilir ve böylece nüvenin çekilecek olan ikinci bir akım darbesinde boş olması sağlanır. Nüvenin manyetik doyuma gitmesi durumunda endüktans; akım sınırlama görevini yapamaz sadece dirençsel değeri kalır.

5.3. PWM Darbelerinin Üretilmesi

Darbenin üretim yöntemi, genliği ve frekansı değişken bir referans sinüs işareti ile frekans ve genliği sinüsten daha büyük bir üçgen dalga işaretinin karşılaştırılması esasına dayanır. Şekil 5.7.'de görüldüğü gibi iki işaretin kesim noktaları inverterdeki güç elemanlarının anahtarlama anlarını belirler.

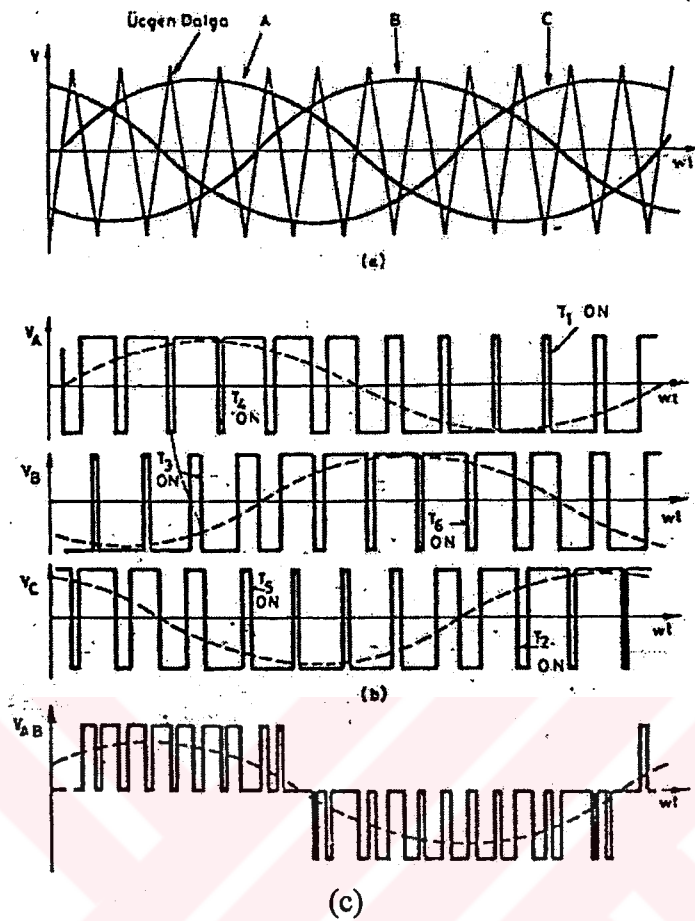


Şekil 5.7 Sinüs sinyalinin üçgen dalga ile örneklenmesi

Sinüs PWM'nin başlıca özellikleri şunlardır.

- Sinüs dalgası genliğinin üçgen dalga genliğine oranı çıkış gerilimini belirler.
- Çıkış frekansı sinüs dalgaının frekansına eşittir
- Üçgen dalgaının frekansı inverterin çalışma frekansına eşittir

Sinüs PWM kontrol darbeleri motorola firmasının üretmiş olduğu ve hesaplamalarını bir DSP (digital signal procesing) yaptığı MC3PHAC entegresi tarafından üretilmektedir. Entegre çıkışı 3 kolda bağlanmış olan 6 sürücü elemanına gerekli olan PWM darbelerini ayırık olarak verebilmektedir. PWM darbelerinin üretimi Şekil 5.8'te gösterildiği gibidir.



Şekil 5.8 3-faza ait sinyallerin üretilmesi (a) 3 faz sinüs sinyali ve taşıyıcı üçgen dalga (b) her faza ait anahtarlama zamanları (c) iki faz arası gerilim

MC3PHAC entegresi sıfır geçişle başlayan ya da biten bir kontrol sinyali üretmez. Bundan amaç kontrol sinyallerinin tüm sinüs periyodu boyunca simetrik olmasını sağlamaktır. Bu sağlandığı takdirde harmonik gürültüler azalır. MC3PHAC entegresi geri besleme girişine bağlı olarak harmonik eliminasyonu yapabilir. Geri beslemeye bağlı olarak sinyallerin formatının değişmesi gerektiği durumlarda entegre 5.4 kHz hızında darbe formlarını yeniler. Geri beslemenin her değişiminde hesaplanmış bir paket form işleme konur. Sabit uygulamalar için açık çevrim olarak tasarlanabilir.

5.3.1 Örnekleme frekansı

Sinüs PWM'nin kalitesini örnekleme frekansı belirler. Bu frekans değerinin yüksekliği oranında gürültüsüz ve düzgün bir sinyal elde edilebilir. Ancak bu frekans sınırlandıran bir takım faktörler vardır. Bunların başında kullanılan güç elemanlarının hızları gelir. Limit frekansı güç elemanlarını direkt olarak etkiler. Bazı anahtarlama elemanlarının çalışma frekansları Tablo 5.1.'de görülmektedir.

Tablo 5.1. Yarı iletken elemanların çalışma frekansları

Adı	Çalışma Frekansı (kHz)
Tristörler	2
Transistörler	20
IGBT'ler	90
Mosfet'ler	800

Örnekleme frekansını etkileyen bir diğer faktör yükün kendisidir. Yüksek örnekleme frekanslarında büyük güçlerde motor salınımlı dönebilir. Bunun önüne geçmek için taşıyıcı frekansı düşürülür. Tasarlanan devrede 10.582kHz'lik örnekleme frekansı kullanılmıştır. Entegrede uygun durumlar seçilerek örnekleme frekansı değiştirilebilir. Tablo 5.2.

Tablo 5.2. Örnekleme frekansı değerleri

Kontrol Voltajı (Volt)	Örnekleme Frekansı (kHz)
0-1	5.291
1.5-2.25	10.582
2.75-3.5	15.873
4-5	21.164

5.3.2. Ölü zaman ayarı

İnverterin üç kolunda bulunan toplam 6 elemanın sürülmesi bir takım zorluklarında beraberinde getirir. Güç arttıkça elemanları hızlı anahtarlama zorlaşır. Çok büyük güçlerde, anahtarlama elemanlarına uygun olarak, inverteri baştan tasarlamak gerekebilir. Güç elemanının tüm yükü üzerine alması veya açılarak tüm yükten kurtulması esnasında belirli bir süre geçer. Bu süre içerisinde güç elemanında yüksek miktarda ısı açığa çıkar ve elemanı ısıtır. Gerekli tedbirler alınmaz ise güç elemanı tahrip olabilir. Bu tedbirlerden en önemlisi ölü zaman (dead time) ayarıdır. Güç elemanının cevap veremeyeceği kısıklıkta olan PWM sinyalleri elimine edilirler ve sürücüye uygulanmazlar. Elimine edilmesi gereken darbelere tüm modülasyon indeksi boyunca rastlamak mümkündür.

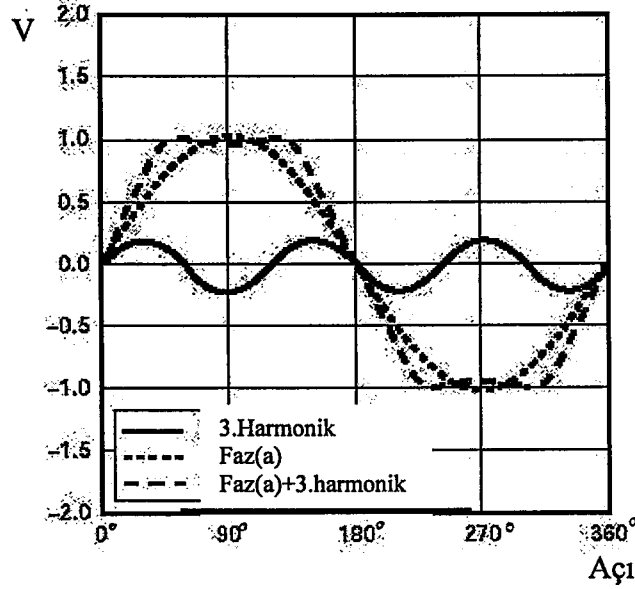
5.3.3. Üçüncü harmonik ilavesi

Besleme geriliminin V_{dc} maksimum değeri 311.6 Volt'tur. Bu değerdeki bir besleme geriliminden bir periyotluk bir sinüs sinyali elde etmek için (kayıpları göz ardı edilirse) V_{pp} değeri 311.6 Volt olur. Bu değerden V_{rms} değeri;

$$V_{max} = V_{rms} \sqrt{2}; \quad V_{max} = 220\sqrt{2}; \quad V_{rms}=311.6 \text{ Volt}$$

olur.

Buradan çıkan sonuç sinüs şekilli temel dalga elde edilmek istendiğinde besleme geriliminin ancak 1/3'ü kadar bir sinyal elde edilebilir. Asenkron motorların büyük bir bölümü için Y-Δ bağlantı durumuna göre 380 yada 220Volt'luk beslemeye gereksinim duyulur. 220 Volt'luk besleme gerilimine erişebilmek için temel dalga formuna ilave olarak 3. harmoniği eklenir. Böylece motor üzerinde görülen ac gerilim efektif değeri artar ve şekil 5.9.'da görüldüğü gibi gerilim 220 Volt'a yükseltilebilir.

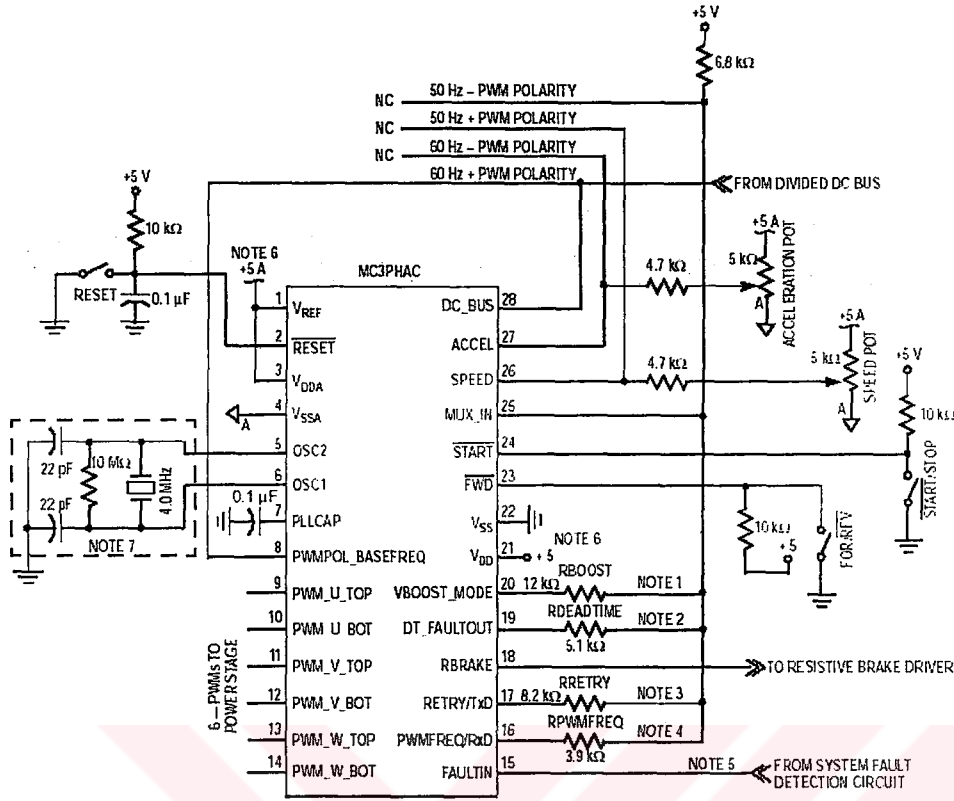


Şekil 5.9 Temel frekans üzerine 3. harmoniğin ilave edilmesi

5.4. Motorlarda Yumuşak Kalkış

Sincap kafesli asenkron motor ilk kalkınmak istediğinde kayıpların karşılanıp ta hareketin başlayabilmesi için büyük bir akım çeker. AC motora yumuşak yol verebilmek için gerilim değerinin düşük değerlerden başlatılması gerekmektedir. Pratik uygulamalarda Y- Δ dönüşümü sağlayan basit şalterlerle çözüm sağlanır. Ancak ileri düzey uygulamalar için bu yöntem kullanışlı değildir. Motor üzerindeki gerilimin düşük değerlerden itibaren orantılı olarak artırılması gerekir. MC3PHAC entegresi bir rampa boyunca V/f değerinin sıfırdan başlayarak doğrusal olarak hedeflenen hız seviyesine motorun ulaşmasına olanak sağlamaktadır. Böylece motor direkt kalkışlarda çekmesi gereken başlangıç akımından daha düşük bir akım değeriyle yol almış olur. Motorun kalkış rampası bir potansiyometre yardımıyla 0.5Hz/sn ile 128Hz/sn arasında ayarlanabilir.

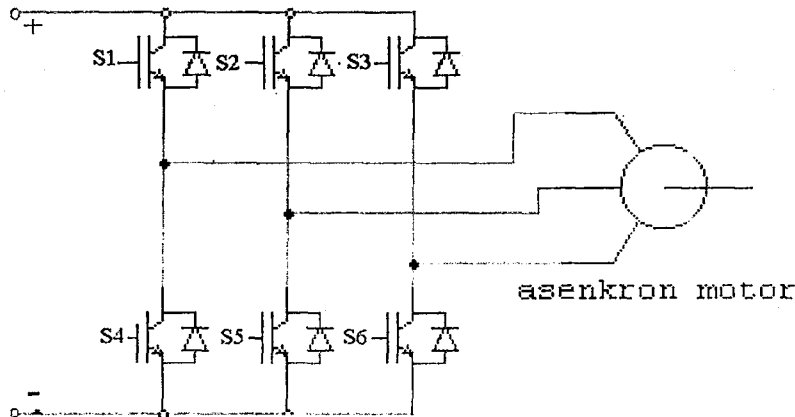
Motora ait hız ve ivme gibi parametreler dirençsel olarak programlanmış olup çalışma esnasında da değiştirilebilirler. Sinyallerin üretilmesine ait açık devre şeması şekil 5.10.'da verilmiştir.



Şekil 5.10. Kontrol sinyallerini üreten MC3PHAC entegresinin açık bağlantı şeması

5.5. İnverter Katı

İnverter katı doğrultulan dc gerilimi kıyarak motora genliği ve frekansı uygun ac gerilim haline getirmektedir. İnverter çıkışındaki gerilimin ortalama değeri ve aynı zamanda frekansı da ayarlanabilmektedir. İnverterin yapısı şekil 5.11.'de gösterildiği gibidir.



Şekil 5.11. İnverterin yapısı

5.5.1. Kontrol elemanının seçimi

İnverter katında motor gücü ve anahtarlama frekansı göz önüne alınarak IGBT tercih edilmiştir. IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistör) MOSFET'ler ile BJT transistörlerinin iyi yanlarının birleştirilmesi fikrinden yola çıkılarak tasarlanmış bir güç elektroniği elemanıdır.

5.5.1.1. IGBT'lerin dezavantajları

- Yüksek giriş kapasitesi nedeniyle sürme güçlüğü vardır ancak BJT'lerle kıyaslandığında karşılaştırılmayacak kadar kolay sürülürler.
- Statik kaynaklardan ve radyasyonlu ortamlardan diğer güç elektroniği elemanlarına göre daha hassastırlar.
- Üzerlerinde oluşan ısı alınmaz ise taşıyabilecekleri akım limiti üstel olarak düşer. Bu düşmeye bağlı olarak üzerinde harcanan ısı artar ve bu pozitif döngü elemanı bozabilir.
- Yüksek dv/dt ler IGBT elemanının kapı-kollektör arasından delinerek bozulmasına sebep olabilir.
- Üzerlerinde düşen gerilim daha fazladır. (tipik olarak 2.4 ile 4 volt arası)
- Yük emetörde bağlı ise özel tedbirler dışında tam olarak sürmek imkansızdır.

5.5.1.2. IGBT'lerin avantajları

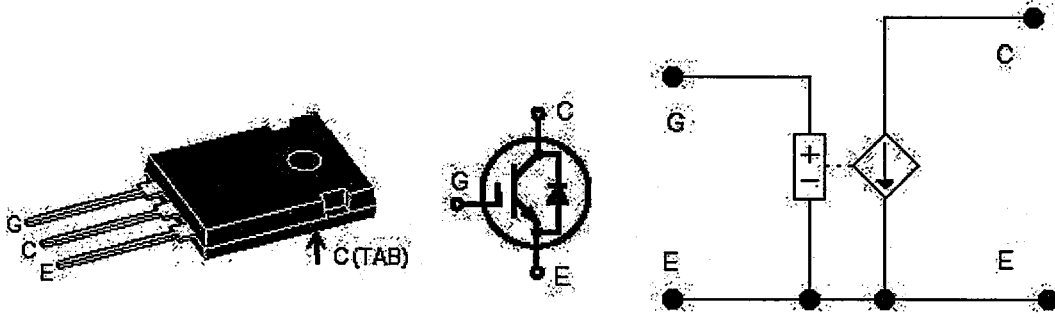
- Sürülmeleri oldukça kolaydır.
- Sürme elemanı çok az güç harcayarak IGBT'yi sürebilir.
- Basit sürülme kolaylığı yüksek akım taşıma kapasitesi ve 5000 volt aralığına kadar her tipte IGBT'nin bulunuşu bu elemanı oldukça popüler hale getirmiştir.
- Çalışma frekansı güce bağlı olara 200kHz'e kadar çıkabilir.

5.5.1.3 IGBT'nin dezavantajlarının giderilmesi

- Isıl duyarlılık: Bu elemanın ısıya olan duyarlılığı en büyük sorunlardan biridir. Daha büyük ve ısıyı rahat yayabilecek soğutucular kullanılarak bu sorunun önüne geçilebilir. duruma göre cebri soğutma da tercih edilebilir.
- Üzerlerinde düşen gerilim seviyesi: Bu hala yapısal bir sorundur. Ancak yeni NPT yüzey bağdaştırma teknolojisi sayesinde hem gerilim seviyelerinde iyileşmeler hem de ısının daha iyi dağıtılması konusunda ilerlemeler olmuştur ancak henüz bir MOSFET gibi düşünülmemeyecek kadar erkendir.
- dv/dt sorunu: IGBT'lerin içerisine 30uH'lik dahili bobinler eklenmiştir. Böylece akım yükselme zamanı kullanıcıdan bağımsız tutulmaya çalışılmıştır.
- Yeni bir iyileştirme olarak da içine eklenen bobinin de etkisiyle bazı IGBT'lerde 10µsn kısa devre deneylerine dayanabileceğini kataloglarında belirtmektedirler. Bu IGBT dünyasında devrim sayılabilecek bir ekleme ve yeniliktir. Motorlar ilk kalkış anında daha yüksek akım çekerler. Yarıiletken üreticileri yeni nesil kısa devre kabiliyeti olan IGBT'leri güç elektroniği kullanıcılarına özellikle motor sürücülerinde konusunda çalışanlara tavsiye etmektedir. Bu tasarımda seçilen IGBT'nin özellikleri şunlardır. 30µH dahili endüktans, 1200V 30A, dahili hızlı ters diyot ve 10µsn kısa devre kabiliyeti vardır. EK-1.

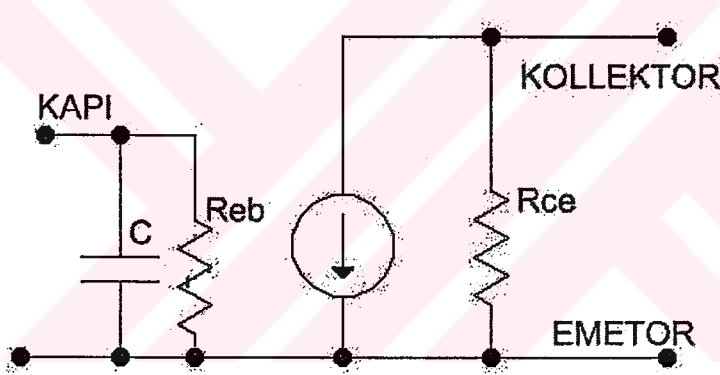
5.5.2. IGBT'lerin sürülmesi

IGBT'ler şartlarına uyulduğu takdirde kullanımları rahat bir kontrol elemanıdır. Kapılarına uygulanan gerilimin yüksekliği ve yükselme zamanının (slew rate) büyüklüğüyle orantılı olarak IGBT hızlı açılıp kapanabilir. IGBT'nin sembolü ve davranışı şekil 5.12.'de gösterilmiştir. Şekil 5.12.c.'de IGBT'leri gerilim kontrollü akım kaynağı olarak tarif etmek mümkündür. Giriş dirençleri MΩ'lar seviyesindedir.



Şekil 5.12. (a) IGBT 'ait TO-247 kılıfı (b) IGBT'nin sembolü (c) IGBT'nin elektroniksel karşılığı

IGBT'lerin kapı davranışı bir kapasite gibidir. Şekil 5.13. Kapı kapasitesinin büyüklüğü kapı gerilimi yükselme zamanını olumsuz etkiler.

