

**YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**ASENKRON MOTORDA
DOĞRUDAN MOMENT KONTROLUNUN
İNCELENMESİ VE GERÇEKLEŞTİRİLMESİ**

Elk.Yük.Müh. A.Faruk BAKAN

**F.B.E Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalında
Hazırlanan**

DOKTORA TEZİ

**TC YÜKSEKÖĞRETİM KURULU
DOKÜMENTASYON MERKEZİ**

Tez Savunma Tarihi : 2 Temmuz 2002
Tez Danışmanı : Prof. Dr. Hacı BODUR (YTÜ)
Jüri Üyeleri : Prof. Remzi GÜLGÜN (YTÜ)
: Prof. Dr. R.Nejat TUNÇAY (İTÜ)
: Prof. Dr. Mahmut ÜN (İÜ)
: Doç. Dr. Hadi SARUL (YTÜ)

Hacı Bodur
B. Y. Gülgün
Matematik

128794

İSTANBUL, 2002

SİMGE LİSTESİ.....	iv
KISALTIMA LİSTESİ.....	vi
ŞEKİL LİSTESİ.....	vii
ÇİZELGE LİSTESİ.....	x
ÖNSÖZ.....	xi
ÖZET	xii
ABSTRACT	xiii
1. GİRİŞ.....	1
1.1 Genel Giriş.....	1
1.2 Asenkron Motorun Matematiksel Modeli.....	5
1.3 Gerilim Beslemeli PWM İnverter Sistemi.....	11
1.4 Asenkron Motorun Sabit Eksen Takımında Geçici Rejim Simülasyonu	16
1.5 Asenkron Motor Parametrelerinin Elde Edilmesi.....	18
1.5.1 Stator Geçici Endüktansının Tespiti	20
1.5.2 Diğer Parametrelerin Belirlenmesi	22
2. ASENKRON MOTORDA DOĞRUDAN MOMENT KONTROLU.....	25
2.1 Doğrudan Moment Kontrolü (DTC) ve Alan Yönlendirmeli Kontrolün (FOC) Tarihçesi.....	25
2.2 DTC'nin Matematiksel ve Fiziksel Yorumu.....	25
2.3 DTC'de Anahtarlama Tablosunun Belirlenmesi	31
2.4 Stator Akısı Uzay Vektörünün Bulunduğu Bölge'nin Hesabı.....	34
2.5 Temel DTC Sürücü Sistemi	35
2.6 DTC ile FOC Yöntemlerinin Karşılaştırılması.....	43
2.6.1 Denetleyici Açısından Karşılaştırma	45
2.6.2 Tahmin Edilen Değişkenler Açısından Karşılaştırma.....	46
2.6.3 Moment Kontrol Performansı Açısından Karşılaştırma	46
2.6.4 Akı Kontrol Performansı Açısından Karşılaştırma.....	47
2.6.5 Parametre Hassasiyeti Açısından Karşılaştırma	47
2.6.6 Gerçekleştirme Zorluğu Açısından Karşılaştırma	48
3. DTC'NİN İYİLEŞTİRİLMESİ İÇİN GELİŞTİRİLEN İLERİ YÖNTEMLER..	50
3.1 Kalkış Anında Stator Akımının Sınırlanması	51
3.2 Stator Akısı Tahmininin İyileştirilmesi	54
3.2.1 Gerilim Modeline Dayanan Normal Bir Stator Akısı Tahmin Edicinin İncelenmesi	56

3.2.2	Akı Tahminindeki Faz ve Genlik Hatalarının DTC Sürücü Performansına Etkisi	59
3.2.3	Gerilim Modeline Dayanan Gelişmiş Bir Stator Akısı Tahmin Edicinin Gerçekleştirilmesi	60
3.3	Karma Akı Tahmin Edici ve Stator Direncinin Güncellenmesi	63
3.4	DTC ve SVM Yöntemlerinin Birlikte Kullanılması	67
3.5	Akı ve Momentin Ölü Zaman Kontrolünün Sağlanması	69
3.6	DTC’de İnverter Anahtarlama Frekansının Sabit Tutulması	73
3.6.1	Moment Histerezis Bandının Oluşturduğu Anahtarlama Frekansının Hesaplanması	78
3.6.2	Akı Anahtarlama Frekansının Hesaplanması	81
3.6.3	DTC’de Moment Dalgalandırmasının Azaltılması ve Frekansın Sabit Tutulması	82
3.7	Yüksek Performanslı Sürücülerde Algılayıcısız Kontrol Yöntemleri	84
3.7.1	Rotor Geriliminin d-ekseni Bileşeni Kullanılarak Rotor Hızının Tahmin Edilmesi	86
3.7.2	Rotor Akısı Uzay Vektörünün Hızı ile Kayma Hızı Kullanılarak Rotor Hızının Tahmin Edilmesi	88
3.7.3	Model Referans Adaptif Sistem ile Rotor Hızının Tahmin Edilmesi	92
4.	DOĞRUDAN MOMENT KONTROLLU ASENKRON MOTOR SÜRÜCÜSÜNÜN GERÇEKLEŞTİRİLMESİ	94
4.1	Giriş	94
4.2	Uygulama Devresi	94
4.3	Motor Parametrelerinin Otomatik Olarak Elde Edilmesi	99
4.4	Motora Yol Vermeden Önce Stator Akısının Oluşturulması	103
4.5	Sabit Moment Referansı ile Motora Yol Verilmesi	105
4.6	PI Denetleyici Kullanılarak Hız Kontrolünün Gerçekleştirilmesi	116
4.7	İnverter Anahtarlama Frekansının Değişimi	120
4.8	Hız Algılayıcı Kullanmadan DTC ile Hız Kontrolünün Gerçekleştirilmesi	122
5.	SONUÇLAR VE ÖNERİLER	124
	KAYNAKLAR	127
	EKLER	133
EK-1	Tezde Kullanılan Asenkron Motorun Etiket Değerleri ve Parametreleri	133
EK-2	Gerçekleştirilen Kontrol Yazılımı	134
EK-3	Uygulama Devresinde Kullanılan Elemanların Katalog Bilgileri	140
	ÖZGEÇMİŞ	150

SİMGE LİSTESİ

B	Sürtünme katsayısı
$d\psi_s$	Akı histerezis denetleyici çıkışı
dt_e	Moment histerezis denetleyici çıkışı
e	Hata
f	Frekans, manyetomotor kuvvet
f_T ve f_ϕ	Moment ve akı anahtarlama frekansı
g_1 ve g_2	Stator akısının artma ve azalma eğimleri
h_1 ve h_2	Momentin artma ve azalma eğimleri
H_1 ve H_2	Momentin ortalama artma ve azalma eğimleri
i	Akım
i_m	Mıknatıslama akımı
I_m	Sanal bileşen
J	Atalet momenti katsayısı
k	İnverter anahtarlama durumu
K_e	Ölü zaman kontrolunda tanımlanan sabit
L	Endüktans
L_m	Mıknatıslama endüktansı
m	Stator akısı bölgesi
M_{sr}	Stator ile rotor fazları arasındaki ortak endüktans
n	Devir sayısı, motor devir sayısı
N	Sarım sayısı
p	Diferansiyel eleman
P	Çift kutup sayısı
R	Direnç
R_e	Gerçek bileşen
rd ve rq	Sabit eksen takımına dönüştürülen rotorun d ve q eksenleri
$r\alpha$ ve $r\beta$	Rotor α ve β eksenleri
sA, sB ve SC	Stator faz sargıları
sD ve sQ	Statorun D ve Q eksenleri
ra, rb ve rc	Rotor faz sargıları
t	Zaman, moment
t_e ve t_L	Motor elektromanyetik momenti ve yük momenti
t_r ve t_f	Moment artma ve azalma süreleri
t_{rr} ve t_{ff}	Artma ve azalma bölgelerinde aşım süreleri
T_r	Rotor zaman sabiti
T_s	Örnekleme zamanı, kontrol periyodu
v	Gerilim
V_{dc}	DC bara gerilimi
v_k	Anahtarlama gerilimi
$\bar{v}_0$ ve $\bar{v}_7$	Sıfır gerilim vektörleri
$\bar{v}_1, \bar{v}_2, \bar{v}_3, \dots, \bar{v}_6$	Aktif gerilim vektörleri

α	Akı histerezis bandı, filtre katsayısı
α_s	Stator akımı uzay vektörü ile sD eksenini arasındaki açı
α_r	Rotor akımı uzay vektörü ile rd eksenini arasındaki açı
β	Moment histerezis bandı
δ	Çok küçük zaman aralığındaki değişim
δt	Çok küçük zaman aralığı
Δ	Dalgalanma miktarı
γ	Moment açısı
ψ	Akı
ψ_{s0}	Akının başlangıç değeri
ω	Açısal frekans
ω_e ve ω_{mr}	Stator ve rotor akısının açısal frekansları
ω_r ve ω_m	Rotor elektriksel ve motor açısal hızları
ω_{sl}	Kayma açısal frekansı
σ	Toplam kaçak faktörü
θ	sD eksenini referans alınarak stator çevresinde ölçülen açı
θ_r	Stator ile rotor manyetik eksenleri arasındaki açı
x	Herhangi bir x değişkeni
x'	Statora indirgenen rotor x değişkeni
$\bar{x}$	x vektörü
$\hat{x}$	Tahmin edilen x değeri
x^*	x değişkeninin kompleks eşleniği
x_A, x_B ve x_C	Stator A, B ve C fazlarına ait x değişkenleri
x_a, x_b ve x_c	Rotor a, b ve c fazlarına ait x değişkenleri
x_D ve x_Q	Stator D ve Q eksenlerine ait x değişkenleri
x_d ve x_q	Rotor d ve q eksenlerine ait x değişkenleri
x_s ve x_r	Stator ve rotora ait x değişkenleri
x_{ref}	Referans x değişkeni
x_{ri}	İndirgenmiş x değişkeni

