

**YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**AC MOTOR KONTROL YÖNTEMLERİNİN
İNCELENMESİ ve BİR UYGULAMA DEVRESİ
GERÇEKLEŞTİRİLMESİ**

Elektrik Mühendisi Ayhan VATANSEVER

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

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Tez Danışmanı : Prof. Dr. M. Hadi SARUL

İSTANBUL, 2009

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
İÇİNDEKİLER.....	ii
SİMGE LİSTESİ	iv
KISALTMA LİSTESİ	viii
ŞEKİL LİSTESİ	ix
ÇİZELGE LİSTESİ.....	xi
ÖNSÖZ.....	xii
ÖZET	xiii
ABSTRACT	xiv
1. GİRİŞ.....	1
2. SKALER KONTROL	3
2.1 Asenkron Motorun Matematiksel Denklemleri.....	3
2.2 Asenkron Motorun Moment- Hız Karakteristiği.....	6
2.3 Sabit Moment Bölgesinde (Nominal Hızın Altında) Çalışma.....	9
2.4 Sabit Güç Bölgesinde (Nominal Hızın Üstünde) Çalışma	9
2.5 Yüksek Hızda (Sabit fsl Bölgesinde) Çalışma	10
2.6 Düşük Frekansla Çalışma	10
2.7 Basit Skaler Kontrol Devresi.....	11
3. VEKTÖR KONTROLU	14
3.1 Vektör Kontrol Yöntemleri	14
3.2 Uzak Vektör Kavramı.....	15
3.3 Clark ve Ters Clark Dönüşümü	17
3.4 Park ve Ters Park Dönüşümü	18
3.5 Motor Denklemlerini Farklı Eksen Sistemlerindeki İfadeleri	19
3.6 Herhangi bir Eksen Sisteminde Rotor ve Stator Bağlılıkları.....	21
3.7 Alan Yönlendirmeli Kontrolde Eksen Takımının Seçimi	23
3.8 Doğrudan Rotor Alan Yönlendirmeli Kontrol	23
3.8.1 Sensörler ile Doğrudan Vektör Kontrolü.....	24
3.8.2 Stator Akımları ve Rotor Hızı ile Akı Modeli.....	28
3.8.3 Stator Akımları ve Gerilimleri ve Rotor Hızı ile Akı Modeli	29
3.8.4 Stator Akım ve Gerilimleri ile Akı Modeli	30
3.9 Ayırıklaştırma Devreleri.....	32
3.10 Dolaylı Rotor Alan Yönlendirmeli Kontrol.....	37
3.11 Stator Alan Yönlendirmeli Kontrol	45
3.12 Mıknatıslanma Alan Yönlendirmeli Kontrol.....	50

4. PID KONTROL YÖNTEMİ	55
4.1 Oransal Kontrol	56
4.2 Integral Kontrol	56
4.3 Türev Kontrol	56
4.4 İntegral Doyumu.....	57
5. UZAY VEKTÖR MODÜLASYON TEKNİĞİ	58
6. UYGULAMA.....	66
7. SONUÇLAR ve ÖNERİLER	79
KAYNAKLAR.....	81
EKLER	84
EK 1 Uygulama Devresi Şemaları	85
EK 2 6MBP15RH060 Güç Modülü	88
EK 3 4503 HP Optokuplör	93
ÖZGEÇMİŞ.....	109

SİMGE LİSTESİ

f	Frekans
f_{sl}	Kayma frekansı
B_{ag}	Mağnetik akı yoğunluğu
e_{ag}	Hava aralığı gerilimi
E_{ag}	Hava aralığı efektif gerilimi
E_r	Rotor gerilimi
F_{sd}	Hareketli eksen takımı bağıntıları
$F_{\alpha\beta}$	Sabit eksen takımı bağıntıları
$\bar{i}_{mm}, i_{mm}$	Mıknatıslanma akımı uzay fazörü
$\bar{i}_{mr}, i_{mr}$	Rotor mıknatıslanma akımı uzay fazörü
$\bar{i}_{ms}, i_{ms}$	Stator mıknatıslanma akımı uzay fazörü
I_m	Mıknatıslanma akımı
I_0	İnverter giriş akımı
I_r	Rotor akımı
I_s	Stator akımı
$\hat{i}_{sx}$	Kontrolör çıkış akımı
$\bar{i}_s$	Stator akımı uzay fazörü
$\bar{i}_{sg}, i_{sg}$	g hızı ile dönen eksen takımında stator uzay fazörü
$\bar{i}_{rg}, i_{rg}$	g hızı ile dönen eksen takımında rotor uzay fazörü
i_{sa}, i_{sA}	Stator akımı R fazı ani değeri
i_{sb}, i_{sB}	Stator akımı S fazı ani değeri
i_{sc}, i_{sC}	Stator akımı T fazı ani değeri
$\bar{i}_{rm}$	Mıknatıslanma akısı eksen takımındaki rotor akımı uzay fazörü
$i_{r\alpha}$	α – ekseninde rotor akımı
$i_{r\beta}$	β – ekseninde rotor akımı
$\bar{i}_r$	Statorda tanımlı rotor akımı
$\bar{i}_{r\psi r}, i_{r\psi r}$	Rotor akısı eksen takımındaki rotor akımı uzay fazörü
$\bar{i}_{r\psi s}, i_{r\psi s}$	Sotor akısı eksen takımındaki rotor akımı uzay fazörü
$\bar{i}_{s\psi r}, i_{s\psi r}$	Rotor akısı eksen takımındaki stator akımı uzay fazörü
$\bar{i}_{s\psi s}, i_{s\psi s}$	Stator akısı eksen takımındaki stator akımı uzay fazörü
i_{rx}	x – ekseninde rotor akımı
i_{ry}	y – ekseninde rotor akımı
$\bar{i}_{sm}, i_{sm}$	Mıknatıslanma akısı eksen takımındaki stator akımı uzay fazör
$i_{s\alpha}$	α – ekseninde stator akımı
$i_{s\beta}$	β – ekseninde stator akımı
i_{sx}	x – ekseninde stator akımı

i_{sy}	y – ekseninde stator akımı
I_{sxref}, i_{sxref}	x – ekseninde referans stator akımı
I_{syref}, i_{syref}	y – ekseninde referans stator akımı
$\hat{i}_{sx}$	Kontrolör çıkış stator akımı
$\hat{i}_{sy}$	Kontrolör çıkış stator akımı
k	Sabit değer
L_m	Mıknatıslanma endüktansı
L_{rl}	Rotor kaçak endüktansı
L_r	Rotor endüktansı
L_{sl}	Stator kaçak endüktansı
L_s	Stator endüktansı
L'_s	Stator geçici endüktansı
N_s	Stator sarım sayısı
M, M^{-1}	Dönüştürme sabitleri
p	Çift kutup sayısı
P_{ag}	Hava aralığı gücü
P_{em}	Elektromekanik güç
P_r	Rotor gücü
R_r	Rotor direnci
R_s	Stator direnci
s	Kayma
T_{em}, t_e	Elektromekanik moment
T_{rated}	Nominal moment
T_r	Rotor zaman sabiti
T_{rl}	Rotor kaçak zaman sabiti
T_{sl}	Stator kaçak zaman sabiti
T_s	Stator zaman sabiti
T'_s	Stator geçici zaman sabiti
$\bar{u}_s$	Stator gerilimi uzay fazörü
$u_{r\alpha}$	α – ekseninde rotor gerilimi
$u_{r\beta}$	β – ekseninde rotor gerilimi
u_{rx}	x – ekseninde rotor gerilimi
u_{ry}	y – ekseninde rotor gerilimi
$u_{s\alpha}$	α – ekseninde stator gerilimi
$u_{s\beta}$	β – ekseninde stator gerilimi
u_{sx}	x – ekseninde stator gerilimi
u_{sy}	y – ekseninde stator gerilimi
$\bar{u}_{sm}, u_{sm}$	Mıknatıslanma akısı eksen takımında stator gerilimi fazörü
$\bar{u}_{s\psi s}, u_{s\psi s}$	Stator akısı ekseninde stator gerilimi uzay fazör

u_{dx}	x – ekseninde ayrıklaştırma devresi stator gerilimi
u_{dy}	y – ekseninde ayrıklaştırma devresi stator gerilimi
$\hat{u}_{sx}$	x – ekseninde kontrolör çıkış stator gerilimi
$\hat{u}_{sy}$	y – ekseninde kontrolör çıkış stator gerilimi
u_{ref}, u_{sref}	Referans gerilimi
u_{sxref}	x – ekseninde stator gerilimi
u_{syref}	y – ekseninde stator gerilimi
V_d	DC bara gerilimi
V_s	Stator gerilimi
$\bar{V}_0 - \bar{V}_7$	Gerilim vektörleri
ψ_{rref}, ψ_{ref}	Referans akı
$\bar{\psi}_s$	Stator akısı uzay fazörü
$\bar{\psi}_r$	Rotor akısı uzay fazörü
$ \psi_r , \bar{\psi}_r $	Rotor akısı genliği
$\hat{ \psi_r }$	Tahmin edilen rotor akı genliği
ψ_r'	Statorda tanımlı rotor akısı
$\psi_{r\alpha}$	α – ekseninde rotor akısı
$\psi_{r\beta}$	β – ekseninde rotor akısı
$\psi_{s\alpha}$	α – ekseninde stator akısı
$\psi_{s\beta}$	β – ekseninde stator akısı
ψ_{sx}	x – ekseninde stator akısı
ψ_{sy}	y – ekseninde stator akısı
ψ_{rx}	x – ekseninde rotor akısı
ψ_{ry}	y – ekseninde rotor akısı
$\bar{\psi}_{sym}, \psi_{sym}$	Mıknatıslanma akısı eksen takımında stator akısı
$\bar{\psi}_{r\psi r}, \psi_{r\psi r}$	Rotor akısı eksen takımındaki rotor akısı uzay fazörü
$\bar{\psi}_{s\psi s}, \psi_{s\psi s}$	Stator akısı eksen takımındaki rotor akısı uzay fazörü
ψ_{ag}	Hava aralığı akısı
$\hat{\omega}_r$	Tahmin edilen rotor açısal hız
ω_g	g hızında dönen açısal hız
ω_k	Rotor kayma açısal hızı
ω_m	m hızında dönen açısal hız
ω_{mr}	Rotor akısı açısal hızı
ω_r	Rotor açısal hızı
$\omega_{r,rated}$	Nominal rotor açısal hızı
$\omega_{r,ref}, \omega_{r,ref}^*$	Referans rotor açısal hızı
ω_s, ω	Stator açısal hız

ω_{sl}	Açısal kayma frekansı
$\omega_{sl \max}$	Maksimum açısal kayma frekansı
ω_{alan}	Alan hızında dönen açısal hız
θ_{alan}	Alan hızında açısal açı
θ_g	ω_g hızında dönen x,y eksen takımı ile sabit eksen arasındaki açı
θ_r	Rotor referans eksenini ile sabit eksen arasındaki açı
θ_s	Stator uzay fazör ile sabit eksen arasındaki açı
θ	Stator akımı uzay fazörü ile sabit eksen arasındaki açı
θ_1	Rotor akısı hızında dönen eksen ile sabit eksen arasındaki açı
θ_2	Stator akımı uzay fazörü ile rotor akısı hızında dönen eksen arasındaki açı
σ_r	Rotor kaçak faktörü
σ	Kaçak sabiti
d-q	Dönen eksen takımı
$r_\alpha - r_\beta$	Rotor açısal hızı ile dönen eksen takımı
$x - y$	Dönen eksen takımı
$\alpha - \beta$	Sabit eksen takımı
D - Q	Sabit eksen takımı

KISALTMA LİSTESİ

AC	Alternative Current (Alternatif Akım)
DC	Direct Current (Doğru Akım)
DSC	Direct Self Control (Doğrudan Kendinden Kontrol)
DSP	Digital Signal Processor (Sayısal İşaret İşleyici)
DTC	Direct Torque Control (Doğrudan Moment Kontrolü)
FG	Function Generator (Fonksiyon Generatörü)
PWM	Pulse Width Modulation (Darbe Genişlik Modülasyonu)
PI	Proportional Integral (Oransal İntegral)
SVPWM	Space Vector Pulse Width Modulation (Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu)
SPWM	Sinüzoidal Pulse Width Modulation (Sinüzoidal Darbe Genişlik Modülasyonu)
EMK	Elektro Motor Kuvveti

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 2.1 a) Asenkron motorun faz başına eşdeğer devresi b) Fazör diyagramı	6
Şekil 2.2 Motorun V_s ve f değerleri için elde edilen moment-hız karakteristiği.....	6
Şekil 2.3 Hava aralığı akısı ve yük momentinin sabit olması halinde küçük kayma değerlerinde moment-hız karakteristiği.....	7
Şekil 2.4 Ventilator karakteristikli yüklerde momentin hızın karesi ile değişimi	7
Şekil 2.5 Asenkron motorun farklı hızlardaki davranışı.....	8
Şekil 2.6 Hava aralığı akısını sabit tutmak için gerekli ek gerilim.....	11
Şekil 2.7 Basit bir sürücü skaler kontrol blok diyagramı	12
Şekil 3.1 Stator akımlarının uzay vektörü	17
Şekil 3.2 Stator akımlarının uzay vektörünün sabit eksenlerdeki bileşenleri.....	18
Şekil 3.3 Stator akımlarının uzay vektörünün ω_{alan} hızında dönen eksenlerde ifadesi.....	19
Şekil 3.4 Stator akımı vektörünün farklı eksen sistemlerindeki ifadesi	22
Şekil 3.5 Rotor akım vektörünün farklı eksen sistemlerindeki ifadesi.....	22
Şekil 3.6 Senkronize edilmiş akı vektörü	23
Şekil 3.7 Statora yerleştirilmiş hall algılayıcılarıyla hesaplanan rotor akı genliği ve motor momenti	25
Şekil 3.8 Statora yerleştirilmiş hall algılayıcıları kullanarak doğrudan vektör kontrolü.....	25
Şekil 3.9 Statora yerleştirilmiş özel yapıli sargılar konarak hesaplanan rotor akı genliği ve motor moment i	27
Şekil 3.10 Statora yerleştirilmiş özel yapıli sargılar kullanarak doğrudan vektör kontrolü	27
Şekil 3.11 Stator akım ve hızı ile akı modeli.....	28
Şekil 3.12 Stator akımları, gerilimleri ve rotor hızı ile akı modeli.....	30
Şekil 3.13 Stator akım ve gerilimleri ile akı modeli.....	31
Şekil 3.14 Sürücünün ideal olduğu ayrıklaştırma modeli.....	33
Şekil 3.15 Sürücünün ideal olmadığı ayrıklaştırma modeli	34
Şekil 3.16 Basit doğrudan rotor alan yönlendirmeli kontrol	35
Şekil 3.17 Rotor alan yönlendirmeli vektör kontrol	36
Şekil 3.18 Stator akım ve hızı ile akı modeli.....	39
Şekil 3.19 Basit dolaylı rotor alan yönlendirmeli kontrol	40
Şekil 3.20 Stator ve rotor akımları fazör diyagramı	43
Şekil 3.21 Akım sensörsüz, sabit eksen takımındaki stator gerilim denkleminde yararlanılarak yapılan dolaylı rotor alan yönlendirmeli kontrol.....	43
Şekil 3.22 Akım sensörsüz, rotor akısı hızında dönen eksen takımındaki stator gerilim denklemlerinden yararlanılarak yapılan dolaylı rotor alan yönlendirmeli kontrolü	44
Şekil 3.23 Stator akı ekseninde akı modeli.....	47
Şekil 3.24 Dolaylı stator alan yönlendirmeli kontrol şeması.....	48
Şekil 3.25 Basit doğrudan stator alan yönlendirmeli kontrol	49
Şekil 3.26 Çıkış gerilimler için mıknatıslanma alan yönlendirmeli kontrolde ayrıklaştırma devresi.....	51
Şekil 3.27 Dolaylı mıknatıslanma alan yönlendirmeli kontrol şeması.....	54
Şekil 4.1 PID kontrol bloğu.....	55
Şekil 4.2 PID kontrol çıkışları	56
Şekil 4.3 Doyuma giden PI denetimi.....	57
Şekil 5.1 a) SPWM referans dalga şekli b) Faz faz ve faz nötr SVPWM referans dalga şekli ve 3'üncü harmonik dalga şekli	58
Şekil 5.2 SPWM ve SVPWM'in gerilim dalgasının yörüngesi	59

Şekil 5.3 Uzay vektör altıgeni	60
Şekil 5.4 İnverter anahtarlama durumları	61
Şekil 5.5 Sektör1’ de gerilim uzay vektörü	62
Şekil 5.6 Sektörlerin SPWM anahtarlama süreleri	64
Şekil 5.7 SPWM dalga şekilleri.....	65
Şekil 5.8 SVPWM dalga şekilleri.....	65
Şekil 6.1 Dolaylı vektör kontrol şeması	66
Şekil 6.2 Kontrol devresi blok diyagramı.....	68
Şekil 6.3 Gerçekleştirilen vektör kontrol devresi	68
Şekil 6.4 Uygulama devresi sürme katı	69
Şekil 6.5 SVPWM tekniğinde motor faz nötr gerilimi.....	70
Şekil 6.6 SVPWM tekniğinde faz faz gerilimi	70
Şekil 6.7 SPWM tekniğinde motor faz nötr gerilimi.....	71
Şekil 6.8 SPWM tekniğinde motor faz faz gerilimi	71
Şekil 6.9 Asenkron motorun şebeken çektiği iki faz akımları.....	72
Şekil 6.10 Asenkron motorun sabit eksen takımındaki akımları.....	72
Şekil 6.11 Asenkron motorun sabit eksen takımındaki akıları.....	73
Şekil 6.12 Asenkron motorun sabit eksen takımındaki akılarının birbirine göre değişimi	73
Şekil 6.13 AC motora 1500d/d'lık basamak hız referansı uygulandığında rotorun açısal konumunun değişimi	74
Şekil 6.14 AC motor hızının 2000d/d' dan -2000d/d' ya değişirken rotorun açısal konumunun değişimi	74
Şekil 6.15 Asenkron motor hızının 500d/d' dan 1000d/d'ya değişimi	75
Şekil 6.16 Asenkron motor hızının 1000d/d' dan 2000d/d'ya değişimi	75
Şekil 6.17 Asenkron motor hızının 2000d/d' dan 3000d/d'ya değişimi	75
Şekil 6.18 Asenkron motor hızının 1000d/d' dan -1000d/d'ya değişimi	76
Şekil 6.19 Asenkron motor hızının 500d/d' dan 1000d/d'ya değişimi	76
Şekil 6.20 Asenkron motor hızının 1000d/d' dan 2000d/d'ya değişimi	77
Şekil 6.21 Asenkron motor hızının 2000d/d' dan 3000d/d'ya değişimi	77
Şekil 6.22 Asenkron motor hızının 1000d/d' dan -1000d/d'ya değişimi	78

ÇİZELGE LİSTESİ

	Sayfa
Çizelge 4.1 PID katsayılarının kontrol çıkışına etkisi	57
Çizelge 6.1 Asenkron motorun parametreleri.....	67
Çizelge 6.2 SPWM ve SVPWM tekniğinde motor faz faz ve faz nötr gerilim değerleri.....	67
Çizelge 6.3 SPWM ve SVPWM tekniklerinde motorun oturma zamanları ve I_{syref} akımları.	78

ÖNSÖZ

Bu tezde, sanayide yoğun olarak kullanılan AC motorların kontrol yöntemleri incelenmiş ve bir uygulama devresi gerçekleştirilmiştir. Bu konu üzerinde çalışacak olan meslektaşlarıma yardımcı olmasını dilerim.

Tezimin hazırlanmasında bana özveri ile yardımcı olan ve beni yönlendiren tez danışmanım ve hocam Prof. Dr. M.Hadi SARUL' a içten şükranlarımı sunarım.

Tez çalışmamın yapım aşamasında da destek ve anlayışlarından dolayı aileme tesekkürlerimi sunarım.

ÖZET

AC MOTOR KONTROL YÖNTEMLERİNİN İNCELENMESİ ve BİR UYGULAMA DEVRESİ GERÇEKLEŞTİRİLMESİ

Ayhan VATANSEVER
Elektrik Mühendisi, Yüksek Lisans Tezi

İdeal motor kontrolü geçmişte sadece DC motorlar kullanılarak yapılabiliyordu. Gelişen işlemci teknolojisi ve güç elektroniği ile günümüzde ac motorlar kullanılarak da ideal kontrol gerçekleştirilebilmektedir.

Bu çalışmada, AC motor kontrol yöntemleri olan skaler ve vektörel kontrol yöntemleri açıklanmış ve bir uygulama devresi gerçekleştirilmiştir. Uygulamada, asenkron motorun mıknatıslanma akımı ve momentin oluşturan akımı sabit olduğu kabul edilerek bir ayrıklaştırma devresi oluşturulmuş ve bu akımların referans değerlerinden yararlanılarak dolaylı rotor alan yönlendirmeli vektör kontrolü gerçekleştirilmiştir. Vektör kontrolünü gerçekleştirebilmek için Microchip firmasının 16 bit işlem yapan 30F4011 işlemcisi kullanılmıştır. Hız denetimi bir doyuma giden PI denetimi algoritması ile gerçekleştirilmiştir. Vektör kontrol yöntemi ile serbest uyarımlı DC motora benzer şekilde asenkron motorun uyarım ve moment akımları birbirinden bağımsız olarak denetlenebilmektedir. Asenkron motor değişik hız ve yük koşullarında çalıştırılarak gösterdiği performans incelenmiş ve elde edilen sonuçlar sunulmuştur.

Anahtar kelimeler : Vektör kontrolü, Skaler kontrol, Motor kontrolü, Asenkron motor

JÜRİ :

1. Prof. Dr. M.Hadi SARUL
2. Prof. Dr. Hacı BODUR
3. Yrd. Doç. Dr. Tuncay UZUN

Kabul tarihi : 31.12.2009
Sayfa sayısı : 123

ABSTRACT

ANALYZING AC MOTOR CONTROL TECHNIQUES and REALIZING AN APPLICATION

Ayhan VATANSEVER
Eletrical Engineer, M.S. Thesis

Only DC motors used in motor control application in the past but today high performance could be performed using improved microprocessor technology and power electronic in ac motor.

In this study, ac motor techniques with scalar and vector control are analyzed and an application is realized. In the application, they are approved that magnetizing current and torque producing stator current are constant. In this condition, a new decoupling circuit is composed and using reference currents indirect rotor field oriented vector control is performed. To perform vector control, Microchip's 16 bit 30F4011 microprocessor is used. Velocity have been controlled using saturated PI controller. In composed induction motor vector control schema is performed same as seperated excited DC motor controlling torque producing current and flux producing current independently. Under different velocities and load conditions induction motor performance have been examined and obtained results are summarized.

Keywords : Vector control, Scalar control, Motor control, Induction motor

JÜRİ :

1. Prof. Dr. M.Hadi SARUL
2. Prof. Dr. Hacı BODUR
3. Yrd. Doç. Dr. Tuncay UZUN

Kabul tarihi : 31.12.2009
Sayfa sayısı : 123

1. GİRİŞ

Bir sanayi kuruluşunda üretilecek olan malzemenin yapılabilmesi için robotlar, tezgahlar vb. araçlar kullanılmaktadır. Bu robotlar ve tezgahlarda ise motorlar kullanılmaktadır. Tezgahta veya üretim bandındaki malzemenin yapımı sırasında, tezgah ve robotlarda kullanılan motorların kontrol edilmesi gerekmektedir. Bu makinelerin motor kontrolü ne kadar iyi yapılırsa oluşturulacak olan ürün daha kaliteli ve kısa zamanda olacaktır. Bu yüzden motor kontrolü insanın kaliteli yaşamı için oldukça önemlidir.

Elektrik makinelerinin daha iyi kontrolü için çeşitli uygulamalar ve yayınlar ortaya çıkmıştır. Motor kontrolü ilk başlarda DC motorlar kullanılarak yapılmaya başlanmıştır. Bunun nedeni olarak güç elektroniğinin yeterince gelişmemesi, ac motor kontrolüne nazaran kolay ve iyi kontrol gerçekleştirilmesi ayrıca iyi dinamik performans sağlaması söylenebilir.

DC motorda moment, endüi akımı ile doğru orantılıdır. Bunun yanında momenti oluşturan akım ve akı bileşenleri birbirinden bağımsız olarak ayarlanması kontrol için oldukça önemlidir. Ancak dc motorların aynı güçteki AC motorlara nazaran pahalı olması, büyük yer kaplaması, sık bakım gerektirmesi yüzünden ac motorlar endüstride yoğun olarak kullanılmaya başlanmıştır. AC sürücü (inverter) teknolojisi gelişmesiyle dayanıklı, ekonomik ve bakımsız olan ac motorlar kullanarak da hızlı moment cevabı, hız ve moment doğruluğu elde edilmektedir (Tiitinen,1995; Nash 1997).

Endüstriyel uygulamalarda elektrik motorlarının kontrol edilmesi amacıyla kullanılan değişken hızlı sürücüler, motor mili vasıtasıyla şebekeden yüke verilen enerjinin, 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, makinedeki 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 tezgahı, hadde tezgahı, kağıt makinesi ve sarma makinesi gibi farklı yükleri besleyen elektrik motorlarının kontrolünde endüstride yaygın olarak kullanılmaktadır.

Asenkron motor kontrol yöntemleri genel olarak iki ana gruba ayrılır. Bunlar skaler kontrol ve vektörel kontrol yöntemidir.

Bu tez çalışmasında AC motor kontrol yöntemleri incelenmiş ve bir uygulama devresi gerçekleştirilmiştir. Tez çalışması yedi bölümden oluşmaktadır.

İkinci bölümde, skaler kontrol yöntemi incelenmiştir. Skaler kontrolün matematiksel açıklaması ve ilgili denklemleri gösterilmiş ayrıca bir skalar kontrolü nasıl yapılabildiği bu yöntemin avantajlarının ve dezavantajlarının neler olduğu irdelenmiştir.

Üçüncü bölümde, vektörel kontrol yöntemi incelenmiştir. Vektörel kontrolün matematiksel açıklaması ve ilgili denklemleri gösterilmiştir, bunun yanında vektörel kontrol yönteminin avantajlarının ve dezavantajlarının neler olduğu irdelenmiştir.

Dördüncü bölümde, genel olarak PID denetimi anlatılmıştır ayrıca uygulamada kullanılan PI denetimi yöntemi incelenmiştir.

Beşinci bölümde, SPWM ve SVPWM tekniği üzerinde durulmuştur ve bu yöntemlerin karşılaştırılması yapılmıştır.

Altıncı bölümde, yapılan rotor alan yönlendirmeli kontrol devresi anlatılmıştır. Bunun yanında, uygulama devresinde motorun yüklü ve yüksüz iken davranışları grafikler ile gösterilmiştir.

Son bölümde, rotor alan yönlendirmeli kontrol ile çalışan bir uygulama devresinin sonuçları özetlenmiştir.

2. SKALER KONTROL

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.

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.

2.1 Asenkron Motorun Matematiksel Denklemleri

Asenkron motorun üç fazlı stator sargısına üç fazlı bir gerilim sistemi uygulandığında, senkron hızla dönen sabit genlikli bir döner alan oluşur. Şebeke frekansı f , motorun kutup sayısı p olduğuna göre senkron açısal hız aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\omega_s = 2\pi f / (p/2) = (2/p)\omega \text{ rad/sn} \quad (2.1)$$

Motorda, B_{ag} hava aralığı endüksiyonu (akı yoğunluğu) nedeniyle oluşan Ψ_{ag} hava aralığı akısı senkron hızla dönmektedir. Bu döner alanın sabit stator faz sargılarını kesmesi ile E_{ag} hava aralığı gerilimi endüklenir. Bu gerilim Şekil 2.1a' da verilen asenkron motorun faz başına eşdeğer devresinde görülmektedir.

Motorun kayma ile ilgili deklemleri aşağıdaki gibi yazılır.

$$\omega_{sl} = \omega_s - \omega_r \quad (2.2)$$

$$s = (\omega_s - \omega_r)/\omega_s \quad (2.3)$$

$$\omega_{sl} = s\omega_s \quad (2.4)$$

Faraday kanununa göre motorda endüklenen gerilim,

$$e_{ag} = N_s d\Psi_{ag}/dt \quad (2.5)$$

dir. Yukarıdaki ifade $\Psi_{ag}(t) = \Psi_{ag} \sin \omega t$ denkleminde yerine konursa endüklenen gerilim

$$e_{ag} = N_s \omega \Psi_{ag} \cos \omega t \quad (2.6)$$

şeklinde elde edilir. k bir sabit olmak üzere denklem yeniden düzenlenirse hava aralığı gerilimin efektif değeri,

$$E_{ag} = k f \Psi_{ag} \quad (2.7)$$

şeklinde elde edilir. Asenkron motorda moment, hava aralığı akısı ve rotor akımları tarafından meydana getirilir. Rotor akımları ise hava aralığı akısının rotor iletkenlerini kesmesi ile elde edilir. Eğer rotor senkron hızda dönerse, akı ile rotor arasında hız farkı bulunmadığından rotor akımı dolayısıyla moment meydana gelmez.

Rotor iletkenleri ω_{sl} kayma hızı ile döner alan tarafından kesilmektedir. Buna göre rotor gerilimi,

$$E_r = R_r I_r + j 2\pi f_{sl} L_{lr} I_r \quad (2.8)$$

şeklinde yazılabilir. Rotor gerilimini f/f_{sl} ile çarparsak,

$$E_{ag} = f R_r / f_{sl} I_r + j 2\pi f L_{lr} I_r \quad (2.9)$$

elde edilir. Motorun hava aralığı gücü

$$P_{ag} = 3 (f / f_{sl}) R_r I_r^2 \quad (2.10)$$

olur. Rotorda meydana gelen kayıp

$$P_r = 3R_r I_r^2 \quad (2.11)$$

olup buradan elektromekanik güç,

$$P_{em} = P_{ag} - P_r \quad (2.12)$$

elde edilir. Buradan elektromekanik moment,

$$T_{em} = P_{em} / \omega_r \quad (2.13)$$

olur. Motor eşdeğer devresinden yararlanarak ve Şekil 2.1b' deki fazör diyagramından da görüleceği gibi stator gerilimi,

$$V_s = E_{ag} + (R_s + j2\pi f L_{sl}) I_s \quad (2.14)$$

şeklinde elde edilir. Motorun yüksek çalışma frekanslarında $V_s \approx E_{ag}$ alınabilir. Buradan da

$$V_s \approx k \Psi_{ag} f \quad (2.15)$$

olur. Asenkron motorda moment akı ile rotor akımının vektörel çarpımından elde edilir. Küçük kayma değerlerinde motorun moment denklemleri (2.16) ve (2.18)' teki gibi elde edilir.

$$T_{em} = k \Psi_{ag} I_r \quad (2.16)$$

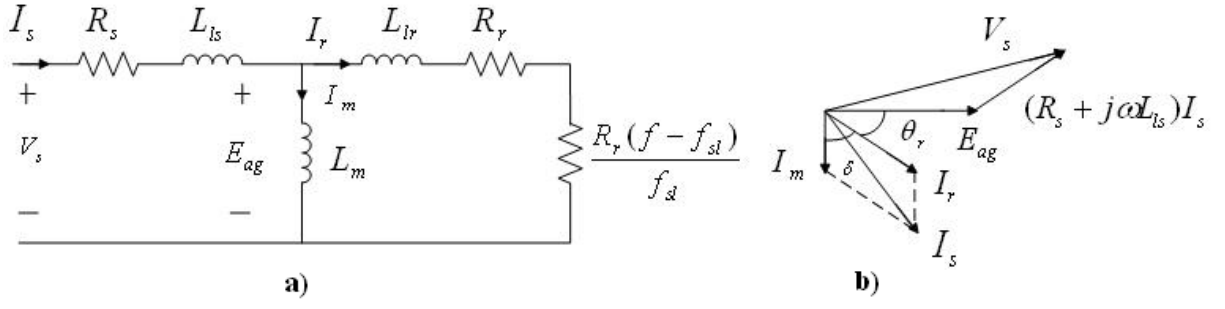
Motordaki küçük kayma değerlerinde rotor direnci $R_r \gg 2\pi f_{sl} L_{lr}$ olur ve bu ihmal edilip (2.8) eşitliği düzenlenirse (2.17) eşitliği elde edilir.

$$E_r = R_r I_r, \quad R_r I_r = k f_{sl} \Psi_{ag} \quad (2.17)$$

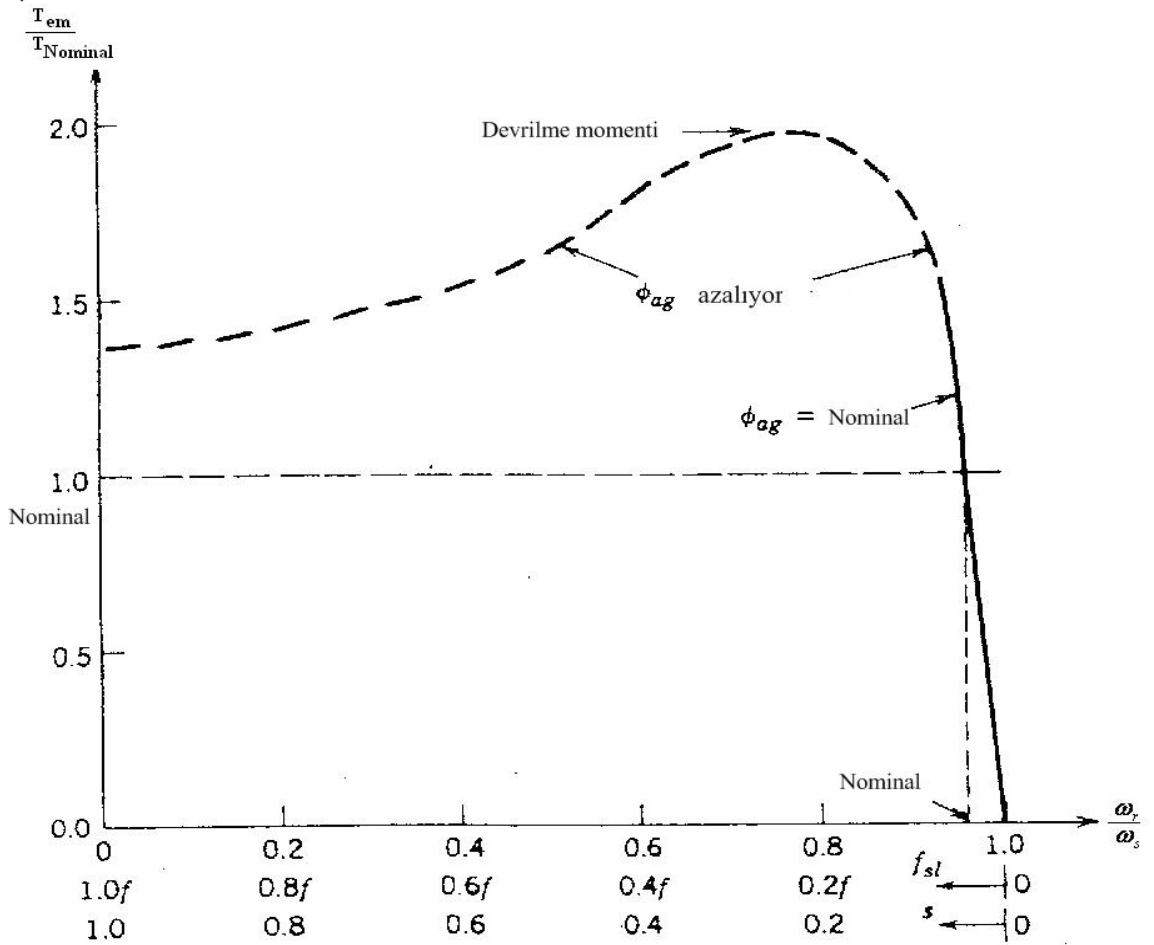
(2.17) eşitliği (2.16) eşitliğinde yerine yazılırsa (2.18) elde edilir.

$$T_{em} = k \Psi_{ag}^2 f_{sl} \quad (2.18)$$

Gösterilen eşitlikler ışığında asenkron motorun genel hız-moment karakteristik davranışı Şekil 2.2 'de gösterilmiştir.



Şekil 2.1 a) Asenkron motorun faz başına eşdeğer devresi b) Fazör diyagramı (Mohan, 2003)

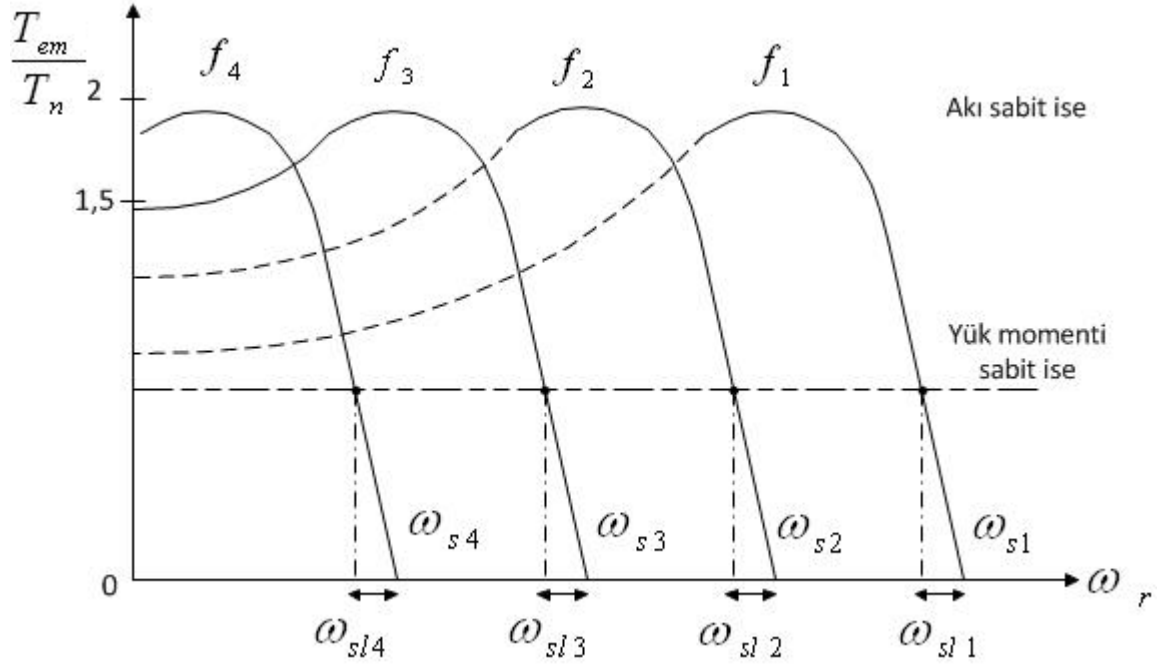


Şekil 2.2 Motorun V_s ve f değerleri için elde edilen moment-hız karakteristiği (Mohan, 2003)

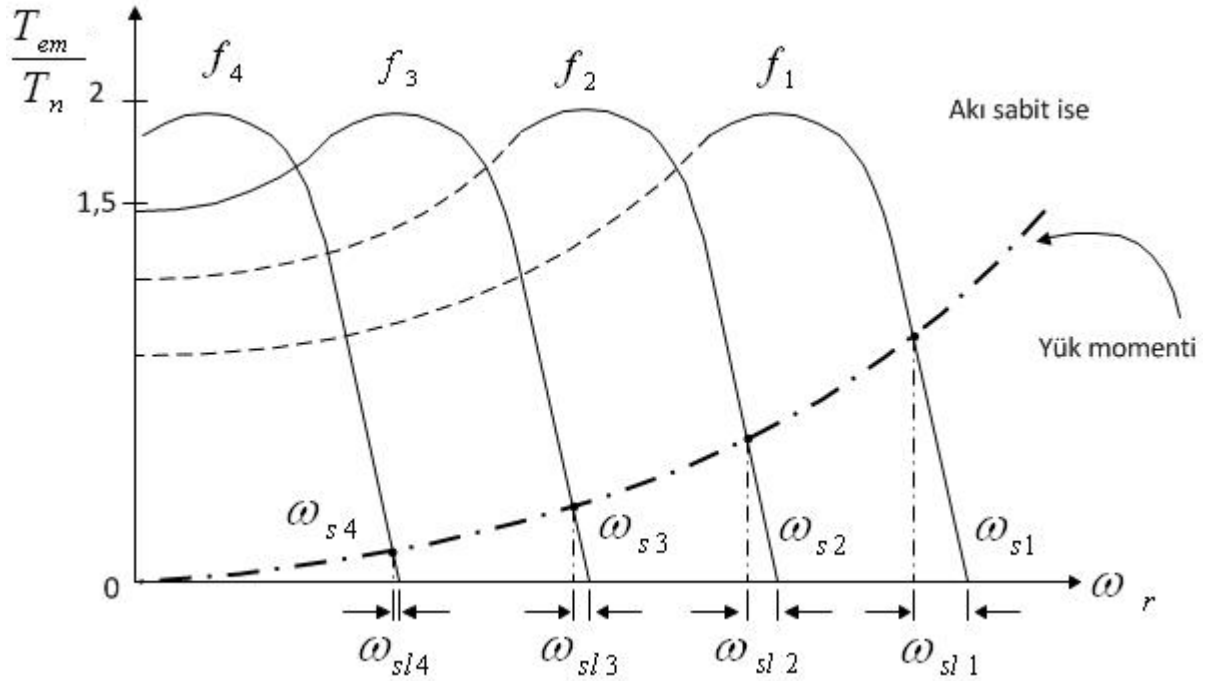
Asenkron motorda mıknatıslanma akımı, hava aralığındaki akısı ile orantılı değişmektedir. Momentte hava aralığı akısı ile orantılıdır. Buradan stator gerilim ile frekans değiştirilerek momentin kolayca ayarlanabileceği (2.15) eşitliğinde görülmektedir.

2.2 Asenkron Motorun Moment- Hız Karakteristiği

Hava aralığı akısı sabit tutulması durumunda frekansın herhangi bir değeri için T_{em} ile f_{sl} arasında lineer bir bağıntı elde edilir.



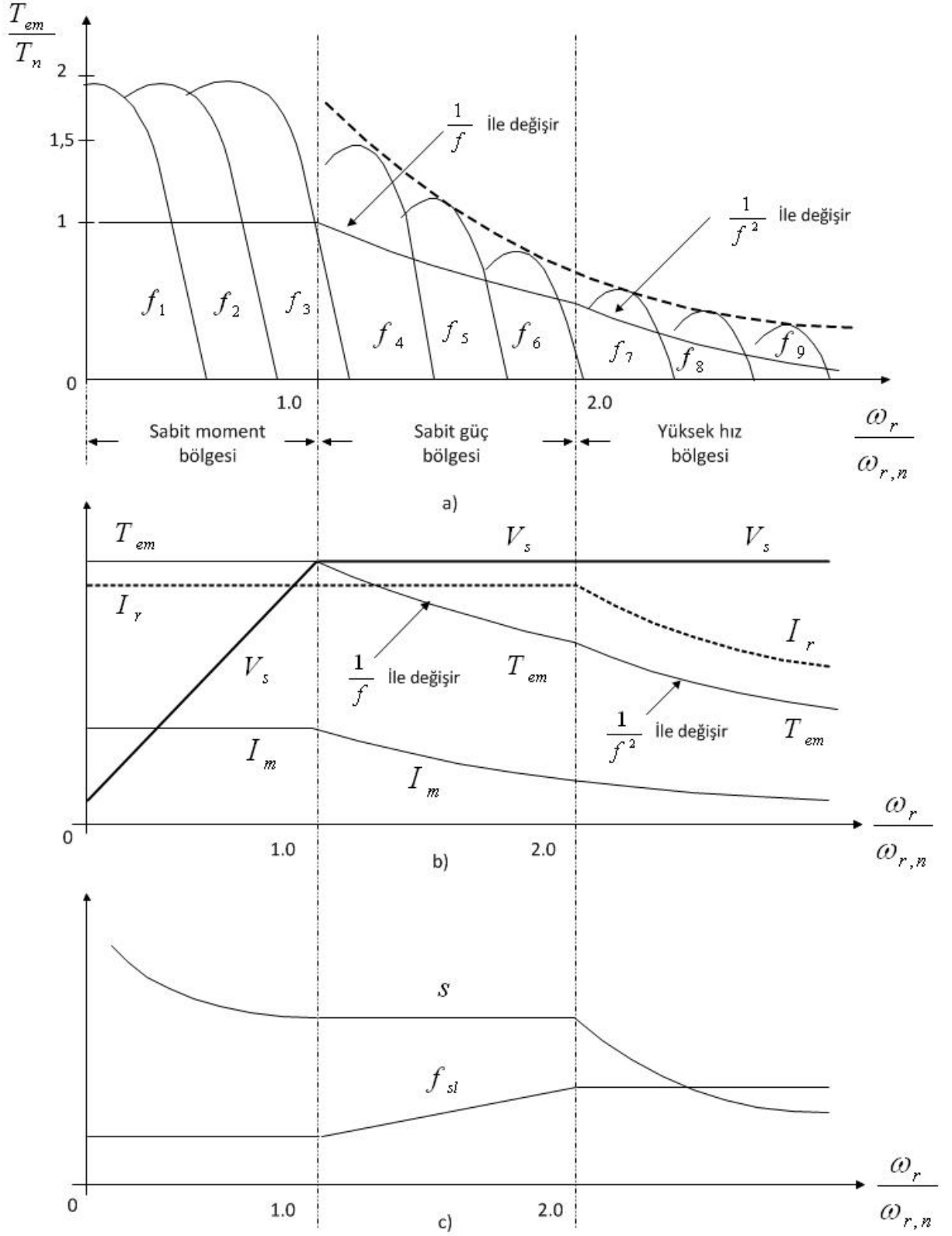
Şekil 2.3 Hava aralığı akısı ve yük momentinin sabit olması halinde küçük kayma değerlerinde moment-hız karakteristiği (Mohan vd., 1995)



Şekil 2.4 Vantilatör karakteristikli yüklerde momentin hızın karesi ile değişimi (Mohan vd., 1995)

Frekans ve gerilimi değiştirmek suretiyle hız kontrolü, yalnız nominal hızın altında değil, üstünde de yapılabilir. Asenkron motorun rotor yapısı sağlam olduğu için pek çok uygulamada bu ayar sahasından yararlanılır. Herhangi bir mekaniki problem olmaksızın

nominal hızın iki katına çıkılabilir. Bu şartlar altında asenkron motorun çeşitli hızlardaki, sabit güç ve sabit moment bölgelerindeki davranışı Şekil 2.5' te gösterilmiştir.