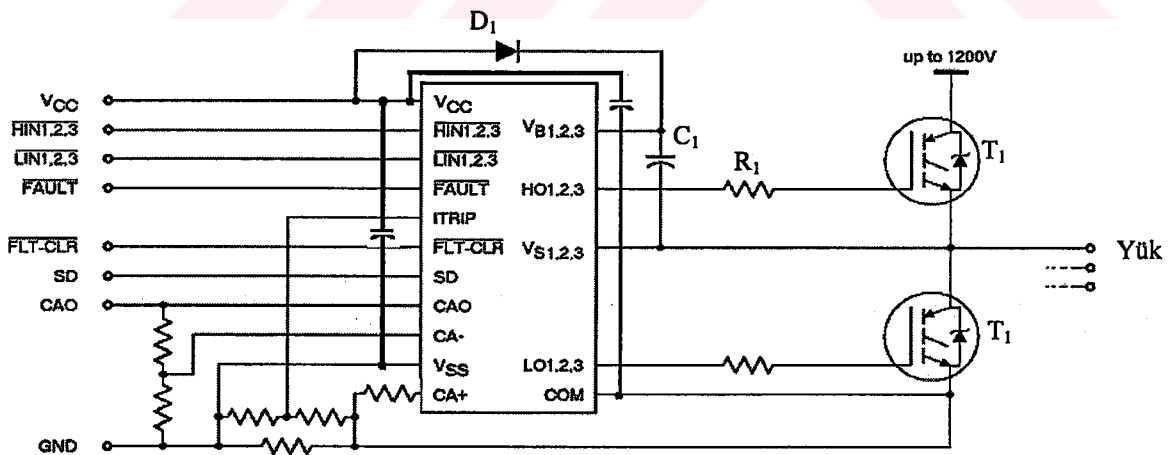


Şekil 5.13. Gerilim kontrollü akım kaynağı

Yarıiletken yapıda N maddesindeki akım taşıyıcılarının P maddesinden kat kat hızlı hareket ettikleri bir gerçektir. Yüksek frekanslı elemanların %99 N-tabanlı malzemelerden oluşur. Yüksek akım taşıma kapasitesi N-kanallı yapılarda daha fazladır. P-kanallı yapının bu tür zayıflıklarından dolayı yüksek anahtarlama ve güçlerde yapılmaları oldukça zahmetlidir. N-kanallı bir yapının performansına ulaşmaları da imkansızdır. Bu kriterler göz önüne alındığında üç kolda kullanılan 6 adet sürücü elemanlarının hepsini N-kanallı yapıda olması gerektiği açıktır. Kolun üst kısmına bağlı elemanlar için yük emetördedir ve bu durumda IGBT'yi %100 anahtarlama imkansızdır. Dolayısıyla özel sürme yöntemleri gerekir. Bir çok firmanın bu amaçlı tasarlanmış entegreleri vardır. Projede IR2235 sürme entegresi

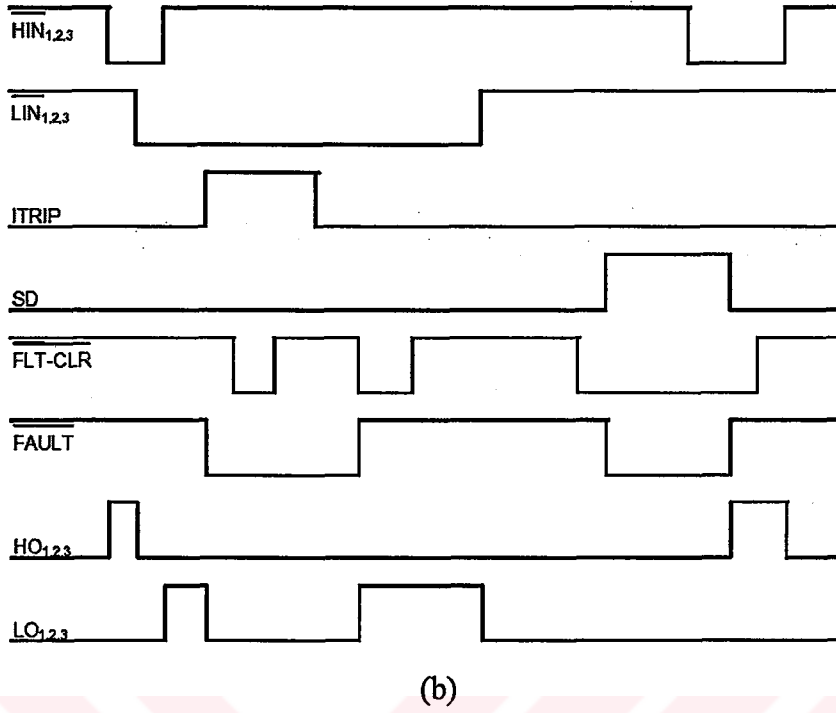
kullanılmıştır. Bu entegre Şekil 5.14.'te verildiği gibi 420mA kanal başına darbe akımı verebilen ve 250nsn ölü zamanı olan tümleşik bir devredir. Bunun yanında birbirinden bağımsız 6 kanal sinyal verebilme, besleme geriliminin düşmesi durumunda kapatma, aşırı akım kapatma ve istendiğinde sistemi kapatma gibi özellikleri vardır. "Floating channel" denilen bir yöntemle tüm IGBT'ler için gerekli olan sürme gerilimini ayrı olarak sağlar. Klasik bilinen yöntemle bu bağlantıda bir yapıyı anahtarlama için 4 adet bağımsız besleme kaynağına ihtiyaç vardır. Ancak aşağıda anlatılan yöntemle tek kaynak yeterli olmaktadır.

Şekil 5.14'te ilk olarak T_2 transistörü iletime geçer. C_1 kondansatörü T_2 üzerinden ve D_1 diyotu üzerinden V_{cc} gerilimine (yaklaşık 15 volt) şarj olurlar. Sıra üstteki transistörü sürmeye geldiğinde T_2 transistörü kapanır ve 15 volta şarj olmuş C_1 kondansatörün eksi ayağı üst transistörün emetörüne bağlanmış olur. Entegre kendi içerisinde bu kondansatör üzerindeki gerilimi T_1 transistörüne bağlayan 420mA kapasiteli bir anahtara sahiptir. Üst elemanlar alt koldan şarj olabilen kondansatörler yardımıyla sürülmektedir. Kondansatör çok küçük seçilirse enerjisinin tüm sinyal boyunca IGBT'yi iletimde tutabilmesi zorlaşır. Kondansatör değeri tersine çok büyük seçilirse de T_2 alt transistörünün iletimi sırasında V_{cc} gerilimine kadar şarj olamama ihtimali vardır. Bu iki problem arasında bir orta yol bulunmalıdır. Genellikle kondansatör değeri 1 ile $10\mu F$ arasında değişmektedir.



(a)

Şekil 5.14 (a) IR2235 ait bağlantı şeması

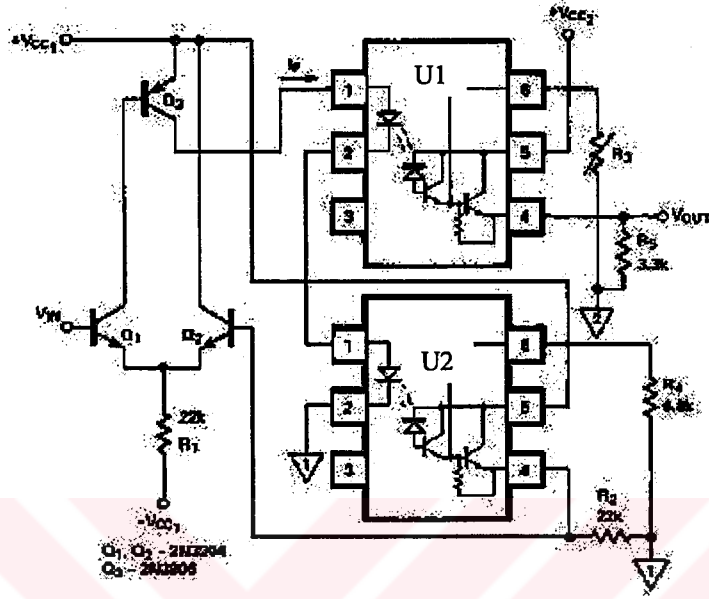


Şekil 5.14 (b) IR2235 entegresine ait anahtarlama diagramları

5.6. Geribesleme

Bazı uygulamalarda özellikle ac motor, volan gibi enerji depo edebilen mekanik yükleri çeviriyorsa geribesleme gereklidir. Motor yüksek bir hızdan düşük bir hıza yerleşmek isterse volan kinetik enerjisi ile motoru sürükleyecek ve motor arzu edilen hıza daha geç yerleşecektir. Motorun sürüklenmesine demeraj denir. Bir demeraj esnasında motor dönerken motorun dönmek istediği hız gerçekteki mil hızından daha düşüktür. Dolayısıyla asenkron motor volanın döndürmesiyle bir jeneratör gibi elektrik üretir. Üretilen elektrik ters diyotlar tarafından doğrultulur ve besleme ile aynı polaritede olur. (üretilen gerilimin artışı ile şebeke geriliminin artışı aynı yerdedir.) Böylece bir kısa devre söz konusu olmaz. Ancak motorun ürettiği gerilim dc bara gerilimini yükseltir. Üretilen enerji harcanmaz ise dc bara gerilimi yüksek seviyelere çıkar ve hat kondansatörlerine zarar verir. Bunun önüne geçebilmek için gerilim yükseldiğinde dc baraya paralel bir direnç takılarak motorun enerjisi bu direnç üstünde harcanır. Buna resistif frenleme denir. Hat gerilimi tekrar istenilen seviyeye düştüğünde fren bağlantısı açılır.

Bara geriliminin yükseldiğini anlamak için gözlemlemek gerekir. Entegrelerin maksimum 15Volt'ta çalıştığı göz önüne alındığında düşük gerilimle çalışan kısımları motor geriliminden yalıtılmak gerekecektir. DC hattaki gerilimi farklı toprak seviyelerinde ölçmek için şekil 5.15'te verilen devre önerilmiştir.



Şekil 5.15. Optik olarak yalıtılmış doğrusal geribesleme

Devrenin V_{in} girişine uygulanan gerilim U_1 ve U_2 'deki opto kuplörlerin ikisinde çalıştırır ve iletme geçerler. Ancak U_2 opto kuplörünün çıkışından geribesleme alınmıştır. Buradan yapılan geri besleme miktarı ile opto kuplörün ne kadar ışığa yapması gerektiği belirlenir. U_1 ve U_2 özdeş ise U_2 'nin çıkışında okunan gerilim ne ise U_1 'in de çıkışında o gerilim olmalıdır. U_1 'in transistör beslemesi farklı kaynaktan olduğu için onun çıkışı yalıtılmış olur. Ayarlar yapıldığında 100 Voltta 1 voltluk bir değişim elde edilebilir. Doğrusallık %5'ten daha iyidir. Yalıtılmış doğrusal çıkıştan entegreye geri besleme uygulandığında entegre farklı gerilim seviyeleri için farklı PWM zarfları üretebilir. MC3PHAC entegresi motorun jeneratör gibi davrandığı durumlarda kontrol sinyalinin formatını değiştirerek motorda indüklenen gerilimi tekrar motoru frenlemede kullanmayı sağlayabilmektedir. Böylece motor istenilen düşük hıza daha hızlı yerleşmesine yardımcı olur. Ancak bu fren direncinin gerekliliğini ortadan kaldırmaz.

5.7. Motor Eşdeğer Devresinin Hesaplanması

Motorun boşa çalışma deneyi kısa devre deneyi ve ölçülen dc direncinden motor parametrelerini hesaplamak mümkündür. Motor Δ bağlıdır.

Boşa çalışma deneyinden;

$$U_o=220 \text{ Volt}, P_o=130 \text{ Watt}, I_o=2.22 \text{ Amper}$$

Kısa devre deneyinden;

$$U_k=47 \text{ Volt}, P_k=198 \text{ Watt}, I_k=4.4 \text{ amper}$$

ve stator dc direnci (tek faza ait sargıda) 7.4Ω ölçülmüştür.

Motor sargılarının özdeş olduğu göz önüne alındığında verileri tek bir faz için düzenlemek mümkündür. Tek faza ait değerler düzenlenirse;

$$I_f = \frac{I}{\sqrt{3}}; \quad I_f = \frac{2.2}{\sqrt{3}}; \quad I_f=1.27 \text{ Amper}$$

$$P_f = \frac{P}{3}; \quad P_f = \frac{130}{3}; \quad P_f=43.3 \text{ Watt}$$

$$S_f = \frac{S}{3}; \quad S_f = \frac{220 * 2.22}{\sqrt{3}}; \quad S_f=281.97\text{VA}$$

buradan empedans;

$$Z = \frac{U}{I}; \quad Z = \frac{220}{1.27}; \quad Z_f=169.2 \Omega \text{ olur.}$$

$$\cos\varphi_o = \frac{P}{S}; \quad \cos\varphi_o = \frac{43.33}{286}; \quad \text{Arccos}\varphi_o=81.27^\circ \text{ olur.}$$

Motor yüksüz çalışma sırasında demir ve vantilasyon kayıplarını karşılayacak miktarda güç çeker. Stator ve rotor bakır kayıpları ihmal edilirse aktif gücün karşılık geldiği dirençsel değer demir, vantilasyon ve sürtünme kayıplarına denk gelir.

$$I = \frac{P}{U}; \quad I = \frac{43.33}{220}; \quad R = \frac{U}{I}; \quad R = \frac{220}{0.196}; \quad R=1120 \Omega \text{ olur.}$$

Kısa devre deneyinden veriler tek faza indirgenirse;

$$I_f = \frac{I}{\sqrt{3}}; \quad I_f = \frac{4.4}{\sqrt{3}}; \quad I_f = 2.54 \text{ Amper}$$

$$P_f = \frac{P}{3}; \quad P_f = \frac{198}{3}; \quad P_f = 66 \text{ Watt}$$

$$S_f = \frac{S}{3}; \quad S_f = \frac{47 * 4.4}{\sqrt{3}}; \quad S_f = 119.5 \text{ VA}$$

Motor, rotoru kilitli durumda iken bakır rotor ve stator bakır kayıplarını karşılar. Demir kayıpları ihmal edilir.

$$P = (I^2 R); \quad 66 = ((2.54)^2 R); \quad R = 10.2 \text{ } \Omega \text{ olur.}$$

R direnci motorun ortalama çalışma ısısına göre düzenlenebilir. Motorun 50^o Cde çalıştığı göz önüne alınır;

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{T_1}{T_2}; \quad \frac{10.2}{R_2} = \frac{234.5 + 25}{234.5 + 50}; \quad R_2 = 11.21 \text{ } \Omega \text{ olur.}$$

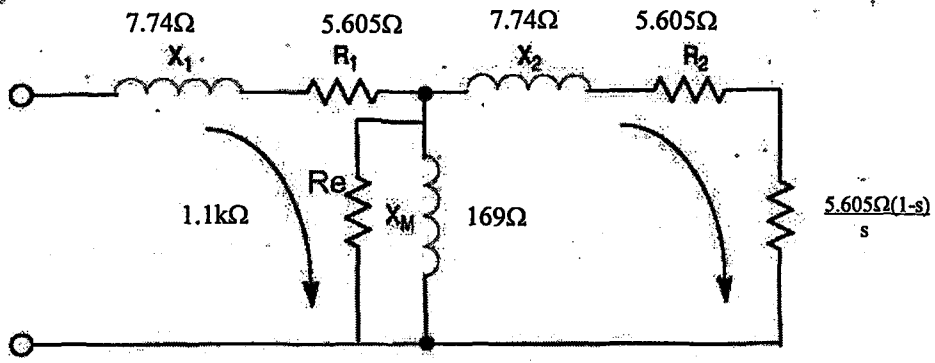
$$Z = \frac{U}{I}; \quad Z = \frac{47}{2.54}; \quad Z = 18.5 \text{ } \Omega \text{ olur.}$$

Empedanstan R ayıklanır ise;

$$X = \sqrt{Z^2 - R^2}; \quad X = \sqrt{18.5^2 - 10.2^2}; \quad X = 15.43 \text{ } \Omega \text{ olur.}$$

$$\cos \varphi_k = \frac{P}{S}; \quad \cos \varphi_k = \frac{66}{119.5}; \quad \arccos \varphi_k = 56.4^0 \text{ olur.}$$

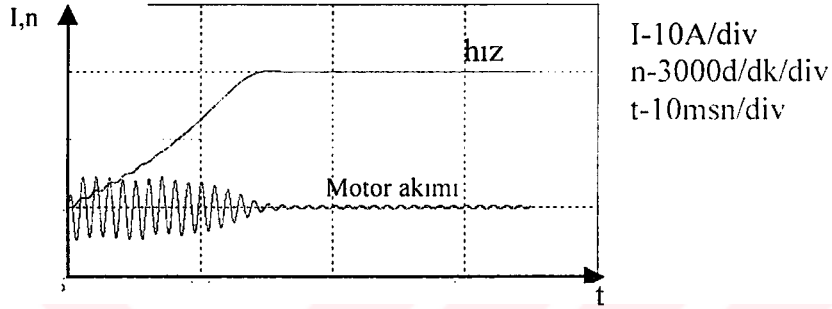
Endüktans ve direnç, stator ve rotora eşit paylaşılabilir. Pratikte $X_r = X_s$ kabul edilir. Kilitli rotor ve boşa çalışma deneyinden alınan değerler yerine yazılırsa motor eşdeğer devresi şekil 5.16.'daki gibi olur.



Şekil 5.16 Motor değerlerinin stator ve rotora dağıtılması

6. DEVRENİN SİMÜLASYONU

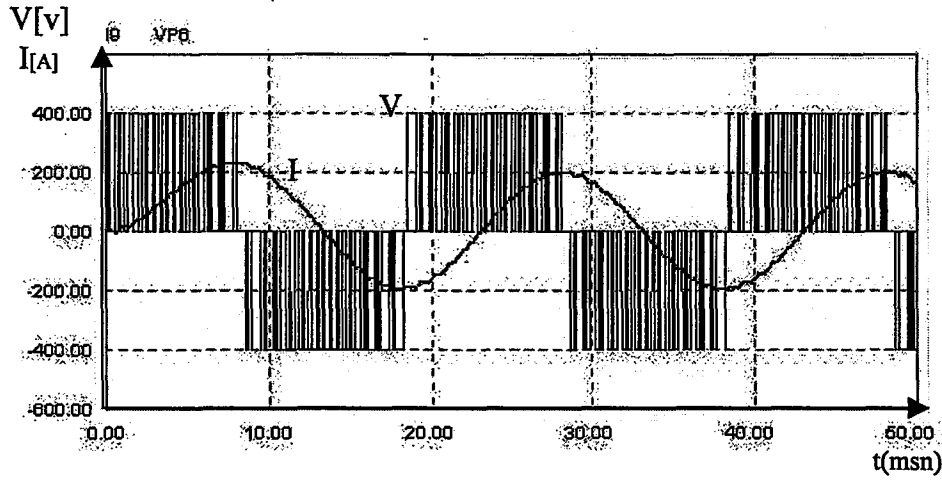
Devrenin simülasyonunda POWERTECHNIC firmasının simülasyon programı olan SIMCAD kullanılmıştır. Program güç elektroniği devreleri için tasarlanmış olup simülasyonda kullanılan program demo versiyonudur.



Şekil 6.1. SIMCAD programında yapılan simülasyonda motorun hız ve akım grafiği

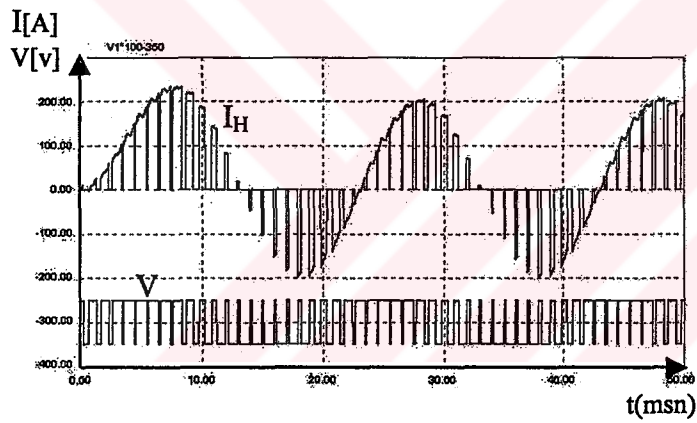
Şekil 6.1.'de motorun kalkış akımının normalde çekilen akımdan daha fazla olduğu görülmektedir. Asenkron motor kalkış esnasında sekonderi kısa devre edilmiş bir transformatör gibi davrandığından ilk enerjinin verilmesi ile nominal akımlarının 4 ile 8 katı arasında fazla akım çekerler. Projede motora yumuşak kalkışın da eklenmesiyle kalkış akımı azalmış ve 2 katı civarına düşmüştür.

Motor üzerindeki gerilim kare dalga olmasına rağmen motorun endüktif bir yük oluşu sebebiyle şekil 6.2.'de görüldüğü gibi stator içinden geçen akım sinüsoidal formdadır. Akımın sinüsoidal formda olması motorun gürültüsüz dönmesini sağlar.

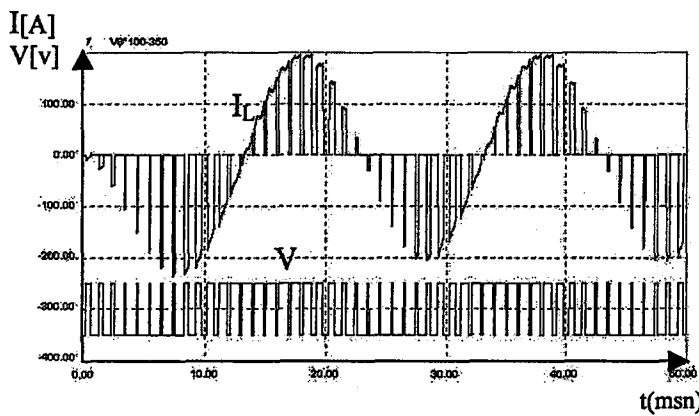


Şekil 6.2. Motor akımı ve gerilimi

Tek faza ait stator akımı bir koldaki alt ve üst transistörlerin anahtarlanması ile elde edilir. Akımın 90° 'lik kısmı üst transistörden akarken diğer 90° parça alt transistörden akmaktadır. Şekil 6.3. I_H akımı ile I_L akımının cebirsel toplamı I_S akımını verir.