KISALTMA LİSTESİ

AC	Alternatif Akım (Alternating Current)
ADC	Analog Sayısal Dönüştürücü (Analog Digital Converter)
ASIC	Uygulamaya Özel Entegre Devre (Application Specific Integrated Circuit)
DC	Doğru Akım (Direct Current)
DSC	Doğrudan Kendinden Kontrol (Direct Self Control)
DSP	Sayısal İşaret İşlemci (Digital Signal Processor)
DTC	Doğrudan Moment Kontrolü (Direct Torque Control)
FOC	Alan Yönlendirmeli Kontrol (Field Oriented Control)
GND	Toprak (Ground)
IPM	Akıllı Güç Modülü (Intelligent Power Module)
ISA	Endüstriyel Standart Mimari (Industry Standart Architecture)
mmf	Manyetomotor Kuvvet (Magneto-motive Force)
PC	Kişisel Bilgisayar (Personal Computer)
PWM	Darbe Genişlik Modülasyonu (Pulse Width Modulation)
ST	Anahtarlama Tablosu (Switching Table)
SVM	Uzay Vektör Modülasyonu (Space Vector Modulation)
THD	Toplam Harmonik Distorsiyon (Total Harmonic Distortion)
VSI	Gerilim Beslemeli İnverter (Voltage Source Inverter)

ŞEKİL LİSTESİ

Şekil 1.1	Üç fazlı simetrik asenkron motorun temel yapısının yatay kesiti.....	5
Şekil 1.2	Sabit ve dönen eksen takımlarında, stator ve rotor akımlarının uzay vektörleri.	7
Şekil 1.3	Asenkron motorun sabit eksen takımındaki iki faz modeli.	9
Şekil 1.4	Gerilim beslemeli IGBT'li inverter ve eşdeğeri.	11
Şekil 1.5	VSI inverterde anahtar konumlarına karşılık gelen gerilim vektörleri.	12
Şekil 1.6	VSI inverterde gerilim vektörlerinin sabit eksen takımındaki konumları ve oluşan bölgeler.	13
Şekil 1.7	SVM ile üretilen referans gerilim vektörü.	14
Şekil 1.8	Referans gerilim vektörü açısının $0 < \theta < 60^\circ$ olması durumunda, üretilen anahtarlama dizini.	15
Şekil 1.9	Kare Dalga İnverterle beslenen asenkron motorun geçici rejim simülasyonu.	17
Şekil 1.10	Sabit frekanslı bir kare dalga inverter ile yol verilen asenkron motorda, a) stator akımı vektörü ve b) stator akısı vektörü.	18
Şekil 1.11	Stator geçici endüktansının ölçülmesi esnasında, motor akımı ve motor uçlarındaki gerilimin değişimleri.	21
Şekil 1.12	Motor parametrelerini tespit etmek için motordan geçirilen ortalama akım ve motor uçlarındaki ortalama gerilim değişimleri.....	23
Şekil 2.1	Sabit eksen takımında, stator ve rotor akıları ile stator akımı vektörleri.	26
Şekil 2.2	Sabit eksen takımında, δt süresi boyunca stator akısı vektörünün değişimi.	27
Şekil 2.3	Stator akısı kontrolü.	30
Şekil 2.4	Stator akısı a) 1. bölgede ve b) 2. bölgede iken, gerilim vektörlerinin stator akısı ve momente etkisi.....	31
Şekil 2.5	Stator akısı uzay vektörü k. bölgede iken, seçilebilecek gerilim vektörleri ve stator akısına etkisi.....	31
Şekil 2.6	Farklı anahtarlama tabloları için moment cevapları. a) ST-A, $\omega_m = 20 \text{ rad/s}$, b) ST-A, $\omega_m = 100 \text{ rad/s}$, c) ST-D, $\omega_m = 20 \text{ rad/s}$, d) ST-D, $\omega_m = 100 \text{ rad/s}$...	33
Şekil 2.7	Stator akısı uzay vektörünün ψ_{sD} , ψ_{sQ} ve $\sqrt{3} \psi_{sQ} - \psi_{sD} $ bileşenleri ile bölge değişimi.....	34
Şekil 2.8	DTC sürücüsü blok diyagramı.....	38
Şekil 2.9	DTC'de moment, stator akısı, stator gerilimi vektörü, stator akısı bölgesi ve motor hızı değişimleri.	40
Şekil 2.10	DTC'de sabit moment referansı için, sD ve sQ eksen takımında stator akımı ile stator akısı bileşenleri ve motora uygulanan gerilimin sD bileşeni.....	40
Şekil 2.11	DTC'de kararlı halde stator ve rotor akısı uzay vektörleri.	41
Şekil 2.12	DTC'de sabit moment referansı ile yol verilen motorda, stator akımı uzay vektörünün yörüngesi.	41
Şekil 2.13	DTC'de P denetleyici kullanıldığında, $n_{ref} = 500 \text{ d/d}$ için hız cevabı ve üretilen moment.	42
Şekil 2.14	DTC'de PI denetleyici kullanıldığında, $n_{ref} = 500 \text{ d/d}$ için hız cevabı ve üretilen moment.	42
Şekil 2.15	Asenkron motorda dolaylı alan yönlendirmeli kontrol.....	44
Şekil 2.16	Alan yönlendirmeli kontrolün prensibi.....	44
Şekil 3.1	Stator akımında bir sınırlama yapılmadığında, stator akısı ve momentin birlikte artırılması.	53
Şekil 3.2	Stator akımında bir sınırlama yapılmadığında, önce stator akısı ve daha sonra momentin artırılması.	53

Şekil 3.3	Stator akımında sınırlama yapıldığında, önce stator akısı ve daha sonra momentin artırılması.....	54
Şekil 3.4	Saf integratörle stator akısı tahmininde, ölçülen DC bara gerilimindeki 0.5 V'luk hata ile oluşan stator akısı yörüngesindeki kayma.....	56
Şekil 3.5	Asenkron makinada, kararlı halde gerçek ve LP filtre ile tahmin edilen stator akısı değişimleri.....	58
Şekil 3.6	Tahmin edilen ve gerçek stator akısı genliklerinin oranı ile bu akılar arasındaki faz farkı.....	58
Şekil 3.7	Gerçek ve LP filtre ile tahmin edilen stator akısı vektörleri.....	59
Şekil 3.8	LP filtre ile stator akısı tahmininde, farklı filtre katsayılarının stator akısı yörüngesine etkisi, a) $\alpha = 0.995$ ve b) $\alpha = 0.996$ için.....	61
Şekil 3.9	Filtrenin etkisi, a) elektromotor kuvvetin sD ve sQ bileşenleri, b) elektromotor kuvvetine eklenen gürültü, c) saf integratör çıkışı, d) LP filtre çıkışı ve e) faz ve genlik kompanzasyonu yapıldıktan sonra LP filtre çıkışı.....	63
Şekil 3.10	Motor çalışmada stator akısındaki hata.....	65
Şekil 3.11	DTC-SVM sisteminin blok diyagramı.....	67
Şekil 3.12	Asenkron makinanın sabit eksen takımındaki eşdeğer devresi.....	70
Şekil 3.13	Asenkron motorun DTC ile kontrolünde momentin değişimi.....	74
Şekil 3.14	Moment referansı 2 Nm iken moment eğimi ve hızdaki değişme, a) h_a bileşeni, b) h_b bileşeni, c) h_c bileşeni ve d) motor hızı.....	76
Şekil 3.15	Stator akısı 1. bölgede iken, moment eğimleri ortalamasının hesabı için stator ve rotor akılarının değişim tanımları, a) $\bar{v}_2$ vektörü ve b) $\bar{v}_3$ vektörü uygulandığında.....	77
Şekil 3.16	Momentin yükselme ve düşme bölgelerinde tanımlanan süreler.....	79
Şekil 3.17	Moment anahtarlama frekansı ile yükselme ve düşme sürelerinin devir sayısına bağlı değişimleri.....	80
Şekil 3.18	Moment anahtarlama frekansının moment bandına göre değişimi.....	80
Şekil 3.19	Akı anahtarlama frekansının akı bandına göre değişimi.....	82
Şekil 3.20	Teklif edilen yöntemde anahtarlama zamanları ve moment değişimi.....	83
Şekil 3.21	Teklif edilen yöntemde tahmin edilen hız bileşenleri ve momentin değişimleri...	91
Şekil 3.22	MRAS ile motor hızı tahmini.....	92
Şekil 4.1	Uygulama devresi blok diyagramı.....	95
Şekil 4.2	Kontrol periyodu içinde gerçekleşen işlemler ve süreleri.....	96
Şekil 4.3	Uygulama devresinde kullanılan DTC algoritması.....	98
Şekil 4.4	Stator geçici endüktansının ölçülmesi için motora uygulanan test gerilimi.....	100
Şekil 4.5	Stator geçici endüktansının ölçülmesinde motordan geçen akım.....	100
Şekil 4.6	Motor parametrelerinin ölçülmesi için motordan geçirilen akım.....	101
Şekil 4.7	Motor parametrelerinin ölçülmesinde motor uçlarında oluşan gerilim.....	101
Şekil 4.8	Motor parametrelerinin ölçülmesi sırasında motor uçlarındaki gerilimin ortalaması.....	102
Şekil 4.9	Δt_2 aralığında elde edilen rotor akısı değişimi.....	102
Şekil 4.10	Stator akısının oluşturulması esnasında motor akımı.....	104
Şekil 4.11	Başlangıçta oluşturulan stator akısı.....	104
Şekil 4.12	Motor momentinin değişimi.....	106
Şekil 4.13	Stator akısı genliğinin değişimi.....	106
Şekil 4.14	Stator akısı sD bileşeninin değişimi.....	107
Şekil 4.15	Stator akısı sQ bileşeninin değişimi.....	107