Şekil 2.5 Asenkron motorun farklı hızlardaki davranışı (Mohan vd., 1995)

2.3 Sabit Moment Bölgesinde (Nominal Hızın Altında) Çalışma

Bu bölgede V_s gerilimi Şekil 2.5'teki gibi değiştirilerek hava aralığı akısı sabit tutulmaktadır. f_{sl} rotor kayma frekansı küçük ve sabit bir değerdedir. Moment de sabit kaldığı için bu bölgeye "Sabit Moment Bölgesi" denir. Motor nominal yükte çalışırken Şekil 2.5c' de f_{sl} ve s ' nin değişimi görülmektedir. Sabit momentte rotor direncinde meydana gelen P_r kayıp gücü de sabit kalmaktadır. Zira I_r de sabittir. Fakat uygulamada düşük hızlarda iyi soğutma yapılmadığı zaman kayıp güç sorun yaratabilir. Bu nedenle etkili bir soğutmanın sağlanmadığı hallerde, düşük hızlarda motordan alınabilecek moment azalabilir.

2.4 Sabit Güç Bölgesinde (Nominal Hızın Üstünde) Çalışma

Stator frekansını nominal değerin üzerine çıkarmak suretiyle motor hızını nominal değerinin üzerine çıkarmak mümkündür. Aslında hız kontrollü sistemlerde motor gerilimi nominal değerinin üzerine çıkarılamaz. Bu nedenle V_s nominal değerinde tutularak f frekansı artırılır. Bunun sonucu V_s/f oranı düşer ve hava aralığı akısı azalır. Bu bölgede motor daha önceki bölgede olduğu gibi kapasitesinin sınırlarında çalışmakta ve I_r nominal değerinde kalmaya devam etmektedir. Bu bölgede kayma da sabit kalmaktadır.

$\Psi_{ag} \approx V_s/kf$ değeri (2.18) eşitliğinde yerine konursa

$$T_{em} = k(V_s^2/kf^2)f_{sl} \quad (2.19)$$

elde edilir. Sabit güç bölgesinde $V_s = s b t$, $I_r = s b t$. ve $s = s b t$. olduğu görülür. Kayma frekansı frekansla birlikte artar. Bu şartlar altında (2.19) eşitliği düzenlenirse, aşağıdaki ifadeler yazılabilir.

$$T_{em} = k/f \quad (2.20)$$

$$P_{em} = T_{em}\omega_r \approx (k/f)kf \quad (2.21)$$

$$P_{em} \approx s b t \quad (2.22)$$

Bu nedenle bu çalışma bölgesine "sabit güç bölgesi" denir. Aslında uygulamada frekans düşürüldüğünde motor nominal momentinden daha fazlasını verebilir. Ama frekans yükseltirirse I_m mıknatıslama akımı azalmaktadır. I_s ' nin nominal değerinde tutulması halinde I_r ' nin değeri artar. Bunun sonucu olarak da daha büyük moment ve güç elde edilebilir. Diğer taraftan I_m ' in azalması sonucu demir kayıpları azalır ve hız fazla olduğu için kendinden soğutmalı motorlarda daha iyi bir soğutma sağlanır.

2.5 Yüksek Hızda (Sabit fsl Bölgesinde) Çalışma

Stator gerilimi nominal değerinde tutulup, frekans artırılarak motor hızı yükseltilirken motorun yapısına bağlı olarak belirli bir hızın üstünde hava aralığı akısı çok azalır, rotor momenti devrilme momentine yaklaşır, Bu durum nominal hızın 1.5 - 2 katı mertesindeki hızlardan sonra ortaya çıkar. Hız artırmaya devam edilirse motor ancak devrilme momentinin belirli bir kısmını karşılayabilir. Bu durumda Şekil 2.5c’de görüldüğü gibi f_{sl} sabit hale gelir ve motorun sağlayabileceği moment frekansın karesiyle ters orantılı olarak değişir. Buradan, moment ifadesi aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$T_{em,max} \approx k/f^2 \quad (2.23)$$

Hız arttıkça hem motorun I_r akımı dolayısıyla motorun çektiği akım, hem de moment azalır. Bu çalışma bölgesi motorun sağlayabildiği maksimum momentte sınırlıdır.

2.6 Düşük Frekansla Çalışma

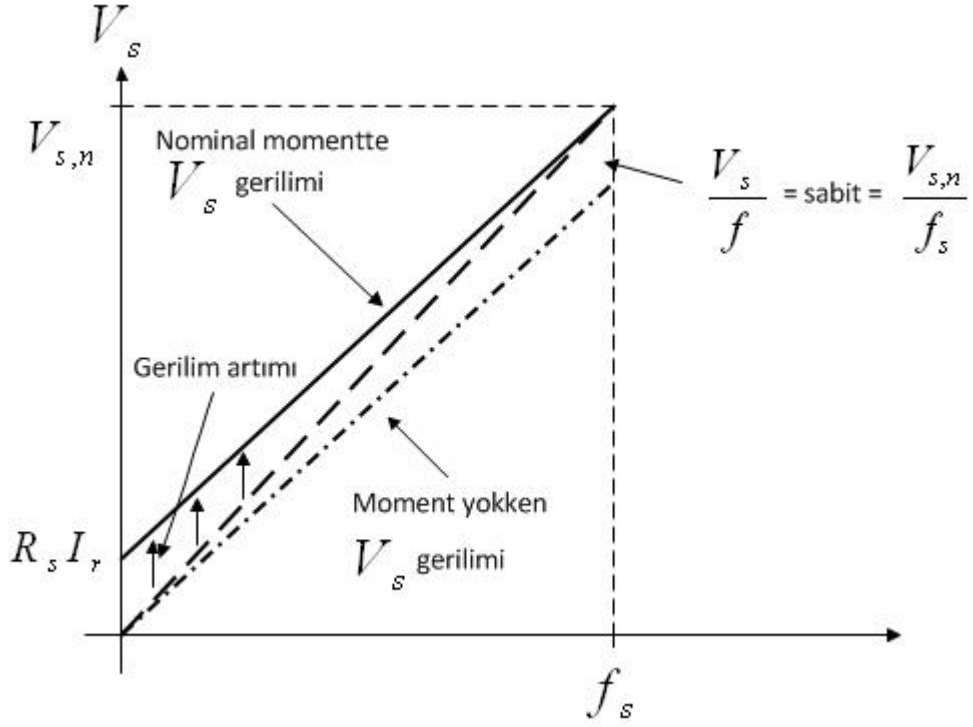
Motorun yüksek hız ve gerilimde çalışmada stator gerilim düşümü rahatlıkla ihmal edilemesine karşın düşük frekansta çalışmada f_{sl} frekansı küçük olsa bile R_s direncinin etkisi ihmal edilemez. (2.14) eşitliğinde E_{ag} gerilimi referans alırsak stator akımı $I_s = I_r - jI_m$ olur ve eşitlikte yerine yazılır ve düzenlenirse (2.24) eşitliği elde edilir. Fakat imajiner kısmının etkisi, stator gerilimi üzerindeki etkisi azdır. Bu durumda stator gerilimi,

$$V_s = (E_{ag} + 2\pi f L_{sl} I_m + R_s I_r) + j(2\pi f L_{sl} I_r - R_s I_m) \quad (2.24)$$

$$V_s \approx (E_{ag} + 2\pi f L_{sl} I_m + R_s I_r) \quad (2.25)$$

dir. Eğer I_r akı sabit tutulursa mıknatıslanma akımı sabit olup E_{ag} değeri f ile orantılı değişir. Bu şartlar altında (2.25) eşitliği düzenlenirse akıyı sabit tutmak için stator direncindeki gerilim düşümünü sağlamak üzere ek bir gerilim gerektiği görülür ve aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$V_s \approx k f + R_s I_r \quad (2.26)$$



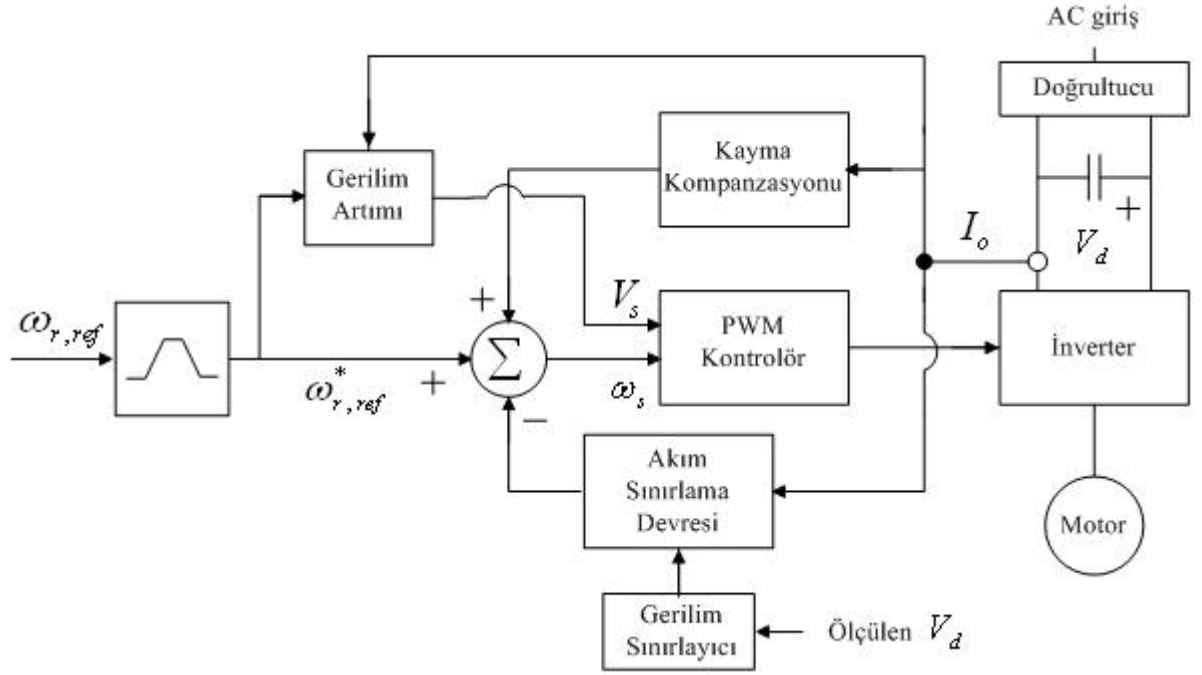
Şekil 2.6 Hava aralığı akısını sabit tutmak için gerekli ek gerilim (Mohan, 2003)

2.7 Basit Skaler Kontrol Devresi

Gerilim beslemeli inverter içeren frekans değiştirici sürücü ile hız geri beslemesi kullanılmadan hız kontrol edilebilir. Şekil 2.7’ de PWM inverter içeren bir frekans değiştirici sürücü için böyle bir kontrol sistemi görülmektedir. İnverter çıkış frekansı, $\omega_{r,ref}$ hız referans sinyali ile kontrol edilmektedir. Sistemin korunması ve performansının geliştirilmesi için bu referans sinyal işleme tabi tutularak PWM kontrolörü için gerekli V_s ve f veya ω_s giriş sinyalleri elde edilir.

Sürücüde, koruma ve daha iyi bir hız kontrolü amacı ile akım ve gerilim geri beslemesi yapılır. Yolverme ve durdurma sırasındaki hızlanma ve yavaşlamada, aşırı yük durumunda akımın bir maksimum değerde sınırlanması gerekir. Aynı şekilde asenkron motorun fren çalışmasında dc ara devre gerilimi, maksimum değerini aşmamalıdır. Asenkron motor kayma nedeniyle senkron hızın altında bir hızla çalışır. Motor momentine bağlı olarak değişen bu hız farkı, gerçek hız değeri ölçülmeden bir dereceye kadar kompanze edilebilir. Ayrıca düşük hızlarda ek gerilim de gerekir. Bu amaçlarla ac motor akımları ve dc ara devredeki kondansatörün uçlarındaki V_d gerilimi ölçülür. Şekil 2.7’de ac motor akımı yerine inverter giriş akımı I_0 ölçülmüştür.

Şekil 2.7’de görüldüğü gibi inverter çıkış geriliminin frekansını kontrol etmek üzere kontrol girişi olarak sisteme $\omega_{r,ref}$ sinyali uygulanmaktadır. Rampa sınırlayıcı vasıtasıyla maksimum hızlanma ve yavaşlama ivmesi sınırlanır. Hız referans sinyalinin değişme eğimini belirleyen bu maksimum ivme değeri, kullanıcı tarafından bir potansiyometre ile ayarlanabilir. Hızlanma ve yavaşlama sırasında motor akımını temsil eden I_o akımının ve dc bara geriliminin belirli sınırlar içinde tutulması gerekir. Hız regülasyonunun daha iyi olması istenirse, Şekil 2.7’de görüldüğü gibi ayrıca kayma kompanzasyon devresinden bir giriş alınır.



Şekil 2.7 Basit bir sürücü skaler kontrol blok diyagramı (Mohan, 2003)

Eğer hız rampa sınırlayıcısı kullanılmamışsa bir akım sınırlama devresi gerekli olur. Motor olarak çalışmada eğer ω_s değeri motor hızına kıyasla çok hızlı yükselirse, ω_s ve dolayısıyla I_o da yükselebilir. Motor akımı, akım sınırının altına kalacak tarzda hızlanma ivmesini sınırlamak için gerçek motor akımı, akım sınırı ile karşılaştırılır. Aradaki hata değeri bir kontrolör ile değerlendirilir ve elde edilen sinyal hız kontrol devresine uygulanır. ω_s değeri azaltılmak suretiyle hızlanma ivmesi düşürülür.

Fren çalışma sırasında ω_s çok çabuk azaltılırsa, negatif kayma büyük değerler alır. Bunun sonucu motor ve inverter üzerinden büyük frenleme akımı geçer. Frenleme sırasında bu akımı sınırlamak için gerçek akım, akım sınırı ile kıyaslanır ortaya çıkan hata değeri bir kontrolör üzerinden hız kontrol devresine uygulanır. ω_s ’nin ayarlanmasıyla yavaşlama ivmesi

düşürülür. Frenleme sırasında dc baradaki kondansatör geriliminin de maksimum sınırın altında tutulması gerekir. Eğer faydalı frenleme yapılmıyorsa dinamik frenleme yapılır. Bu amaçla kondansatör uçlarına paralel olarak bir direnç bağlanır. Frenleme enerjisinin harcanan enerjiden büyük olması durumunda, kondansatör gerilimi aşırı yükselebilir. Eğer gerilim sınırı aşılsa kontrol devresi ω_s ' yi artırmak suretiyle yavaşlama ivmesini azaltır. Rotor hızını sabit tutmak için uygulanan stator frekansına bir ilave yapılmalıdır. İlave edilen bu değer motor momenti ile orantılı olmalıdır. Hızın daha hassas olarak kontrol edilmesi istenirse, gerçek hız ölçülür ve Şekil 2.7' deki blok diyagramdaki gerçek kayma kullanılabilir. Kayma bilindiğine göre gerçek moment bulunabilir. Böylece ek gerilim daha hassas olarak hesaplanabilir.

3. VEKTÖR KONTROLÜ

Günümüzde güç elektroniğinin ve mikroişlemci teknolojisinin gelişmesiyle asenkron motordan daha iyi performans almak için vektör kontrolü kullanılmaktadır. Vektör kontrolü, serbest uyartımlı DC makinelerinde sağlanan dinamik performansı AC motor kontrolünde de mümkün hale getirmiştir.

DC motorlu tahrik sistemlerinin sahip olduğu yüksek dinamik performansın kalitesi, DC motorun endüi(rotor) devresi ve alan devresinin manyetik olarak birleşmemesinden kaynaklanmaktadır. Yani alan devresi ile endüi 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 ayıramaz. Vektör kontrolünde temel amaç, stator akımının moment ve akıyı oluşturan bileşenlere ayırmak ve bunların bağımsız kontrol etmektir.

Vektör kontrolü ile yüksek dinamik performans, ekonomiklik, verimlilik, hassas moment kontrolü düşük hızda yüksek moment üretme gibi faydaları vardır. Hassas uygulamalarda tercih edilir.

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

3.1 Vektör Kontrol Yöntemleri

Asenkron motorda vektör kontrol yöntemleri, seçilen akı uzay vektörüne bağlı olarak üç farklı şekilde yapılır. Bu yüzden vektör kontrolüne alan yönlendirmeli kontrolde denir.

- Rotor alan yönlendirmeli kontrol
- Stator alan yönlendirmeli kontrol
- Mıknatıslanma alan yönlendirmeli kontrol

Alan yönlendirmeli kontrolde, seçilen akı uzay vektörüne göre denklemler düzenlenir ve kontrol gerçekleştirilir. Rotor alan yönlendirmeli kontrolde rotor akı uzay vektörü, stator alan yönlendirmeli kontrolde stator akı uzay vektörü, mıknatıslanma alan yönlendirmeli kontrolde ise, mıknatıslanma akısı uzay vektörü seçilir. Seçilen akı uzay vektörünün modülü ve uzay açısının elde edilme şekline göre kontrol ikiye ayrılır.

- Dolaylı alan yönlendirme
- Doğrudan alan yönlendirme

Doğrudan alan yönlendirmeli kontrolde, seçilen akı uzay vektörünün modülü ve uzay açısı Hall algılayıcıları gibi elemanlar yardımıyla doğrudan ölçülür veya akı modeliyle hesaplanır. Dolaylı alan yönlendirmeli kontrolde ise, bu değerler stator akımları, gerilimleri ve rotor hızı ölçülerek uzay fazörünün modülü ve açısı bulunarak kontrol yapılır veya referans akım ya da gerilim değerleri dışarıdan hesaplama olmadan verilerek gerçekleştirilir.

Vektör kontrolünde, doyma, sıcaklık değişimi vb. gibi sebeplerden dolayı motorun rotor zaman sabiti, stator direnci gibi değeri sürekli değişir. Bu değerlerin anlık olarak bilinmesine göre kontrol ikiye ayrılır.

- On-line parametre adaptasyonlu
- Off-line parametre adaptasyonlu

On-line kontrolde, motor parametreleri sürekli takip edilir. Güncellenen parametre değerlerine göre kontrol gerçekleştirilir. Off-line kontrolde ise, motor parametreleri takip edilmez. Sadece etiket değerleri kullanılarak kontrol gerçekleştirilir. Motor parametrelerinin, kontrol performansı açısından sürekli izlenmesi gerekir. Motor parametrelerinin izlenmesi için kontrol teorisinden oldukça fazla yararlanılır. Kalman filtre tahmini, doğrudan parametre kestirimi, luenberger gözlemleyici vb. izleme yöntemleri kullanılır. Uygulamalarda, akı algılayıcıları ve akı modeli gerektirmedikinden ayrıca parametre duyarlılığına rağmen dolaylı vektör kontrol yöntemi off-line olarak gerçekleştirilir.

3.2 Uzay Vektör Kavramı

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

Elektrik makinalarının uzay vektörleri ile incelenmesi aşağıdaki avantajlara sahiptir.

- Makinanın akım, gerilim, akı gibi büyüklükleri uzay vektörleri ile ifade edilir
- Tüm uzay vektörleri matematiksel bağıntılarla ifade edilir

- Simetrik ve simetrik olmayan makinaların incelenmesi faz sayılarına bağlı olmadan uzay harmonikleri de dahil edilerek yapılabilir
- Moment ifadesi basit hale gelir
- Uzay fazörleri ile denklem sayısı azalır
- Uzay fazörleri ile asenkron makinanın karşılıklı etkileşimli denklemleri birbirinden bağımsız hale gelir.
- Sürekli çalışma durumunda uzay fazör ve zaman fazör diyagramları aynıdır

Motorun 3 fazlı bileşenlerinin kolay bir şekilde incelenmesi ve sonra bunları gerektiği şekilde kullanılması için Clark, Park ve ters Clark, ters Park dönüşümlerinden yararlanılır.

Dengeli 3 fazlı sistemde, akımlar sinüs şeklinde ve 120'er derece faz farkı ile hareket eder ve toplamaları sıfırdır.

$$i_{sA} + i_{sB} + i_{sC} = 0 \quad (3.1)$$

Stator akımının uzay vektörü ise,

$$\bar{i}_s = k(i_{sA} + ai_{sB} + a^2i_{sC}) \quad (3.2)$$

$$a = e^{j2\pi/3} \quad (3.3)$$

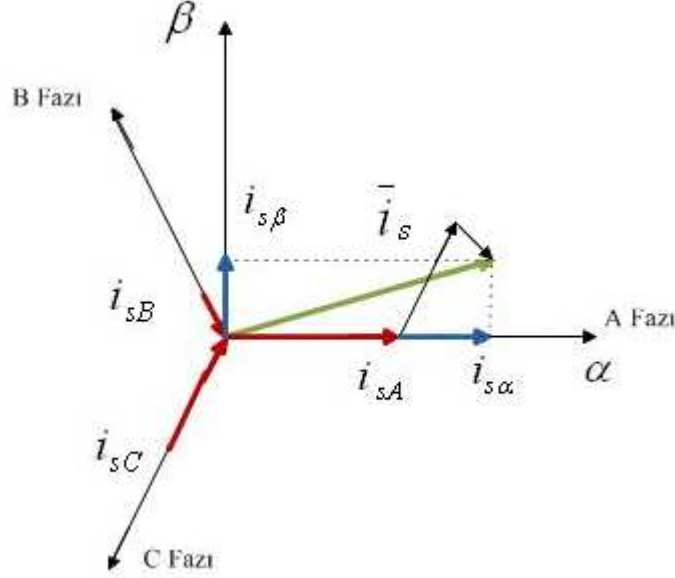
$$a^2 = e^{j4\pi/3} \quad (3.4)$$

dir. $k = \frac{2}{3}$ olup dönüştürme sabitini gösterir. Şekil 3.1 stator akımlarının anlık değerlerinin iki eksen sistemine dönüşümünü göstermektedir. Anlık değerlere sahip stator akımlarının vektörel olarak toplanması ile bir stator akımı $\bar{i}_s$ uzay vektörü elde edilir. Uzay vektörü ile stator akımlarının yanı sıra rotor akımları, motor gerilimleri ve akıları da gösterilebilmektedir.

Uzay vektörü gerçekte kısmi stator akımının $i_{s\alpha}$ α -eksenindeki anlık değeri, imajiner kısmi stator akımının $i_{s\beta}$ β -eksenindeki anlık değeri olup stator akımları uzay vektörü

$$\bar{i}_s = i_{s\alpha} + ji_{s\beta} \quad (3.5)$$

şeklinde elde edilir. Burada $i_{s\alpha}$ stator akımının reel eksen üzerindeki bileşenini, $i_{s\beta}$ stator akımının imajiner eksen üzerindeki bileşenini gösterir.



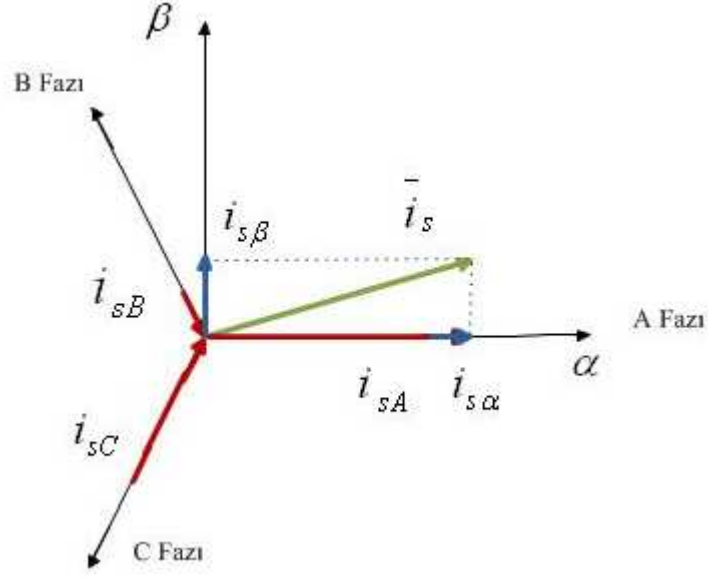
Şekil 3.1 Stator akımlarının uzay vektörü

3.3 Clark ve Ters Clark Dönüşümü

Clark dönüşümü ile 3 fazlı sistemin uzay fazörü sabit 2 fazlı koordinat sisteme (α, β) dönüştürülür. Ters Clark dönüşümü ile 2 fazlı sistem 3 fazlı sisteme dönüştürülür. Şekil 3.2’de stator akımlarının uzay vektörünün sabit eksenlerdeki bileşenleri görülmektedir. Dönüşüm ile ilgili denklemler aşağıda verilmiştir.

$$i_{s\alpha} = k \left[i_{sA} - \frac{1}{2} i_{sB} - \frac{1}{2} i_{sC} \right] \quad (3.6)$$

$$i_{s\beta} = k \frac{\sqrt{3}}{2} (i_{sB} - i_{sC}) \quad (3.7)$$



Şekil 3.2 Stator akımlarının uzay vektörünün sabit eksenlerdeki bileşenleri

$$i_{s\alpha} = i_{sA} \quad (3.8)$$

$$i_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}} i_{sA} + \frac{2}{\sqrt{3}} i_{sB} \quad (3.9)$$

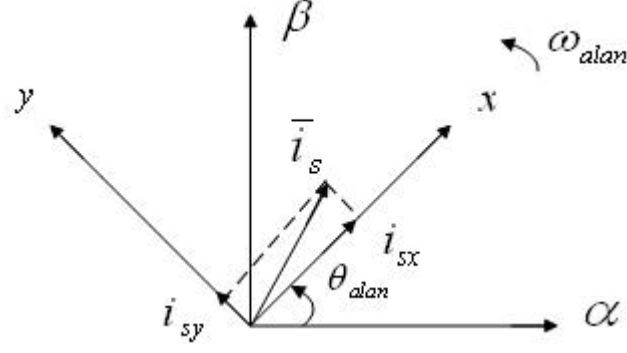
$$i_{sA} = i_{s\alpha} \quad (3.10)$$

$$i_{sB} = -\frac{1}{2} i_{s\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2} i_{s\beta} \quad (3.11)$$

$$i_{sC} = -\frac{1}{2} i_{s\alpha} - \frac{\sqrt{3}}{2} i_{s\beta} \quad (3.12)$$

3.4 Park ve Ters Park Dönüşümü

Sabit eksenlerdeki (α, β) değerlerin ω_{alan} hızında dönen (x, y) eksen sistemine dönüşümüne park dönüşümü denir. Bunun tersi olan duruma ters park dönüşümü denir. Stator akım fazörünün (x, y) eksenindeki bileşenleri zamandan bağımsızdır. Kararlı halde eksen üzerinde DC değerler olarak görülür.



Şekil 3.3 Stator akımlarının uzay vektörünün ω_{alan} hızında dönen eksende ifadesi

Stator akımının x-ekseni üzerindeki bileşeni akıyla, y-ekseni üzerindeki bileşeni tork ile orantılıdır. Sabit eksen sisteminden (α, β) , (x, y) eksen sistemine dönüşüm denklemleri ile (x, y) eksen sisteminden (α, β) eksen sistemine dönüşüm denklemleri aşağıda verilmiştir.

$$i_{sx} = i_{s\alpha} \cos(\theta_{alan}) + i_{s\beta} \sin(\theta_{alan}) \quad (3.13)$$

$$i_{sy} = -i_{s\alpha} \sin(\theta_{alan}) + i_{s\beta} \cos(\theta_{alan}) \quad (3.14)$$

$$F_{xy} = MF_{\alpha\beta} \quad (3.15)$$

$$M = \begin{bmatrix} \cos \theta_{alan} & \sin \theta_{alan} \\ -\sin \theta_{alan} & \cos \theta_{alan} \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

$$M^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta_{alan} & -\sin \theta_{alan} \\ \sin \theta_{alan} & \cos \theta_{alan} \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

$$i_{s\alpha} = i_{sx} \cos(\theta_{alan}) - i_{sy} \sin(\theta_{alan}) \quad (3.18)$$

$$i_{s\beta} = i_{sx} \sin(\theta_{alan}) + i_{sy} \cos(\theta_{alan}) \quad (3.19)$$

3.5 Motor Deklemlerini Farklı Eksen Sistemlerindeki İfadeleri

Vektör kontrolü için motorun matematiksel denklemleri farklı eksen sistemlerinde ifade edilmesi gerekir.

Sabit eksen (α, β) takımındaki stator gerilim denklemleri,

$$u_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \frac{d}{dt} \psi_{s\alpha} \quad (3.20)$$

$$u_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \frac{d}{dt} \psi_{s\beta} \quad (3.21)$$

dir. Sabit eksen (α, β) takımındaki rotor gerilim denklemleri,

$$u_{r\alpha} = 0 = R_r i_{r\alpha} + \frac{d}{dt} \psi_{r\alpha} + \omega_r \psi_{r\beta} \quad (3.22)$$

$$u_{r\beta} = 0 = R_r i_{r\beta} + \frac{d}{dt} \psi_{r\beta} - \omega_r \psi_{r\alpha} \quad (3.23)$$

dir. Sabit eksen (α, β) takımındaki rotor ve stator akı denklemleri,

$$\psi_{s\alpha} = L_s i_{s\alpha} + L_m i_{r\alpha} \quad (3.24)$$

$$\psi_{s\beta} = L_s i_{s\beta} + L_m i_{r\beta} \quad (3.25)$$

$$\psi_{r\alpha} = L_r i_{r\alpha} + L_m i_{s\alpha} \quad (3.26)$$

$$\psi_{r\beta} = L_r i_{r\beta} + L_m i_{s\beta}$$

dir. Sabit eksen (α, β) takımındaki moment denklemi,

$$t_e = \frac{3}{2} p (\psi_{s\alpha} i_{s\beta} - \psi_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (3.27)$$

dir. Motorun ω_g hızında dönen (x,y) eksen takımındaki stator gerilim denklemi,

$$u_{sx} = R_s i_{sx} + \frac{d}{dt} \psi_{sx} - \omega_g \psi_{sy} \quad (3.28)$$

$$u_{sy} = R_s i_{sy} + \frac{d}{dt} \psi_{sy} + \omega_g \psi_{sx} \quad (3.29)$$

dir. Motorun ω_g hızında dönen (x,y) eksen takımındaki rotor gerilim denklemi,

$$u_{rx} = 0 = R_r i_{rx} + \frac{d}{dt} \psi_{rx} - (\omega_g - \omega_r) \psi_{ry} \quad (3.30)$$

$$u_{ry} = 0 = R_r i_{ry} + \frac{d}{dt} \psi_{ry} + (\omega_g - \omega_r) \psi_{rx} \quad (3.31)$$

dir. Motorun ω_g hızında dönen (x,y) eksen takımındaki akı denklemleri

$$\psi_{sx} = L_s i_{sx} + L_m i_{rx} \quad (3.32)$$

$$\psi_{sy} = L_s i_{sy} + L_m i_{ry} \quad (3.33)$$

$$\psi_{rx} = L_r i_{rx} + L_m i_{sx} \quad (3.34)$$

$$\psi_{ry} = L_r i_{ry} + L_m i_{sy} \quad (3.35)$$

dir. Motorun ω_g hızında dönen (x,y) eksen takımındaki moment denklemi

$$t_e = \frac{3}{2} p(\psi_{sx} i_{sy} - \psi_{sy} i_{sx}) \quad (3.36)$$

3.6 Herhangi bir Eksen Sisteminde Rotor ve Stator Bağlıları

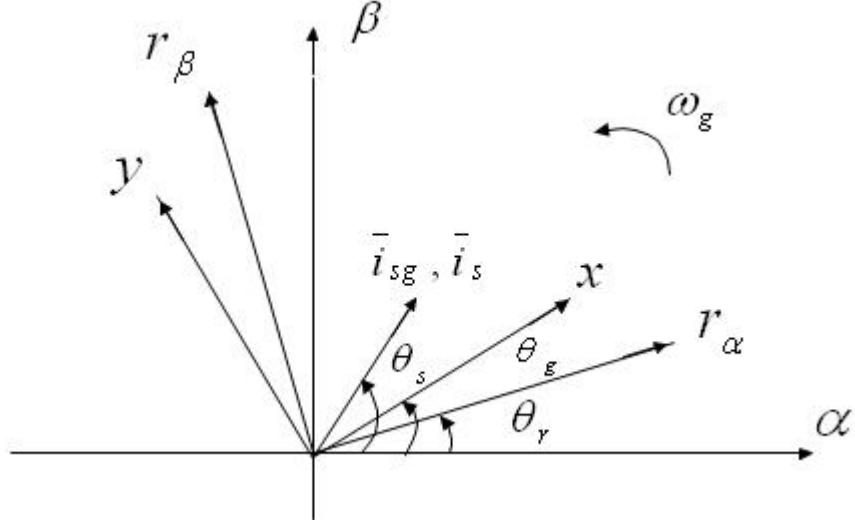
Stator ve rotor üzerinde tanımlanan ω_g hızında dönen (x,y) eksen takımına uzay fazörleri ve sabit eksen ifadeleri rahatlıkla dönüştürülebilir. ω_g hızına bağlı olarak (x,y) eksen takımı

sabit eksenden $\theta_g = \frac{d\omega_g}{dt}$ açısı ile uzaklaşır. Statora ait uzay fazörleri (gerilim, akım,akı)

sabit eksenden $\theta_s = \frac{d\omega_s}{dt}$ açısı ile uzaklaşır.

Rotora ait uzay fazörleri (gerilim, akım,akı) α_r açısı ile rotor referans ekseninden(r_α, r_β) uzaklaşır. Rotor referans eksenini (r_α, r_β) $\theta_r = \frac{d\omega_r}{dt}$ açısı ile sabit eksen takımından uzaklaşır.

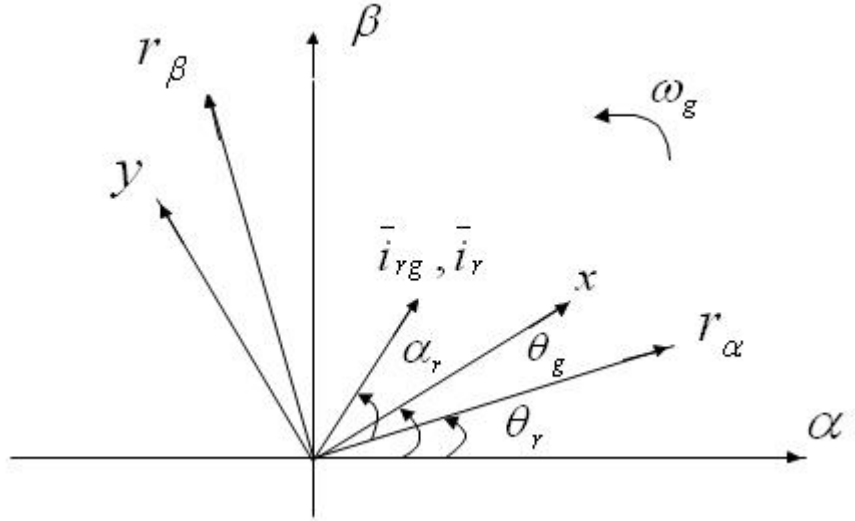
Farklı açılar ile sabit referans ekseninden ayrılan uzay fazörleri herhangi bir ω_g hızında dönen referans eksene aşağıda verilen basit matematiksel bağıntılar ile döndürülebilir. Şekil 3.4 'te sabit eksen, ω_r hızı ile dönen (r_α, r_β) referans eksenini, ω_g hızı ile dönen (x,y) referans eksenini ve stator akım uzay fazörü birlikte gösterilmiştir. Şekil 3.5' te sabit eksen, ω_r hızı ile dönen (r_α, r_β) referans eksenini, ω_g hızı ile dönen (x,y) referans eksenini ve rotor akım uzay fazörü birlikte gösterilmiştir. Şekil 3.4 ve Şekil 3.5' te akım uzay vektörü yerine gerilim ya da akı uzay vektörleri de gösterilebilir.



Şekil 3.4 Stator akımı vektörünün farklı eksen sistemlerindeki ifadesi

$$\bar{i}_{sg} = |\bar{i}_s| e^{-j\theta_g} = i_{sx} + ji_{sy} \quad (3.37)$$

$$\bar{i}_{sg} = |\bar{i}_s| e^{j(\theta_s - \theta_g)} = |\bar{i}_s| e^{j\theta_s} e^{-j\theta_g} = \bar{i}_s e^{-j\theta_g} \quad (3.38)$$



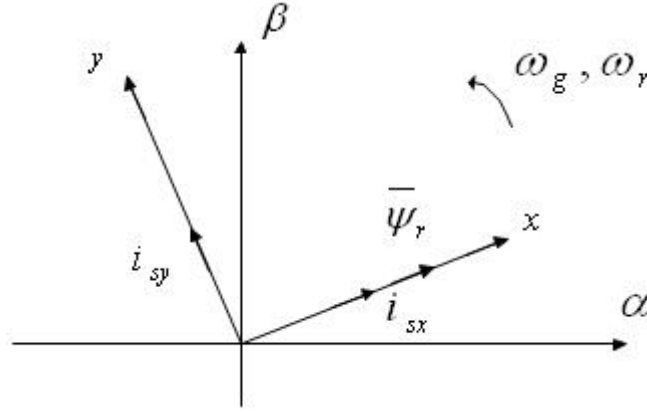
Şekil 3.5 Rotor akım vektörünün farklı eksen sistemlerindeki ifadesi

$$\bar{i}_{rg} = |\bar{i}_r| e^{-j(\theta_g - \theta_r)} = i_{rx} + ji_{ry} \quad (3.39)$$

$$\bar{i}_{rg} = |\bar{i}_r| e^{j(\alpha_r - (\theta_g - \theta_r))} = |\bar{i}_r| e^{j\alpha_r} e^{-j(\theta_g - \theta_r)} = \bar{i}_r e^{-j(\theta_g - \theta_r)} \quad (3.40)$$

3.7 Alan Yönlendirmeli Kontrolde Eksen Takımının Seçimi

Alan yönlendirmeli kontrolün temel prensibi, seçilen akı uzay vektörü (örneğin; rotor akı uzay vektörü) hızında dönen (x,y) eksen takımındaki stator akım uzay vektörü bileşenlerinin birbirinden bağımsız şekilde kontrol edilmesine dayanır. Bu amaçla ω_g hızında dönen (x,y) eksen takımının x eksenine üzerine, seçilen uzay akı vektörü çakıştırılır. Bu durumda stator akımı uzay vektörünün i_{sx} bileşeni ise seçilen akı uzay vektörü ile aynı eksen üzerindedir ve akı vektörünün diğer eksen bileşeni sıfır olur. i_{sy} bileşeni ise i_{sx} eksenine dik olan y-ekseni üzerindedir. Alan yönlendirmeli kontrolün gerçekleştirilmesi için, seçilen akı uzay vektörünün her t anındaki konumu ya da hızını belirlemek gerekir. (x,y) eksen takımının hızı, seçilen akı uzay vektörünün hızında ω_r seçilerek senkronizasyon sağlanır. Şekil 3.6' de senkronize edilmiş akı vektörü görülmektedir.



Şekil 3.6 Senkronize edilmiş akı vektörü

3.8 Doğrudan Rotor Alan Yönlendirmeli Kontrol

Rotor alan yönlendirmeli kontrolde akı vektörü olarak rotor akısı seçilir ve seçilen akı vektörünün genliği ve açısı motor denklemlerinden yararlanılarak bulunur. Doğrudan rotor alan yönlendirmeli kontrolde, motor denklemlerinde yararlanılarak akı modelleri geliştirilmiştir. Ayrıca hall ya da motorun elektro motor kuvvet değeri sensörler ile ölçülerek akının konumu ve genliği bulunur.

