

**YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**UZAY VEKTÖR MODÜLASYONU İLE
ASENKRON MOTOR KONTROLÜ**

Elektrik Mühendisi Metin ÖZTÜRK

**FBE Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı Elektrik Makinaları ve Güç Elektroniği Programında
Hazırlanan**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Tez Danışmanı : Yrd. Doç. Dr. A. Faruk BAKAN (YTÜ)

İSTANBUL, 2006

İÇİNDEKİLER

Sayfa

SİMGE LİSTESİ	iv
KISALTMA LİSTESİ	vi
ŞEKİL LİSTESİ	vii
ÇİZELGE LİSTESİ	viii
ÖNSÖZ.....	ix
ÖZET	x
ABSTRACT	xi
1. GİRİŞ	1
1.1 Değişken Frekanslı Motor Kontrol Teknikleri	2
1.1.1 Skaler Kontrol.....	3
1.1.2 Vektörel Kontrol	4
1.1.2.1 Vektör Kontrolünün Prensibi ve DC Motor Kontrolü ile Benzerliği	4
1.1.3 Doğrudan Moment Kontrol (DTC).....	6
1.2 Değişken Frekanslı Motor Kontrol Tekniklerinde Kullanılan Modülasyon Teknikleri.....	8
1.2.1 Sinüsoidal PWM.....	8
1.2.2 Altı Adım PWM	8
1.2.3 SVMPWM (Uzay Vektör Modülasyonlu PWM)	9
1.2.4 Aşırı Modülasyonlu SVMPWM	10
2. ASENKRON MOTORUN MATEMATİKSEL MODELİ	11
3. GERİLİM BESLEMELİ PWM İNVERTER SİSTEMİ.....	18
3.1 Uzay Vektörü Kavramı.....	19
3.1.1 s_D ve s_Q Sabit Ekseninde V_{sD} ve V_{sQ} Gerilim Vektör Bileşenleri	20
3.2 Uzay Vektörü Modülasyonu Tekniği	22
3.2.1 SVM Anahtarlama Kuralları.....	24
3.2.2 Farklı SVM Algoritmaları	26
4. ASENKRON MOTORUN ÇEŞİTLİ MODÜLASYON TEKNİKLERİYLE SÜRÜLMESİ.....	28
4.1 18F2331 Mikrodenetleyicisi	28
4.1.1 Güç Kontrol PWM Modülü	28
4.1.1.1 Güç Kontrol PWM Modülünün Genel Özellikleri	29
4.1.1.2 Güç Kontrol PWM Modülünün Kullandığı Kontrol Saklayıcıları	30
4.1.2 Güç Kontrol PWM Modülü Yardımıyla PWM' in Çalışması	30
4.1.2.1 PWM Periyodunun Belirlenmesi	31

4.1.2.2	PWM Bağlı İletim Süresi Değerinin Belirlenmesi	32
4.1.2.3	Ölü Zamanının Belirlenmesi.....	34
4.2	Asenkron Motor Sürümünün Genel Tanımı	35
4.2.1	Güç Kontrol PWM Modülü Yardımıyla PWM Modülünün Çalışması.....	38
4.3	PIC16F84 Mikrodenetleyicisi Kullanılarak Üretilmiş Kare Dalga PWM ile 3 Fazlı Asenkron Motorun Sürülmesi	38
4.3.1	Uygulama Sonuçları	40
4.4	PIC18F2331 Mikrodenetleyicisi Kullanılarak Üretilmiş Sinüsoidal PWM ile Asenkron Motorun Sürülmesi	41
4.4.1	Uygulama Sonuçları	42
4.5	PIC18F2331 Mikrodenetleyicisi Kullanılarak Üretilmiş Uzay Vektör PWM ile Asenkron Motorun Sürülmesi	43
4.5.1	Uygulamada Kullanılan Matematiksel Eşitlikler.....	44
4.5.2	Uygulama Sonuçları	44
5.	SONUÇ.....	46
KAYNAKLAR.....		48
EKLER		50
Ek 1 Asenkron Motor Parametreleri.....		51
Ek 2 6MBP15060 IGBT Modülü		52
Ek 3 TLP759 OPTO-COUPLER Modülü		55
ÖZGEÇMİŞ.....		62

SİMGE LİSTESİ

B	Sürtünme katsayısı
sD	Stator D eksen
sQ	Stator Q eksen
$f_s(\vartheta, t)$	Statordaki manyeto motor kuvvet
$\overline{i_r}$	Rotor akımlarının uzay vektörü
$i_{r\alpha}$ ve $i_{r\beta}$	Rotor akımları uzay vektörünün $\alpha - \beta$ eksen takımındaki bileşenleri
I_s	Üç fazlı sinüsoidal stator akımlarının genliği
$\overline{i_s}$	Stator akımlarının uzay vektörü
$\overline{i_s}(t)$	Üç fazlı sinüsoidal stator akımlarının uzay vektörünün ani değeri
$i_{sA}(t)$	A fazına ait stator akımının ani değeri
$i_{sB}(t)$	B fazına ait stator akımının ani değeri
$i_{sC}(t)$	C fazına ait stator akımının ani değeri
i_{sD} ve i_{sQ}	Stator akımları uzay vektörünün d-q eksen takımındaki bileşenleri
J	Atalet momenti
L_m	Mıknatıslama endüktansı
L_r	Rotor sargısı endüktansı
L_s	Stator sargısı endüktansı
M_{sr}	Stator ve rotor arasındaki mıknatıslama endüktansının maksimum değeri
N_r	Rotor sarım sayısı
N_s	Stator sarım sayısı
R_s	Stator direnci
R_r	Rotor direnci
t	Zaman
t_e	Motorun ürettiği moment
t_L	Yük momenti
T_s	Referans uzay gerilim vektörünün periyodu
T_0	Sıfır gerilim vektörlerinin toplam süresi
T_1	$\overline{V}_1$ gerilim vektörünün uygulanma süresi
T_2	$\overline{V}_2$ gerilim vektörünün uygulanma süresi
V/f	Skaler kontrolü tanımlamak amacıyla kullanılan gerilim / frekans oranı
V_{DC}	DC bara gerilimi
$\overline{V}_{ref}$	Uzay referans gerilim vektörü
V_{sA}, V_{an}	A fazına ait gerilim
V_{sB}, V_{bn}	B fazına ait gerilim
V_{sC}, V_{cn}	C fazına ait gerilim
V_{sD} ve V_{sQ}	Stator gerilimleri uzay vektörünün sD-sQ eksen takımındaki bileşenleri
V_{sDref}	$\overline{V}_{ref}$ referans gerilim vektörünün sD eksenindeki bileşeni
V_{sQref}	$\overline{V}_{ref}$ referans gerilim vektörünün sQ eksenindeki bileşeni
$\overline{V}_0$ ve $\overline{V}_7$	Sıfır gerilim vektörleri

$\overline{V_1} - \overline{V_6}$	Aktif gerilim vektörleri
ω	Açısal frekans
ω_m	Mekaniksel açısal hız
ω_r	Elektriksel açısal hız
$\alpha - \beta$	Rotor eksen takımı bileşenleri
α_r	Rotor akımı uzay vektörü ile $r\alpha$ eksenini arasındaki açı
α_s	Stator akımı uzay vektörü ile sD eksenini arasındaki açı
ϑ	A fazının manyetik eksenini referans alındığında stator çevresinin açısı
ϑ_r	Stator ve rotor eksen takımları arasındaki açı

KISALTMA LİSTESİ

AC	Alternatif Akım (Alternative Current)
AI	Yapay Zeka (Artificial Intelligence)
DC	Doğru Akım (DC Current)
DFC	Doğrudan Akı Kontrolü (Direct Field / Flux Control)
DSP	Sayısal İşaret İşleyici (Digital Signal Processor)
DTC	Doğrudan Moment Kontrolü (Direct Torque Control)
FOC	Rotor Akısı Kontrolü (Field / Flux Oriented Control)
IGBT	İzole Kapılı Bipolar Transistör (Isolated Gate Bipolar Transistor)
IPM	Akıllı Güç Modülü (Intelligent Power Module)
MMF	Manyetomotor Kuvveti (Magneto Motor Force)
PF	Güç Faktörü (Power Factor)
PWM	Darbe Genişlik Modülasyonu (Pulse Width Modulation)
SVM	Uzay Vektör Modülasyonu (Space Vector Modulation)
THD	Toplam Harmonik Distorsiyonu (Total Harmonic Distortion)
V/f	Gerilim / Frekans Kontrolü (Voltage / Frequency Control)
VSI	Gerilim Beslemeli İnverter (Voltage Source Inverter)

ŞEKİL LİSTESİ

Şekil 1.1(a) Park dönüşümü, (b) Clarke dönüşümü.....	5
Şekil 1.2(a) Ters Park dönüşümü, (b) Ters Clarke dönüşümü	5
Şekil 1.3 DTC blok diyagramı.....	7
Şekil 1.4 Birinci bölge için örnek aşırı modülasyon durumu	10
Şekil 2.1 Üç fazlı simetrik asenkron motorun temel yapısının temel kesiti	11
Şekil 2.2 Sabit ve dönen eksen takımlarında, stator ve rotor akımlarının uzay vektörleri	14
Şekil 2.3 Asenkron motorun sabit eksen takımındaki 2 fazlı modeli	16
Şekil 3.1(a) Tipik bir gerilim beslemeli inverter, (b) Tipik bir gerilim beslemeli inverterin eşdeğeri	18
Şekil 3.2 VSI inverterde anahtar konumlarına karşılık gelen gerilim vektörleri.....	20
Şekil 3.3 VSI inverterde gerilim vektörlerinin sabit eksen takımındaki konumları ve bölgeler22	
Şekil 3.4 SVM ile üretilen referans gerilim vektörü	23
Şekil 3.5(a) α - β düzleminde referans gerilim vektörünün gösterimi, (b) Zaman domeninde çıkış faz gerilimlerinin gösterimi	23
Şekil 3.6 Referans gerilim vektörü açısının $0^\circ < \theta < 60^\circ$ olması durumunda, üretilen anahtarlama dizini	24
Şekil 3.7(a) Sinüs PWM tekniği ile üretilmiş gerilimin dalga şekli, (b) SVM PWM tekniği ile üretilmiş gerilimin dalga şekli	27
Şekil 4.1 18f2331 / 2431 mikrodenetleyicilerinin pin diyagramı.....	28
Şekil 4.2 Güç kontrol PWM modül blok diyagramı.....	29
Şekil 4.3 Invertere bağlı 3 fazlı yük	31
Şekil 4.4 PTPER değerinin güncellenmesi.....	32
Şekil 4.5 Bağlı iletim süresi değerinin belirlenmesi.....	33
Şekil 4.6 Kenar ile çakışık PWM	34
Şekil 4.7 Ölü zaman eklenmesi	34
Şekil 4.8 Üç fazlı inverter ile motor kontrol uygulaması	36
Şekil 4.9 IPM modül için uygulama devresi örneği	37
Şekil 4.10 Uygulama devresinin genel bir görünüşü.....	38
Şekil 4.11 Kare dalga PWM yönteminde motora uygulanan Faz-Faz gerilimi.....	40
Şekil 4.12 Kare dalga PWM yönteminde motora uygulanan Faz-Nötr gerilimi	41
Şekil 4.13 Sinüsoidal PWM yönteminde asenkron motora uygulanan Faz-Faz gerilimi, (b)Sinüsoidal PWM yönteminde asenkron motora uygulanan Faz-Faz geriliminin R-C filtresi çıkışı	42
Şekil 4.14 Uzay vektör altıgeni	43
Şekil 4.15(a) SVMPWM yönteminde asenkron motora uygulanan Faz-Nötr geriliminin R-C filtresi çıkışı, (b) SVMPWM yönteminde asenkron motora uygulanan Faz-Nötr gerilimi	44
Şekil 4.16(a) SVMPWM yönteminde asenkron motora uygulanan Faz-Faz geriliminin R-C filtresi çıkışı, (b) SVMPWM yönteminde asenkron motora uygulanan Faz-Faz gerilimi	45

ÇİZELGE LİSTESİ

Çizelge 1.1 Kontrol yöntemlerinin çeşitli açılardan karşılaştırılması	8
Çizelge 3.1 Anahtarlama durumlarına karşılık Faz-Nötr gerilimleri	19
Çizelge 3.2 İnverterde anahtarlama konumuna bağlı olarak V_{sD} ve V_{sQ} çıkış gerilimleri	21
Çizelge 4.1 PWM frekans örnekleri	32
Çizelge 4.2 Ölü zaman örnekleri	35
Çizelge 4.3 Referans gerilim vektörünün bulunduğu bölgeye göre bağlı iletim süreleri.....	44

ÖNSÖZ

Tez çalışmasını yöneten, tüm tecrübesi ve deneyimlerini paylaşan, olumlu eleştirileri ve önerileri ile çalışmalarına katkısı bulunan tez danışmanım Sayın Yrd. Doç. Dr. A. Faruk BAKAN' a ve destek ve anlayışlarından dolayı ailem, çalışma arkadaşlarım ve dostlarıma teşekkürlerimi sunarım.

ÖZET

Endüstriyel uygulamalarda elektrik motorlarının kontrol edilmesi amacıyla kullanılan sürücüler, motor mili vasıtasıyla şebekeden yüke verilen enerjinin ve moment ile hız büyüklüklerinin kontrolünü sağlar. DC sürücüler değişken hız kontrolü için geçmişte yaygın olarak kullanılmıştır. AC sürücü teknolojisinin gelişmesiyle, dayanıklı, ekonomik ve bakımsız olan asenkron motor kullanılarak da, hızlı moment cevabı ve hız doğruluğu sağlanabilmektedir.

Son yıllarda asenkron motorlar üzerinde yapılan çalışmalar, yüksek performanslı denetim sağlayan ve vektör kontrolüne dayalı olan, alan yönlendirmeli kontrol (FOC) ve doğrudan moment kontrolü (DTC) yöntemleri üzerinde yoğunlaşmıştır. Uzay vektör teorisi, gerilim beslemeli inverter modeli ve uzay vektör modülasyonu, asenkron motorun matematiksel modeli yüksek performanslı asenkron motor kontrolünün temel konularıdır.

Bu çalışmada, AC motor kontrolünde kullanılan Uzay Vektör Modülasyonu yöntemi incelenmiştir. Uzay Vektör Modülasyonu yöntemi, Kare Dalga PWM ve Sinüsoidal PWM yöntemleri ile karşılaştırılmıştır. Uzay Vektör Modülasyonu ile DC Bara geriliminin daha etkin kullanıldığı, bu yöntemin işlemlerin vektörel olarak yapılması açısından uygun olduğu, üç fazlı sinüsoidal gerilimlerin dönen bir vektör ile kolaylıkla sentezlenebileceği ve sinüsoidal PWM yöntemine göre aynı anahtarlama frekansı için daha düşük THD değerinin elde edildiği tespit edilmiştir. Gerilim beslemeli inverter ve mikrodenetleyici yardımıyla bu kontrol yöntemleri ile asenkron motorun açık çevrim kontrolü gerçekleştirilmiştir. Teorik analiz deneysel sonuçlar ile doğrulanmıştır.

Anahtar kelimeler: İnverter, Skaler Kontrol, Vektörel Kontrol, Doğrudan Moment Kontrolü, Değişken Frekanslı Sürücü, Asenkron Motor, Uzay Vektör Modülasyonu.

ABSTRACT

In industrial applications electric motors drives provides the control of speed, torque, energy given to the load from mains supply by means of motor shaft. In the past DC drives were widely used for variable speed control. Today with the development of AC drive technology high performance speed and torque control can be obtained with the use of economic and robust induction motor.

In recent years, researches on the induction motors have been concentrated on the areas of field oriented control (FOC) and direct torque control (DTC) methods, which provide high performance control and are based on vector control. Space vector theory, voltage source inverter model, space vector modulation, the mathematical model and transient behavior of the induction motor are fundamental subjects in high performance induction motor control.

In this study, Space Vector Modulation method which is used in AC motor control is studied. Space Vector Modulation method is compared with sinusoidal PWM and square wave PWM methods. It is exposed that space vector modulation technique is using the DC Bus Voltage more effectively, it is suitable for vector operations, and the three phase sinusoidal voltages can be produced by only one rotating vector. In Space Vector Modulation method the less THD value is produced compared to the sinusoidal PWM at the same switching frequency. By using voltage source inverter and a microcontroller open loop control of induction motor is realized. Theoretical analysis is verified with experimental results.

Keywords: Inverter, Scalar Control, Vector Control, Direct Torque Control, Variable Frequency Drivers, Induction Motor, Space Vector Modulation.

1. GİRİŞ

Asenkron motorun lineer olmayan yapısı nedeniyle, bu motorun kontrolüne ilişkin çok çeşitli yayınlar ve makaleler vardır. Güç yarı iletkenleri ve mikroişlemci teknolojisindeki ilerlemeler sayesinde DC sürücüler yerini hızla AC Sürücülere bırakmaktadır. Endüstriyel uygulamalarda elektrik motorlarının kontrol edilmesi amacıyla kullanılan değişken hızlı sürücüler, motor mili vasıtasıyla şebekeden yüke verilen enerjinin ve moment ile hız büyüklüklerinin kontrolünü sağlar. Uygulamalarda, moment ve hız büyüklüklerinden sadece birisi kontrol edilerek moment veya hız kontrolü yapılır. Sürücü moment kontrol modunda çalıştığında, hız yük tarafından belirlenir. Moment, makinadaki gerçek akım ve akının bir fonksiyonudur. Benzer şekilde sürücü hız kontrol modunda çalıştığında, moment yük tarafından belirlenir. Değişken hızlı sürücüler, pompa, fan, vinç, asansör, torna tezgâhı, hadde tezgâhı, kâğıt makinası ve sarma makinası gibi farklı yükleri besleyen elektrik motorlarının kontrolünde endüstride yaygın olarak kullanılmaktadır. Ayrıca, günümüz endüstrisinde, çok pahalı olan ve sık bakım isteyen DC motorlar yerine, oldukça ucuz fakat sağlam ve bakımsız olan sincap kafesli asenkron motorların yaygın olarak kullanıldığı bilinmektedir (Bose, 1986; Nash, 1997).

Elektrikle tahrik sistemlerinde inverterler ile beslenmiş AC motorların kullanılması ile ulaşılan sürekli hal doğruluğu, serbest ikazlı DC motorların kullanılması ile ulaşılan sürekli hal doğruluğuna yakındır. Ancak motor sürücülerinde ulaşılabilir dinamik performans genellikle iyi değildir. Dinamik performans, motorun kumanda edilen hız veya momentteki değişikliklere vereceği cevap hızının bir ölçütüdür. Bu nedenle yüksek güvenilirlik oranına sahip inverter beslemeli AC motor sürücülerinde gelişmelere rağmen yüksek dinamik performans istenen tahrik sistemlerinde DC motorların üstünlüğü sürmüştür.

DC sürücüler değişken hız kontrolü için geçmişte yaygın olarak kullanılmıştır. Doğru akım motorunda moment, endüvi akımı ile doğrudan orantılıdır. Akım geri beslemesi kullanılarak, DC motor momenti doğrudan kontrol edilebilir. Kolektör sayesinde mekaniksel olarak gerçekleştirilen sabit manyetik alan yönlendirmesi, DC motorun doğrudan akı kontrolüne de olanak sağlar. DC sürücüde, doğrudan moment kontrolü (DTC) ve doğrudan alan kontrolü (DFC) kolayca elde edilebilir. DC motorda, fırça ve kolektörlerin aşınması ve düzenli bakım gerektirmesi, motorun pahalı olması ve konum geri beslemesi için bir hız algılayıcı gerekmesi önemli dezavantajlardır. AC sürücü teknolojisinin gelişmesiyle, dayanıklı, ekonomik ve bakımsız olan asenkron motor kullanılarak da, hızlı moment cevabı ve hız doğruluğu sağlanabilmektedir (Tiitinen, 1995; Nash, 1997).

1.1 Değişken Frekanslı Motor Kontrol Teknikleri

Asenkron motor, ucuzluğu ve sağlamlığı ile öteden beri ilgi çeken bir motor türü olup, gerilim ara devreli inverterden beslenen V / f (Skaler) denetim yöntemi ile hızı ayarlanan asenkron motor, orta ve küçük güçlerde endüstride yaygın olarak kullanılmaktadır. Bu denetim tekniğinde kullanılan donanım ucuz ve basittir, denetim yöntemi de karmaşık değildir. Buna karşılık kontrol performansı zayıftır. Geri besleme devreleri kullanılarak, kayma denetimi, akı ve akım denetimi, moment denetimi gibi yöntemlerle performansı iyileştirmek mümkündür. Bütün bunlara rağmen bu yöntem vektör kontrollü asenkron motorun performansına ulaşamamıştır.

AC sürücülerde, kontrol Skaler veya Vektörel olarak gerçekleştirilir. Skaler kontrolde, temel değişkenler olarak gerilim ve frekans kullanılır. Bu kontrol yönteminde, motordaki manyetik alanın konumu dikkate alınmaz ve sürücüde hız algılayıcı kullanılması gerekmez. Rotorun konumu ihmal edilir, yani hız veya konum bilgisi kullanılmaz. Dolayısıyla, bu sürücü açık çevrimli sürücü olarak da bilinmektedir. Moment ve akı doğrudan veya dolaylı olarak kontrol edilemez. Kontrol sabit bir gerilim / frekans çıkışı olan bir regülatör ile sağlanır ve daha sonra PWM modülatörü sürülür. Bu düzenleme, basit olmakla beraber düşük hız doğruluğu ve zayıf moment cevabı sağlayabilir. Akı ve moment seviyeleri, uygulanan gerilim ve frekansa motorun verdiği cevap ile belirlenir. Bu tür bir sürücü, yüksek seviyede doğruluk gerektirmeyen pompa ve fan gibi uygulamalar için elverişlidir. Vektör kontrolü yöntemlerinin gelişmesiyle, V/f kontrolündeki düşük AC motor performansının AC motorun kendisinden kaynaklanmadığı ve motora gücün verilme veya kontrol edilme şeklinden kaynaklandığı anlaşılmıştır (Vithayathil, 1995).