Şekil 4.16	Stator akısı kullanılarak elde edilen rotor akısı sd bileşeninin değişimi.....	108
Şekil 4.17	Stator akısı kullanılarak elde edilen rotor akısı sq bileşeninin değişimi.....	108
Şekil 4.18	Motor devir sayısının değişimi.	109
Şekil 4.19	LP filtre katsayısının değişimi.	109
Şekil 4.20	Stator akımı sD bileşeninin değişimi.	110
Şekil 4.21	Stator akımı sQ bileşeninin değişimi.	110
Şekil 4.22	Motor momentinin değişimi.	112
Şekil 4.23	Stator akısı genliğinin değişimi.	112
Şekil 4.24	Stator akısı vektörünün değişimi.	113
Şekil 4.25	Stator akısı vektörünün kompanze edildikten sonraki değişimi.	113
Şekil 4.26	Stator akısı vektörü bölgesinin değişimi.....	114
Şekil 4.27	Motora uygulanan gerilim vektörünün değişimi.	114
Şekil 4.28	Rotor akısı vektörünün değişimi.....	115
Şekil 4.29	Motor devir sayısının değişimi.	115
Şekil 4.30	Stator akımı vektörünün değişimi.....	116
Şekil 4.31	PI denetleyici kullanılarak yapılan hız kontrolunda, 30 d/d'lık referans hız için referans moment ve devir sayısı değişimleri.	117
Şekil 4.32	PI denetleyici kullanılarak yapılan hız kontrolunda, 150 d/d'lık referans hız için referans moment ve devir sayısı değişimleri.	118
Şekil 4.33	PI denetleyici kullanılarak yapılan hız kontrolunda, 300 d/d'lık referans hız için referans moment ve devir sayısı değişimleri.	118
Şekil 4.34	PI denetleyici kullanılarak yapılan hız kontrolunda, 750 d/d'lık referans hız için referans moment ve devir sayısı değişimleri.	119
Şekil 4.35	PI denetleyici kullanılarak yapılan hız kontrolunda, 1000 d/d'lık referans hız için referans moment ve devir sayısı değişimleri.	119
Şekil 4.36	$\beta = 0.05$ ve $\alpha = 0.02$ için inverter anahtarlama frekansı ve hız değişimleri.	120
Şekil 4.37	$\beta = 0.01$ ve $\alpha = 0.02$ için inverter anahtarlama frekansı ve hız değişimleri.	121
Şekil 4.38	$\beta = 0.05$ ve $\alpha = 0.01$ için inverter anahtarlama frekansı ve hız değişimleri.	121
Şekil 4.39	$\beta = 0.5$ ve $\alpha = 0.01$ için inverter anahtarlama frekansı ve hız değişimleri.	122
Şekil 4.40	Hız referansı 250 d/d için, motor hızı ve tahmin edilen hız değişimleri.....	123
Şekil 4.41	Hız referansı 500 d/d için, motor hızı ve tahmin edilen hız değişimleri.....	123

ÇİZELGE LİSTESİ

Çizelge 1.1 Kontrol yöntemlerinin çeşitli açılardan karşılaştırılması.	3
Çizelge 1.2 İnverterde anahtarlama konumuna bağlı olarak v_{sD} ve v_{sQ} çıkış gerilimleri. ...	13
Çizelge 2.1 İnverterde gerilim vektörüne göre stator akısı ve moment değişimleri.....	32
Çizelge 2.2 İnverterde anahtarlama yöntemleri.....	32
Çizelge 2.3 Stator akısı uzay vektörü bölgesinin belirlenmesi.....	35
Çizelge 2.4 Optimum anahtarlama vektörünün seçimi.....	36
Çizelge 2.5 FOC ve DTC yöntemlerinin karşılaştırılması.....	48
Çizelge 3.1 Geçici rejimde inverter durumları.	72



ÖNSÖZ

“Asenkron Motorda Doğrudan Moment Kontrolünün İncelenmesi ve Gerçekleştirilmesi” başlıklı Doktora Tezi çalışmamı, teorik ve pratik olarak tamamlamış bulunmaktayım. Akademik ve endüstriyel olarak önemli olan bir alanda yaptığım bu tezin, daha sonra bu konuda çalışacak olan meslektaşlarıma yararlı olmasını dilerim.

Bütün tez çalışmalarım boyunca büyük bir özveri ile beni daima yönlendiren ve destekleyen, tez danışmanım ve hocam **Doç.Dr.Hacı BODUR** Bey’e en içten teşekkürlerimi sunuyorum.

Ayrıca, özellikle asenkron motor konusunda çok yardımlarını gördüğüm değerli hocamız Sayın **Prof.Remzi GÜLGÜN** Bey’e, yoğun çalışmalarım sırasında hoşgörü ve sabır gösteren eşime ve çalışmalarımı maddi olarak destekleyen YTÜ Araştırma Fonu’nun değerli yönetici ve çalışanlarına teşekkür ederim.

2002 İstanbul

Ahmet Faruk BAKAN



ÖZET

Endüstriyel uygulamalarda, motor vasıtasıyla elektrik şebekesinden mekaniksel yüke aktarılan enerjinin ve motorun moment ile hız büyüklüklerinin kontrolü, yıllarca akademik ve pratik çalışmalarda geniş yer tutmuştur. Günümüz endüstrisinde, çok pahalı olan ve çok bakım isteyen DC motorlar yerine, oldukça ucuz fakat sağlam ve bakımsız olan sincap kafesli asenkron motorların yaygın olarak kullanıldığı bilinmektedir.

Son yıllarda asenkron motorlar üzerinde yapılan akademik ve endüstriyel çalışmalar, yüksek performanslı denetim sağlayan ve vektör kontrolüne dayalı olan, alan yönlendirmeli kontrol (FOC) ve doğrudan moment kontrolü (DTC) yöntemleri üzerinde yoğunlaşmıştır. Uzun vektör teorisi, gerilim beslemeli inverter modeli ve uzay vektör modülasyonu, gerilim vektörleri seçim tablosunun oluşturulması ve seçim kriterleri, asenkron motorun matematiksel modeli ve geçici rejim davranışı ile motor parametrelerinin otomatik olarak belirlenmesi, yüksek performanslı asenkron motor kontrolünün temel konularıdır.

DTC'nin temeli, stator akısı ve motor momentinin, sadece stator değişkenleri kullanılarak belirlenmesi ve kontrol edilmesidir. Diğer bir ifade ile DTC, koordinat dönüşümü yapılmadan, modülatör ve hız algılayıcı kullanılmadan, uygun gerilim vektörlerinin seçilmesiyle, momentin basit ve mükemmel olarak kontrol edilmesidir. Kalkış anında stator akımının sınırlandırılması, moment dalgalanmasının azaltılması, stator akısının geniş bir hız aralığında tahmin edilmesi, anahtarlama frekansının sabit tutulması, akı ve momentin ölü zaman kontrolü ile stator direncinin güncellenmesi, DTC problemlerinin çözümü ve DTC'nin iyileştirilmesi için gerekli ileri yöntemlerdir.

Bu çalışmada, önce vektör kontrolünün temel kavramları ele alınmış, sonra asenkron motor kontrolü için en hızlı moment cevabı ve yüksek performans sağlayan DTC yöntemi etrafı olarak incelenmiştir. Daha sonra, DTC problemlerinin çözülmesi ve DTC'nin iyileştirilmesi için ek yöntemler geliştirilmiş, bu yöntemlerin detaylı analizi ve gerçekleştirilmesi sağlanmıştır. Ayrıca, DTC ile asenkron motor hız kontrolü sisteminin bir uygulaması gerçekleştirilmiş ve sunulan teorik analiz deneysel sonuçlarla doğrulanmıştır.

Anahtar Kelimeler : Asenkron motor kontrolü, yüksek performanslı AC motor kontrolü, doğrudan moment kontrolü, hız algılayıcısız kontrol.

ABSTRACT

In industrial applications, a lot of academic and practical studies have been done on the control of the power, which is transferred from ac mains to the load by a motor, and the torque and speed of the motor for many years. It is known that induction motors have been used instead of DC motors in industry in the last years. Because a DC motor is very expensive and requires much maintenance, but an induction motor has low cost and is robust and requires very little maintenance.

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

DTC is fundamentally to determine and control the stator flux and motor torque by using only stator variables. In other words, DTC controls the motor torque basically and perfectly without being used any modulators, speed sensors and coordinate transformation. The limitation of the stator current during starting, the reduction of torque ripples, the estimation of the stator flux at a wide speed range, keeping the switching frequency constant, the dead beat control of the flux and torque, and updating the stator resistance are advanced methods to overcome the drawbacks of DTC and to improve DTC.

In this study, first the basic principles of the vector control had been examined, then the DTC method that provides the fastest torque response and high performance for induction motor control had been analyzed in detail. Consequently, advanced methods had been proposed to overcome the drawbacks of DTC and to improve it, and these methods had been analyzed and realized. Additionally, a DTC induction motor control system had been realized and the proposed theoretical analysis had been verified with experimental results.

Key Words : Induction motor control, high performance AC motor control, direct torque control, sensorless control.

1. GİRİŞ

1.1 Genel Giriş

Endüstriyel uygulamalarda elektrik motorlarının kontrol edilmesi amacıyla kullanılan değişken hızlı sürücüler, motor mili vasıtasıyla şebekeden yüke verilen enerjinin ve moment ile hız büyüklüklerinin kontrolünü sağlar. Uygulamalarda, moment ve hız büyüklüklerinden sadece birisi kontrol edilerek moment veya hız kontrolu yapılır. Sürücü moment kontrol modunda çalıştığında, hız yük tarafından belirlenir. Moment, makinadaki gerçek akım ve akının bir fonksiyonudur. Benzer şekilde sürücü hız kontrol modunda çalıştığında, moment yük tarafından belirlenir. Değişken hızlı sürücüler, pompa, fan, vinç, asansör, torna tezgahı, hadde tezgahı, kağıt makinası ve sarma makinası gibi farklı yükleri besleyen elektrik motorlarının kontrolunda endüstride yaygın olarak kullanılmaktadır. Ayrıca, günümüz endüstrisinde, çok pahalı olan ve sık bakım isteyen DC motorlar yerine, oldukça ucuz fakat sağlam ve bakımsız olan sincap kafesli asenkron motorların yaygın olarak kullanıldığı bilinmektedir (Bose, 1986; Nash, 1997).

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

AC sürücülerde, kontrol skaler veya vektörel olarak gerçekleştirilir. Skaler kontrolda, temel değişkenler olarak gerilim ve frekans kullanılır. Bu kontrol yönteminde, motordaki manyetik alanın konumu dikkate alınmaz ve sürücüde hız algılayıcı kullanılması gerekmez. Rotorun konumu ihmal edilir, yani hız veya konum bilgisi kullanılmaz. Dolayısıyla, bu sürücü açık çevrimli sürücü olarak da bilinmektedir. Moment ve akı doğrudan veya dolaylı olarak kontrol edilemez. Kontrol sabit bir gerilim/frekans çıkışı olan bir regülatör ile sağlanır, ve daha sonra PWM modülatörü sürülür. Bu düzenleme, basit olmakla beraber düşük hız doğruluğu ve zayıf moment cevabı sağlayabilir. Akı ve moment seviyeleri, uygulanan gerilim ve frekansa

motorun verdiği cevap ile belirlenir. Bu tür bir sürücü, yüksek seviyede doğruluk gerektirmeyen pompa ve fan gibi uygulamalar için elverişlidir. Vektör kontrolü yöntemlerinin gelişmesiyle, V/f kontrolundaki düşük AC motor performansının AC motorun kendisinden kaynaklanmadığı ve motora gücün verilme veya kontrol edilme şeklinden kaynaklandığı anlaşılmıştır (Vithayathil, 1995).