Akı modeli kullanarak rotor akı uzay vektörünü elde etmenin çeşitli yolları vardır. Bunlar;

- Stator akımları ve rotor hızı ile
- Stator gerilim, akımları ve rotor hızı ile
- Stator akım ve gerilimleri ile

3.8.1 Sensörler ile Doğrudan Vektör Kontrolü

Sensör kullanılarak gerçekleştirilen vektör kontrolü, ilk gerçekleştirilen vektör kontrol yöntemi olup Siemens Erlangen Almanya araştırma merkezinde çalışan F.Blaschke tarafından geliştirilmiştir. Blaschke' nin önerdiği doğrudan vektör kontrol yönteminde rotor akısı, hava aralığı akısının sensörlerle ölçülmesiyle elde edilir. Hava aralığı akı bileşenleri, makinanın fiziksel yapısı üzerinde yapılan özel bir düzenleme ile statora birbirine dik olarak yerleştirilmiş (α - β eksenlerinde) iki akı sensörü yardımıyla doğrudan ölçülür. (Sarioğlu vd., 2003)

Statora yerleştirilen akı sensörleri ya da elektro motor kuvvetini ölçen sensörler tek başına akının modülünü ve konumunu bilmemize yardım etmez. Bunun için statorda birbirine dik olarak konan sensörlerin ölçtüğü akı bileşenleri ve stator akımlarının sabit eksenlerdeki bileşenleri yardımıyla akının genliği ve konumu bulunur. Statora yerleştirilmiş hall(akı) algılayıcıları ile önce akı bileşenleri $\psi_{m\alpha}, \psi_{m\beta}$ bulunur ve sonra aşağıdaki denklemler ile sabit eksenlerde rotor akı değerleri bulunur.

$$\psi_{r\alpha} = \frac{L_r}{L_m} \psi_{m\alpha} - L_{rl} i_{s\alpha} \quad (3.41)$$

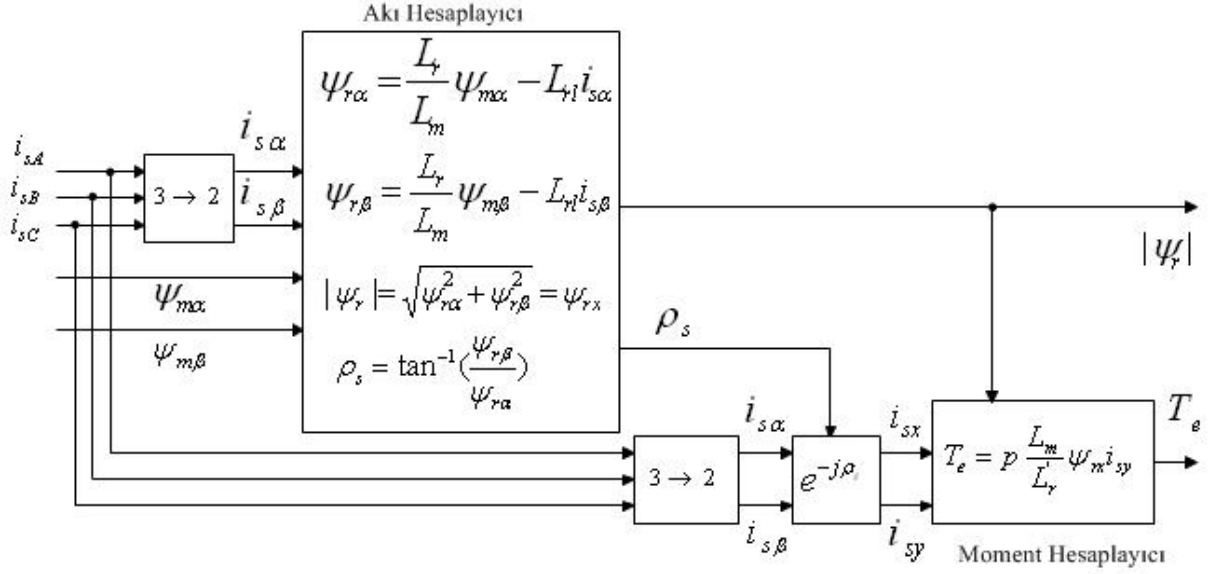
$$\psi_{r\beta} = \frac{L_r}{L_m} \psi_{m\beta} - L_{rl} i_{s\beta} \quad (3.42)$$

Akının genliği ve konumu için gerekli denklemler aşağıda gösterilmiştir. Bu denklemler kullanılarak kolayca akı genliği ve konumu bulunur.

$$|\psi_r| = \sqrt{\psi_{r\alpha}^2 + \psi_{r\beta}^2} = \psi_{rx} \quad (3.43)$$

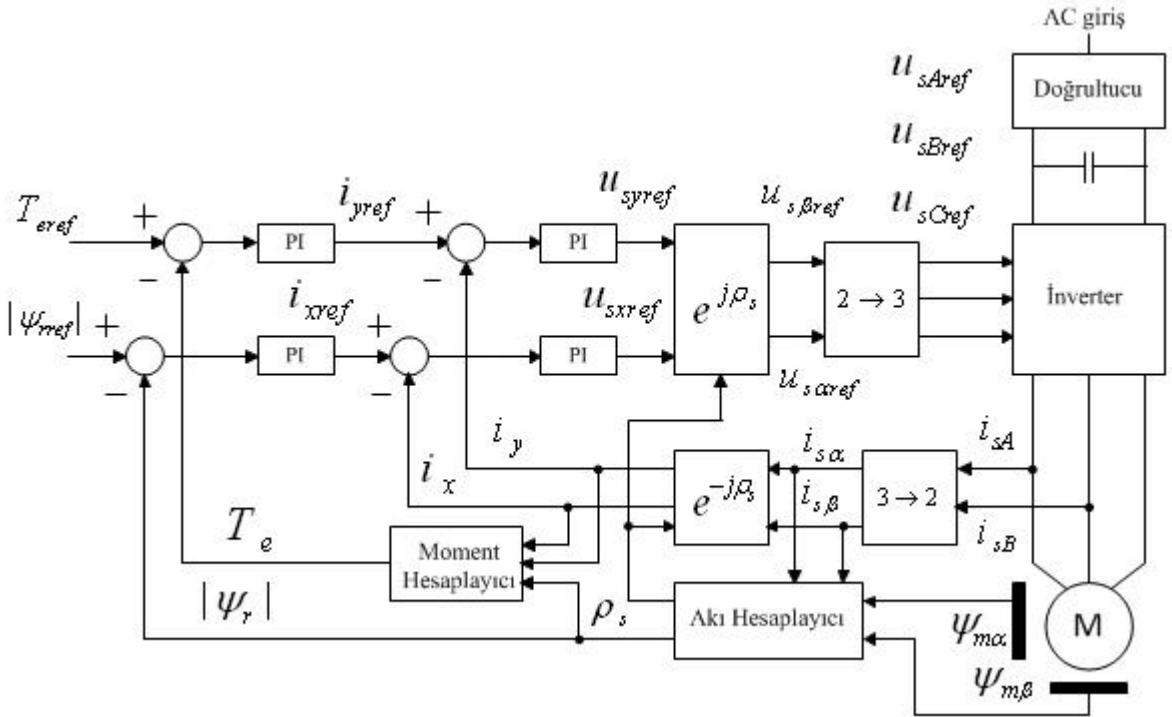
$$\rho_s = \tan^{-1} \left(\frac{\psi_{r\beta}}{\psi_{r\alpha}} \right) \quad (3.44)$$

Şekil 3.7' de statora yerleştirilmiş hall(akı) algılayıcılar kullanılarak elde edilmiş bir akı modeli gösterilmiştir. Bu akı modelinde, statorda akı bileşenleri elde edilip daha sonra sabit eksenlerde rotor akıları elde edilir ve buradan akının konumu ve genliği bulunur.



Şekil 3.7 Statora yerleştirilmiş hall algılayıcılarıyla hesaplanan rotor akı genliği ve motor momenti (Sarioğlu vd., 2003)

Şekil 3.8’ de statora yerleştirilmiş hall(akı) algılayıcıları kullanarak doğrudan vektör kontrol şeması gösterilmiştir. Motordan, algılayıcılar ile elde edilen akı bileşenleri ve stator akımlarının sabit eksenlerdeki değerleri, bir akı hesaplayıcısına verilerek akının konumu ve genliği elde edilir. Buradan da moment değerleri elde edilir. Elde edilen akı ve moment



Şekil 3.8 Statora yerleştirilmiş hall algılayıcıları kullanarak doğrudan vektör kontrolü (Sarioğlu vd., 2003)

değerleri referans akı ve moment değerleri ile karşılaştırılarak bir PI kontrolörüne verilerek dönen eksen takımında referans akım değerleri elde edilir. Bu referans akımlar dönen eksen takımındaki stator akımları ile karşılaştırılıp sonuçlar PI kontrolüne verildiğinde referans gerilim değerleri bulunur ve ters park ve ters clark dönüşümleri ile inverter için gerekli anahtarlama süreleri elde edilir.

Blascke' nin önerdiği akı sensörleri yardımıyla doğrudan vektör kontrolü makinanın statorunda, akı sensörlerinin yerleştirilmesi için özel bir yapı gerektirmesi nedeniyle uygulanması ancak özel yapıya bazı makinalarda mümkündür. Bu nedenle kullanışlı bir yöntem değildir. (Sarıoğlu vd., 2003)

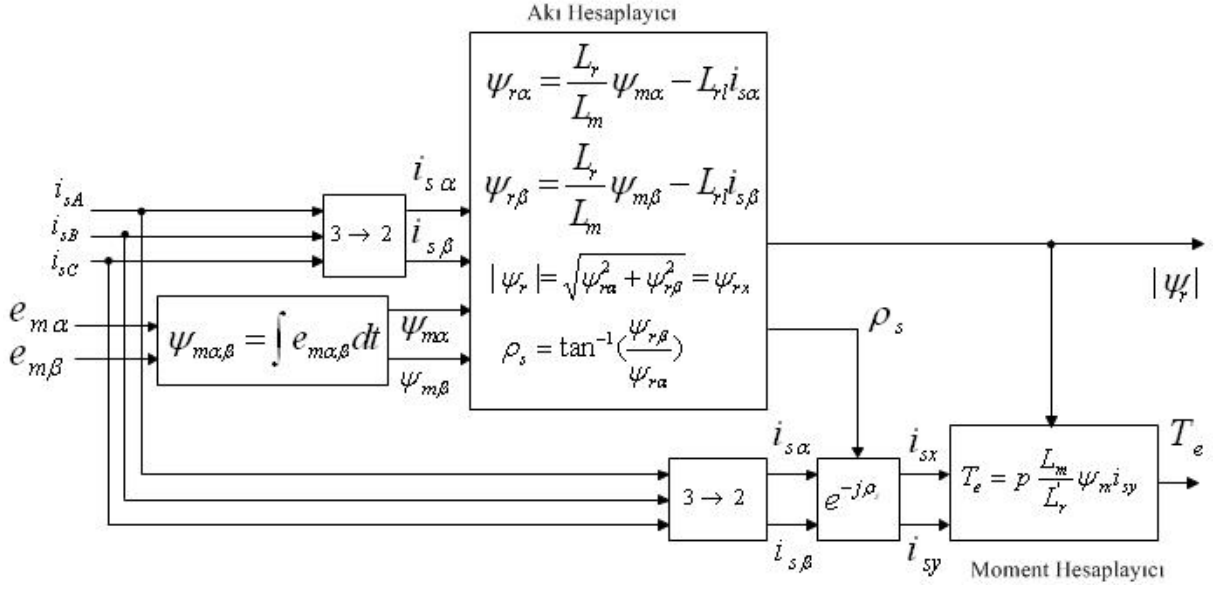
Statora yerleştirilmiş akı sensörleri yerine, yine statorda yerleşik halde olan ama motorun ters emk değerini ölçen sensörler kullanarak da bir doğrudan vektör kontrolü gerçekleştirilir. Bunun için sargılarda endüklenen gerilimlerin integralleri alınarak hava aralığı akısının bileşenleri aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\psi_{m\alpha} = \int_0^t e_{m\alpha} dt \quad (3.45)$$

$$\psi_{m\beta} = \int_0^t e_{m\beta} dt \quad (3.46)$$

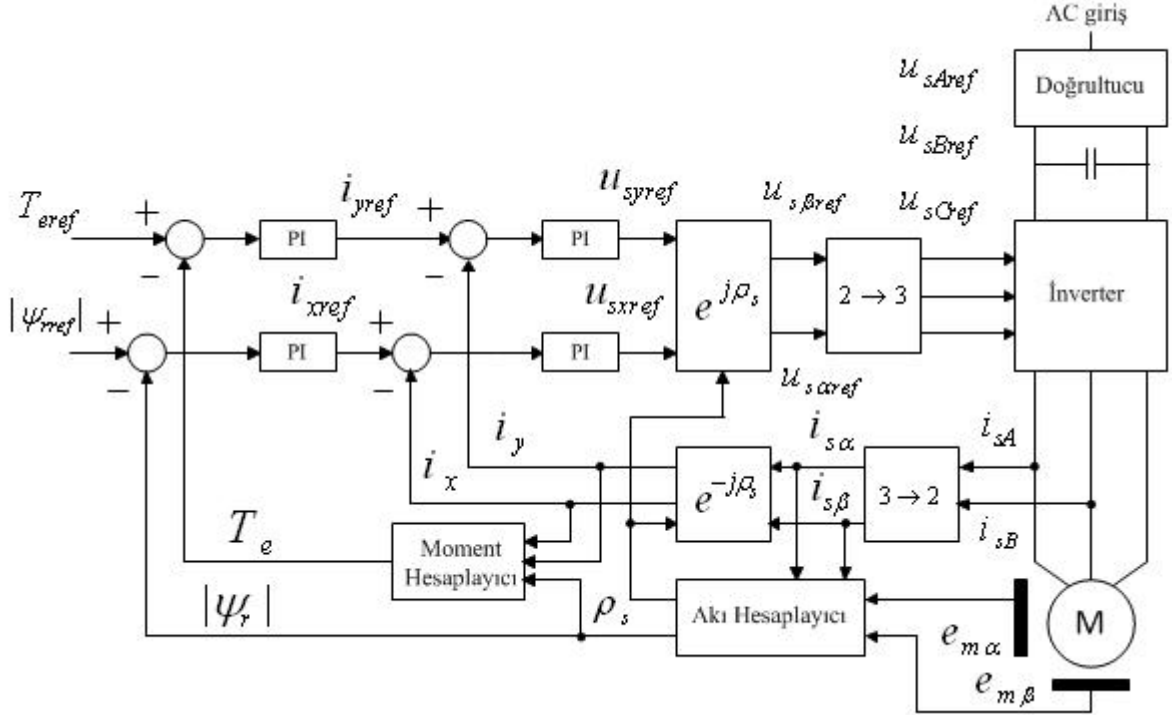
Hesaplanan akı bileşenleri ile akının genliği ve konumu aynen önceki yöntemle aynı şekilde bulunur. Şekil 3.9' de statora yerleştirilmiş özel yapıya sargılar konarak hesaplanan rotor akı genliği ve motor momentini gösterilmiştir. Bu yöntemde sadece integral hesaplama bloğu farklı olarak yer almaktadır. Bunun dışında kontrol yönteminin diğer aşamaları tamamen akı algılayıcı kullanarak gerçekleştirilen yöntem ile aynıdır. Şekil 3.10' te statora yerleştirilmiş özel yapıya sargılar kullanarak doğrudan vektör kontrolü şeması verilmiştir.

Akı algılayıcıları veya özel sargılar yardımıyla gerçekleştirilen doğrudan vektör kontrol yöntemleri ancak özel olarak imal edilen makinalarda kullanılabileceğinden pratikte uygulanamaz. Bunun yerine makinanın fiziksel yapısına müdahale etmeden yapılacak vektör kontrol yöntemleri tercih edilir. Bunun içinde motorun çektiği akımlar, gerilimler veya hız gibi büyüklükler ölçülerek vektör kontrolü gerçekleştirilir.



Şekil 3.9 Statora yerleştirilmiş özel yapılı sargılar konarak hesaplanan rotor akı genliği ve motor momenti (Sarioğlu vd., 2003)

Bu yöntemin akının elde edilme şekli bakımından stator alan yönlendirmeli kontrole benzemektedir. Kontrolün performansı integral hesaplama bloğu yüzünden oluşabilecek hatalardan etkilenebilir. Düşük devirlerde olası integral kayma problemi giderilmelidir.



Şekil 3.10 Statora yerleştirilmiş özel yapılı sargılar kullanarak doğrudan vektör kontrolü (Sarioğlu vd., 2003)

3.8.2 Stator Akımları ve Rotor Hızı ile Akı Modeli

Stator akımları ve rotor hızı ölçülerek yapılan akı modelinde, rotor gerilim denklemi kullanılır. Bunun için rotor değerleri sabit eksen takımında ifade edilir. Rotor gerilim denklemi ve rotor mıknatıslanma akımı,

$$0 = R_r \bar{i}_r' + \frac{d\bar{\psi}_r'}{dt} - j\omega_r \bar{\psi}_r' \quad (3.47)$$

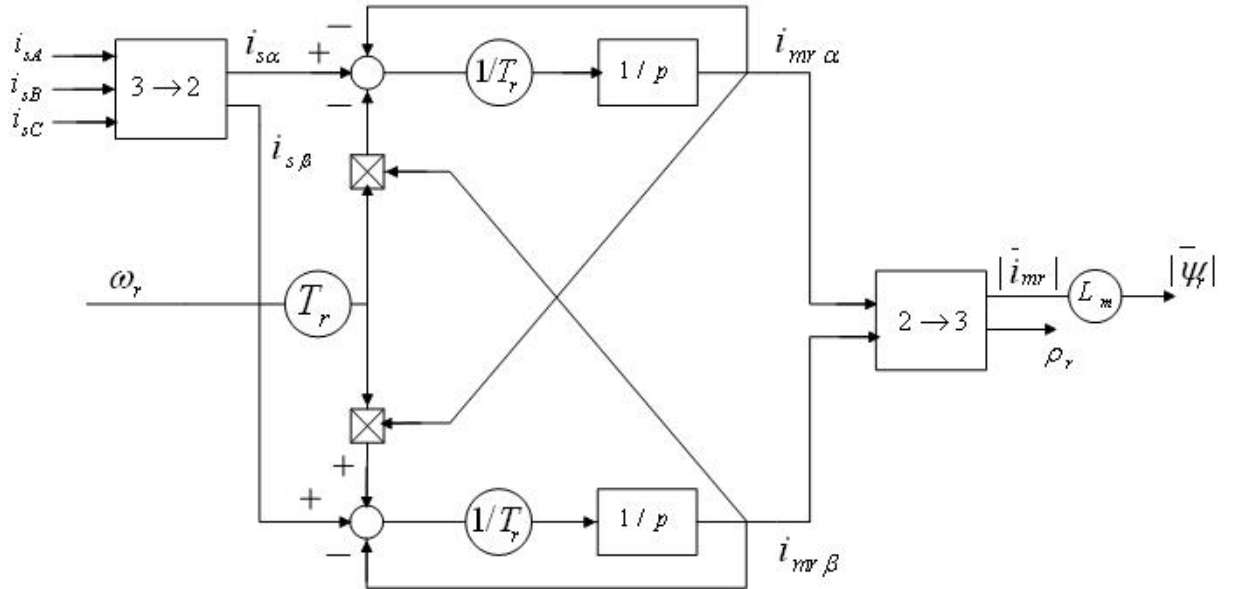
$$\bar{i}_{mr} = \frac{\bar{\psi}_r'}{L_m} = \bar{i}_s + (1 + \sigma) \bar{i}_r' \quad (3.48)$$

dir. (3.48) denklemi (3.47)'da yerine konursa ve denklemler sabit eksene dönüştürülürse aşağıdaki denklem (3.49) ve (3.50) elde edilir.

$$T_r \frac{di_{mr\alpha}}{dt} = i_{s\alpha} - i_{mr\alpha} - \omega_r T_r i_{mr\beta} \quad (3.49)$$

$$T_r \frac{di_{mr\beta}}{dt} = i_{s\beta} - i_{mr\beta} - \omega_r T_r i_{mr\alpha} \quad (3.50)$$

Yukarıdaki denklemlerden elde edilen akı modeli Şekil 3.11' de gösterilmiştir.



Şekil 3.11 Stator akım ve hızı ile akı modeli (Vas, 1998)

Kullanılan akım modelinde, denlemler rotor zaman sabitine bağlıdır ve bütün hız aralıklarında kullanılabilir. Ayrıca model, rotor hızına çok duyarlı değildir, sistem sıcaklık değişimlerinden yalnızca düşük hızlarda etkilenir.

3.8.3 Stator Akımları ve Gerilimleri ve Rotor Hızı ile Akı Modeli

Stator akım ve gerilimleri ile oluşturulan akı modeli, stator ve rotor gerilim denklemlerinden yararlanılarak elde edilebilir. Stator gerilim ve akı uzay vektörü için aşağıdaki ifadeler yazılabilir.

$$\bar{u}_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{\psi}_s}{dt} \quad (3.51)$$

$$\bar{\psi}_s = L_s \bar{i}_s + L_m \bar{i}_r' \quad (3.52)$$

(3.52) eşitliğini (3.51) eşitliğinde yerine konursa (3.53) eşitliği elde edilir.

$$\bar{u}_s = R_s \bar{i}_s + L_s \frac{d\bar{i}_s}{dt} + L_m \frac{d\bar{i}_r'}{dt} \quad (3.53)$$

(3.53) eşitliğine (3.48) eşitliğinden $\bar{i}_r'$ çekilip eklenirse ve eşitlik kaçak sabitine göre düzenleme yapılırsa (3.54) eşitliği elde edilir.

$$\bar{u}_s = R_s \bar{i}_s + \sigma L_s \frac{d\bar{i}_s}{dt} + (1 - \sigma) L_s \frac{d\bar{i}_{mr}}{dt} \quad (3.54)$$

(3.54) eşitliğine $T_r \frac{d\bar{i}_{mr}}{dt} = \bar{i}_s - \bar{i}_{mr} + j\omega_r T_r \bar{i}_{mr}$ eklenirse (3.55) eşitlikleri elde edilir.

$$\frac{d\bar{i}_{mr}}{dt} [T_r + T_s (1 - \sigma)] = \frac{\bar{u}_s}{R_s} + (j\omega_r T_r - 1) \bar{i}_{mr} - T_s \frac{d\bar{i}_s}{dt} \quad (3.55)$$

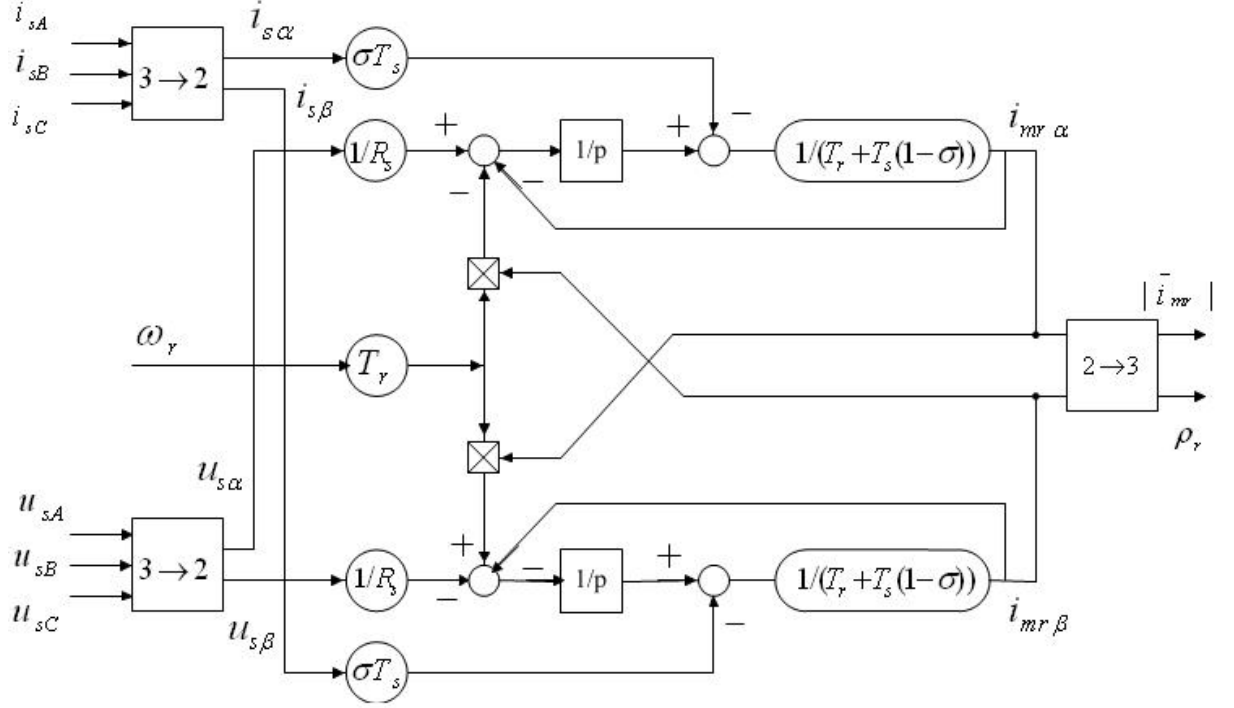
(3.55) eşitliğini sabit eksen takımlarına dönüştürülürse (3.56) ve (3.57) eşitlikleri elde edilir.

$$\frac{di_{mr\alpha}}{dt} [T_r + T_s (1 - \sigma)] + i_{mr\alpha} = \frac{u_{sx}}{R_s} - \omega_r T_r i_{mr\beta} - T_s \frac{di_{s\alpha}}{dt} \quad (3.56)$$

$$\frac{di_{mr\beta}}{dt} [T_r + T_s (1 - \sigma)] + i_{mr\beta} = \frac{u_{sy}}{R_s} + \omega_r T_r i_{mr\alpha} - T_s \frac{di_{s\beta}}{dt} \quad (3.57)$$

Bu akım modelinde, rotor direnci yanında stator direncinin de doğru olarak bilinmesi gerekir. Ayrıca düşük hızlarda motor yeterince soğumadığından stator direnci değişimi fazla olur ve

$|\bar{i}_{mr}|$ doğru bir biçimde bulunamaz. Şekil 3.12 'de stator akım, gerilimleri ve rotor hızı ile oluşturulan akı modeli görülmektedir.



Şekil 3.12 Stator akımları, gerilimleri ve rotor hızı ile akı modeli (Vas, 1998)

3.8.4 Stator Akım ve Gerilimleri ile Akı Modeli

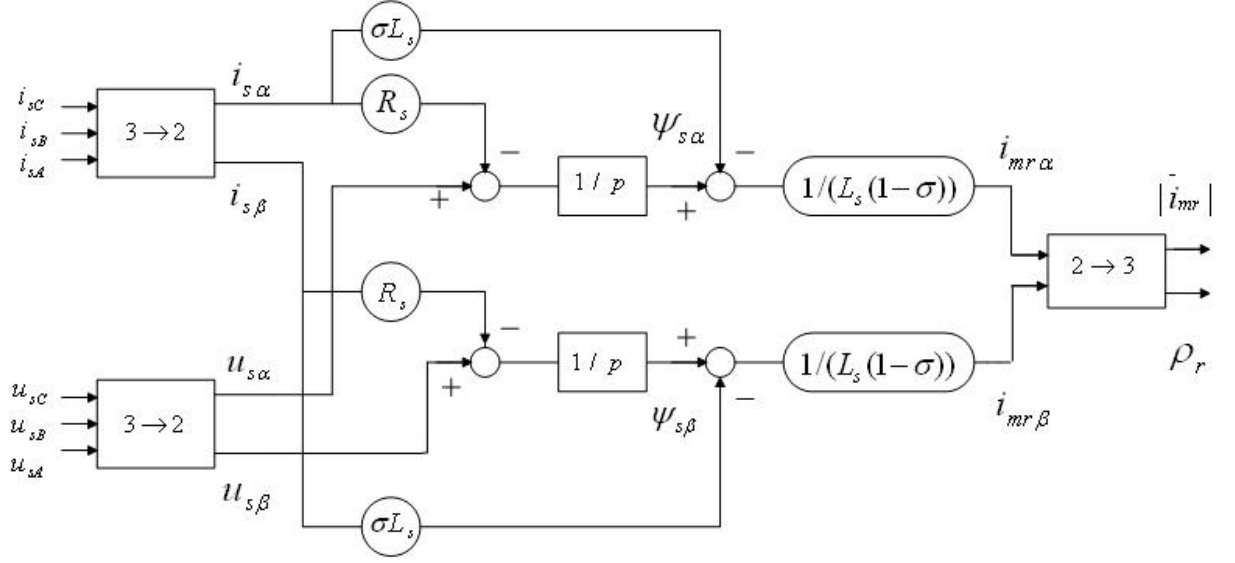
Stator akım ve gerilimleri ile oluşturulacak akı modelinde, stator gerilim denkleminde yararlanılır.

(3.54) denklemini sabit eksen takımına dönüştürülürse (3.58) ve (3.59) denklemleri elde edilir.

$$T_s(1-\sigma)\frac{di_{mr\alpha}}{dt} = \frac{u_{s\alpha}}{R_s} - i_{s\alpha} - T_s'\frac{di_{s\alpha}}{dt} \quad (3.58)$$

$$T_s(1-\sigma)\frac{di_{mr\beta}}{dt} = \frac{u_{s\beta}}{R_s} - i_{s\beta} - T_s'\frac{di_{s\beta}}{dt} \quad (3.59)$$

Şekil 3.13' da stator akım, gerilimleri ile oluşturulan akı modeli gösterilmiştir. Akı modellerinde sıcaklık değişimlerinin rotor parametrelerine etkisi ihmal edilmiştir.



Şekil 3.13 Stator akım ve gerilimleri ile akı modeli (Vas, 1998)

Bu yöntemde de stator direncinin doğru olarak bilinmesi önemli rol oynamaktadır. Vektör kontrolünde yoğun olarak kullanılan değişkenler aşağıda gösterilmiştir.

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} \quad \text{rotor zaman sabiti} \quad (3.60)$$

$$T_s = \frac{L_s}{R_s} \quad \text{stator zaman sabiti} \quad (3.61)$$

$$T'_s = \frac{L'_s}{R_s} \quad \text{stator geçici zaman sabiti} \quad (3.62)$$

$$L'_s = L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \quad \text{stator geçici endüktansı} \quad (3.63)$$

$$L'_r = L_r - \frac{L_m^2}{L_s} \quad \text{rotor geçici endüktansı} \quad (3.64)$$

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \quad \text{kaçak sabiti} \quad (3.65)$$

$$\sigma_r = \frac{L_{rl}}{L_m} \quad \text{rotor kaçak faktörü} \quad (3.66)$$

3.9 Ayırıklaştırma Devreleri

Rotor alan yönlendirmeli kontrolün gerçekleştirilmesi için stator akımının i_{sx} , i_{sy} bileşenlerinin bağımsız kontrol edilmesi gerekir. Fakat, stator gerilim denklemleri birbiri ile kuplajlı olmaktadır. Yani, gerilimin x-ekseni bileşeni u_{sx} , akımın i_{sx} bileşenine ve gerilimin y-ekseni bileşeni u_{sy} , akımın i_{sy} bileşenine bağlıdır. Dolayısıyla rotor akısı ve moment için geriliminin x,y bileşenleri bağımsız olarak düşünülemez ve kontrol edilemez. Bu kuplaj sorununu çözmek için ayırıklaştırma devreleri oluşturulmuştur. Motorun rotor akı hızında dönen eksen takımındaki stator denklemlerine (3.67) eşitliği eklenip düzenleme yapılırsa (3.68) ve (3.69) eşitlikleri elde edilir.

$$\bar{\psi}_{r\psi r} = L_r \bar{i}_{r\psi r} + L_m \bar{i}_{s\psi r} \quad (3.67)$$

$$T_s' \frac{di_{sx}}{dt} + i_{sx} = \frac{u_{sx}}{R_s} + \omega_{mr} T_s' i_{sy} - (T_s - T_s') \frac{di_{mr}}{dt} \quad (3.68)$$

$$T_s' \frac{di_{sy}}{dt} + i_{sy} = \frac{u_{sy}}{R_s} - \omega_{mr} T_s' i_{sx} - (T_s - T_s') \omega_{mr} i_{mr} \quad (3.69)$$

(3.68) ve (3.69) eşitliklerinde kuplajlı ifadeleri gidermek için denklemler $\hat{u}_{sx} + u_{dx}$, $\hat{u}_{sy} + u_{dy}$ şeklinde ifade edilir. Karalı halde i_{mr} sabit olduğundan $\frac{di_{mr}}{dt} = 0$ dır. Bu durumda gerilim denklemleri aşağıdaki gibi yazılır.

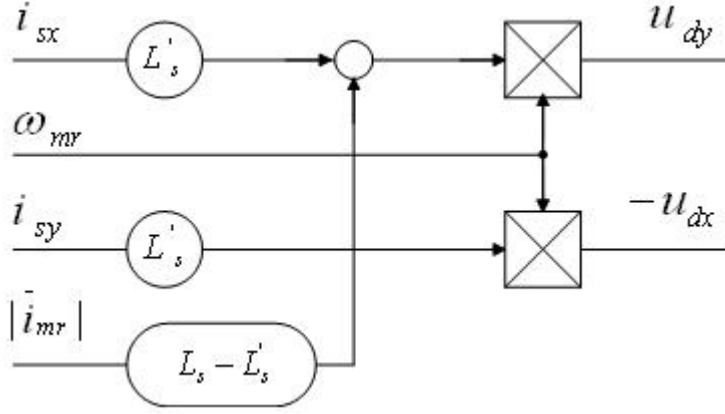
$$u_{dx} = -\omega_{mr} L_s' i_{sy} \quad (3.70)$$

$$u_{dy} = \omega_{mr} L_s' i_{sx} + (L_s - L_s') \omega_{mr} i_{mr} \quad (3.71)$$

$$\hat{u}_{sx} = R_s i_{sx} + L_s' \frac{di_{sx}}{dt} \quad (3.72)$$

$$\hat{u}_{sy} = R_s i_{sy} + L_s' \frac{di_{sy}}{dt} \quad (3.73)$$

Şekil 3.14' de sürücünün ideal olduğunu varsayarak oluşturulan ayırıklaştırma devresi görülmektedir.



Şekil 3.14 Sürücünün ideal olduğu ayırıklaştırma modeli (Vas, 1998)

Yapılan ayırıklaştırma devresinde, sürücünün ideal olduğu (inverter ölü zamanı, işaret işleme vb. gibi geçikmelerin olmadığı) rotor akısının sabit olduğu varsayarak oluşturulmuştur.

Vektör kontrolünde, sürücünün ideal olmadığı durumlar istenmeyen kuplajlara sebep olup, kontrolü imkansız hale getirebilir. Bu durumu önlemek için sabit eksen takımındaki stator gerilim denkleminde yararlanılarak ayırıklaştırma devreleri oluşturulur.

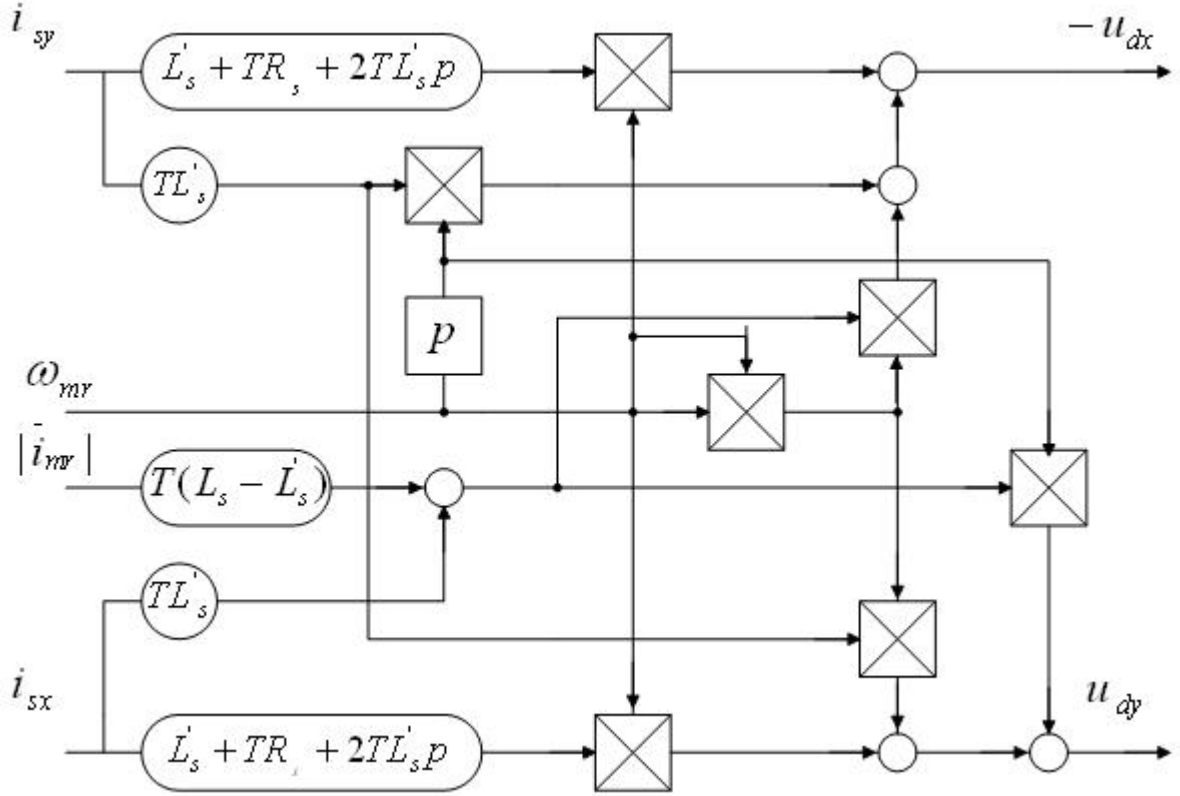
(3.75) ve (3.76) eşitlikleri motorun ve sürücünün ideal olmadığı kabul edilerek yapılan ayırıklaştırma devresi görülmektedir. Denklemlerde toplam zaman gecikmesi olarak T alınmıştır.

$$T \frac{du_s}{dt} + u_s = u_{ref} \quad (3.74)$$

$$\begin{aligned} u_{sxxef} &= [R_s + (L_s + TR_s)p + TL'_s p^2]i_{sx} - \omega_{mr}(L'_s + TR_s + 2TL'_s p)i_{sy} \\ &\quad - \omega_{mr}^2 [TL'_s i_{sx} + T(L_s - L'_s)i_{mr}] - TL'_s i_{sy} p \omega_{mr} \\ &= \hat{u}_{sx} + u_{dx} \end{aligned} \quad (3.75)$$

$$\begin{aligned} u_{syxef} &= [R_s + (L_s + TR_s)p + TL'_s p^2]i_{sy} + \omega_{mr}(L'_s + TR_s + 2TL'_s p)i_{sx} \\ &\quad + \omega_{mr}^2 TL'_s i_{sy} + [TL'_s i_{sx} + T(L_s - L'_s)i_{mr}]p \omega_{mr} \\ &= \hat{u}_{sy} + u_{dy} \end{aligned} \quad (3.76)$$

Motor alan zayıflama bölgesinde kuplajlı terimler en yüksek değerde olur, senkron hızın altındaki sabit akı bölgesinde zaman gecikmesi ihmal edilebilir. Şekil 3.15'de sürücünün ideal olmadığı ayırıklaştırma devresi görülmektedir.



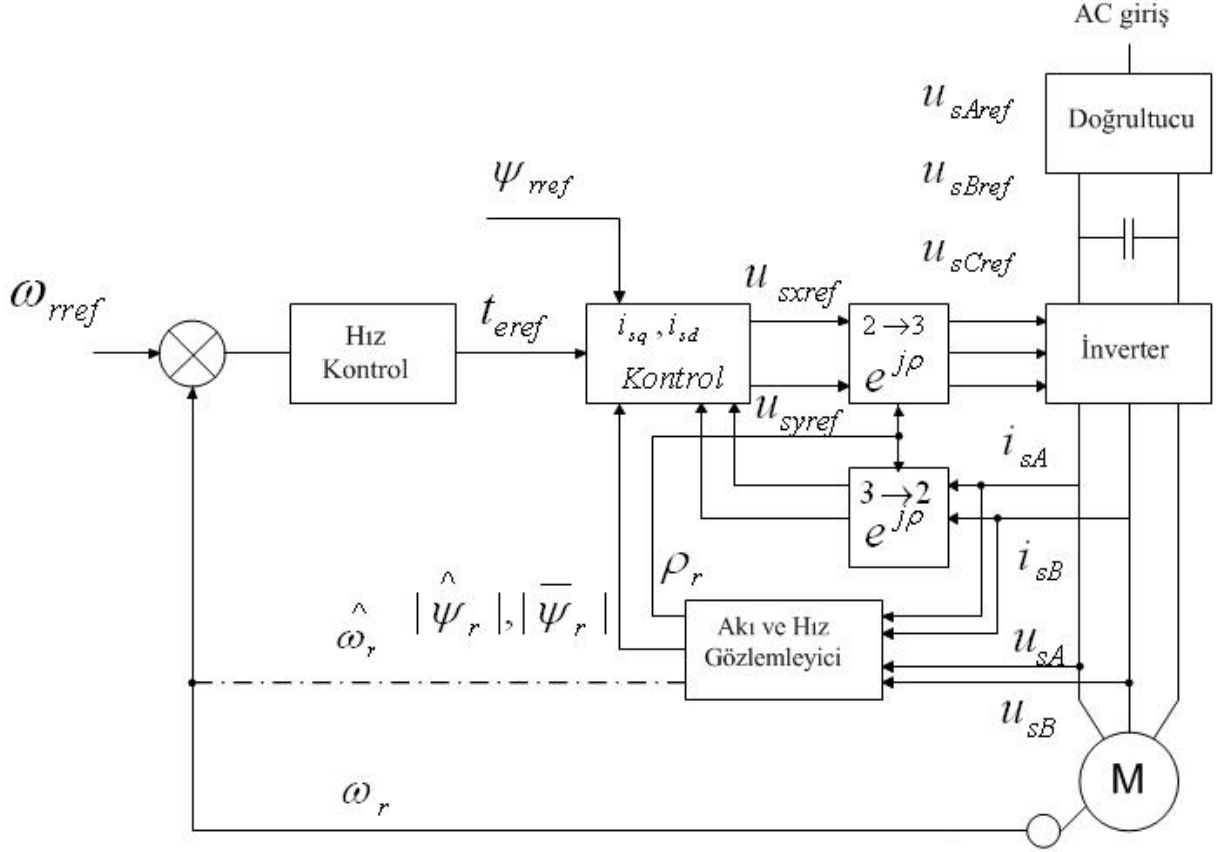
Şekil 3.15 Sürücünün ideal olmadığı ayırıklaştırma modeli (Vas, 1998)

Rotor alan yönlendirmeli kontrolde momentin alt ya da üst sınırı yoktur. Diğer iki yöntemde momentin alt ve üst sınırları vardır. Vektör kontrolünde, rotor alan yönlendirmeli kontrol oldukça tercih edilen bir yöntemdir. Rotor akı düzlemi ayırıklaştırma devresi kolaydır. Ama kontrol rotor zaman sabitine bağlıdır ve alan zayıflamasında kontrol zorlaşır, parametrelere olan hassasiyet artar. (3.77) eşitliğinde rotor alan yönlendirmeli kontrolün moment ifadesi verilmiştir.

$$t_e = \frac{3}{2} p L_m |\bar{i}_{mr}| i_{sy} \quad (3.77)$$

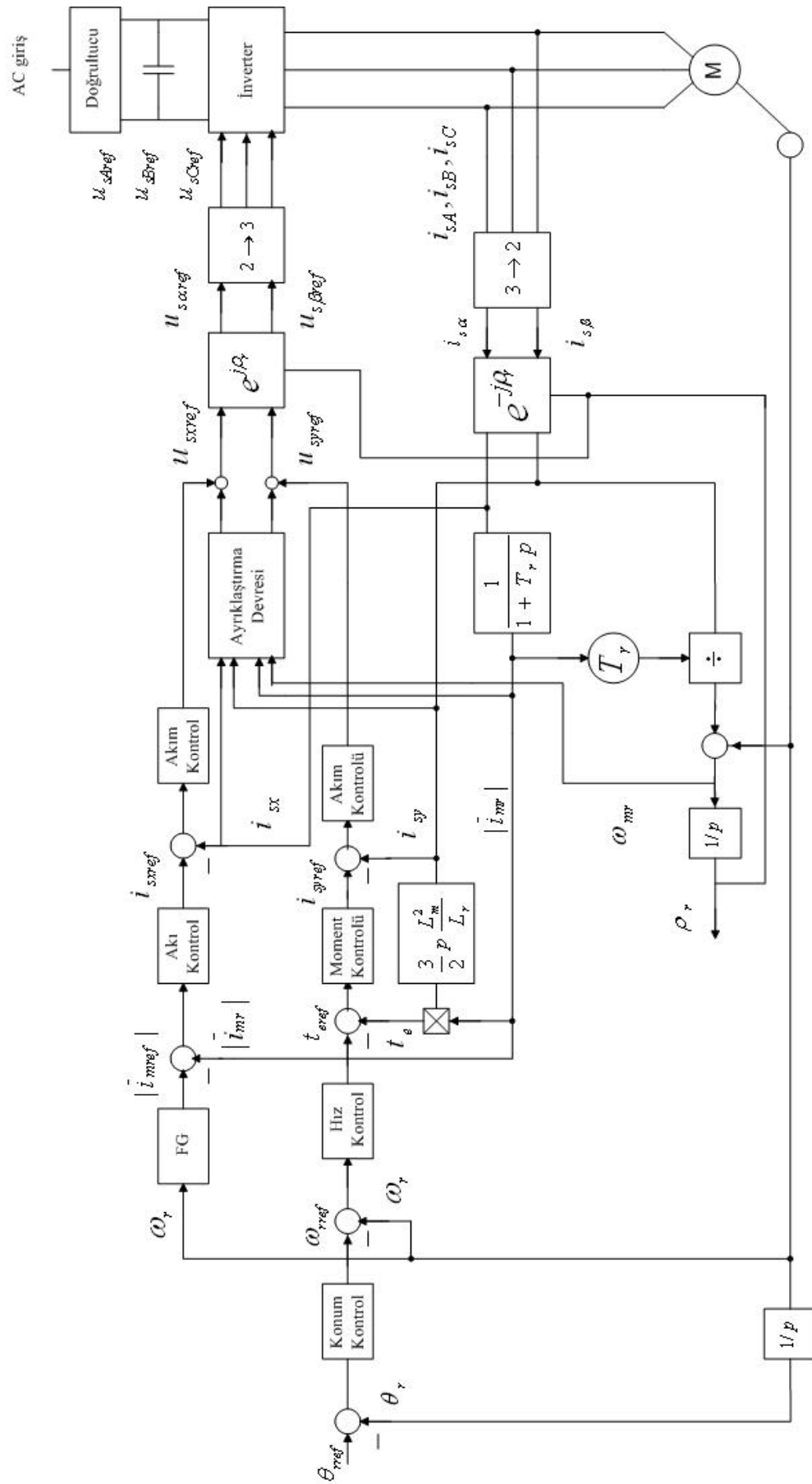
Şekil 3.16' de doğrudan rotor alan yönlendirmeli kontrol için bir şema gösterilmektedir. Bu kontrol yöntemi oldukça basit bir yöntemdir. Motorun çektiği akım ve motor gerilimi ölçülür. Motor akımı ve gerilim deklemleri ile bir akı modeli oluşturulup akının genliği $|\psi_r|$ ve açısı ρ_r bulunur. İstenirse akı modeli yerine bir gözlemleyici koyarak akının genliği $|\hat{\psi}_r|$, açısı ve rotor hızı $\hat{\omega}_r$ bulunur. Motora bir hız referansı verilip gerçek hız ya da tahmin edilen hız ile karşılaştırılarak elde edilen değer hız kontrol bloğunun girişine verilir. Hız kontrol bloğu çıkışından referans moment değeri elde edilir. İstenirse hız kontrol bloğu kullanılmayarak

sadece referans moment değerinde hareketle bir moment kontrollü sürücü tasarlanabilir. Akım kontrol bloğuna referans akı ψ_{rref} ve moment t_{eref} değerleri verilerek (x,y) eksen takımındaki referans gerilim değerleri elde edilir. Daha sonra ters park ve clark dönüşümü ile referans gerilim degerleri elde edilir.