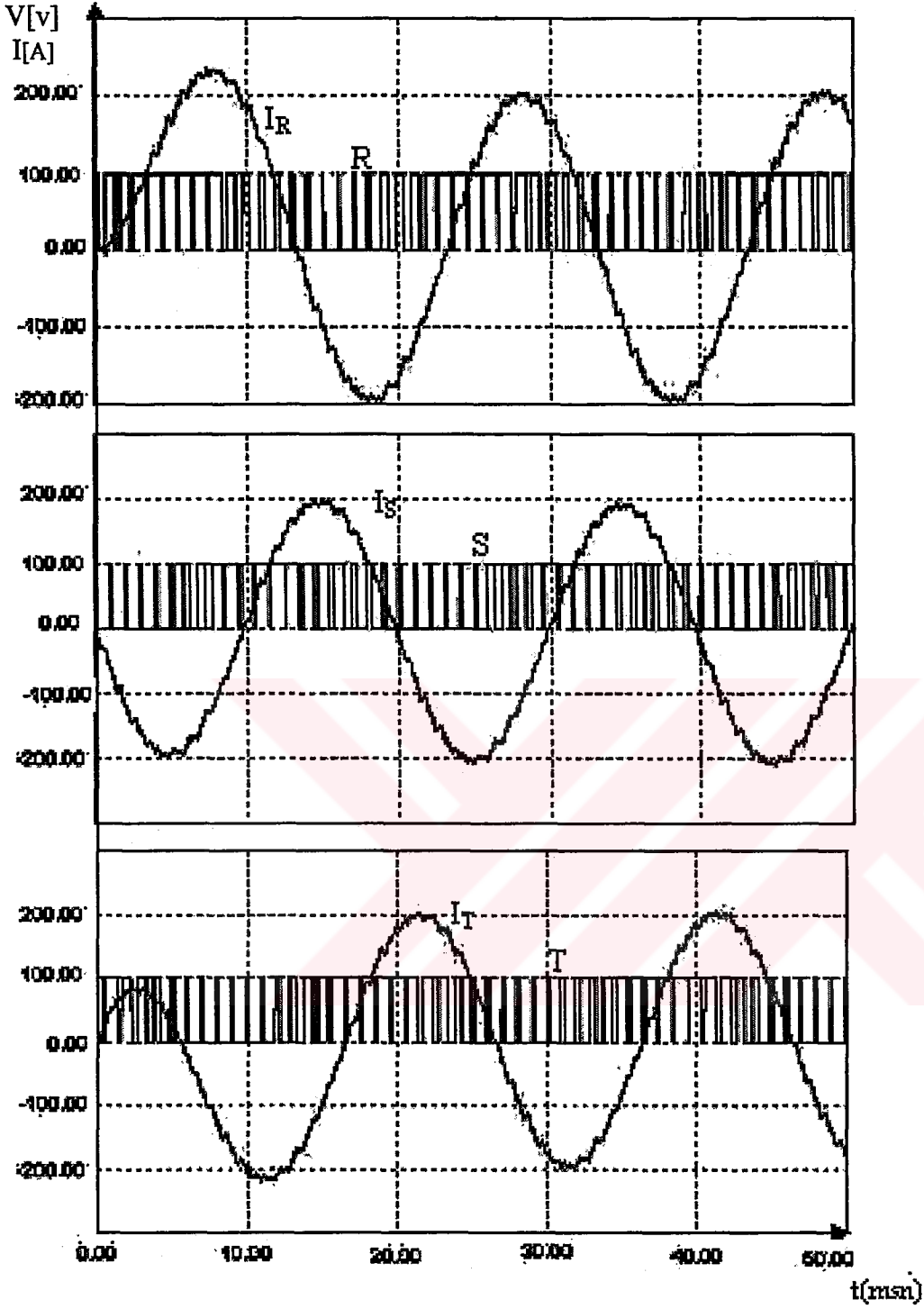


(a)



(b)

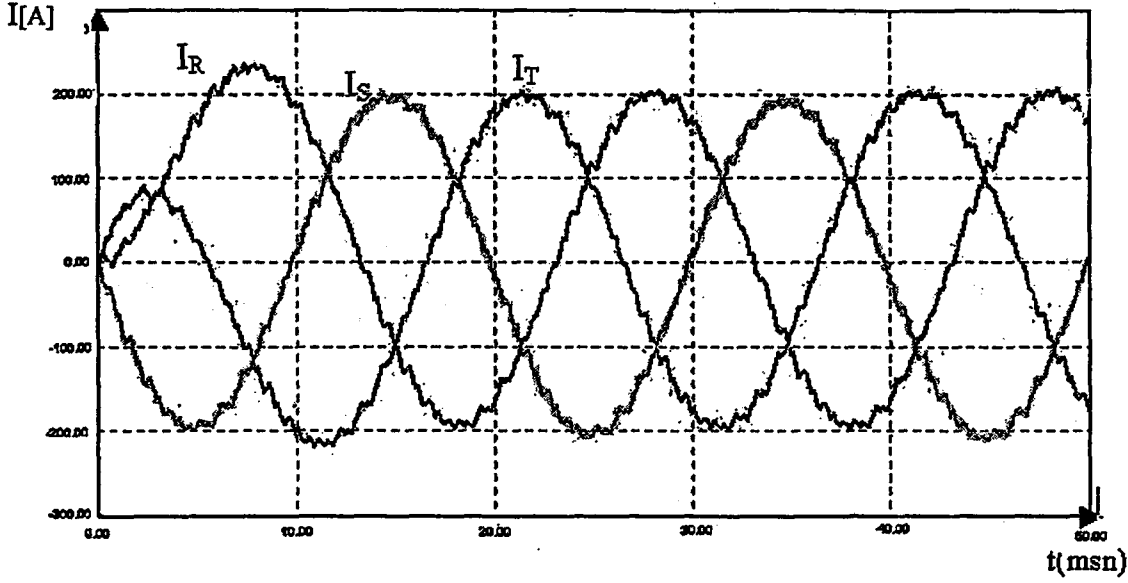
Şekil 6.3.(a) Aynı koldaki alt transistörden akan akım (b) Aynı koldaki üst transistörden akan akım ve sürme işareti



Şekil 6.4. 3 faza ait sürme gerilimi ve akım dalga şekilleri

3 faza ait sürme sinyalleri ve aynı fazların gerilimleri Şekil 6.4.'teki gibidir.

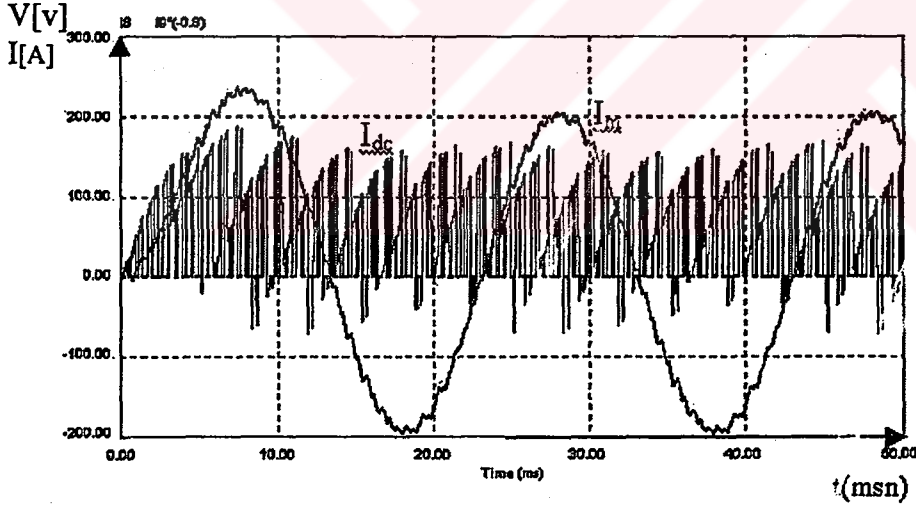
Üç fazın akım dalga şekline aynı anda bakıldığında şekil 6.5.'teki gibi akımlar arasındaki açı farkının 120° olduğu görülmektedir.



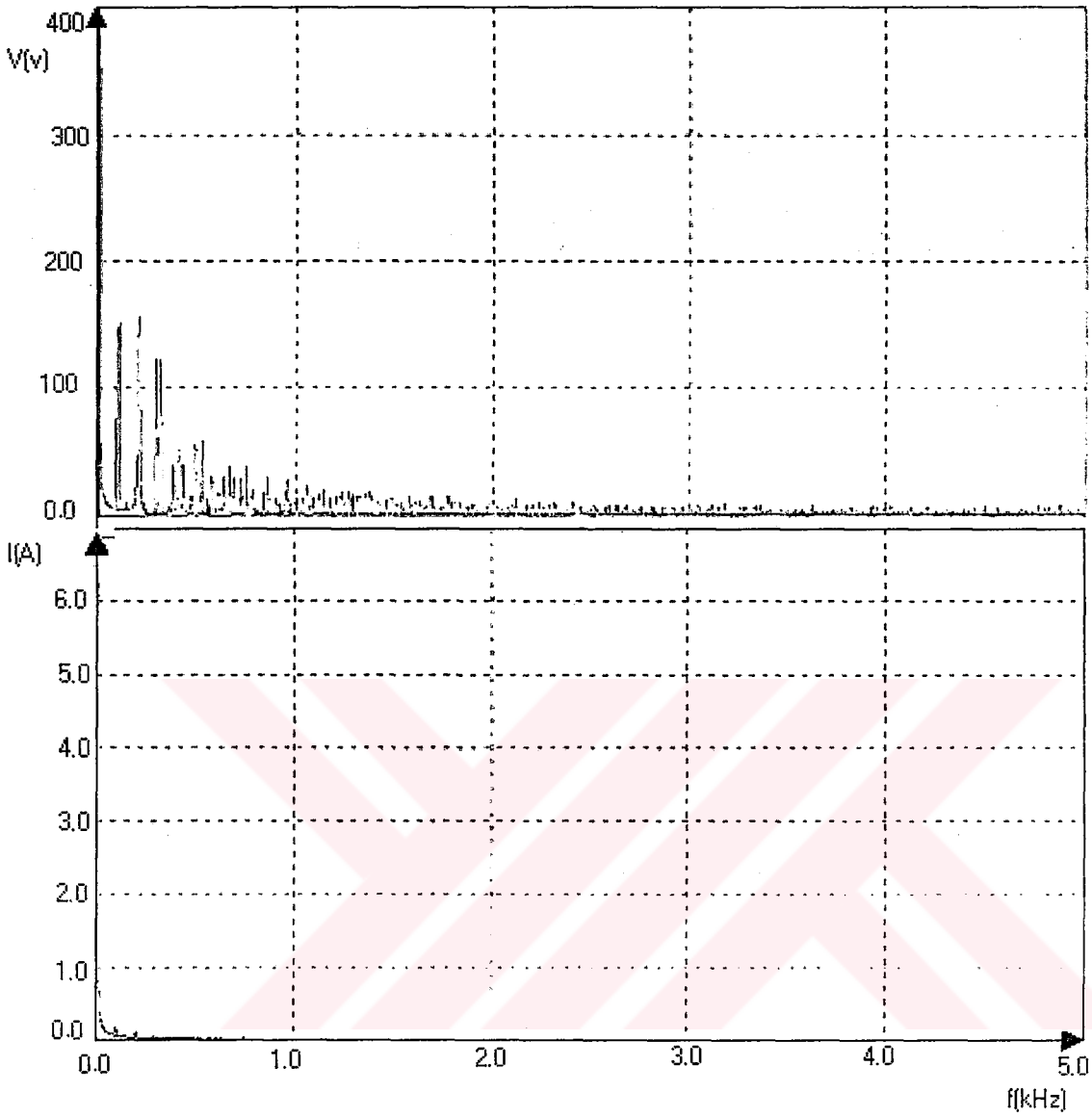
Şekil 6.5. 3 faza ait akım şekilleri

Motora ait akım ile dc hat akımı karşılaştırılabilir. Şekil 6.6.'da görüldüğü gibi dc hattın akan akım tek yönlü iken motor stator akımı yön değiştirmektedir (ac akımdır).

Şekil 6.6. DC hat akımı ve motor akımının aynı anda görünüşü

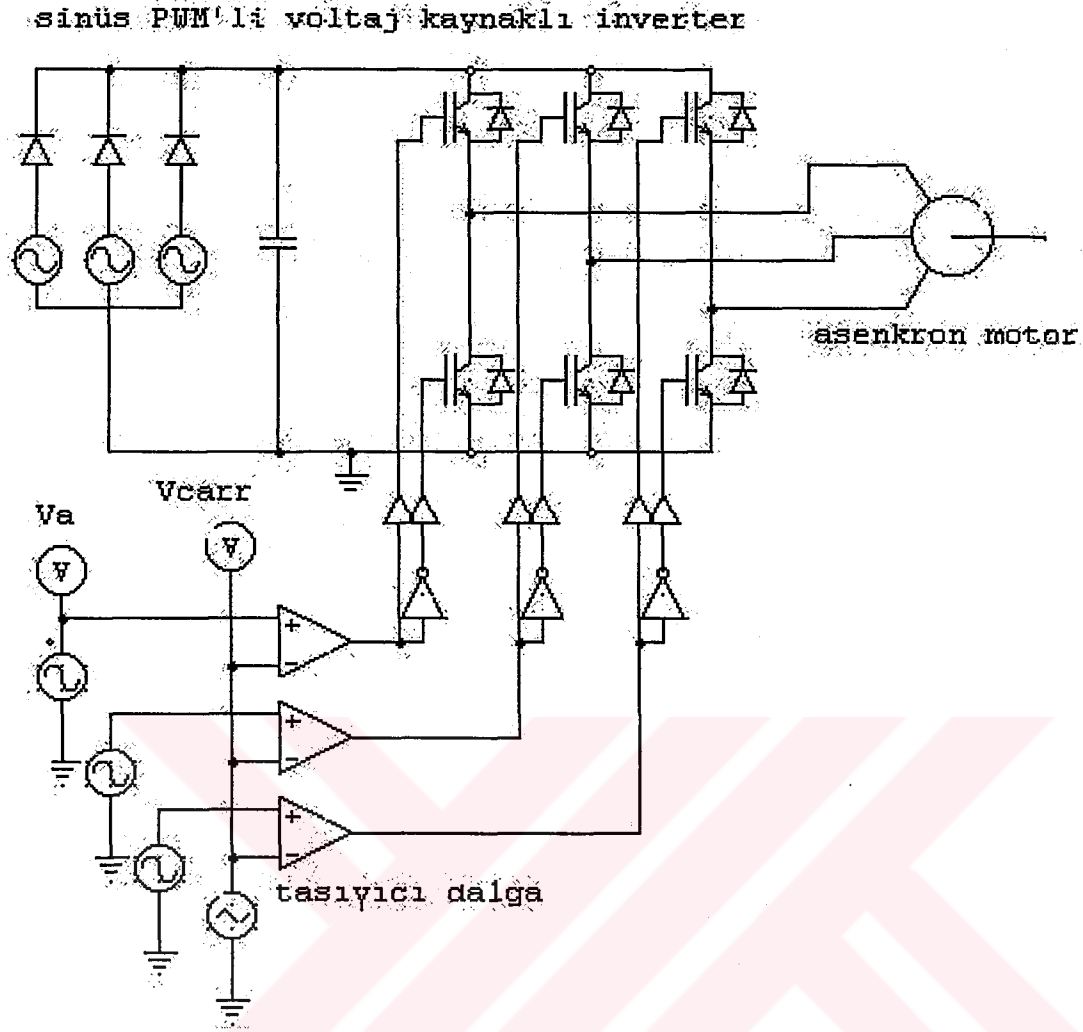


Motor üzerindeki akım sinüs formunda olmasına rağmen gerilimin kare dalga olduğunu belirtmiştik. Akım ile gerilimin farklı şekillerde olması akım harmonikleri ile gerilim harmoniklerinin farklı tayırlara yayıldığı anlamına gelir. Gerilimin kare dalga olması sebebiyle gerilim harmoniği şekil 6.7.'de görüldüğü gibi temel frekansın katlarında tayf boyunca zayıflayan şiddette görülür.



Şekil 6.7. Motor gerilimi ve akımının frekans tayfı

Tasarlanan devrenin simülasyon programında görünüşü Şekil 6.8.'deki gibidir. Simülasyonda kullanılan elemanların parametreleri gerçek devredeki elemanların parametrelerine uygun alınmıştır.



Şekil 6.8. Tasarlanan devrenin simülasyonuna ait bağlantı şeması

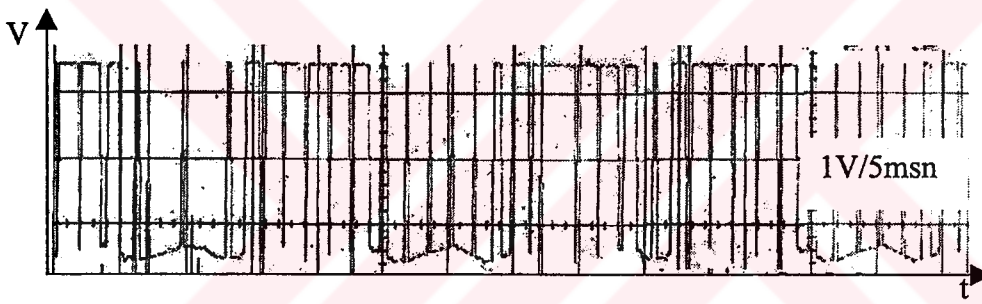
Tasarlanan devrenin simülasyon şeması şekil 6.8.'deki gibidir. MC3PHAC entegresinin yeni nesil bir ürün olmasından dolayı simülasyonda kullanılan sinüs PWM üreten bloklar klasik yöntemlerle oluşturulmuştur.

7. DENEYSEL SONUÇLAR VE TARTIŞMA

Yapılan tez çalışmasında sinüs PWM tabanlı voltaj kaynaklı bir inverter gerçekleştirilmiştir. İnverter, çıkışına bağlı bir asenkron motorun V/f yöntemi ile devrini kontrol etmekte ve motora ilk enerji verildiğinde motorun yumuşak kalkış yapmasını sağlamaktadır.

Tasarlanan devre ac gerilimi doğrultan bir konverter ve bu gerilimi kıyarak motora uygulayan bir inverter katından oluşmaktadır.

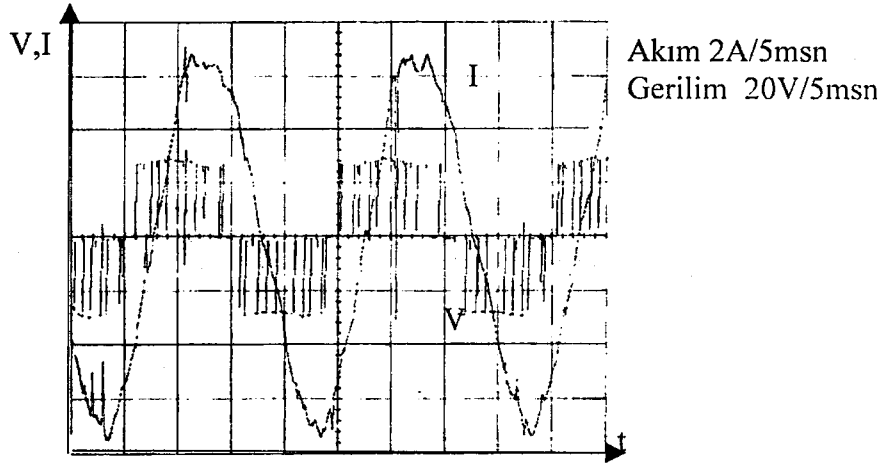
Devrenin temelini Motorola firmasının üretmiş olduğu DSP tabanlı işlem yapan MC3PHAC entegresi oluşturmaktadır. MC3PHAC entegresi kendi içerisinde sinüs PWM darbelerini hesaplamakta her IGBT için ayrı olarak toplam 6 kanal çıkış verebilmektedir. Şekil 7.1, tek kanala ait sürme sinyalini göstermektedir.



Şekil 7.1. Tek kanala ait sürme sinyali

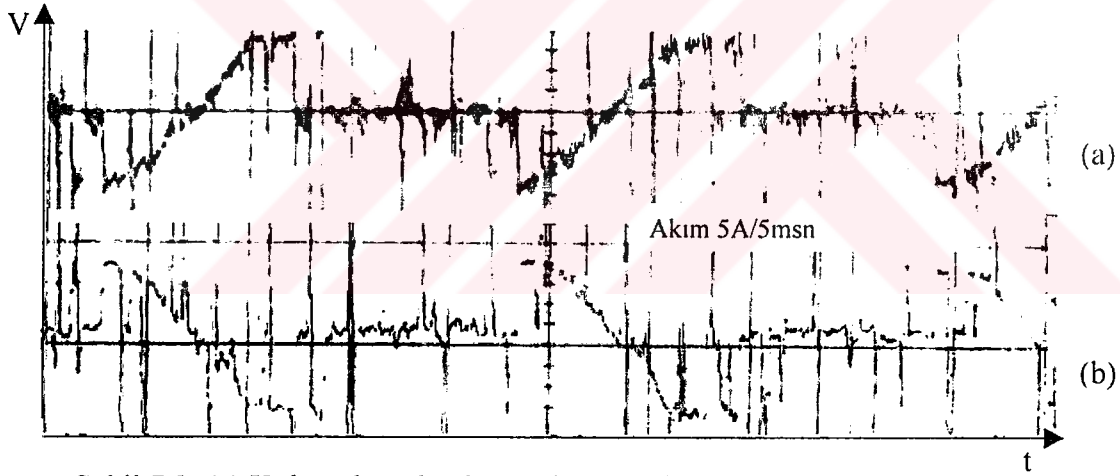
MC3PHAC entegresinin ürettiği sürme sinyalleri, entegreden opto kuplörlerle yalıtıldıktan sonra IGBT'ye uygulanmaktadır.

Motorun endüktif yük oluşu sebebiyle transistör kare dalgayla anahtarlanmasına rağmen stator içinde akan akım yaklaşık sinüsoidal formdadır. Anahtarlama sinyalleri ile akım dalgası arasında yine bir faz farkı söz konusudur. Bu faz farkı invertersiz normal şebeke çalışmasında da vardır. Şekil 7.2'de motor faz akımı ve geriliminin değişimi verilmektedir.