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

Doğrudan moment kontrolü (DTC) teorisinin ilk yayınlanması, 1971 yılı öncesine Alman mühendis Blaschke'e kadar uzanır. Doğrudan moment kontrollü sürücü, ABB firması tarafından geliştirilen yeni bir teknoloji olup AC, DC veya servo sürücü gibi çalışabilme yeteneğine sahip olan ilk üniversal sürücüdür ve 1995 yılının sonlarına doğru üretilmiştir. DTC'li sürücüde, elde edilen gerilim ve akım cevap verme süreleri tamamen motor tarafından belirlenir ve inverter artık bir kısıtlayıcı faktör olmaktan çıkar. DTC'li değışken frekanslı asenkron motorda sürücüsü, alan yönlendirmeli kontrol (FOC) ve doğrudan kendinden kontrol (DSC) teorileri ile sayısal işaret işlemci (DSP) ve uygulamaya özel entegre devre (ASIC) teknolojilerini kullanmaktadır (Vas, 1998).

DTC'de motor akısı ve momentinin temel kontrol değışkenleri olarak kullanılma düşüncesi, DC sürücüde yapılan işlemin prensip olarak aynısıdır. Buna karşılık, klasik PWM ve akı

vektör kontrollü sürücülerde çıkış gerilim ile frekansı temel kontrol değişkenleri olarak kullanılır ve bu değişkenler modüle edilerek motora uygulanır. Bu modülatör katı, ek bir işaret işleme zamanı oluşturarak mümkün olan moment ve hız cevabını kısıtlar. DTC’de, akı ve momentin her ikisi de histerezis denetleyici ile kontrol edilir ve PWM modülatörü ile ilgili gecikmeler ortadan kalkar. PWM modülatörü yerine optimum anahtarlama mantığı kullanılır. Böylece, DC sürücünün sahip olduğu moment kontrol ve doğrudan akı kontrolü ile hızlı cevap verme gibi özellikler elde edilir. Moment cevabı, DC veya akı vektör kontrolü ile mümkün olandan iyidir. Orta seviyeli hız doğruluğu (%0.1 - %10) için hız algılayıcı ihtiyacı ortadan kalkar. Değişken hızlı sürücü uygulamalarının çoğunda moment kontrolü gerekli olup hız kontrolü gerekmez. Hassas hız kontrolü gerektirmeyen dizel elektrikli lokomotifler ve elektrikli otomobil gibi taşıma uygulamalarında, elektromanyetik moment doğrudan kontrol edilir ve hız kontrolü kullanılmaz. Doğrudan moment kontrolü yöntemi, özellikle bu uygulamalar için idealdir (Habetler ve Divan, 1991; Habetler vd., 1992a). Çizelge 1.1’de, motor sürücülerinin kontrol özellikleri ile avantaj ve dezavantajları özetlenmiştir.

Çizelge 1.1 Kontrol yöntemlerinin çeşitli açılardan karşılaştırılması.

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

Doğrudan moment kontrolünün temeli, alan yönlendirmeli kontrol (FOC) ve doğrudan kendinden kontrol teorisine dayanır. Alan yönlendirmeli kontrol, manyetik alan yönlendirmesini optimum olarak kontrol etmek üzere uzay vektör teorisini kullanır. Bu kontrol yöntemi, akı vektör denetleyicilerinin tasarımında başarı ile uygulanmıştır ve iyi bilinmektedir. Doğrudan kendinden kontrol teorisi, Almanya’da Manfred Depenbrock’un geliştirdiği ve yayınladığı makalelerde tanıttığı bir yöntem olup daha az bilinmektedir. Doğrudan kendinden kontrol yönteminde, çalışma frekansındaki değişiklikler, moment ihtiyacı tarafından ve geribesleme yoluyla otomatik olarak belirlenir (Depenbrock, 1988).

Bu tezin ilk bölümünde, asenkron motorun geçici rejim matematiksel modeli uzay vektörleri kullanılarak elde edilmiştir. Gerilim beslemeli inverterin sabit eksen takımındaki modeli, uzay vektör modülasyonu ve motor parametrelerinin bulunması incelenmiştir. Asenkron motorun geçici rejimdeki davranışı ve motor parametrelerinin bulunması simülasyonla gösterilmiştir. Sonuç olarak, bu bölümde vektör kontrolünün temel kavramları ele alınmıştır.

İkinci bölümde, doğrudan moment kontrolünün temel kavramları incelenmiştir. DTC'nin fiziksel ve matematiksel yorumu açıklanmıştır. İnverter gerilim vektörlerinin seçilmesinde kullanılan anahtarlama tablosunun oluşturulması, histerezis denetleyicilerin çıkışları ve stator akısı uzay vektörünün bulunduğu bölgeye göre gerilim vektörünün tablodan seçilmesi ve stator akısı vektörünün bulunduğu bölgenin trigonometrik fonksiyon kullanmadan belirlenmesi detaylı olarak incelenmiştir. Ayrıca, DTC sürücüsünün temel özellikleri ve adım adım gerçekleştirmesi açıklanmıştır. Yüksek performanslı sürücülerde yaygın olarak kullanılan FOC ve DTC yöntemlerinin özellikleri karşılaştırılmıştır.

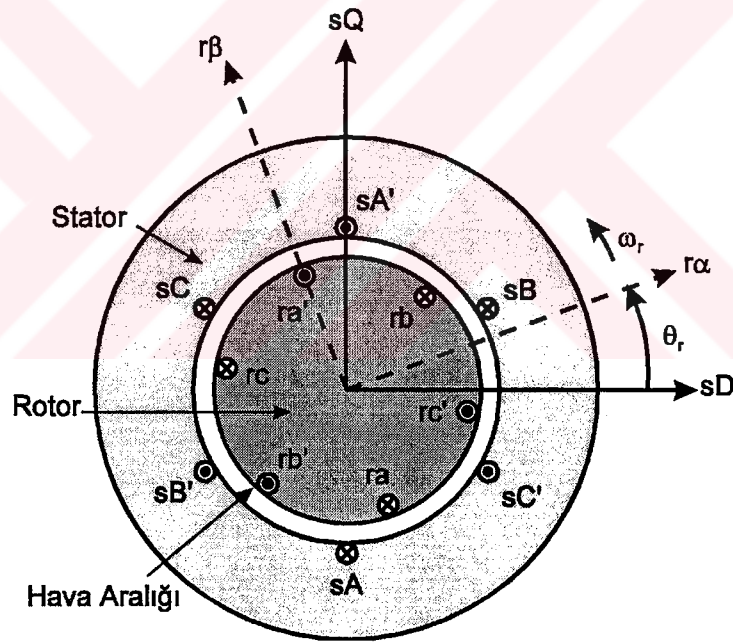
Üçüncü bölümde, DTC'nin problemlerini çözmek ve DTC'yi iyileştirmek için geliştirilen ileri yöntemler incelenmiştir. Kalkış anında stator akımının sınırlanması, stator akısının geniş bir hız aralığında tahmin edilmesi, anahtarlama frekansının sabit tutulması, uzay vektör modülasyonu ve DTC'nin birlikte kullanılması, akı ve momentin ölü zaman kontrolü, moment dalgalanmasının azaltılması, stator direncinin güncellenmesi ve algılayıcısız hız kontrolü detaylı olarak ele alınmıştır.

Dördüncü bölümde, Pentium tabanlı bir PC kullanılarak, doğrudan moment kontrollu hız algılayıcısız bir asenkron motor sürücü sisteminin uygulaması gerçekleştirilmiş ve uygulama devresinden alınan sonuçlara yer verilmiştir. Yapılan teorik analizler uygulama sonuçları ile doğrulanmış ve gerçekleştirilen sistemin yüksek performanslı uygulamalar için çok uygun olduğu gösterilmiştir.

Bu çalışmanın beşinci ve son bölümünde ise, yapılan çalışmalar ile elde edilen sonuçlar özetlenmiş ve bazı öneriler sıralanmıştır.

1.2 Asenkron Motorun Matematiksel Modeli

Vektör kontrollu ve doğrudan moment kontrollu sürücülerin anlaşılabilmesi için kontrol edilen makinanın matematiksel modelinin iyi bilinmesi gerekir. Makinanın davranışını geçici ve kararlı rejimde temsil eden matematiksel model, hesaplama kolaylığı açısından uzay vektörleri kullanılarak tanımlanır. Analizin kolay yapılabilmesi için, motorda hava aralığının düzgün olduğu, demir geçirgenliğinin sonsuz olduğu, hava aralığındaki akı yoğunluğunun yüzeye dik geldiği, oluk etkisi ve demir kayıpları ile uç etkilerinin olmadığı kabul edilir. Şekil 1.1'de üç fazlı simetrik asenkron motorun yatay kesiti verilmiştir. Bu şekilde, stator ve rotor sargıları, hava aralığının her iki tarafında tek bir bobin olarak gösterilmiştir. Gerçekten her bir faz sargısı, kendi manyetik ekseninde sinüsoidal bir manyetomotor kuvvet (mmf) üretecek şekilde yerleştirilir. Üç fazlı simetrik asenkron motorun matematiksel modeli, uzay vektörleri kullanılarak aşağıda elde edilmiştir.



Şekil 1.1 Üç fazlı simetrik asenkron motorun temel yapısının yatay kesiti.

Statora üç fazlı simetrik gerilimin uygulanmasıyla geçen $i_{sA}(t)$, $i_{sB}(t)$ ve $i_{sC}(t)$ stator faz akımları,

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

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

Statorun A fazının manyetik eksenini sabit eksen takımında sD eksenidir. Manyetomotor kuvvet motorda fiziksel olarak mevcuttur ve ölçülebilir. Stator akımı uzay vektörü aşağıdaki gibi tanımlanır (Ramshaw, 1990; Vas, 1998).