Şekil 3.16 Basit doğrudan rotor alan yönlendirmeli kontrol (Giménez, 1995)

Şekil 3.17' te genel bir rotor alan yönlendirmeli kontrol şeması gösterilmiştir. Akı modelinin durumunun göre doğrudan ya da dolaylı vektör kontrolü olarak adlandırılır. Genel olarak rotor alan yönlendirmeli kontrolü kısaca açıklamak gerekirse, stator akılarının en az ikisi ADC ile ölçülür. Ölçülen akımlar clark, park dönüşümleri ile rotor hızında dönen eksen takımında ifade edilir. Bu akımlar ile istenen akı modeli kullanılarak motorun akısının mutlak değeri ve açısı bulunur. Bulunan akı vasıtasıyla ayırıklaştırma devresi kullanılarak stator akımı



Şekil 3.17 Rotor alan yönlendirmeli vektor kontrol (Vas, 1998)

bileşenleri ile dönen ekseninde gerilim vektörleri bulunur. Şekil 3.17' de FG bloğu mıknatıslanma akısı için gerekli referans değeri verir. Bunun ile akı azaltılır ve rotor hızlandırılır. Kontrol için ya rotor açısal konumu veya rotor hızı referans alınır ve enkoder gibi bir motor hızı ölçme algılayıcısı ile karşılaştırılıp moment kontrolü için gerekli referans değeri bulunur. İstenirse hız kontrol bloğu kaldırılıp sadece moment referansı verilerek te moment kontrolü yapılabilir. Moment kontrol çıkışı, kontrol için istenen i_{syref} değerini üretir. Akının referans değeri (i_{mref}) ve moment üreten akım (i_{syref}) i_{sx}, i_{sy} ile karşılaştırılıp bir PI kontrolünden geçirilerek ayırıklaştırma devresinin ürettiği gerilimlerle toplanır ve (x-y) ekseninde referans gerilimler elde edilir. Daha sonra ters park ve clark dönüşümleri ile inverter için gerekli referans gerilimler bulunur.

3.10 Dolaylı Rotor Alan Yönlendirmeli Kontrol

Dolaylı rotor alan yönlendirmeli kontrolde, rotor akısı ölçülerek bulunmaz. Bunun yerine stator akımları ve rotor hızı ölçülerek yapılan bir akı modelinden yararlanılır veya akı ve moment üreten akımların referans değerleri kullanılarak dolaylı kontrol gerçekleştirilir. Rotor alan yönlendirmeli kontrol, uygulamalarda en fazla kullanılan uygulaması basit bir yöntemdir. Dolaylı alan yönlendirmeli kontrol yöntemlerinin bazıları akım sensörü kullanarak bazıları da akım sensörsüz gerçekleştirilir. Uygulamalarda kullanılan akım sensörleri, fazlardan ölçme bloğu ve referans akım değerleri ile karşılaştırma yapıp PI kontrolü gerektirdiğinden devre karmaşık olur. Kullanacak işlemcinin hızlı ve karmaşık matematiksel işlemleri gerçekleştirmesi gerekir. Eğer işlemci yavaş olursa yapılacak olan hız, akım örneklemleri gerçek değerleri yansıtmaz ve ölçülen değerler lineerleşmiş olarak elde edilir. Bu durumda iyi bir kontrol gerçekleştirilmez.

Akım sensörü kullanılan uygulamalarda sistem maliyeti artırma dışında eğer tam hız ve yük aralığında kullanılacak ise kayma kompanzasyonu yüzünden tasarım karmaşasına ve kazanç düzeltme işlemine ihtiyaç duyar. (Wang ve Ho, 2006)

Rotor akısı uzay fazörünü modülünü ve faz açısını veya rotor mıknatıslanma akımının ($|i_{mr}|$) modülünü ve hızını elde etmek için aşağıda verilen rotor akısı eksen takımında ifade edilen gerilim deklemlerinden yararlanılır.

$$0 = R_r \bar{i}_{r\psi r} + \frac{d\bar{\psi}_{r\psi r}}{dt} + j(\omega_{mr} - \omega_r) \bar{\psi}_{r\psi r} \quad (3.78)$$

Rotor akısı eksen takımındaki rotor akısı($\bar{\psi}_{r\psi r}$) ve rotor akımı($\bar{i}_{r\psi r}$) (3.78) eşitliğinde yerine yazılırsa (3.81) eşitliği elde edilir.

$$\bar{\psi}_{r\psi r} = L_m |\bar{i}_{mr}| \quad (3.79)$$

$$\bar{i}_{r\psi r} = \frac{|\bar{i}_{mr}| - \bar{i}_{s\psi r}}{1 - \sigma_r} \quad (3.80)$$

$$0 = R_r \left[\frac{|\bar{i}_{mr}| - \bar{i}_{s\psi r}}{L_r / L_m} \right] + L_m \frac{d|\bar{i}_{mr}|}{dt} + j(\omega_{mr} - \omega_r) L_m |\bar{i}_{mr}| \quad (3.81)$$

(3.81) eşitliğini mıknatıslanma endüktasına bölünüp, denklemi rotor zaman sabiti T_r ile çarpıp düzenleme yapılırsa (3.82) eşitliği elde edilir.

$$T_r \frac{d|\bar{i}_{mr}|}{dt} + |\bar{i}_{mr}| = \bar{i}_{s\psi r} - j(\omega_{mr} - \omega_r) T_r |\bar{i}_{mr}| \quad (3.82)$$

(3.82) eşitliği gerçek ve sanal bileşenlere ayrılıp düzenlenirse (3.83) eşitliği elde edilir. ($|\bar{i}_{mr}|$ sabit)

$$T_r \frac{d|\bar{i}_{mr}|}{dt} + |\bar{i}_{mr}| = \bar{i}_{sx} + j\bar{i}_{sy} - j(\omega_{mr} - \omega_r) T_r |\bar{i}_{mr}| \quad (3.83)$$

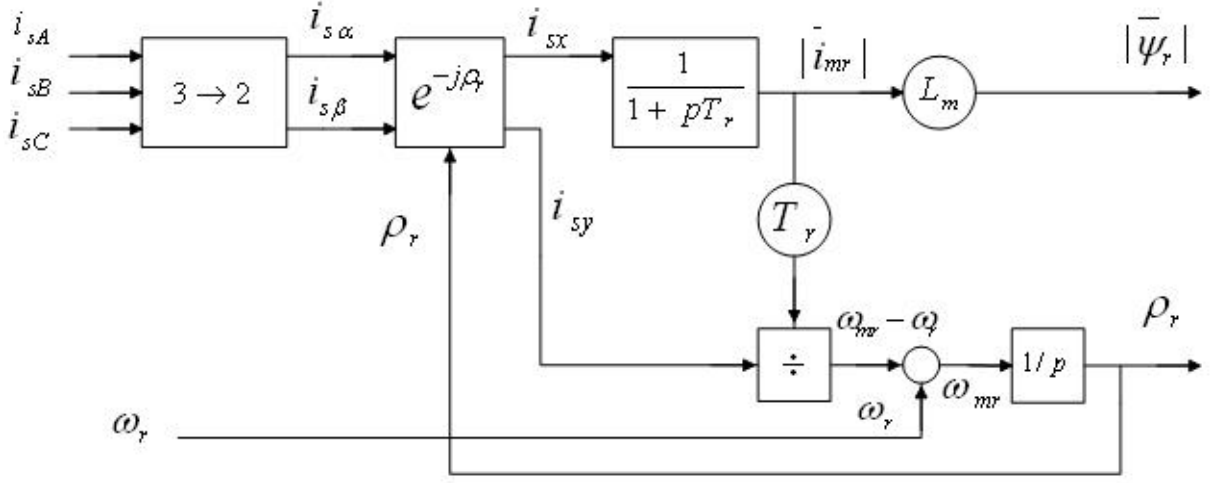
$$\bar{i}_{sx} = T_r \frac{d|\bar{i}_{mr}|}{dt} + |\bar{i}_{mr}| \quad (3.84)$$

$$\bar{i}_{sy} = (\omega_{mr} - \omega_r) T_r |\bar{i}_{mr}| \quad (3.85)$$

$$\omega_{mr} = \omega_r + \frac{\bar{i}_{sy}}{T_r |\bar{i}_{mr}|} = \omega_r + \omega_k \quad (3.86)$$

(3.86) eşitliğinde ω_k terimi rotor akısı açısal kayma frekansını vermektedir ve denklemden anlaşılacağı gibi rotor akısı açısal hızı, açısal rotor hızı ile rotor açısal kayma frekansının toplamına eşittir. Eğer $|\bar{i}_{mr}|$ sabit ise $|\bar{i}_{mr}| = \bar{i}_{sx}$ olur. Buradan boyuna eksen takımı $\bar{i}_{sx}$ ' i kontrol ederek rotor akısı uzay vektörü modülünü istenilen değerde tutmak mümkündür. Eğer alan zayıflaması yok ise $\bar{i}_{sy}$ ile moment kontrol edilir. Şekil 3.18' de stator akım ve hızı ile oluşturulan bir akı modeli gösterilmektedir. Bu akı modelinde akının konumu direk ölçülmez

onun yerine birim zamandaki açısal hızın toplamaları şeklide elde edilir bu yüzden diğer akı modellerinden ayrılır ve dolaylı alan yönlendirmeli kontrol olarak kabul edilir.



Şekil 3.18 Stator akım ve hızı ile akı modeli (Vas., 1998)

Kullanılan akım modelinde, denlemler rotor zaman sabitine çok bağlıdır. Rotor zaman sabitinin (T_r) yanlış bir değer alması motor performansını kötü etkiler. Düşük devirde çalışmada motorun yerince soğutulamaması yüzünde düşük devirde rotor zaman sabiti değişerek kontrolü zorlaştırır. Ayrıca alan zayıflaması yapıldığında da motor performansı kötüleşmektedir. Rotor zaman sabiti ve rotor mıknatıslanma akısı sabit olduğunda açısal kayma frekansı ile stator akımının moment üreten bileşeni lineer olarak değişir.

Şekil 3.19' te basit dolaylı rotor alan yönlendirmeli kontrol gösterilmiştir. Bu yöntemde referans hız ölçülen motor hızı ile karşılaştırılarak hız kontrol bloğuna verilir ve referans moment değeri için referans akım (i_{syref}) elde edilir. i_{sxref} ve i_{syref} değerleri (x,y) eksen takımındaki akımlar ile karşılaştırılarak elde edilen değerler akım kontrollerine verilerek (x,y) eksen takımında referans gerilim değerleri elde edilir. Ters park ve ters clark dönüşümleri ile inverter için gerekli olan referans değerler elde edilir. Bahsedilen alan yönlendirmeli kontrol için gerekli denklemler aşağıda gösterilmiştir.

(3.34) eşitliğinde ψ_{rx} akısından i_{rx} çekilip (3.32) eşitliğinde yerine yazılırsa x ekseninde stator akısı

$$\psi_{sx} = i_{sx} L_s \sigma + \frac{L_m}{L_r} \psi_{rx} \quad (3.87)$$

bulunur. Rotor alan yönlendirmeli kontrolde $\psi_{ry} = 0$ 'dir. Bu durumda, (3.35) eşitliği

$$i_{ry} = -\frac{L_m}{L_r} i_{sy} \quad (3.88)$$

elde edilir. (3.88) eşitliği (3.33) eşitliğinde yerine yazılırsa y ekseninde stator akı denklemi

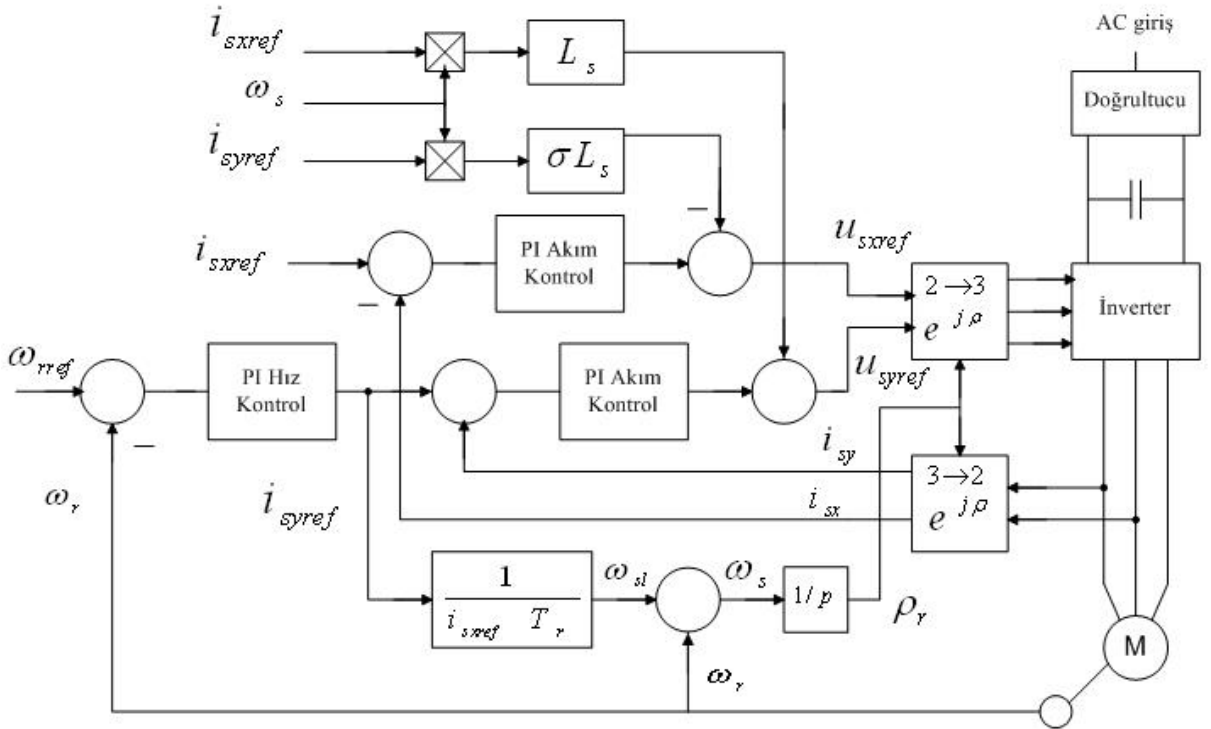
$$\psi_{sq} = i_{sq} L_s \sigma \quad (3.89)$$

bulunur. (3.87) ve (3.89) eşitlikleri (3.28) ve (3.29) eşitliklerinde yerine yazılırsa gerilim denklemleri

$$u_{sx} = R_s i_{sx} + \sigma L_s \frac{di_{sx}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\psi_{rx}}{dt} - \omega_s \sigma L_s i_{sy} \quad (3.90)$$

$$u_{sy} = R_s i_{sy} + \sigma L_s \frac{di_{sy}}{dt} + \omega_s \frac{L_m}{L_r} \frac{d\psi_{rx}}{dt} + \omega_s \sigma L_s i_{sx} \quad (3.91)$$

elde edilir.



Şekil 3.19 Basit dolaylı rotor alan yönlendirmeli kontrol (Giménez., 1995)

Dolaylı rotor alan yönlendirmeli kontrol için akım sensörü kullanılmayarak ta vektör kontrolü gerçekleştirilebilir. Bu için yine rotor akısı hızında dönen eksen takımında yaralanılır ve motor denklemleri buna göre oluşturulur. Bu yöntem için stator akımının rotor akısı hızında dönen eksen takımındaki ifadeleri aşağıdaki gibi olur.

$$i_{sy} = \frac{4T_e}{3P\psi_{r\psi r}} \quad (3.92)$$

$$i_{sx} = \frac{1 + (L_r + R_r)p}{L_m} \psi_{r\psi r} \quad (3.93)$$

Eşitliklerde P çift kutup sayısını, $p = d/dt$ türev operatörünü ifade eder. Çoğu vektör kontrol uygulamalarında olduğu gibi rotor akısı sabit kabul edilip (3.93) eşitliği düzenlenirse

$$i_{sx} = \frac{\psi_{r\psi r}}{L_m} \quad (3.94)$$

elde edilir. Rotor akısı hızında dönen eksen takımı ile stator akım fazörü arasındaki açı θ_2 ve kayma açısal hızı ω_{sl} olmak üzere,

$$\theta_2 = \tan^{-1} \left(\frac{i_{sy}}{i_{sx}} \right) \quad (3.95)$$

$$\omega_{sl} = \frac{R_r i_{sy}}{L_r i_{sx}} \quad (3.96)$$

şeklinde elde edilir. Sabit eksen takımında rotor akı açısı,

$$\theta_1 = \int (\omega_r + \omega_{sl}) dt \quad (3.97)$$

şeklinde elde edilir. Stator akımları, rotor akı açısı ile sabit eksen takımında aşağıdaki şekilde

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_1 & -\sin \theta_1 \\ \sin \theta_1 & \cos \theta_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sx} \\ i_{sy} \end{bmatrix} \quad (3.98)$$

ifade edilir. Öte yandan, rotor akısı hızında dönen eksen takımında rotor gerilim dekleme matrisiyel olarak aşağıdaki şekilde

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_m p & 0 \\ L_m \omega_{sl} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sx} \\ i_{sy} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_r + L_r p & 0 \\ L_r \omega_{sl} & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rx} \\ i_{ry} \end{bmatrix} \quad (3.99)$$

olur. Rotor akı hızında dönen eksen takımında i_{rx}, i_{ry} akımları rotor akımlarını temsil eder. (3.99) eşitliğinin ilk sırası düzenlenirse

$$0 = R_r i_{rx} + p(L_m i_{sx} + L_r i_{rx}) \quad (3.100)$$

$$0 = R_r i_{rx} + p \psi_{rx} \quad (3.101)$$

elde edilir. Bu kontrol yönteminde, rotor akısı sabit kabul edildiğinden $\psi_r = \psi_{rx}, \psi_{ry} = 0$ olur.

Bu durumda rotor akımları düzenlenirse

$$i_{rx} = -p \psi_{rx} / R_r = 0 \quad (3.102)$$

$$\begin{aligned} i_{ry} &= (\psi_{ry} - L_m i_{sy}) / L_r = (0 - L_m / L_r) i_{sy} \\ &= -(L_m / L_r) i_{sy} \end{aligned} \quad (3.103)$$

elde edilir. Koordinat dönüşüm sistemi kullanılarak, rotor akımlarının sabit eksen sistemindeki ifadesi

$$\begin{bmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_1 & -\sin \theta_1 \\ \sin \theta_1 & \cos \theta_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rx} \\ i_{ry} \end{bmatrix} \quad (3.104)$$

şeklinde elde edilir. Rotor ve stator akımlarının sabit ve rotor alan hızında dönen eksen takımında ifadesi şekil 3.20' da gösterilmiştir. AC motorun stator denklemleri sabit eksen takımında matrisiyel olarak aşağıdaki şekilde ifade edilir.

$$\begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s p & 0 \\ 0 & R_s + L_s p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_m p & 0 \\ 0 & L_m p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (3.105)$$

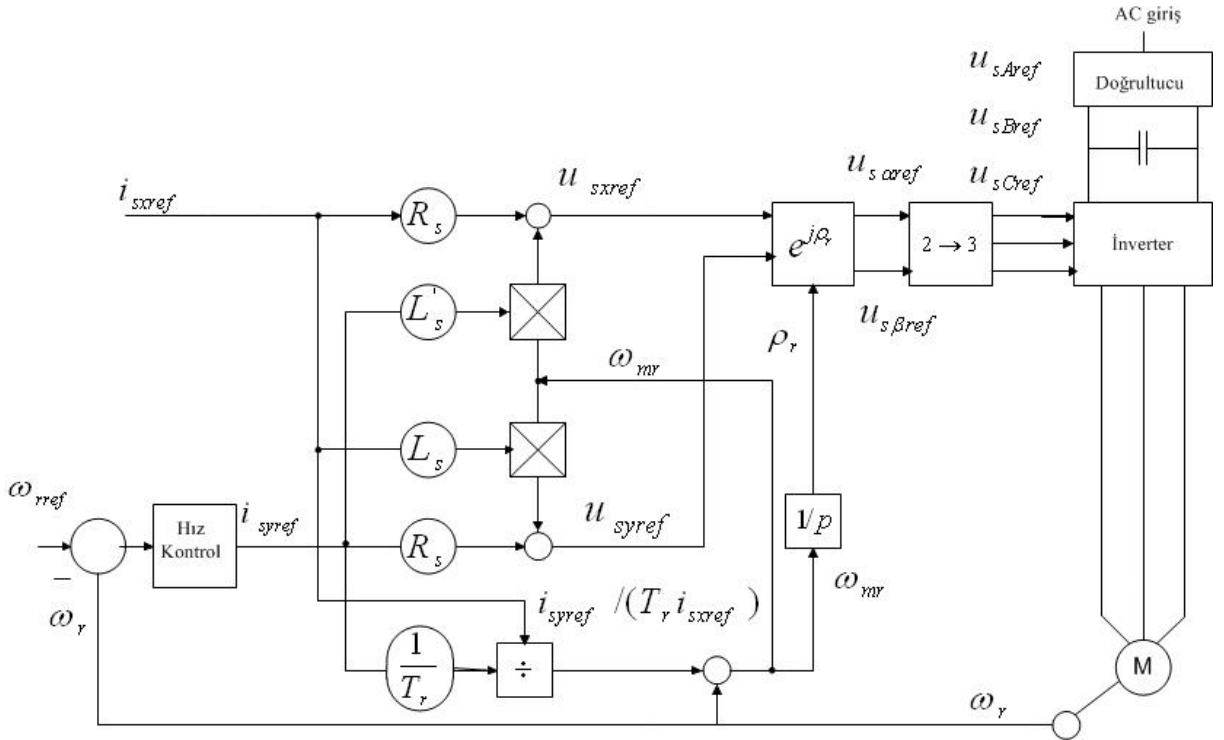
Stator akımlarını ölçmeden (x,y) eksen takımında dönen referans akımlardan yararlanarak ta basit bir dolaylı rotor alan yönlendirmeli kontrol gerçekleştirebiliriz. Bu yöntemin diğer akım sensörsüz rotor alan yönlendirmeli kontrolden farkı ayırıklaştırma devresi oldukça basit oluşudur ve ayırıklaştırma devresinde rotor akısı hızı da yer almaktadır.

Stator akımlarının boyuna ve enine bileşenlerinin referans değerlerinden yararlanılarak rotor akısı hızında dönen eksen takımında, referans stator akımlarını sabit kabul ederek (3.68) ve (3.69) eşitlikleri tekrar düzenlenirse yeni ayırıklaştırma devresi

$$u_{sx} = i_{sx} R_s - \omega_{mr} L'_s i_{sy} \quad (3.106)$$

$$u_{sy} = i_{sy} R_s + \omega_{mr} L'_s i_{sx} \quad (3.107)$$

şeklinde elde edilir. Bu kontrol yönteminde stator akımlarının (i_{sxref}, i_{syref}) referans değerleri kullanılmaktadır. Bu şartlar altında yeni vektör kontrolünü Şekil 3.22' de gösterilmektedir.



Şekil 3.22 Akım sensörsüz, rotor akısı hızında dönen eksen takımındaki stator gerilim denklemlerinden yararlanılarak yapılan dolaylı rotor alan yönlendirmeli kontrolü (Vas, 1998)

Bu yöntem aynen diğer akım sensörsüz gerçekleştirilen dolaylı rotor alan yönlendirmeli kontrol uygulamaları gibi oldukça basit, uygulaması kolay bir yöntemdir.

3.11 Stator Alan Yönlendirmeli Kontrol

Stator alan yönlendirmeli kontrol, rotor alan yönlendirmeli kontrolden farkı akı vektörünü stator akısı seçip tüm denklemleri bunun üzerinden yapmaktır. Stator alan yönlendirmeli kontrol aynen rotor alan yönlendirmeli kontrolde olduğu gibi rotor ve stator denklemlerinden yararlanılır. Aşağıda stator eksen sisteminde moment, gerilim, akım ve akı denklemleri verilmiştir.

$$t_e = \frac{3}{2} p L_m |i_{ms}| i_{sy} \quad (3.108)$$

$$\bar{\psi}_{s\psi s} = L_s \bar{i}_{s\psi s} + L_m \bar{i}_{r\psi s} \quad (3.109)$$

$$\bar{i}_{ms} = \frac{\bar{\psi}_{s\psi s}}{L_m} = \bar{i}_{r\psi s} + \frac{L_s \bar{i}_{s\psi s}}{L_m} \quad (3.110)$$

$$\bar{u}_{s\psi s} = R_s \bar{i}_{s\psi s} + \frac{d\bar{\psi}_{s\psi s}}{dt} + j\omega_{ms} \bar{\psi}_{s\psi s} \quad (3.111)$$

(3.109) eşitliğini stator denkleminde yerine yazılıp gerekli düzenlemeler yapılır ve stator akımı x-y eksenlerine ayrılırsa (3.112) ve (3.113) eşitlikleri elde edilir.

$$i_{sx} = \frac{u_{sx}}{R_s} - \frac{L_m d|i_{ms}|}{R_s dt} \quad (3.112)$$

$$i_{sy} = \frac{u_{sy}}{R_s} - \omega_{ms} L_m \frac{|i_{ms}|}{R_s} \quad (3.113)$$

Stator mıknatıslanma akımı $|i_{ms}|$ sabit olduğunda (3.114) ve (3.115) eşitlikleri elde edilir.

Stator alan yönlendirmeli kontrol de ayrıklaştırma devresi oldukça basittir ve denklemler birbirinden kolay ayrıldığı için kontrol kolaydır.

$$u_{dx} = 0 \quad (3.114)$$

$$u_{dy} = \omega_{ms} L_m |i_{ms}| \quad (3.115)$$

Rotor denkleminde (3.116) eşitliği eklenerek (3.117) eşitliği bulunur. (3.117) eşitliğide reel ve imajiner bileşenlere ayrılırsa (3.118) ve (3.119) eşitlikleri

$$\bar{\psi}_{r\psi s} = L_r \bar{i}_{r\psi s} + L_m \bar{i}_{s\psi s} \quad (3.116)$$

$$0 = R_r \bar{i}_{r\psi s} + \frac{d\bar{\psi}_{r\psi s}}{dt} + j(\omega_{ms} - \omega_r)\bar{\psi}_{r\psi s} \quad (3.117)$$

$$\frac{L_m d|i_{ms}|}{L_s dt} + \frac{L_m |i_{ms}|}{L_s T_r'} = \frac{di_{sx}}{dt} + \frac{i_{sx}}{T_r'} - \omega_{sl} i_{sy} \quad (3.118)$$

$$\omega_{sl} \left(\frac{L_m |i_{ms}|}{L_s} - i_{sx} \right) = \frac{di_{sy}}{dt} + \frac{i_{sy}}{T_r'} \quad (3.119)$$

elde edilir. (3.118) ve (3.119) eşitliklerinde istenmeyen kuplajlı ifadeler bulunmaktadır. Bu kuplajı ortadan kaldırmak için stator manyetiklenme akımı bir akı kontrolörü tarafından kontrol edilirse ve bu kontrolörün girişi, referans mıknatıslanma akımı ve gerçek değeri arasındaki fark olarak alınır ve kontrolör çıkışı ise $\hat{i}_{sx}$ olarak kabul edilir ve i_{dx} ile toplanırsa stator akısı düzleminin reel eksen üzerindeki referans akımı elde edilir. Bu durumda,

$$i_{sx} = \hat{i}_{sx} + i_{dx} \quad (3.120)$$

$$\frac{L_m d|i_{ms}|}{L_s dt} + \frac{L_m |i_{ms}|}{L_s T_r'} = \frac{d\hat{i}_{sx}}{dt} + \frac{\hat{i}_{sx}}{T_r'} + \frac{di_{dx}}{dt} + \frac{i_{dx}}{T_r'} - \omega_{sl} i_{sy} \quad (3.121)$$

ifadeleri yazılabilir. $|i_{ms}|$ mıknatıslanma akımı, moment üreten i_{sy} akımından ancak

$$\frac{di_{dx}}{dt} + \frac{i_{dx}}{T_r'} - \omega_{sl} i_{sy} = 0 \text{ kabul edilirse ayrılır. Buradan } i_{dx} \text{ akımı aşağıdaki gibi elde edilir.}$$

$$(p = d/dt)$$

$$i_{dx} = \frac{\omega_{sl} i_{sy} T_r'}{1 + p T_r'} \quad (3.122)$$

(3.119) eşitliği düzenlenirse açılal kayma frekansı ($\omega_{sl} = \omega_{ms} - \omega_r$)

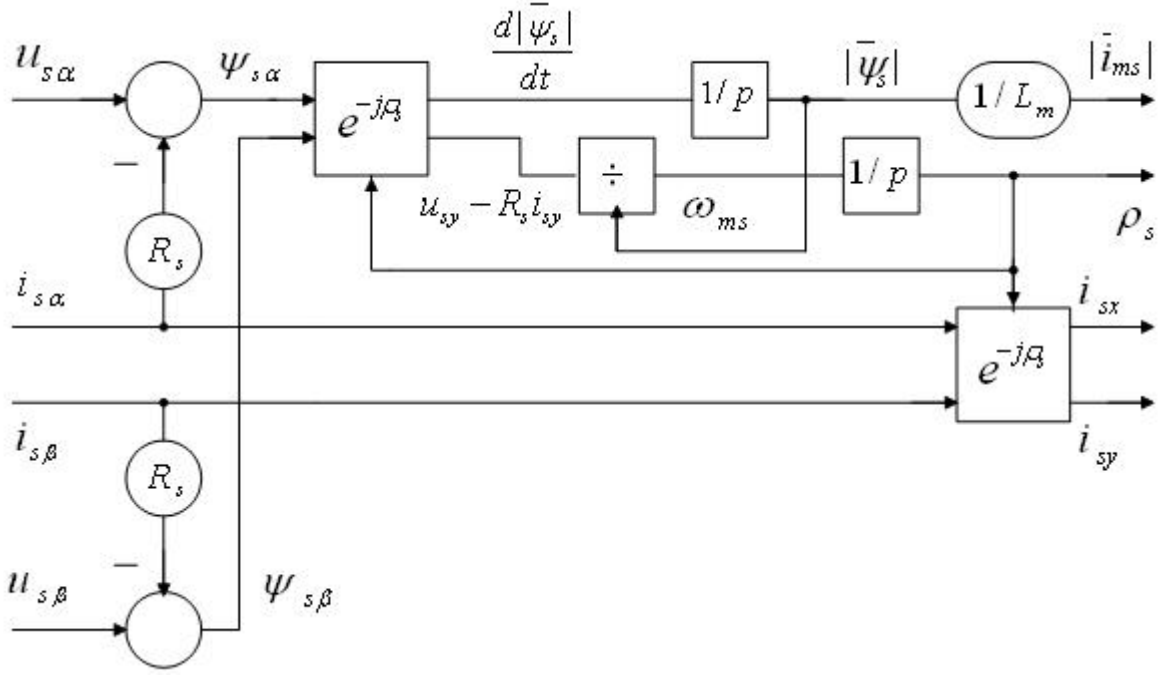
$$\omega_{sl} = \frac{(1 + T_r' p) L_s i_{sy}}{T_r (L_m |i_{ms}| - L_s' i_{sx})} \quad (3.123)$$

şeklinde elde edilir. Stator alan yönlendirmeli kontrolde akının genliği ve konumunu hall sensörü vb. sensörlerden başka ters e.m.k ile de ölçülebilir. Bunu için stator gerilim

denkleminde yararlanılır ve bu yöntemde yüksek frekanslarda stator direnci ihmal edilebilir ama düşük frekanslarda omik gerilim düşümü yüzünden akının bulunması zor olmaktadır.

$$\bar{\psi}_s = \int (\bar{u}_s - R_s \bar{i}_s) dt \quad (3.124)$$

(3.112), (3.113) ve (3.124) eşitliklerinden yararlanılarak stator akı ekseninde oluşturulan bir akı modeli Şekil 3.23' de verilmiştir.

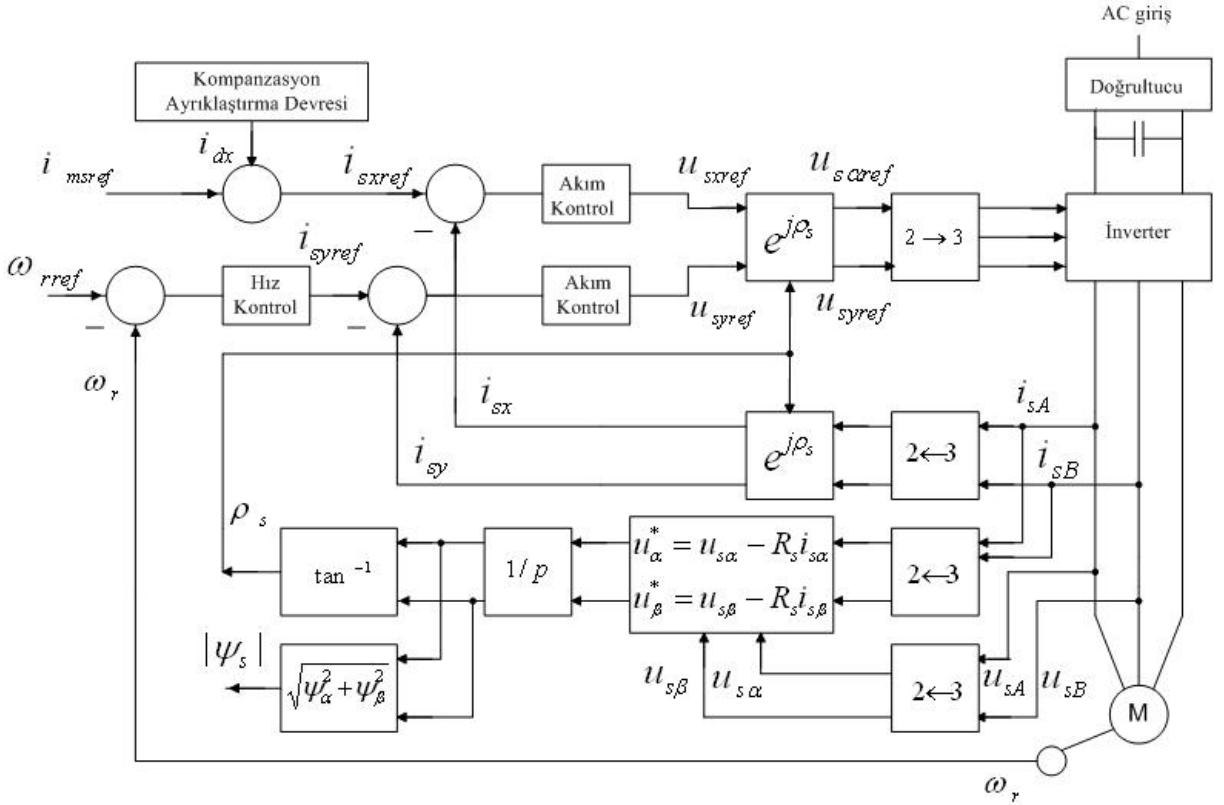


Şekil 3.23 Stator akı ekseninde akı modeli (Vas, 1998)

Şekil 3.24' de stator alan yönlendirmeli kontrol için şema gösterilmiştir. Bu yöntemde diğer yöntemlerde olduğu gibi referans hız değeri gerçek hız ile karşılaştırılır ve elde edilen değer yine bir moment kontrolünden geçirilerek referans akım i_{syref} elde edilir. Referans mıknatıslanma akımı i_{msref} , akı modelinden gelen i_{ms} mıknatıslanma akımı ile karşılaştırılıp bir akı kontrolünden geçirilerek $\hat{i}_{sx}$ elde edilir. Ayırıklaştırma devresinden gelen i_{dx} ve akı kontrolünden gelen $\hat{i}_{sx}$ ile toplanarak x ekseninde referans akım i_{sxref} değeri elde edilir. Daha sonra ters park ve ters clark dönüşümü ile inverter için gerekli referans değerler elde edilir.

Şekil 3.24 Dolaylı stator alan yönlendirmeli kontrol şeması (Vas, 1998)

Şekil 3.25' de doğrudan stator alan yönlendirmeli kontrol için bir şema gösterilmiştir. Referans hız değeri gerçek hız değeri ile karşılaştırılıp çıkan fark bir hız kontrol bloğundan geçirilerek moment için referans akım i_{syref} elde edilir. Mıknatıslanma akımı referans değeri i_{msref} , i_{dx} ile toplanarak referans akım elde edilir. (x-y) eksenindeki referans akımlar birer PI kontrolünden geçirilerek referans gerilim değerleri elde edilir. Buradan ters park ve ters clark dönüşümü ile inverter için referans gerilim değerleri elde edilir. Stator alan yönlendirmeli kontrol stator direncine karşı oldukça hassastır. Doğrudan stator alan yönlendirmeli kontrolde, pozisyon ya da hız geri beslemesine ihtiyaç duyulmadan kontrol gerçekleştirilebilir. Bunun yanında basit bir hız tahmin edici ile sensörsüz kontrol rahat bir şekilde gerçekleştirilebilir. Ayrıca yüksek hızlarda stator direnci ihmal edildiğinde ve alan zayıflaması olduğunda motor iyi performans gösterir. Bu yüzden alan yönlendirmeli kontrol iyi bir şekilde gerçekleştirilebilir. Yüksek frekanslarda iyi bir akı tahmin edici ile de iyi bir alan yönlendirmeli kontrol gerçekleştirilebilir.



Şekil 3.25 Basit doğrudan stator alan yönlendirmeli kontrol (Giménez,. 1995)

Stator alan yönlendirmeli kontrolün dezavantajı kontrolün stator direncine karşı çok hassas olmasıdır. Stator direncini etkileyen en büyük faktör ise sıcaklıktır. Eğer motor düşük devirde çalıştırılırsa motor kendini yeterince soğutamıyacak ve direnç değişimi fazla olacaktır. Ayrıca

düşük devirde omik gerilim düşümü yüzünden kontrolün performansını arttırmak için bir kompanzasyona ihtiyaç duymaktadır.

Dolaylı stator alan yönlendirmeli kontrolde sensöre ihtiyaç duyulmasına rağmen performansı oldukça kötüdür. Bunun yanında stator alan yönlendirmeli kontrolde bir kararsızlık sınırı vardır. Kayma frekansının maksimum değeri üzerinde çalışma kararsızlığa neden olur. Kayma değerinin maksimum değeri,

$$\omega_{sl \max} = \pm \frac{1}{T_r} \quad (3.125)$$

dir. Doğrudan kendinden kontrol(DSC) ve doğrudan moment kontrol(DTC) stator alan yönlendirmeli kontrol ile benzerlikler gösterir. Bu yöntemlerde hız sensörüne ihtiyaç yoktur ayrıca yüksek hızlarda dolaylı rotor alan yönlendirmeli kontrole göre performansları iyidir. Fakat sıfır hızda, hız sensörü kullanılsa bile kontrol genellikle yapılamaz.

DSC ve DTC yöntemlerinde doğrudan akı ve tork kontrolü akım kontrolü gerçekleştirilmeden kullanılır. DSC yönteminde histerezis(bang-bang) tork ve akı kontrolü kullanılır, DTC yönteminde ise ölü zaman kontrolörü kullanılır.

3.12 Mıknatıslanma Alan Yönlendirmeli Kontrol

Mıknatıslanma alan yönlendirmeli kontrolde, akı vektörünü mıknatıslanma akısı seçip tüm denklemleri bunun üzerinden yaparak kontrol gerçekleştirmektir. Mıknatıslanma alan yönlendirmeli kontrolde diğer alan yönlendirmeli kontrollerde olduğu gibi rotor ve stator denklemlerinden yararlanılır.

Stator gerilim denkleminde (3.127) eşitliğini koyup sonra gerekli düzenlemeleri yapıp reel ve imajiner kısımlar ayrılırsa (3.130) ve (3.131) eşitlikleri elde edilir.

$$t_e = \frac{3}{2} p L_m |i_{mm}| i_{sy} \quad (3.126)$$

$$\bar{\psi}_{sym} = L_s \bar{i}_{sm} + L_m \bar{i}_{rm} \quad (3.127)$$

$$|\bar{i}_{mm}| = \bar{i}_{sm} + \bar{i}_{rm} \quad (3.128)$$

$$\bar{u}_{sm} = R_s \bar{i}_{sm} + \frac{d\bar{\psi}_{sym}}{dt} + j\omega_m \bar{\psi}_{sym} \quad (3.129)$$

$$i_{sx} = \frac{u_{sx}}{R_s} - T_{sl} \frac{di_{sx}}{dt} - \frac{L_m d|i_{mm}|}{R_s dt} + \omega_m T_{sl} i_{sy} \quad (3.130)$$

$$i_{sy} = \frac{u_{sy}}{R_s} - T_{sl} \frac{di_{sy}}{dt} - \frac{\omega_m (L_{sl} i_{sx} + L_m |i_{mm}|)}{R_s} \quad (3.131)$$

(3.130) ve (3.131) eşitliklerinde istenmeyen kuplajlı terimler bulunmaktadır. Bu kuplajlı terimlerden kurtulmak için mıknatıslanma akımının sabit olduğunu kabul ederiz. Ayrıca (3.130) ve (3.131) eşitlikleri $\hat{u}_{sx} + u_{dx}$, $\hat{u}_{sy} + u_{dy}$ biçiminde ifade ederek çıkış gerilimleri kuplajdan ayrılır. Aşağıda gerilimin kuplajlı ifadeleri gösterilmiştir.

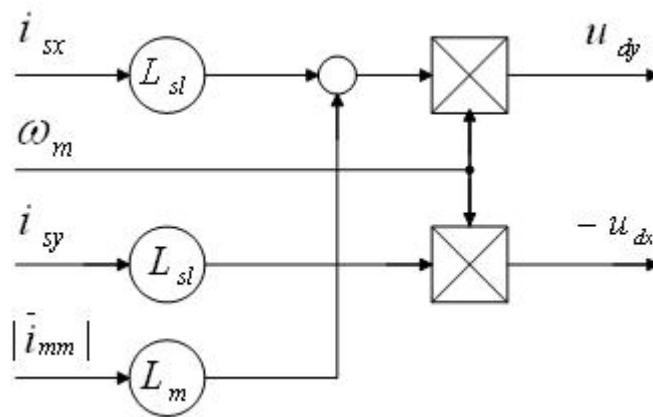
$$u_{dx} = -\omega_m L_{sl} i_{sy} \quad (3.132)$$

$$u_{dy} = \omega_m (L_{sl} i_{sx} + L_m |\bar{i}_{mm}|) \quad (3.133)$$

$$\hat{u}_{sx} = R_s i_{sx} + L_{sl} \frac{di_{sx}}{dt} \quad (3.134)$$

$$\hat{u}_{sy} = R_s i_{sy} + L_{sl} \frac{di_{sy}}{dt} \quad (3.135)$$

Şekil 3.26' da mıknatıslanma alan yönlendirmeli kontrol için ayrıklaştırma devresi gösterilmiştir.