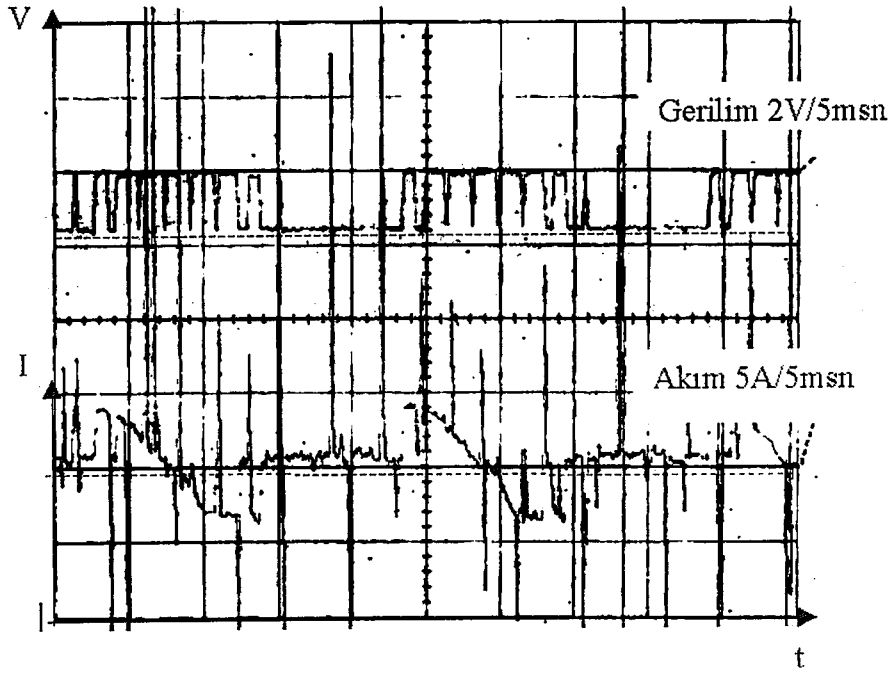
Şekil 7.2. Motorun tek fazına ait akım ve gerilim grafiği

Stator akımının her bir fazını köprünün alt ve üst kollarına bağlı transistörler oluşturur. Alt ve üst kollara bağlı transistörlerin akımlarının cebirsel toplamı tek faza ait faz akımını oluşturur.

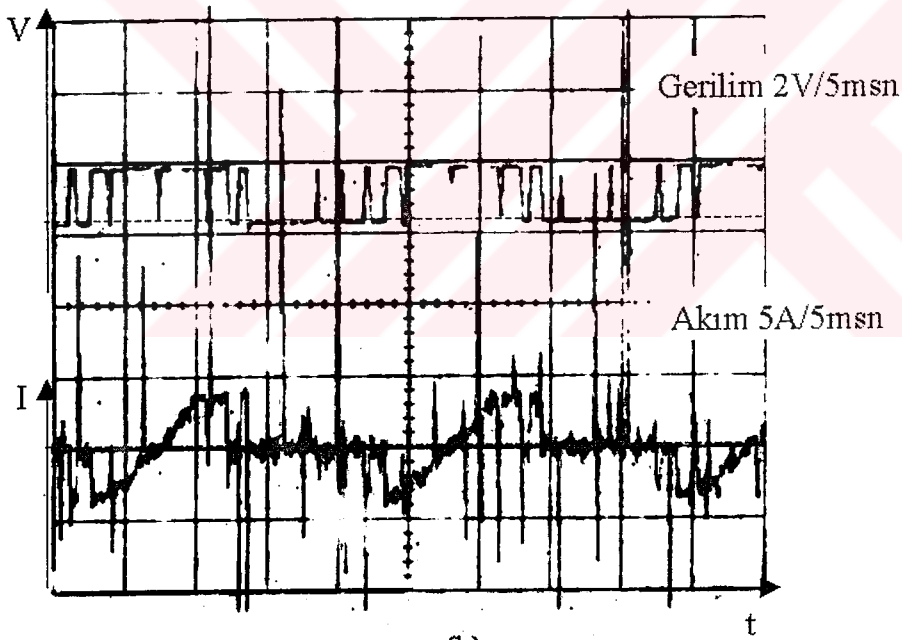


Şekil 7.2. (a) Kolun altına bağlı transistörün akımı (b) Kolun üstüne bağlı transistörlerin akımı

Akımın dalga şekli simülasyonun yapıldığı 6. bölümdeki Şekil 6.3. ile karşılaştırıldığında aynı olduğu görülür. Transistör sürme darbeleri ve transistör içinden akan akımları gösteren grafik Şekil 7.3.'te verilmektedir.



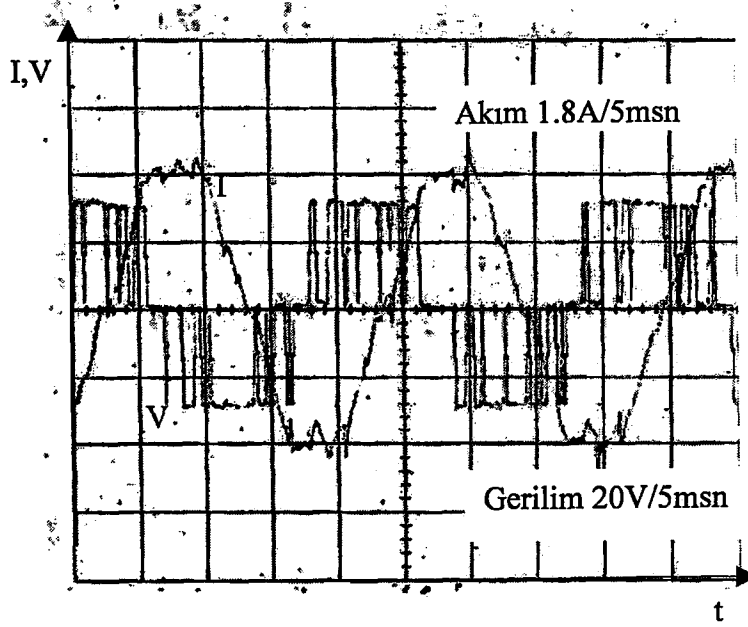
(a)



(b)

Şekil 7.3. (a) Kolun altına bağlı transistöre ait sürme gerilimi ve içinden geçen akım
 (b) Kolun üstüne bağlı transistöre ait sürme gerilimi ve içinden geçen akım

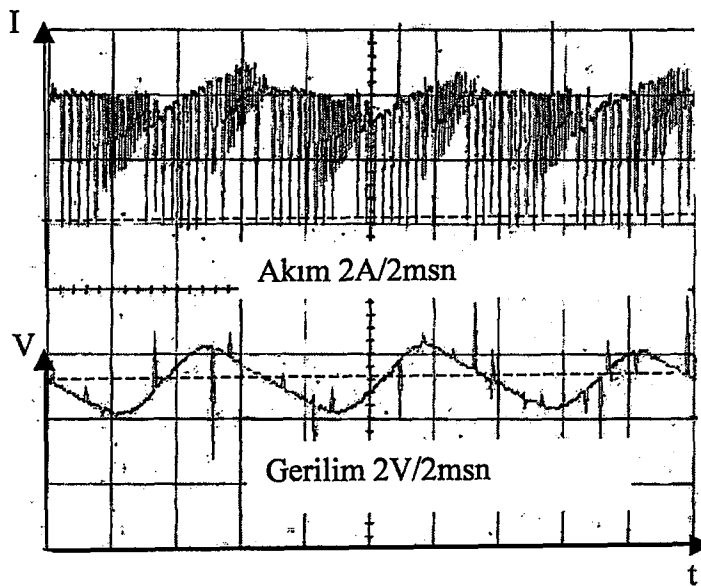
Motor stator sargılarından akan akımın şekli motorun yüklenmesinden bağımsız olup tam yük ya da yarı yük değerlerinde sinüs şeklini korumaktadır. Şekil 7.4.'te motorun tam devir tam yükteki stator akım ve gerilimi görülmektedir.



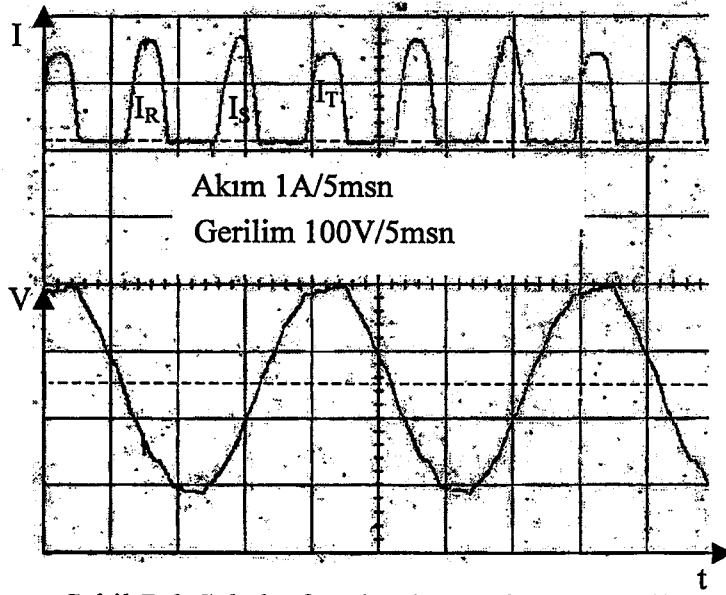
Şekil 7.4. Motor üzerindeki aynı faza ait gerilim ve akım değeri

Motor yüklendikçe akım formu aynı kalmaktadır. Ancak dc hattan çekilen akıma bağlı olarak ripler değeri artmaktadır. Kondansatör değerinin yeterli oluşu dalgalılık değerini düşük değerlerde tutmaktadır. Şekil 7.5.'de tam yük değerindeki dalgalılık miktarı görülmektedir.

Yükün çektiği akım kondansatörlerin yardımıyla filtre edildiği için şebekeden çekilen ortalama akım düşer. Çekilen akım periyodik darbeler dizisi şeklindedir.



Şekil 7.5. DC hattan çekilen akım ve buna bağlı olarak oluşan dalgalılık miktarı



Şekil 7.6. Şebeke faz akımları ve faz-nötr gerilimi

Asenkron motor direkt şebekeye bağlı olarak çalışırken endüktif yapısından dolayı şebekeden reaktif bir güç çeker ve bunun sonucunda besleme hattı kullanılmayan bir güçten dolayı gereksiz yüklenmiş olur. İnverter destekli çalışmada motorun şebekeye yansıyan reaktif gücü kayda değer derecede azalır ve $\cos(\varphi)$ değeri iyileşir. Bunun sonucu inverter destekli çalışma hız ayarı, yumuşak yol verme gibi üstünlüklerinin yanında güç iyileştirmesi de yapmış olur.

8. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Yapılan tez çalışmasında sinüs-PWM kullanılarak V/f kontrol yöntemi ile bir asenkron motorun devir ayarı başarılı şekilde gerçekleştirilmiştir. Gerekli sinyaller Motorola firması tarafında üretilen yeni bir ürün olan MC3PHAC entegresi ile üretilmiştir. Üretilen sinyaller optokuplörler üzerinden IR2235, IGBT sürme entegrelerine uygulanmıştır. Bu şekilde, sinyallerin üretildiği besleme ile motorun çalıştığı besleme geriliminin ortak şaseye sahip olmasına engel olunması amaçlanmıştır. Böylece sinüs-PWM'in üretildiği kısım optik olarak da yalıtılmıştır. Sinyallerin çok hızlı bir şekilde algılanabilmesi için optokuplör elemanının yüksek hızda çalışan bir modelinin kullanılmasına dikkat edilmiştir. Devrede 10 MHz'lik 6N137 optokuplör elemanı kullanılmıştır. Üretilen sinyaller optokuplör boyunca geçtikten sonra IGBT sürücüsüne gelmektedir. IR2235 sürücü entegresi, 6 adet IGBT elemanını sürebilen ayrı çıkışları olan bir elemandır. Herhangi bir aşırı akım durumu oluşması halinde MC3PHAC'den bağımsız olarak ya da isteğe bağlı olarak 6 çıkışı da aynı anda kapatabilmektedir. IGBT elemanlarının 30A, 1200V kapasitesine ve kısa devre durumunda 10µsn'lik yanıt süresine sahip tipleri seçilmiştir. İleriki aşamalarda daha büyük güçlü motorların denenebilme imkanı düşünülerek çıkış katında kullanılan IGBT elemanlarının karakteristik değerleri yüksek seçilmiştir.

Asenkron motorların, ilk dönmeye başladıkları süre zarfında yüksek boyutlarda kalkış akımı çektikleri bir gerçektir. IGBT elemanlarının kısa devre kabiliyetlerinin oluşu güç katının daha dayanıklı olmasını sağlamaktadır..

Asenkron motoru, PWM metoduyla kontrol edildiğinde harmonik bileşenler taşıyıcı frekansına doğru kayarlar. Yüksek frekanslı bileşenler motorun endüktansı ve filtrelemenin de yardımıyla düşük dalgacıklar haline gelerek rotor üzerinde etkisiz kalırlar. PWM metoduyla sürme işleminin bir avantajı da besleme geriliminin yüksek verim ve güç faktörüne sahip olmasıdır. Hatlarda büyük seviyeli harmoniklerin meydana gelmesi PWM metodu ile önlemiştir.

Hız kontrolünün çok hassas olması gerektiği durumlarda direkt moment kontrolü ya da vektör kontrolü önemli avantajlara sahip olmaktadır. %1-2 seviyesindeki devir değişimlerinin önem arz etmediği uygulamalarda skaler kontrol yöntemi olarak da bilinen V/f yöntemi pratik ve optimum çözümler olmaktadır.

Bu çalışma sonunda inverter tasarımı ile ilgili bir kısım öneriler ortaya atılmıştır. İnverter tasarımında ölü zaman faktörünün çok önemli bir yeri olup, aynı koldaki iki

anahtarlama elemanının sırayla sürülmesi sırasında bir zaman gecikmesi eklenmelidir. Aksi takdirde artı beslemeden şaseye bir hata akımı akacak ve elemanları bozacaktır. Tanınan bu süre anahtarlama elemanları ile “recovery” tabir edilen ters diyotların da cevap sürelerini içerecek kadar uzun olmalıdır. Tasarlanmak istenen inverterin gücü büyük ise dc bara gerilimi 3-faz tam doğrultma olarak tasarlanabilir. İnverter etiketi 100KVA’lar seviyesinde veya daha yüksek ise ise dc bara gerilimi 12 pils olarak tasarlanmalıdır. Böylece inverterin çekeceği akım 12’ye bölünmüş olur. İnverter ile motor arasındaki bağlantının birkaç yüz metre olması durumunda kablo endüktasının yüksek dv/dt ’ler oluşturabileceği göz önünde tutulmalıdır. Güç katı MOSFET yada IGBT seçilebilir. Ancak bu elemanları süren entegre yada ünitelerin band genişlikleri ve yükselme zamanı değerleri yüksek olmasına dikkat edilmelidir. Şebekeden elde edilen dc gerilim kondansatörlerle filtrelenmelidir. Kondansatör miktarının yetersiz olması durumunda inverter çıkışından elde edilen ac gerilim sinyalinin tepe değerleri deforme olacaktır. Baskı devre tasarımında kontrol sinyalleri ile akım taşıyan yollar kapasitif girişimlerden korunmak için birbirlerine paralel uzun yollar şeklinde denk getirilmemelidir. Bağlantı noktalarında gerekli akımı taşıyabilecek konnektörler kullanılmalıdır.

KAYNAKLAR

ALGER, P. L., 1970, Induction Machines, Gordon And Breach Science Publishers (book), Second edition.

ABBONDANTI, A., 1977, Method of flux control in induction motors driven by variable frequency, variable voltage supplies, IEEE/IAS Intl. Semi. Power Conv. Conf., pp. 177-184.

BOSE, B.K., 1996, Power Electronics and Variable Frequency Drives, (book), IEEE Press.

HAMILTON, R.A. AND LEZAN, G. R., 1967, Thyristor adjustable frequency power supplies for hot strip mill run-out tables, IEEE Trans. on Industry and general applications, Vol. IGA-3, No. 2, pp.168-175.

SHEPHERD, W., STANWAY, J., 1967, An Experimental Closed-loop Variable Speed Drive Incorporating a Thyristor Driven Induction Motor', IEEE Trans. on Industry and general applications, Vol. IGA-3, No. 6, pp. 559-565.

KOGA, K., UEDA, R. AND SONODA, T., 1989, Achievement of high performances for general purpose inverter drive induction motor system', IEEE/IAS Conference record, pp.415-425.

BLASCHKE, F., 1972, The Principle Of Field Orientation As Applied To The New Transvektor Closed-Loop Control System For Rotating-Field Machines. Siemens Review, Vol.34, pp. 217-220.

LUDTKE, I., 1998, The Direct Control of Induction Motors. Thesis. Department of Electronics and Information Technology. University of Glamorgan.

VAS, P., 1999, Artificial Intelligence Based Electrical Machines and Drives. Application of fuzzy, neural, fuzzy-neural, and genetic-algorithmbased techniques, Oxford Science Publications.

MUÑOZ-GARCÍA, A., LIPO, T.A., NOVOTNY, D.W., 1997, A New Induction Motor Open-Loop Speed Control Capable Of Low Frequency Operation, IEEE Industry Applications Society Annual Meeting New Orleans, Louisiana.

SCHIBLI, N. P., NGUYEN, T., VE RUFER, A.C., 1998, A Three-Phase Multilevel Converter For High-Power Induction Motors, IEEE Transactions on Power Electronics. Vol. 13, No.5, pp.978-986.

PATTERSON, M.M., 1996. On The Efficiency of Electrical Submersible Pumps Equipped with Variable Frequency Drives:A Field Study, SPE Production and Facilities, pp.61-64.

BOWES, S.R., 1981, Microprocessor Control of PWM Inverters, IEE Proc., Vol.128, Pt.B, No.6, pp.293-305.

VADIVEL, S., BHUVANESWARI, G., SRIDHARA, G., 1991, A Unified Approach to the Real-Time Implementation of Microprocessor-based PWM Waveforms, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.6, No.4, pp.565-575.

ANDRADE, D. A., FINZI NETO, R. M., FREITAS, L. C., VIEIRA JR. J. B., FARIAS. V. J., 2000, A Soft Switched Current Controlled Three Phase Inverter for Induction Machine Driving, Department of Electrical Engineering, University of Uberlândia – Brazil.

LYSHEVSKI, S.E., 2001, Control of high performance induction motors: theory and practice, Energy Conversion and Management , 42, (7), pp.877-898.

MAAZİZA, M.K., MENDES, E., BOUCHERA, P., 2002, A new nonlinear multivariable control strategy of induction motors, Control Engineering Practice. 10. pp.605–613.

HAVA, A.M., KERKMAN, R.J., LIPO, T.A., 1999, Simple Analytical And Graphical Methods For Carrier-Based PWM-VSI Drives, Ieee Transactions On Power Electronics, Vol. 14, No.1, pp.49-61.

HOLTZ, J., and BEYER, B., 1994, Optimal pulsewidth modulation for ac servos and low-cost industrial drive," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 30. pp.1039–1047.

FAIZ J., 2001, Comparison Of Different Switching Patterns In Direct Torque Control Technique Of Induction Motors, M.B.B. Sharifian Electric Power Systems Research, 60, pp.63–75.

MURAT, E., AKIN, E, ERTAN, B., 2002, Matlab Simulink Gerçek Zaman Arabirimi Ve Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyon Tekniğini Kullanan Sayısal İşaret İşlemci Kontrollü Evirici İle Asenkron Motorun Skalar Kontrolü, ELECO'2002: Elektrik-Elektronik-Bilgisayar Mühendisliği Sempozyumu, pp.145-150.

BOWES, S.R., GREWAL, S.S., HOLLIDAY, D.M.J., 2000, High Frequency PWM Technique For Two And Three Level Single-Phase Inverters, IEE Proceedings on Electric Power Applications, 147, 3, pp.181-191.

LIANG, B., PAYNE, B., BALL, A., 1999, Detection and Diagnosis of Faults in Induction Motors Using Vibration and Phase Current Analysis, Proceedings of the 1st International Conference on the Integration of Dynamics, Monitoring and Control (DYMAC '99), Manchester, UK, pp.337-341.

B. Huo, A. Trzynadlowski, I. Panahi, A. Mohammed and Z. Yu, "Novel Random Pulse Width Modulator with Constant Sampling Frequency Band on the TMS320F240 DSP Controller," *IEEE*, 1999, pp. 342-347

M. Varnovitsky, "A microcomputer-based control signal generator for a three-phase switching power inverter," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 19, no. 2, pp. 228-234. Mar./Apr. 1983.