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

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

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

Statordaki mmf uzay vektörü,

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

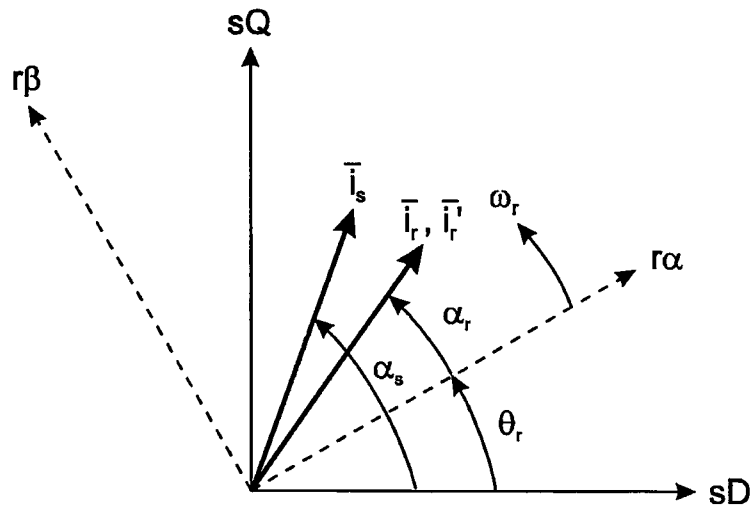
açısal hızıyla döner. Rotor akımı, rotor eksen takımında aşağıdaki gibi ifade edilir.

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

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

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

olur. Şekil 1.2'de stator ve rotor akımlarının uzay vektörleri, sabit ve ω_r hızıyla dönen eksen takımlarında görülmektedir.



Şekil 1.2 Sabit ve dönen eksen takımlarında, stator ve rotor akımlarının uzay vektörleri.

Stator ve rotorda oluşan mmf değişimlerinin toplamı,

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

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

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

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

olarak elde edilir. Statorda oluşan akı,

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

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

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

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

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

şekillerinde ifade edilebilir. Asenkron motorun sabit eksen takımındaki iki fazlı modelinin temel yapısı Şekil 1.3'te görülmektedir.

Rotor akımları için aşağıdaki dönüşümler kullanılır.

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

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

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

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

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

$$v_{sD} = \frac{2}{3} \left[v_{sA} - \frac{1}{2} v_{sB} - \frac{1}{2} v_{sC} \right] \quad (1.24)$$

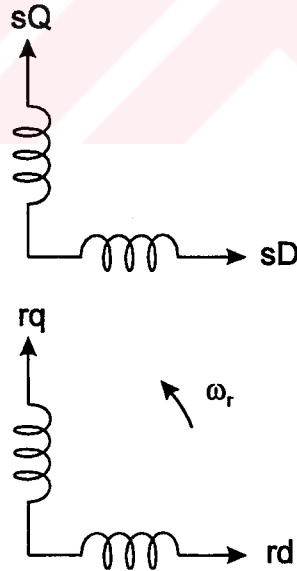
$$v_{sQ} = \frac{1}{\sqrt{3}} [v_{sB} - v_{sC}] \quad (1.25)$$

$$i_{sD} = \frac{2}{3} \left[i_{sA} - \frac{1}{2} i_{sB} - \frac{1}{2} i_{sC} \right] \quad (1.26)$$

$$i_{sQ} = \frac{1}{\sqrt{3}} [i_{sB} - i_{sC}] \quad (1.27)$$

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

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



Şekil 1.3 Asenkron motorun sabit eksen takımındaki iki faz modeli.

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

$$\bar{v}_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{\psi}_s}{dt} \quad (1.30)$$

$$\bar{v}_r' = R_r \bar{i}_r' + \frac{d\bar{\psi}_r'}{dt} - j\omega_r \bar{\psi}_r' \quad (1.31)$$

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

$$\begin{bmatrix} \bar{v}_s \\ \bar{v}_r' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_s \\ \bar{i}_r' \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_s & L_m \\ L_m & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_s \\ \bar{i}_r' \end{bmatrix} - j\omega_r \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ L_m & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_s \\ \bar{i}_r' \end{bmatrix} \quad (1.32)$$

$$\begin{bmatrix} v_{sD} \\ v_{sQ} \\ v_{rd} \\ v_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s p & 0 & L_m p & 0 \\ 0 & R_s + L_s p & 0 & L_m p \\ L_m p & \omega_r L_m & R_r + L_r p & \omega_r L_r \\ -\omega_r L_m & L_m p & -\omega_r L_r & R_r + L_r p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sD} \\ i_{sQ} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (1.33)$$

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

$$t_e = \frac{3}{2} P L_m (i_{sD} i_{rq} - i_{sQ} i_{rd}) \quad (1.34)$$

ve geçici rejimdeki hareket denklemi,

$$t_e - t_L = J \frac{d\omega_m}{dt} + B\omega_m \quad (1.35)$$

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

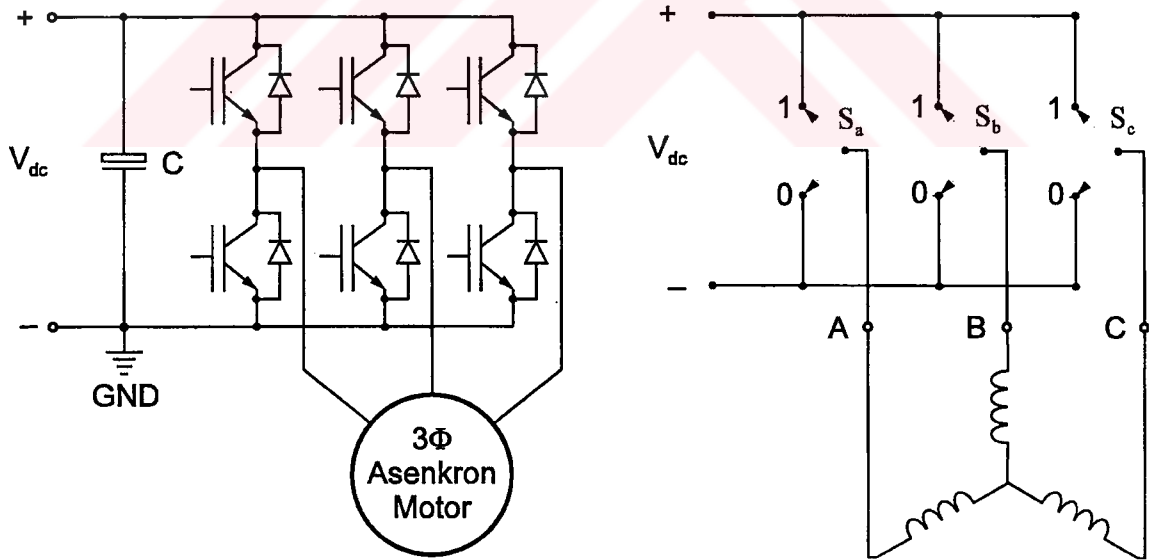
$$\omega_r = P\omega_m \quad (1.36)$$

şeklinde ifade edilir. Üç fazlı asenkron motorun dinamik simülasyonu, (1-24)-(1-36) eşitlikleri kullanılarak bilgisayar yardımıyla adım adım yapılabilir (Ong, 1998).

1.3 Gerilim Beslemeli PWM İnverter Sistemi

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

AC makinelerin analizinde kullanılan uzay vektörü kavramı, üç fazlı gerilim beslemeli inverterlerin analizinde de kullanılabilir. Üç fazlı sinüsoidal gerilimlerin uzay vektörü, sD ve sQ sabit eksen takımında, sabit genlikli ve sabit açısal hızla dönen bir vektördür. Üç fazlı gerilim beslemeli inverterin (VSI) normal çalışması, aynı koldaki iki elemanın aynı anda iletimde olmamasını gerektirir. Bu sebeple üç fazlı inverter, eşdeğer olarak iki konumlu üç mekanik anahtar ile tanımlanır. Dolayısıyla $k = 2^3 = 8$ farklı inverter anahtarlama durumu mevcuttur. Şekil 1.4'te üç fazlı asenkron motoru besleyen gerilim beslemeli inverter ve eşdeğeri görülmektedir.



Şekil 1.4 Gerilim beslemeli IGBT'li inverter ve eşdeğeri.

Her bir inverter faz kolunun anahtarlama durumu ayrı ayrı S_a , S_b ve S_c anahtarlama fonksiyonları tarafından kontrol edilir. Anahtarlama fonksiyonu, inverter fazı kaynak geriliminin pozitif ucuna bağlandığında "1", negatif ucuna (GND) bağlandığında ise "0"

olarak tanımlanır. DC bara gerilimi V_{dc} olduğuna göre, anahtarlama fonksiyonları,

$$S_{a,b,c} = \begin{cases} 1 & +V_{dc} \\ 0 & \text{GND} \end{cases} \quad (1.37)$$

olarak ve inverter faz gerilimleri,

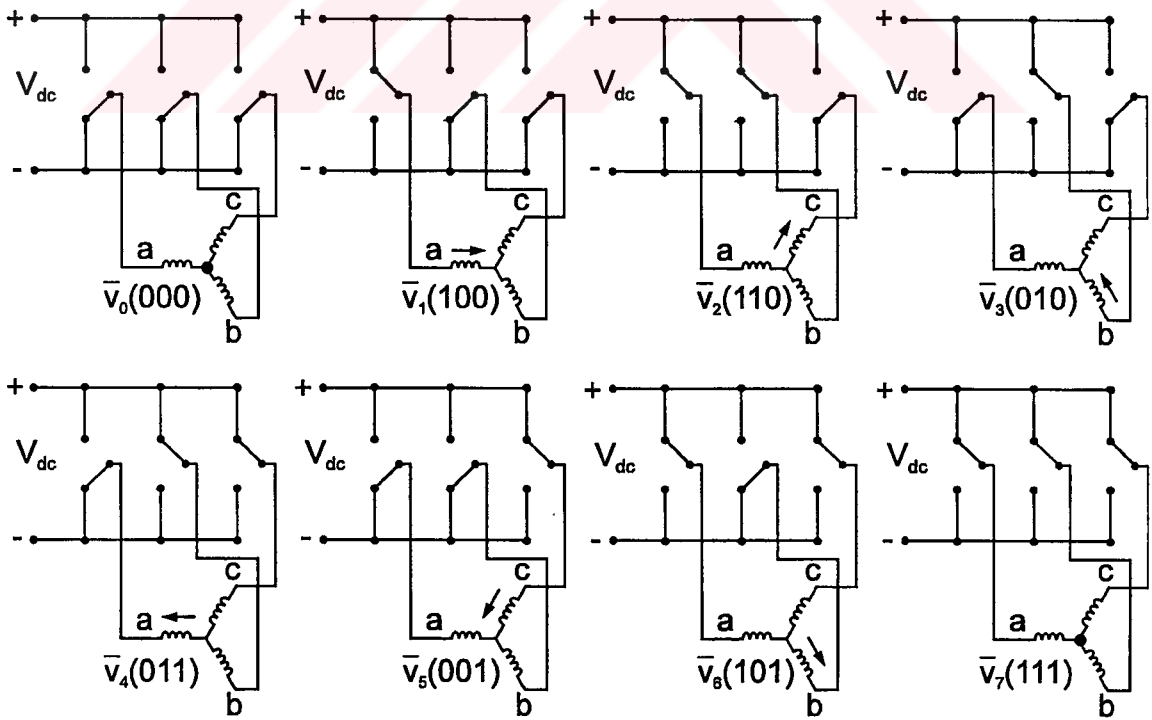
$$v_{sA} = S_a \cdot V_{dc} \quad (1.38)$$

$$v_{sB} = S_b \cdot V_{dc} \quad (1.39)$$

$$v_{sC} = S_c \cdot V_{dc} \quad (1.40)$$

şeklinde tanımlanır. VSI PWM inverter, 8 farklı anahtarlama durumuna bağlı olarak 8 farklı inverter çıkış gerilim vektörü üretir. Şekil 1.5'te anahtar konumlarına karşılık düşen gerilim vektörleri gösterilmiştir.