Şekil 3.26 Çıkış gerilimler için mıknatıslanma alan yönlendirmeli kontrolde ayrıklaştırma devresi (Vas, 1998)

Mıknatıslanma alan yönlendirmeli kontrolde, rotor gerilim denklemleri (3.136) eşitliği düzenlenip reel ve imajiner kısımlara ayrılırsa (3.137) ve (3.138) eşitlikleri

$$0 = R_r \bar{i}_{rm} + L_r \frac{d\bar{i}_{rm}}{dt} + L_m \frac{d\bar{i}_{sm}}{dt} + j(\omega_m - \omega_r)(L_r \bar{i}_{rm} + L_m \bar{i}_{sm}) \quad (3.136)$$

$$\frac{|\bar{i}_{mm}| + T_r \frac{d|\bar{i}_{mm}|}{dt}}{T_{rl}} = \frac{di_{sx}}{dt} + \frac{i_{sx}}{T_{rl}} - \omega_{sl} i_{sy} \quad (3.137)$$

$$\omega_{sl} \left(|\bar{i}_{mm}| \frac{T_r}{T_{rl}} - i_{sx} \right) = \frac{di_{sy}}{dt} + \frac{i_{sy}}{T_{rl}} \quad (3.138)$$

elde edilir. Eğer mıknatıslanma akımı bir akı kontrolörü ile kontrol edilirse ve kontrolör çıkışı $\hat{i}_{sx}$ mıknatıslanma akısı doğru eksenindeki i_{dx} ile toplanırsa i_{sxref} elde edilir. Bu durumda,

$$i_{sx} = \hat{i}_{sx} + i_{dx} \quad (3.139)$$

dir. (3.139) eşitliğini (3.137) eşitliğinde yerine konursa (3.140) eşitliği

$$\frac{|\bar{i}_{mm}| + T_r \frac{d|\bar{i}_{mm}|}{dt}}{T_{rl}} = \frac{d\hat{i}_{sx}}{dt} + \frac{\hat{i}_{sx}}{T_{rl}} + \frac{di_{dx}}{dt} + \frac{i_{dx}}{T_{rl}} - \omega_{sl} i_{sy} \quad (3.140)$$

bulunur. $|\bar{i}_{mm}|$ mıknatıslanma akımı, moment üreten i_{dx} akımından ancak

$$\frac{di_{dx}}{dt} + \frac{i_{dx}}{T_{rl}} - \omega_{sl} i_{sy} = 0 \text{ kabul edilirse ayrılır. Buradan } i_{dx} \text{ akımı aşağıdaki gibi elde edilir.}$$

$$(p = d/dt)$$

$$i_{dx} = \frac{\omega_{sl} i_{sy} T_{rl}}{1 + p T_{rl}} \quad (3.141)$$

(3.138) eşitliği düzenlenirse açısal kayma frekansı aşağıdaki gibi elde edilir. ($\omega_{sl} = \omega_m - \omega_r$)

$$\omega_{sl} = \frac{(1 + T_{rl} p) i_{sy}}{T_r |\bar{i}_{mm}| - T_{rl} i_{sx}} \quad (3.142)$$

Mıknatıslanma alan yönlendirmeli kontrolde, sabit eksen takımından da yararlanılarak akı vektörünün modülü ve açısı elde edilebilir. Bu akı modeli gerilim beslemeli rotor alan yönlendirmeli kontrole benzerdir. Ama kontrol açısından bazı dezavantajlar ortaya çıkmaktadır bunlar stator direncini doğru olarak bilinmesi, düşük frekansta omik direnç düşümüdür. Omik direnç düşümü bir kompanzasyon devresi ile de iyileştirilmeye çalışılsada bu zor bir durumdur. Burada kayma açısal frekansı ve moment ifadeleri aşağıdaki gibidir.

$$\omega_{sl\max} = \pm \frac{1}{T_{rl}} \quad (3.143)$$

$$t_{e\max} = \pm \frac{3}{4} \frac{pL_m^2 |\bar{i}_{mm}|^2}{L_{rl}} \quad (3.144)$$

Mıknatıslanma alan yönlendirmeli kontrolün bir çalışma sınırı vardır. Açısal kayma frekansının bir maksimum değeri vardır. Açısal kayma frekansı rotor kaçak zaman sabitine bağlı mıknatıslanma akısına bağlı değildir. Ayrıca momentin maksimum değeri mıknatıslanma akısı uzay vektörünün karesi ile orantılıdır ve akıdaki ufak değişim momenti önemli ölçüde değiştirir. Şekil 3.27’de mıknatıslanma alan yönlendirmeli kontrol için şema gösterilmiştir. Diğer kontrol yöntemlerinde olduğu gibi bu yöntemde de referans hız gerçek hız ile karşılaştırılıp referans moment değeri elde edilir. (3.138), (3.139), (3.140) ve (3.141) eşitliklerinden yararlanılarak akı açısı ve referans değer bulunur daha sonra ters park ve clark dönüşümleri ile referans pwm sinyaller elde edilir.

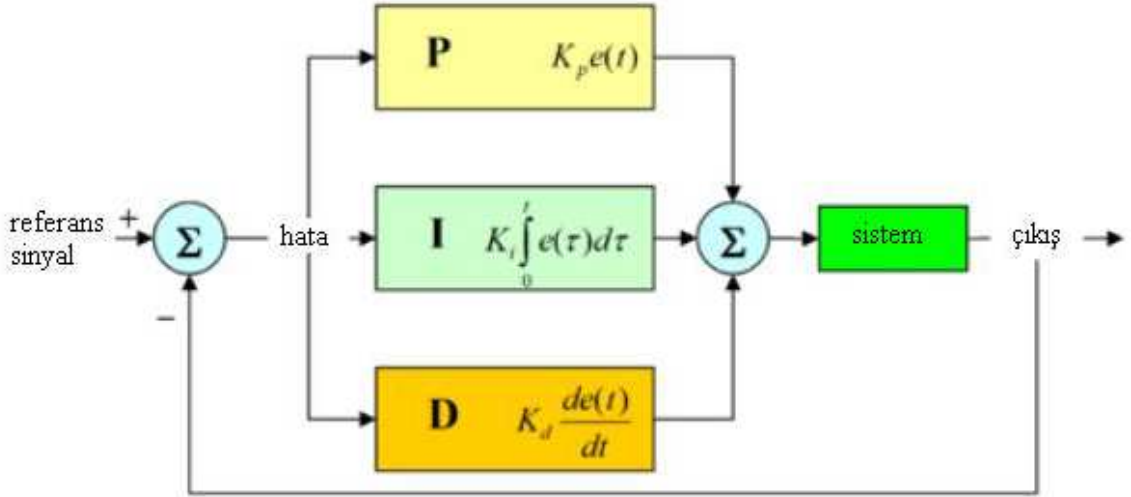
Şekil 3.27 Dolaylı mıknatıslanma alan yönlendirmeli kontrol şeması (Vas, 1998)

4. PID KONTROL YÖNTEMİ

PID kontrolü uygulamalarda oldukça fazla kullanılan bir yöntemdir. PID kontrolü kontrol girişi ile çıkışı arasındaki hatayı sıfırlamaya çalışır. Bunun için kontrolöre uygun girişler verilir. Kontrol çıkışında ölçülen değer referans ile karşılaştırılarak oluşan hata oransal, integral ve türev operatörlerinden geçirilerek kontrol bloğuna verilir. Aşağıda genel bir PID kontrol denklemi verilmiştir.

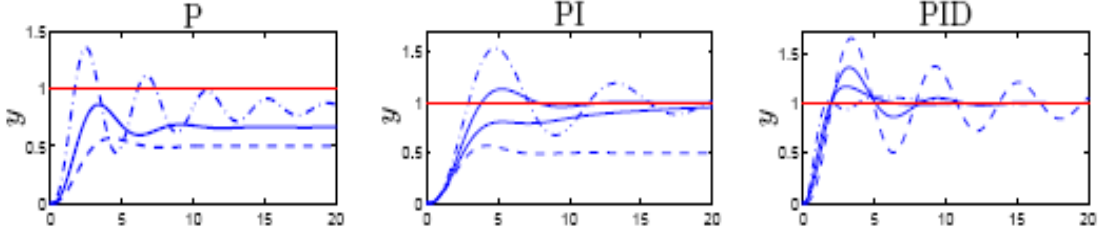
$$u(t) = Pe(t) + I \int e(t)dt + D \frac{de(t)}{dt} \quad (4.1)$$

Eşitlik (4.1)'i görsel olarak ifade edecek olursak Şekil 4.1'de bir PID kontrol sisteminin genel görünüşü görülmektedir.



Şekil 4.1 PID kontrol bloğu (Wikipedia, 2009)

Bir PID kontrolörü üç ayrı kontrolden oluşur. Bunlar, P oransal kontrol, I integral kontrol ve D türev kontroldür. Ancak kontrolör olarak mutlaka üç kontrolüde uygulamak zorunda değiliz. Kontrolör olarak sadece oransal, integral veya türev kontrol kullanılabilir ya da herhangi iki kontrol tipi kullanılarak ta bir kontrolör gerçekleştirilebilir. Şekil 4.2' de kontrolöre önce P kontrol sonra I kontrolü daha sonra da D kontrolü eklenerek sistemin çıkışının alacağı cevaplar gösterilmiştir.



Şekil 4.2 PID kontrol çıkışları (Honeywell, 2000)

4.1 Oransal Kontrol

P(oransal kontrol), hatanın belli bir P değeri ile çarpılır ve sonra kontrol bloğunun girişine verilerek kontrol gerçekleştirilir. P kontrolü hatanın anlık değeri ile ilgilenir ve şu an işleyen zamanı gösterir. Hata ile çarpılan sabit değerın büyüklüğüne göre kontrol çıkışı kararlı halde referans değerden uzak olur.

4.2 Integral Kontrol

I(integral kontrol), hatanın birim zamanda toplamının bir I değeri ile çarpılır ve sonra kontrol bloğuna verilir. Toplanan hatalar bir integral sabiti ile çarpıldığından bir bakıma oransal kontrolü de içinde barındırır. Integral kontrolü, hatanın toplamlarını ifade ettiğinden geçmiş zamanı ve geçmiş hataların toplamını temsil eder. Integral kontrolü ile kararlı hal hatası azaltılır.

4.3 Türev Kontrol

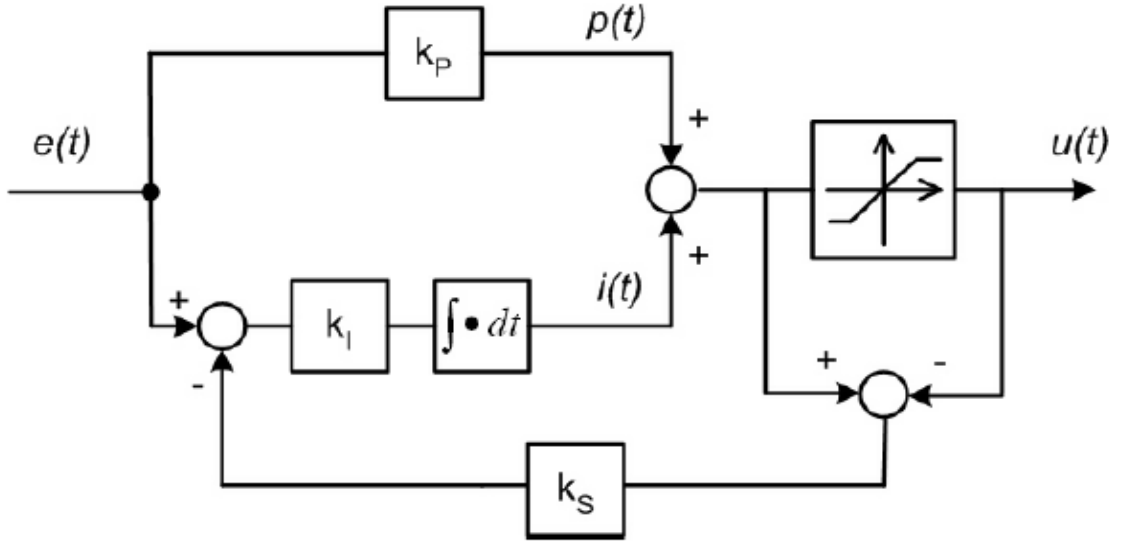
D(türev kontrol), hatanın zamana göre değişimi bir D değeri ile çarpılır ve sonra kontrol bloğuna verilir. Aynen integral kontrolde olduğu gibi türev kontrolde de oransal kontrolü içinde barındırır. Türev kontrolde, hatanın zamana göre değişimi hatanın gelecekte nerede olacağını gösterir. Ölçülen geribesleme sinyalinde eğer yüksek frekanslı gürültüler varsa türev kontrolü sistemi kararsızlığa götürür ve bu yüzden kontrolörlerde kullanılmaz. Eğer kontrolörde türev kullanılacaksa filtreler yardımıyla gürültüler elenmelidir. Çizelge 4.1’ de PID denklemindeki katsayıların ayarlanması durumunda kontrol çıkışının alacağı durumlar gösterilmiştir.

Çizelge 4.1 PID katsayılarının kontrol çıkışına etkisi

	Yükselme Zamanı	Üst Aşım	Oturma Zamanı	Karalı Hal hatası
P	azalır	artar	küçük değişim	azalır
I	azalır	artar	artar	elemine edilir
D	küçük değişim	azalır	azalır	küçük değişim

4.4 İntegral Doyumu

Kontrol edilecek sistemler çoğu zaman lineer olarak düşünülür ve buna göre kontrolör geliştirilir. Fakat, kontrol sistemlerinin hepsi lineer değildir ve lineer olmayan kontrol sistemleri lineermiş gibi düşünmek uygulama hatalarına neden olabilir. Bu nedenle lineer olmayan sistemlerde doyuma giden bir kontrolör kullanmak gerekir. Şekil 4.3 'de doyuma giden PI kontrolörü görülmektedir. Doyuma giden PI kontrolünde, bir PI bloğuna bir doyum bloğu eklenerek gerçekleştirilir. Doyum bloğu girişi ve çıkışındaki fark hata ile karşılaştırılır ve bu karşılaştırma integral bloğuna verilir.



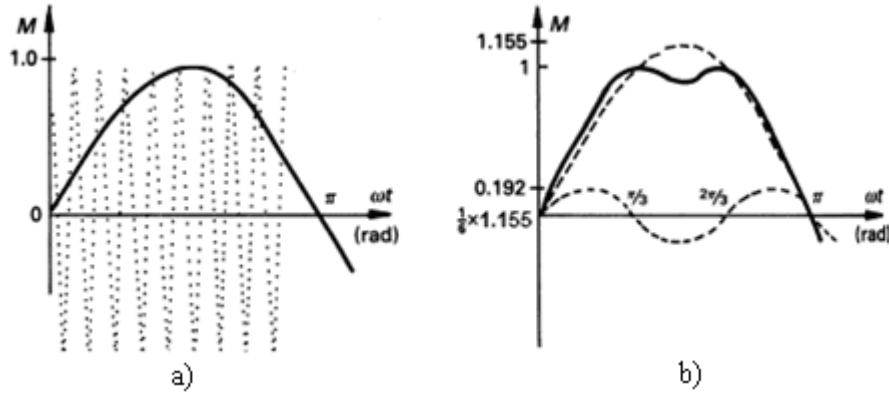
Şekil 4.3 Doyuma giden PI denetimi (Honeywell, 2000)

Kontrol edilecek bir sisteminiz olarak bir valfi alırsak, valfin bir çalışma sınırı vardır. Valfin çalışma sınırları ise ya tam kapalı olur ya da açık olur. Lineer kontrol sistemlerinin çalışma esnasında bu sınır değerler dışında bir çıkış verirse valf bunu yerine getiremez ve çalışma sınırında takılı alır. Ayrıca kontrolör geri beslemesi kırıldığı için sistem açık çevrim gibi çalışır. Kontrolör, sistemin çalışma sınırlarının geçen çıkış ürettiğinde kontrolörün integral kısmı büyük değerler alır. Kontrolörün tekrar lineer şartlarda çalışması için hatanın işareti değişmeli ve uzunca bir süre seyretmelidir.

5. UZAY VEKTÖR MODÜLASYON TEKNİĞİ

Sinüzoidal pwm(SPWM), motor kontrol sistemlerinde oldukça fazla kullanılmasına karşın DC bara geriliminde etkin yararlanılmaz ve işlemci üzerinde fazla işlem yükü gerektirir. Bunun yerine uzay vektör pwm(SVPWM) geliştirilmiştir. Bu yöntemde, SPWM %86.6 DC bara gerilim çıkışı verirken SVPWM %100 dc bara gerilim çıkışı verebilir ayrıca toplam harmonik distorsiyonu azalır. İki referans vektör kullanıldığından işlemcideki hesaplama zamanı azdır.

SVPWM tekniğinden dc baradan daha iyi yararlanmak için sinüzoidal gerilime 3'üncü harmonik eklenilir. Osilokop'ta faz nötr çıkış gerilimi ölçüldüğünde 3' üncü harmonik ile sinüzoidal gerilimin toplamı görülür. Faz faz arasına bakıldığında elde edilen çıkış geriliminin sinüzoidal olduğu ve genliğinin arttığı görülür. Şekil 5.1'de çıkış geriliminin SPWM ve SVPWM hali görülmektedir.



Şekil 5.1 a) SPWM referans dalga şekli b) Faz faz ve faz nötr SVPWM referans dalga şekli ve 3'üncü harmonik dalga şekli (Williams, 2006)

Sinüzoidal pwm tekniğinde aşırı modülasyona izin verilmediğinde faz nötr ve faz faz gerilim deklemleri aşağıdaki gibi yazılabilir. (M modülasyon indeksi)

$$V_{RN} = M \sin(\omega t) \quad (5.1)$$

$$V_{YN} = M \sin(\omega t + \frac{2}{3}\pi) \quad (5.2)$$

$$V_{RY} = \sqrt{3}M \sin(\omega t - \frac{1}{6}\pi) \quad (5.3)$$

$$0 \leq M \leq 1 \quad (5.4)$$

SVPWM tekniğinde aşırı modülasyona izin verilmediğinde faz nötr ve faz faz gerilim denklemleri aşağıdadır. (M' modülasyon indeksi)

$$V_{RN} = M' \left(\sin(\omega t) + \frac{1}{6} \sin(3\omega t) \right) \quad (5.5)$$

$$V_{YN} = M' \left(\sin\left(\omega t + \frac{2}{3}\pi\right) + \frac{1}{6} \sin\left(3\left(\omega t + \frac{2}{3}\pi\right)\right) \right) \quad (5.6)$$

$$V_{RY} = \sqrt{3} M' \sin\left(\omega t - \frac{1}{6}\pi\right) \quad (5.7)$$

$$0 \leq M' \leq 1 \quad (5.8)$$

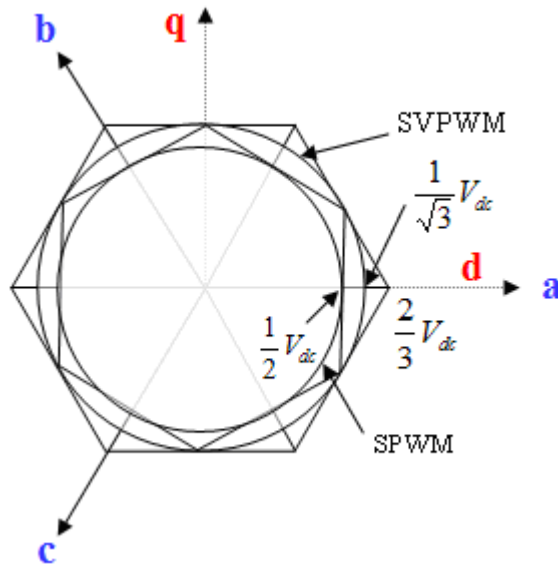
V_{RN} maksimum değerini $\omega t = \frac{\pi}{3}$ olduğunda almaktadır. Bu durumda gerilim ve modülasyon indeksi,

$$V_{RN} \left(\omega t = \frac{\pi}{3} \right) = \frac{\sqrt{3}}{2} M' = 1 \quad (5.9)$$

$$M' = \frac{2}{\sqrt{3}} M = 1.155 M \quad (5.10)$$

dir. Yukarıdaki denklemlerden gerilim ifadesinin $M' \sin(\omega t) = 1.155 \sin(\omega t)$ olur. Buradan çıkış geriliminin SPWM'e göre %15.5 fazla olduğunu görülür. Şekil 5.2' de SPWM ve SVPWM ile ilgili yörüngeler gösterilmiştir. SPWM tekniğinde referans gerilimin genliği $\frac{1}{2} V_{dc}$ dir. Uzay vektör tekniğinde referans gerilimin genliği $\frac{1}{\sqrt{3}} V_{dc}$ dir. SVPWM,

SPWM'den $\frac{2}{\sqrt{3}}$ kadar fazla genliğe sahiptir.

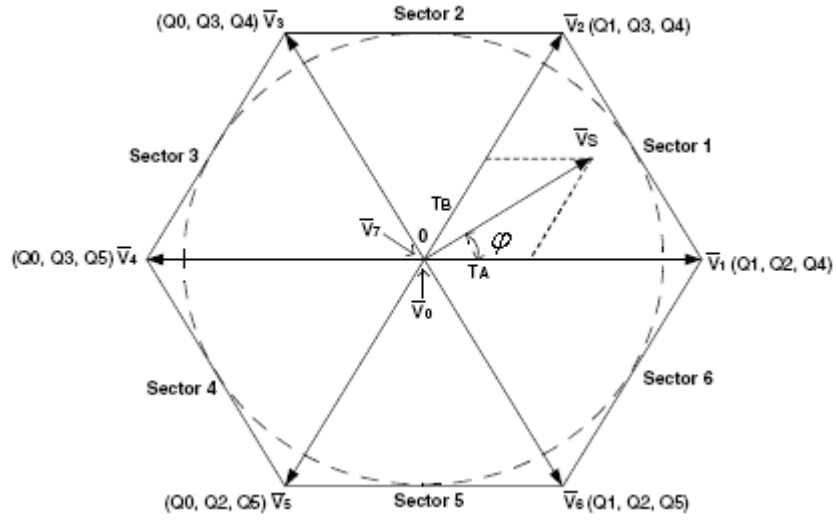


Şekil 5.2 SPWM ve SVPWM'in gerilim dalgasının yörüngesi (Keyhani, 2006)

SVPWM tekniğinde bir sinüs dalgası 6 adet bölüme ayrılmıştır ve bunlara sektör denilmektedir. SVPWM yöntemini gerçekleştirmek için aşağıdaki kurallara uyulmalıdır.

- Peş peşe iki sıfır gerilim vektörü kullanılmaz.
- Gerilim vektörünü yörüngesi bir daire olmalıdır.
- Gerilim vektörlerinin geçişi sırasında sadece bir durum değişmelidir.
- T_s süresi içinde en fazla 3 anahtarlama olmalıdır.
- Bir sonraki sektörün başlangıç durumu bir öncekinin son durumu olmalıdır.

SVPWM'in referans gerilimini bir altıgen içinde göstererek bu teknikle ilgili bağıntılar rahatlıkla çıkarılabilir. Şekil 5.3' te, gerilimin referans vektörü ve sektörler görülmektedir.



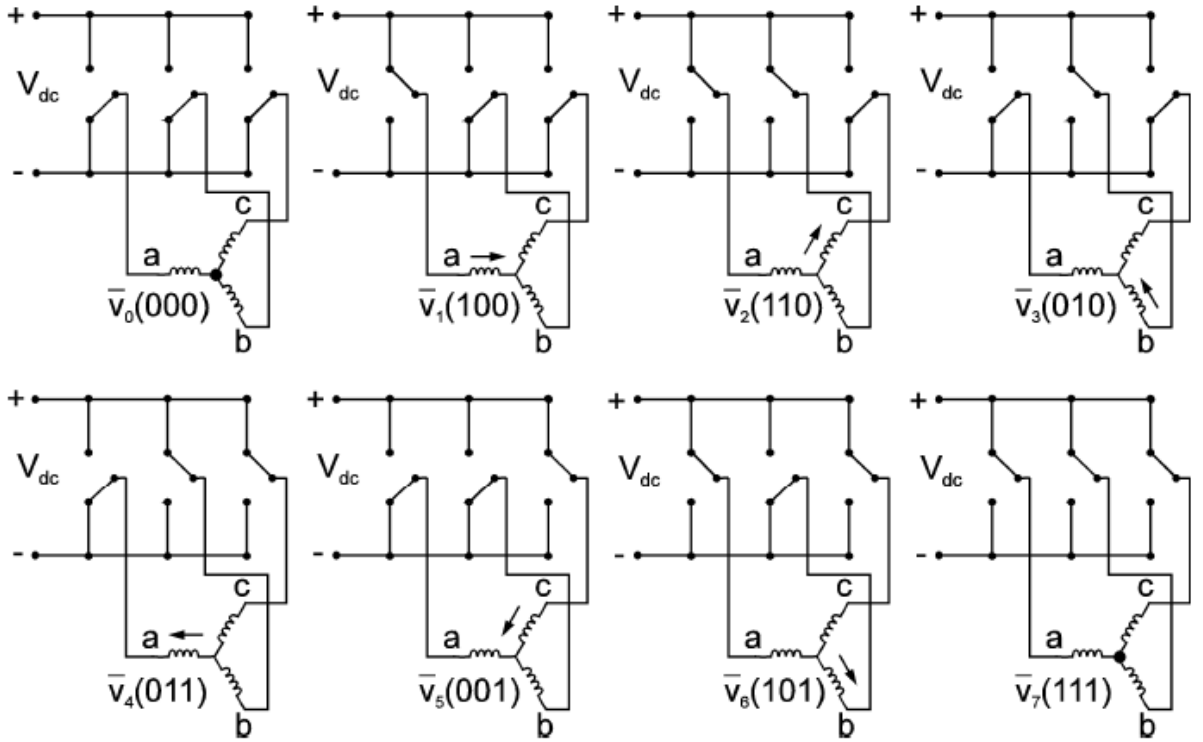
Şekil 5.3 Uzak vektör altıgeni (Microchip, 2005)

SVPWM tekniğinde 6 adet aktif gerilim vektörü, 2 adet sıfır gerilim vektörü bulunur. AC 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. Anahtarlama durumlarına göre faz faz ve faz nötr gerilimlerinin durumları Çizelge 5.1'de gösterilmiştir.

Çizelge 5.1 Anahtarlama durumlarına göre, faz faz ve faz nötr gerilimleri

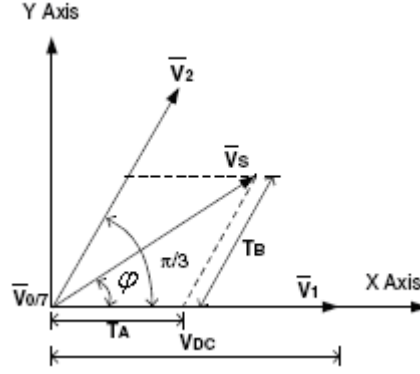
Gerilim Vektörleri	Anahtarlama Vektörleri			Faz nötr Gerilimi			Faz Faz Gerilimi		
	a	b	c	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	V_{ab}	V_{bc}	V_{ca}
V_0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
V_1	1	0	0	$2/3$	$-1/3$	$-1/3$	1	0	-1
V_2	1	1	0	$1/3$	$1/3$	$-2/3$	0	1	-1
V_3	0	1	0	$-1/3$	$2/3$	$-1/3$	-1	1	0
V_4	0	1	1	$-2/3$	$1/3$	$1/3$	-1	0	1
V_5	0	0	1	$-1/3$	$-1/3$	$2/3$	0	-1	1
V_6	1	0	1	$1/3$	$-2/3$	$1/3$	1	-1	0
V_7	1	1	1	0	0	0	0	0	0

Her bir inverter faz kolunun durumu ayrı ayrı olarak şekil 5.4'te gösterilmiştir. Bunun yanında her bir anahtarlama durumu sektör sınırlarını göstermektedir.



Şekil 5.4 İnverter anahtarlama durumları (Vas, 1998)

SVPWM tekniği aslında matematiksel ağırlığı olan bir yöntemdir. Her bir sektör için gerekli pwm süreleri belirlenmelidir. Bunun içinde her bir gerilim vektörünü ilgili sektörde incelemek yeterlidir. Şekil 5.5'te sektör1 için uzay gerilim vektörünün yeri gösterilmiştir.



Şekil 5.5 Sektör1’ de gerilim uzay vektörü (Microchip, 2005)

Sektör 1 için referans gerilim vektörü,

$$\bar{V}_s = \bar{V}_A + \bar{V}_B = \frac{T_A}{T_s} \bar{V}_1 + \frac{T_B}{T_s} \bar{V}_2 + \frac{T_0}{T_s} \bar{V}_{0,7} \quad (5.11)$$

dir. $\bar{V}_A$ ve $\bar{V}_B$ vektörleri referans gerilim vektörünün bileşenleridir. T_s anahtarlama süresi olmak üzere SVPWM için gerekli iletim süreleri aşağıda gösterilmiştir.

$$T_A = \frac{\bar{V}_A}{\bar{V}_1} T_s \quad (5.12)$$

$$T_B = \frac{\bar{V}_B}{\bar{V}_2} T_s \quad (5.13)$$

$$T_0 = T_s - T_A - T_B \quad (5.14)$$

Şekil 5.5’te referans vektörü ile ilgili olarak aşağıdaki ifadeler yazılabilir.

$$V_s \sin\left(\frac{\pi}{3} - \varphi\right) = V_A \sin \frac{\pi}{3} \quad (5.15)$$

$$V_s \sin \varphi = V_B \sin \frac{\pi}{3} \quad (5.16)$$

Buradan denklemler düzenlenirse referans vektörün bileşenleri

$$V_A = \frac{2}{\sqrt{3}} V_s \sin\left(\frac{\pi}{3} - \varphi\right) \quad (5.17)$$

$$V_B = \frac{2}{\sqrt{3}} V_s \sin \varphi \quad (5.18)$$

şeklinde elde edilir. Eşitlik (5.17) ve (5.18) eşitlik (5.12) ve (5.13)’ te yerlerine konursa, SVPWM iletim süreleri $M = |\bar{V}_s| / V_{DC}$ modülasyon indeksi ve φ açısına bağlı olarak,

$$T_A = \frac{2}{\sqrt{3}} T_s M \sin\left(\frac{\pi}{3} - \varphi\right) \quad (5.19)$$

$$T_B = \frac{2}{\sqrt{3}} T_s M \sin \varphi \quad (5.20)$$

$$T_s = T_A + T_B + T_0 \quad (5.21)$$

elde edilir. Modülasyon indeksi $\varphi = 60^\circ$ olduğunda maksimum olur. Denklemleri pu olarak ifade etmek için gerilim vektörlerini 1 birim kabul ederek maksimum modülasyon indeksi,

$$M_{\max} = \frac{\text{daire.uzunlugu}}{V_{DC}} = \frac{\sqrt{3}/2 V_{DC}}{V_{DC}} = \frac{\sqrt{3}}{2} \quad (5.22)$$

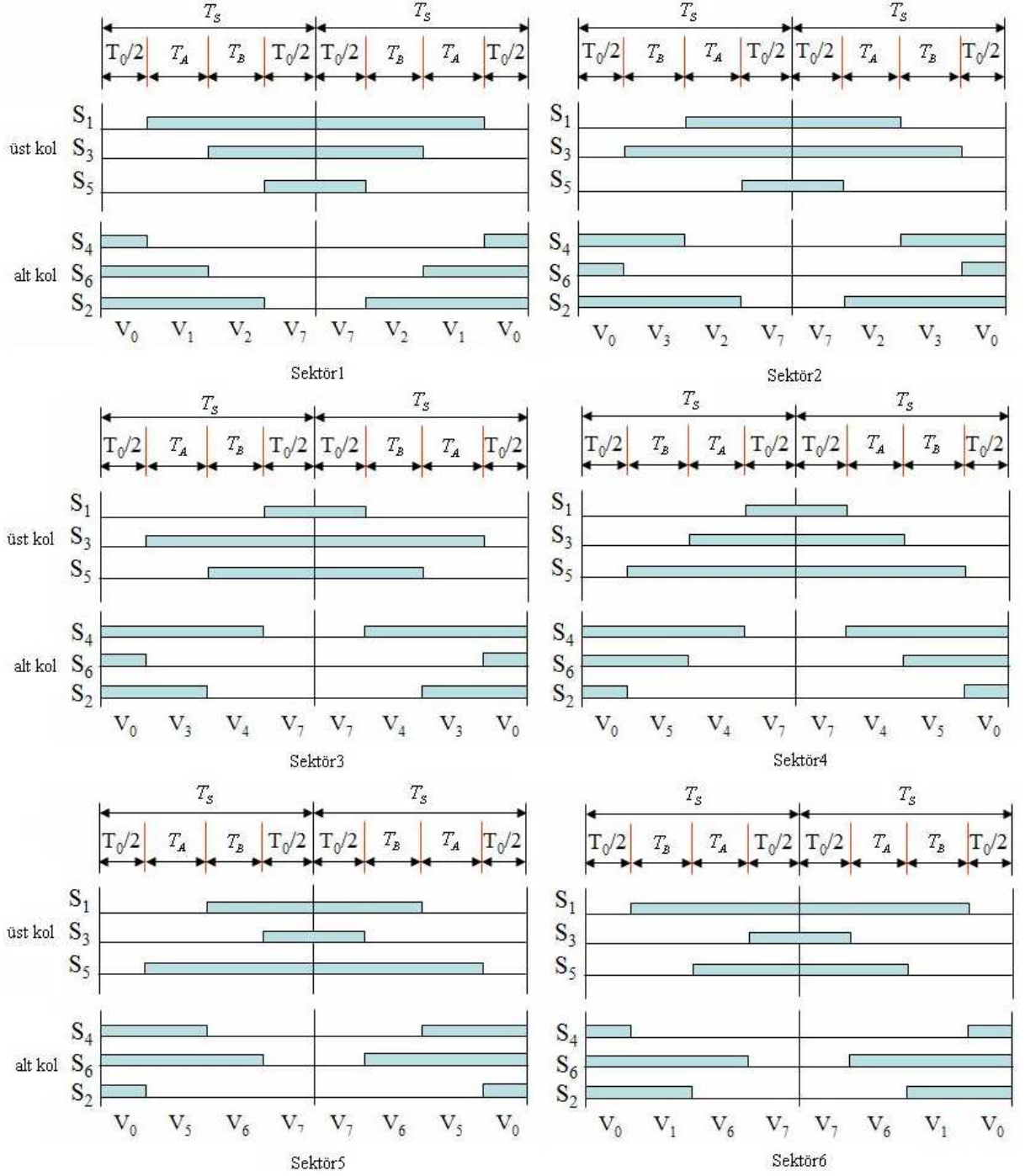
olur. Maksimum modülasyon indeksi eşitlik (5.19) ve (5.20)' de yerine konursa pu olarak SVPWM iletim süreleri aşağıdaki gibi olur.

$$T_A = T_s \sin\left(\frac{\pi}{3} - \varphi\right) \quad (5.23)$$

$$T_B = T_s \sin(\varphi) \quad (5.24)$$

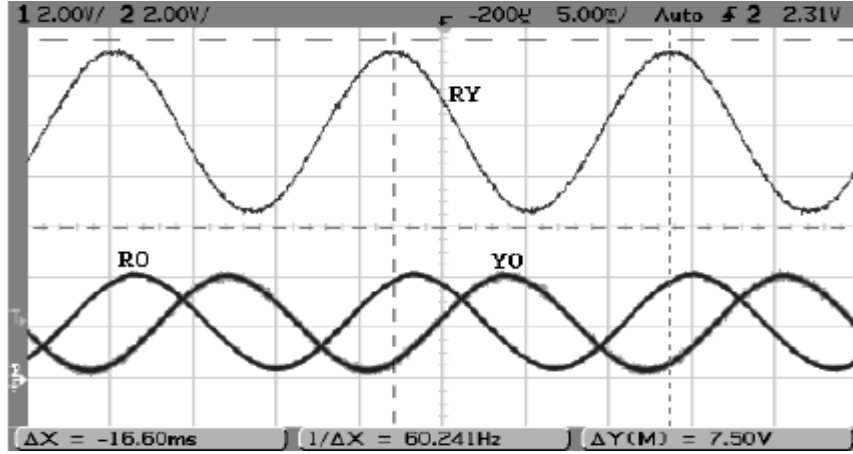
$$T_s = T_A + T_B + T_0 \quad (5.25)$$

Yukarıdaki denklemler sadece sektör1 düşünülerek oluşturulmuştur. Bu denklemleri diğer sektörler içinde uygulayarak gerekli anahtarlama süreleri elde edilebilir. Şekil 5.6' da tüm sektör durumları için SVPWM süreleri gösterilmektedir. Bu şekilden faydalanarak rahatlıkla diğer sektörlerin SVPWM süreleri bulunabilir.

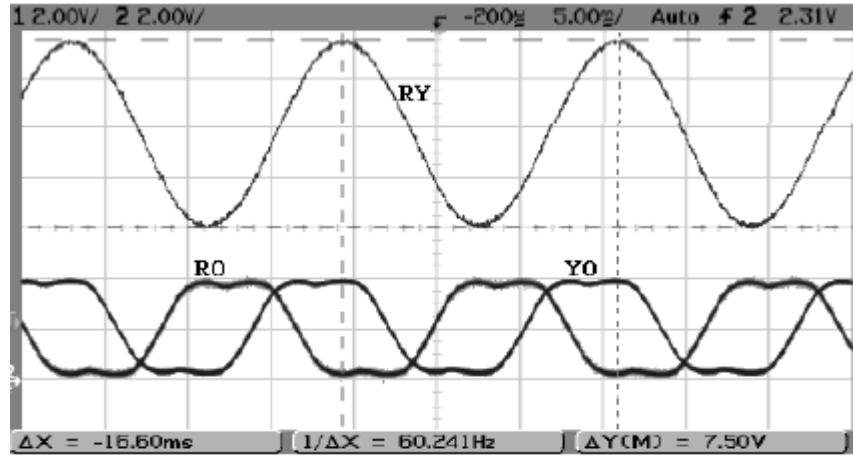


Şekil 5.6 Sektörlerin SPWM anahtarlama süreleri (Keyhani, 2006)

Şekil 5.7 ve Şekil 5.8’ de SPWM ve SVPWM tekniğinin dalga şekillerini gösterilmiştir. RY faz –faz gerilimini, R0, Y0 faz – sanal toprak gerilimi göstermektedir. SPWM tekniğinde dc baradan daha etkin yararlanıldığı için motorun çektiği akım azalır.



Şekil 5.7 SPWM dalga şekilleri (Microchip, 2005)



Şekil 5.8 SVPWM dalga şekilleri (Microchip, 2005)

SVPWM tekniğinde, SPWM'e göre çıkış gerilimindeki harmonikler azdır. Ayrıca motordaki bakır kayıplarının az olmasını sağlar. Bakır kayıpları motorun kayıpları içinde fazla yer kaplar. Bunun yanında motor tasarımı yapılırken iletken kesitleri küçük seçilebilir.

Bilgisayarda Matlab programı kullanılarak mikroişlemci ile 115200 baud hızında haberleşme sağlanmıştır ve motora 4khz' lik PWM sinyalleri uygulanmıştır.

Çizelge 6.1 Asenkron motorun parametreleri

Motor Tipi	R_s (Ω)	L_{ls} (mH)	R_r (Ω)	L_{lr} (mH)	L_m (mH)	R_{fe} (Ω)	J (kgm ²)	M (nm)	Cos θ	Devir (rpm)
QS71M2A	28,24	38,96	18,9	22,12	1656,8	4660	0,00028	1,27	0,84	2800

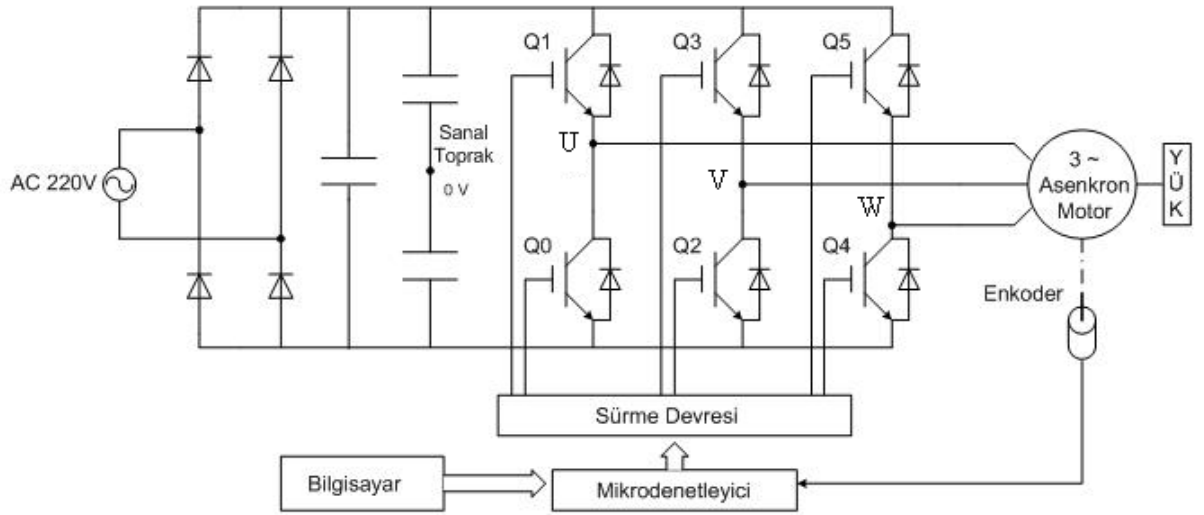
Gerçekleştirilen vektör kontrol yönteminde akı ve momenti oluşturan akımlar birbirinden bağımsız olarak kontrol edilmiştir. I_{sxref} (mıknatıslanma akımı) sabit tutularak I_{syref} değeri değiştirilerek motor kontrolüne gidilmiştir. Motora bir hız referansı verilip ve bu referans motorun gerçek hızı ile karşılaştırılıp, oluşan hata doyumuna giden PI denetimine tutularak momenti oluşturan I_{syref} akımı elde edilir. Daha sonra referans akım değerleri ile ayırıklaştırma devresi kullanılarak x-y eksen takımında referans gerilim değerleri elde edilir ve bu gerilimlere ters clark ve park dönüşümü uygulayarak inverter için gerekli anahtarlama süreleri elde edilmiş olunur.

Mıknatıslanma akımı sabit tutularak ($I_{sxref}=0.7pu$) motora farklı hız referans değerleri verilerek motor performansı ölçülmüştür. Motorun yükte ve boştaki çalışması, SVPWM ve SPWM teknikleri kullanılarak gösterilmiştir. SVPWM ve SPWM teknikleriyle motora uygulanan gerilimlerin değişimleri Şekil 6.4, Şekil 6.5, Şekil 6.6 ve Şekil 6.7 'te gösterilmiştir. Bunun yanında Çizelge 6.2'de SPWM ve SVPWM tekniklerinde motora uygulanan gerilimlerin değerleri gösterilmiştir. Çizege 6.2 'de görüldüğü gibi SPWM faz faz gerilimi SVPWM faz faz geriliminin 0.86 katıdır.

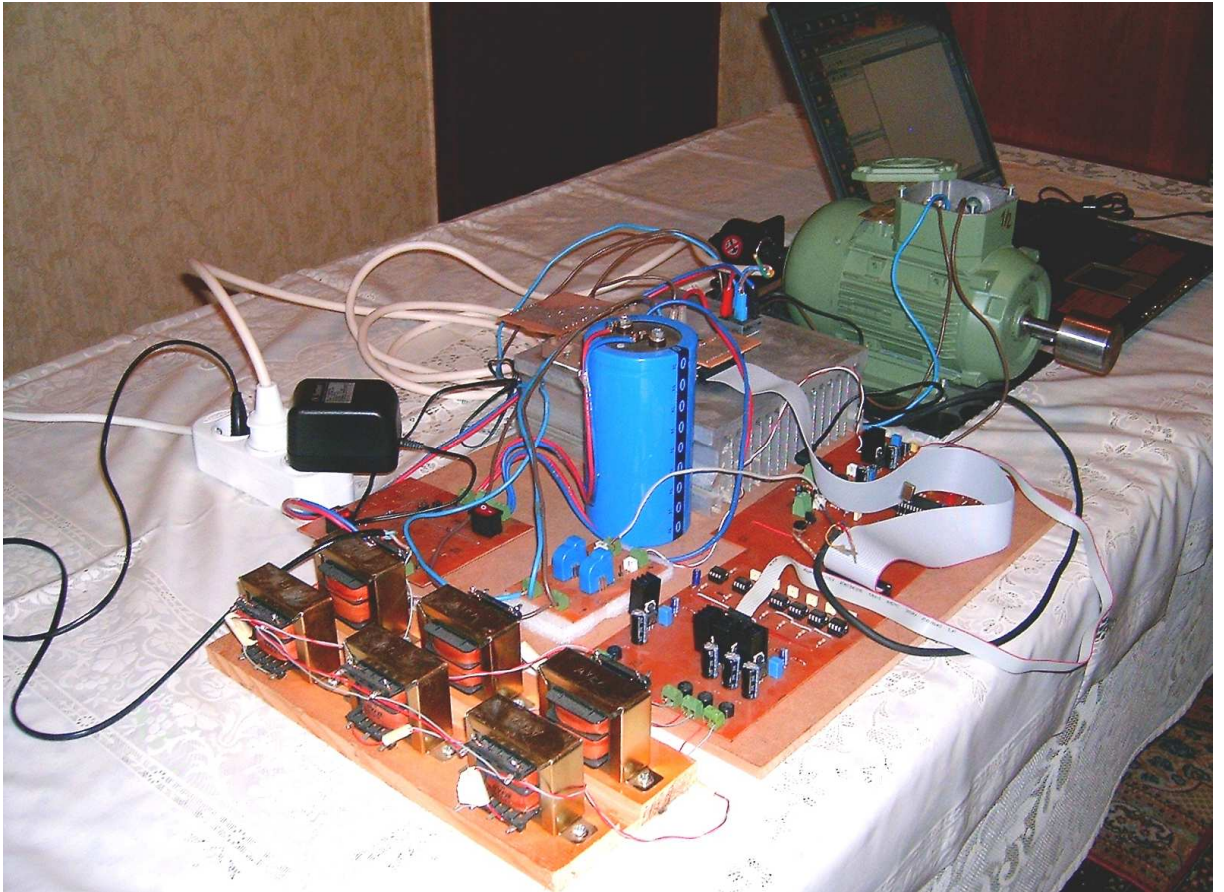
Çizelge 6.2 SPWM ve SVPWM tekniğinde motor faz faz ve faz nötr gerilim değerleri

Gerilim	SPWM	SVPWM
Vfaz faz tepeden tepeye	332	388
Vfaz faz max	168	192
Vfaz nötr tepeden tepeye	184	224
Vfaz nötr max	92	116

Şekil 6.2' de yapılan uygulamanın kontrol devresi bloklar olarak gösterilmiştir. Şekil 6.3' te gerçekleştirilen uygulamanın fotoğrafı gösterilmiştir.