EKLER

Ek 1. Kontrol sinyallerinin üretilmesine ait baskı devre şemaları

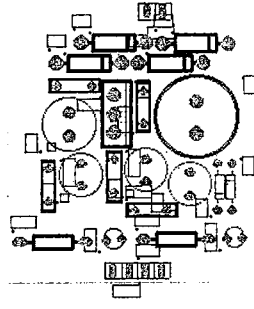
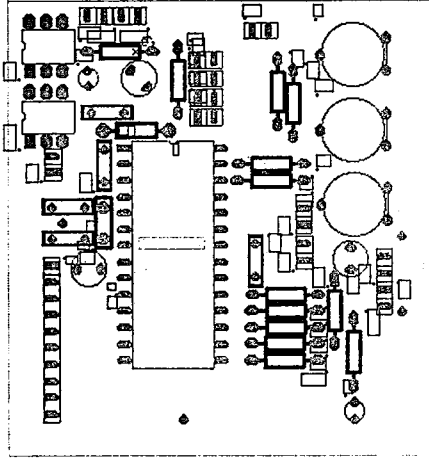
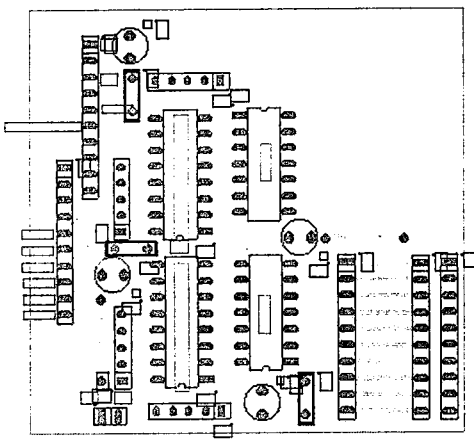
Ek 2. İGBT güç katına ait baskı devre şemaları

Ek 3. IR2235 IGBT sürücüsüne ait katalog verileri

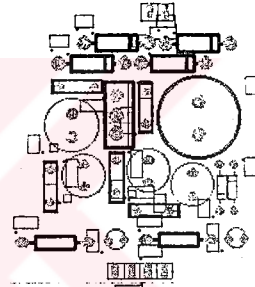
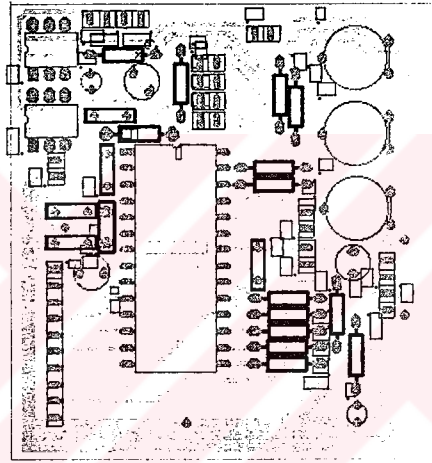
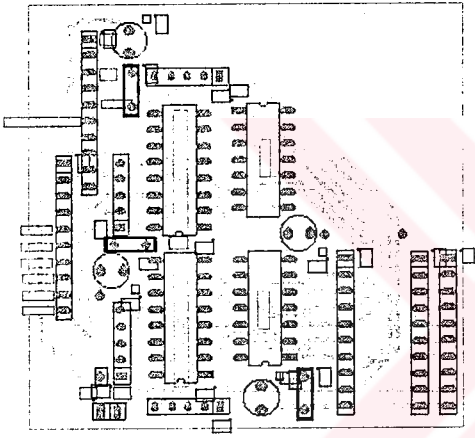
Ek 4. IXDH30N120D1 IGBT'ye ait katalog bilgileri

Ek 5. MC3PHAC entegresine ait katalog bilgileri

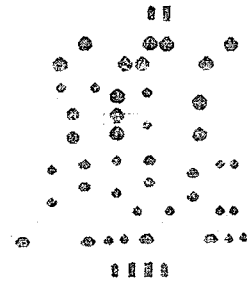
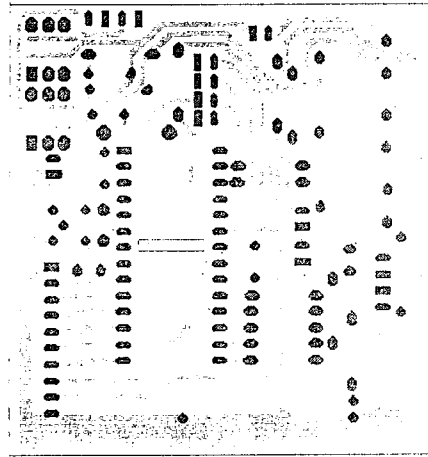
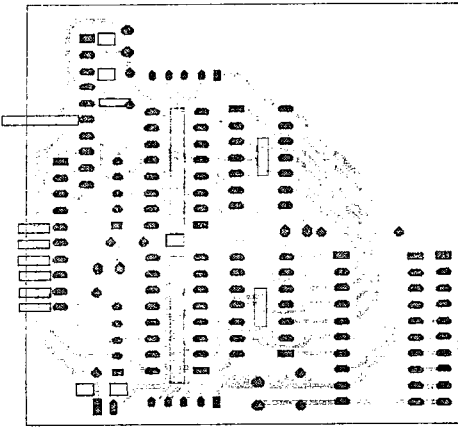




(a)

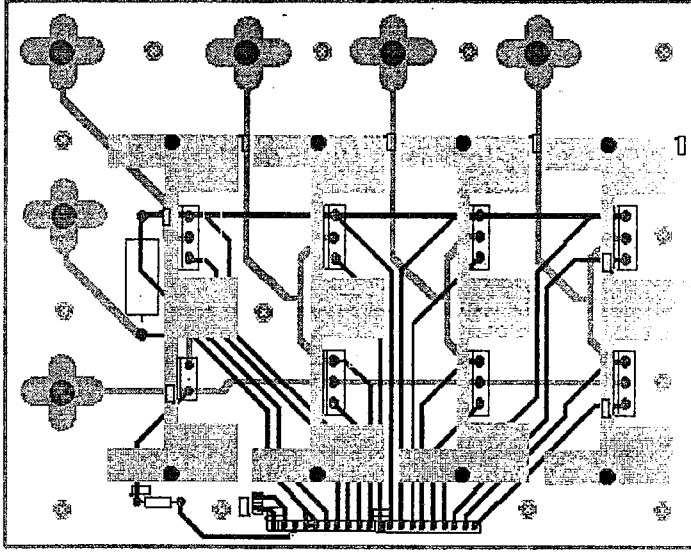


(b)

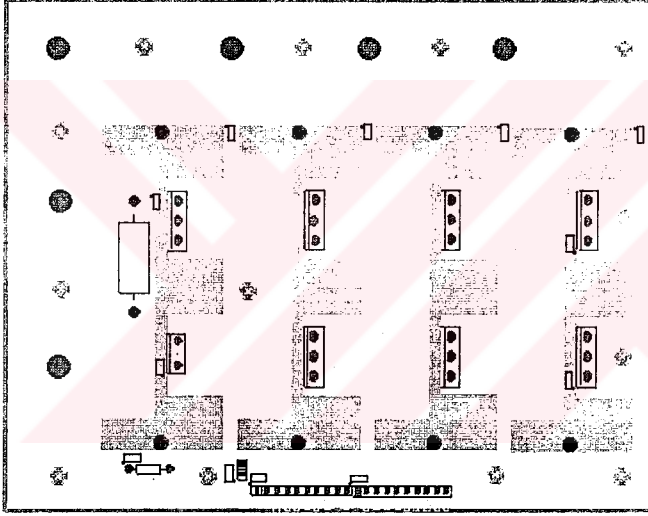


(c)

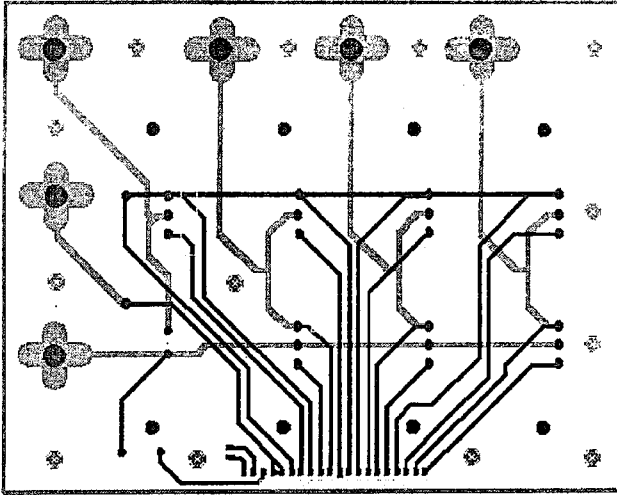
Kontrol sinyallerinin üretilmesine ve İGBT sürücüsü IR2235'e kadar olan kısmın pcb devresi (a) üstten görünüş (b) alttan görünüş (c) yerleşim düzeni



(a)



(b)



Güç katına ilişkin (a) üstten görüntü (b) alttan görüntü (c) yerleşim planı

3-PHASE BRIDGE DRIVER

Features

- Floating channel designed for bootstrap operation
Fully operational to +600V or +1200V
Tolerant to negative transient voltage
dV/dt immune
- Gate drive supply range from 10V/12V to 20V DC and up to 25V for transient
- Undervoltage lockout for all channels
- Over-current shut down turns off all six drivers
- Independent 3 half-bridge drivers
- Matched propagation delay for all channels
- 2.5V logic compatible
- Outputs out of phase with inputs

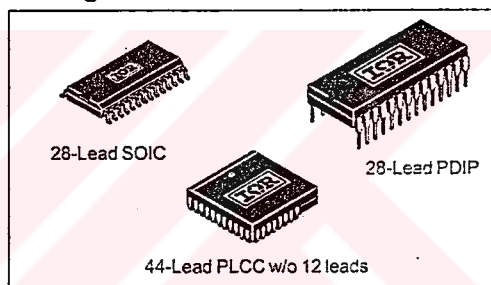
Description

The IR2133/IR2135/IR2233/IR2235 (J&S) are high voltage, high speed power MOSFET and IGBT driver with three independent high side and low side referenced output channels for 3-phase applications. Proprietary HVIC technology enables ruggedized monolithic construction. Logic inputs are compatible with CMOS or LSTTL outputs, down to 2.5V logic. An independent operational amplifier provides an analog feedback of bridge current via an external current sense resistor. A current trip function which terminates all six outputs can also be derived from this resistor. A shutdown function is available to terminate all six outputs. An open drain FAULT signal is provided to indicate that an over-current or undervoltage shutdown has occurred. Fault conditions are cleared with the FLT-CLR lead. The output drivers feature a high pulse current buffer stage designed for minimum driver cross-conduction. Propagation delays are matched to simplify use in high frequency applications. The floating channels can be used to drive N-channel power MOSFETs or IGBTs in the high side configuration which operates up to 600 volts or 1200 volts.

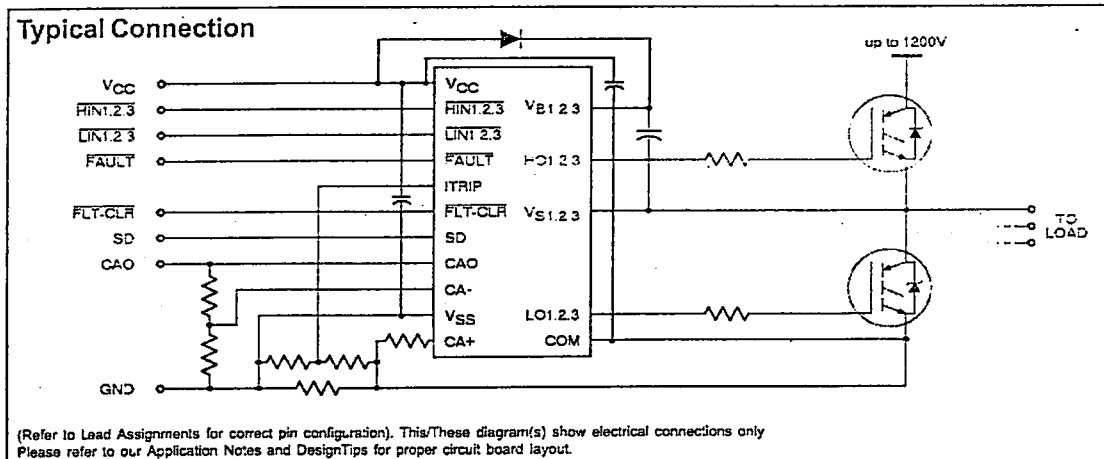
Product Summary

V _{OFFSET}	600V or 1200V max.
I _{O+/-}	200 mA / 420 mA
V _{OUT}	10 - 20V or 12 - 20V
t _{on/off} (typ.)	750/700 ns
Deadtime (typ.)	250 ns

Packages



Typical Connection



(Refer to Lead Assignments for correct pin configuration). This/These diagram(s) show electrical connections only
Please refer to our Application Notes and DesignTips for proper circuit board layout.

IR2133/IR2135/IR2233/IR2235 (J&S)

International
IR Rectifier

Absolute Maximum Ratings

Absolute Maximum Ratings indicate sustained limits beyond which damage to the device may occur. All voltage parameters are absolute voltages referenced to COM. The Thermal Resistance and Power Dissipation ratings are measured under board mounted and still air conditions.

Symbol	Definition	Min. *	Max.	Units	
V _{B1,2,3}	High side floating supply voltage (IR2133/IR2135)	-0.3	625	V	
		(IR2233/IR2235)	-0.3		1225
V _{S1,2,3}	High side floating supply offset voltage	V _{B1,2,3} - 25	V _{B1,2,3} + 0.3		
V _{HO1,2,3}	High side floating output voltage	V _{S1,2,3} - 0.3	V _{B1,2,3} + 0.3		
V _{CC}	Fixed supply voltage	-0.3	25		
V _{SS}	Logic ground	V _{CC} - 25	V _{CC} + 0.3		
V _{LO1,2,3}	Low side output voltage	-0.3	V _{CC} + 0.3		
V _{IN}	Logic input voltage (HIN, LIN, ITRIP, SD & FLT-CLR)	V _{SS} - 0.3	(V _{SS} + 15) or (V _{CC} + 0.3) whichever is lower		
V _{FI,AMP}	Op amp input voltage (CA+ & CA-)	V _{SS} - 0.3	V _{CC} + 0.3		
V _{OUT,AMP}	Op amp output voltage (CAO)	V _{SS} - 0.3	V _{CC} + 0.3		
V _{FLT}	FAULT output voltage	V _{SS} - 0.3	V _{CC} + 0.3		
dV _S /dt	Allowable offset supply voltage transient	—	50	V/ns	
P _D	Package power dissipation @ T _A ≤ 25°C	(28 Lead PDIP)	—	1.5	W
		(28 Lead SOIC)	—	1.6	
		(44 lead PLCC)	—	2.0	
R _{thJA}	Thermal resistance, junction to ambient	(28 Lead PDIP)	—	83	°C/W
		(28 Lead SOIC)	—	78	
		(44 lead PLCC)	—	63	
T _J	Junction temperature	—	125	°C	
T _S	Storage temperature	-55	150		
T _L	Lead temperature (soldering, 10 seconds)	—	300		

Recommended Operating Conditions

The input/output logic timing diagram is shown in figure 1. For proper operation the device should be used within the recommended conditions. All voltage parameters are absolute voltages referenced to COM. The VS offset rating is tested with all supplies biased at 15V differential.

Symbol	Parameter Definition	Min.	Max.	Units
V _{B1,2,3}	High side floating supply voltage	V _{S1,2,3} + 10/12	V _{S1,2,3} + 20	V
V _{S1,2,3}	High side floating supply offset voltage (IR2133/IR2135)	Note 1	600	
		(IR2233/IR2235)	Note 1	
V _{HO1,2,3}	High side floating output voltage	V _{S1,2,3}	V _{B1,2,3}	
V _{CC}	Fixed supply voltage	10 or 12	20	
V _{SS}	Low side driver return	-5	5	
V _{LO1,2,3}	Low side output voltage	0	V _{CC}	
V _{IN}	Logic input voltage (HIN, LIN, ITRIP, SD & FLT-CLR)	V _{SS}	V _{SS} + 5	
V _{IN,AMP}	Op amp input voltage (CA+ & CA-)	V _{SS}	V _{SS} + 5	
V _{OUT,AMP}	Op amp output voltage (CAO)	V _{SS}	V _{SS} + 5	
V _{FLT}	FAULT output voltage	V _{SS}	V _{CC}	

Note 1: Logic operational for V_S of COM - 5V to COM + 600V/1200V. Logic state held for V_S of COM - 5V to COM - V_{BS}. (Please refer to the Design Tip DT97-3 for more details).

Note 2: All input pins, op amp input and output pins are internally clamped with a 5.2V zener diode.

IR2133/IR2135/IR2233/IR2235 (J&S)

Dynamic Electrical Characteristics

$V_{BIAS} (V_{CC}, V_{BS1,2,3}) = 15V$, $V_{S1,2,3} = V_{SS}$, $T_A = 25^\circ C$ and $C_L = 1000$ pF unless otherwise specified.

Symbol	Definition	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
t_{on}	Turn-on propagation delay	500	750	1000	ns	$V_{IN} = 0$ & 5V $V_{S1,2,3} = 0$ to 600V or 1200V
t_{off}	Turn-off propagation delay	450	700	950		
t_r	Turn-on rise time	—	90	150		
t_f	Turn-off fall time	—	40	70		
t_{sd}	SD to output shutdown propagation delay	500	750	1000		
t_{trip}	ITRIP to output shutdown propagation delay	600	850	1100		
t_{bl}	ITRIP blanking time	—	400	—		
t_{fit}	ITRIP to FAULT propagation delay	400	650	900		
$t_{fil.in}$	Input filter time (HIN, LIN and SD)	—	310	—		
t_{fltclr}	FLT-CLR to FAULT clear time	600	850	1100		
DT	Deadtime, LS turn-off to HS turn-on & HS turn-off to LS turn-on	100	250	400	V/ μ s	$V_{IN} = 0$ & 5V
SR+	Amplifier slew rate (positive)	5	10	—		
SR-	Amplifier slew rate (negative)	2	2.5	—		

NOTE: For high side PWM, HIN pulse width must be $\geq 1\mu$ sec

Static Electrical Characteristics

$V_{BIAS} (V_{CC}, V_{BS1,2,3}) = 15V$ unless otherwise specified and $T_A = 25^\circ C$. The V_{IN} , V_{TH} and I_{IN} parameters are referenced to V_{SS} and are applicable to all six channels (HS_{1,2,3} & LS_{1,2,3}). The V_O and I_O parameters are referenced to V_{SS} and $V_{S1,2,3}$ and are applicable to the respective output leads: HO_{1,2,3} or LO_{1,2,3}.

Symbol	Definition	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
V_{IH}	Logic "0" Input Voltage (OUT = LO)	2.2	—	—	V	
V_{IL}	Logic "1" Input Voltage (OUT = Hi)	—	—	0.8		
$V_{FCLR.IH}$	Logic "0" Fault Clear Input Voltage	2.2	—	—		
$V_{FCLR.IL}$	Logic "1" Fault Clear Input Voltage	—	—	0.8		
$V_{SD.TH+}$	SD Input Positive Going Threshold	1.6	1.9	2.2		
$V_{SD.TH-}$	SD Input Negative Going Threshold	1.4	1.7	2.0		
$V_{ITRIP.TH+}$	ITRIP Input Positive Going Threshold	470	570	670	mV	$V_{IN} = 0V, I_O = 0A$
$V_{ITRIP.TH-}$	ITRIP Input Negative Going Threshold	360	460	560		
V_{OH}	High Level Output Voltage, $V_{BIAS} - V_O$	—	—	100		$V_{IN} = 5V, I_O = 0A$
V_{OL}	Low Level Output Voltage, V_O	—	—	100		
I_{LK}	Offset Supply Leakage Current (IR2133/IR2135) (IR2233/IR2235)	—	—	50	μ A	$V_{S1,2,3} = V_{S1,2,3} = 600V$
		—	—	50		$V_{B1,2,3} = V_{S1,2,3} = 1200V$
I_{QSS}	Quiescent V_{BS} Supply Current	—	50	100	mA	$V_{IN} = 0V$ or 5V
I_{QCC}	Quiescent V_{CC} Supply Current	—	4	8		$V_{IN} = 0V$ or 5V
I_{IN+}	Logic "1" Input Bias Current (OUT = Hi)	—	200	350	μ A	$V_{IN} = 0V$
I_{IN-}	Logic "0" Input Bias Current (OUT = LO)	—	100	250		$V_{IN} = 5V$
I_{SD+}	"High" Shutdown Bias Current	—	30	100	nA	SD = 5V
I_{SD-}	"Low" Shutdown Bias Current	—	—	100		SD = 0V
I_{ITRIP+}	"High" ITRIP Bias Current	—	30	100	μ A	ITRIP = 5V
I_{ITRIP-}	"Low" ITRIP Bias Current	—	—	100	nA	ITRIP = 0V

IR2133/IR2135/IR2233/IR2235 (J&S)

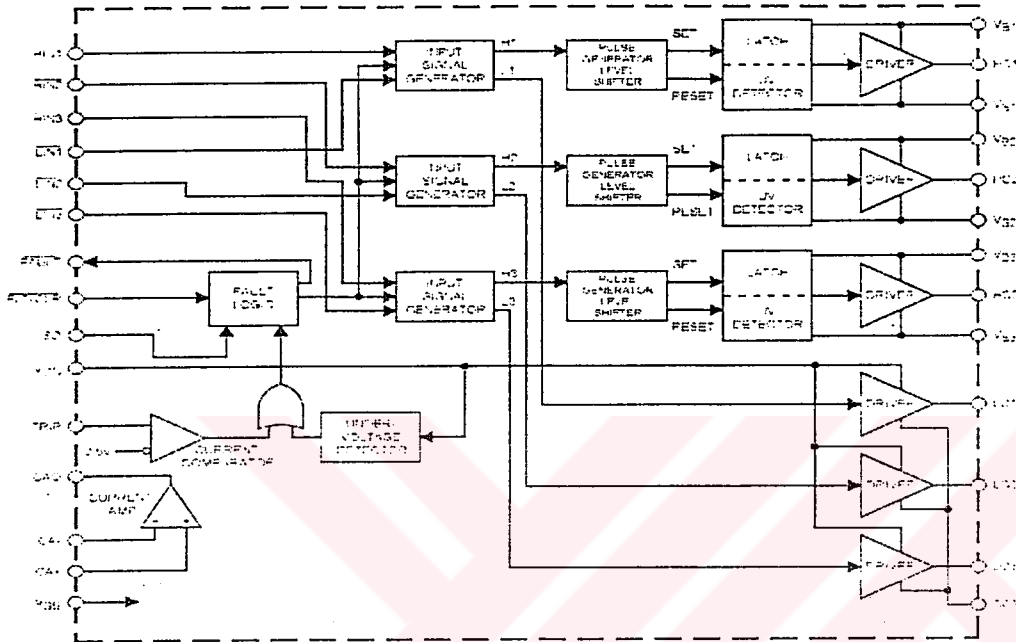
International
IR Rectifier

Static Electrical Characteristics — Continued

V_{BIAS} (V_{CC} , $V_{SS1,2,3}$) = 15V and T_A = 25°C unless otherwise specified. The V_{IN} , V_{TH} and I_{IN} parameters are referenced to V_{SS} and are applicable to all six channels (HS1,2,3 & LS1,2,3). The V_O and I_O parameters are referenced to V_{SS} and $V_{SS1,2,3}$ and are applicable to the respective output leads: HO or LO.