(1.24)-(1.25) ve (1.38)-(1.40) eşitlikleri kullanılarak gerilim vektörlerinin sD ve sQ bileşenleri hesaplanır. Çizelge 1.2'de inverter anahtarlama durumuna bağlı olarak v_{sD} ve v_{sQ} çıkış gerilimlerinin değerleri verilmiştir.



Şekil 1.5 VSI inverterde anahtar konumlarına karşılık gelen gerilim vektörleri.

Çizelge 1.2 İnverterde anahtarlama konumuna bağlı olarak v_{sD} ve v_{sQ} çıkış gerilimleri.

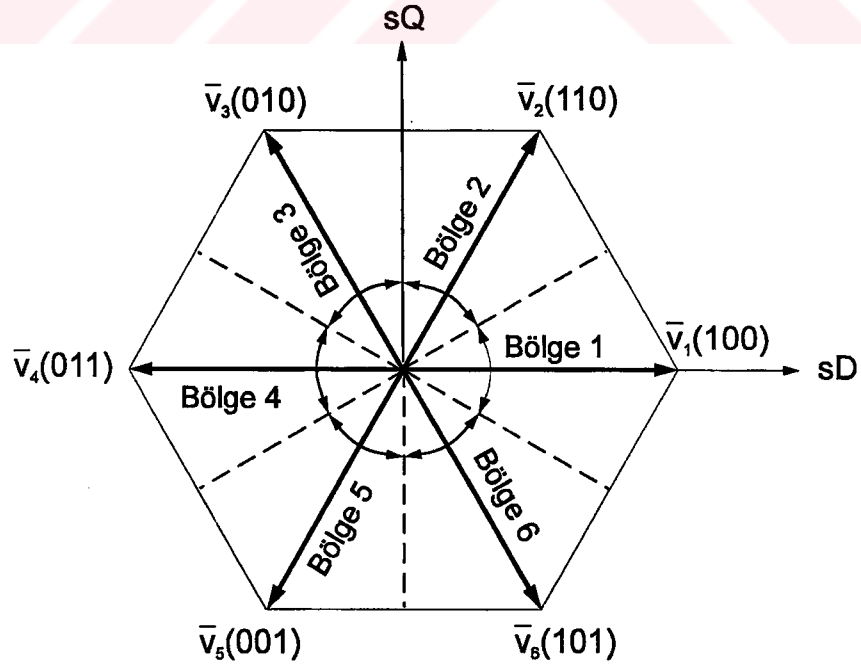
k	S_a	S_b	S_c	v_{sD}	v_{sQ}
0	0	0	0	0	0
1	1	0	0	$V_{dc} \cdot 2/3$	0
2	1	1	0	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/\sqrt{3}$
3	0	1	0	$-V_{dc}/3$	$V_{dc}/\sqrt{3}$
4	0	1	1	$-V_{dc} \cdot 2/3$	0
5	0	0	1	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}/\sqrt{3}$
6	1	0	1	$V_{dc}/3$	$-V_{dc}/\sqrt{3}$
7	1	1	1	0	0

Gerilim vektörü $\bar{v}_k = v_{sD} + jv_{sQ}$ olarak tanımlandığına göre, Çizelge 1.2’de verilen sonuçlar genelleştirilerek gerilim beslemeli PWM inverterin d-q modeli aşağıdaki gibi bulunur.

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

$$\bar{v}_k = 0 \quad k = 0,7$$
(1.41)

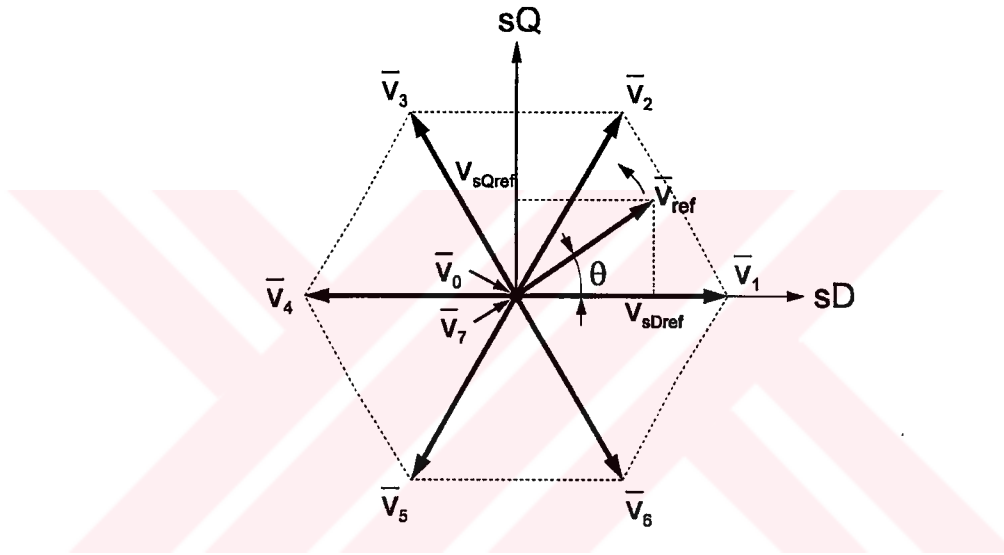
Gerilim vektörleri simetrik bir altıgen oluşturur. Bu altıgen 60 derecelik 6 bölgeye bölünür. -30 ile $+30$ derece arasında tanımlanan bölge 1. bölgedir. Gerilim vektörlerinin sabit eksen takımındaki konumları ve bölge tanımları Şekil 1.6’da görülmektedir.



Şekil 1.6 VSI inverterde gerilim vektörlerinin sabit eksen takımındaki konumları ve oluşan bölgeler.

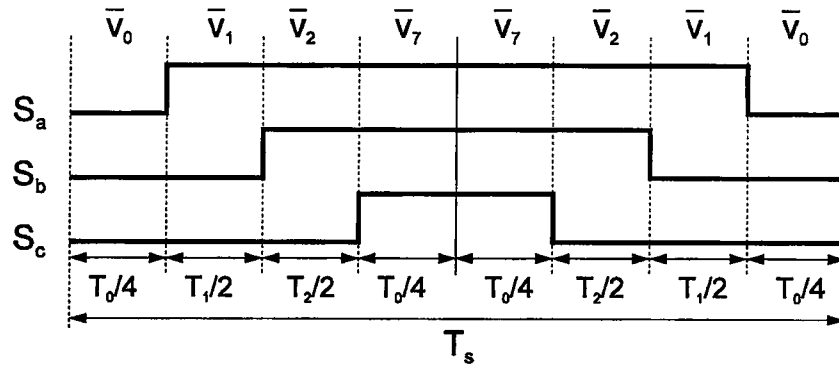
Motora $\bar{v}_1 - \bar{v}_6$ vektörlerinden biri uygulandığında, stator akısı uygulanan gerilim vektörü doğrultusunda artar. Bu nedenle $\bar{v}_1 - \bar{v}_6$ vektörleri aktif vektörler olarak adlandırılır. Sıfır gerilim vektörleri olarak adlandırılan $\bar{v}_0$ ve $\bar{v}_7$ gerilim vektörleri,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

Vektör kontrol yöntemlerinde, sabit eksen takımındaki 8 farklı gerilim vektörü ile üç fazlı sinüsoidal akımların üretilmesi için modülasyon teknikleri kullanılır. Bu teknikler arasında en uygun olanı Uzay Vektör Modülasyonu (SVM) tekniğidir. SVM tekniği ile gerilim vektörünün genliğini ve fazını istenilen yörüngede kontrol etmek mümkündür. SVM ile üretilen $\bar{v}_{ref}$ referans gerilim vektörü Şekil 1.7’de gösterilmiştir.



Şekil 1.7 SVM ile üretilen referans gerilim vektörü.

Uygulamada SVM’nin gerçekleştirilmesi, motor kontrolünde kullanılan DSP’de bulunan bir SVM birimi ile sağlanır. SVM birimi, üretilmek istenilen $\bar{v}_{ref}$ referans gerilim vektörünün sabit eksen takımındaki bileşenleri v_{sDref} ve v_{sQref} ile V_{dc} gerilimini giriş olarak alır. v_{sDref} ve v_{sQref} kullanılarak $\bar{v}_{ref}$ referans gerilim vektörünün bulunduğu bölge tespit edilir. $\bar{v}_{ref}$ ’e komşu olan iki gerilim vektörü ve sıfır gerilim vektörleri, bir anahtarlama peryodu içinde uygun bir sırayla ve belirli sürelerle seçilir. Böylece, bir anahtarlama peryodu boyunca ortalama olarak $\bar{v}_{ref}$ referans gerilim vektörü elde edilmiş olur. Şekil 1.8’de $\bar{v}_{ref}$ referans gerilim vektörü açısının $0^\circ < \theta < 60^\circ$ olması durumunda üretilen gerilim vektörleri gösterilmiştir.



Şekil 1.8 Referans gerilim vektörü açısının $0 < \theta < 60^\circ$ olması durumunda, üretilen anahtarlama dizini.