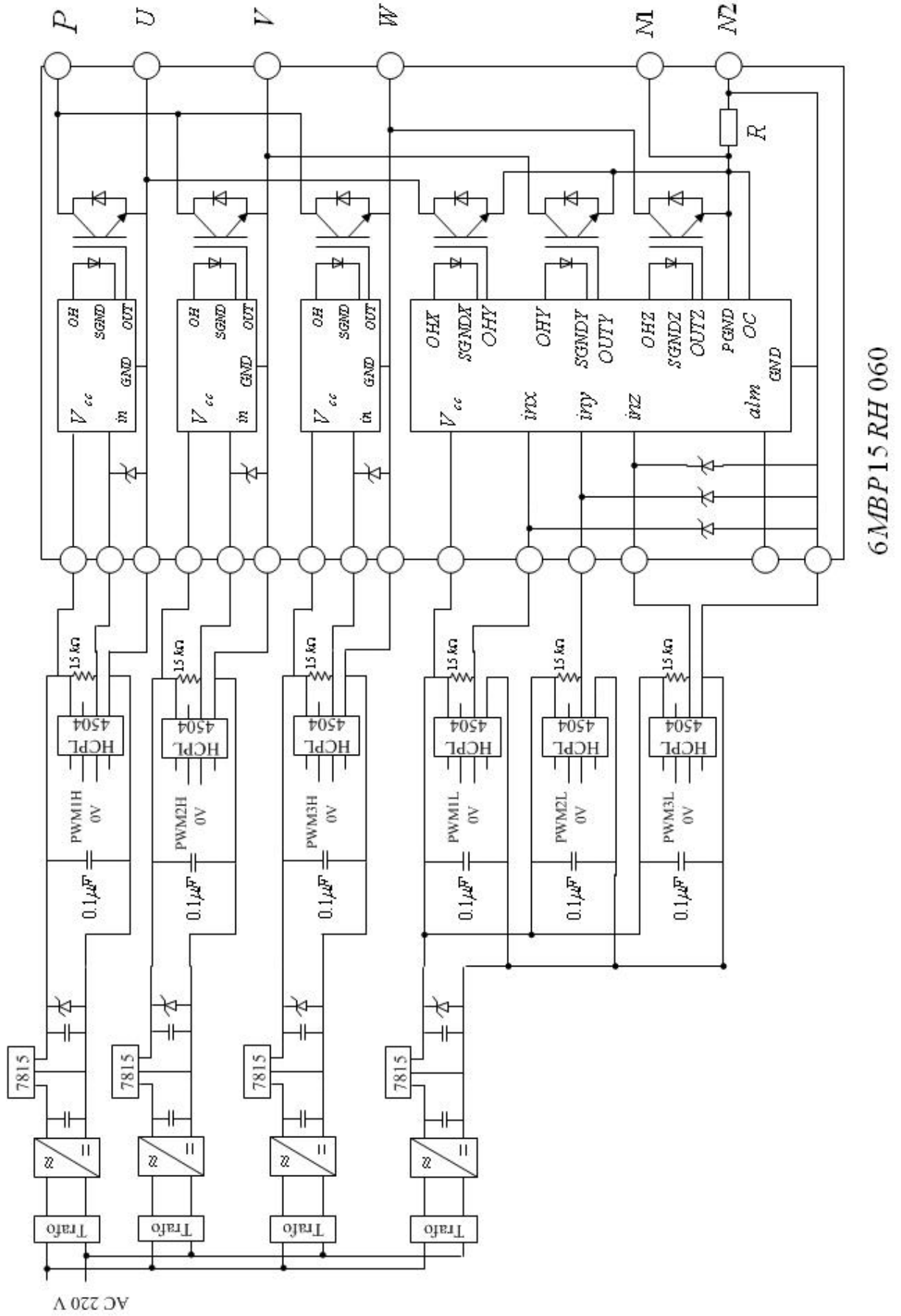


Şekil 6.2 Kontrol devresi blok diyagramı

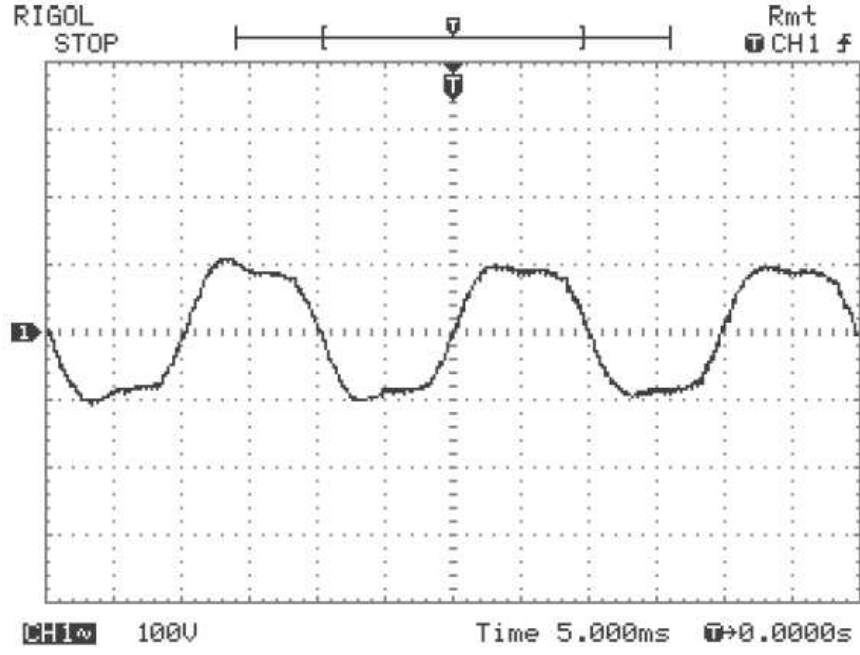


Şekil 6.3 Gerçekleştirilen vektör kontrol devresi

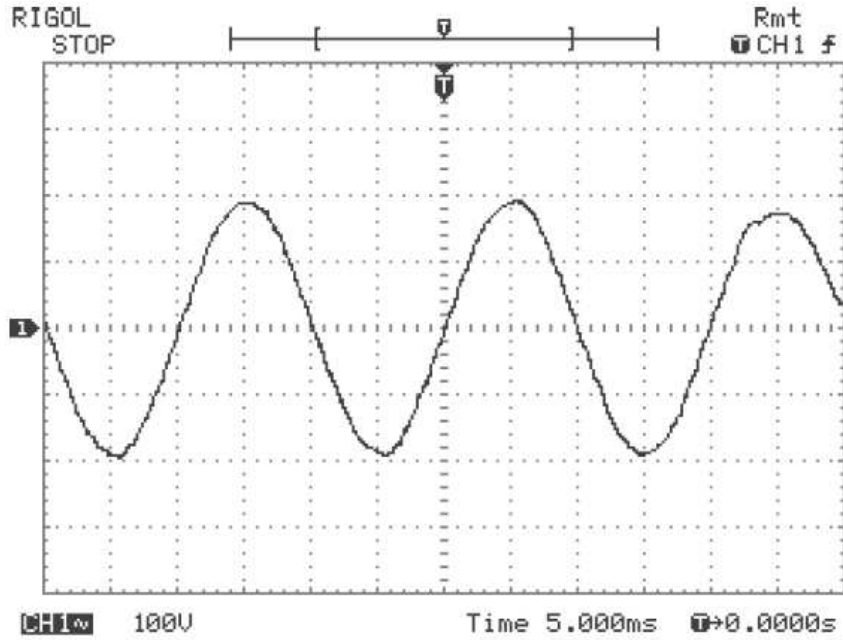
Uygulama devresinin sürme katı kullanılan IPM modül yüzünden karmaşıktır. Bu karmaşayı gidermek için sürme devresi Şekil 6.4' te detaylandırılmıştır.



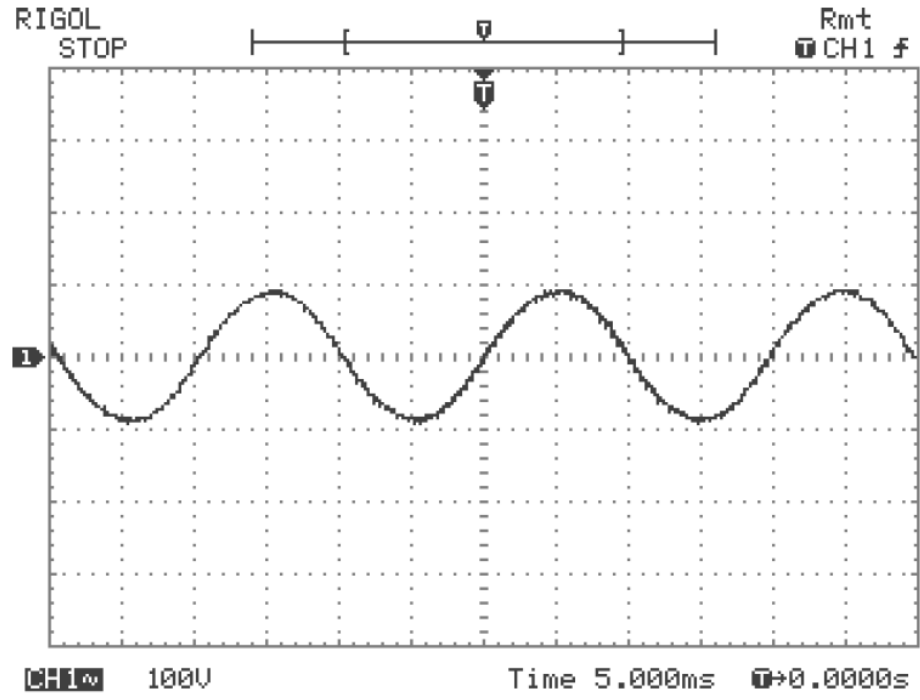
Şekil 6.4 Uygulama devresi sürme katı



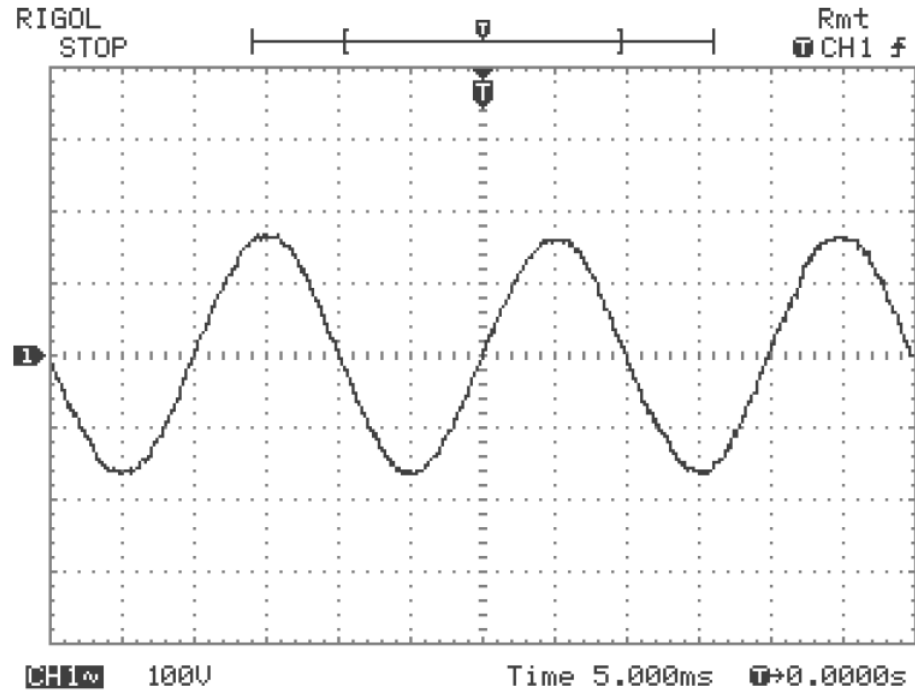
Şekil 6.5 SVPWM tekniğinde motor faz nötr gerilimi



Şekil 6.6 SVPWM tekniğinde faz faz gerilimi

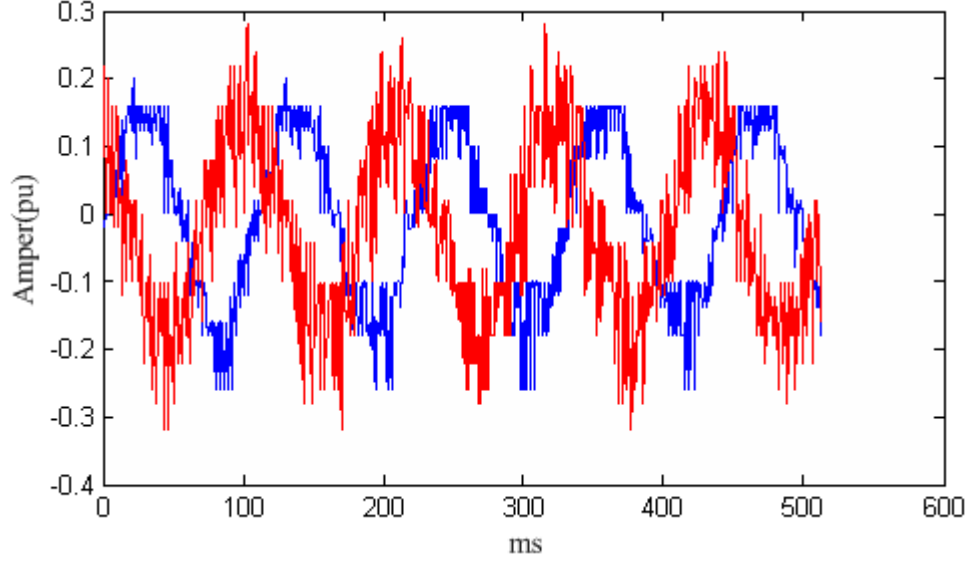


Şekil 6.7 SPWM tekniğinde motor faz nötr gerilimi



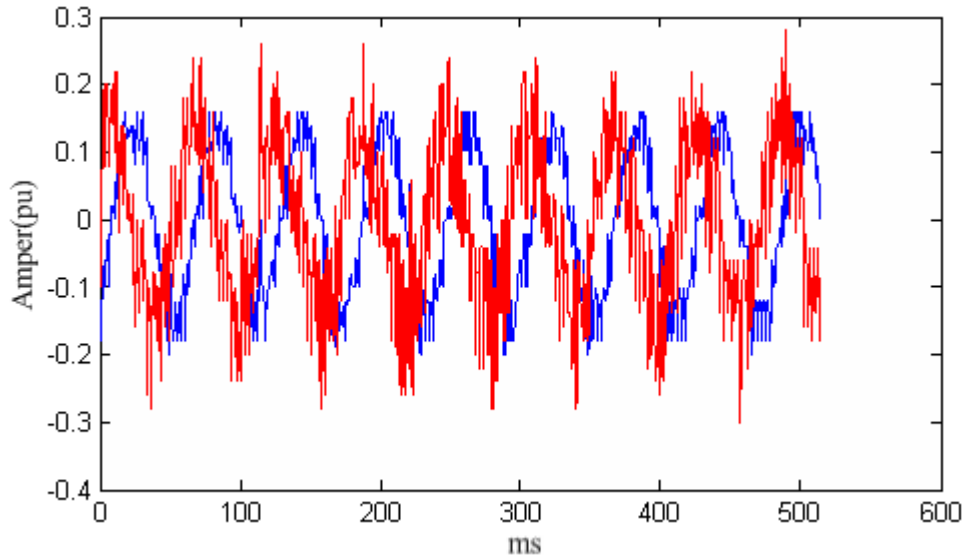
Şekil 6.8 SPWM tekniğinde motor faz faz gerilimi

Sargıları düzgün sarılmış bir asenkron motorda faz akımları arasında 120° er derece faz farkı vardır. Şekil 6.9’ te uygulama devresinde motorun şebekeden çektiği iki fazın akımları gösterilmektedir. Bu akımlar arasında 120° er derece faz farkı vardır.



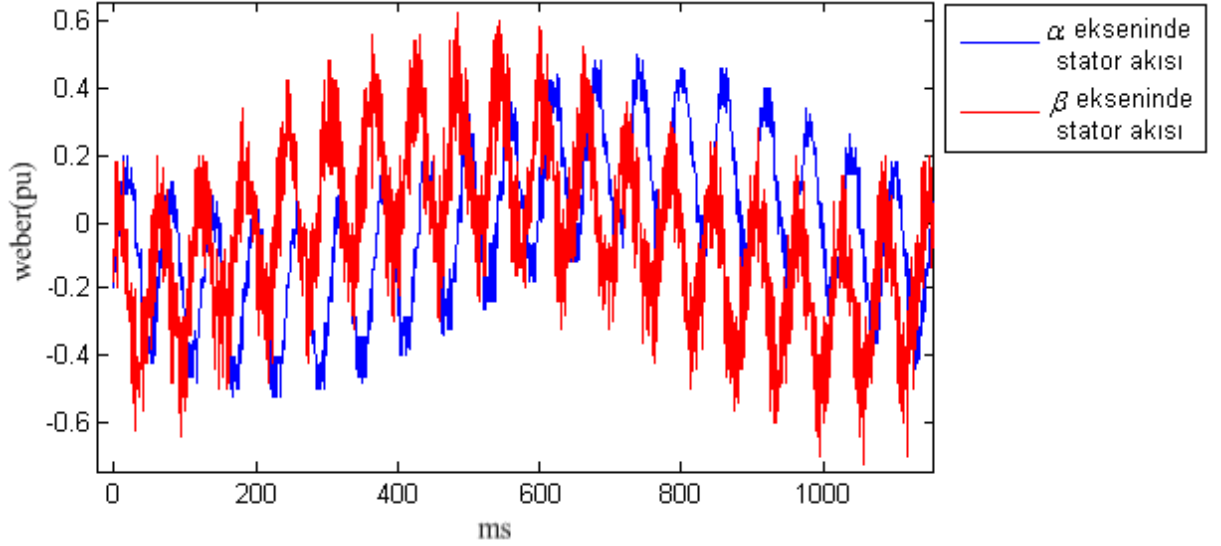
Şekil 6.9 Asenkron motorun şebeken çektiği iki faz akımları(I_{sa}, I_{sb})

Vektör kontrolünde, stator akımlarını bileşenlere ayırmak için clark ve park dönüşümleri kullanılır. Hem cark hem de park dönüşümünde akımlar arasında 90 derece faz farkı bulunmaktadır. Şekil 6.10’ da stator sabit ekseninde stator akımları gösterilmiştir.

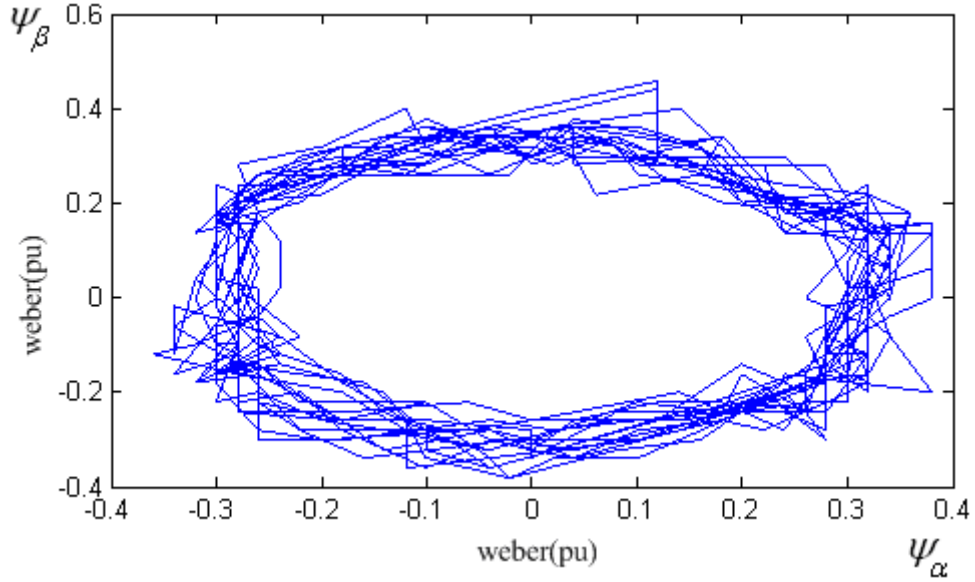


Şekil 6.10 Asenkron motorun sabit eksen takımındaki akımları($I_{s\alpha}, I_{s\beta}$)

Asenkron motorda, clark ve park dönüşümleri kullanılarak sator akımları bileşenlere ayrılmıştır ve buradan giderek diğer motor bileşenleri de sabit ve hareketli eksen takımlarında ifade edilir. Şekil 6.11’ de sabit eksen takımında sator akı bileşenleri görülmektedir. Şekil 6.12’ da sabit eksen takımındaki sator akılarının birbirine göre değişimi görülmektedir. Asenkron motorun hızın sabit olduğu çalışma anında akıların birbirine oranı bir daireye benzerdir.

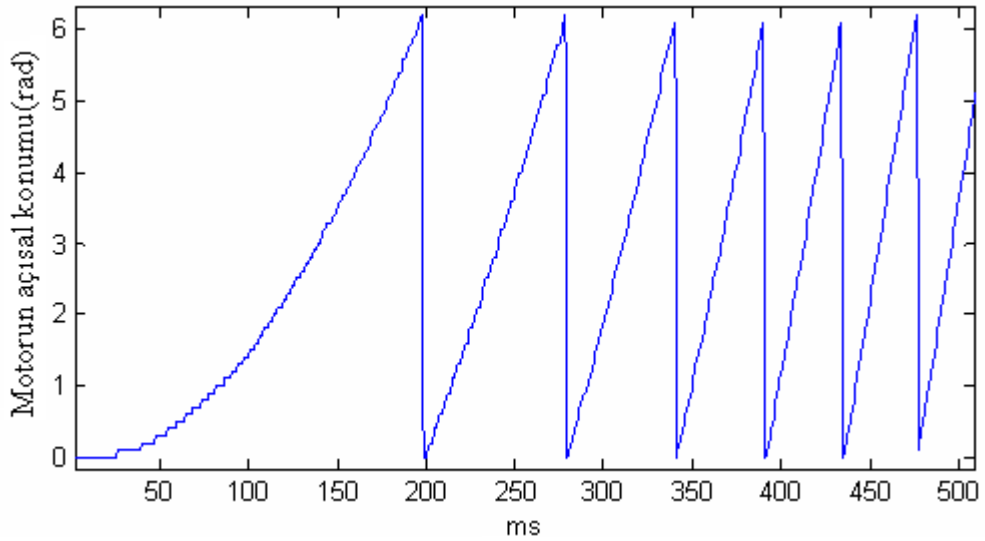


Şekil 6.11 Asenkron motorun sabit eksen takımındaki akıları

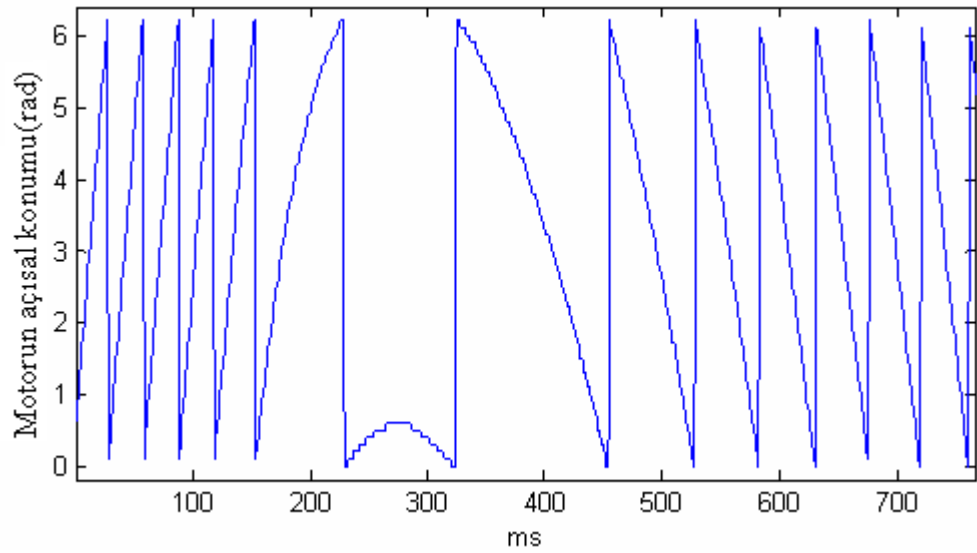


Şekil 6.12 Asenkron motorun sabit eksen takımındaki akılarının birbirine göre değişimi

Şekil 6.13 ve Şekil 6.14’ de motorun kalkış anında ve rotor hızın değişimi sırasındaki motorun açısal konumunu gösterir.

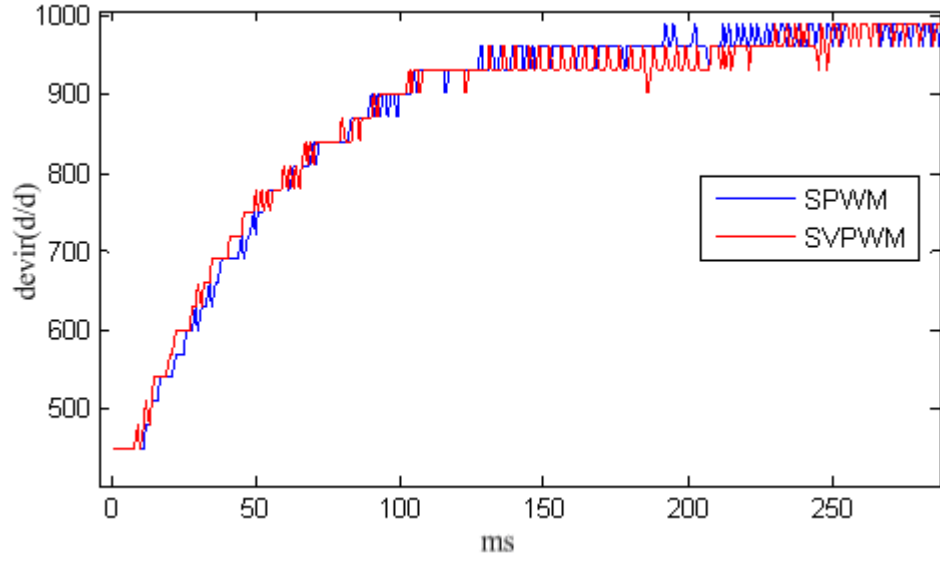


Şekil 6.13 AC motora 1500d/d'lık basamak hız referansı uygulandığında rotorun açısai konumunun değışimi

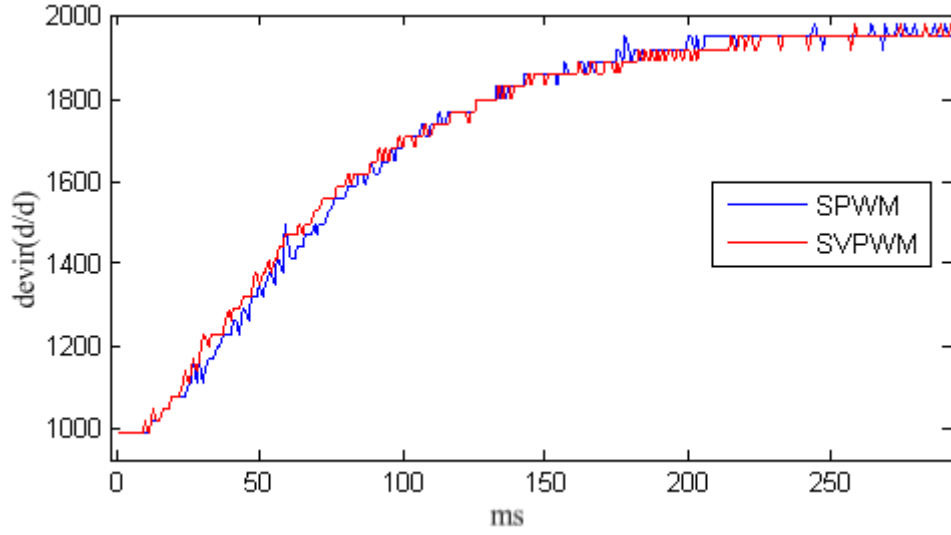


Şekil 6.14 AC motor hızının 2000d/d' dan -2000d/d' ya değışirken rotorun açısai konumunun değışimi

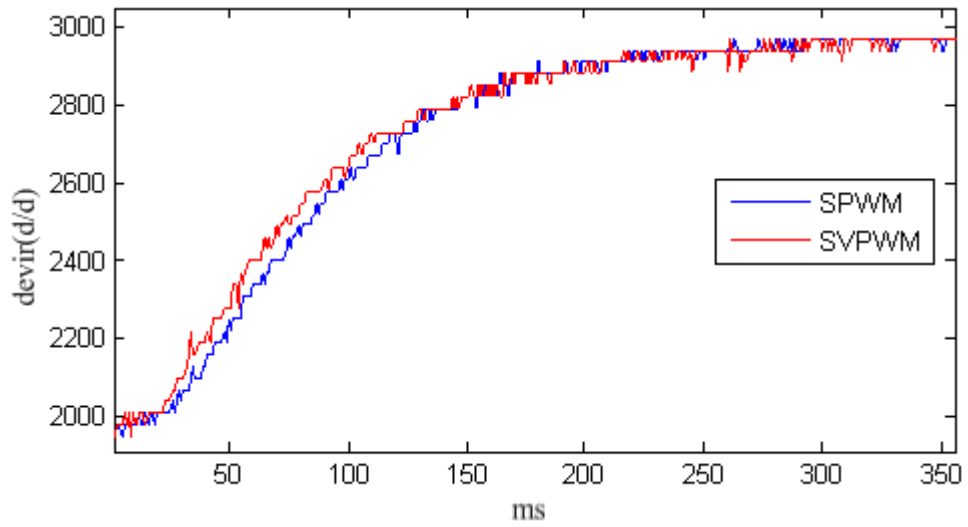
Asenkron motor yüksüz iken SPWM ve SVPWM tekniklerine verdiği cevaplar Şekil 6.15, Şekil 6.16, Şekil 6.17 ve Şekil 6.18' de gösterilmiştir. Uygulama devresinde, bilgisayarla haberleşme yapıldığından bütün hız değerlerini referans olarak kullanamamaktayız. Bu yüzden istenen referans hızına yakın hız grafikleri gösterilmiştir.



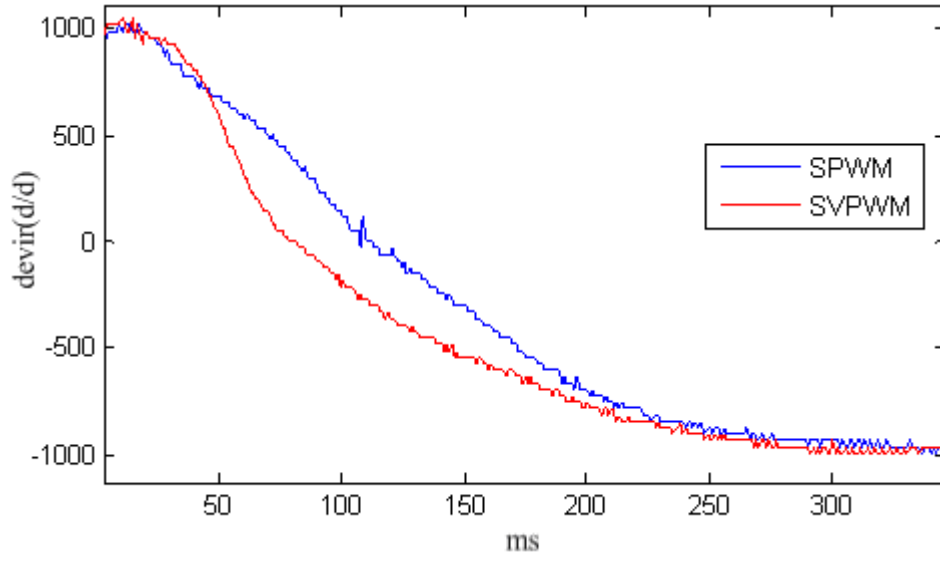
Şekil 6.15 Asenkron motor hızının 500d/d' dan 1000d/d'ya değişimi



Şekil 6.16 Asenkron motor hızının 1000d/d' dan 2000d/d'ya değişimi

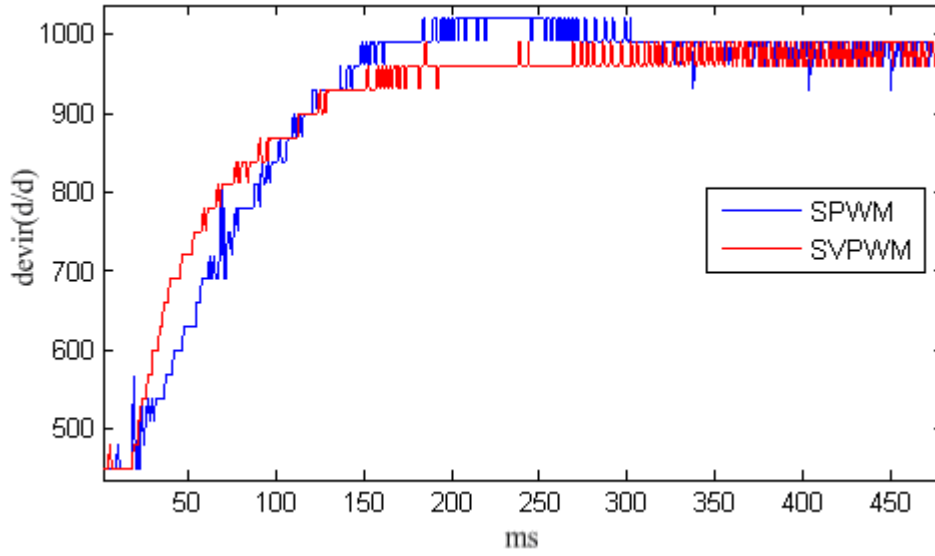


Şekil 6.17 Asenkron motor hızının 2000d/d' dan 3000d/d'ya değişimi

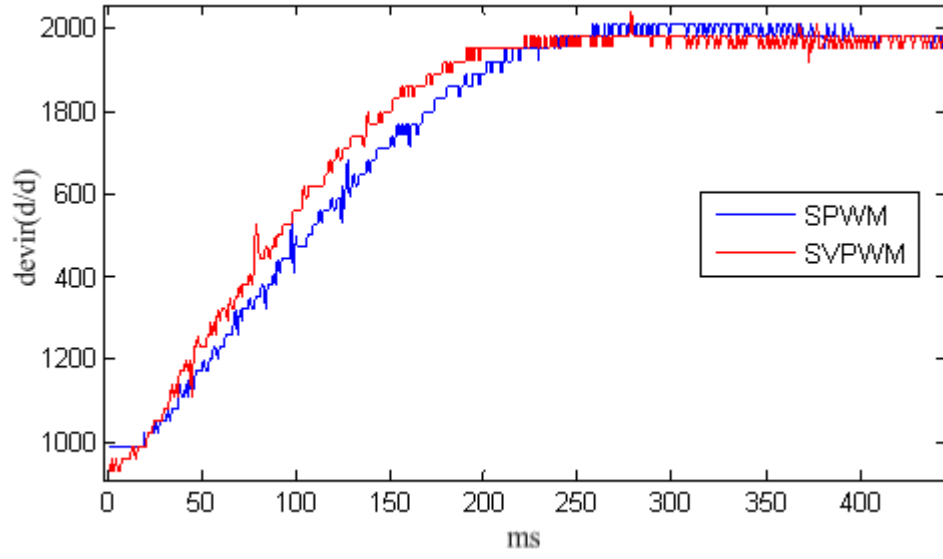


Şekil 6.18 Asenkron motor hızının 1000d/d' dan -1000d/d'ya değişimi

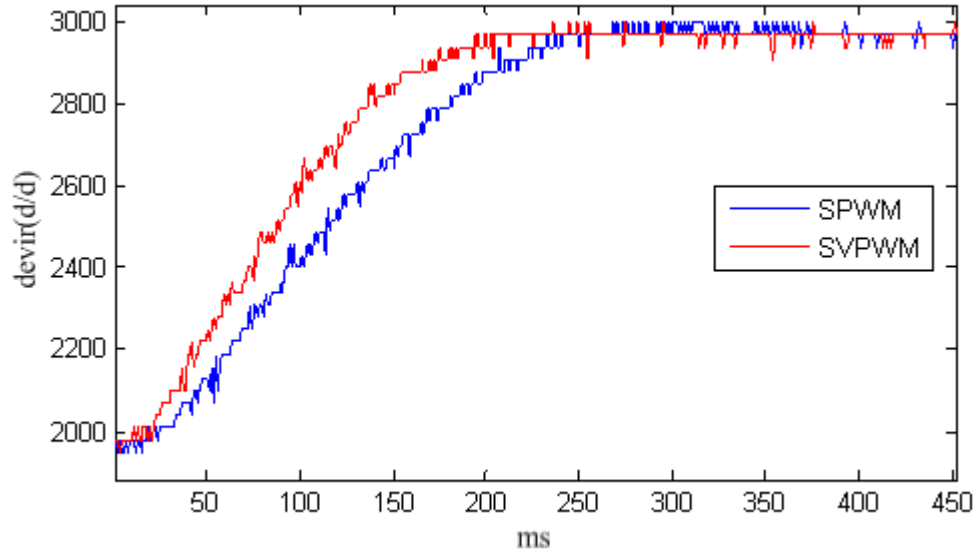
Asenkron motora 500gr ağırlık bağlandığında motorun verdiği cevaplar Şekil 6.19, Şekil 6.20, Şekil 6.21 ve Şekil 6.22' de gösterilmiştir.



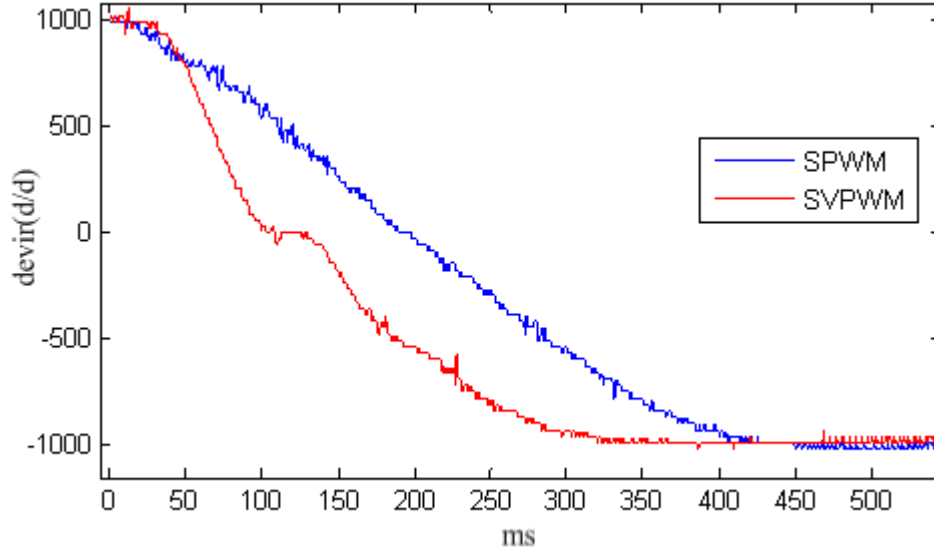
Şekil 6.19 Asenkron motor hızının 500d/d' dan 1000d/d'ya değişimi



Şekil 6.20 Asenkron motor hızının 1000d/d' dan 2000d/d'ya değişimi



Şekil 6.21 Asenkron motor hızının 2000d/d' dan 3000d/d'ya değişimi



Şekil 6.22 Asenkron motor hızının 1000d/d' dan -1000d/d'ya değişimi

Gerçekleştirilen motor kontrolünün çeşitli devirlerdeki SVPWM ve SPWM tekniklerindeki I_{syref} , oturma zamanlarının sonuçları çizelge 6.3' te gösterilmiştir.

Çizelge 6.3 SPWM ve SVPWM tekniklerinde motorun oturma zamanları ve I_{syref} akımları

Devir d/d	SVPWM boşta I_{syref} akımı(A)	SVPWM yükte I_{syref} akımı(A)
1000	0.21	0.22
2000	0.24	0.31
3000	0.33	0.39
	SPWM boşta I_{syref} akımı(A)	SPWM yükte I_{syref} akımı(A)
1000	0.26	0.29
2000	0.32	0.34
3000	0.4	0.68
	SVPWM boşta oturma zamanı(sn)	SVPWM yükte oturma zamanı(sn)
1000-2000	0.2	0.22
2000-3000	0.27	0.2
1000- -1000	0.27	0.32
	SPWM boşta oturma zamanı(sn)	SPWM yükte oturma zamanı(sn)
1000-2000	0.2	0.36
2000-3000	0.27	0.36
1000- -1000	0.32	0.44

7. SONUÇLAR ve ÖNERİLER

Bu tez çalışmasında, ac motor kontrol yöntemleri anlatılmış ve ilgili topolojileri gösterilmiştir. Skaler kontrol yöntemi oldukça basit olması, uygulama kolaylığı olan ve gerçekleştirilmesi ucuz bir yöntemdir. Fakat, vektör kontrol yöntemleri matematiksel ağırlığı yüzünden gerçekleştirilmesi kolay değildir. Skaler kontrolde, ac motora enerji gerilim ve frekansın oranı şeklinde verilirken, vektör kontrolünde enerjinin ac motora nasıl verildiği ile ilgilenir. Son yıllarda gelişen işlemci ve güç elektroniğindeki gelişmeler ile vektör kontrolü uygulamaları kolaylaşmıştır.

Gerçekleştirilen vektör kontrol yönteminde, akım sensörleri kullanılmayarak bunun ile ilgili karşılaştırma ve PI kontrolörleri iptal edilmiştir. Bu sayede maliyet azaltılmış ve basit bir kontrol gerçekleştirilmiştir. Bu kontrol yönteminde, ac motorun dinamik performansı oldukça iyidir, kararlı hal hatası düşüktür ve tüm hız aralıklarında kontrol gerçekleştirilebilmektedir.

Gerçekleştirilen dolaylı rotor alan yönlendirmeli kontrol yönteminde motora yüklü ve yüksüz halde iken referans akım değerleri verilerek motorun performansı ve momentini oluşturan stator akımının değeri gösterilmiştir.

SVPWM yönteminde gerilimin genliği yüksek olduğundan, I_{syref} akımı SPWM yönteminde fazla olmaktadır. Bunun yanında SVPWM ile SPWM arasında motor yüksüz iken fazla bir değişim olmamaktadır ancak ufak bir farkla SVPWM'in yükselme eğrisi SPWM'e göre biraz iyidir. AC motor yüklü çalışmada SVPWM tekniği kendi etkisini daha iyi göstermektedir ve yükselme ve oturma zamanları SPWM yöntemine göre oldukça iyi olmaktadır. Bunun ile beraber, motor yüklü çalışmada iken ters referans hızı verildiğinde SVPWM yönteminde ayrıklaştırma devresinin etkisi rahatça görülebilmektedir. Kullanılan ayrıklaştırma devresinde stator geriliminin x eksenindeki bileşeni, u_{sx} 'in, polaritesi ve genliği, referans akım ve hız değerlerinin değişimine karşı çok hassas olduğundan düşük hızlarda y eksenindeki stator gerilim bileşenine, u_{sy} , olumsuz etki göstererek motor hızını kısa süreliğine sıfırda devam etmesine sebep olur. Ayrıca motor yüklü iken SPWM yönteminde bir üst aşım olmaktadır. Ayrıklaştırma devresinin x eksenindeki bileşeni, y eksenindeki bileşeninden oldukça küçük olup yaklaşık %7.5' u geçmemektedir. Bu durumda x ekseni bileşeni sıfır alınıp kontrol gerçekleştirilebilir.

AC motor kontrolünde daha iyi bir performans elde etmek için daha hızlı işlemciler kullanılması gerekmektedir. Çünkü yapılan işlemler(trigonometrik, matematiksel işlemler vb.) ağır olduğundan işlemciler tüm işlemleri kısa sürede yapamadığından motor performansı yeteri kadar iyi olmaz. Bunun nedeni hesaplanan ya da ölçülen değerlerin her işlem çevriminde tekrar değerlendirilmesidir. Bu değerlendirme ne kadar uzun olursa akının konumu ve değeri düzgün olmaz ve kontrol istenilen şekilde gerçekleştirilemez. Bunun dışında, vektör kontrolünü gerçekleştirmek için kullanılacak denklem sayısı ve bu denklemlerdeki giriş, çıkış miktarları az ise kontrol o derece kolay gerçekleştirilir. Ac motorun matematiksel denklemlerinin, sistem giriş ve çıkışların azlığı işlemcileri fazla yormayacağından, kullanılacak işlemciler daha düşük performansta seçilebilir. Ayrıca geri besleme döngüleri kullanılmadığında, sistem cevabı süresi azalır. Önerilen, yüksek çekirdek frekansına sahip 16 veya 32 bit fixed-point ya da Teksas firmasının 32 bit floating-point DSP(sayısal işaret işleyici)'li işlemcileri kullanılmasıdır.