Vektör kontrolü 1970' li yıllarda Blaschke tarafından geliştirilmiştir. Vektör kontrolünde stator akım vektörü rotor koordinatlarına dönüştürülür. Rotor koordinatları, rotor akısının açısall hızında dönmektedir. Stator akım vektörünün moment üreten bileşeni ile stator akım vektörünün akı oluşturan bileşeni bağımsız olarak ayarlanarak en uygun moment ve hız denetimi elde edilir.

Bugün yaygın olarak kullanılan yöntem, dolaylı vektör kontrolüdür. Bu yöntemde bazı büyüklükler motor benzeşimlerinden elde edilmektedir. Bu nedenle motor parametrelerinin değişimine çok duyarlıdır. Bu duyarlılığı en aza indirmek ve akımın moment ve akı meydana getiren bileşenlerinin tam olarak öngörülmesi için çalışmalar devam etmektedir.

PWM modölatörünün kullanıldığı akı vektör kontrollü AC sürücülerde, alanın konumu kontrol edilerek doğrudan akı kontrolü gerçekleştirilir. Burada, rotor akısı uzaysal konumu, hız geri beslemesiyle elde edilen rotor açısai hızı ile bilinen stator akım vektörünün karşılaştırılmasıyla, sürücü tarafından hesaplanır ve kontrol edilir. Motorun elektriksel karakteristikleri, mikroişlemci teknikleri ile matematiksel olarak modellenerek değerlendirilir. Moment kontrolü, kontrol algoritmasında vektör kontrolünden önce yer alması nedeniyle dolaylıdır. Bununla beraber moment cevabı iyidir. Hız algılayıcı kullanımıyla hız doğruluğu artar ve hızlı moment cevabı ile yüksek performans elde edilir. Akı vektör kontrolünün en büyük dezavantajı, yüksek doğruluk için bir tako generatör veya kodlayıcı kullanılma zorunluluğudur. Bu, sürücü sistemin uygulanmasını zorlaştırır ve fiyatını arttırır. Diğer bir dezavantaj ise, momentin dolaylı olarak kontrol edilebilmesidir. PWM prensibini kullanan AC sürücülerde, vektör kontrol katının gerilim ve frekans çıkışları PWM modölatör' e uygulanır. Modölatör, giriş referansları ve üretilen stator gerilim vektörü arasında işaret gecikmesi oluşturarak, motorun moment ve hız değişikliklerine cevap vermesini belirgin bir şekilde geciktirir. Bu dezavantajlar, asenkron motorun basit yapısına gölge düşürür ve akı vektör kontrolünün yüksek kabiliyetini kısıtlar. Böylece, çok hızlı akı ve moment kontrolü gerçekleştirilemez (Nash, 1997).

Değişken frekanslı sürücülerde kullanılan kontrol teknikleri şu şekilde sınıflandırılabilir:

- Skaler Kontrol (V / f Kontrol)
- Vektörel Kontrol (Dolaylı Moment Kontrolü, FOC)
- Doğrudan Moment Kontrolü (DTC)

1.1.1 Skaler Kontrol

Bu kontrol yönteminde, motor, PWM İnverter tarafından üretilmiş değişken frekans sinyalleri ile beslenir. Bu yöntemde, momentin sabit tutabilmek amacıyla, V / f oranı sabit tutulur.

Genellikle uygulamalarda açık çevrim olarak karşımıza çıkan bu yöntem, giriş gerilim ve frekansının kontrolüyle ilgilenir. Uygulaması kolay ve maliyeti düşük bir yöntemdir.

Yöntemin dezavantajı, yüke bağılı olarak gelişen momentin doğrudan kontrol edilememesidir. Bununla birlikte, inverterin önceden tanımlanmış anahtarlama tablosu nedeniyle kontrolün geçiş cevabı hızlı değildir.

1.1.2 Vektörel Kontrol

Son yıllarda AC motorların kontrolü için Vektör kontrolü olarak adlandırılan yeni bir kontrol yöntemi geliştirilmiştir. Vektör kontrolü, serbest uyarımlı DC makinalarında sağlanan dinamik performansı AC motor kontrolünde de mümkün hale getirmiştir. Vektör kontrolü, AC motor sürücülerinin düşük dinamik performansının AC motorun kendi zayıf yönleri veya temel sınırlamaları yüzünden olmadığını göstermiştir. Bu nedenle vektör kontrolü, son yıllarda ayarlanabilir hızlı elektrik motor sürücüler alanındaki en önemli gelişmedir.

1.1.2.1 Vektör Kontrolünün Prensibi ve DC Motor Kontrolü ile Benzerliği

DC motorlu tahrik sistemlerinin sahip olduğu yüksek dinamik performansın kalitesi, DC motorun endüvi (rotor) devresi ve alan devresinin manyetik olarak birleşmemesinden kaynaklanmaktadır. Alan devresi ile endüvi devresi arasında herhangi bir manyetik ilişki yoktur. DC motorlarda olduğu gibi AC motorlarda da moment üretimi akım ve akının karşılıklı etkileşimi sonucunda oluşur. Ancak AC makinalarda, akımın moment ve akı üreten bileşenleri kolaylıkla ayrılamaz. Vektör kontrolünün temel prensibi, moment ve akı üretimini üstlenen akımın bileşenlerine ayrılmasına ve bunların bağımsız olarak kontrol edilmesine dayanır.

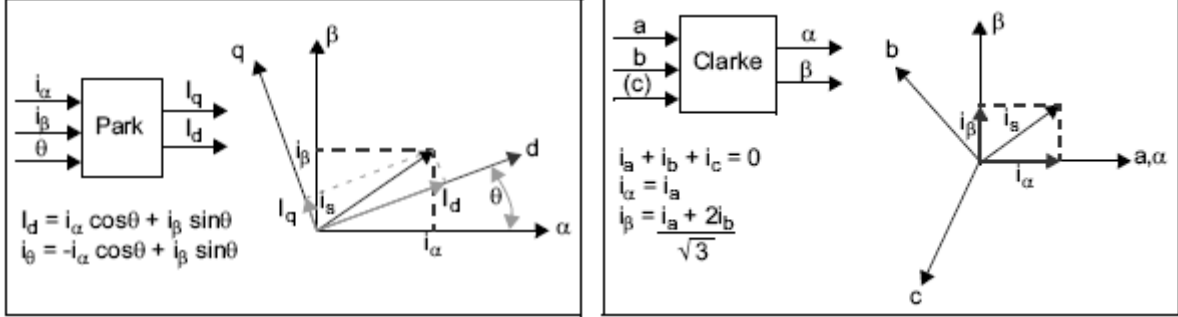
AC makinaların basit eşdeğer devreleri, vektör kontrolü tekniğini açıklamak için çok uygun değildir. Bunun yerine bu amaca en uygun olan “uzay vektörü” kavramı kullanılacaktır.

Senkron motorlarda vektör kontrolü nispeten kolaydır. Bunun sebebi, rotorda bulunan alan devresi ayrı olarak beslenir ve bağımsız şekilde ayarlanabilir. Rotorla ilgili alan akısı sabittir ve devir sayısı ile değişmez.

Kısa devre rotorlu asenkron motorlarda moment ve stator giriş akımlarını bileşenlerine ayırmak daha zordur. Üstelik AC akım taşıyan rotor ve rotor alanı (rotor hareketine göre) sabit değildir. Bu da vektör kontrolünün asenkron makinalarda senkron makinalara göre daha karmaşık olduğunu gösterir. Fakat kısa devre rotorlu asenkron motorlar, sürücü uygulamaları açısından daha fazla tercih edilmektedir. Bunun nedeni, asenkron motorların ucuzluğu, mekanik yapısının sağlam olması ve bakım masraflarının az olmasıdır.

Bu yöntem, aynı zamanda “alan yönlendirmeli kontrol”, “akı yönlendirmeli kontrol” ya da “dolaylı moment kontrolü” olarak da bilinir. Alan yönlendirmeyi kullanırken, 3 fazlı akım vektörleri, 3 boyutlu sabit referans eksen ekseninden 2 boyutlu dönel referans eksenine (d-q) çevrilir (Clarke-Park dönüşümü). “d”, stator akımının akı üreten kısmını, “q” ise moment

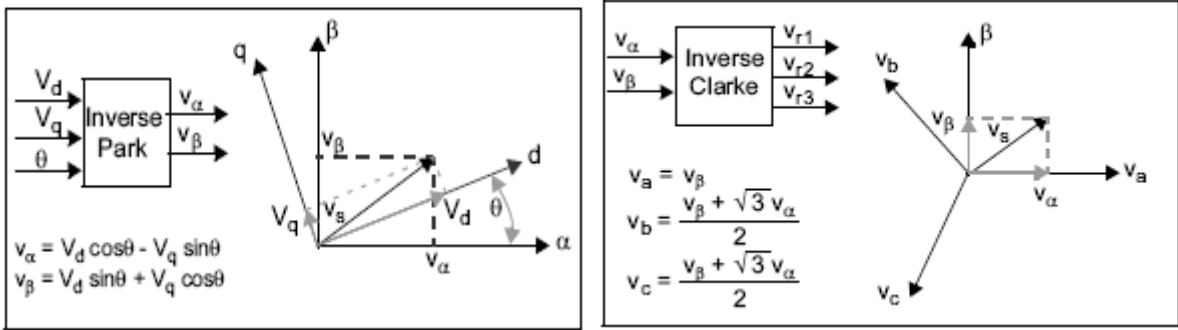
üreten kısmı tanımlar. Bu birbirinden ayrılmış iki bileşen, ayrı PI kontrolörler ile birbirlerinden bağımsız kontrol edilebilirler. Uygun anahtarlama tablosu, SVM PWM modülasyon tekniği ile sağlanır. Bu yöntem, DC motor motorda olduğu gibi mükemmel bir moment-hız cevabı sağlar.



(a)

(b)

Şekil 1.1 (a) PARK dönüşümü, (b) CLARKE dönüşümü.



(a)

(b)

Şekil 1.2 (a) Ters PARK dönüşümü, (b) Ters CLARKE dönüşümü (Ross ve Theys, 2004).

Genel olarak 3 farklı vektör kontrolü tanımlanabilir:

- Stator akı yönlendirmeli kontrol
- Rotor akı yönlendirmeli kontrol
- Mıknatıslanma akı yönlendirmeli kontrol

Bu kontrol şeklinde moment ana giriş referansı değildir ve bu nedenle de “dolaylı moment kontrolü” olarak bilinir. Sonuçta, alan yönlendirmenin sınırlayıcı özelliği nedeniyle, akı açısının ölçülmesi ve tahmin edilmesi düşünülmüştür. Ölçüm metoduna bağlı olarak vektör kontrolü 2 kategoriye ayrılmıştır:

- Dolaylı Vektörel Kontrol
- Doğrudan Vektörel Kontrol

Vektör kontrolünün avantajları, Skaler kontrolle karşılaştırıldığında, daha iyi moment cevabı olması, sıfır hıza yakinken tam yük momentini, kesin hız kontrolü, DC sürüşe yakınlık olarak sayılabilir. Geri besleme elemanları nedeniyle, bu yöntemin, Skaler kontrole göre daha pahalı oluşu yöntemin dezavantajıdır. Bununla birlikte gerçek zamanda hız hesabı için karmaşık bir algoritmaya gereksinim duyulur (Parekh, 2003).

1.1.3 Doğrudan Moment Kontrol (DTC)

Doğrudan moment kontrolü (DTC) teorisinin ilk yayınlanması, 1971 yılı öncesine Alman mühendis Blaschke'e kadar uzanır. Doğrudan moment kontrollü sürücü, ABB firması tarafından geliştirilen yeni bir teknoloji olup AC, DC veya servo sürücü gibi çalışabilme yeteneğine sahip olan ilk universal sürücüdür ve 1995 yılının sonlarına doğru üretilmiştir. DTC' li sürücüde, elde edilen gerilim ve akım cevap verme süreleri tamamen motor tarafından belirlenir ve inverter artık bir kısıtlayıcı faktör olmaktan çıkar (Vas, 1998).

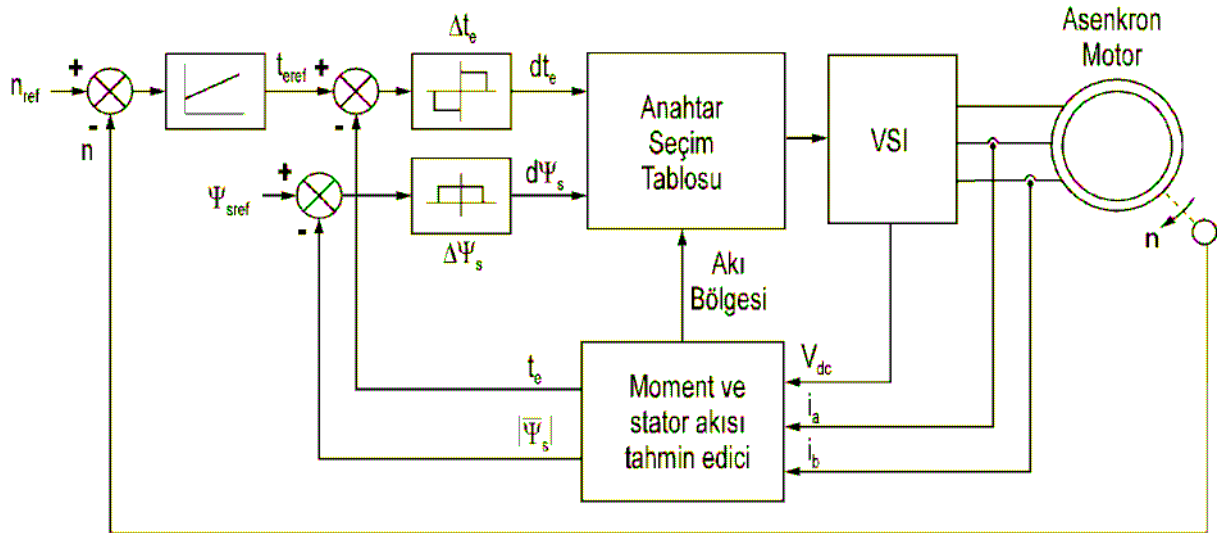
DTC' de motor akısı ve momentinin temel kontrol değişkenleri olarak kullanılma düşüncesi, DC sürücüde yapılan işlemin prensip olarak aynıdır. Buna karşılık, klasik PWM ve akı vektör kontrollü sürücülerde çıkış gerilim ile frekansı temel kontrol değişkenleri olarak kullanılır ve bu değişkenler modüle edilerek motora uygulanır. Bu modülatör katı, ek bir işaret işleme zamanı oluşturarak mümkün olan moment ve hız cevabını kısıtlar. DTC' de, akı ve momentin her ikisi de histerezis denetleyici ile kontrol edilir ve PWM modülatörü ile ilgili gecikmeler ortadan kalkar. PWM modülatörü yerine optimum anahtarlama mantığı kullanılır. Böylece, DC sürücünün sahip olduğu moment kontrol ve doğrudan akı kontrolü ile hızlı cevap verme gibi özellikler elde edilir. Moment cevabı, DC veya akı vektör kontrolü ile mümkün olandan iyidir. Orta seviyeli hız doğruluğu (%0,1 - %10) için hız algılayıcı ihtiyacı ortadan kalkar. Değişken hızlı sürücü uygulamalarının çoğunda moment kontrolü gerekli olup hız kontrolü gerekmez. Hassas hız kontrolü gerektirmeyen dizel elektrikli lokomotifler ve elektrikli otomobil gibi taşıma uygulamalarında, elektromanyetik moment doğrudan kontrol edilir ve hız kontrolü kullanılmaz. Doğrudan moment kontrolü yöntemi, özellikle bu uygulamalar için idealdir (Habetler ve Divan, 1991; Habetler vd., 1992a).

Doğrudan moment kontrolünün temeli, alan yönlendirmeli kontrol (FOC) ve doğrudan kendinden kontrol teorisine dayanır. Alan yönlendirmeli kontrol, manyetik alan

yönlendirmesini optimum olarak kontrol etmek üzere uzay vektör teorisini kullanır. Bu kontrol yöntemi, akı vektör denetleyicilerinin tasarımında başarı ile uygulanmıştır ve iyi bilinmektedir. Doğrudan kendinden kontrol teorisi, Almanya'da Manfred Depenbrock' un geliştirdiği ve yayınladığı makalelerde tanıttığı bir yöntem olup daha az bilinmektedir. Doğrudan kendinden kontrol yönteminde, çalışma frekansındaki değişiklikler, moment ihtiyacı tarafından ve geri besleme yoluyla otomatik olarak belirlenir (Depenbrock, 1988).

Geleneksel vektör kontrolü yöntemiyle (FOC), bu yöntem arasındaki fark, DTC' nin önceden belirlenmiş anahtarlama tablolarının olmamasıdır. DTC' de, yükün gereksinimlerine göre inverter anahtarlanır. Sabitlenmiş anahtarlama tablolarının olmaması nedeniyle, ani yük değişimlerine, vektör kontrolü ve Skaler kontrole göre, DTC' nin cevabı son derece hızlıdır. Bu karışık teknoloji yardımıyla hız doğruluğunun % 0,5 oranında yukarı çıkartılmasının sağlanmasıyla, geri besleme elemanlarına gereksinim kalmaz.

Şekil 1.3' te bir DTC uygulaması görülmektedir. Bu yöntemin avantajları; en hızlı cevap süresine sahip olması, geri besleme elemanlarını ortadan kaldırması, mekanik hatayı azaltması, neredeyse geri beslemesiz DC motor sürümü performansında oluşu, vb... olarak sıralanabilir. Dezavantajları ise; karşılaştırıcının histerezisi nedeniyle yüksek moment ve akı dalgalanmalarının var olmasıdır. Matematiksel eşitlikler yerine yapay zeka (AI) yöntemi kullanılarak da DTC yöntemi gerçekleştirilebilir. Bu, daha iyi model uyumunu sağlar ve motor parametrelerine bağımlılığı azaltır.



Şekil 1.3 DTC blok diyagramı (Parekh, 2003).

Çizelge 1.1'de, motor sürücülerinin kontrol özellikleri ile avantaj ve dezavantajları özetlenmiştir.

Çizelge 1.1 Kontrol yöntemlerinin çeşitli açılardan karşılaştırılması.

Kontrol Türü	Moment Kontrolü	Akı Kontrolü	Cevap Verme Hızı	Avantaj	Dezavantaj
DC Kontrol	Doğrudan	Doğrudan	Yüksek	Yüksek doğruluk İyi moment cevabı Basitlik	Motor bakım ve fiyatı Yüksek doğruluk için hız algılayıcı gerekli
Skaler Frekans Kontrolü	-	-	Düşük	Hız algılayıcı gerekmez Basitlik	Düşük doğruluk Kötü moment cevabı
Akı Vektör Kontrolü	Dolaylı	Doğrudan	Yüksek	Yüksek doğruluk İyi moment cevabı	Daima hız algılayıcı gerekli
Doğrudan Moment Kontrolü	Doğrudan	Doğrudan	Yüksek	Hız algılayıcı gerekmez Orta seviyeli doğruluk Mükemmel moment cevabı	Yüksek doğruluk için hız algılayıcı gerekli

1.2 Değişken Frekanslı Motor Kontrol Tekniklerinde Kullanılan Modülasyon Teknikleri

Değişken frekanslı motor kontrol uygulamaları için kullanılan modülasyon tekniklerinden en güncel olanları şöyle sıralanabilir:

- Sinüsoidal PWM
- Altı-Adım PWM
- Uzay Vektör Modülasyonlu PWM (SVMPWM)
- Aşırı Modülasyonlu SVMPWM

1.2.1 Sinüsoidal PWM

Bu yöntemin avantajı, hesaplama yönteminin kolay olmasıdır. Sinüs dalgası için sadece bir adet tablo yeterlidir.

Temel gerilimin büyüklüğünün, DC gerilimin %90' dan az oluşu, yöntemin dezavantajıdır. Bununla beraber, PWM anahtarlama frekansının büyüklüğüne göre harmonikler oluşmaktadır.

1.2.2 Altı Adım PWM

VSI inverteri, $2^3=8$ farklı anahtarlama konumuna sahiptir. Vektör adını verdiğimiz bu anahtarlama konumlarından 2 tanesi [(0,0,0),(1,1,1)] sıfır vektör olarak tanımlanır. Kalan 6

adet aktif vektör kendine özgü bir sıralama ile anahtarlandıklarında, asenkron motor dönebilir. Yöntemin avantajı, ara hesaplamaya gerek duymaması ve böylece kolay uygulanabilmesidir.

Motor endüktansı tarafından filtrelenemeyen düşük harmoniklerin varlığı yöntemin dezavantajıdır. Bu da motorda büyük kayıpların, büyük moment dalgalanmalarının ve de düşük hızlarda karşılaşılan ani çekişli çalışma durumunun olduğu anlamına gelir.

1.2.3 SVMPWM (Uzay Vektör Modülasyonlu PWM)

Bu yöntemin temeli, asenkron motorun 3 fazlı gerilim vektörlerinin tek bir döner vektöre dönüştürülebilmesine dayanır. Uzay vektörünün dönüşü, 3 fazlı sinüs dalgaları üreten VSI tarafından uygulanabilir. Yöntemin avantajları arasında, PWM anahtarlama frekansında düşük harmonik değeri, sinüsoidal PWM ile karşılaştırıldığında daha az hafıza talebi, vb... sayılabilir.

Çok fazla hesaplama gereksinimi ve DC geriliminin tam olarak değerlendirilememesi bu yöntemin önemli dezavantajlarıdır.