Symbol	Parameter Definition	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
$I_{FLTCLR+}$	"High" Fault Clear Input Bias Current	—	200	350	μA	FLT-CLR = 0V
$I_{FLTCLR-}$	"Low" Fault Clear Input Bias Current	—	100	250		FLT-CLR = 5V
V_{ESUV+}	V_{SS} Supply Undervoltage Positive Going Threshold (for IR2133/IR2233) (for IR2135/IR2235)	7.6	8.6	9.6	V	
		9.2	10.4	11.6		
V_{ESUV-}	V_{SS} Supply Undervoltage Negative Going Threshold (for IR2133/IR2233) (for IR2135/IR2235)	7.2	8.2	9.2		
		8.3	9.4	10.5		
V_{ESUVH}	V_{SS} Supply Undervoltage Lockout Hysteresis (for IR2133/IR2233) (for IR2135/IR2235)	—	0.4	—		
		—	1	—		
V_{CCUV+}	V_{CC} Supply Undervoltage Positive Going Threshold (for IR2133/IR2233) (for IR2135/IR2235)	7.6	8.6	9.6		
		9.2	10.4	11.6		
V_{CCUV-}	V_{CC} Supply Undervoltage Negative Going Threshold (for IR2133/IR2233) (for IR2135/IR2235)	7.2	8.2	9.2		
		8.3	9.4	10.5		
V_{CCLVH}	V_{CC} Supply Undervoltage Lockout Hysteresis (for IR2133/IR2233) (for IR2135/IR2235)	—	0.4	—		
		—	1	—		
R_{ON_FLT}	FAULT- Low On Resistance	—	70	100	Ω	
I_{OH}	Output High Short Circuit Pulsed Current	190	250	—	mA	$V_{OUT} = 0V$, $V_{IN} = 0V$ $PW \leq 10 \mu s$
I_{OL}	Output Low Short Circuit Pulsed Current	380	500	—		$V_{OUT} = 15V$, $V_{IN} = 5V$ $PW \leq 10 \mu s$
V_{OS}	Amplifier Input Offset Voltage	—	0	30	mV	$CA+ = 0.2V$, $CA- = CAO$
I_{IN_AMP}	Amplifier Input Bias Current	—	—	4	nA	$CA+ = CA- = 2.5V$
CMRR	Amplifier Common Mode Rejection Ratio	50	70	—	dB	$CA+ = 0.1V \& 5V$, $CA- = CAO$
PSRR	Amplifier Power Supply Rejection Ratio	50	70	—		$CA+ = 0.2V$, $CA- = CAO$ $V_{CC} = 10V \& 20V$
V_{OH_AMP}	Amplifier High Level Output Voltage	5	5.2	5.4	V	$CA+ = 1V$, $CA- = 0V$
V_{OL_AMP}	Amplifier Low Level Output Voltage	—	—	20	mV	$CA+ = 0V$, $CA- = 1V$
I_{SRC_AMP}	Amplifier Output Source Current	4	7	—	mA	$CA+ = 1V$, $CA- = 0V$, $CAO = 4V$
I_{SNK_AMP}	Amplifier Output Sink Current	0.5	1	—		$CA+ = 0V$, $CA- = 1V$, $CAO = 2V$
I_{OH_AMP}	Amplifier Output High Short Circuit Current	—	10	—		$CA+ = 5V$, $CA- = 0V$, $CAO = 0V$
I_{OL_AMP}	Amplifier Output Low Short Circuit Current	—	4	—		$CA+ = 0V$, $CA- = 5V$, $CAO = 5V$

Functional Block Diagram



Lead Definitions

Symbol	Lead Description
HIN1,2,3	Logic inputs for high side gate driver outputs (HO1,2,3), out of phase.
LIN1,2,3	Logic inputs for low side gate driver outputs (LO1,2,3), out of phase.
FAULT	Indicates over-current or undervoltage lockout (low side) has occurred, negative logic.
Vcc	Logic and low side fixed supply.
ITRIP	Input for over-current shut down.
FLT-CLR	Logic input for fault clear, negative logic.
SD	Logic input for shut down.
CAO	Output of current amplifier.
CA-	Negative input of current amplifier.
CA+	Positive input of current amplifier.
Vss	Logic ground.
COM	Low side return.
VS1,2,3	High side floating supplies.
HO1,2,3	High side gate drive outputs.
VS1,2,3	High side floating supply returns.
LO1,2,3	Low side gate drive outputs

IR2133/IR2135/IR2233/IR2235 (J&S)

International
IR Rectifier

Lead Assignments

<p>28 Lead DIP</p>	<p>44 Lead PLCC w/o 12 Leads</p>	<p>28 Lead SOIC (Wide Body)</p>
<p>IR2133 IR2135 IR2233 IR2235</p>	<p>IR2133J IR2135J IR2233J IR2235J</p>	<p>IR2133S IR2135S IR2233S IR2235S</p>
<p>Part Number</p>		

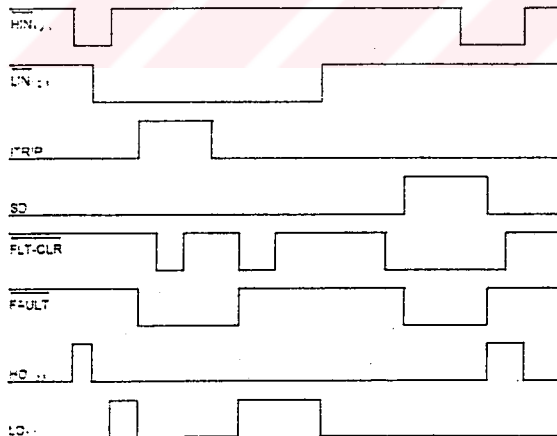


Figure 1. Input/Output Timing Diagram

**IR IS YOUR BEST CHOICE FOR
POWER ELECTRONICS APPLICATIONS**

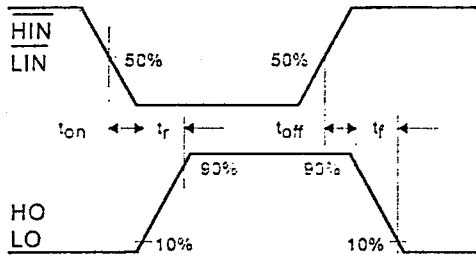


Figure 2. Switching Time Waveform Definitions

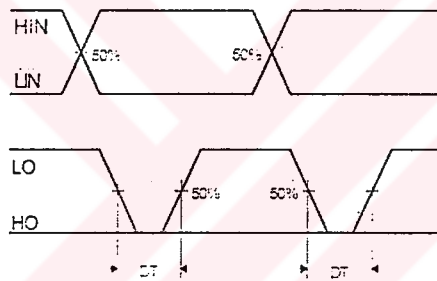


Figure 3. Deadtime Waveform Definitions

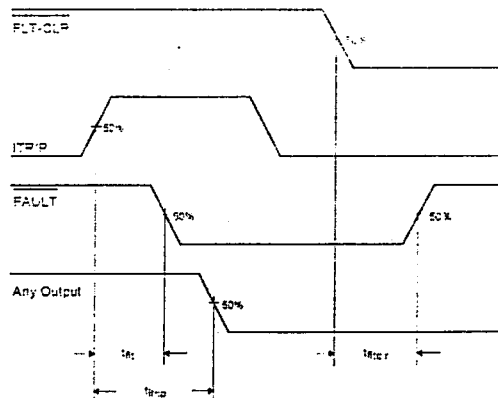


Figure 4. Overcurrent Shutdown Waveform

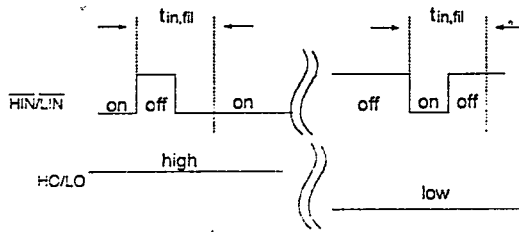


Figure 4.5 Input Filter Function

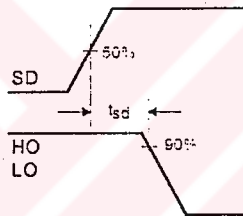


Figure 5. Shutdown Waveform Definitions

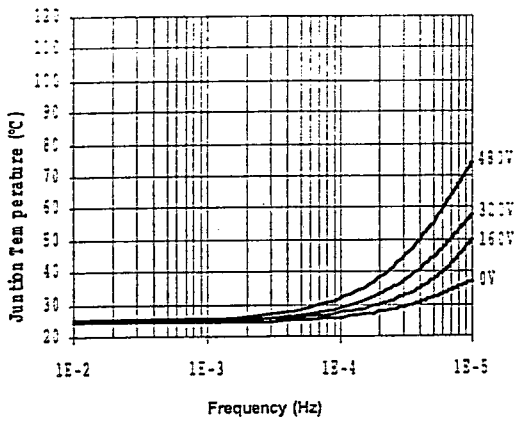


Figure 7. IR2133J Junction Temperature vs Frequency Driving (IRGPC20KD2) Rgate = 5.1Ω @ Vcc = 15V

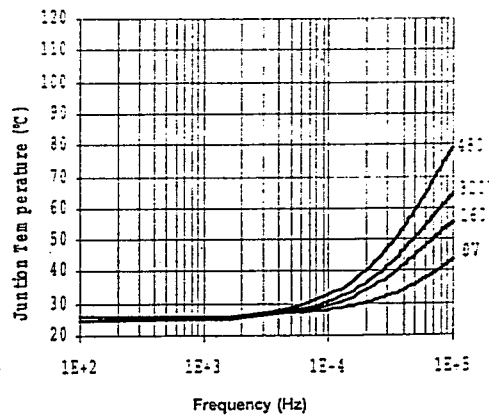


Figure 8. IR2133J Junction Temperature vs Frequency Driving (IRGPC30KD2) Rgate = 5.1Ω @ Vcc = 15V

IR2133/IR2135/IR2233/IR2235 (J&S)

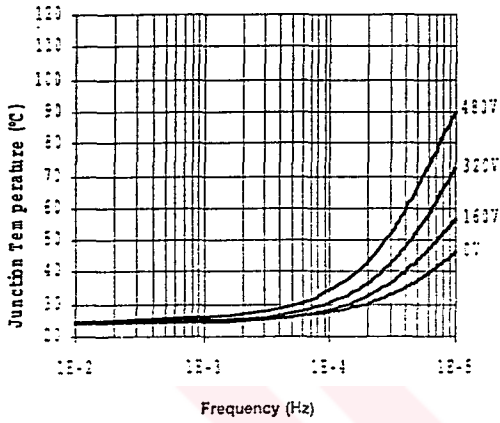


Figure 9. IR2133J Junction Temperature vs Frequency Driving (IRGPC40KD2) Rgate = 5.1Ω @ Vcc = 15V

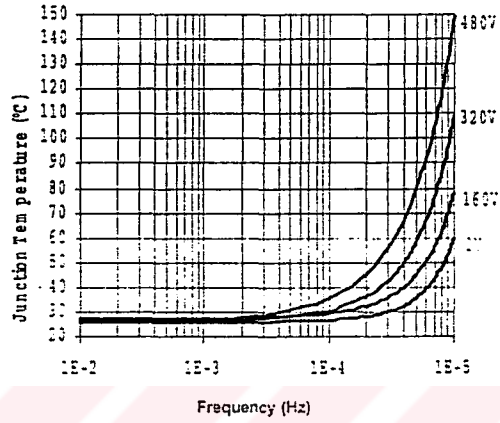


Figure 10. IR2133J Junction Temperature vs Frequency Driving (IRGPC50KD2) Rgate = 5.1Ω @ Vcc = 15V

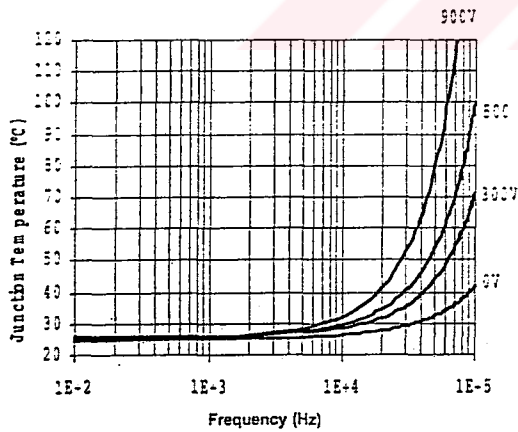


Figure 11. IR2233J Junction Temperature vs Frequency Driving (IRG4PH30KD) Rgate = 20Ω @ Vcc = 15V

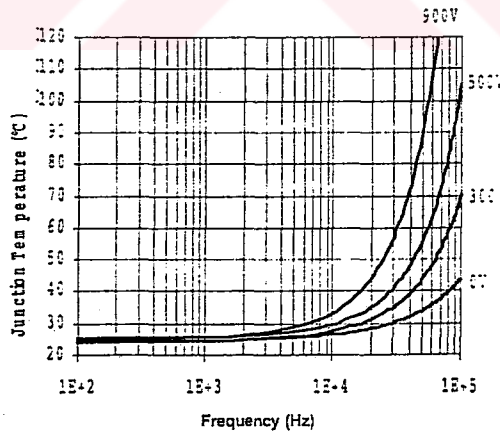


Figure 12. IR2233J Junction Temperature vs Frequency Driving (IRG4PH40KD) Rgate = 15Ω @ Vcc = 15V

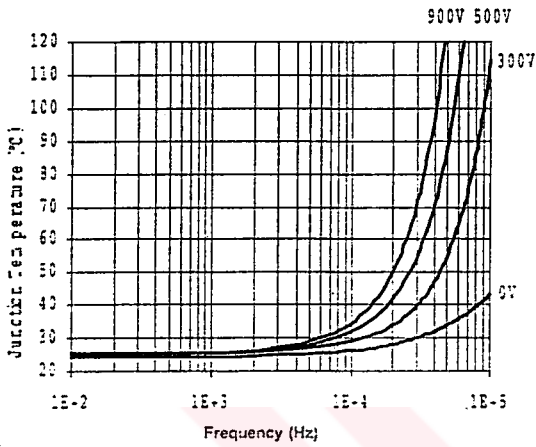


Figure 13. IR2233J Junction Temperature vs Frequency Driving (IRG4PH50KD) Rgate = 10Ω @ Vcc = 15V

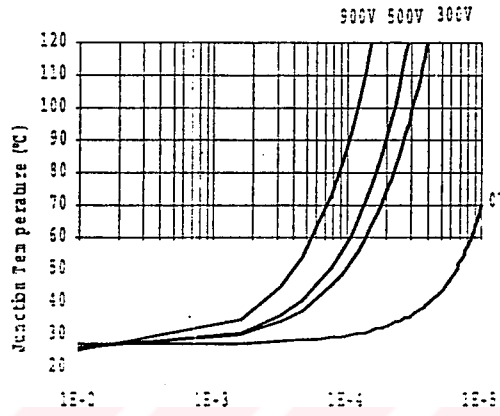
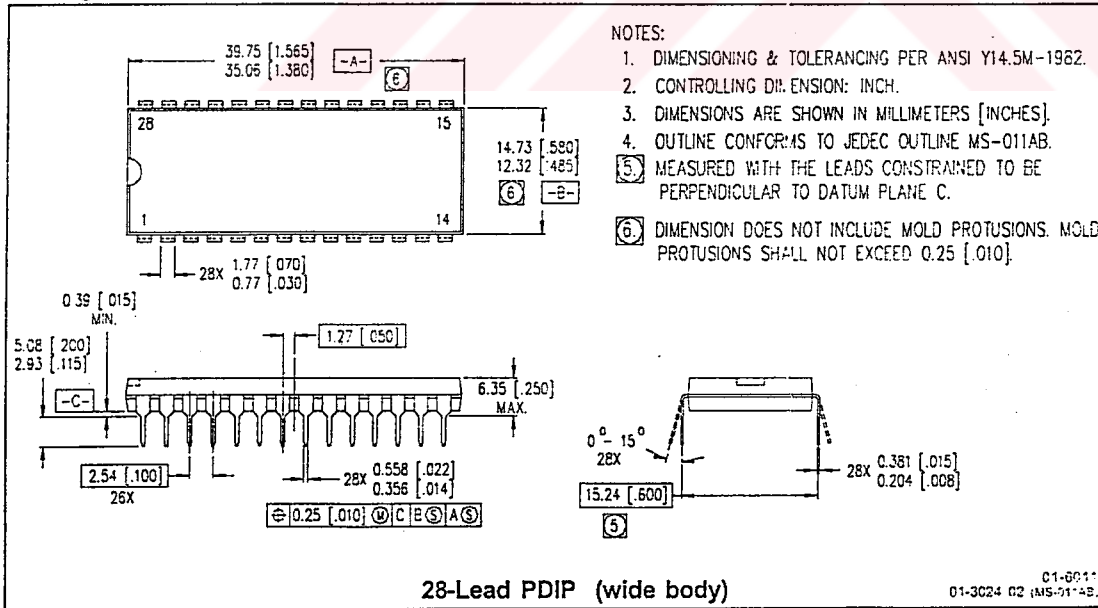
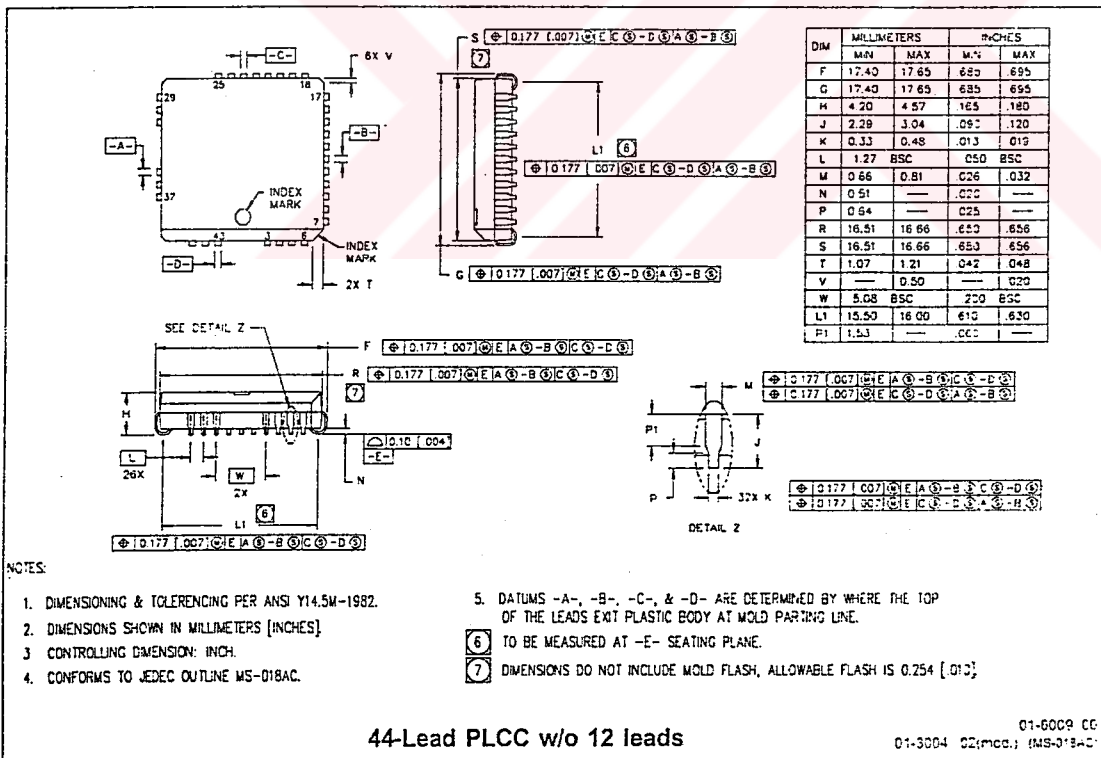
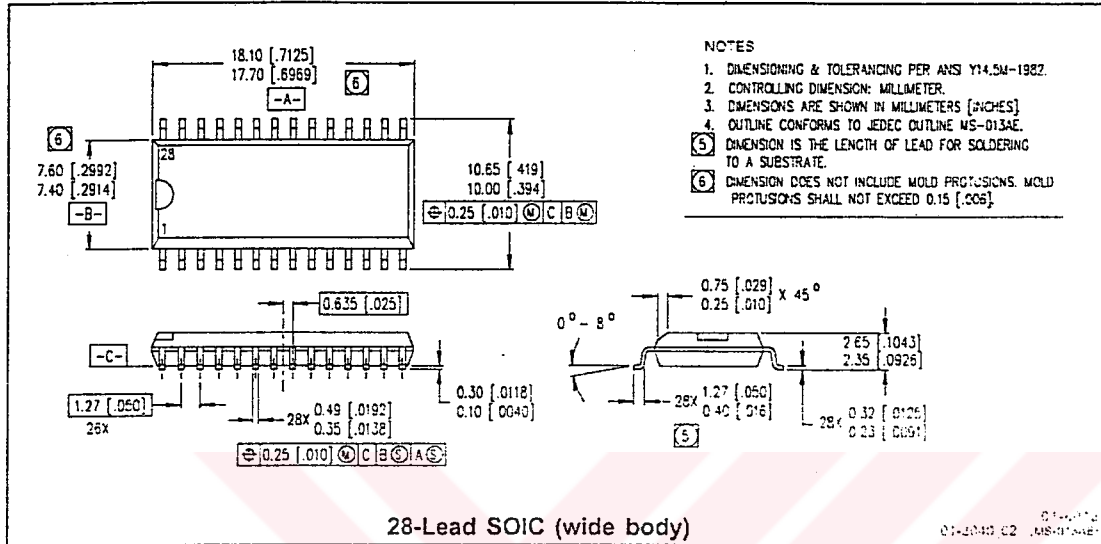


Figure 14. IR2133J Junction Temperature vs Frequency Driving (IRG4ZH71KD) Rgate = 5Ω @ Vcc = 15V

Package Dimensions



IR2133/IR2135/IR2233/IR2235 (J&S)



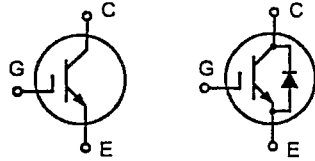


High Voltage IGBT with optional Diode

IXDH 20N120
IXDH 20N120 D1

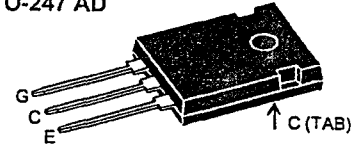
$V_{CES} = 1200\text{ V}$
 $I_{C25} = 38\text{ A}$
 $V_{CE(sat) \text{ typ}} = 2.4\text{ V}$