Şekil 1.8’de verilen anahtarlama dizini ile üretilen gerilim vektörünün ortalaması,

$$\bar{v}_{\text{ref}} T_s = \bar{v}_0 \frac{T_0}{2} + \bar{v}_1 T_1 + \bar{v}_2 T_2 + \bar{v}_7 \frac{T_0}{2} \quad (1.42)$$

olarak bulunur. $\bar{v}_0$ ve $\bar{v}_7$ vektörleri sıfır gerilim vektörleri olduğundan, T_s peryodu boyunca referans gerilim vektörünün ortalaması,

$$\bar{v}_{\text{ref}} = \frac{\bar{v}_1 T_1 + \bar{v}_2 T_2}{T_s} \quad (1.43)$$

şeklinde bulunur. Referans gerilim vektörü bileşenleri açısından,

$$\bar{v}_{\text{ref}} = \bar{v}_{\text{sDref}} + j\bar{v}_{\text{sQref}} = \frac{T_1}{T_s} |\bar{v}_1| + \frac{T_2}{T_s} |\bar{v}_2| \cos 60 + j \frac{T_2}{T_s} |\bar{v}_2| \sin 60 \quad (1.44)$$

olarak da yazılabilir. Aktif gerilim vektörlerinin genliği $|\bar{v}_k| = 2/3 \cdot V_{\text{dc}}$ olduğuna göre, T_1 ve T_2 süreleri,

$$T_2 = \frac{\bar{v}_{\text{sQref}} T_s}{2/3 \cdot V_{\text{dc}} \sin 60} = \frac{\sqrt{3} \cdot \bar{v}_{\text{sQref}}}{V_{\text{dc}}} T_s \quad (1.45)$$

$$T_1 = \frac{3 \bar{v}_{\text{sDref}} T_s}{2 V_{\text{dc}}} - \frac{T_2}{2} \quad (1.46)$$

olarak bulunur. Sıfır gerilim vektörlerinin toplam süresi ise,

$$T_0 = T_s - T_1 - T_2 \quad (1.47)$$

olur. SVM’de Şekil 1.8’de verilen anahtarlama dizini kullanılarak, her bir elemanın peryot içinde sadece bir kere konum değiştirmesi sağlanır. $\bar{v}_0(000)$, $\bar{v}_1(100)$, $\bar{v}_2(110)$ ve $\bar{v}_7(111)$ anahtarlama vektörleri sırayla seçildiğinde, inverterdeki altı IGBT’den her biri sadece bir kere konum değiştirir. Böylece anahtarlama frekansı T_s peryodu ile doğrudan kontrol edilir.

SVM ile üretilen referans gerilim vektörünün genliği Şekil 1.7’de gösterilen altıgenin sınırını geçemez. Bu durumda sıfır gerilim vektörleri kullanılmaz. Çıkış geriliminin maksimum değeri,

$$\bar{v}_{\text{ref max}} = \frac{V_{\text{dc}}}{\sqrt{3} \sin(\theta + 60)} \quad (1.48)$$

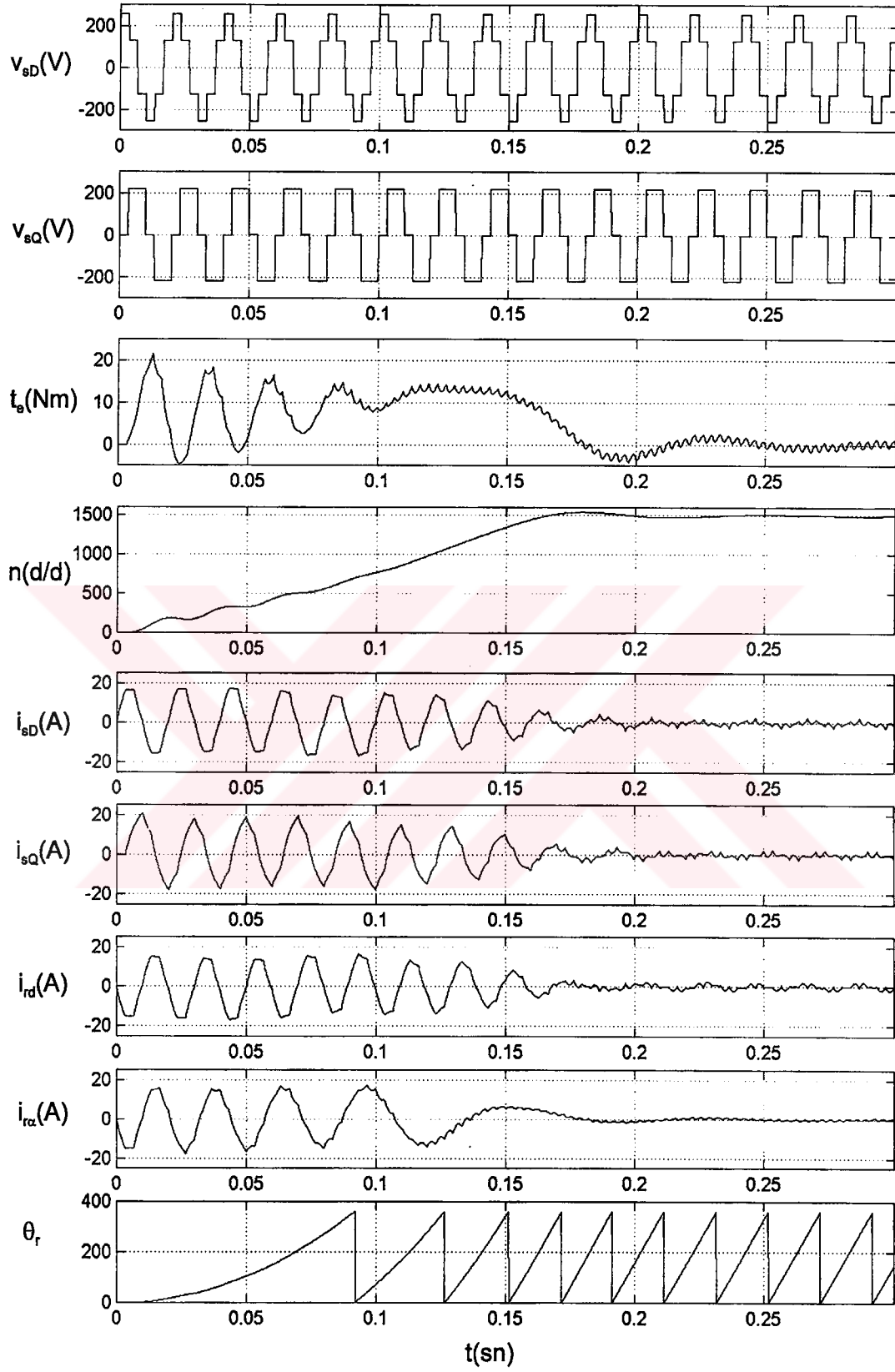
olarak bulunur. Referans gerilim vektörü bu değerden büyük ise kare dalga çalışmaya geçilir.

1.4 Asenkron Motorun Sabit Eksen Takımında Geçici Rejim Simülasyonu

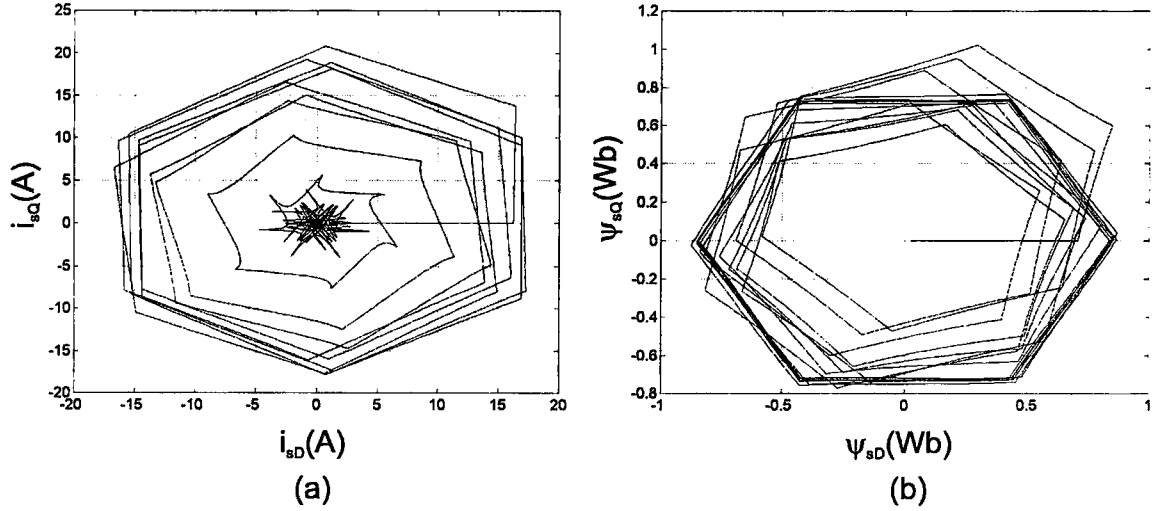
Asenkron motorun geçici rejim davranışının bilgisayar yardımıyla incelenmesinde, motorun sabit eksen takımındaki modeli (1.33), VSI inverterin d-q modeli (1.41), moment eşitliği (1.34) ve hareket denklemi (1.35) kullanılır. Bu eşitlikler, ayrık zamanda ifade edilerek bilgisayar yardımıyla adım adım çözülür.

Asenkron motorun geçici rejim davranışını incelemek üzere, örnek olarak sabit frekanslı ve kare dalga bir kaynak ile yol verilmesi durumu ele alınmıştır. Simülasyonda motorun sabit eksen takımındaki modeli ve inverterin d-q modeli kullanılmıştır. Şekil 1.9’da bu simülasyonun sonuçları olarak motora uygulanan gerilimin sD ve sQ bileşenleri, motor momenti, motor hızı, stator akımının sD ve sQ bileşenleri, rotor akımının rd ve rα bileşenleri ve θ_r açısı verilmiştir. Ayrıca stator akımı vektörünün değişimi Şekil 1.10(a)’da ve stator akısı vektörünün değişimi Şekil 1.10(b)’de verilmiştir.

Simulasyonda, örnekleme zamanı $100\mu\text{s}$, kare dalga inverterin frekansı 50 Hz, $J=0.01\text{ kg-m}^2$ ve $V_{\text{dc}}=311\text{ V}$ alınmıştır. Kullanılan asenkron motorun parametreleri EK-1’de verilmiştir.