Uzay Vektörü Kavramı

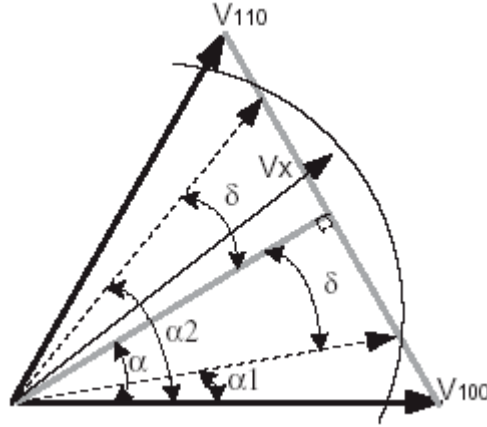
Uzay vektör kavramı, matematiksel bağıntılardan değil, fiziksel gerçeklerden ortaya çıkmıştır. Zamanla sinüs biçimli değişen bir büyüklük uzay fazörle gösterilebilir. Uzay fazörü, temsil ettiği uzay dalgasının en büyük pozitif değerini, büyüklüğü ise dalga'nın genliğini gösterir.

Elektrik makinalarının uzay vektörleri ile incelenmesi aşağıdaki avantajları sağlayacaktır:

- Makinanın akım, gerilim, akı gibi büyüklükleri uzay vektörleri ile ifade edilebilir.
- Tüm uzay vektörleri matematiksel bağıntılarla ifade edilebilir.
- Simetrik ve simetrik olmayan makinaların incelenmesi faz sayılarına bağlı olmadan uzay harmonikleri de eklenerek yapılabilir.
- Moment ifadesi çok daha basit hale dönüşür.
- Uzay fazörleri ile asenkron makinanın karşılıklı etkileşimli denklemleri birbirinden bağımsız hale gelir.
- Sürekli çalışma durumunda uzay fazör ve zaman fazör diyagramları aynıdır.
- Uzay fazörleri ile denklem sayısı azalır.

1.2.4 Aşırı Modülasyonlu SVM PWM

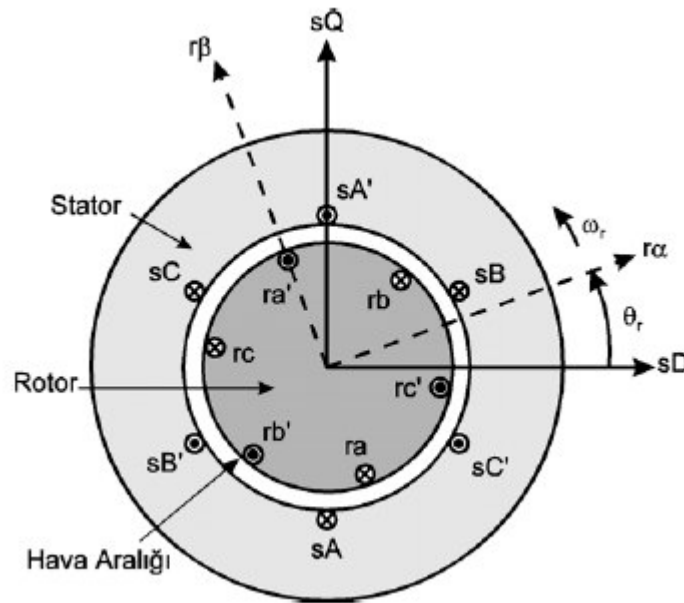
Bu yöntemde amaç, temel sinüs dalgaının genliğinin DC gerilim düzeyinin üzerine çıkmasını sağlamaktır. Yöntemin dezavantajları karmaşık hesaplama, faz-faz dalga formunun açık olmaması, THD değerinin yüksek oluşlarıdır. Ancak yine de THD değeri, altı-adım PWM yöntemine göre daha düşüktür.



Şekil 1.4 Birinci bölge için örnek aşırı modülasyon durumu (NEC Corporation, 2004).

2. ASENKRON MOTORUN MATEMATİKSEL MODELİ

Vektör kontrollü ve doğrudan moment kontrollü sürücülerin anlaşılabilmesi için kontrol edilen makinanın matematiksel modelinin iyi bilinmesi gerekir. Makinanın davranışını geçici ve kararlı rejimde temsil eden matematiksel model, hesaplama kolaylığı açısından uzay vektörleri kullanılarak tanımlanır. Analizin kolay yapılabilmesi için, motorda hava aralığının düzgün olduğu, demir geçirgenliğinin sonsuz olduğu, hava aralığındaki akı yoğunluğunun yüzeye dik geldiği, oluk etkisi ve demir kayıpları ile uç etkilerinin olmadığı kabul edilir. Şekil 2.1'de üç fazlı simetrik asenkron motorun yatay kesiti verilmiştir. Bu şekilde, stator ve rotor sargıları, hava aralığının her iki tarafında tek bir bobin olarak gösterilmiştir. Gerçekte her bir faz sargısı, kendi manyetik ekseninde sinüsoidal bir magneto motor kuvvet (mmf) üretecek şekilde yerleştirilir. Üç fazlı simetrik asenkron motorun matematiksel modeli, uzay vektörleri kullanılarak aşağıda elde edilmiştir.



Şekil 2.1 Üç fazlı simetrik asenkron motorun temel yapısının temel kesiti.

Statora üç fazlı simetrik gerilimin uygulanmasıyla geçen $i_sA(t), i_sB(t), i_sC(t)$ stator faz akımları,

$$f_s(\theta, t) = N_s [i_{sA}(t)\cos\theta + i_{sB}(t)\cos(\theta - 2\pi/3) + i_{sC}(t)\cos(\theta + 2\pi/3)] \quad (1.1)$$

manyeto motor kuvvetini oluşturur. Burada, N_s stator sarım sayısı ve ϑ açısı A fazının manyetik eksenini referans alındığında stator çevresinin açısıdır. Statorun A fazının manyetik

ekseni sabit eksen takımında sD eksenidir. Manyeto motor kuvvet (mmf) motorda fiziksel olarak mevcuttur ve ölçülebilir. Stator akımı uzay vektörü aşağıdaki gibi tanımlanır (Ramshaw, 1990; Vas, 1998).

$$\bar{i}_s(t) = \frac{2}{3} \left[i_{sA}(t) + i_{sB}(t)e^{j2\pi/3} + i_{sC}(t)e^{j4\pi/3} \right] = \left| \bar{i}_s(t) \right| e^{j\alpha_s} \quad (1.2)$$

Burada α_s açısı, stator akımı uzay vektörü ile sD eksenindeki açıdır. (1.2) eşitliğine göre, frekansı ω ve genliği I_s olan üç fazlı sinüsoidal stator akımlarının uzay vektörü $\bar{i}_s(t) = I_s e^{j\omega t}$ olur. Yani, stator akımı uzay vektörü, sinüsoidal sürekli halde genliği I_s olan ve ω açısal hızıyla dönen bir vektördür. Geçici rejimde üç fazlı stator akımları dengeli olmayabilir. Bu durumda stator akımı uzay vektörünün genliği ve/veya açısal hızı değişkendir (Vithayathil, 1995). (1.1) eşitliğinde verilen statordaki mmf, (1.2) bağıntısı kullanılarak aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$f_s(\theta, t) = \frac{3}{2} N_s \text{Re} \left[\bar{i}_s(t) e^{-j\theta} \right] \quad (1.3)$$

Statordaki mmf uzay vektörü,

$$\bar{f}_s(t) = N_s i_s(t) \quad (1.4)$$

olarak tanımlanır. Stator akımlarının uzay vektörü aşağıdaki gibi, statorun sD ve sQ eksenlerindeki akım bileşenlerinin toplamı olarak ifade edilir.

$$\bar{i}_s(t) = i_{sD}(t) + j i_{sQ}(t) \quad (1.5)$$

i_{sD} ve i_{sQ} akımları gerçek akımlar olmayıp sadece teorik olarak mevcuttur. Bu iki fazlı akımların ani değerleri, makinanın gerçek üç fazlı akımlarının ani değerleri cinsinden aşağıdaki gibi elde edilir.

$$i_{sD} = \text{Re}(\bar{i}_s) = \frac{2}{3} \left[i_{sA} - \frac{1}{2} i_{sB} - \frac{1}{2} i_{sC} \right] \quad (1.6)$$

$$i_{sQ} = \text{Im}(\bar{i}_s) = \frac{1}{\sqrt{3}} [i_{sB} - i_{sC}] \quad (1.7)$$

Rotor akımlarının rotorda oluşturduğu mmf (1.1) eşitliğine benzer şekilde aşağıdaki gibi

hesaplanır.

$$f_r(\theta, t) = N_r [i_{ra}(t)\cos(\theta - \theta_r) + i_{rb}(t)\cos(\theta - \theta_r - 2\pi/3) + i_{rc}(t)\cos(\theta - \theta_r + 2\pi/3)] \quad (1.8)$$

Burada N_r rotor sarım sayısı, ϑ_r stator ve rotor eksen takımları arasındaki açıdır. Rotor eksen takımında rotor akımlarının uzay vektörü,

$$\bar{i}_r = i_{r\alpha} + j i_{r\beta} \quad (1.9)$$

olarak verilir. Rotor akımı uzay vektörü rotordaki mmf' nin ani değerini ve açısını belirler. Rotor eksen takımında ifade edilen rotordaki mmf veya rotor akımı, statorun sabit eksen takımına göre,

$$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} \quad (1.10)$$

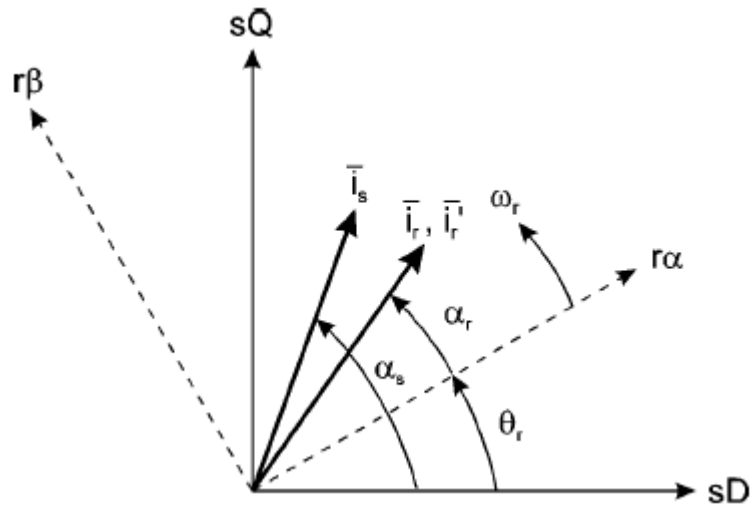
açısal hızıyla döner. Rotor akımı, rotor eksen takımında aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$\bar{i}_r = |i_r| e^{j\alpha_r} \quad (1.11)$$

Burada α_r açısı, rotor akımı uzay vektörü ile $r\alpha$ eksenini arasındaki açıdır. Statorun sabit eksen takımında ifade edilen rotor akımı uzay vektörü ise,

$$\bar{i}_r = |i_r| e^{j(\omega_r t + \theta_r)} \quad (1.12)$$

olur. Şekil 2.2' de stator ve rotor akımlarının uzay vektörleri, sabit ve ω_r hızıyla dönen eksen takımlarında görülmektedir.



Şekil 2.2 Sabit ve dönen eksen takımlarında, stator ve rotor akımlarının uzay vektörleri.

Stator ve rotorda oluşan mmf değişimlerinin toplamı,

$$f(\theta, \theta_r, t) = f_s(\theta, t) + f_r(\theta, \theta_r, t) \quad (1.13)$$

$$f(\theta, \theta_r, t) = \frac{3}{2} N_s \text{Re}(\bar{i}_s e^{-j\theta}) + \frac{3}{2} N_r \text{Re}(\bar{i}_r' e^{-j\theta}) = \frac{3}{2} N_s \text{Re} \left[\left(\bar{i}_s + \frac{N_r}{N_s} \bar{i}_r' \right) e^{-j\theta} \right] \quad (1.14)$$

olarak elde edilir. Bu eşitlikler kullanılarak, stator akımı uzay vektörü ile rotor akımı uzay vektörünün stator eksen takımındaki toplamı,

$$\bar{i}_m = \bar{i}_s + \frac{N_r}{N_s} \bar{i}_r' \quad (1.15)$$

olarak elde edilir. Statorda oluşan akı,

$$\bar{\psi}_s = L_s \bar{i}_s + L_m \bar{i}_r' = L_s \bar{i}_s + L_m \bar{i}_r e^{j\theta_r} \quad (1.16)$$

şeklinde tanımlanır. Burada, L_s stator sargısı endüktansı ve L_m mıknatıslama endüktansıdır. Stator akısı uzay vektörünün ilk terimi stator akımlarının oluşturduğu akıyı gösterir. İkinci terim ise stator eksen takımında ifade edilen rotor akımlarının statorda oluşturduğu akıdır. Lineer olmayan manyetik koşullar için L_s ve L_m sabit olmayıp makina akımlarına bağlıdır.

Stator akısı vektörü aynı zamanda,

$$\bar{\psi}_s = \psi_{SD}(t) + j\psi_{SQ}(t) \quad (1.17)$$

$$\psi_{SD} = L_s i_{SD} + L_m i_{rd} \quad (1.18)$$

$$\psi_{SQ} = L_s i_{SQ} + L_m i_{rq} \quad (1.19)$$

şekillerinde ifade edilebilir. Asenkron motorun sabit eksen takımındaki iki fazlı modelinin temel yapısı Şekil 2.3 ' te görülmektedir. Rotor akımları için aşağıdaki dönüşümler kullanılır.

$$\bar{i}_r' = i_{rd} + j i_{rq} = \bar{i}_r e^{j\theta_r} \quad (1.20)$$

$$\begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_r & -\sin\theta_r \\ \sin\theta_r & \cos\theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (1.21)$$

$$i_{ra} = \cos\theta_r i_{rd} + \sin\theta_r i_{rq} \quad (1.22)$$

$$i_{rb} = -\sin\theta_r i_{rd} + \cos\theta_r i_{rq} \quad (1.23)$$

İki fazlı gerilim ve akım bileşenleri, üç fazlı gerilim ve akımlar cinsinden aşağıdaki gibi elde edilir.

$$V_{SD} = \frac{2}{3} \left[V_{SA} - \frac{1}{2} V_{SB} - \frac{1}{2} V_{SC} \right] \quad (1.24)$$

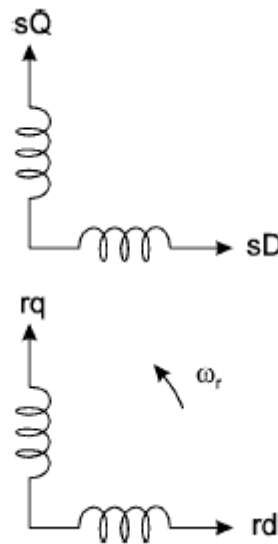
$$V_{SQ} = \frac{1}{\sqrt{3}} [V_{SB} - V_{SC}] \quad (1.25)$$

$$i_{SD} = \frac{2}{3} \left[i_{SA} - \frac{1}{2} i_{SB} - \frac{1}{2} i_{SC} \right] \quad (1.26)$$

$$i_{SQ} = \frac{1}{\sqrt{3}} [i_{SB} - i_{SC}] \quad (1.27)$$

$$i_{ra} = \frac{2}{3} \left[i_{ra} - \frac{1}{2} i_{rb} - \frac{1}{2} i_{rc} \right] \quad (1.28)$$

$$i_{rb} = \frac{1}{\sqrt{3}} [i_{rb} - i_{rc}] \quad (1.29)$$



Şekil 2.3 Asenkron motorun sabit eksen takımındaki 2 fazlı modeli.

Sabit eksen takımındaki stator ve rotor gerilim eşitlikleri, uzay vektörü şeklinde aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\bar{V}_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{\psi}_s}{dt} \quad (2.30)$$

$$\bar{V}_r = R_r \bar{i}_r + \frac{d\bar{\psi}_r}{dt} - j\omega_r \bar{\psi}_r \quad (2.31)$$

Burada, R_s ve R_r sırasıyla stator ve rotor dirençleridir. Yukarıdaki eşitlikler kullanılarak asenkron motorun matris şeklindeki modeli,

$$\begin{bmatrix} \bar{V}_s \\ \bar{V}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_s \\ \bar{i}_r \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_s & L_m \\ L_m & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_s \\ \bar{i}_r \end{bmatrix} - j\omega_r \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ L_m & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_s \\ \bar{i}_r \end{bmatrix} \quad (2.32)$$

$$\begin{bmatrix} V_{SD} \\ V_{SQ} \\ V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s p & 0 & L_m p & 0 \\ 0 & R_s + L_s p & 0 & L_m p \\ L_m p & \omega_r L_m & R_r + L_r p & \omega_r L_r \\ -\omega_r L_m & L_m p & -\omega_r L_r & R_r + L_r p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{SD} \\ i_{SQ} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

olarak bulunur. Burada, L_s ve L_r stator ve rotor endüktanslarıdır. $L_m = \frac{3}{2} M_{sr}$ olarak hesaplanır. M_{sr} ise stator ve rotor arasındaki mıknatıslama endüktansının maksimum değeridir. Endüktansların değişmesi dikkate alınır, endüktanslar p diferansiyel elemanın önüne alınabilir. Matrisin fiziksel yorumu olarak, rotorun d-ekseninde oluşan gerilimin, transformatör etkisi ile endüklenen $p(L_m i_{SD} + L_r i_r)$ gerilimi ve rotorun dönmesi ile oluşan $\omega_r (L_m i_{SQ} + L_r i_{rq})$ geriliminin toplamı olduğu düşünülebilir. Motorun momenti,

$$t_e = \frac{3}{2} p L_m (i_{SD} i_{rq} - i_{SQ} i_{rd}) \quad (2.34)$$

ve geçici rejimdeki hareket denklemi,

$$t_e - t_L = J \frac{d\omega_m}{dt} + B \omega_m \quad (2.35)$$

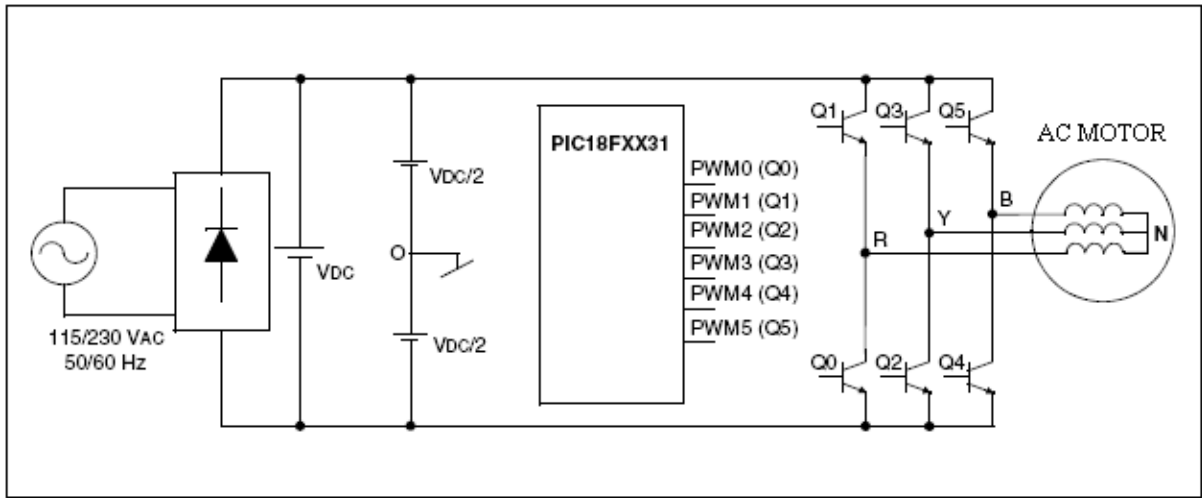
olarak verilir. Burada, p çift kutup sayısı, t_L yük momenti, J atalet momenti, B sürtünme katsayısı ve ω_m motorun mekaniksel hızı olarak gösterilmiştir. Rotorun elektriksel hızı,

$$\omega_r = p\omega_m \quad (2.36)$$

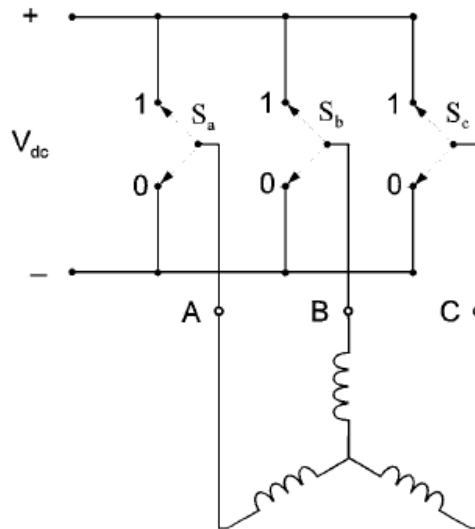
şeklinde ifade edilir. Üç fazlı asenkron motorun dinamik simülasyonu, (2-24)-(2-36) eşitlikleri kullanılarak bilgisayar yardımıyla adım adım yapılabilir (Ong, 1998).

3. GERİLİM BESLEMELİ PWM İNVERTER SİSTEMİ

Asenkron motorların değişken gerilim ve frekans ile kontrolünde PWM inverterler yaygın olarak kullanılmaktadır (Bose, 1986; Holtz vd., 1992). Motor kontrolü uygulamalarında kullanılan PWM inverterler, genellikle anahtarlama gücü yüksek ve iletim kayıpları düşük olan IGBT elemanları ile gerçekleştirilmektedir (Bodur ve Akkaya, 1994). Yüksek frekanslarda anahtarlama kayıplarının inverter elemanlarının ısınmasına yol açması nedeniyle, problemsiz bir çalışma için kullanılacak inverterin gücü ve çalışma frekansı ile soğutucuların önceden belirlenmesi gerekir.



(a)



(b)

Şekil 3.1. (a) Tipik bir gerilim beslemeli inverter, (b) Tipik bir gerilim beslemeli inverterin eşdeğeri.

Çizelge 3.1 Anahtarlama durumlarına karşılık Faz-Nötr gerilimleri (Parekh, 2005).