Short Circuit SOA Capability
Square RBSOA



IXDH 20N120 IXDH 20N120 D1

TO-247 AD



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

Symbol	Conditions	Maximum Ratings	
V_{CES}	$T_J = 25^\circ\text{C}$ to 150°C	1200	V
V_{CGR}	$T_J = 25^\circ\text{C}$ to 150°C ; $R_{GE} = 20\text{ k}\Omega$	1200	V
V_{GES}	Continuous	± 20	V
V_{GEM}	Transient	± 30	V
I_{C25}	$T_C = 25^\circ\text{C}$	38	A
I_{C90}	$T_C = 90^\circ\text{C}$	25	A
I_{CM}	$T_C = 90^\circ\text{C}$, $t_p = 1\text{ ms}$	50	A
RBSOA	$V_{GE} = \pm 15\text{ V}$, $T_J = 125^\circ\text{C}$, $R_G = 82\ \Omega$ Clamped inductive load, $L = 30\ \mu\text{H}$	$I_{CM} = 35$ $V_{CEK} < V_{CES}$	A
t_{SC} (SCSOA)	$V_{GE} = \pm 15\text{ V}$, $V_{CE} = V_{CES}$, $T_J = 125^\circ\text{C}$ $R_G = 82\ \Omega$, non repetitive	10	μs
P_C	$T_C = 25^\circ\text{C}$	IGBT: 200 Diode: 75	W W
T_J		-55 ... +150	$^\circ\text{C}$
T_{sig}		-55 ... +150	$^\circ\text{C}$
Maximum lead temperature for soldering 1.6 mm (0.062 in.) from case for 10 s		300	$^\circ\text{C}$
M_d	Mounting torque	0.8 - 1.2	Nm
Weight		6	g

Features

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

Advantages

- Space savings
- High power density

Typical Applications

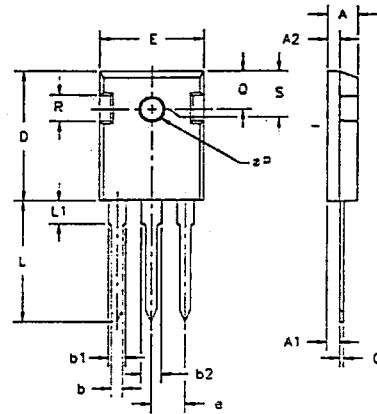
- AC motor speed control
- DC servo and robot drives
- DC choppers
- Uninterruptible power supplies (UPS)
- Switch-mode and resonant-mode power supplies

Symbol	Conditions	Characteristic Values ($T_J = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified)		
		min.	typ.	max.
$V_{(BR)CES}$	$V_{GE} = 0\text{ V}$	1200		V
$V_{GE(th)}$	$I_C = 0.6\text{ mA}$, $V_{CE} = V_{GE}$	4.5		6.5 V
I_{CES}	$V_{CE} = V_{CES}$ $T_J = 25^\circ\text{C}$ $T_J = 125^\circ\text{C}$		2	1 mA mA
I_{GES}	$V_{CE} = 0\text{ V}$, $V_{GE} = \pm 20\text{ V}$			$\pm 500\text{ nA}$
$V_{CE(sat)}$	$I_C = 20\text{ A}$, $V_{GE} = 15\text{ V}$	2.4		3 V

Symbol	Conditions	Characteristic Values ($T_J = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified)		
		min.	typ.	max.
C_{ies}	$V_{CE} = 25\text{ V}, V_{GE} = 0\text{ V}, f = 1\text{ MHz}$		1000	pF
C_{oes}			150	pF
C_{res}			70	pF
Q_g	$I_C = 20\text{ A}, V_{GE} = 15\text{ V}, V_{CE} = 0.5 V_{CES}$		70	nC
$t_{d(on)}$	Inductive load, $T_J = 125^\circ\text{C}$ $I_C = 20\text{ A}, V_{GE} = \pm 15\text{ V},$ $V_{CE} = 600\text{ V}, R_G = 82\ \Omega$		100	ns
t_r			75	ns
$t_{d(off)}$			500	ns
t_f			70	ns
E_{on}			3.1	mJ
E_{off}		2.4	mJ	
R_{thJC}				0.63 KW
R_{thCH}	Package with heatsink compound		0.25	KW

Reverse Diode (FRED) [D1 version only]		Characteristic Values ($T_J = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified)		
Symbol	Conditions	min.	typ.	max.
V_F	$I_F = 20\text{ A}, V_{GE} = 0\text{ V}$		2.6	2.8 V
	$I_F = 20\text{ A}, V_{GE} = 0\text{ V}, T_J = 125^\circ\text{C}$		2.1	V
I_F	$T_C = 25^\circ\text{C}$			33 A
	$T_C = 90^\circ\text{C}$			20 A
I_{RM}	$I_F = 20\text{ A}, -di_F/dt = 400\text{ A}/\mu\text{s}, V_R = 600\text{ V}$		15	A
t_{rr}	$V_{GE} = 0\text{ V}, T_J = 125^\circ\text{C}$		200	ns
t_{rr}	$I_F = 1\text{ A}, -di_F/dt = 100\text{ A}/\mu\text{s}, V_R = 30\text{ V}, V_{GE} = 0\text{ V}$		40	ns
R_{thJC}				1.6 KW

TO-247 AD 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	.059	.098
b	1.0	1.4	.040	.055
b ₁	1.65	2.13	.065	.084
b ₂	2.67	3.12	.113	.123
C	.4	.8	.016	.031
D	20.80	21.46	.819	.845
E	15.75	16.26	.610	.640
e	5.20	5.72	0.205	0.225
L	19.81	20.32	.780	.800
L1		4.50		.177
⌀P	3.55	3.65	.140	.144
Q	5.89	6.40	0.232	0.252
R	4.32	5.49	.170	.216
S	6.15	BSC	242	BSC

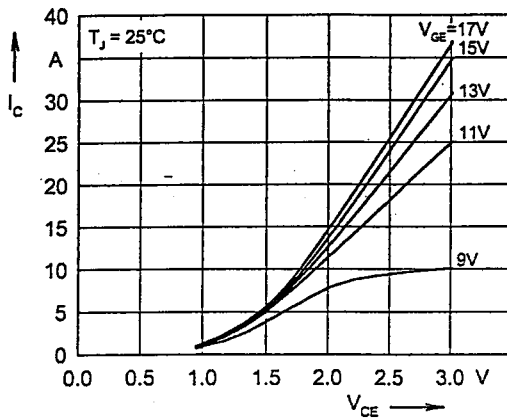


Fig. 1 Typ. output characteristics

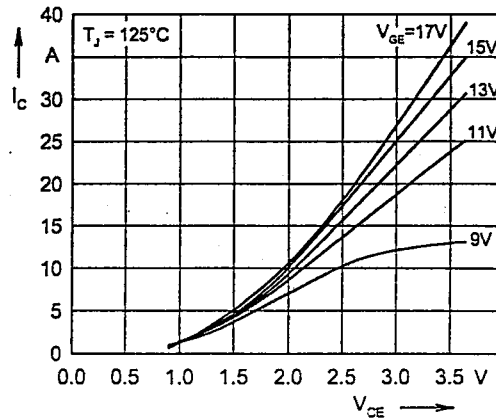


Fig. 2 Typ. output characteristics

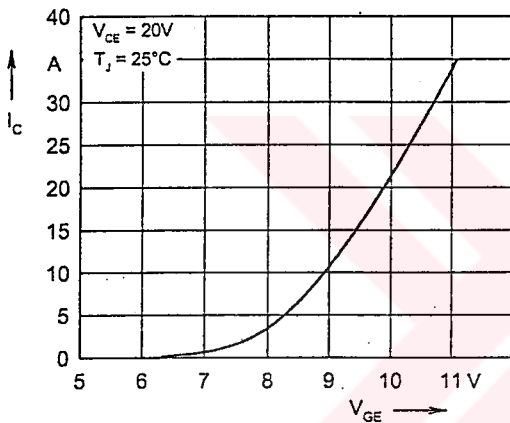


Fig. 3 Typ. transfer characteristics

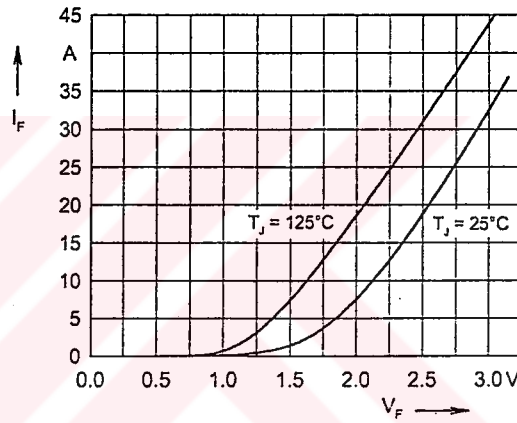


Fig. 4 Typ. forward characteristics of free wheeling diode (D1 version only)

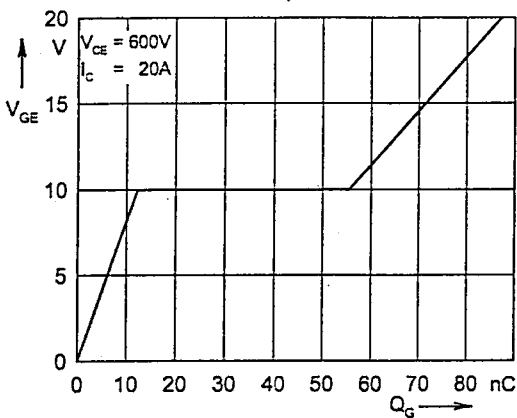


Fig. 5 Typ. turn on gate charge

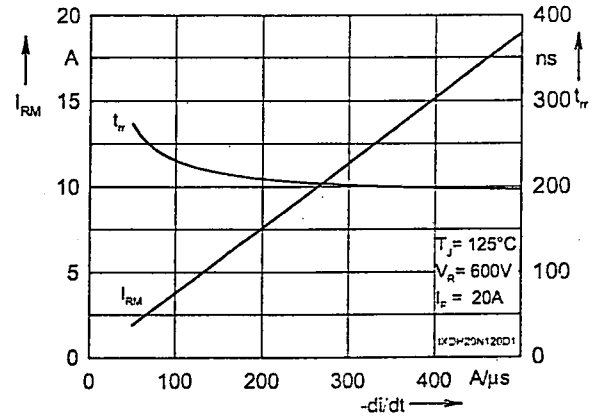


Fig. 6 Typ. turn off characteristics of free wheeling diode (D1 version only)

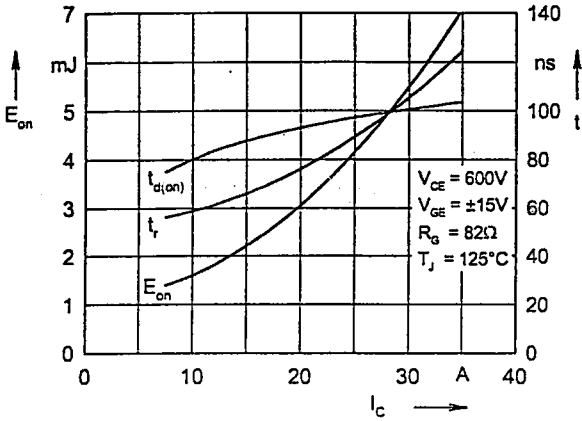


Fig. 7 Typ. turn on energy and switching times versus collector current

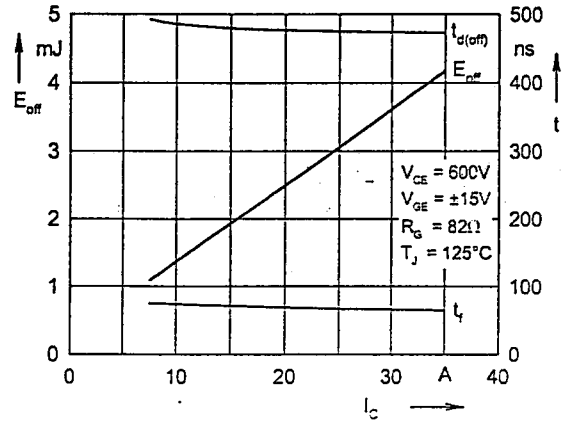


Fig. 8 Typ. turn off energy and switching times versus collector current

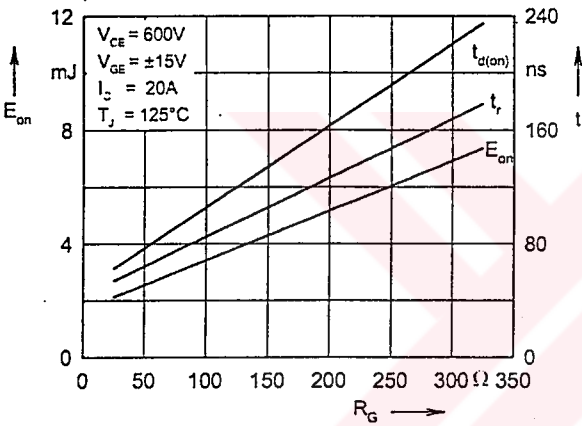


Fig. 9 Typ. turn on energy and switching times versus gate resistor

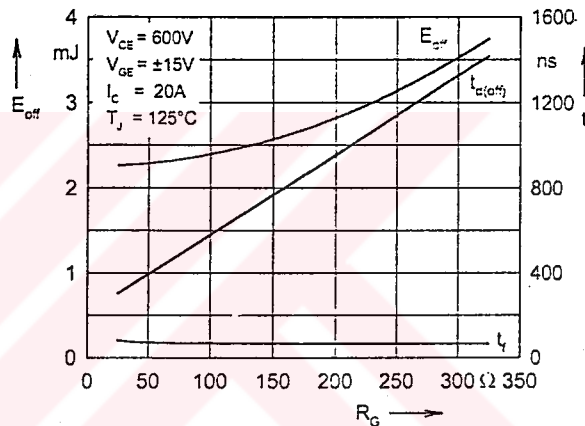


Fig. 10 Typ. turn off energy and switching times versus gate resistor

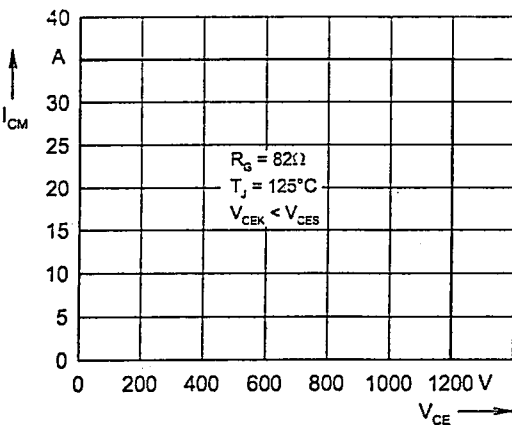


Fig. 11 Reverse biased safe operating area RBSOA

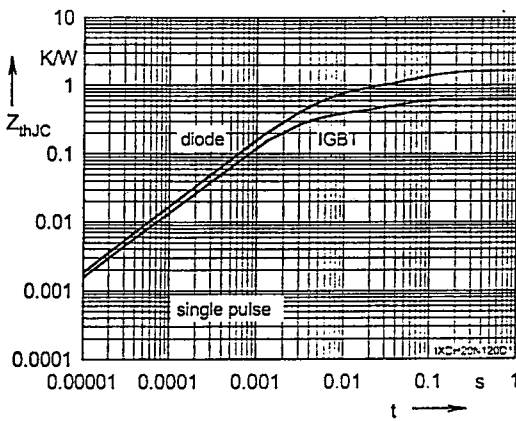


Fig. 12 Typ. transient thermal impedance

Features

3-Phase Waveform Generation — The MC3PHAC generates six PWM signals which have been modulated with variable voltage and variable frequency information in order to control a 3-phase ac motor. A third harmonic signal has been superimposed on top of the fundamental motor frequency to achieve full bus voltage utilization. This results in a 15 percent increase in maximum output amplitude compared to pure sine wave modulation.

The waveform is updated at a 5.3 kHz rate (except when the PWM frequency is 15.9 kHz), resulting in near continuous waveform quality. At 15.9 kHz, the waveform is updated at 4.0 kHz.

DSP Filtering — A 24-bit IIR digital filter is used on the SPEED input signal in standalone mode, resulting in enhanced speed stability in noisy environments. The sampling period of the filter is 3 ms (except when the PWM frequency is 15.9 kHz) and it mimics the response of a single pole analog filter having a pole at 0.4 Hz. At a PWM frequency of 15.9 kHz, the sampling period is 4 ms and the pole is located at 0.3 Hz.

High Precision Calculations — Up to 32-bit variable resolution is employed for precision control and smooth performance. For example, the motor speed can be controlled with a resolution of 4 mHz.

Smooth Voltage Transitions — When the commanded speed of the motor passes through ± 1 Hz, the voltage is gently applied or removed depending on the direction of the speed change. This eliminates any pops or surges that may occur, especially under conditions of high-voltage boost at low frequencies.

High-Side Bootstrapping — Many motor drive topologies (especially high-voltage drives) use optocouplers to supply the PWM signal to the high-side transistors. Often, the high-side transistor drive circuitry contains a charge pump circuit to create a floating power supply for each high-side transistor that is dependent on low-side PWMs to develop power. When the motor has been off for a period of time, the charge on the high-side power supply capacitor is depleted and must be replenished before proper PWM operation can resume.

To accommodate such topologies, the MC3PHAC will always provide 100 ms of 50 percent PWM drive to only the low-side transistors each time the motor is turned on. Since the top transistors remain off during this time, it has the effect of applying zero volts to the motor, and no motion occurs. After this period, motor waveform modulation begins, with PWM drive also being applied to the high-side transistors.

Fast Velocity Updating — During periods when the motor speed is changing, the rate at which the velocity is updated is critical to smooth operation. If these updates occur too infrequently, a ratcheting effect will be exhibited on the motor, which inhibits smooth torque performance. However, velocity profiling is

a very calculation intensive operation to perform, which runs contrary to the previous requirement.

In the MC3PHAC, a velocity pipelining technique is employed which allows linear interpolation of the velocity values, resulting in a new velocity value every 189 μs (252 μs for 15.9 kHz PWMs). The net result is ultra smooth velocity transitions, where each velocity step is not perceivable by the motor.

Dynamic Bus Ripple Cancellation — The dc bus voltage is sensed by the MC3PHAC, and any deviations from a predetermined norm (3.5 V on the dc bus input pin) result in corrections to the PWM values to counteract the effect of the bus voltage changes on the motor current. The frequency of this calculation is sufficiently high to permit compensation for line frequency ripple, as well as slower bus voltage changes resulting from regeneration or brown out conditions. See Figure 4.

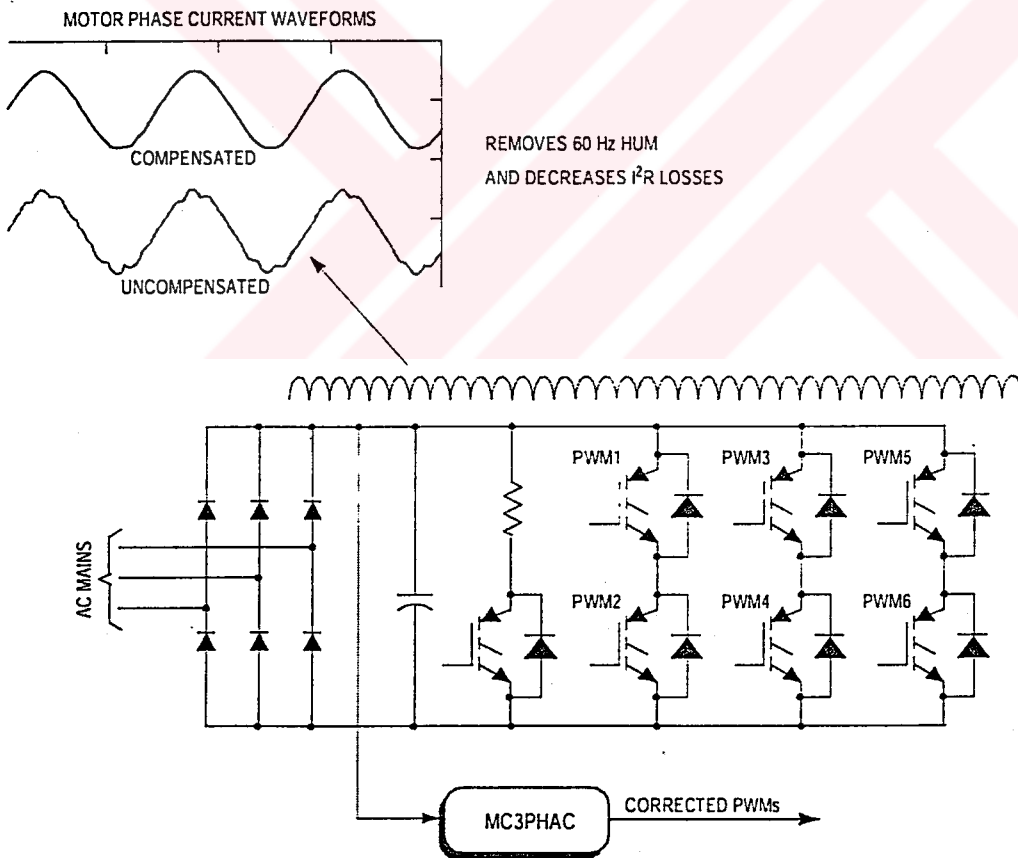


Figure 4. Dynamic Bus Ripple Cancellation

Selectable Base Frequency — Alternating current (ac) motors are designed to accept rated voltage at either 50 or 60 Hz, depending on what region of the world they were designed to be used. The MC3PHAC can accommodate both types of motors by allowing the voltage profile to reach maximum value at either 50 or 60 Hz. This parameter can be specified at initialization in standalone mode, or it can be changed at any time in PC master software mode.

Selectable PWM Polarity — The polarity of the PWM outputs may be specified such that a logic high on a PWM output can either be the asserted or negated state of the signal. In standalone mode, this parameter is specified at initialization and applies to all six PWM outputs. In PC master software mode, the polarity of the top PWM signals can be specified separately from the polarity of the bottom PWM signals.

This specification can be done at any time, but once it is done, the polarities are locked and cannot be changed until a reset occurs. Also, any commands from PC master software that would have the effect of enabling PWMs are prevented by the MC3PHAC until the polarity has been specified.

In standalone mode, the base frequency and PWM polarity are specified at the same time during initialization by connecting either pin 25, 26, 27, or 28 exclusively to the PWMPOL_BASEFREQ input. During initialization, pins 25, 26, 27, and 28 are cycled one at a time to determine which one has been connected to the PWMPOL_BASEFREQ input.