KAYNAKLAR

- A. Mahir, R. ve M.Ahmed, Z. ve J.H., Amjad., (2008), "Indirect Field Orientation Control of Induction Machine with Detuning Effect", Eng.&Tech.Cilt26 (sayı 1).
- Bal, G., Özgenel, M. C., Demirbaş, Ş., (2007), "Vektör Denetimli Kalıcı Mıknatıslı Senkron Motorun Uzay Vektör Darbe Genişliği Modülasyonu ile Performans Analizi", Politeknik Dergisi, Cilt10 (sayı 1) : 7-13.
- Barut, M., Boğosyan, O. S., Gökaşan, M., (2006), "SKASM'nin Hız Algılayıcısız Doğrudan Vektör Kontrolü", Itüdergisi, Cilt5 (sayı 3) : 59-72.
- Boldea, I. ve Nasar, S.A., (1999), Electric Drives, CRC press, Florida.
- Bose, B., (2002), Modern Power Electronics and Motor Drives, Prentice Hall, USA.
- Bowling, S., (2005), "An Introduction to AC Induction Motor Control Using the dsPIC30F MCU", Microchip Technology Inc., AN984, USA.
- Brejl, M. ve Princ, M., (2006), "Using the ACIM Vector Control eTPU Function", Freescale Semiconductor, AN2973, USA.
- Burroughs, J., (2004), "Controlling 3-Phase AC Induction Motors Using the PIC18F4431", Microchip Technology Inc., AN900, USA.
- Çelik, H. ve Kürüm, H., (2005), Düzenli Örneklemeli Sinüzoidal PWM'in Asenkron Motorun Hız Kontrolündeki Etkileri, Fırat Üniversitesi Yayınları, Elazığ.
- Fuji Electric., (2004), "Fuji IGBT Modules Application Manual", Application Manual
- Fuji Electric., (2004), "Fuji IGBT-IPM Modules Application Manual", Application Manual
- Gimenez, R. B., (1995), "High Performance Sensorless Vector of Induction Motor", Doktora tezi, University of Nottingham.
- Jani, Y., (2005), "Sensorless Motor Control Method for Compressor Applications", International Appliance Technical Conference, 29 Mart 2005, USA.
- Kumar, R., Gupta, R.A. ve Bhangale, S.V., (2008), "Microprocessor/Digital control and Artificial Intelligent Vector Control Techniques for Induction Motor Drive", IETECH Journal of Electrical Analysis, Cilt2 (Sayı 2) : 045-051.
- Leonhard, W., (2001), Control of Electrical Drives, Springer, New York.
- Lepka, J. ve Stekl, P., (2005), "3-Phase AC Induction Motor Vector Control Using a 56F80x, 56F8100 or 56F8300 Device", Freescale Semiconductor, AN1930, USA.
- Mohan, N., (2001), Advanced Electric Drives, Mnpere, Minneapolis.
- Mohan, N., (2003), Elektrik Drives, Mnpere, Minneapolis.
- Mohan, N., (2007), Power Electronics, Mnpere, Minneapolis.

Motorola., (2003), “3-Phase AC Induction Motor Vector Control Using 56F805”, Freescale Semiconductor, Designer Reference Manual, USA.

Nam, K. ve Sung, J., (1999), “A New Approach to Vector Control for a Linear Induction Considering End Effects”, IEEE.

Nec., (2002), “An Introduction to Vector Control of AC Motors Using the V850”, Application Note, Germany.

Novotny, D.W. ve Lipo, T.A., (1996), Vector Control and Dynamics of AC Drives, Oxford University Press, New York.

Pan, C. ve Guey, Z., (2004), “Accurate Rotor Flux Orientation Technique for Indirect Rotor Flux Oriented Control of Induction Motor Drives”, Journal of the Chinese Institute of Engineers, Cilt27 (sayı 7) :1033-1045.

Pana, T., (2001), “Sensorless Vector-Controlled Induction Motor Drive System with Rotor Resistance Estimation Using Parallel Processing with Floating Point DSP”, Electrical Machines' Parameters.

Parekh, P., (2003), “AC Induction Motor Fundamentals”, Microchip Technology Inc., AN887, USA.

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

Parekh, P., (2005), “VF Control of 3-Phase Induction Motor Using Space Vector Modulation”, Microchip Technology Inc., AN955, USA.

Sarıoğlu, M.K, Gökaşan, M.,Boğosyan, S., (2003), Asenkron Makinalar ve Kontrolü, Birsen Yayınevi, İstanbul.

Skvarenina, T.L., (2002), The Power Electronics Handbook, CRC press, USA.

Stekl, P., (2006), “Washing Machine Three-Phase AC Induction Motor Drive”, Freescale Semiconductor, AN3234, USA.

Stekl, P. ve Sustek, P. (2007), “Washing Machine Three-Phase AC-Induction Direct Vector Control”, Freescale Semiconductor, AN3476, USA.

Theys, J. ve Ross, D., (2004), “Using the dsPIC30F for Vector Control of an ACIM”, Microchip Technology Inc., AN908, USA.

Vas, P., (1998), Sensorless Vector and Direct Torque Control, Oxford University Press, New York.

Wang, Z.S. ve Ho, S.L., (2006), “Indirect Rotor Filed Oriented Vector Control for Induction Motor Drives in the Absence of Current Sensors”, Power Electronics and Motion Control Conference, 14 Agutos 2006, USA.

Williams, B.W., (2006), Principles and Elements of Power Electronics Devices, Drivers, Applications and Passive Components, University of Strathclyde Glasgow, Glasgow.

Win, T., Sabai, N. ve Maung, H. N., (2008), “Analysis of Variable Frequency Three Phase Induction Motor”, Engineering and Technology, 2008.

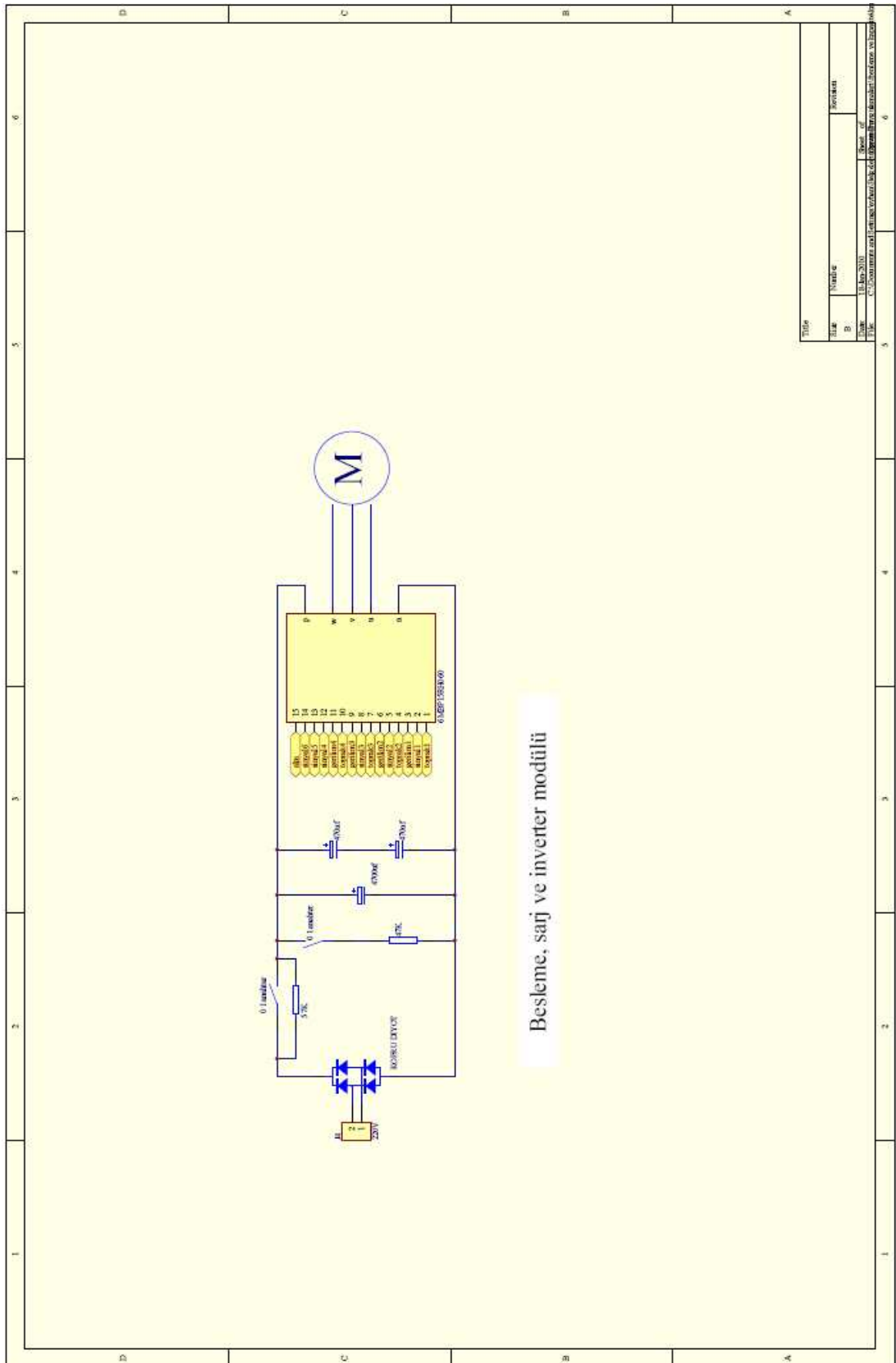
Yedamale, P., (2005), “Bidirectional VF Control of Single an 3-Phase Induction Motors Using the PIC 16F72”, Microchip Technology Inc., AN967, USA.

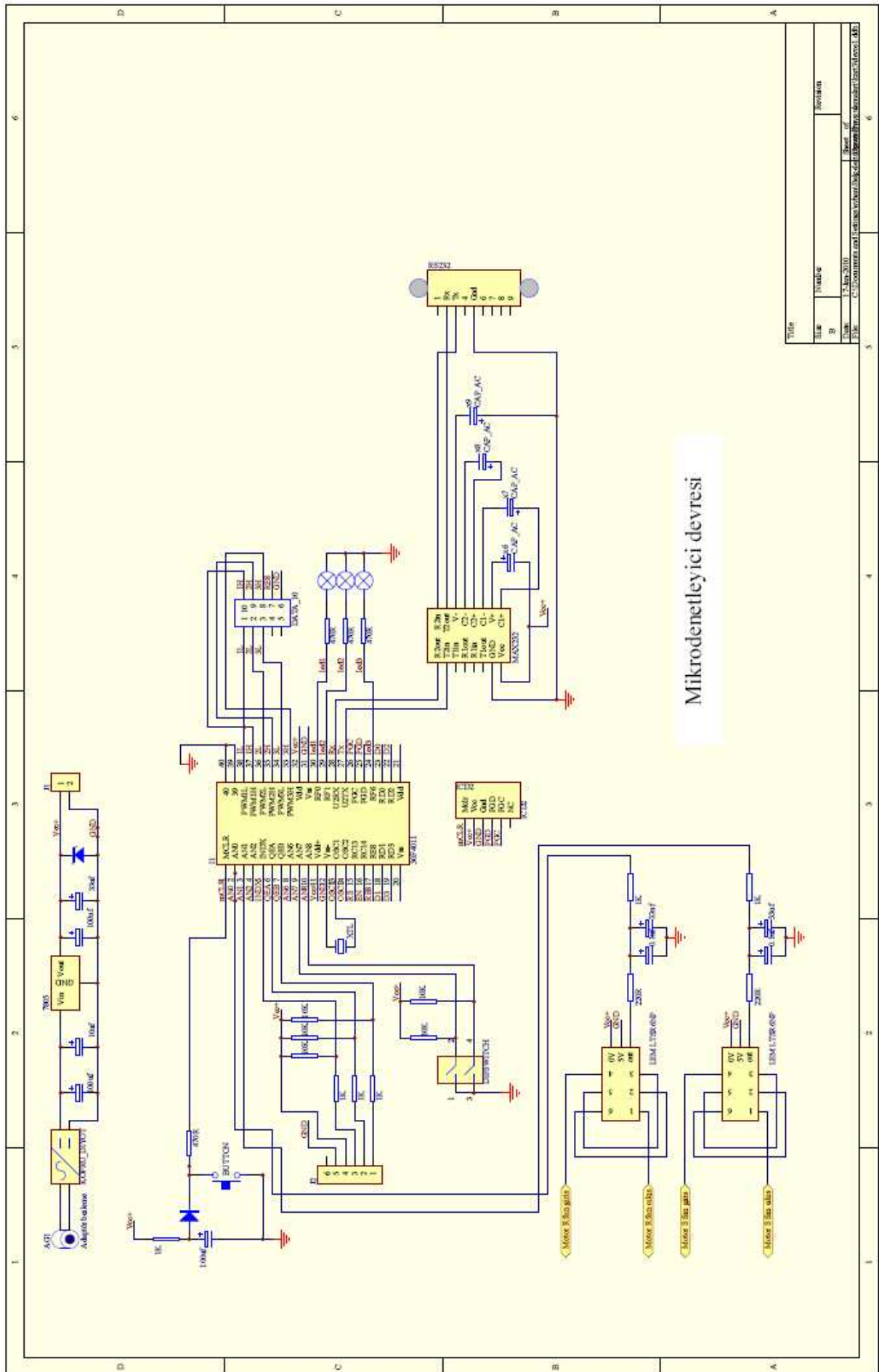
Yedamale, P., (2002), “Speed Control of 3-Phase Induction Motor Using PIC18 Microcontrollers”, Microchip Technology Inc., AN843, USA.

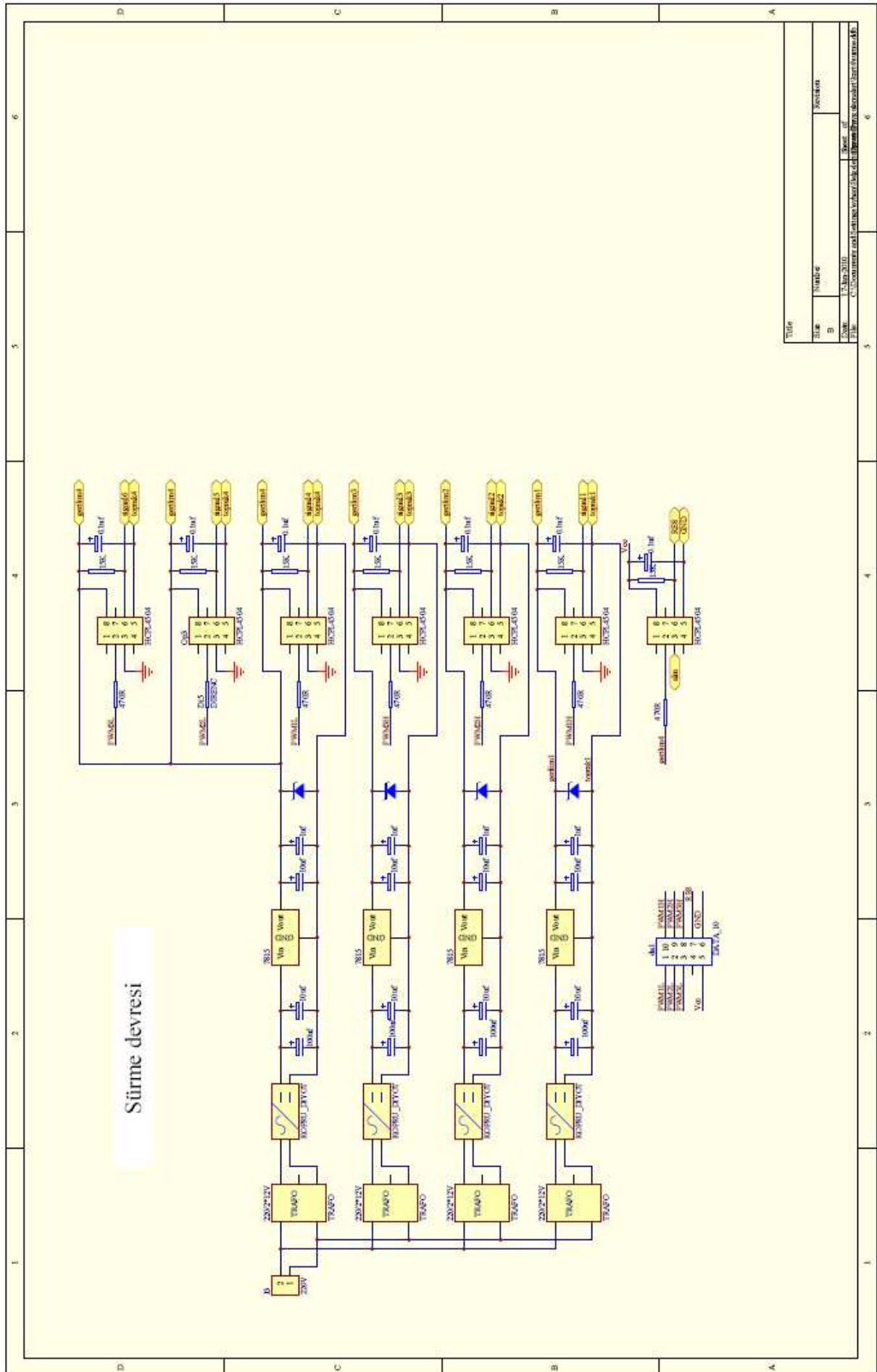
EKLER

- EK 1 Uygulama Devresi Şemaları
- EK 2 6MBP15RH060 Güç Modülü
- EK 3 4503 HP Optokuplör

EK 1 Uygulama Devresi Şemaları







EK 2 6MBP15RH060 Güç Modülü

6MBP15RH060

IGBT Modules

IGBT-IPM R series

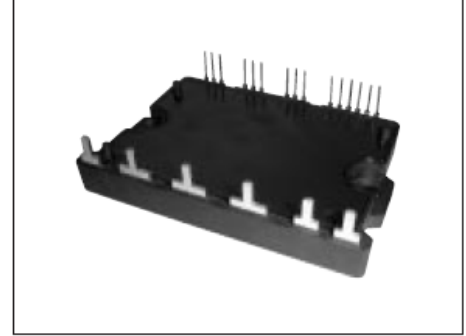
600V / 15A / 6 in one-package

■ 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 _{cop}	-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 (T_c=T_j=25°C, V_{cc}=15V)

Item	Symbol	Condition	Min.	Typ.	Max.	Unit
Power supply current of P-line pre-driver (one unit)	I _{CCP}	V _{in} =H	—	2.0	5.0	mA
Power supply current of N-line pre-driver	I _{CCN}	V _{in} =H	—	4.0	10.0	mA
Input signal threshold voltage	V _{in(th)}	Turn-on	1.00	1.35	1.70	V
		Turn-off	1.25	1.60	1.95	V
Input zener voltage	V _z	R _{in} =20kΩ	—	8.0	—	V
IGBT chips overheat protection temperature level	T _{jpH}	Surface of IGBT	150	—	—	°C
Hysteresis	T _{jH}		—	20	—	°C
Collector current protection level	I _{oc}	N-side, (N1-N2 open)	21	27	33	A
	V _{oc}	Between N1 and N2	190	200	210	mV
OC detecting resistance value	R _{oc}		—	7.5	—	mΩ
Protection delay time	t _{DOC}	T _j =25°C Fig. 1, Fig. 2	—	5.0	7.0	μs
Undervoltage protection level	V _{uv}		11.0	—	12.5	V
Hysteresis	V _H		0.2	—	0.8	V
Alarm signal hold time	t _{ALM}		1.0	2.0	—	ms

● Switching characteristics (T_c=T_j=25°C, V_{cc}=15V)

Item	Symbol	Condition	Min.	Typ.	Max.	Unit
Switching time (IGBT) See Fig. 3	t _{on}	I _c =15A, V _{dc} =300V	0.5	—	—	μs
	t _{off}	Inductive-Load	—	—	3.5	μs
Switching time (FWD)	t _{rr}		—	—	0.5	μs

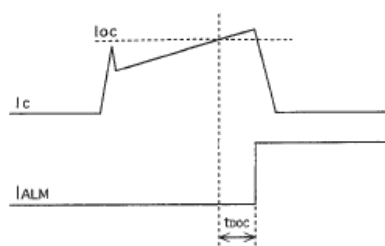


Fig.1 Definition of OC delay time

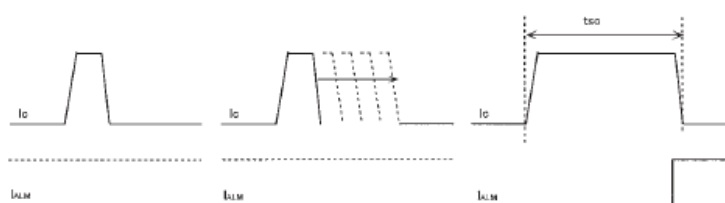


Fig.2 Definition of tsc

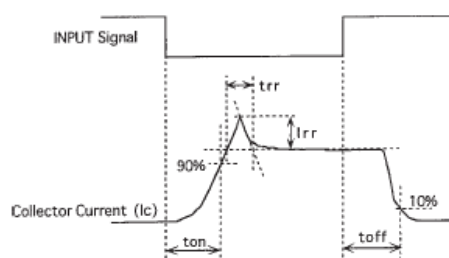


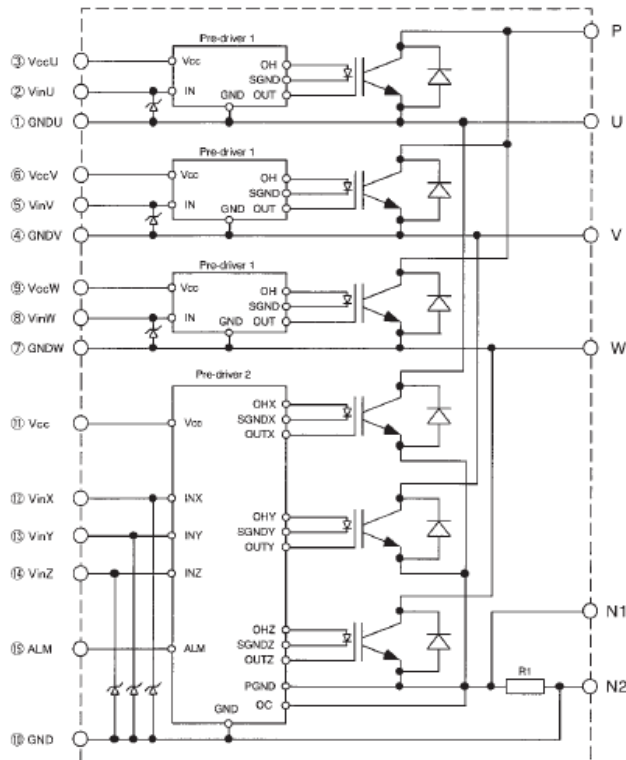
Fig.3 Definition of switching time

● Thermal characteristics (T_c=T_j=25°C, V_{cc}=15V)

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

● Recommendable value

Item	Symbol	Min.	Typ.	Max.	Unit
DC bus voltage	V _{dc}	200	—	400	V
Operating power supply voltage range of pre-drive	V _{cc}	13.5	15	16.5	V
Switching frequency	f _{sw}	1	—	20	kHz
Flatness of heat sink	—	−100	—	100	μm
Mounting screw torque (M4)	—	1.3	—	1.7	N · m

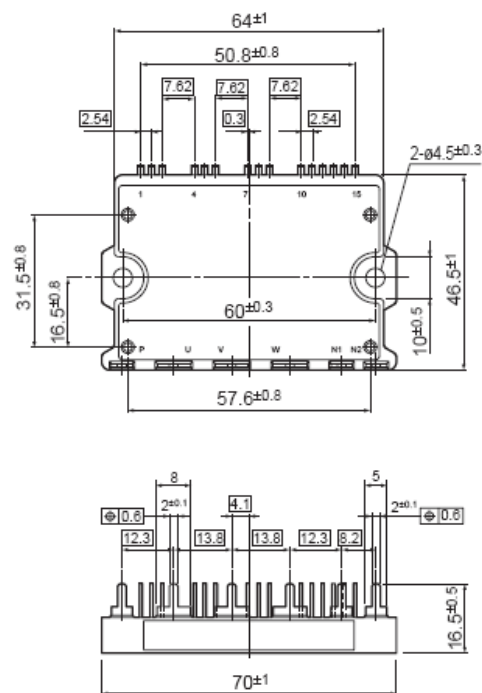
6MBP15RH060**IGBT Modules****■ Block diagram**

Pre-driver 1 includes following functions. (P-side)

- Amplifier for drive
- Power supply undervoltage protection
- IGBT chip overheating protection

Pre-driver 2 includes following functions. (N-side)

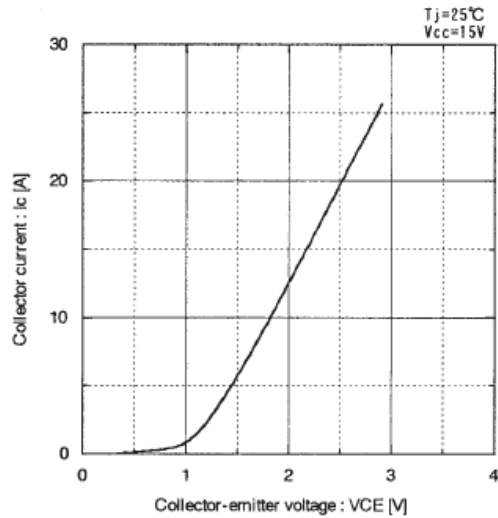
- Amplifier for drive
- Power supply undervoltage protection
- IGBT chip overheating protection
- Overcurrent protection
- Alarm signal output

■ Outline drawings, mm

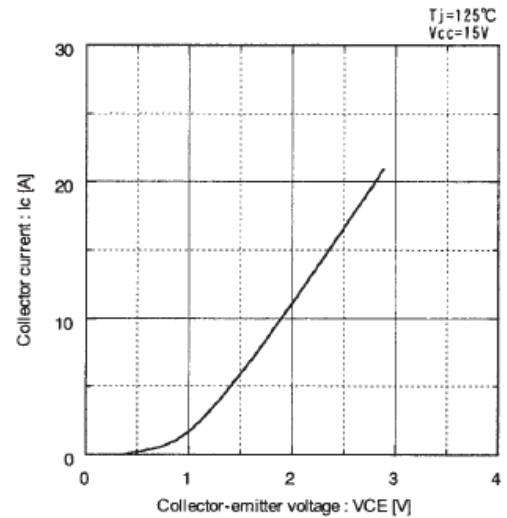
□ Shows theory dimensions

Mass: 50g

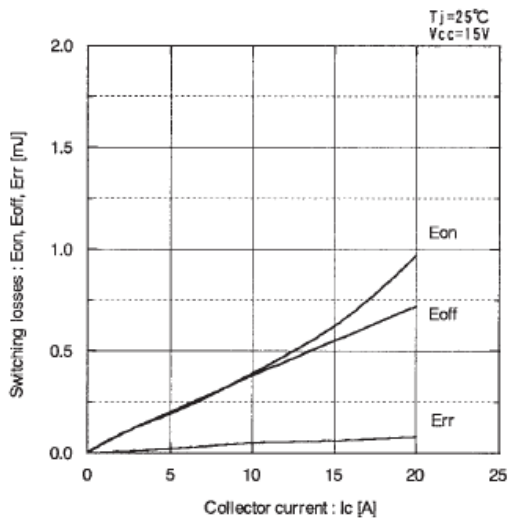
■ Characteristics (Representative)



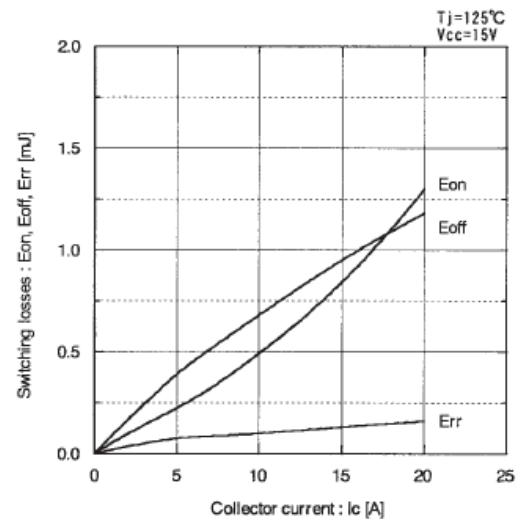
Collector current vs. Collector-emitter voltage



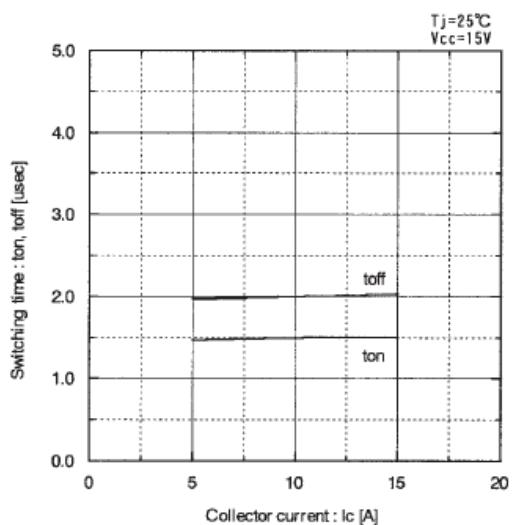
Collector current vs. Collector-emitter voltage



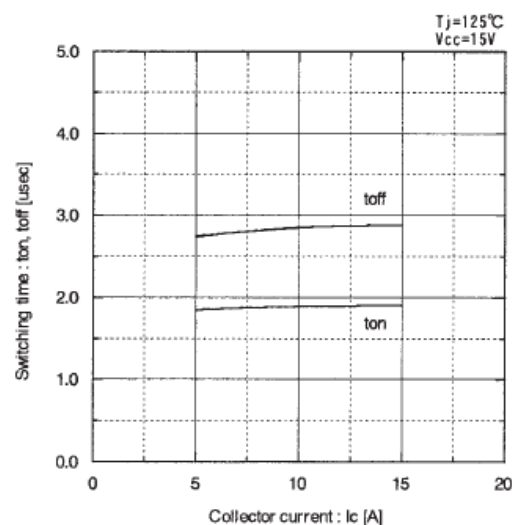
Switching losses vs. Collector current



Switching losses vs. Collector current



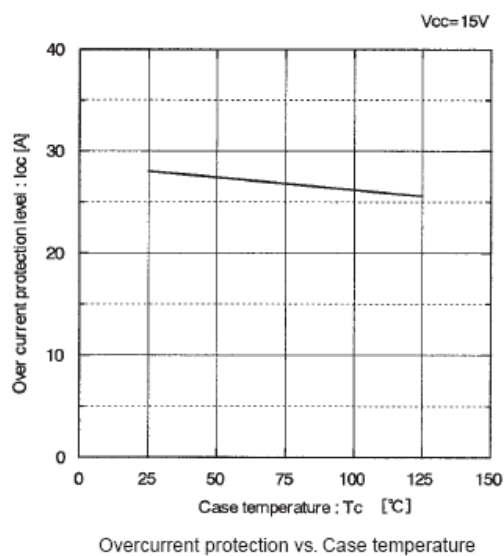
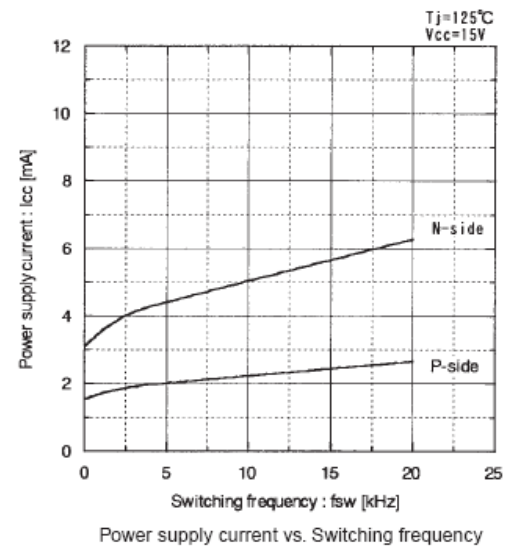
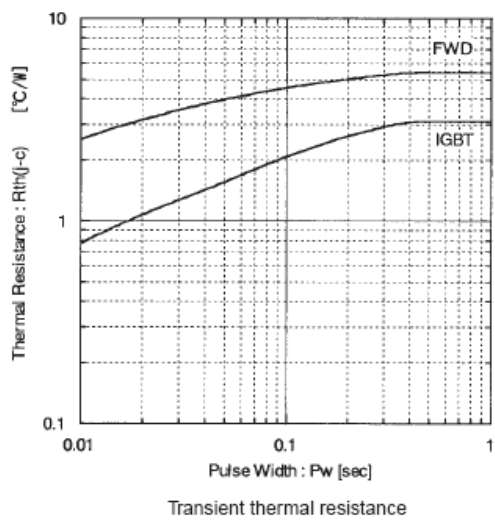
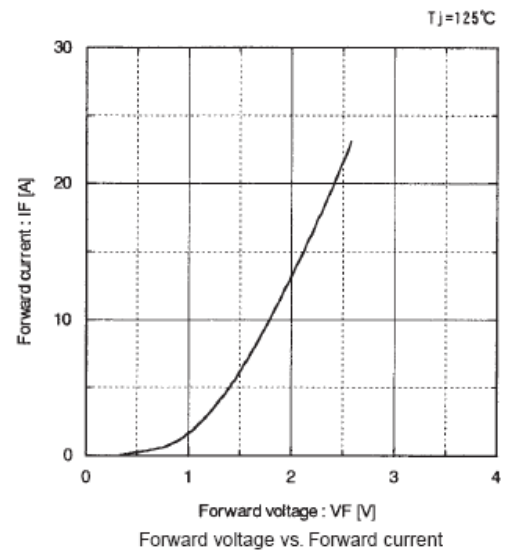
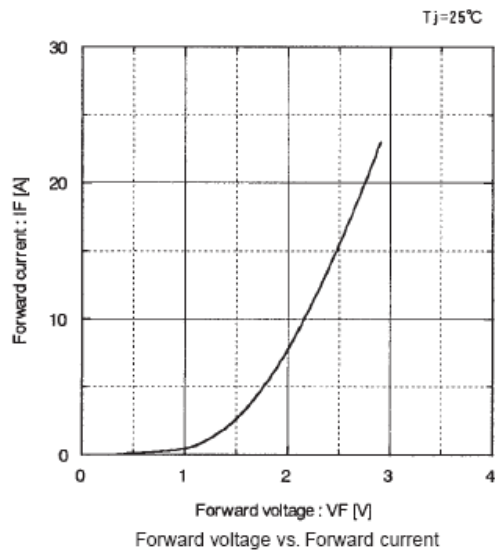
Switching time vs. Collector current



Switching time vs. Collector current

6MBP15RH060

IGBT Modules





Single Channel, High Speed Optocouplers

Technical Data

6N135/6
HCNW135/6
HCNW4502/3
HCPL-2502
HCPL-0452/3
HCPL-0500/1
HCPL-4502/3

Features

- 15 kV/ μ s Minimum Common Mode Transient Immunity at $V_{CM} = 1500$ V (4503/0453)
- High Speed: 1 Mb/s
- TTL Compatible
- Available in 8-Pin DIP, SO-8, Widebody Packages
- Open Collector Output
- Guaranteed Performance from Temperature: 0°C to 70°C
- Safety Approval
UL Recognized – 3750 V rms for 1 minute (5000 V rms for 1 minute for HCNW and Option 020 devices) per UL1577
CSA Approved
IEC/EN/DIN EN 60747-5-2 Approved
– $V_{IORM} = 630$ V peak for HCPL-4503#060
– $V_{IORM} = 1414$ V peak for HCNW devices
- Dual Channel Version Available (253X/4534/053X/0534)
- MIL-PRF-38534 Hermetic Version Available (55XX/65XX/4N55)

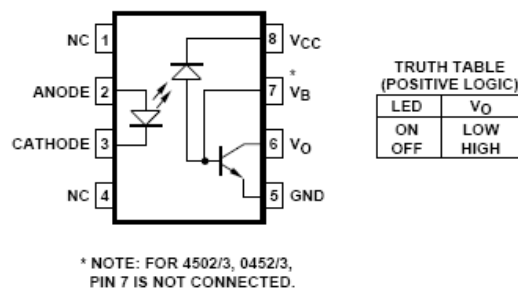
Applications

- High Voltage Insulation
- Video Signal Isolation
- Power Transistor Isolation in Motor Drives
- Line Receivers
- Feedback Element in Switched Mode Power Supplies
- High Speed Logic Ground Isolation – TTL/TTL, TTL/CMOS, TTL/LSTTL
- Replaces Pulse Transformers
- Replaces Slow Phototransistor Isolators
- Analog Signal Ground Isolation

Description

These diode-transistor optocouplers use an insulating layer between a LED and an integrated photodetector to provide electrical insulation between input and output. Separate connections for the photodiode bias and output-transistor collector increase the speed up to a hundred times that of a conventional phototransistor coupler by reducing the base-collector capacitance.

Functional Diagram



A 0.1 μ F bypass capacitor must be connected between pins 5 and 8.

CAUTION: It is advised that normal static precautions be taken in handling and assembly of this component to prevent damage and/or degradation which may be induced by ESD.

These single channel optocouplers are available in 8-Pin DIP, SO-8 and Widebody package configurations.

The 6N135, HCPL-0500, and HCNW135 are for use in TTL/CMOS, TTL/LSTTL or wide bandwidth analog applications. Current transfer ratio (CTR) for these devices is 7% minimum at $I_F = 16$ mA.

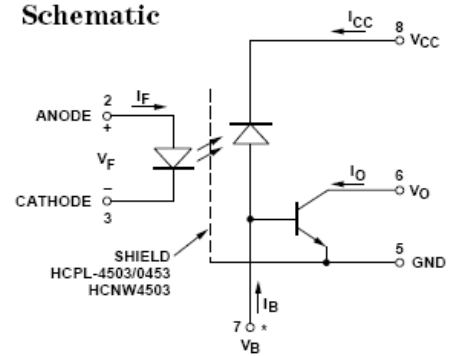
The 6N136, HCPL-2502, HCPL-0501, and HCNW136 are designed for high speed TTL/TTL applications. A standard 16 mA TTL sink current through the input LED will provide enough

output current for 1 TTL load and a 5.6 k Ω pull-up resistor. CTR for these devices is 19% minimum at $I_F = 16$ mA.

The HCPL-4502, HCPL-0452, and HCNW4502 provide the electrical and switching performance of the 6N136, HCPL-0501, and HCNW136 with increased ESD protection.

The HCPL-4503, HCPL-0453, and HCNW4503 are similar to the HCPL-4502, HCPL-0452, and HCNW4502 optocouplers but have increased common mode transient immunity of 15 kV/ μ s minimum at $V_{CM} = 1500$ V guaranteed.

Schematic



* NOTE: FOR HCPL-4502/-3, HCPL-0452/3, HCNW4502/3, PIN 7 IS NOT CONNECTED.

Selection Guide

Minimum CMR		Current Transfer Ratio (%)	8-Pin DIP (300 Mil)		Small-Outline SO-8		Widebody (400 Mil)	Hermetic
dV/dt (V/ μ s)	V_{CM} (V)		Single Channel Package	Dual Channel Package*	Single Channel Package	Dual Channel Package*	Single Channel Package	Single and Dual Channel Packages*
1,000	10	7	6N135	HCPL-2530	HCPL-0500	HCPL-0530	HCNW135	
		19	6N136 HCPL-4502†	HCPL-2531	HCPL-0501 HCPL-0452†	HCPL-0531	HCNW136 HCNW4502†	
		15	HCPL-2502					
15,000	1500	19	HCPL-4503†	HCPL-4534	HCPL-0453†	HCPL-0534	HCNW4503†	
1,000	10	9						HCPL-55XX HCPL-65XX 4N55

*Technical data for these products are on separate Agilent publications.

†Pin 7, transistor base, is not connected.

Ordering Information

Specify Part Number followed by Option Number (if desired).

Example:

HCPL-4503#XXXX

- 020 = UL 5000 V rms/1 Minute Option*
- 060 = IEC/EN/DIN EN 60747-5-2 $V_{IORM} = 630$ V peak Option**
- 300 = Gull Wing Surface Mount Option†
- 500 = Tape and Reel Packaging Option
- XXXE = Lead Free Option

Option data sheets available. Contact your Agilent sales representative or authorized distributor for information.

*For 6N135/6 and HCPL-4502/3 only.

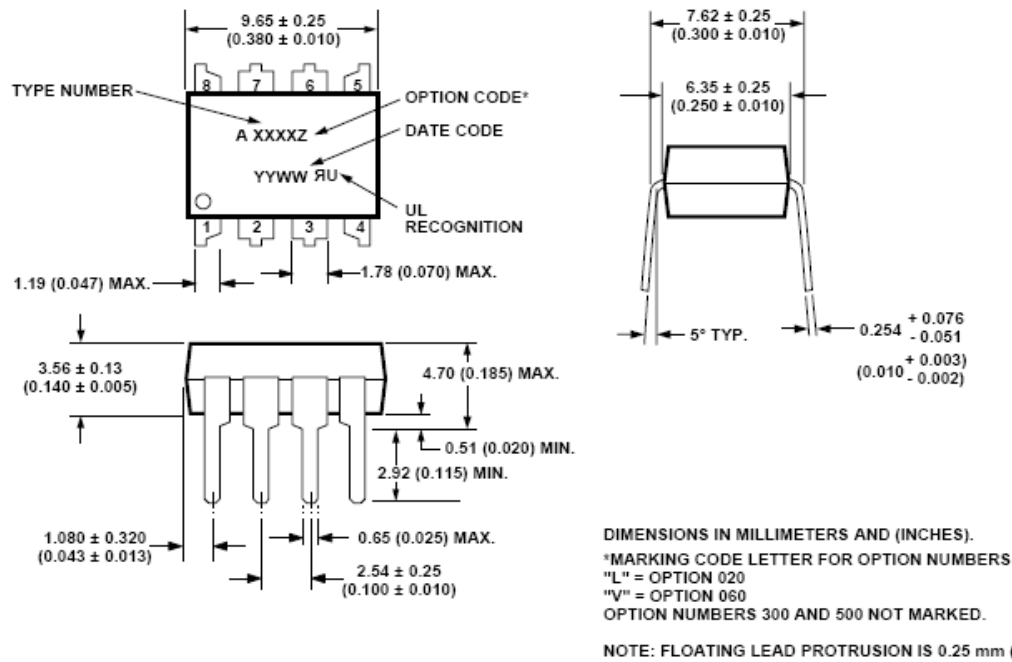
**For HCPL-4503 only. Combination of Option 020 and Option 060 is not available.

†Gull wing surface mount option applies to through hole parts only.