Anahtar Durumu	Anahtar	V_{RN}	V_{YN}	V_{BN}	Uzay Gerilim Vektörü
0	Q0, Q2, Q4	0	0	0	$\bar{V}_0$
1	Q1, Q2, Q4	$2/3 V_{dc}$	$-1/3 V_{dc}$	$-1/3 V_{dc}$	$\bar{V}_1$
2	Q1, Q3, Q4	$1/3 V_{dc}$	$1/3 V_{dc}$	$-2/3 V_{dc}$	$\bar{V}_2$
3	Q0, Q3, Q4	$-1/3 V_{dc}$	$2/3 V_{dc}$	$-1/3 V_{dc}$	$\bar{V}_3$
4	Q0, Q3, Q5	$-2/3 V_{dc}$	$1/3 V_{dc}$	$1/3 V_{dc}$	$\bar{V}_4$
5	Q0, Q2, Q5	$-1/3 V_{dc}$	$-1/3 V_{dc}$	$2/3 V_{dc}$	$\bar{V}_5$
6	Q1, Q2, Q5	$1/3 V_{dc}$	$-2/3 V_{dc}$	$1/3 V_{dc}$	$\bar{V}_6$
7	Q1, Q3, Q5	0	0	0	$\bar{V}_7$

3.1 Uzay Vektörü Kavramı

AC makinelerin analizinde kullanılan uzay vektörü kavramı, üç fazlı gerilim beslemeli inverterlerin analizinde de kullanılabilir. Üç fazlı sinüsoidal gerilimlerin uzay vektörü, sD ve sQ sabit eksen takımında, sabit genlikli ve sabit açısal hızla dönen bir vektördür. Üç fazlı gerilim beslemeli inverterin (VSI) normal çalışması, aynı koldaki iki elemanın aynı anda iletimde olmamasını gerektirir. Bu sebeple üç fazlı inverter, eşdeğer olarak iki konumlu üç mekanik anahtar ile tanımlanır. Dolayısıyla $k = 2^3 = 8$ farklı inverter anahtarlama durumu mevcuttur. Şekil 3.1 'de üç fazlı asenkron motoru besleyen gerilim beslemeli inverter ve eşdeğeri görülmektedir. Her bir inverter faz kolunun anahtarlama durumu ayrı ayrı S_a, S_b, S_c anahtarlama fonksiyonları tarafından kontrol edilir. Anahtarlama fonksiyonu, inverter fazı kaynak geriliminin pozitif ucuna bağlandığında "1", negatif ucuna (GND) bağlandığında ise "0" olarak tanımlanır. DC bara gerilimi V_{dc} olduğuna göre, anahtarlama fonksiyonları,

$$S_{a,b,c} = \begin{cases} 1 & +V_{dc} \\ 0 & \text{GND} \end{cases} \quad (3.1)$$

olarak ve inverter faz gerilimleri,

$$V_{sA} = S_a \cdot V_{dc} \quad (3.2)$$

$$V_{sB} = S_b \cdot V_{dc} \quad (3.3)$$

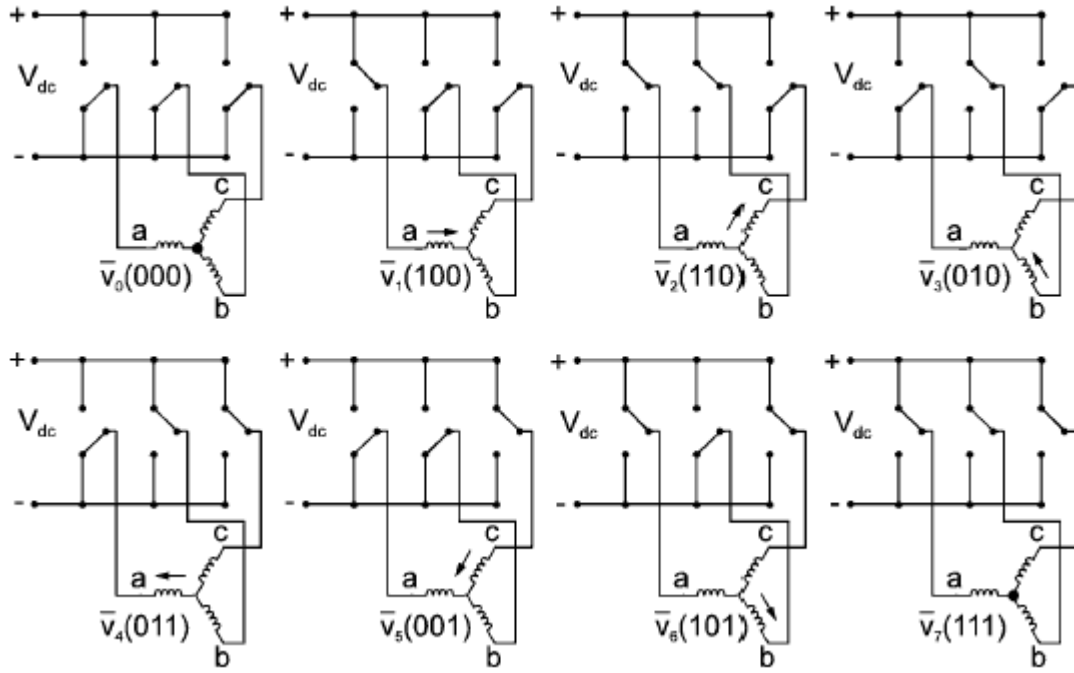
$$V_{sC} = S_c \cdot V_{dc} \quad (3.4)$$

şeklinde tanımlanır. VSI PWM inverter, 8 farklı anahtarlama durumuna bağlı olarak 8 farklı

inverter çıkış gerilim vektörü üretir. Şekil 3.2' de anahtar konumlarına karşılık düşen gerilim vektörleri gösterilmiştir.

3.1.1 sD ve sQ Sabit Ekseninde V_{sD} ve V_{sQ} Gerilim Vektör Bileşenleri

Çizelge 3.2' de inverter anahtarlama durumuna bağlı olarak V_{sD} ve V_{sQ} çıkış gerilimlerinin değerleri verilmiştir.



Şekil 3.2 VSI inverterde anahtar konumlarına karşılık gelen gerilim vektörleri.

Çizelge 3.2 İnverterde anahtarlama konumuna bağlı olarak V_{sD} ve V_{sQ} çıkış gerilimleri.

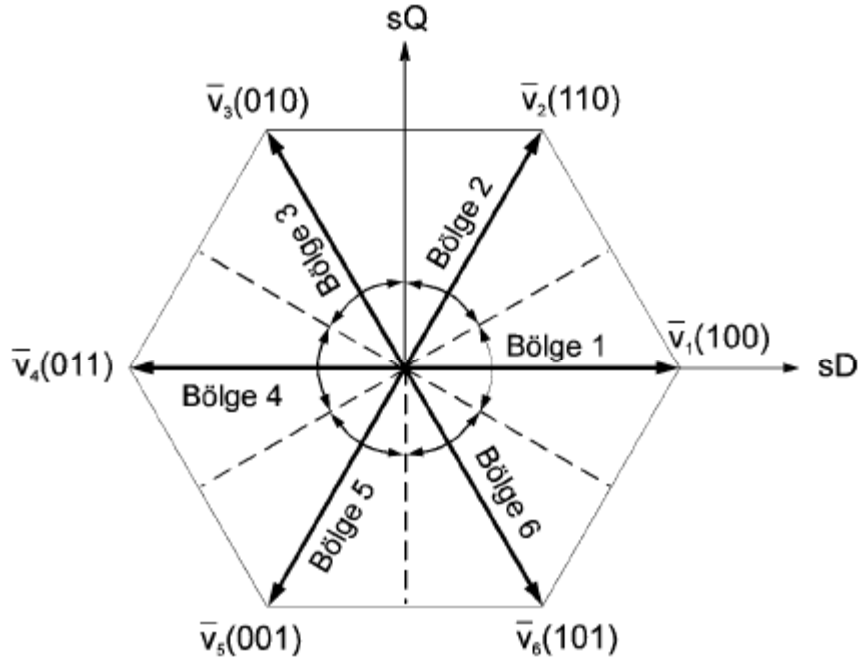
k	S_a	S_b	S_c	v_{sD}	v_{sQ}
0	0	0	0	0	0
1	1	0	0	$V_{dc}.2/3$	0
2	1	1	0	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/\sqrt{3}$
3	0	1	0	$-V_{dc}/3$	$V_{dc}/\sqrt{3}$
4	0	1	1	$-V_{dc}.2/3$	0
5	0	0	1	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}/\sqrt{3}$
6	1	0	1	$V_{dc}/3$	$-V_{dc}/\sqrt{3}$
7	1	1	1	0	0

Gerilim vektörü $\bar{V}_k = V_{sD} + jV_{sQ}$ olarak tanımlandığına göre, Çizelge 3.2' de verilen sonuçlar genelleştirilerek gerilim beslemeli PWM inverterin d-q modeli aşağıdaki gibi bulunur.

$$\bar{V}_k = \frac{2}{3} V_{dc} e^{j(k-1)\pi/3} \quad k = 1,2,3,4,5,6 \quad (3.5)$$

$$\bar{V}_k = 0 \quad k = 0,7$$

Gerilim vektörleri simetrik bir altıgen oluşturur. Bu altıgen 60 derecelik 6 bölgeye bölünür. -30 ile +30 derece arasında tanımlanan bölge 1. bölgedir. Gerilim vektörlerinin sabit eksen takımındaki konumları ve bölge tanımları Şekil 3.3' de görülmektedir.



Şekil 3.3 VSI inverterde gerilim vektörlerinin sabit eksen takımındaki konumları ve bölgeler.

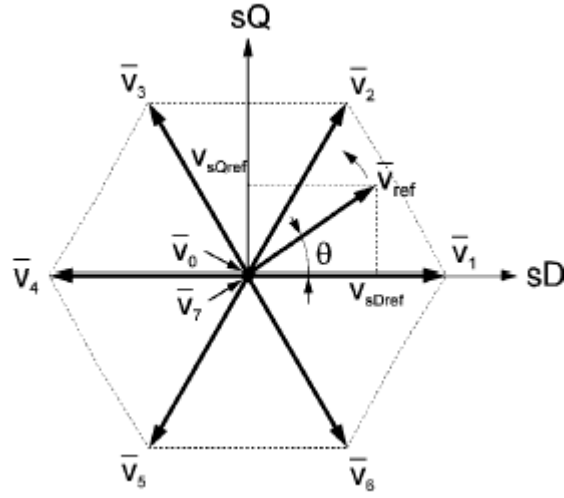
3.2 Uzak Vektörü Modülasyonu Tekniği

Motora $\bar{V}_1 - \bar{V}_6$ vektörlerinden biri uygulandığında, stator akısı uygulanan gerilim vektörü doğrultusunda artar. Bu nedenle $\bar{V}_1 - \bar{V}_6$ vektörleri aktif vektörler olarak adlandırılır. Sıfır gerilim vektörleri olarak adlandırılan $\bar{V}_0$ ve $\bar{V}_7$ gerilim vektörleri, stator sargılarını kısa devre eder ve stator akısında bir değişiklik oluşturmaz.

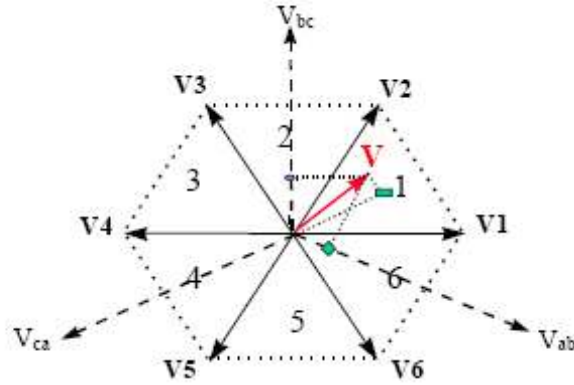
Vektör kontrol yöntemlerinde, sabit eksen takımındaki 8 farklı gerilim vektörü ile üç fazlı sinüsoidal akımların üretilmesi için modülasyon teknikleri kullanılır. Bu teknikler arasında en uygun olanı Uzak Vektör Modülasyonu (SVM) tekniğidir. SVM tekniği ile gerilim vektörünün genliğini ve fazını istenilen yörüngede kontrol etmek mümkündür.

Uzak vektör modülasyonu tekniği, PWM tekniğiyle karşılaştırıldığında V_{DC} gerilimini yararlı kullanmak açısından %15'e varan bir avantaja sahiptir. Bununla birlikte THD değeri de daha azdır. 3 fazlı dengeli bir sistemde 3 gerilim vektörünün (V_{an}, V_{bn}, V_{cn}) toplamı sıfırdır. Bu nedenle tek bir uzak referans vektörü olarak ($\bar{V}_{ref}$) gösterilebilirler. $\bar{V}_{ref}$ vektörünün genliğini ve frekansını kontrol ederek, motor gerilimi ve frekansı kontrol edilebilir. Bu sebeple bu yöntem uzak vektör modülasyonu olarak bilinir. (Parekh, 2005)

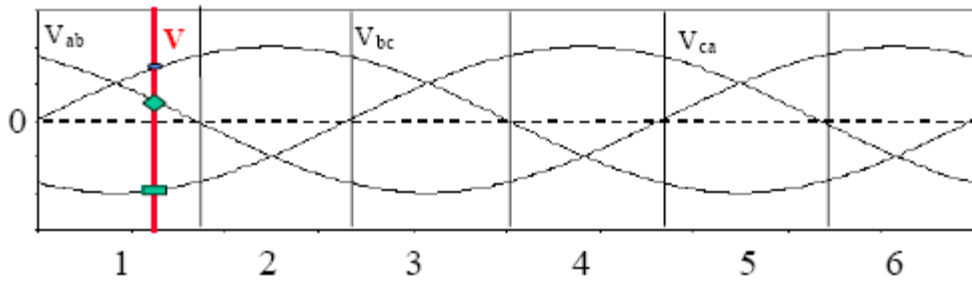
SVM ile üretilen $\bar{V}_{ref}$ referans gerilim vektörü Şekil 3.4’ de gösterilmiştir.



Şekil 3.4 SVM ile üretilen referans gerilim vektörü.



(a)



(b)

Şekil 3.5 (a) α - β düzleminde referans gerilim vektörü gösterimi, (b) zaman domeninde çıkış faz gerilimlerinin gösterimi.

Uygulamada SVM' nin gerçekleştirilmesi, motor kontrolünde kullanılan DSP'de bulunan bir SVM birimi ile sağlanır. SVM birimi, üretilmek istenilen $\bar{V}_{ref}$ referans gerilim vektörünün sabit eksen takımındaki bileşenleri V_{sDref} ve V_{sQref} ile V_{DC} gerilimini giriş olarak alır. V_{sDref} ve V_{sQref} kullanılarak $\bar{V}_{ref}$ referans gerilim vektörünün bulunduğu bölge tespit edilir.

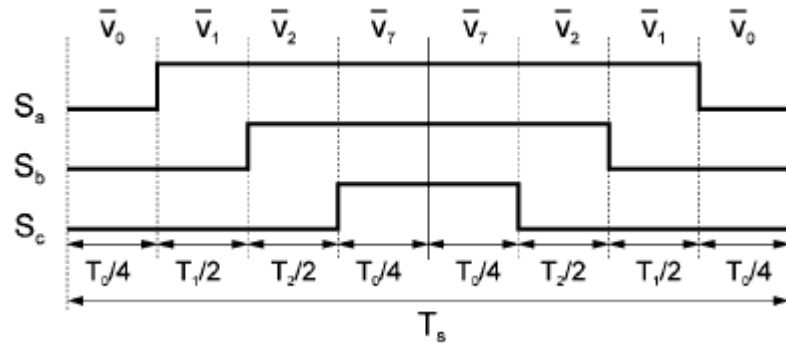
$\bar{V}_{ref}$ ' e komşu olan iki gerilim vektörü ve sıfır gerilim vektörleri, bir anahtarlama periyodu içinde uygun bir sırayla ve belirli sürelerle seçilir. Böylece, bir anahtarlama periyodu boyunca ortalama olarak $\bar{V}_{ref}$ referans gerilim vektörü elde edilmiş olur.

3.2.1 SVM Anahtarlama Kuralları

- $\bar{V}_{ref}$ gerilim vektörünün yörüngesi çember içinde olmalıdır.
- Her geçişte sadece 1 anahtarlama yapılmalıdır.
- T_s süresi boyunca 3 anahtarlama fazlası yapılmamalıdır.

Bu kurallar anahtarlama sayılarının sınırlandırılmasına ve anahtarlama kayıplarının azalmasını sağlayacaklardır. Ayrıca anahtarlama dalga formlarındaki simetrinin sağlanması, daha düşük bir THD oluşmasını sağlayacaktır. Bu yöntemle yapılan SVM modülasyonunun adına Geleneksel (Konvansiyonel) SVM adı verilmektedir.(Parekh, 2005)

Şekil 3.6' de $\bar{V}_{ref}$ referans gerilim vektörü açısının $0^\circ < \theta < 60^\circ$ olması durumunda üretilen gerilim vektörleri gösterilmiştir.



Şekil 3.6 Referans gerilim vektörü açısının $0^\circ < \theta < 60^\circ$ olması durumunda, üretilen anahtarlama dizini.

Şekil 3.6' de verilen anahtarlama dizini ile üretilen gerilim vektörünün ortalaması,

$$\overline{V}_{\text{ref}} T_s = \overline{V}_0 \frac{T_0}{2} + \overline{V}_1 T_1 + \overline{V}_2 T_2 + \overline{V}_7 \frac{T_0}{2} \quad (3.6)$$

olarak bulunur. $\overline{V}_0$ ve $\overline{V}_7$ vektörleri sıfır gerilim vektörleri olduğundan, T_s periyodu boyunca referans gerilim vektörünün ortalaması,

$$\overline{V}_{\text{ref}} = \frac{\overline{V}_1 T_1 + \overline{V}_2 T_2}{T_s} \quad (3.7)$$

şeklinde bulunur. Referans gerilim vektörü bileşenleri açısından,

$$\overline{V}_{\text{ref}} = \overline{V}_{\text{sDref}} + j\overline{V}_{\text{sQref}} = \frac{T_1}{T_s} |\overline{V}_1| + \frac{T_2}{T_s} |\overline{V}_2| \cos 60 + j \frac{T_2}{T_s} |\overline{V}_2| \sin 60 \quad (3.8)$$

olarak da yazılabilir. Aktif gerilim vektörlerinin genliği $|\overline{V}_k| = \frac{2}{3} \cdot V_{\text{dc}}$ ise, T_1 ve T_2 süreleri,

$$T_2 = \frac{\overline{V}_{\text{sQref}} T_s}{2/3 \cdot V_{\text{dc}} \sin 60} = \frac{\sqrt{3} \overline{V}_{\text{sQref}}}{V_{\text{dc}}} T_s \quad (3.9)$$

$$T_1 = \frac{3}{2} \frac{\overline{V}_{\text{sDref}} T_s}{V_{\text{dc}}} - \frac{T_2}{2} \quad (3.10)$$

olarak bulunur. Sıfır gerilim vektörlerinin toplam süresi ise,

$$T_0 = T_s - T_1 - T_2 \quad (3.11)$$

olur. SVM' de Şekil 3.6' da verilen anahtarlama dizini kullanılarak, her bir elemanın periyod içinde sadece bir kere konum değiştirmesi sağlanır. $\overline{V}_0$ (000), $\overline{V}_1$ (100), $\overline{V}_2$ (110), $\overline{V}_7$ (111) anahtarlama vektörleri sırayla seçildiğinde, inverterdeki altı IGBT' den her biri sadece bir kere konum değiştirir. Böylece anahtarlama frekansı T_s periyodu ile doğrudan kontrol edilir. SVM ile üretilen referans gerilim vektörünün genliği Şekil 3.4 ve Şekil 3.5(a)' da gösterilen altıgenin sınırını geçemez. Bu durumda sıfır gerilim vektörleri kullanılmaz. Çıkış geriliminin maksimum değeri,

$$\overline{V}_{\text{refmax}} = \frac{V_{\text{dc}}}{\sqrt{3} \sin(\theta + 60)} \quad (3.12)$$

olarak bulunur. Referans gerilim vektörü bu değerden büyük ise kare dalga çalışmaya geçilir.

3.2.2 Farklı SVM Algoritmaları

SVM' yi oluşturmak için çeşitli yöntemler vardır;

- Klasik SVM
- Temel Bara Tutma SVM
- Sınır Modellemeli SVM
- Asimetrik Sıfır – Değişimli SVM, vb...

Tüm bu SVM uygulama algoritmalarında Aktif vektörlerin uygulama sürelerinin aktif olmayan vektörlerin uygulanma sürelerine oranı sabittir. Farklılık, aktif olmayan vektörlerin uygulanmasındadır, örneğin T_s süresi içindeki T_0 ve T_7 sürelerinin dağılımı gibi.

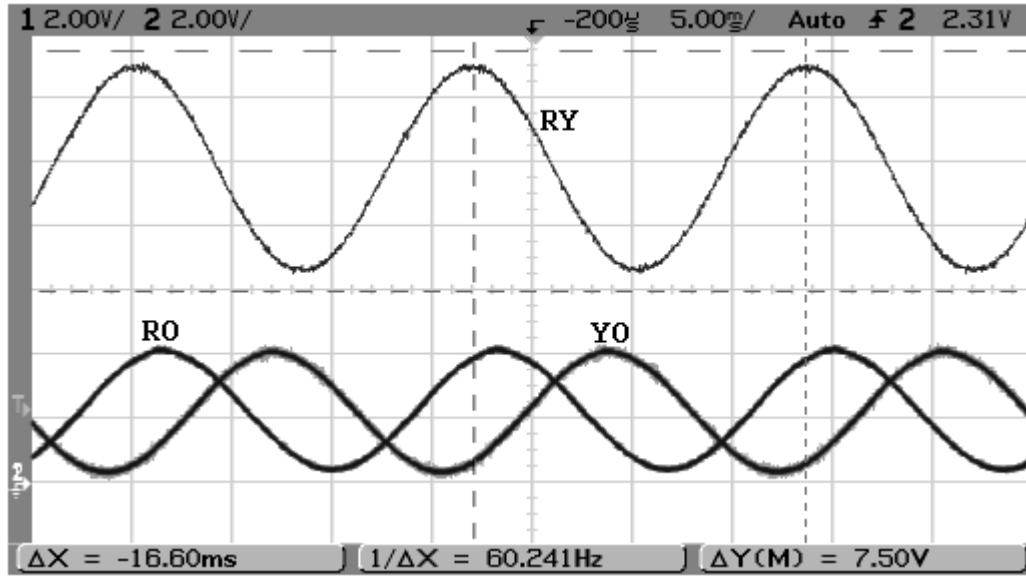
SVM yöntemindeki yüksek faz-faz geriliminin sebebi, Şekil 3.7 yardımıyla açıklanabilir. PWM yönteminde DC bara geriliminin yaklaşık olarak %86' sı kullanılabiliriyorken, SVM yönteminde 3. harmonik bileşeninin de ana dalgaya eklenmesiyle bu oran DC bara geriliminin %'100' üne kadar ulaşır.