Table 3 shows the selected PWM polarity and base frequency as a function of which pin connection is made. Refer to the standalone mode schematic, Figure 8. Only one of these jumpers (JP1–JP4) can be connected at any one time.

NOTE: *It is not necessary to break this connection once the initialization phase has been completed. The MC3PHAC will function properly while this connection is in place.*

**Table 3. PWM Polarity and Base Frequency
Specification in Standalone Mode**

Pin Connected to PWMPOL_BASEFREQ Pin	PWM Polarity	Base Frequency
MUX_IN (JP1)	Logic low = on	50 Hz
SPEED (JP2)	Logic high = on	50 Hz
ACCEL (JP3)	Logic low = on	60 Hz
DC_BUS (JP4)	Logic high = on	60 Hz

Selectable PWM Frequency — The MC3PHAC accommodates four discrete PWM frequencies and can be changed dynamically while the motor is running. This resistor can be a potentiometer or a fixed resistor in the range shown in Table 4. In standalone mode, the PWM frequency is specified by applying a voltage to the MUX_IN pin while the PWMFREQ_RxD pin is being driven low. Table 4 shows the required voltage levels on the MUX_IN pin and the associated PWM frequency for each voltage range.

NOTE: The PWM frequencies are based on a 4.00 MHz frequency applied to the oscillator input.

Table 4. MUX_IN Resistance Ranges and Corresponding PWM Frequencies

Voltage Input	PWM Frequency
0 to 1 V	5.291 kHz
1.5 to 2.25 V	10.582 kHz
2.75 to 3.5 V	15.873 kHz
4 to 5 V	21.164 kHz

Selectable PWM Dead Time — Besides being able to specify the PWM frequency, the blanking time interval between the on states of the complementary PWM pairs can also be specified. Refer to the graph in Figure 9 for the resistance value versus dead time. Figure 9 assumes a $6.8 \text{ k}\Omega \pm 5\%$ pullup resistor. In standalone mode, this is done by

supplying a voltage to the MUX_IN pin while the DT_FAULTOUT pin is being driven low. In this way, dead time can be specified with a scaling factor of $2.075 \mu\text{s}$ per volt, with a minimum value of $0.5 \mu\text{s}$. In PC master software mode, this value can be selected to be anywhere between 0 and $32 \mu\text{s}$.

In both standalone and PC master software modes, the dead time value can be written only once. Further updates of this parameter are locked out until a reset condition occurs.

Speed Control — The synchronous motor frequency can be specified in real time to be any value from 1 Hz to 128 Hz by the voltage applied to the SPEED pin. The scaling factor is 25.6 Hz per volt. This parameter can also be controlled directly from PC master software in real time.

The SPEED pin is processed by a 24-bit digital filter to enhance the speed stability in noisy environments. This filter is only activated in standalone mode.

Acceleration Control — Motor acceleration can be specified in real time to be in the range from 0.5 Hz/second, ranging to 128 Hz/second, by the voltage applied to the ACCEL pin. The scaling factor is 25.6 Hz/second per volt. This parameter can also be controlled directly from PC master software in real time.

Voltage Profile Generation — The MC3PHAC controls the motor voltage in proportion to the specified frequency, as indicated in Figure 5.

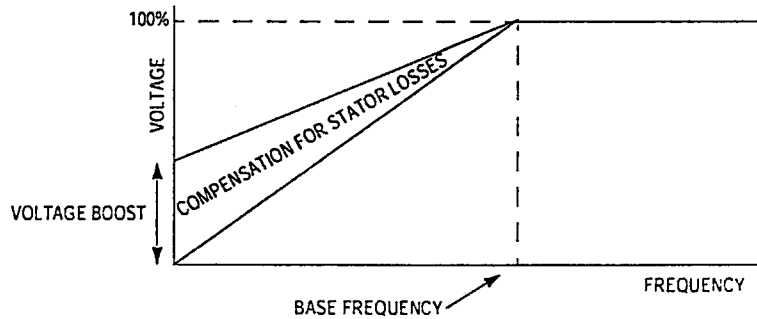


Figure 5. Voltage Profiling, Including Voltage Boost

An ac motor is designed to draw a specified amount of magnetizing current when supplied with rated voltage at the base frequency. As the frequency decreases, assuming no stator losses, the voltage must decrease in exact proportion to maintain the required magnetizing current. In reality, as the frequency decreases, the voltage drop in the series stator resistance increases in proportion to the voltage across the magnetizing inductance. This has the effect of further reducing the voltage across the magnetizing inductor, and consequently, the magnetizing current. A schematic representation of this effect is illustrated in Figure 6. To compensate for this voltage loss, the voltage profile is boosted over the normal voltage curve in Figure 5, so that the magnetizing current remains constant over the speed range.

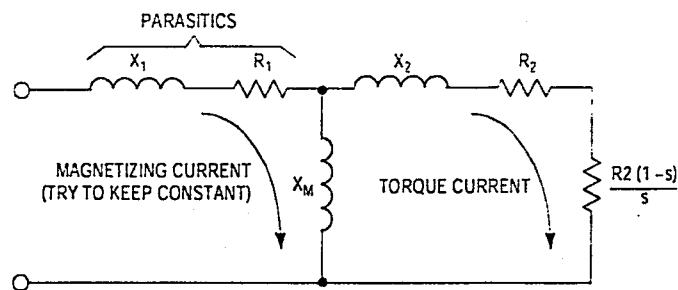


Figure 6. AC Motor Single Phase Model Showing Parasitic Stator Impedances

The MC3PHAC allows the voltage boost to be specified as a percentage of full voltage at 0 Hz, as shown in Figure 5. In standalone mode, voltage boost is specified during the initialization phase by supplying a voltage to the MUX_IN pin while the VBOOST_MODE pin is being driven low. Refer to the graph in Figure 11 for the resistance value versus voltage boost. Figure 11 assumes a 6.8 k Ω pullup resistor. In this way, voltage boost can be specified from 0 to 40 percent, with a scaling factor of 8 percent per volt. In PC master software mode, the voltage boost can be specified from 0 to 100 percent and can be changed at anytime.

By using the voltage boost value, and the specified base frequency, the MC3PHAC has all the information required to generate a voltage profile automatically based on the generated waveform frequency. An additional feature exists in PC master software mode whereby this voltage value can be overridden and controlled in real time. Specifying a voltage lower than the normal volts-per-hertz profile permits a softer torque response in certain ergonomic situations. It also allows for load power factor control and higher operating efficiencies with high inertia loads or other loads where instantaneous changes in torque demand are not permitted. Details of this feature are discussed in the **PC Master Software Operation with the MC3PHAC**.

PLL Clock Generation — The OSC1 pin signal is used as a reference clock for an internal PLL clocking circuit, which is used to drive the internal clocks of the MC3PHAC. This provides excellent protection against noise spikes that may occur on the OSC1 pin. In a clocking circuit that does not incorporate a PLL, a noise spike on the clock input can create a clock edge, which violates the setup times of the clocking logic, and can cause the device to malfunction. The same noise spike applied to the input of a PLL clock circuit is perceived by the PLL as a change in its reference frequency, and the PLL output frequency begins to change in an attempt to lock on to the new frequency. However, before any appreciable change can occur, the spike is gone, and the PLL settles back into the true reference frequency.

Fault Protection — The MC3PHAC supports an elaborate range of fault protection and prevention features. If a fault does occur, the MC3PHAC immediately disables the PWMs and waits until the fault condition is cleared before starting a timer to re-enable the PWMs. Refer to the graph in Figure 10 for the resistance value versus retry time. Figure 10 assumes a 6.8 k Ω pullup resistor. In standalone mode, this timeout interval is specified during the initialization phase by supplying a voltage to the MUX_IN pin while the RETRY_TxD pin is being driven low. In this way, the retry time can be specified from 1 to 60 seconds, with a scaling factor of 12 seconds per volt. In PC master software mode, the retry time can be specified from 0.25 second to over 4.5 hours and can be changed at any time.

The fault protection and prevention features are:

- **External Fault Monitoring** — The FAULTIN pin accepts a digital signal that indicates a fault has been detected via external monitoring circuitry. A high level on this input results in the PWMs being immediately disabled. Typical fault conditions might be a dc bus over voltage, bus over current, or over temperature. Once this input returns to a logic low level, the fault retry timer begins running, and PWMs are re-enabled after the programmed timeout value is reached.
- **Lost Clock Protection** — If the signal on the OSC1 pin is lost altogether, the MC3PHAC will immediately disable the PWM outputs to protect the motor and power electronics. This is a special fault condition in that it will also cause the MC3PHAC to be reset. Lost clock detection is an important safety consideration, as many safety regulatory agencies are now requiring a dead crystal test be performed as part of the certification process.
- **Low V_{DD} Protection** — Whenever V_{DD} falls below V_{LVR1} , an on-board power supply monitor will reset the MC3PHAC. This allows the MC3PHAC to operate properly with 5 volt power supplies of either 5 or 10 percent tolerance.
- **Bus Voltage Integrity Monitoring** — The DC_BUS pin is monitored at a 5.3 kHz frequency (4.0 kHz when the PWM frequency is set to 15.9 kHz), and any voltage reading outside of an acceptable window constitutes a fault condition. In standalone mode, the window thresholds are fixed at 4.47 volts (128 percent of nominal), and 1.75 volts (50 percent of nominal), where nominal is defined to be 3.5 volts. In PC master software mode, both top and bottom window thresholds can be set independently to any value between 0 volts (0 percent of nominal), and greater than 5 volts (143 percent of nominal), and can be changed at any time. Once the DC_BUS signal level returns to a value within the acceptable window, the fault retry timer begins running, and PWMs are re-enabled after the programmed timeout value is reached.

During power-up, it is possible that V_{DD} could reach operating voltage before the dc bus capacitor charges up to its nominal value. When the dc bus integrity is checked, an under voltage would be detected and treated as a fault, with its associated timeout period. To prevent this, the MC3PHAC monitors the dc bus voltage during power-up in standalone mode, and waits until it is higher than the under voltage threshold before continuing. During this time, all MC3PHAC functions are suspended. Once this threshold is reached, the MC3PHAC will continue normally, with any further under voltage conditions treated as a fault.

If dc bus voltage monitoring is not desired, a voltage of 3.5 volts \pm 5 percent should be supplied to the DC_BUS pin through an impedance of between 4.7 k Ω and 15 k Ω .

- **Regeneration Control** — Regeneration is a process by which stored mechanical energy in the motor and load is transferred back into the drive electronics, usually as a result of an aggressive deceleration operation. In special cases where this process occurs frequently (for example, elevator motor control systems), it is economical to incorporate special features in the motor drive to allow this energy to be supplied back to the ac mains. However, for most low cost ac drives, this energy is stored in the dc bus capacitor by increasing its voltage. If this process is left unchecked, the dc bus voltage can rise to dangerous levels, which can destroy the bus capacitor or the transistors in the power inverter.

The MC3PHAC incorporates two techniques to deal with regeneration before it becomes a problem:

- **Resistive Braking** — The DC_BUS pin is monitored at a 5.3 kHz frequency (4.0 kHz when the PWM frequency is set to 15.9 kHz), and when the voltage reaches a certain threshold, the RBRAKE pin is driven high. This signal can be used to control a resistive brake placed across the dc bus capacitor, such that mechanical energy from the motor will be dissipated as heat in the resistor versus being stored as voltage on the capacitor. In standalone mode, the DC_BUS threshold required to assert the RBRAKE signal is fixed at 3.85 volts (110 percent of nominal) where nominal is defined to be 3.5 volts. In PC master software mode, this threshold can be set to any value between 0 volts (0 percent of nominal) and greater than 5 volts (143 percent of nominal) and can be changed at any time.
- **Automatic Deceleration Control** — When decelerating the motor, the MC3PHAC attempts to use the specified acceleration value for deceleration as well. If the voltage on the DC_BUS pin reaches a certain threshold, the MC3PHAC begins to moderate the deceleration as a function of this voltage, as shown in Figure 7. The voltage range on the DC_BUS pin from when the deceleration begins to decrease, to when it reaches 0, is 0.62 volts. In standalone mode, the DC_BUS voltage where deceleration begins to decrease is fixed at 3.85 volts (110 percent of nominal) where nominal is defined to be 3.5 volts. In PC master software mode, this threshold can be set to any value between 0 volts (0 percent of nominal) and greater than 5 volts (143 percent of nominal) and can be changed at any time.

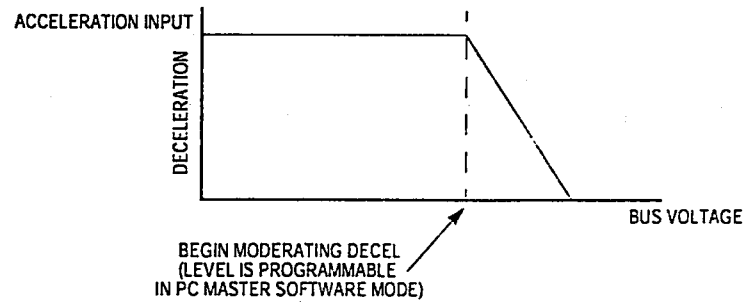


Figure 7. Deceleration as a Function of Bus Voltage

Digital Power Supply Bypassing

V_{DD} and V_{SS} are the digital power supply and ground pins for the MC3PHAC.

Fast signal transitions connected internally on these pins place high, short-duration current demands on the power supply. To prevent noise problems, take special care to provide power supply bypassing at the V_{DD} and V_{SS} pins. Place the bypass capacitors as close as possible to the MC3PHAC. Use a high-frequency-response ceramic capacitor, such as a 0.1 μF , paralleled with a bulk capacitor in the range of 1 μF to 10 μF for bypassing the digital power supply.

Analog Power Supply Bypassing

V_{DDA} and V_{SSA} are the power supply pins for the analog portion of the clock generator and analog-to-digital converter (ADC). On the schematics in this document, analog ground is labeled with an A and other grounds are digital grounds. Analog power is labeled as +5 A. It is good practice to isolate the analog and digital +5 volt power supplies by using a small inductor or a low value resistor less than 5 ohms in series with the digital power supply, to create the +5 A supply. ADC V_{REF} is the power supply pin used for setting the ADC's voltage reference.

Decoupling of these pins should be per the digital power supply bypassing, described previously. ADC V_{REF} (pin 1) and V_{DDA} (pin 3) shall be connected together and connected to the same potential as V_{DD} .

Grounding Considerations

Printed circuit board layout is an important design consideration. In particular, ground planes and how grounds are tied together influence noise immunity. To maximize noise immunity, it is important to get a good ground plane under the MC3PHAC. It is also important to separate analog and digital grounds. That is why, shown on the schematics, there are two ground designations, analog ground is marked with an A and other grounds are digital grounds. GND is the digital ground plane and power supply return. GNDA is the analog circuit ground. They are both the same reference voltage, but are routed separately, and tie together at only one point.

Power-Up/Power-Down

When power is applied or removed, it is important that the inverter's top and bottom output transistors in the same phase are not turned on simultaneously. Since logic states are not always defined during power-up, it is important to ensure that all power transistors remain off when the controller's supply voltage is below its normal operating level. The MC3PHAC's PWM module outputs make this easy by switching to a high impedance configuration whenever the 5-volt supply is below its specified minimum.

The user should use pullup or pulldown resistors on the output of the MC3PHAC's PWM outputs to ensure during power-up and power-down, that the inverter's drive inputs are at a known, turned off, state.

Operation

The MC3PHAC motor controller will operate in two modes. The first is standalone operation, whereby the MC3PHAC can be used without any intervention from an external personal computer. In standalone mode, the MC3PHAC is initialized by passive devices connected to the MC3PHAC and input to the system at power-up/reset time. In standalone mode, some parameters continue to be input to the system as it operates. Speed, PWM frequency, bus voltage, and acceleration parameters are input to the system on a real-time basis.

The second mode of operation is called PC master software mode. That operational mode requires the use of a personal computer and PC master software executing on the personal computer, communicating with the MC3PHAC, or a microcontroller emulating PC master software commands. All command and setup information is input to the MC3PHAC via the PC host.

Standalone Operation

If the VBOOST_MODE pin is high when the MC3PHAC is powered up, or after a reset, the MC3PHAC enters standalone mode. In this mode of operation, the functionality of many of the MC3PHAC pins change so that the device can control a motor without requiring setup information from an external master. When operated in standalone mode, the MC3PHAC will drive certain pins corresponding to parameters which must be specified, while simultaneously monitoring the response on other pins.

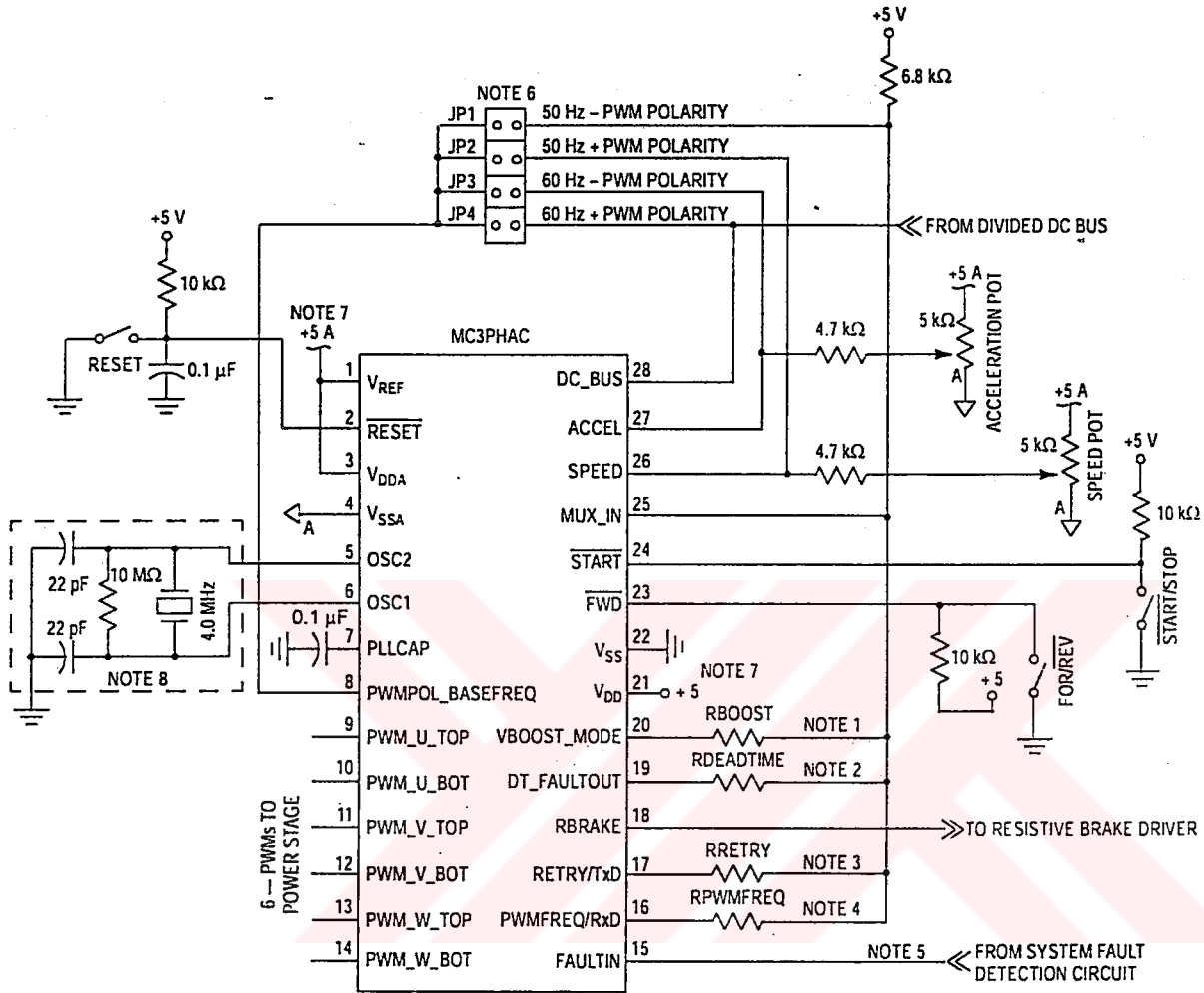
In many cases, the parameter to be specified is represented as an analog voltage presented to the MUX_IN pin, while certain other pins are driven low. In so doing, the MC3PHAC can accommodate an external analog mux which will switch various signals on the MUX_IN pin when the signal select line goes low. All signals must be in a range between 0 V and V_{REF} . As an economical alternative, an external passive network can be connected to each of the parameter select output pins and the MUX_IN pin, as shown in Figure 8.

The Thevenin equivalent impedance of this passive network as seen by the MUX_IN pin is very important and should be in the range of 5 k Ω to 10 k Ω . If the resistance is too high, leakage current from the input/output (I/O) pins will cause an offset voltage that will affect the accuracy of the reading. If the resistance is too low, the parameter select pins will not be able to sink the required current for an accurate reading. Using a pullup resistor value of 6.8 k Ω (as indicated in Figure 8), the resulting value for each parameter as a function of the corresponding pulldown resistor value is shown in Figure 9, Figure 10, Figure 11, and Table 4.

The START input pin is debounced internally and a switch can be directly accommodated on this pin. The input is level sensitive, but a logic 1 level must exist on the pin before a logic 0 level will be processed as a start signal. This will prevent an accidental motor startup in the event of the MC3PHAC being powered up, where the switch was left in the start position.

The \overline{FWD} input pin is debounced internally and can directly accommodate a switch connection. The input is also level sensitive.

Figure 8 shows the jumper arrangement connected to the PWMPOL_BASEFREQ input pin. For proper operation, one and only one jumper connection can be made at any given time. Table 3 shows the polarity and base frequency selections as a function of the jumper connection.



Notes:

1. See Figure 11.
2. See Figure 9.
3. See Figure 10.
4. See Table 4.
5. If no external fault circuit is provided, connect to V_{SS}.
6. Connect only one jumper.
7. Use bypass capacitors placed close to the MC3PHAC.
8. Consult crystal/resonator manufacturer for component values.

Figure 8. Standalone MC3PHAC Configuration