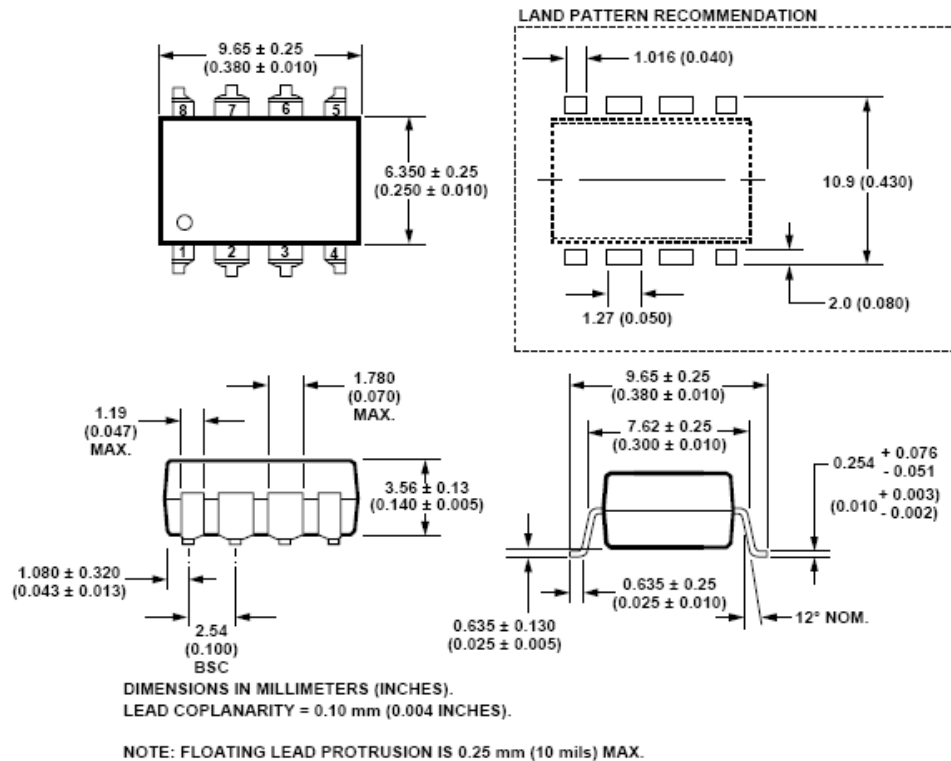
Remarks: The notation “#” is used for existing products, while (new) products launched since 15th July 2001 and lead free option will use “-”

Package Outline Drawings

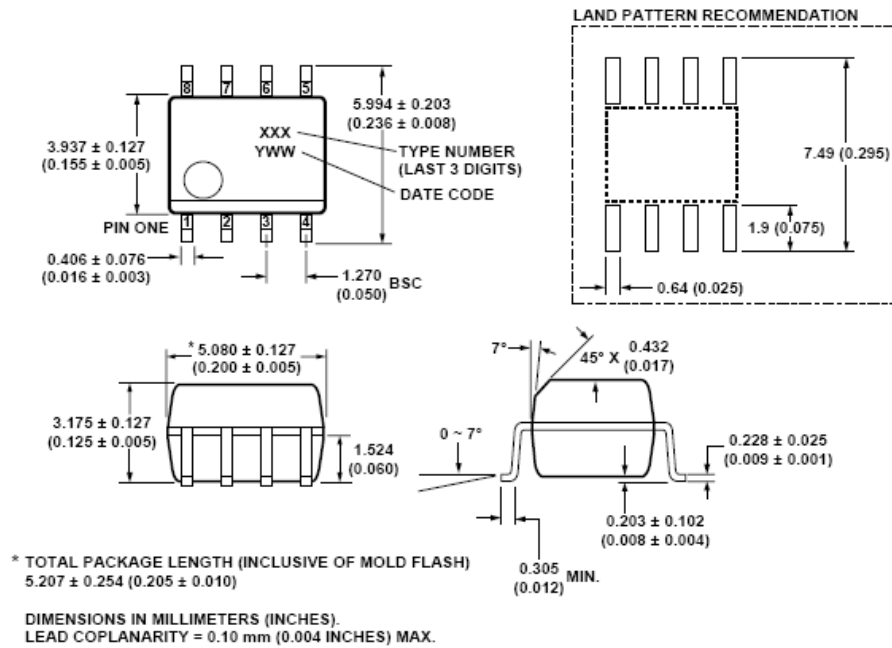
8-Pin DIP Package (6N135/6, HCPL-4502/3, HCPL-2502)



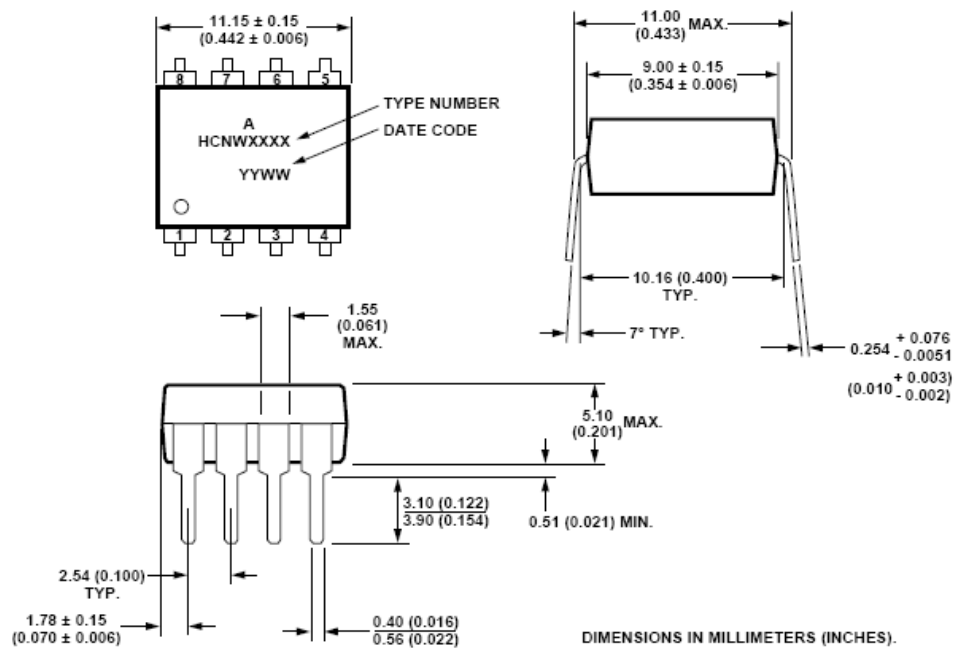
8-Pin DIP Package with Gull Wing Surface Mount Option 300 (6N135/6, HCPL-4502/3)



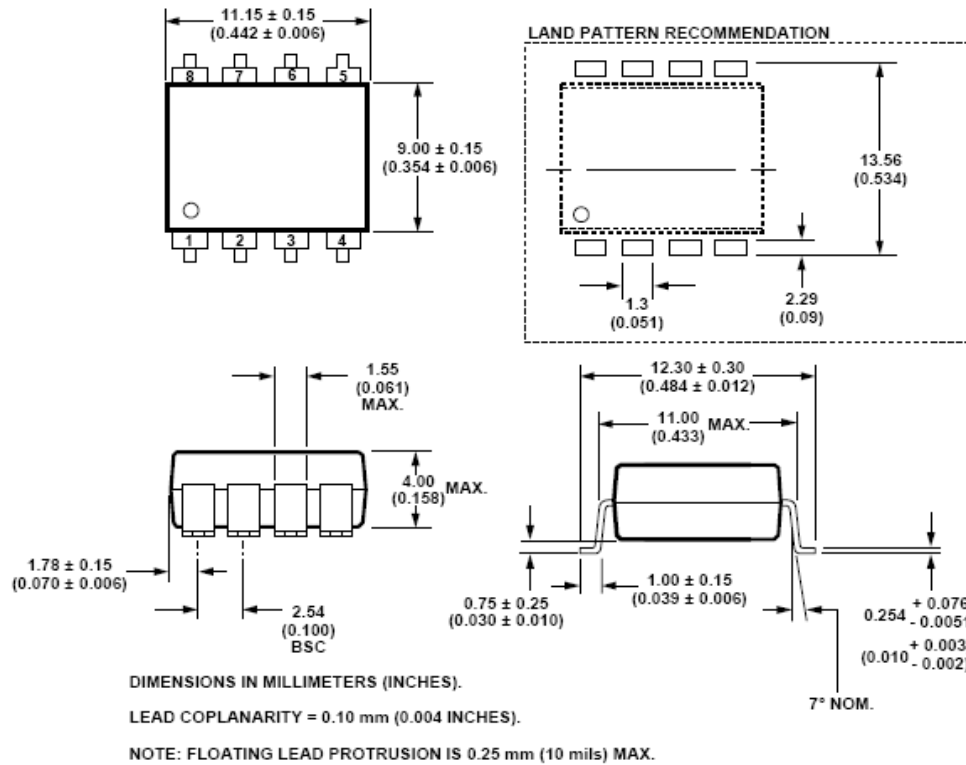
Small Outline SO-8 Package (HCPL-0500/1, HCPL-0452/3)



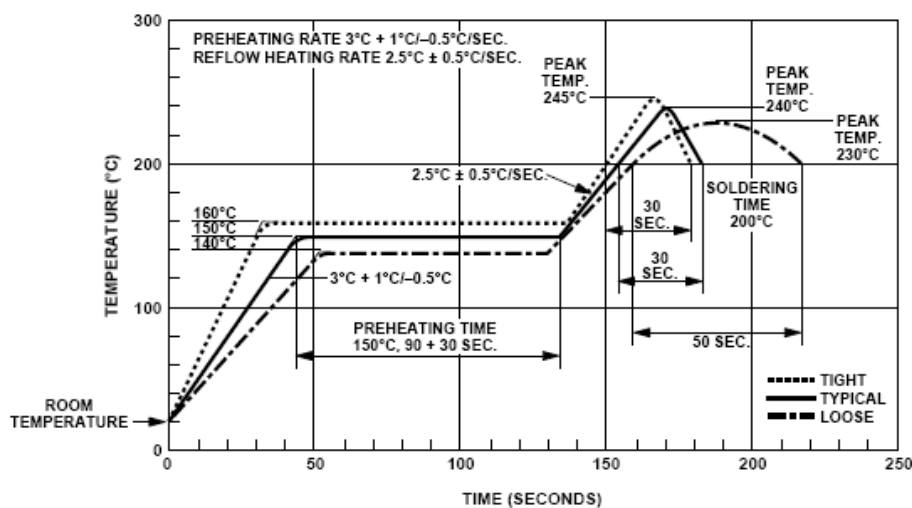
8-Pin Widebody DIP Package (HCNW135/6, HCNW4502/3)



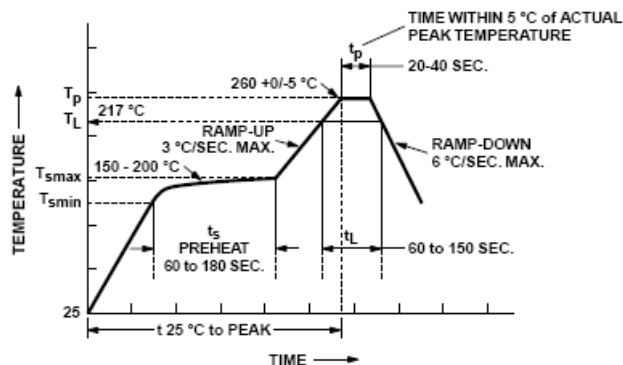
8-Pin Widebody DIP Package with Gull Wing Surface Mount Option 300 (HCNW135/6, HCNW4502/3)



Solder Reflow Temperature Profile



Recommended Pb-Free IR Profile



NOTES:
 THE TIME FROM 25 °C to PEAK TEMPERATURE = 8 MINUTES MAX.
 $T_{smax} = 200\text{ °C}$, $T_{smin} = 150\text{ °C}$

Regulatory Information

The devices contained in this data sheet have been approved by the following organizations:

UL

Recognized under UL 1577, Component Recognition Program, File E55361.

CSA

Approved under CSA Component Acceptance Notice #5, File CA 88324.

IEC/EN/DIN EN 60747-5-2

Approved under
 IEC 60747-5-2:1997 + A1:2002
 EN 60747-5-2:2001 + A1:2002
 DIN EN 60747-5-2 (VDE 0884 Teil 2):2003-01
 (HCNW and Option 060 only)

Insulation and Safety Related Specifications

Parameter	Symbol	8-Pin DIP (300 Mil) Value	SO-8 Value	Widebody (400 Mil) Value	Units	Conditions
Minimum External Air Gap (External Clearance)	L(101)	7.1	4.9	9.6	mm	Measured from input terminals to output terminals, shortest distance through air.
Minimum External Tracking (External Creepage)	L(102)	7.4	4.8	10.0	mm	Measured from input terminals to output terminals, shortest distance path along body.
Minimum Internal Plastic Gap (Internal Clearance)		0.08	0.08	1.0	mm	Through insulation distance, conductor to conductor, usually the direct distance between the photoemitter and photodetector inside the optocoupler cavity.
Minimum Internal Tracking (Internal Creepage)		NA	NA	4.0	mm	Measured from input terminals to output terminals, along internal cavity.
Tracking Resistance (Comparative Tracking Index)	CTI	200	200	200	Volts	DIN IEC 112/VDE 0303 Part 1
Isolation Group		IIIa	IIIa	IIIa		Material Group (DIN VDE 0110, 1/89, Table 1)

Option 300 - surface mount classification is Class A in accordance with CECC 00802.

**IEC/EN/DIN EN 60747-5-2 Insulation Related Characteristics
(HCPL-4503 OPTION 060 ONLY)**

Description	Symbol	Characteristic	Units
Installation classification per DIN VDE 0110/1.89, Table 1 for rated mains voltage ≤ 300 V rms for rated mains voltage ≤ 450 V rms		I-IV	
		I-III	
Climatic Classification		55/100/21	
Pollution Degree (DIN VDE 0110/1.89)		2	
Maximum Working Insulation Voltage	V_{IORM}	630	V _{peak}
Input to Output Test Voltage, Method b* $V_{IORM} \times 1.875 = V_{PR}$, 100% Production Test with $t_m = 1$ sec, Partial Discharge < 5 pC	V_{PR}	1181	V _{peak}
Input to Output Test Voltage, Method a* $V_{IORM} \times 1.5 = V_{PR}$, Type and sample test, $t_m = 60$ sec, Partial Discharge < 5 pC	V_{PR}	945	V _{peak}
Highest Allowable Overvoltage* (Transient Overvoltage, $t_{mi} = 10$ sec)	V_{IOTM}	6000	V _{peak}
Safety Limiting Values (Maximum values allowed in the event of a failure, also see Figure 9, Thermal Derating curve.) Case Temperature Input Current Output Power	T_S $I_{S,INPUT}$ $P_{S,OUTPUT}$	175 230 600	°C mA mW
Insulation Resistance at T_S , $V_{IO} = 500$ V	R_S	$\geq 10^9$	Ω

IEC/EN/DIN EN 60747-5-2 Insulation Related Characteristics (HCNW135/6, HCNW4502/3 ONLY)

Description	Symbol	Characteristic	Units
Installation classification per DIN VDE 0110/1.89, Table 1 for rated mains voltage ≤ 600 V rms for rated mains voltage ≤ 1000 V rms		I-IV	
		I-III	
Climatic Classification		55/85/21	
Pollution Degree (DIN VDE 0110/1.89)		2	
Maximum Working Insulation Voltage	V_{IORM}	1414	V _{peak}
Input to Output Test Voltage, Method b* $V_{IORM} \times 1.875 = V_{PR}$, 100% Production Test with $t_m = 1$ sec, Partial Discharge < 5 pC	V_{PR}	2652	V _{peak}
Input to Output Test Voltage, Method a* $V_{IORM} \times 1.5 = V_{PR}$, Type and sample test, $t_m = 60$ sec, Partial Discharge < 5 pC	V_{PR}	2121	V _{peak}
Highest Allowable Overvoltage* (Transient Overvoltage, $t_{mi} = 10$ sec)	V_{IOTM}	8000	V _{peak}
Safety Limiting Values (Maximum values allowed in the event of a failure, also see Figure 9, Thermal Derating curve.) Case Temperature Input Current Output Power	T_S $I_{S,INPUT}$ $P_{S,OUTPUT}$	150 400 700	°C mA mW
Insulation Resistance at T_S , $V_{IO} = 500$ V	R_S	$\geq 10^9$	Ω

*Refer to the front of the optocoupler section of the current catalog, under Product Safety Regulations section IEC/EN/DIN EN 60747-5-2, for a detailed description.

Note: Isolation characteristics are guaranteed only within the safety maximum ratings which must be ensured by protective circuits in application.

Absolute Maximum Ratings

Parameter	Symbol	Device	Min.	Max.	Units	Note
Storage Temperature*	T _S		-55	125	°C	
Operating Temperature*	T _A	8-Pin DIP SO-8	-55	100	°C	
		Widebody	-55	85		
Average Forward Input Current*	I _{F(AVG)}			25	mA	1
Peak Forward Input Current* (50% duty cycle, 1 ms pulse width) (50% duty cycle, 1 ms pulse width)	I _{F(PEAK)}	8-Pin DIP SO-8		50	mA	2
		Widebody		40		
Peak Transient Input Current* (≤ 1 μs pulse width, 300 pps)	I _{F(TRANS)}	8-Pin DIP SO-8		1	A	
		Widebody		0.1		
Reverse LED Input Voltage* (Pin 3-2)	V _R	8-Pin DIP SO-8		5	V	
		Widebody		3		
Input Power Dissipation*	P _{IN}	8-Pin DIP SO-8		45	mW	3
		Widebody		40		
Average Output Current* (Pin 6)	I _{O(AVG)}			8	mA	
Peak Output Current*	I _{O(PEAK)}			16	mA	
Emitter-Base Reverse Voltage* (Pin 5-7, except 4502/3, 0452/3)	V _{EBR}			5	V	
Supply Voltage (Pin 8-5)	V _{CC}		-0.5	30	V	
Output Voltage (Pin 6-5)	V _O		-0.5	20	V	
Supply Voltage* (Pin 8-5)	V _{CC}		-0.5	15	V	
Output Voltage* (Pin 6-5)	V _O		-0.5	15	V	
Base Current* (Pin 7, except 4502/3, 0452/3)	I _B			5	mA	
Output Power Dissipation*	P _O			100	mW	4
Lead Solder Temperature* (Through-Hole Parts Only) 1.6 mm below seating plane, 10 seconds up to seating plane, 10 seconds	T _{LS}	8-Pin DIP		260	°C	
		Widebody		260	°C	
Reflow Temperature Profile	T _{RP}	SO-8 and Option 300	See Package Outline Drawings section			

*Data has been registered with JEDEC for the 6N135/6N136.

Electrical Specifications (DC)

Over recommended temperature ($T_A = 0^\circ\text{C}$ to 70°C) unless otherwise specified. See note 13.

Parameter	Symbol	Device	Min.	Typ.**	Max.	Units	Test Conditions			Fig.	Note
Current Transfer Ratio	CTR*	6N135	7	18	50	%	T _A = 25°C	V _O = 0.4 V	I _F = 16 mA, V _{CC} = 4.5 V	1, 2, 4	5, 11
		HCPL-0500						V _O = 0.5 V			
		HCNW135	5	19							
		HCPL-2502	15		22		T _A = 25°C	V _O = 0.4 V			
				15	25						
		6N136	19	24	50		T _A = 25°C	V _O = 0.4 V			
		HCPL-4502/3	15	25							
		HCPL-0501									
		HCPL-0452/3									
		HCNW136									
HCNW4502/3											
Logic Low Output Voltage	V _{OL}	6N135		0.1	0.4	V	T _A = 25°C	I _O = 1.1 mA	I _F = 16 mA, V _{CC} = 4.5 V		
		HCPL-0500						I _O = 0.8 mA			
		HCNW135		0.1	0.5						
		6N136		0.1	0.4		T _A = 25°C	I _O = 3.0 mA			
		HCPL-2502						I _O = 2.4 mA			
		HCPL-4502/3	0.1	0.5							
		HCPL-0501									
		HCPL-0452/3									
HCNW136											
HCNW4502/3											
Logic High Output Current	I _{OH} *			0.003	0.5	μA	T _A = 25°C	V _O = V _{CC} = 5.5 V	I _F = 0 mA	7	
				0.01	1		T _A = 25°C	V _O = V _{CC} = 15 V			
					50			V _O = V _{CC} = 15 V			
Logic Low Supply Current	I _{CCL}			50	200	μA	I _F = 16 mA, V _O = Open, V _{CC} = 15 V				13
Logic High Supply Current	I _{CCH} *			0.02	1	μA	T _A = 25°C	I _F = 16 mA, V _O = Open, V _{CC} = 15 V			13
				2							
Input Forward Voltage	V _F *	8-Pin DIP		1.5	1.7	V	T _A = 25°C	I _F = 16 mA		3	
		SO-8			1.8			I _F = 16 mA			
		Widebody	1.45	1.68	1.85		T _A = 25°C				
			1.35		1.95						
Input Reverse Breakdown Voltage	BV _R *	8-Pin DIP	5			V	I _R = 10 μA				
		SO-8									
		Widebody	3				I _R = 100 μA				
Temperature Coefficient of Forward Voltage	ΔV _F / ΔT _A	8-Pin DIP		-1.6		mV/°C	I _F = 16 mA				
		SO-8									
		Widebody		-1.9							
Input Capacitance	C _{IN}	8-Pin DIP		60		pF	f = 1 MHz, V _F = 0 V				
		SO-8									
		Widebody		90							
Transistor DC Current Gain	h _{FE}	8-Pin DIP		150			V _O = 5 V, I _O = 3 mA				
		SO-8		130			V _O = 0.4 V, I _B = 20 μA				
		Widebody		180			V _O = 5 V, I _O = 3 mA				
				160			V _O = 0.4 V, I _B = 20 μA				

*For JEDEC registered parts.

**All typicals at $T_A = 25^\circ\text{C}$.

Switching Specifications (AC)Over recommended temperature ($T_A = 0^\circ\text{C}$ to 70°C), $V_{CC} = 5\text{ V}$, $I_F = 16\text{ mA}$ unless otherwise specified.

Parameter	Sym.	Device	Min.	Typ.**	Max.	Units	Test Conditions		Fig.	Note
Propagation Delay Time to Logic Low at Output	t_{PHL}^*	6N135		0.2	1.5	μs	$T_A = 25^\circ\text{C}$	$R_L = 4.1\text{ k}\Omega$	5, 6, 11	8, 9
		HCPL-0500			2.0					
		HCNW135								
		6N136		0.2	0.8		$T_A = 25^\circ\text{C}$	$R_L = 1.9\text{ k}\Omega$		
Propagation Delay Time to Logic High at Output	t_{PLH}^*	HCPL-2502				μs			5, 6, 11	8, 9
		HCPL-4502/3								
		HCPL-0501								
		HCPL-0452/3			1.0					
Common Mode Transient Immunity at Logic High Level Output	$ CM_H $	HCNW136				$\text{kV}/\mu\text{s}$			12	7, 8, 9
		HCPL-0500		1			$R_L = 4.1\text{ k}\Omega$	$I_F = 0\text{ mA}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_{CM} = 10\text{ V}_{p-p}$ $C_L = 15\text{ pF}$		
		HCNW135								
		6N136		1			$R_L = 1.9\text{ k}\Omega$			
Common Mode Transient Immunity at Logic Low Level Output	$ CM_L $	HCPL-2502				$\text{kV}/\mu\text{s}$			12	7, 8, 9
		HCPL-4502								
		HCPL-0501								
		HCPL-0452								
Bandwidth	BW	HCNW4502				MHz			8, 10	10
		HCPL-4503	15	30			$R_L = 1.9\text{ k}\Omega$	$I_F = 0\text{ mA}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_{CM} = 1500\text{ V}_{p-p}$, $C_L = 15\text{ pF}$		
		HCPL-0453								
		HCNW4503								
Common Mode Transient Immunity at Logic Low Level Output	$ CM_L $	6N135		1		$\text{kV}/\mu\text{s}$	$R_L = 4.1\text{ k}\Omega$	$I_F = 16\text{ mA}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_{CM} = 10\text{ V}_{p-p}$ $C_L = 15\text{ pF}$	12	7, 8, 9
		HCPL-0500								
		HCNW135								
		6N136		1			$R_L = 1.9\text{ k}\Omega$			
Bandwidth	BW	HCPL-2502				MHz			8, 10	10
		HCPL-4502								
		HCPL-0500/1								
		HCNW135/6		11						

*For JEDEC registered parts.

**All typicals at $T_A = 25^\circ\text{C}$.

Package Characteristics

Over recommended temperature ($T_A = 0^\circ\text{C}$ to 70°C) unless otherwise specified.

Parameter	Sym.	Device	Min.	Typ.*	Max.	Units	Test Conditions	Fig.	Note
Input-Output Momentary Withstand Voltage**	V_{ISO}	8-Pin DIP	3750			V rms	RH < 50%, t = 1 min., $T_A = 25^\circ\text{C}$		6, 14
		SO-8							
		Widebody	5000						6, 15
		8-Pin DIP (Option 020)	5000						6, 12, 15
	I_{LO}	8-Pin DIP			1	μA	45% RH, t = 5 s, $V_{\text{LO}} = 3 \text{ kVdc}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$		6, 16
Input-Output Resistance	R_{LO}	8-Pin DIP		10^{12}		Ω	$V_{\text{LO}} = 500 \text{ Vdc}$		6
		SO-8					$T_A = 25^\circ\text{C}$		
		Widebody	10^{12} 10^{11}	10^{13}			$T_A = 100^\circ\text{C}$		
Input-Output Capacitance	C_{LO}	8-Pin DIP		0.6		pF	f = 1 MHz		6
		SO-8							
		Widebody		0.5	0.6				

*All typicals at $T_A = 25^\circ\text{C}$.

**The Input-Output Momentary Withstand Voltage is a dielectric voltage rating that should not be interpreted as an input-output continuous voltage rating. For the continuous voltage rating refer to the IEC/EN/DIN EN 60747-5-2 Insulation Related Characteristics Table (if applicable), your equipment level safety specification or Agilent Application Note 1074 entitled "Optocoupler Input-Output Endurance Voltage," publication number 5963-2203E.

Notes:

- Derate linearly above 70°C free-air temperature at a rate of $0.8 \text{ mA}/^\circ\text{C}$ (8-Pin DIP).
Derate linearly above 85°C free-air temperature at a rate of $0.5 \text{ mA}/^\circ\text{C}$ (SO-8).
- Derate linearly above 70°C free-air temperature at a rate of $1.6 \text{ mA}/^\circ\text{C}$ (8-Pin DIP).
Derate linearly above 85°C free-air temperature at a rate of $1.0 \text{ mA}/^\circ\text{C}$ (SO-8).
- Derate linearly above 70°C free-air temperature at a rate of $0.9 \text{ mW}/^\circ\text{C}$ (8-Pin DIP).
Derate linearly above 85°C free-air temperature at a rate of $1.1 \text{ mW}/^\circ\text{C}$ (SO-8).
- Derate linearly above 70°C free-air temperature at a rate of $2.0 \text{ mW}/^\circ\text{C}$ (8-Pin DIP).
Derate linearly above 85°C free-air temperature at a rate of $2.3 \text{ mW}/^\circ\text{C}$ (SO-8).
- CURRENT TRANSFER RATIO in percent is defined as the ratio of output collector current, I_O , to the forward LED input current, I_F , times 100.
- Device considered a two-terminal device: Pins 1, 2, 3, and 4 shorted together and Pins 5, 6, 7, and 8 shorted together.
- Common mode transient immunity in a Logic High level is the maximum tolerable (positive) dV_{CM}/dt on the leading edge of the common mode pulse signal, V_{CM} , to assure that the output will remain in a Logic High state (i.e., $V_O > 2.0 \text{ V}$). Common mode transient immunity in a Logic Low level is the maximum tolerable (negative) dV_{CM}/dt on the trailing edge of the common mode pulse signal, V_{CM} , to assure that the output will remain in a Logic Low state (i.e., $V_O < 0.8 \text{ V}$).
- The $1.9 \text{ k}\Omega$ load represents 1 TTL unit load of 1.6 mA and the $5.6 \text{ k}\Omega$ pull-up resistor.
- The $4.1 \text{ k}\Omega$ load represents 1 LSTTL unit load of 0.36 mA and $6.1 \text{ k}\Omega$ pull-up resistor.
- The frequency at which the ac output voltage is 3 dB below its mid-frequency value.
- The JEDEC registration for the 6N136 specifies a minimum CTR of 15%. Agilent guarantees a minimum CTR of 19%.
- See Option 020 data sheet for more information.
- Use of a $0.1 \mu\text{F}$ bypass capacitor connected between pins 5 and 8 is recommended.
- In accordance with UL 1577, each optocoupler is proof tested by applying an insulation test voltage $\geq 4500 \text{ V rms}$ for 1 second (leakage detection current limit, $I_{\text{LO}} \leq 5 \mu\text{A}$). This test is performed before the 100% Production test shown in the IEC/EN/DIN EN 60747-5-2 Insulation Related Characteristics Table if applicable.
- In accordance with UL 1577, each optocoupler is proof tested by applying an insulation test voltage $\geq 6000 \text{ V rms}$ for 1 second (leakage detection current limit, $I_{\text{LO}} \leq 5 \mu\text{A}$). This test is performed before the 100% Production test shown in the IEC/EN/DIN EN 60747-5-2 Insulation Related Characteristics Table if applicable.
- This rating is equally validated by an equivalent ac proof test.

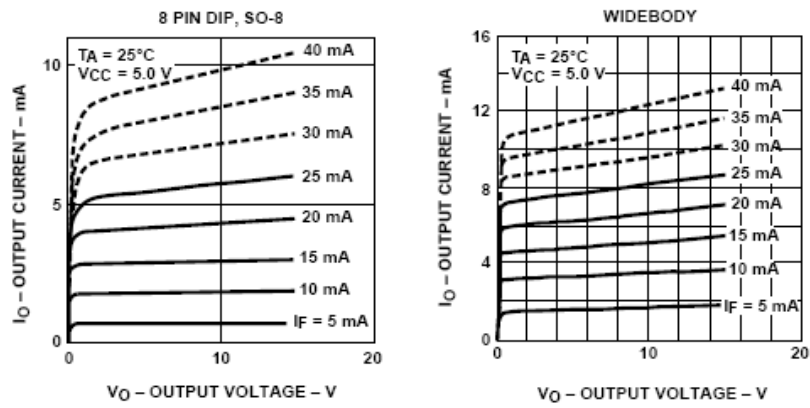


Figure 1. DC and Pulsed Transfer Characteristics.

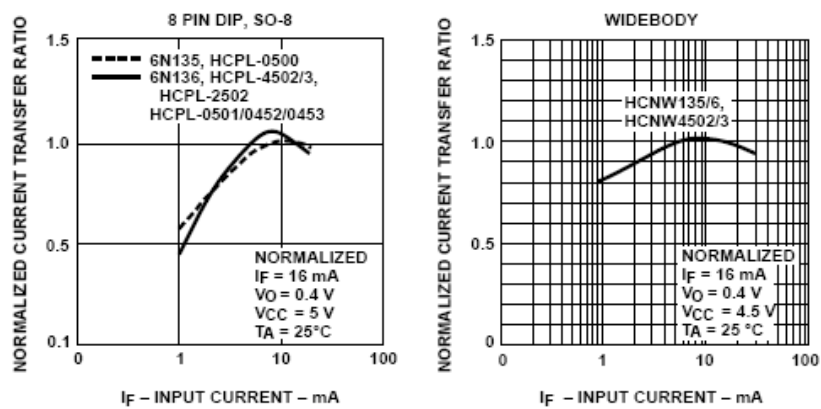


Figure 2. Current Transfer Ratio vs. Input Current.

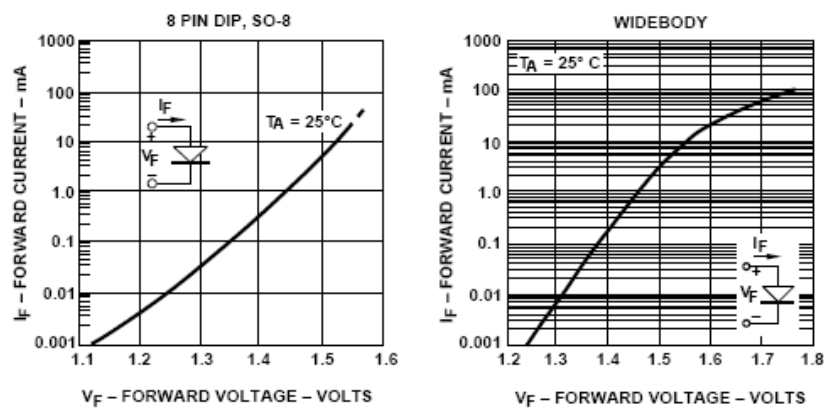


Figure 3. Input Current vs. Forward Voltage.

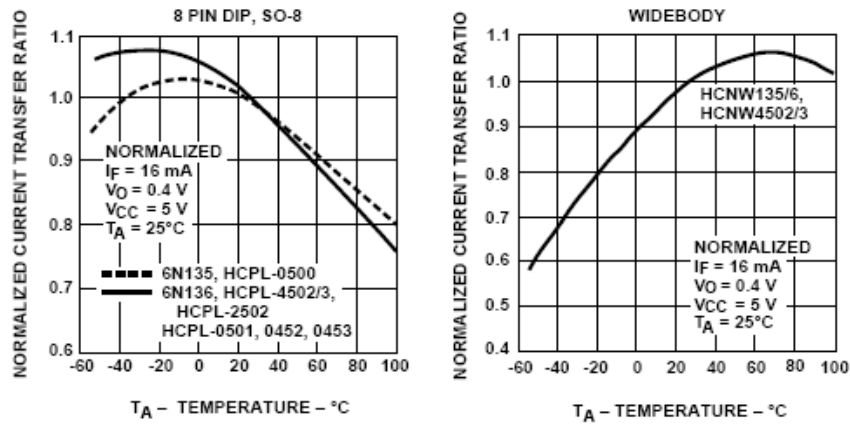


Figure 4. Current Transfer Ratio vs. Temperature.

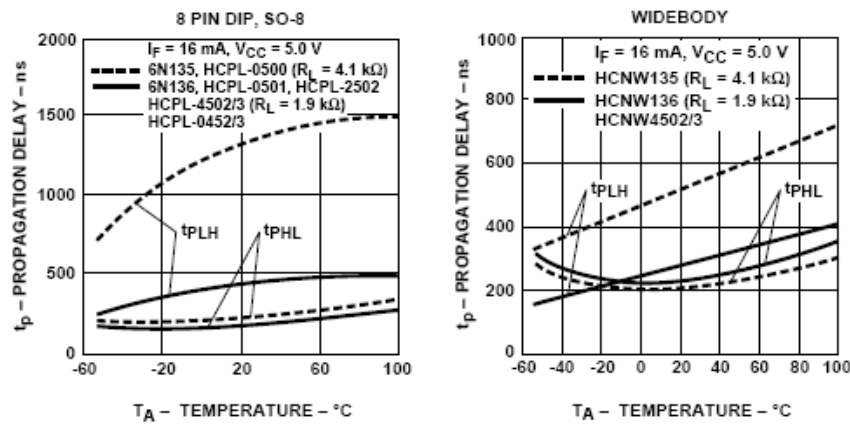


Figure 5. Propagation Delay vs. Temperature.

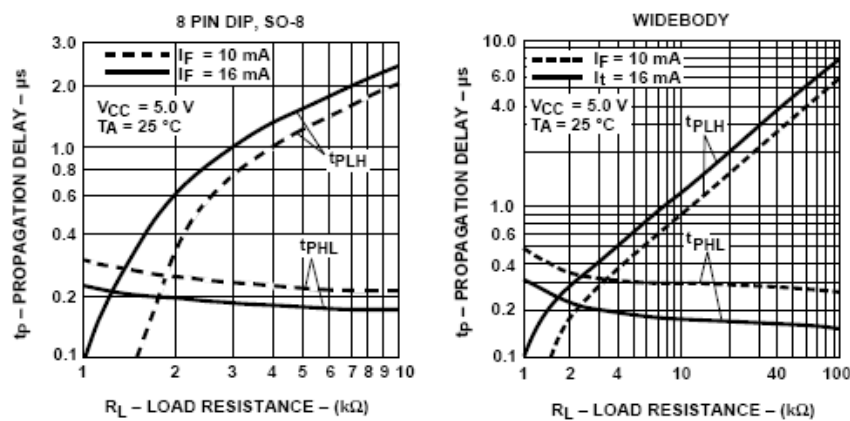


Figure 6. Propagation Delay Time vs. Load Resistance.

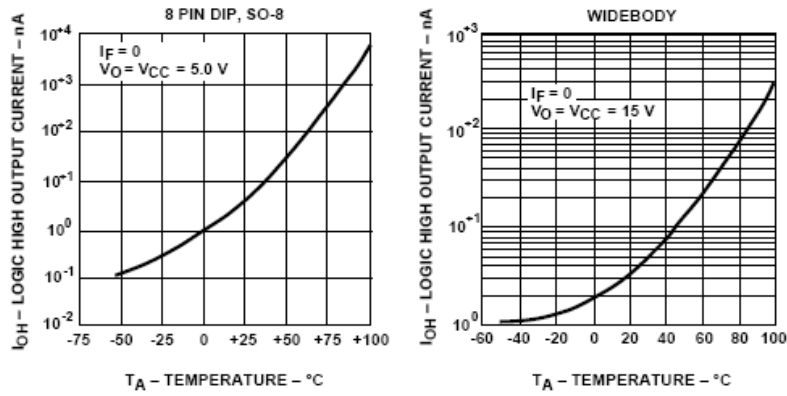


Figure 7. Logic High Output Current vs. Temperature.

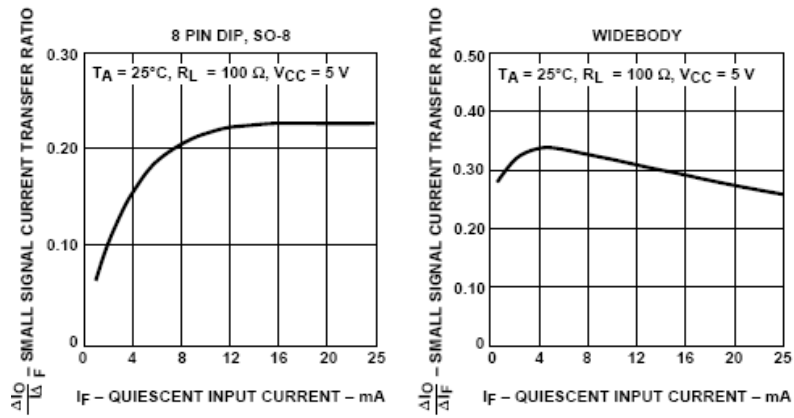


Figure 8. Small-Signal Current Transfer Ratio vs. Quiescent Input Current.

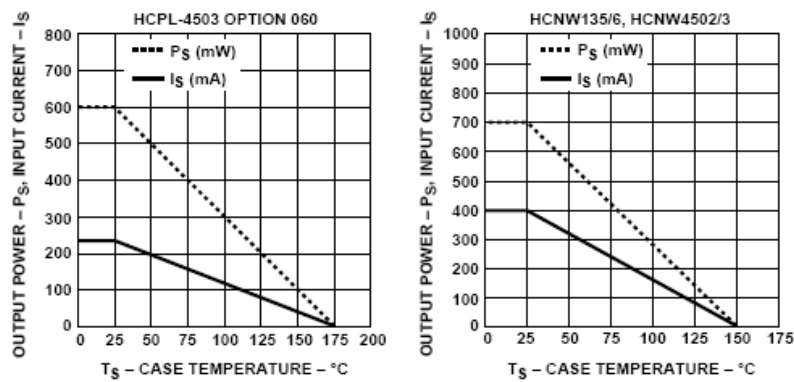


Figure 9. Thermal Derating Curve, Dependence of Safety Limiting Value with Case Temperature per IEC/EN/DIN EN 60747-5-2.

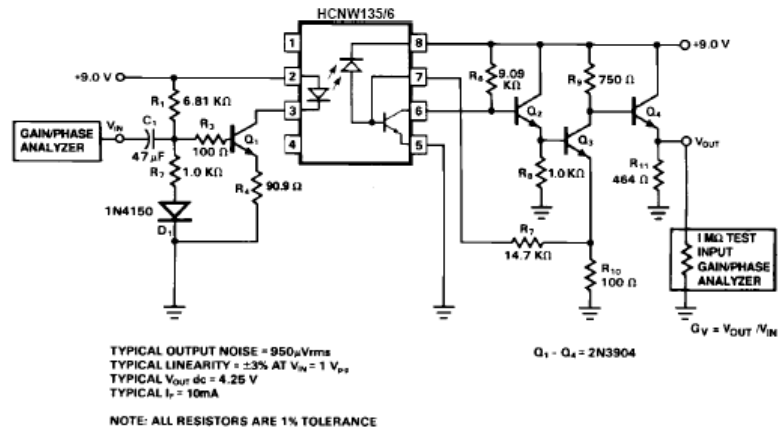
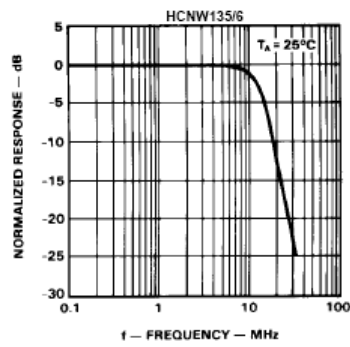
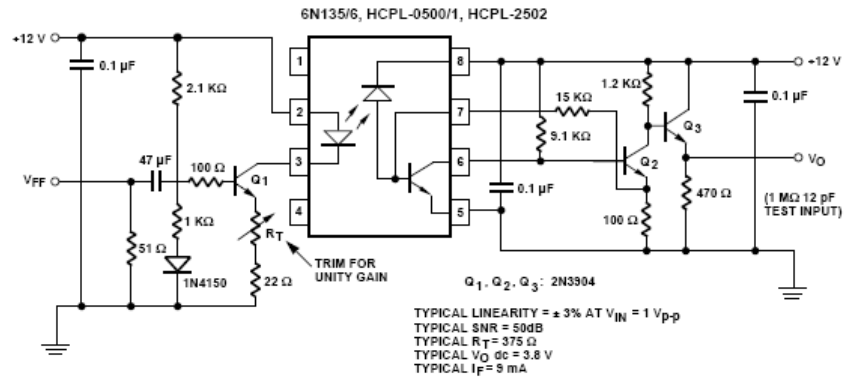
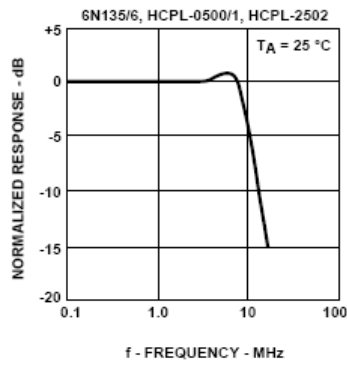


Figure 10. Frequency Response.

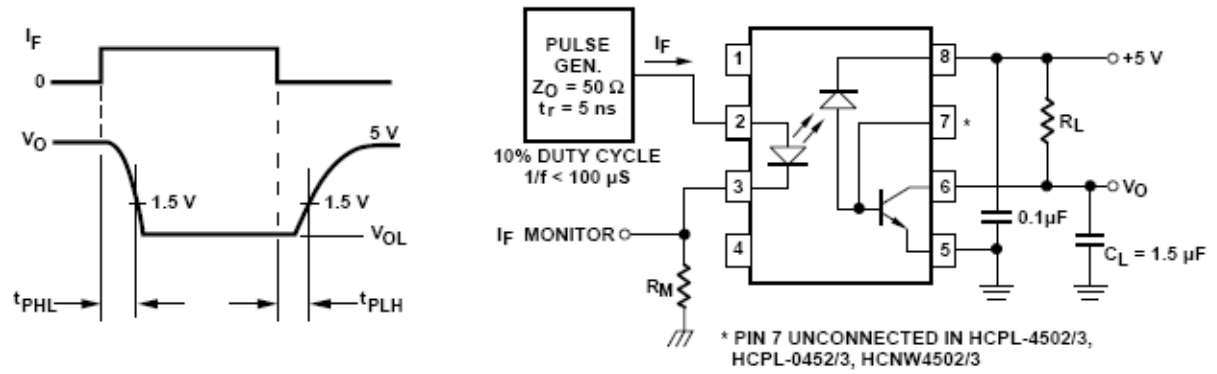


Figure 11. Switching Test Circuit.

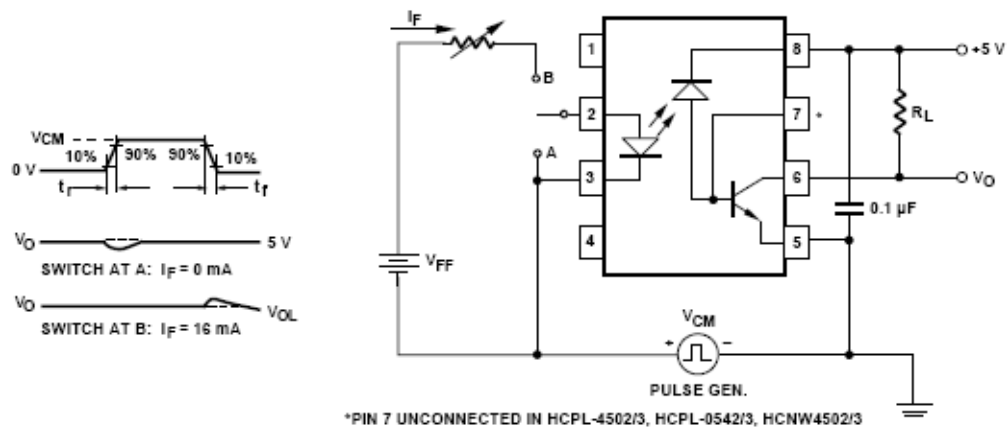


Figure 12. Test Circuit for Transient Immunity and Typical Waveforms.

ÖZGEÇMİŞ

Doğum Tarihi	10.11.1982	
Doğum Yeri	İstanbul	
Lise	1996 – 1999	Yeşilkoy 50.Yıl lisesi
Lisans	1999 – 2004	Yıldız Teknik Üniversitesi Elektrik-Elektronik Fakültesi, Elektrik Mühendisliği Bölümü
Yüksek Lisans	2006 – 2009	Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Müh. Anabilim Dalı, Elektrik Makineleri ve Güç Elektroniği Programı

Çalıştığı Kurumlar

2006 – 2007	GEP Yeşil Enerji Üretim Teknolojileri
2007 – devam ediyor	Çuhadaroğlu Metal Sanayi ve Pazarlama A.Ş