RO, YO: Faz- Nötr Gerilimleri

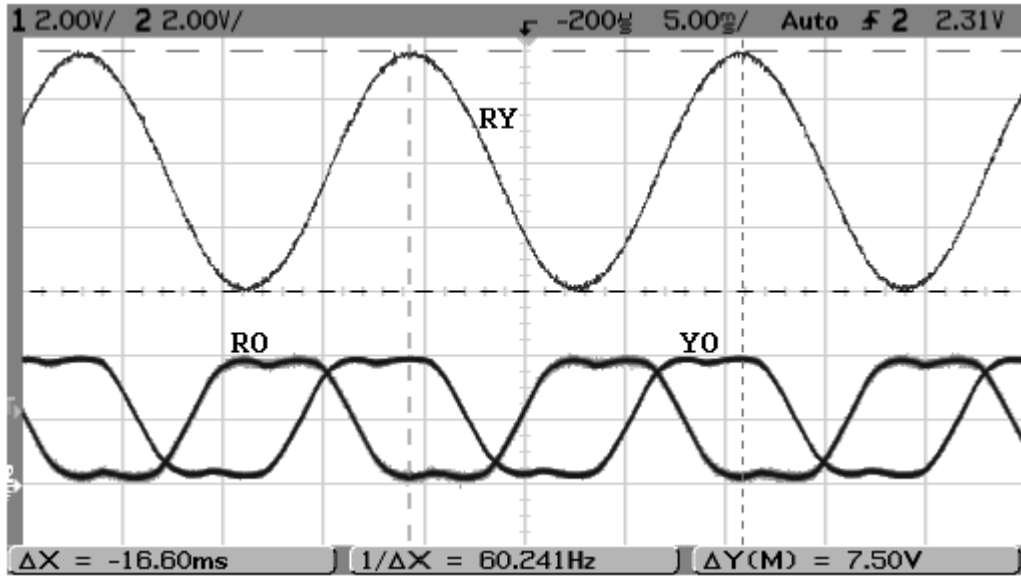
RY: Faz-Faz Gerilimi

SVM Yönteminin, PWM Yöntemine Göre Avantajları

- Lineer uygulama bölgesinde, DC bara gerilimi %100 oranında kullanılabilir.
- DC bara geriliminin etkin kullanımıyla birlikte, motor kontrol sistemi daha az giriş akımıyla tasarlanabilecek ve bunun sonucu olarak da VSI sisteminin akıma bağlı kayıpları azalacaktır.
- 3 fazlı sinüsoidal gerilimi üretebilmek için 1 adet gerilim uzay vektörü yeterli olur.
- Daha az anahtarlama kaybı ve THD oluşur.



(a)



(b)

Şekil 3.7 (a) Sinüs PWM tekniği ile üretilmiş gerilimin dalga şekli, (b) SVM PWM tekniği ile üretilmiş gerilimin dalga şekli.

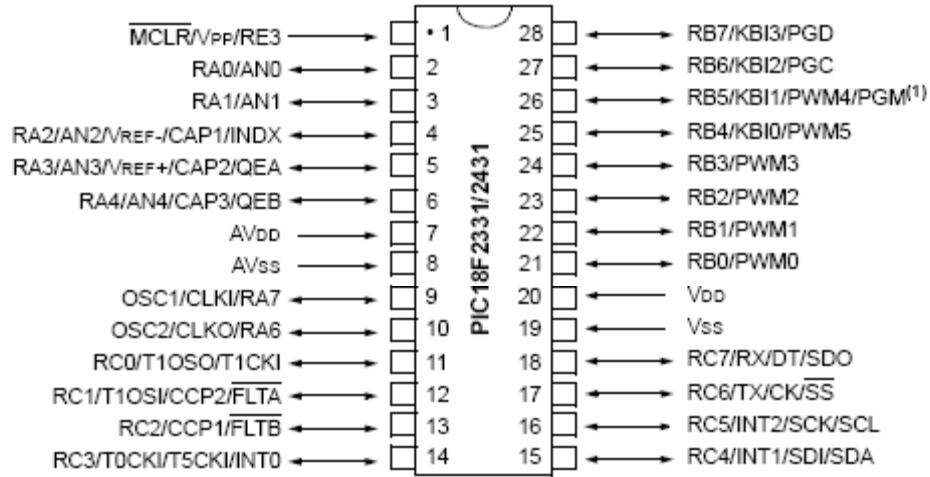
Şekil 3.7' de PWM(a) ve SVM(b) teknikleriyle üretilmiş gerilimlerin, DC bara geriliminin etkin kullanımı açısından karşılaştırılmaları gösterilmektedir. (Parekh, 2005)

4. ASENKRON MOTORUN ÇEŞİTLİ MODÜLASYON TEKNİKLERİYLE SÜRÜLMESİ

PIC18FXX31 serisi mikrodnetleyiciler, 3 fazlı asenkron motoru sürmek için ideal olan 6-8 adet PWM çıkışa sahiptirler. Bu çalışmada, 6 adet PWM çıkışa sahip PIC18F2331 serisi mikrodnetleyici yardımıyla; sinüsoidal PWM ve uzay vektör modülasyonu teknikleri (SVMPWM) ve PIC16F84 mikrodnetleyicisi yardımıyla kare dalga PWM tekniği kullanılarak, 3 fazlı asenkron motoru sürüp, bu 3 modülasyon tekniği arasındaki farkın incelenmesi amaçlanmıştır.

4.1 18F2331 Mikrodnetleyicisi

Şekil 4.1' de 18F2331 / 2431 mikrodnetleyicilerinin pin diyagramı görülmektedir.



Şekil 4.1 18F2331 / 2431 mikrodnetleyicilerinin pin diyagramı.

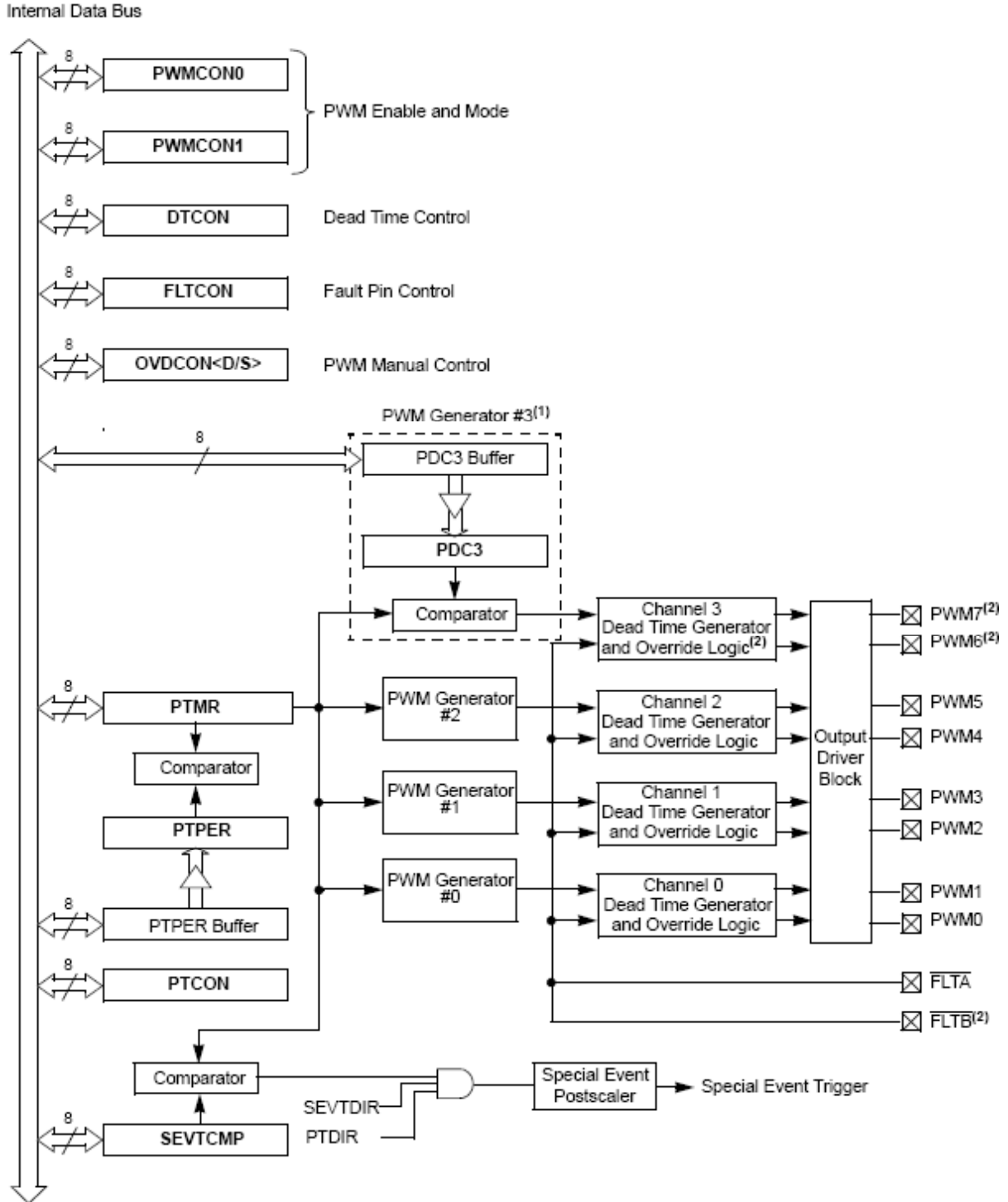
4.1.1 Güç Kontrol PWM Modülü

Güç kontrol PWM modülü, motor kontrolü ve güç dönüşümü uygulamalarında kullanılan senkron PWM çıkışının üretimini kolaylaştırmaktadır. Örnek olarak;

- 3 faz ve tek faz AC asenkron motorları,
- Anahtarlama relüktans motorları,
- Fırçasız DC (BLDC) motorlar,
- Kesintisiz güç kaynakları,... vb gösterilebilir.

4.1.1.1 Güç Kontrol PWM Modülünün Genel Özellikleri

- 4 bağıl iletim süresi (Duty – Cyle) generatörüyle birlikte 8' e varan PWM I/O pini
- Kenar ve merkez ile çakışık (Edge – Center Aligned) çıkış modları
- Çift PWM çıkışları arasında ayarlanabilir ölü zaman (örneğin PWM0 ile PWM1)



Şekil 4.2 Güç kontrol PWM modülü blok diyagramı.

4.1.1.2 Güç Kontrol PWM Modülünün Kullandığı Kontrol Saklayıcıları

PWM modül uygulaması, toplamda 22 adet saklayıcı (register) yardımıyla gerçekleştirilir.

Bunlardan 8 adedi modülü biçimlendirmek için kullanılırlar.

- PWM Timer Kontrol Saklayıcı 0 (PTCON0)
- PWM Timer Kontrol Saklayıcı 1 (PTCON1)
- PWM Kontrol Saklayıcı 0 (PWMCON0)
- PWM Kontrol Saklayıcı 1 (PWMCON1)
- Ölü Zaman (Dead Time) Kontrol Saklayıcı (DTCON)
- Hata (Fault) Konfigürasyon Saklayıcı (FLTCONFIG)
- Çıkış Override Kontrol Saklayıcı (OVDCOND)
- Çıkış Durum (Output State) Saklayıcı (OVDCONS)

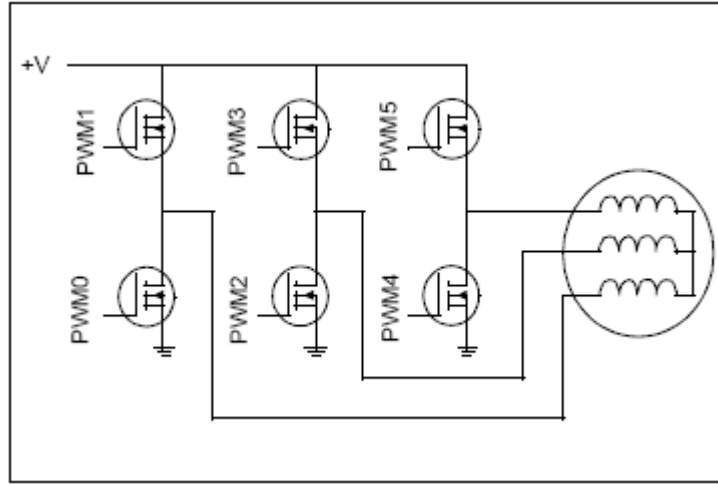
Bu saklayıcılara ek olarak;

- PWM Time Base Saklayıcı (PTMRH, PTMRL)
- PWM Periyod Saklayıcı (PTPERH, PTPERL)
- PWM Özel Olay Karşılaştırma (Special Event Compare) Saklayıcı (SEVTCMPH, SEVTCMPL)
- PWM Bağlı İletim Süresi #0 Saklayıcı (PDCOH, PDCOL)
- PWM Bağlı İletim Süresi #1 Saklayıcı (PDC1H, PDC1L)
- PWM Bağlı İletim Süresi #2 Saklayıcı (PDC2H, PDC2L)
- PWM Bağlı İletim Süresi #3 Saklayıcı (PDC3H, PDC3L)

saklayıcıları bulunur.

4.1.2 Güç Kontrol PWM Modülü Yardımıyla PWM' in Çalışması

Şekil 4.3' teki şekil yardımıyla PWM Modülün çalışmasını açıklamaya çalışalım.



Şekil 4.3 İnvertere bağlı 3 fazlı yük.

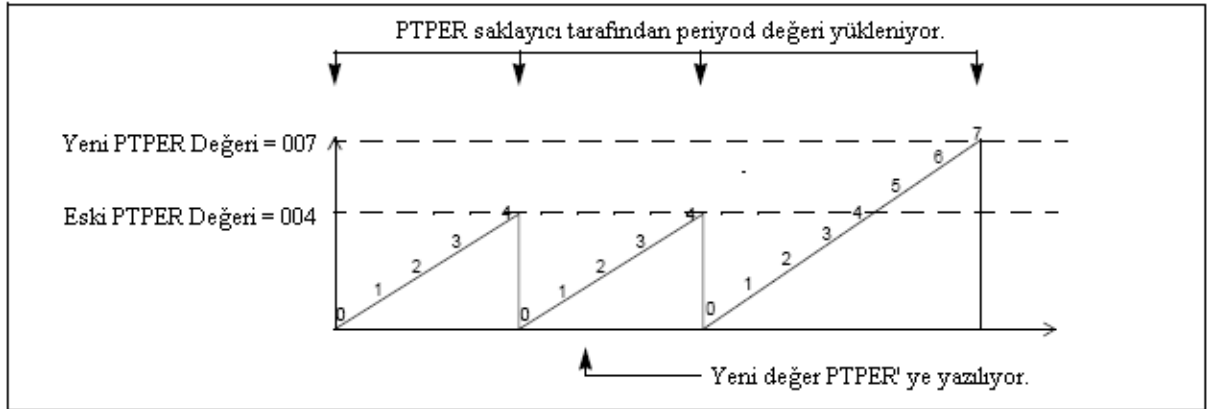
4.1.2.1 PWM Periyodunun Belirlenmesi

PWM periyodu, PTPER (PTRERL, PTRERH) saklayıcı yardımıyla belirlenir. Bu saklayıcı 12 bit çözünürlüğe sahiptir. PTCON0 saklayıcı yardımıyla belirlediğimiz Free Running Mode düşünülürse, yukarı doğru sayan PTMR saklayıcı, PTPER saklayıcı değerine ulaşınca anahtarlama periyodu tamamlanmış olur. PTMR saklayıcı, tekrar 0' dan yukarı saymaya başlayacaktır. Sabit anahtarlama frekansı ile çalışılan uygulamalarda PTPER değerini bir kez tanımlamak ve PTMR (PWM Time Base Timer)' ı PTCON1 saklayıcı yardımıyla aktif hale getirmek yeterli olacaktır. Çizelge 4.1' de PTPER' nin içeriğine göre değişen birkaç farklı PWM frekansı gösterilmektedir.

Çizelge 4.1 PWM frekans örnekleri.

PWM Frekansı = 1/TPWM				
Fosc	MIPS	PTPER Değeri	PWM Çözünürlüğü	PWM Frekansı
40 MHz	10	0FFFh	14 bits	2.4 kHz
40 MHz	10	07FFh	13 bits	4.9 kHz
40 MHz	10	03FFh	12 bits	9.8 kHz
40 MHz	10	01FFh	11 bits	19.5 kHz
40 MHz	10	FFh	10 bits	39.0 kHz
40 MHz	10	7Fh	9 bits	78.1 kHz
40 MHz	10	3Fh	8 bits	156.2 kHz
40 MHz	10	1Fh	7 bits	312.5 kHz
40 MHz	10	0Fh	6 bits	625 kHz
25 MHz	6.25	0FFFh	14 bits	1.5 kHz
25 MHz	6.25	03FFh	12 bits	6.1 kHz
25 MHz	6.25	FFh	10 bits	24.4 kHz
10 MHz	2.5	0FFFh	14 bits	610 Hz
10 MHz	2.5	03FFh	12 bits	2.4 kHz
10 MHz	2.5	FFh	10 bits	9.8 kHz
5 MHz	1.25	0FFFh	14 bits	305 Hz
5 MHz	1.25	03FFh	12 bits	1.2 kHz
5 MHz	1.25	FFh	10 bits	4.9 kHz
4 MHz	1	0FFFh	14 bits	244 Hz
4 MHz	1	03FFh	12 bits	976 Hz
4 MHz	1	FFh	10 bits	3.9 kHz

Şekil 4.4' te PTPER değerinin nasıl güncellendiği gösterilmektedir.

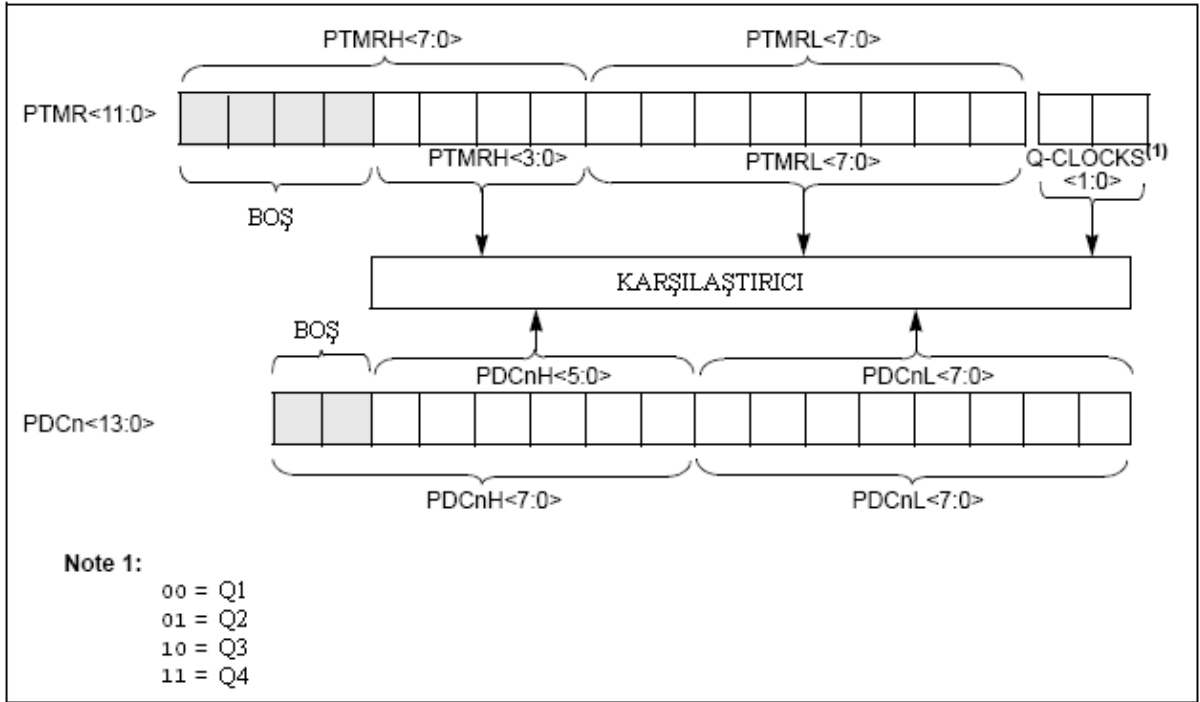


Şekil 4.4 PTPER değerinin güncellenmesi.

4.1.2.2 PWM Bağlı İletim Süresi Değerinin Belirlenmesi

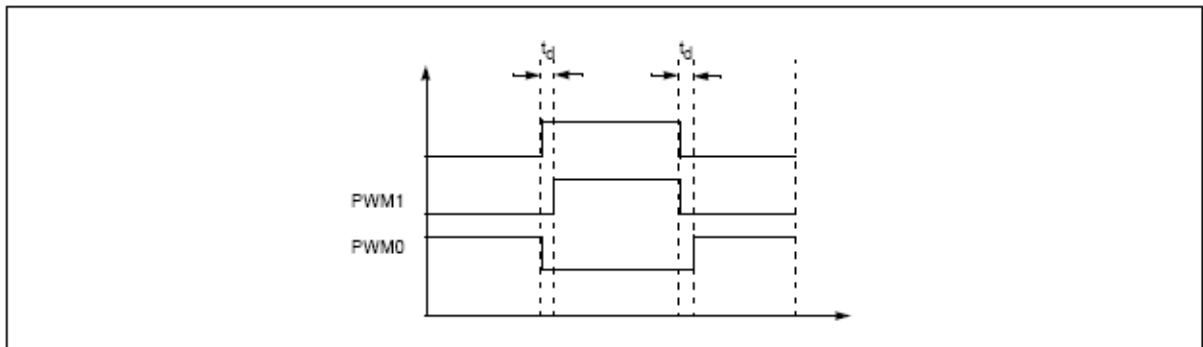
PWM Bağlı iletim süresi değeri PDCX (PDCXH, PDCXL) saklayıcı yardımıyla belirlenir. 4 PWM kanal çifti için 4 adet PDCX saklayıcı bulunur. PWM bağlı iletim süresi saklayıcıları; PDC0, PDC1, PDC2 ve PDC3 olarak tanımlanmıştır. Bağlı iletim süresi değeri, anahtarlama

periyodu içinde, PWM' in aktif olduğu zamanı tanımlar. En fazla anahtarlama periyodu kadar olabilir. Şekil 4.5' te bağıl iletim süresi değerinin nasıl uygulanacağına ilişkin bir grafik gösterilmektedir.



Şekil 4.5 Bağıl iletim süresi değerinin belirlenmesi.

Bu grafikten de anlaşılacağı gibi, örneğin anahtarlama periyodumuz PTPER (PTMRH) ile tanımlanmış '3F' değeri ise, maksimum bağıl iletim süresi için PDCX' in içeriği 'FF' olarak belirlenebilir. Şekil 4.6' da kenar ile çakışık PWM uygulaması için PTPER saklayıcı yardımıyla tanımlanmış anahtarlama periyodunun ve PDCX saklayıcı yardımıyla tanımlanmış bağıl iletim süresi saklayıcının çalışması gösterilmektedir.



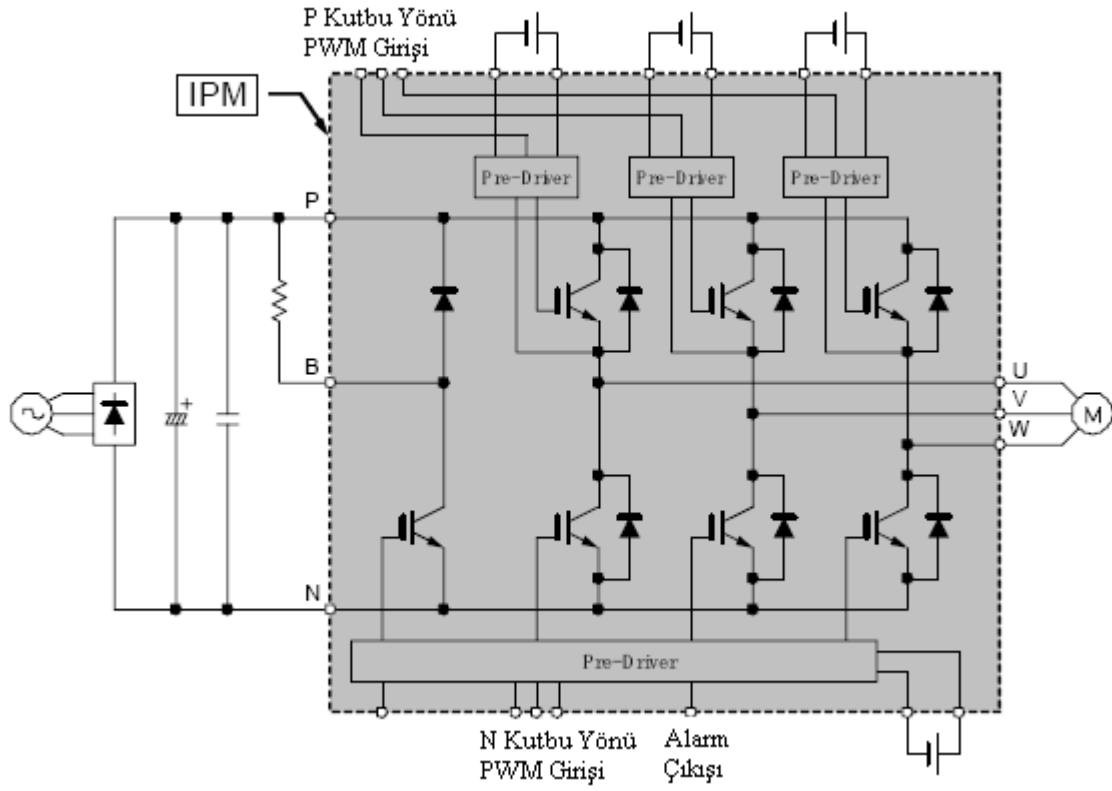
Şekil 4.7 Ölü zaman eklenmesi.

Çizelge 4.2 Ölü zaman örnekleri.

Fosc (MHz)	MIPS	Preskaler Seçimi	Min. Ölü Zaman	Max. Ölü Zaman
40	10	Fosc/2	50 ns	3.2 µs
40	10	Fosc/4	100 ns	6.4 µs
40	10	Fosc/8	200 ns	12.8 µs
40	10	Fosc/16	400 ns	25.6 µs
32	8	Fosc/2	62.5 ns	4 µs
32	8	Fosc/4	125 ns	8 µs
32	8	Fosc/8	250 ns	16 µs
32	8	Fosc/16	500 ns	32 µs
25	6.25	Fosc/2	80 ns	5.12 vs
25	6.25	Fosc/4	160 ns	10.2 µs
25	6.25	Fosc/8	320 ns	20.5 µs
25	6.25	Fosc/16	640 ns	41 µs
20	5	Fosc/2	100 ns	6.4 µs
20	5	Fosc/4	200 ns	12.8 µs
20	5	Fosc/8	400	25.6 vs
20	5	Fosc/16	800	51.2 µs
10	2.5	Fosc/2	200 ns	12.8 µs
10	2.5	Fosc/4	400 ns	25.6 µs
10	2.5	Fosc/8	800 ns	51.2 µs
10	2.5	Fosc/16	1.6 µs	102.4 µs

4.2 Asenkron Motor Sürümünün Genel Tanımı

3 fazlı asenkron motor, FUJI firmasına ait 3 fazlı 600 V 15 A maksimum çıkış verebilen 6MBP15RH060 serisi IPM modülün çıkışından beslenmektedir. Modülün iç yapısı şekil 4.8’ de gösterilmektedir. Modüle uygun sinyaller doğru sırayla gönderildiğinde u, v, w çıkışlarına bağlı motor dönecektir.



Şekil 4.8 Üç fazlı inverter ile motor kontrol uygulaması.

IPM modülün kullanım avantajı, IGBT'leri sürmek için ayrıca bir sürücü devresine ihtiyaç duyulmamasıdır. Şekil 4.8 yardımıyla da anlaşılacağı gibi, IGBT'leri ve sürücülerini barındıran IPM modülün sürücü girişlerine uygun sinyaller gönderilirse, modülün çıkışına bağlı 3 fazlı asenkron motor sürülmüş olacaktır.

4.2.1 Güç Kontrol PWM Modülü Yardımıyla PWM Modülünün Çalışması



Şekil 4.10 Uygulama devresinin genel bir görünüşü.

Şekil 4.10, uygulamada kullanılan deney düzeneğini açıkça göstermektedir. Tek fazlı şebeke gerilimi, varyag üzerinden kontrollü bir şekilde doğrultucuya verilmekte, doğrultucunun çıkışı da 600 Volt, 2200 μ F değerinde bir kondansatör yardımıyla süzülerek IPM modülün P-N kutuplarına bağlanmaktadır. Şekil 4.9’ da gösterildiği gibi, IPM modülün girişlerine uygun anahtarlama sinyallerini, aynı koldaki anahtarları aynı anda iletme sokmadan uygulayabilirsek, modülün çıkışından motoru sürmek için gerekli olan 3 fazı elde edebiliriz. Aşırı akım, kısa devre, düşük gerilim ve aşırı ısı durumlarında, IPM modülün 15 nolu bacağı, 1 seviyesinden 0’ a düşerek yazılım yardımıyla çıkışı kesmemizi sağlar. Mikrodenetleyicilerin çıkışından alınan sinyaller, IPM modüle, TLP759 Opto-Coupler entegresi yardımıyla uygulanır.

4.3 PIC16F84 Mikrodenetleyicisi Kullanılarak Üretilmiş Kare Dalga PWM ile 3 Fazlı Asenkron Motorun Sürülmesi

Şekil 3.4 yardımıyla hatırlanacağı üzere, 3 fazlı asenkron motoru döndürebilmek için 6 adet aktif vektörü (V1-V6) sırayla inverterin üst anahtarlarına uygulamak yeterli olacaktır. Ancak bunu yaparken aynı kola bağlı üst ve alt anahtarların aynı anda iletimde olmaması sağlanarak DC bara gerilimi kısa devre edilmemelidir. Bunun için de en iyi yöntem, anahtarlara uyguladığımız sinyaller arasına yeterli bir ölü zaman bırakmaktır.

D:\programlar\3FAZ_0608_6vektör_16f84.asm

```

list    P=16f84
INCLUDE "P16F84.INC"

SAYAC1 EQU h'0D'
SAYAC2 EQU h'0E'
SAYAC3 EQU h'0F'
SAYAC4 EQU h'1D'
SAYAC5 EQU h'1E'
SAYAC6 EQU h'1F'

        BSF      STATUS, 5
        CLRF     TRISB
        CLRF     TRISA
        CLRWDI
        MOVLW    b'11010011'          ; Prescaler değeri 1:16' dir.
        MOVWF    OPTION_REG
        BCF      STATUS, 5
        CLRF     PORTB
        CLRF     PORTA

TEST
        BTFSS    PORTA, 2              ; ALM ÇIKIŞINDAN HATA SİNYALİ GELİRSE ( OL, SC, .. )
        GOTO     HATA                  ; PIC' İN ÇIKIŞINI KESİP KULLANICIYI UYARACAKTIR.

BASLA

        MOVLW    b'00110001'
        MOVWF    PORTB
        CALL     GECİKME
        CLRF     PORTB
        CALL     GECİKME_2
        BTFSS    PORTA, 2
        GOTO     HATA

        MOVLW    b'00100011'
        MOVWF    PORTB
        CALL     GECİKME
        CLRF     PORTB
        CALL     GECİKME_2
        BTFSS    PORTA, 2
        GOTO     HATA

        MOVLW    b'00101010'
        MOVWF    PORTB
        CALL     GECİKME
        CLRF     PORTB
        CALL     GECİKME_2
        BTFSS    PORTA, 2
        GOTO     HATA

        MOVLW    b'00001110'
        MOVWF    PORTB
        CALL     GECİKME
        CLRF     PORTB
        CALL     GECİKME_2
        BTFSS    PORTA, 2
        GOTO     HATA

        MOVLW    b'00011100'
        MOVWF    PORTB
        CALL     GECİKME
        CLRF     PORTB
        CALL     GECİKME_2
        BTFSS    PORTA, 2
        GOTO     HATA

        MOVLW    b'00010101'
        MOVWF    PORTB
        CALL     GECİKME
        CLRF     PORTB
        CALL     GECİKME_2
        BTFSS    PORTA, 2
        GOTO     HATA

```

D:\programlar\3FAZ_0608_6vektör_16f84.asm

```

        GOTO    TEST

HATA
        CLRF    PORTB
        BSF     PORTB, 6
        GOTO    TEST

GECİKME
        CLRF    TMR0
TEST_BYTE
        MOVF    TMR0, W
        XORLW   b'11010000'
        BTFSS   STATUS, 2
        GOTO    TEST_BYTE
        RETURN

GECİKME_2
        CLRF    TMR0
TEST_BIT
        BTFSS   TMR0, 0
        GOTO    TEST_BIT
        RETURN

END

```

Kullandığımız IPM modül, harici alarm çıkışı (ALM) yardımıyla, aşırı ısı, aşırı akım, kısa devre ve düşük gerilim durumlarında kullanıcıyı uyarmaktadır. Yazdığımız program yardımıyla, oluşması muhtemel bir hata çıkışı durumunda sistem birkaç mikrosaniyede çıkışı kesecektir. TMR0 registeri yardımıyla yaklaşık olarak 16 mikrosaniyelik bir ölü zaman bırakılmıştır. Asenkron motorun çalışma frekansı yaklaşık 50 Hz olarak belirlenmiştir.

4.3.1 Uygulama Sonuçları

Kare dalga yönteminde 50 Hz’ de boşa çalışırken motorun çektiği akım değeri 1,75 A olarak ölçülmüştür.



Şekil 4.11 Kare dalga PWM yönteminde motora uygulanan Faz-Faz gerilimi.



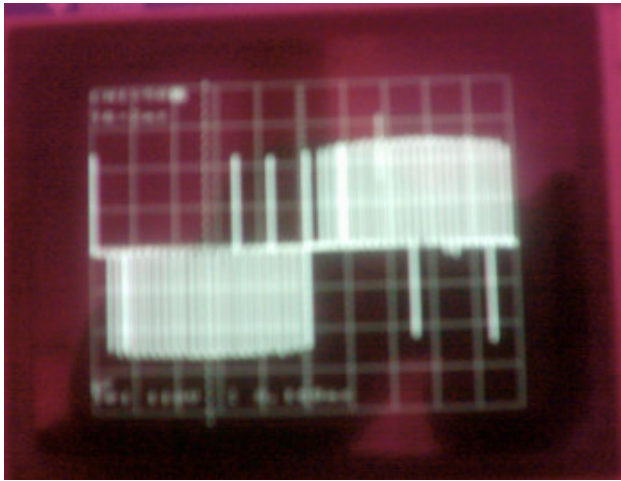
Şekil 4.12 Kare dalga PWM yönteminde motora uygulanan Faz-Nötr gerilimi.

4.4 PIC18F2331 Mikrodenetleyicisi Kullanılarak Üretilmiş Sinüsoidal PWM ile Asenkron Motorun Sürülmesi

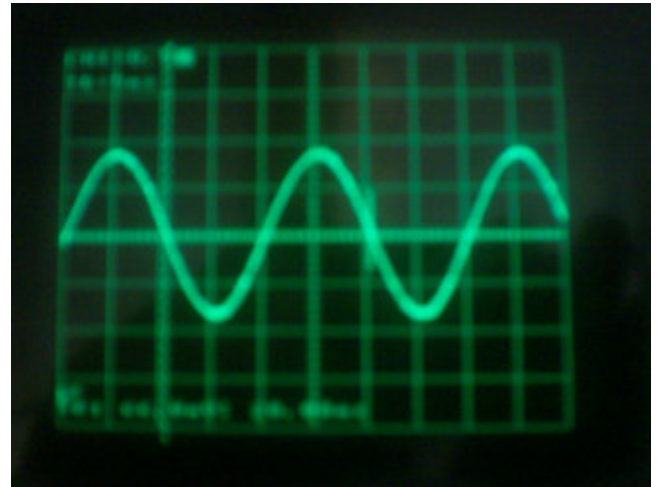
PIC18F2331 mikrodenetleyicisi, 6 adet PWM çıkışa sahiptir ve bu da 3 fazlı asenkron motorun sürülmesi için yeterli bir sayıdır. PWM çıkış verebilen PIC18F2331 entegresi yardımıyla, ilgili saklayıcıları kullanarak, önce anahtarlama periyodu (frekansı) belirlenir. Daha sonra oluşturulan sinüs tablosu yardımıyla bağıl iletim süreleri belirlenir. Üç fazlı sinüs referans gerilimleri testere dişi dalga ile karşılaştırılarak sinüs tablosu elde edilir. Referans sinüslerin genliği çıkış geriliminin efektif değerini, frekansı ise çıkış geriliminin frekansını belirler. Referans sinüs genliğinin testere dişi dalga genliğine oranı modülasyon indeksini verir. Modülasyon indeksinin değişimine göre çalışma lineer bölge, aşırı modülasyon bölgesi veya kare dalga PWM modunda olabilmektedir. Bağıl iletim süresi, sinyalin aktif çıkış verdiği aralığı göstermektedir. Örneğin anahtarlama periyodu 100 μ s olsun. Bağıl iletim süresi 0 ile 100 μ s aralığında değiştirilebilir. Bu değişim ne kadar sık ve sinüse yakın yapılırsa, çıkış dalga şekli o kadar sinüse yakın olacaktır. Ancak ölü zaman bırakma zorunluluğu nedeniyle bağıl iletim süresinin, ölü zamanın en az 3 katı kadar olması, entegrenin üreticileri tarafından tavsiye edilmektedir. Bunun sonucu olarak da gerilimin sinüs olan şeklinde biraz da olsa bozulmalar oluşabilir. 18F2331 serisi yardımıyla 14 bit hassaslığında bağıl iletim süresi belirlenebilir. Bu da sinüs tablomuzun 2^{14} adet değişkenden oluşabileceğini gösterir. Bu uygulamada bağıl iletim sürelerini belirleyen sinüs tablosu 120 değişkenden oluşmaktadır. Bir adet sinüs tablosu oluşturmak, 6 adet PWM çıkıştan sinüsoidal çıkış alabilmek için yeterlidir. 120 adet değişkenin, bir anahtara uygulanma süresi, $120 \times 166,67 \mu\text{s} = 20 \text{ ms}$ olacaktır. Bu da anahtarlama frekansının yaklaşık olarak 6 kHz olduğu anlamına gelir. Eğer 3 fazlı çıkış elde edilmek isteniyorsa, anahtarlardan biri tablonun 1. satırına gönderildiğinde, 120^0 geriden gelen diğer anahtar tetiklemek için tablonun $120 / 3 = 40$. satırındaki değer kullanılabilir.

Böylece iki anahtar arasında 120 derece ya da başka bir deyişle 20 ms için yaklaşık 6,67 ms fark oluşturulur. Aynı uygulama, üçüncü anahtar için de geçerlidir. Burada dikkatle üzerinde durulması gereken durum, aynı anda, aynı faz koluna ait anahtarların iletimde olmamaları gerektiğidir. Bunu sağlayabilmek için de, yine PIC18F2331 entegresinin özelliği olan Tamamlayıcı Mod özelliği kullanılmalıdır. Bu sayede, üst taraftaki aktif anahtarlardan biri iletimde iken, aynı kola bağlı alttaki anahtar iletime girmez. Başka bir deyişle, üst koldaki anahtar için sinüsoidal çıkış aldığımızda, alt koldaki anahtarda, üst kolu 180° geriden takip eden bir sinüs çıkış oluşur. Aradaki ölü zaman yine bizim tarafımızdan belirlenebilir. Bu uygulamada bırakılan ölü zaman $6,25 \mu s$ ' dir.

4.4.1 Uygulama Sonuçları



(a)



(b)

Şekil 4.13 (a) Sinüsoidal PWM yönteminde asenkron motora uygulanan Faz-Faz gerilimi, (b) Sinüsoidal PWM yönteminde asenkron motora uygulanan Faz-Faz geriliminin R-C filtresi çıkışı.

Yaklaşık 50 Hz' de boşa çalışırken motorun çektiği nominal akım değeri 0,1 A olarak ölçülmüştür. Aynı motor üzerinde yapılan bu çalışmalar, 2 farklı modülasyon tekniği kullanılarak motor sürüldüğünde, şebekeden çekilen boşa çalışma akımlarının farklılığını ve çıkış dalga şekilleri arasındaki farkı açıkça ortaya koymaktadır. Bu da kare dalga çalışma esnasında şebekeden çekilen akımın, PWM çıkış durumuna göre ne kadar çok harmonikli olduğunu ve motorda oluşan gürültünün, PWM çalışma durumuna göre çok daha fazla olmasının nedenini açıklamaktadır.

4.5.1 Uygulamada Kullanılan Matematiksel Eşitlikler

$$T_A = T_S * m * \sin [\pi / 3 - \theta]$$

$$T_B = T_S * m * \sin [\theta]$$

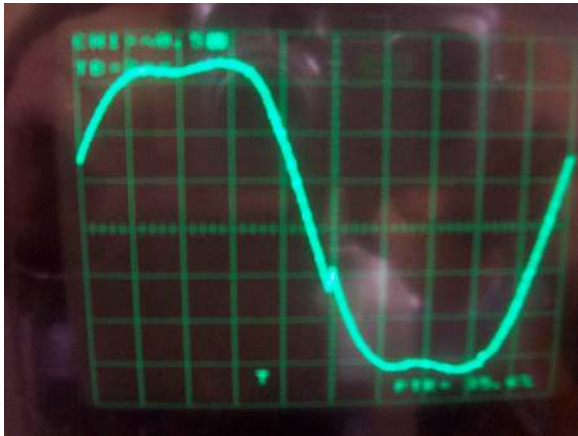
$$T_{0/2} = (T_S - T_A - T_B) / 2$$

Çizelge 4.3 Referans gerilim vektörünün bulunduğu bölgeye göre bağlı iletim süreleri.

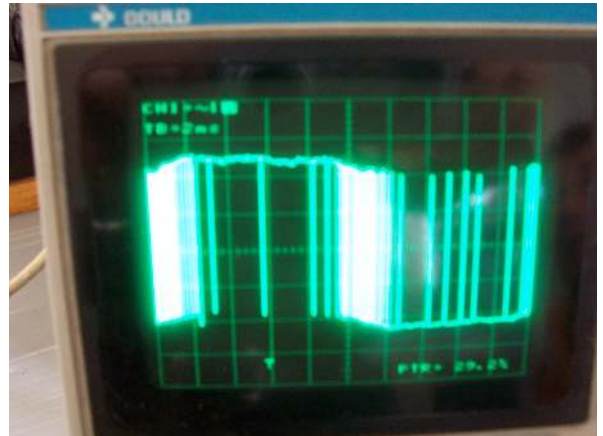
SEKTÖR NO	R FAZI Duty Cycle DEĞERİ	Y FAZI Duty Cycle DEĞERİ	B FAZI Duty Cycle DEĞERİ
1	$T_{0/2}$	$T_{0/2} + T_A$	$T_S - T_{0/2}$
2	$T_{0/2} + T_B$	$T_{0/2}$	$T_S - T_{0/2}$
3	$T_S - T_{0/2}$	$T_{0/2}$	$T_{0/2} + T_A$
4	$T_S - T_{0/2}$	$T_{0/2} + T_B$	$T_{0/2}$
5	$T_{0/2} + T_A$	$T_S - T_{0/2}$	$T_{0/2}$
6	$T_{0/2}$	$T_S - T_{0/2}$	$T_{0/2} + T_B$

Çizelge 4.3' ten anlaşılabacağı gibi, PWM çıkışın aktif olduğu bağlı iletim süresi değeri belirlenirken, önce referans gerilim vektörünün hangi bölgede olduğu belirlenir, ardından da çizelge yardımıyla bağlı iletim süresi değeri belirlenir. Örneğin 1 no' lu sektör dikkate alındığında, T_A süresi V_1 vektörünün, T_B süresi V_2 vektörünün, T_0 süresi ise V_0 - V_7 vektörünün uygulandığı süreyi tanımlamaktadır.

4.5.2 Uygulama Sonuçları



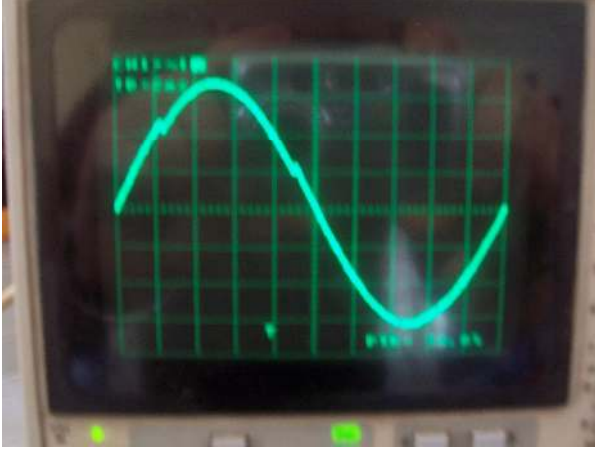
(a)



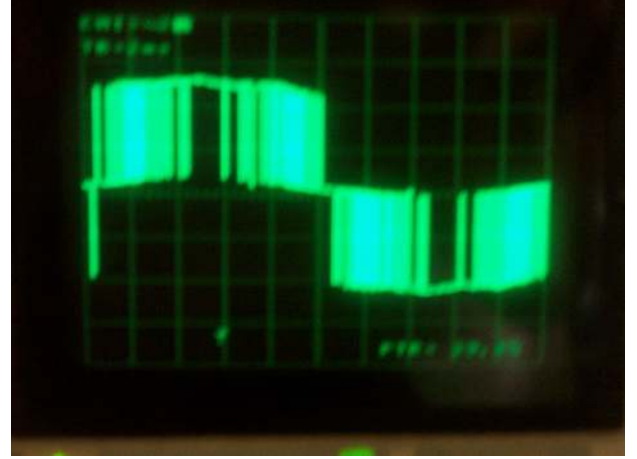
(b)

Şekil 4.15(a) SVM PWM yönteminde asenkron motora uygulanan Faz-Nötr geriliminin R-C filtresi çıkışı, (b) SVM PWM yönteminde asenkron motora uygulanan Faz-Nötr gerilimi.

R-C filtresi çıkışındaki dalga şekli dikkate alınır, DC bara geriliminin sinüsoidal PWM yöntemine göre daha etkin kullanılabildiği görülecektir. Sinüsoidal PWM yönteminde tek bir sinüs tepesi görülürken, SVM PWM yönteminde sinüsün tepesi hemen hemen düz bir çizgiyi andırmaktadır. 50 Hz’ de boşa çalışırken motorun çektiği nominal akım değeri 0,1 A olarak ölçülmüştür.



(a)



(b)

Şekil 4.16 (a) SVM PWM yönteminde asenkron motora uygulanan Faz-Faz geriliminin R-C filtresi çıkışı, (b) SVM PWM uygulaması sonucunda asenkron motora uygulanan Faz-Faz gerilimi.

5. SONUÇ

Sinüs PWM yönteminde üç fazlı sinüs referans gerilimleri testere dişi dalga ile karşılaştırılarak sinüs tablosu elde edilir. Referans sinüslerin genliği çıkış geriliminin efektif değerini, frekansı ise çıkış geriliminin frekansını belirler. Referans sinüs genliğinin testere dişi dalga genliğine oranı modülasyon indeksini verir. Modülasyon indeksinin değişimine göre çalışma lineer bölge, aşırı modülasyon bölgesi veya kare dalga modunda olabilmektedir.

Sinüs PWM yönteminde lineer bölgede temel bileşenin genliğinin maksimum değerinin faz gerilimi için $V_i/2$ ve fazlar arası gerilim için $\sqrt{3} V_i/2$ olduğu tespit edilmiştir. Modülasyon indeksi arttırıldığında çalışmanın aşırı modülasyon bölgesinde olduğu gözlenmiştir. Modülasyon indeksinin daha da artırılması durumunda temel bileşenin genliği en fazla $(4/\pi)\sqrt{3} V_i/2$ değerine ulaşmaktadır. Bu durum kare dalga çalışma moduna karşılık gelir. Uzay vektör modülasyonunda ise, istenilen çıkış gerilimi VSI'da bulunan sekiz vektör kullanarak elde edilir. SVM yönteminde üretilmek istenen çıkış gerilimine komşu olan iki gerilim vektörü ve sıfır gerilim vektörleri kullanılır. Dolayısıyla fazlar arası gerilimin maksimum değeri sinüsoidal PWM yöntemine göre daha büyüktür. Ayrıca anahtarlama frekansı düşer. SVM yöntemi ile beslenen üç fazlı bir inverterin faz çıkışlarında üçüncü harmonik bulunur fakat fazlar arası gerilimlerde bu üçüncü harmonik bileşen yok olur ve çıkışta bir bozulmaya yol açmaz.

Gerçekleştirilen uygulama devresinde asenkron motor 3 farklı modülasyon tekniği kullanılarak sürülmüş, SVMPWM yönteminin, sinüs PWM ve kare dalga yöntemlerine göre avantajları aşağıdaki gibi tespit edilmiştir.

- Sinüs PWM yönteminde lineer modülasyon bölgesinde DC bara gerilimi %86 oranında kullanılmakta iken SVM yönteminde bu oran %100 olmaktadır.
- SVM yönteminde DC bara geriliminin etkin kullanımıyla birlikte, motor kontrol sistemi daha az giriş akımıyla tasarlanabilecek ve bunun sonucu olarak da VSI sisteminin akıma bağlı kayıpları azalacaktır.
- Daha az anahtarlama kaybı ve THD oluşur.

Yapılan uygulamada, boşta çalışmada asenkron motorun kare dalga yönteminde 1.75 A akım çektiği, SVMPWM ve sinüs PWM yöntemlerinde ise 0.1 A akım çektiği gözlenmiştir. Ayrıca kare dalga yönteminde motor gerilim harmoniklerinin yüksek olduğu tespit edilmiştir. Yapılan uygulamada PIC18F2331 mikrodeneleyicisinde bulunan motor kontrol PWM birimi ile gerçekleştirilen SVMPWM yönteminin diğer yöntemlere göre DC bara geriliminin etkin kullanılması, düşük harmonik distorsiyon ve boşta çekilen akımın azalması gibi birçok avantajı olduğu tespit edilmiştir. Bu yöntemin yüksek performanslı AC motor sürücülerinde kullanılmasının son derece uygun olacağı sonucuna varılmıştır.

KAYNAKLAR

Bakan, A.F. (2002), Asenkron Motorda Doğrudan Moment Kontrolünün İncelenmesi ve Geliştirilmesi, Doktora Tezi, YTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü.

Burroughs J., (2004), “Controlling 3 Phase AC Induction Motors Using the PIC18F4431”, Microchip Technology Inc., AN900, U.S.A.

FUJI ELECTRIC., “Fuji Power Semiconductors IGBT-IPM R Series ”, Application Manual

MICROCHIP., (2003), “PIC18F2331, PIC18F2431, PIC18F4331, PIC18F4431 Data Sheet”, Microchip Technology Inc., U.S.A.

NEC CORPORATION., (2004), “An Introduction to Space Vector Modulation using NEC’s 8 bit Motor Control Microcontrollers”, Application Note 7840., May 2004, Germany.

Parekh R., (2003), “AC Induction Motor Fundamentals”, Microchip Technology Inc., AN887, U.S.A.

Parekh R., (2004), “VF Control of 3 Phase Induction Motors Using PIC16F7X7 Microcontrollers”, Microchip Technology Inc., AN889, U.S.A.

Parekh R., (2005), “VF Control of 3 Phase Induction Motors Using Space Vector Modulation”, Microchip Technology Inc., AN955, U.S.A.

Prasad V. H., (1997), “Analysis and Comparison of Space Vector Modulation Schemes for Three Leg and Four Leg Voltage Sources Inverters”, Thesis submitted to faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University in partial fulfillment of the requirements for the degree of MASTER of SCIENCE in Electrical Engineering, May 1997, Virginia

Rose D., Theys J., Bowling S., (2004), “Using the dsPIC30F for Vector Control of an ACIM”, Microchip Technology Inc., Diversified Engineering Inc., AN908, U.S.A.

Yadamale P., (2002), “Speed Control of 3 Phase Induction Motors Using PIC18 Microcontrollers”, Microchip Technology Inc., AN843, U.S.A.

INTERNET KAYNAKLARI

[1]www.fbe.yildiz.edu.tr

[2]www.fujielectronic.com

[3]www.microchip.com

[4]www.ee.nec.de/motorcontrol

EKLER

Ek 1	Asenkron Motor Parametreleri
Ek 2	6MBP15060 IGBT Modülü
Ek 3	TLP759 OPTO-COUPLER Modülü

Ek 1 Asenkron Motor Parametreleri

$P = 0.75 \text{ kW}$

$U = 220 / 380 \text{ V}$

$f = 50 \text{ Hz}$

Nominal Hız=1400 d/d

6MBP15RH060

IGBT Modules

IGBT-IPM R series

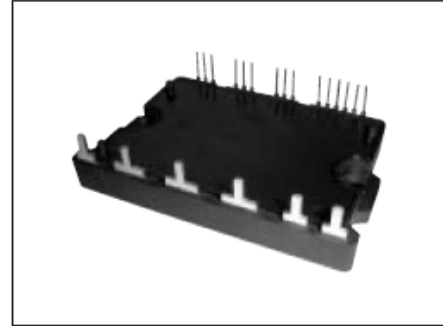
600V / 15A / 6 in one-package

■ Features

- Low power loss and soft switching
- High performance and high reliability IGBT with overheating protection
- Higher reliability because of a big decrease in number of parts in built-in control circuit

■ Applications

- Inverter for motor drive
- AC and DC servo drive amplifier
- UPS (Uninterruptible power supply)



■ Maximum ratings and characteristics

● Absolute maximum ratings (Tc=25°C unless otherwise specified)

Item	Symbol	Rating	Unit
DC bus voltage	V _{DC}	450	V
DC bus voltage (Surge)	V _{DC} (surge)	500	V
DC bus voltage (Short operating)	V _{SC}	400	V
Collector-Emitter voltage	V _{CEs}	600	V
Collector current	DC	I _C	15
	1ms	I _{CP}	30
	Duty=44.1%	-I _C	15
Collector power dissipation	One transistor	P _C	40
Junction temperature	T _J	150	°C
Input voltage of power supply for pre-driver	V _{CC}	-0.3 to 20	V
Input signal voltage	V _{IN}	V _Z	V
Input signal current	I _{IN}	1	mA
Alarm signal voltage	V _{ALM}	V _{CC}	V
Alarm signal current	I _{ALM}	15	mA
Storage temperature	T _{stg}	-40 to 125	°C
Operating case temperature	T _{oip}	-20 to 100	°C
Isolating voltage (Terminal to base, 50/60Hz sine wave 1min.)	V _{iso}	AC 2500	V
Screw torque	Mounting (M4)	2.0	N • m

● Electrical characteristics of power circuit (Tc=Tj=25°C, Vcc=15V)

Item	Symbol	Condition	Min.	Typ.	Max.	Unit
Collector current at off signal input	I _{CES}	V _{CE} =600V, V _{IN} open	—	—	1.0	mA
Collector-Emitter saturation voltage	V _{CE} (sat)	I _C =15A	—	—	2.7	V
Forward voltage of FWD	V _F	-I _C =15A	—	—	3.5	V

6MBP15RH060

IGBT Modules

● Electrical characteristics of control circuit (Tc=Tj=25°C, Vcc=15V)

Item	Symbol	Condition	Min.	Typ.	Max.	Unit
Power supply current of P-line pre-driver (one unit)	Iccp	Vin=H	—	2.0	5.0	mA
Power supply current of N-line pre-driver	Iccn	Vin=H	—	4.0	10.0	mA
Input signal threshold voltage	Vin (th)	Turn-on	1.00	1.35	1.70	V
		Turn-off	1.25	1.60	1.95	V
Input zener voltage	Vz	Rin=20kΩ	—	8.0	—	V
IGBT chips overheat protection temperature level	Tjoh	Surface of IGBT	150	—	—	°C
Hysteresis	Tjh		—	20	—	°C
Collector current protection level	Ioc	N-side, (N1-N2 open)	21	27	33	A
	Voc	Between N1 and N2	190	200	210	mV
OC detecting resistance value	Roc		—	7.5	—	mΩ
Protection delay time	tdoc	Tj=25°C Fig. 1, Fig. 2	—	5.0	7.0	μs
Undervoltage protection level	Vuv		11.0	—	12.5	V
Hysteresis	VH		0.2	—	0.8	V
Alarm signal hold time	tALM		1.0	2.0	—	ms

● Switching characteristics (Tc=Tj=25°C, Vcc=15V)

Item	Symbol	Condition	Min.	Typ.	Max.	Unit
Switching time (IGBT) See Fig. 3	ton	Ic=15A, Vdc=300V	0.5	—	—	μs
	toff	Inductive-Load	—	—	3.5	μs
Switching time (FWD)	trr		—	—	0.5	μs

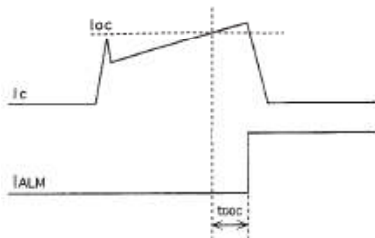


Fig.1 Definition of OC delay time

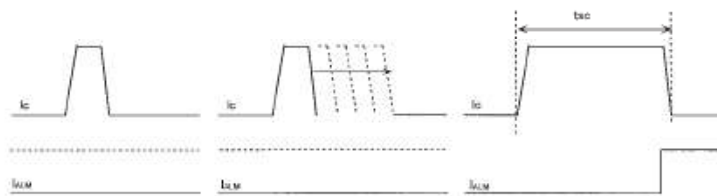


Fig.2 Definition of tsc

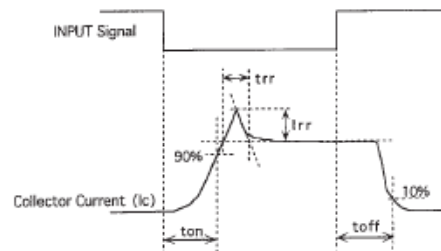


Fig.3 Definition of switching time

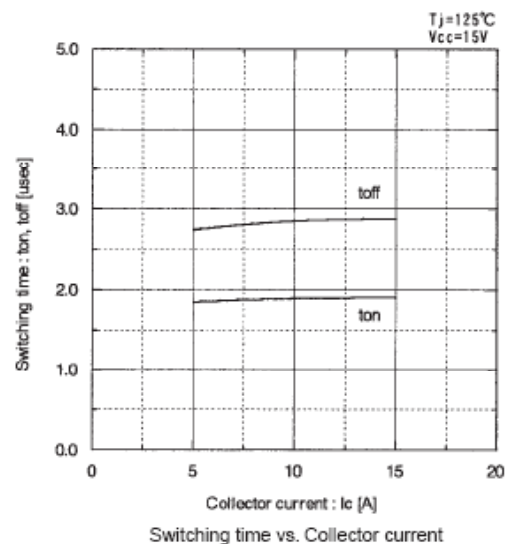
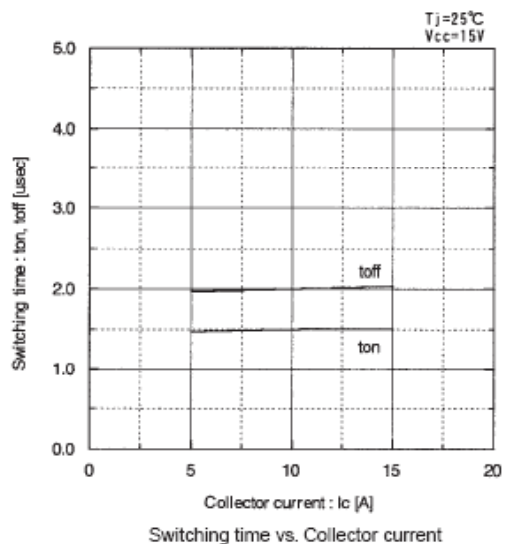
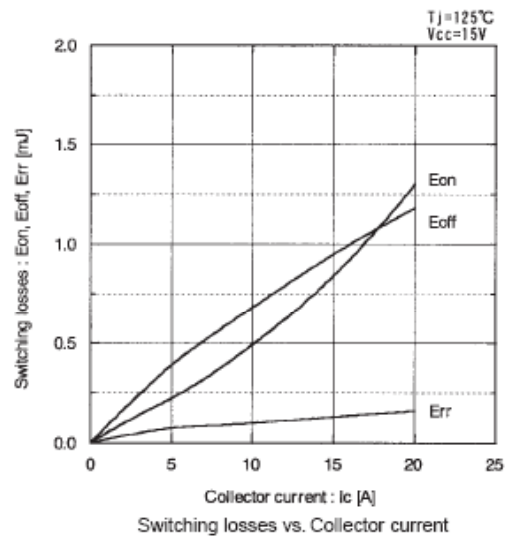
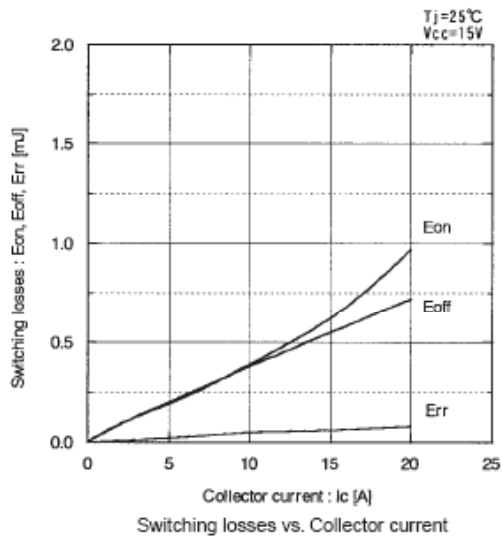
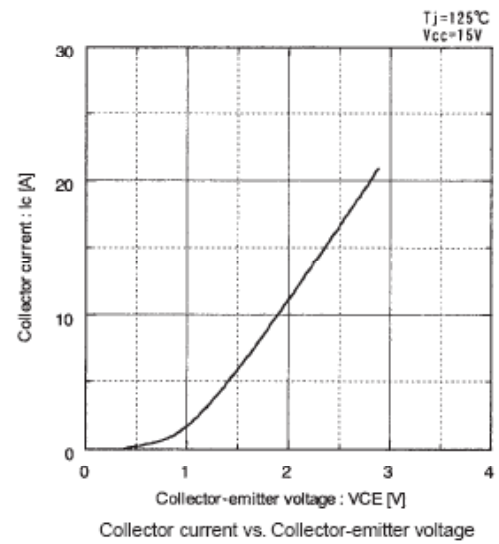
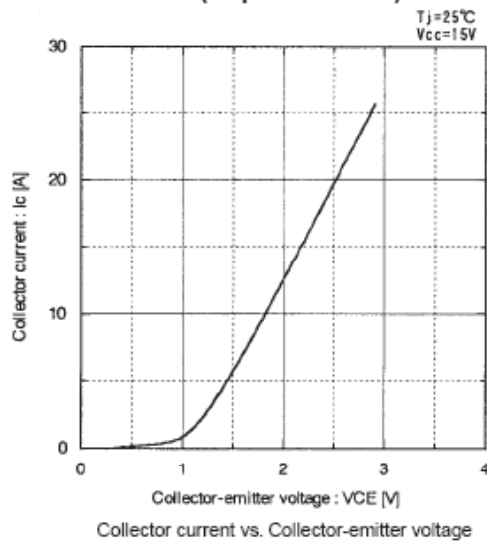
● Thermal characteristics (Tc=Tj=25°C, Vcc=15V)

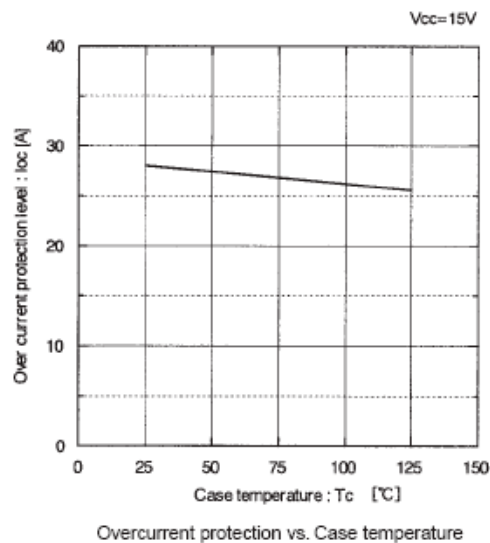
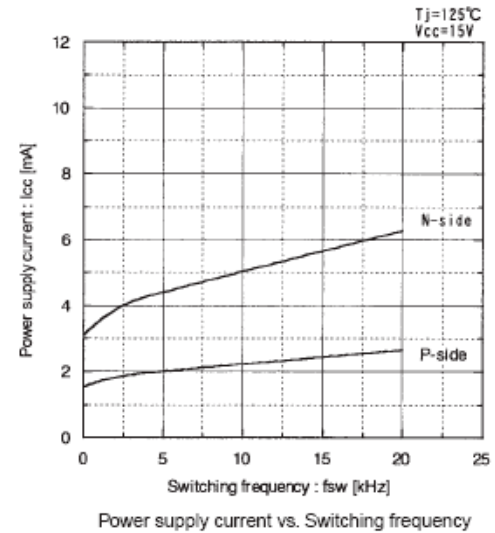
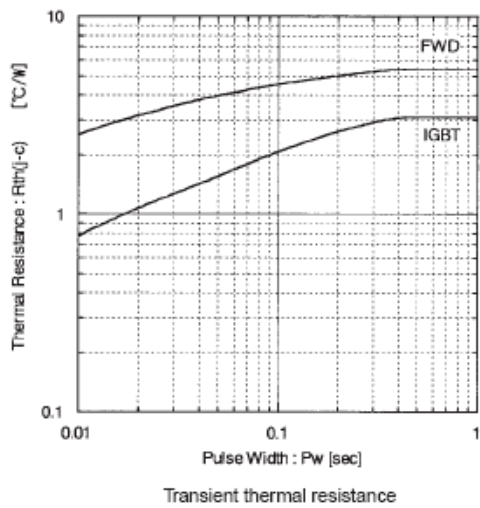
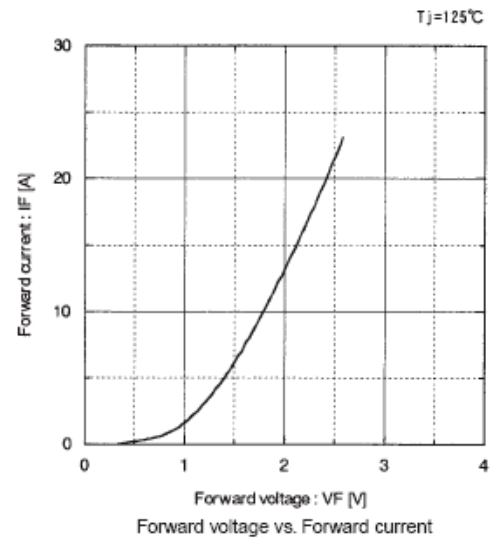
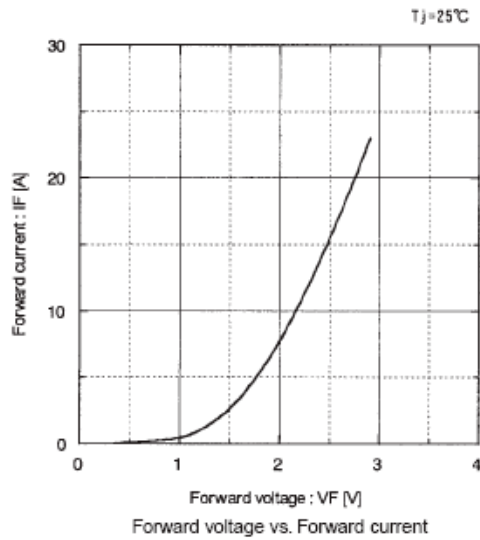
Item	Symbol	Min.	Typ.	Max.	Unit
Junction to case thermal resistance	IGBT Rth (j-c)	—	—	3.1	°C/W
	FWD Rth (j-c)	—	—	5.4	°C/W
Case to fin thermal resistance with compound	Rth (c-f)	—	0.05	—	°C/W

● Recommendable value

Item	Symbol	Min.	Typ.	Max.	Unit
DC bus voltage	Vdc	200	—	400	V
Operating power supply voltage range of pre-drive	Vcc	13.5	15	16.5	V
Switching frequency	fsw	1	—	20	kHz
Flatness of heat sink	—	—100	—	100	μm
Mounting screw torque (M4)	—	1.3	—	1.7	N • m

■ Characteristics (Representative)





TOSHIBA Photocoupler GaAlAs Ired+Photo-IC

TLP759

Digital Logic Ground Isolation
 Line Receiver
 Microprocessor System Interfaces
 Switching Power Supply Feedback Control
 Transistor Invertor

The TOSHIBA TLP759 consists of a GaAlAs high-output light emitting diode and a high speed detector of one chip photo diode-transistor. This unit is 8-lead DIP.

TLP759 has no internal base connection, and a faraday shield integrated on the photodetector chip provides an effective common mode noise transient immunity.

So this is suitable for application in noisy environmental condition.

- Isolation voltage: 5000 Vrms(min.)
- Switching speed: $t_{pHL} = 0.2\mu s$ (typ.)
 $t_{pLH} = 0.3\mu s$ (typ.) ($R_L = 1.9 k\Omega$)

- TTL compatible
- UL recognized: UL1577, file No. E67349
- Option (D4) type

VDE Approved: DIN VDE0884 / 06.92

Certificate No. 83676

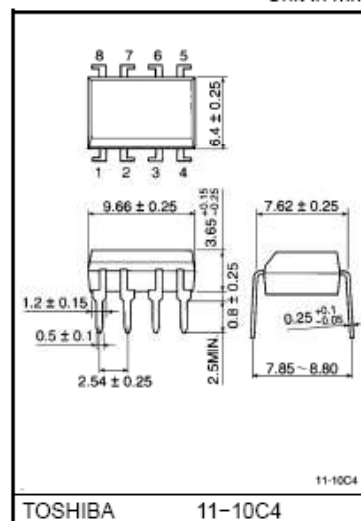
Maximum operating insulation voltage: 890V_{PK}

Highest permissible over voltage: 6000V_{PK}

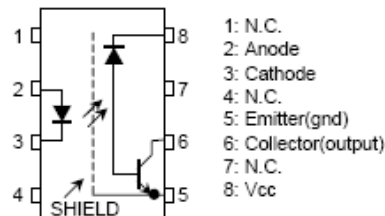
(Note) When a VDE0884 approved type is needed,
 please designate the "Option (D4)"

- Creepage distance: 7.0mm(min.)
 Clearance: 7.0mm(min.)
 Insulation thickness: 0.4mm(min.)

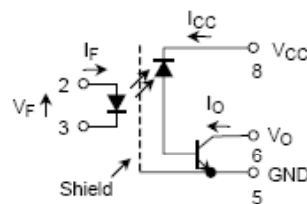
Unit in mm



Pin Configuration (top view)



Schematic



Maximum Ratings (Ta = 25°C)

Characteristic		Symbol	Rating	Unit
LDE	Forward current (Note 1)	I _F	25	mA
	Pulse forward current (Note 2)	I _{FP}	50	mA
	Peak transient forward current (Note 3)	I _{FPT}	1	A
	Reverse voltage	V _R	5	V
	Diode power dissipation (Note 4)	P _D	45	mW
Detector	Output current	I _O	8	mA
	Peak output current	I _{OP}	16	mA
	Output voltage	V _O	-0.5~20	V
	Supply voltage	V _{CC}	-0.5~30	V
	Output power dissipation (Note 5)	P _O	100	mW
Operating temperature range		T _{opr}	-55~100	°C
Storage temperature range		T _{opr}	-55~125	°C
Lead solder temperature (10s) (Note 6)		T _{sol}	260	°C
Isolation voltage (AC, 1min., R.H. ≤ 60%) (Note 7)		BV _S	5000	V _{rms}

(Note 1) Derate 0.8mA / °C above 70°C.

(Note 2) 50% duty cycle, 1ms pulse width.
Derate 1.6mA / °C above 70°C.

(Note 3) Pulse width ≤ 1μs, 300pps.

(Note 4) Derate 0.9mW / °C above 70°C.

(Note 5) Derate 2mW / °C above 70°C.

(Note 6) Soldering portion of lead: Up to 2mm from the body of the device.

(Note 7) Device considered a two terminal device: Pins 1, 2, 3 and 4 shorted together and pins 5, 6, 7 and 8 shorted together.

Electrical Characteristics (Ta = 25°C)

Characteristic		Symbol	Test Condition	Min.	Typ.	Max.	Unit
LDE	Forward voltage	V_F	$I_F = 16\text{mA}$	—	1.65	1.85	V
	Forward voltage temperature coefficient	$\Delta V_F / \Delta T_a$	$I_F = 16\text{mA}$	—	-2	—	mV / °C
	Reverse current	I_R	$V_R = 5\text{V}$	—	—	10	μA
	Capacitance between terminals	C_T	$V = 0, f = 1\text{MHz}$	—	45	—	pF
Detector	High level output current	$I_{OH(1)}$	$I_F = 0\text{mA}, V_{CC} = V_O = 5.5\text{V}$	—	3	500	nA
		$I_{OH(2)}$	$I_F = 0\text{mA}, V_{CC} = 30\text{V}, V_O = 20\text{V}$	—	—	5	μA
		I_{OH}	$I_F = 0\text{mA}, V_{CC} = 30\text{V}, V_O = 20\text{V}$ $T_a = 70^\circ\text{C}$	—	—	50	
	High level supply voltage	I_{CCH}	$I_F = 0\text{mA}, V_{CC} = 30\text{V}$	—	0.01	1	μA
Coupled	Current transfer ratio	I_O / I_F	$I_F = 16\text{mA}, V_{CC} = 4.5\text{V}$ $V_O = 0.4\text{V}$	20	40	—	%
	Low level output voltage	V_{OL}	$I_F = 16\text{mA}, V_{CC} = 4.5\text{V}$ $I_O = 2.4\text{mA}$	—	—	0.4	V
	Resistance (input-output)	R_S	$R.H. \leq 60\%, V_S = 500\text{V}$ (Note 7)	1×10^{12}	10^{14}	—	Ω
	Capacitance (input-output)	C_S	$V_S = 0, f = 1\text{MHz}$ (Note 7)	—	0.8	—	pF

Switching Characteristics (Ta = 25°C, VCC = 5V)

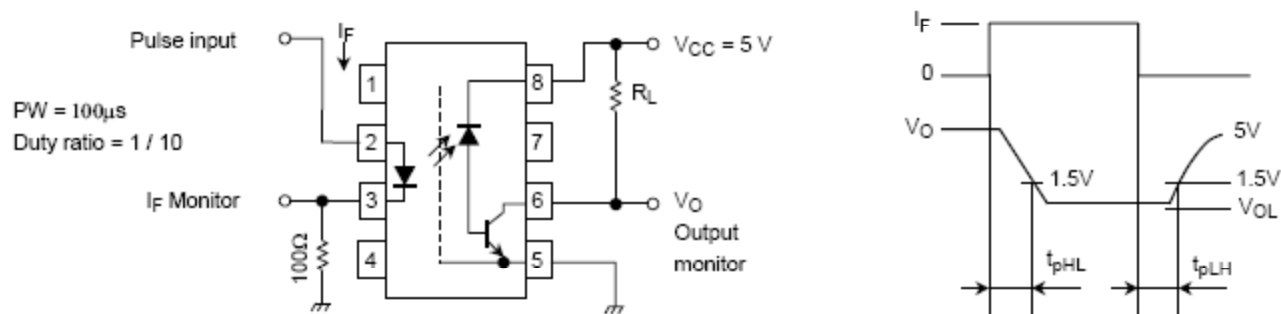
Characteristic	Symbol	Test Circuit	Test Condition	Min.	Typ.	Max.	Unit
Propagation delay time (H → L)	t_{pHL}	1	$I_F = 0 \rightarrow 16\text{mA}, V_{CC} = 5\text{V}$ $R_L = 1.9\text{k}\Omega$	—	0.2	0.8	μs
Propagation delay time (L → H)	t_{pLH}		$I_F = 16 \rightarrow 0\text{mA}, V_{CC} = 5\text{V}$ $R_L = 1.9\text{k}\Omega$	—	0.3	0.8	μs
Common mode transient immunity at logic high output (Note 8)	CM_H	2	$I_F = 0\text{mA}, V_{CM} = 400\text{V}_{p-p}$ $R_L = 4.1\text{k}\Omega$	5000	10000	—	V / μs
Common mode transient immunity at logic low output (Note 8)	CM_L		$I_F = 16\text{mA}$ $V_{CM} = 400\text{V}_{p-p}$ $R_L = 4.1\text{k}\Omega$	-5000	-10000	—	V / μs

(Note 8) CM_L is the maximum rate of fall of the common mode voltage that can be sustained with the output voltage in the logic low state ($V_O < 0.8V$).

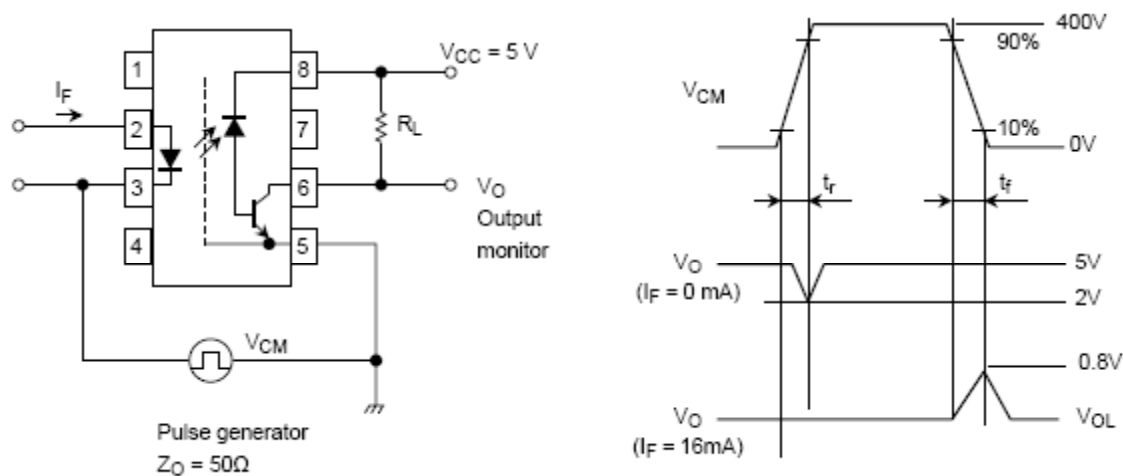
CM_H is the maximum rate of rise of the common mode voltage that can be sustained with the output voltage in the logic high state ($V_O > 2.0V$).

(Note 9) Maximum electrostatic discharge voltage for any pins: 100V ($C = 200pF$, $R = 0$)

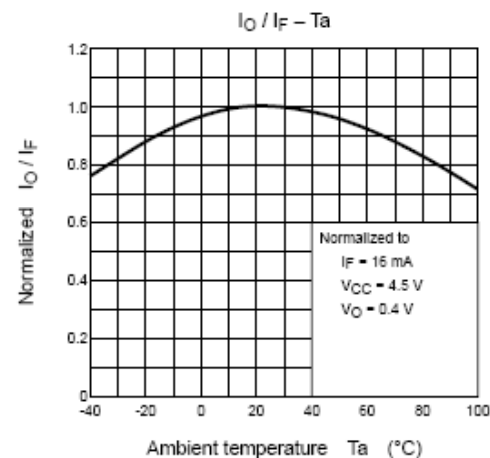
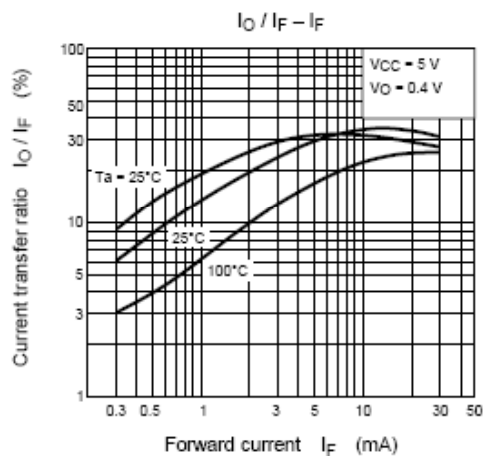
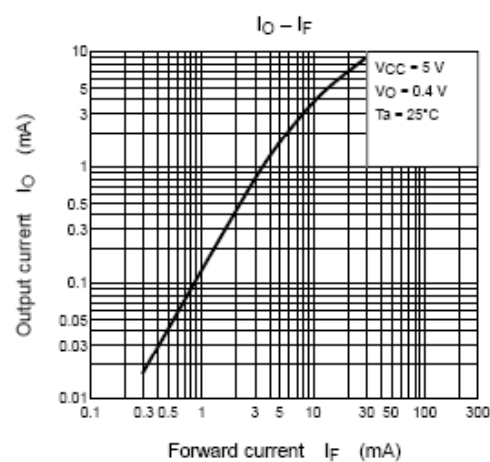
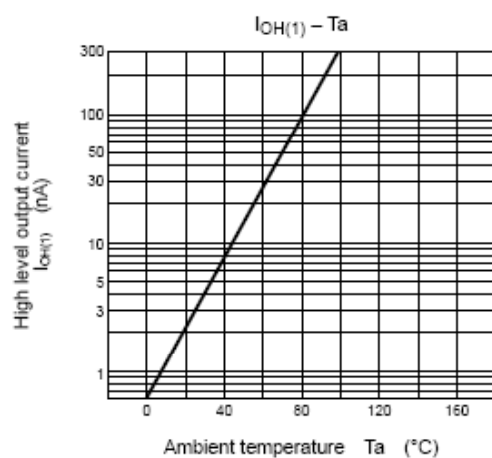
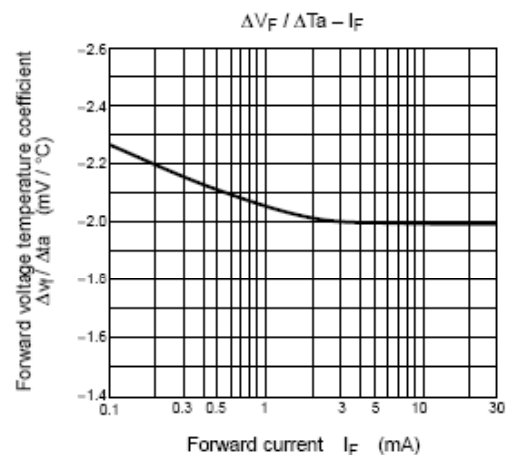
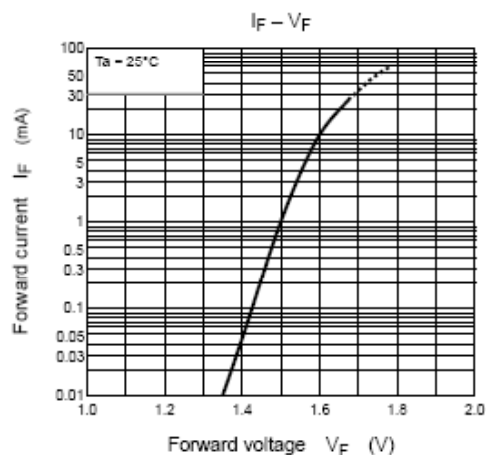
Test Circuit 1: Switching Time Test Circuit

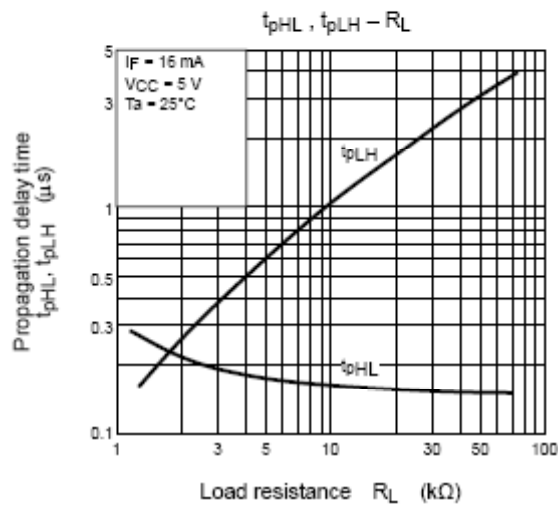
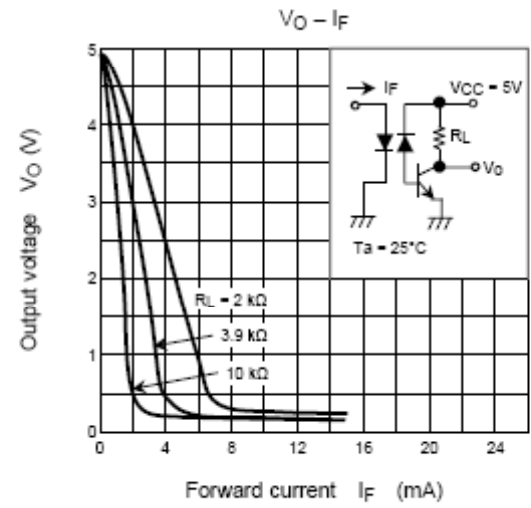
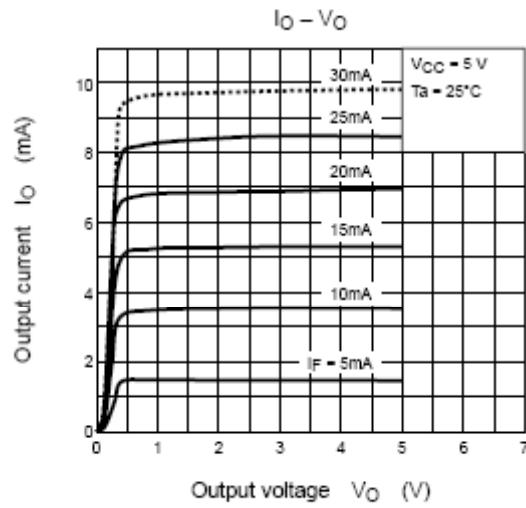


Test Circuit 2: Common Mode Noise Immunity Test Circuit



$$CM_H = \frac{320(V)}{t_r(\mu s)}, CM_L = \frac{320(V)}{t_f(\mu s)}$$





ÖZGEÇMİŞ

Doğum tarihi	22.07.1981	
Doğum yeri	Kastamonu	
Lise	1995-1999	İstanbul Habire Yahşi Süper Lisesi
Lisans	1999-2004	Yıldız Teknik Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Fakültesi, Elektrik Mühendisliği Bölümü
Yüksek Lisans	2004-2007	Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Müh. Anabilim Dalı, Elektrik Makinaları ve Güç Elektroniği Programı

Çalıştığı kurum(lar)

2001-2001	PESA Elektrik Ltd Şti.
2004-2006	AC/DC Elektronik Sistemler San ve Tic Ltd. Şti.
2006-	ARÇELİK A.Ş.