Şekil 1.9 Kare Dalga İnverterle beslenen asenkron motorun geçici rejim simülasyonu.



Şekil 1.10 Sabit frekanslı bir kare dalga inverter ile yol verilen asenkron motorda, a) stator akımı vektörü ve b) stator akısı vektörü.

Simülasyon sonuçlarından görüldüğü gibi, sabit frekanslı bir gerilim stator sargılarına uygulandığında başlangıçta stator akımı yüksek değerler alır. Stator ve rotorda oluşan akıların etkileşimi ile rotoru hızlandıracak yönde bir elektromanyetik moment oluşur. Nominal hıza yaklaşıldığında, moment dalgalanması ve stator akımı azalmaya başlar. Stator akımlarının frekansı sabit olmakla birlikte, rotor akımlarının frekansı motor hızlandıkça azalır. Rotorda endüklenen gerilim, senkron olarak dönen stator mmf hızı ile rotor hızı arasındaki bağıl açısal hız ile orantılıdır. Motor nominal hıza ulaştığında, stator akımı azalarak boşdaki değerine düşer. Bu akım sadece makinanın mıknatıslama akımını karşılar. Rotor senkron hızda dönerse rotor akımı sıfır olur. Pratikte rotor senkron hızdan biraz daha düşük bir hızda döner.

1.5 Asenkron Motor Parametrelerinin Elde Edilmesi

Standart inverterlerin farklı motorlarla çalışabilmesi gerektiğinden, sürücü çalıştırılmadan önce motor parametrelerinin bilinmesi gerekir. Gerekli elektriksel parametrelerin otomatik olarak bulunması için iki yöntem kullanılır. Bu yöntemlerin birincisi, motora ilk enerji verildiğinde önceden belirlenen test işaretlerinin uygulanması ile parametrelerin belirlenmesidir (Summer ve Asher, 1993; Vas, 1993; Akiyama vd., 1995; Rasmussen vd., 1996). İkinci yöntem ise, sürücünün çalışması esnasında parametrelerin on-line olarak elde edilmesidir (Leonhard, 1985; Habetler vd., 1998; Nielsen ve Kamierkowski, 1989). Benzer şekilde doğrudan moment kontrollü sürücülerde parametre tahmini için çalışmalar yapılmıştır (Lai vd., 2000). Burada birinci yöntem incelenmiştir.

Bir asenkron motorun elektriksel parametreleri, motor durmakta iken elde edilebilir. Bunun için, belirlenen şekilde bir akımın geçmesini sağlayan test gerilimleri motora uygulanır. Motorun akım ve gerilimleri ölçülerek elektriksel parametreler elde edilir. Motor hareketsiz iken aşağıda elde edilen gerilim eşitlikleri kullanılarak, motor parametreleri belirlenir.

(1.16)'da verilen stator akısı (1.30)'da verilen stator gerilimi eşitliğinde kullanılarak,

$$\bar{v}_s = R_s \bar{i}_s + L_s \frac{d\bar{i}_s}{dt} + L_m \frac{d\bar{i}_r'}{dt} \quad (1.49)$$

elde edilir. Rotor mıknatıslama akımı sabit eksen takımında,

$$\bar{i}_{mr} = \frac{\bar{\psi}_r'}{L_m} = \frac{L_r \bar{i}_r' + L_m \bar{i}_s}{L_m} = \bar{i}_s + \frac{L_r}{L_m} \bar{i}_r' \quad (1.50)$$

olarak verilir. Durmakta ($\omega_r = 0$) olan motor için, (1.31) eşitliği aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$0 = R_r \bar{i}_r' + \frac{d\bar{\psi}_r'}{dt} \quad (1.51)$$

Rotor akımı (1.50) eşitliğinden,

$$\bar{i}_r' = \frac{L_m}{L_r} (\bar{i}_{mr} - \bar{i}_s) \quad (1.52)$$

olarak bulunur. (1.50)-(1.52) eşitlikleri kullanılarak,

$$\frac{d\bar{i}_{mr}}{dt} = \frac{\bar{i}_s - \bar{i}_{mr}}{T_r} \quad (1.53)$$

elde edilir. Burada rotor zaman sabiti T_r aşağıdaki gibi tanımlanır.

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} \quad (1.54)$$

(1.52) eşitliği (1.49)'da kullanılırsa, stator gerilimi ifadesi aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\begin{aligned} \bar{v}_s &= R_s \bar{i}_s + L_s \frac{d\bar{i}_s}{dt} + L_m \frac{L_m}{L_r} \left(\frac{d\bar{i}_{mr}}{dt} - \frac{d\bar{i}_s}{dt} \right) \\ &= R_s \bar{i}_s + \left(L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right) \frac{d\bar{i}_s}{dt} + \frac{L_m^2}{L_r} \frac{d\bar{i}_{mr}}{dt} \end{aligned} \quad (1.55)$$

Bu ifadede $d\bar{i}_{mr}/dt$ yerine (1.53) eşitliği ile verilen değeri konulursa,

$$\begin{aligned}\bar{v}_s &= R_s \bar{i}_s + \left(L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right) \frac{d\bar{i}_s}{dt} + \frac{L_m^2}{L_r} \frac{\bar{i}_s - \bar{i}_{mr}}{T_r} \\ &= \left(R_s + \left(\frac{L_m}{L_r} \right)^2 R_r \right) \bar{i}_s + \left(L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right) \frac{d\bar{i}_s}{dt} - \frac{L_m^2}{L_r} \frac{\bar{i}_{mr}}{T_r}\end{aligned}\quad (1.56)$$

elde edilir. Bu eşitlikte,

$$R_{ri} = \left(\frac{L_m}{L_r} \right)^2 R_r \quad (1.57)$$

$$L'_s = L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \quad (1.58)$$

$$\bar{\psi}_{ri} = \frac{L_m}{L_r} \bar{\psi}_r' \quad (1.59)$$

olarak tanımlanır. L'_s stator geçici endüktansıdır. (1.56) eşitliği,

$$\bar{v}_s = (R_s + R_{ri}) \bar{i}_s + L'_s \frac{d\bar{i}_s}{dt} - \frac{\bar{\psi}_{ri}}{T_r} \quad (1.60)$$

olarak ve (1.53) eşitliği,

$$\frac{d\bar{\psi}_{ri}}{dt} = R_{ri} \bar{i}_s - \frac{\bar{\psi}_{ri}}{T_r} \quad (1.61)$$

şeklinde yazılır. Bu eşitlikler kullanılarak, VSI PWM inverter ile beslenen asenkron motor durmakta iken, stator direnci, rotor direnci ve rotor zaman sabiti gibi motor parametreleri elde edilir.

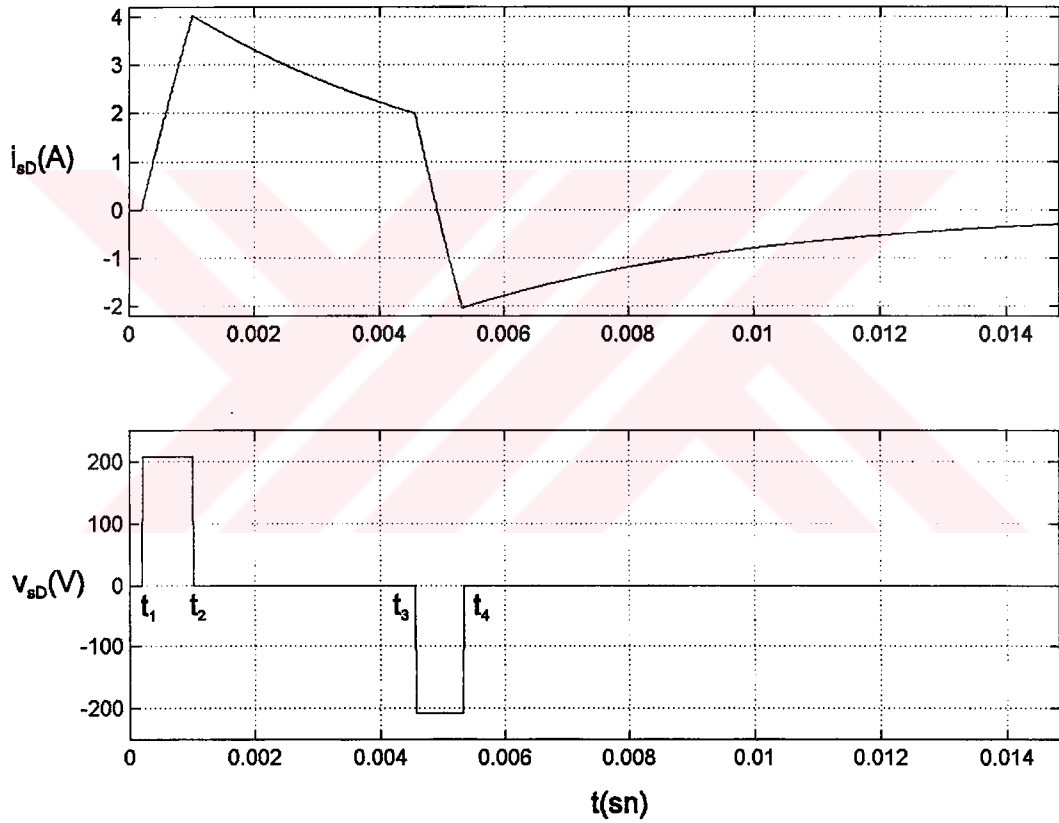
1.5.1 Stator Geçici Endüktansının Tespiti

Stator geçici endüktansının değeri L'_s , motora uygun bir gerilim uygulanarak ve (1.60) eşitliği kullanılarak hesaplanabilir. Bu gerilimin uygulanma süresi rotor zaman sabitinden T_r çok küçük seçilirse, (1.60) eşitliğindeki $\bar{\psi}_{ri} = 0$ kabul edilebilir. Ayrıca, sabit eksen

takımında stator akımının sD bileşeni ortalamasının sıfır olması durumunda, geçici stator endüktansı,

$$L'_s = \frac{v_{sD}}{\frac{di_{sD}}{dt}} \quad (1.62)$$

olarak elde edilir. Uygulanan gerilim darbeleri ve motorun verdiği akım cevabı simülasyonla elde edilerek Şekil 1.11'de gösterilmiştir. Uzay vektör tanımına göre, motora uygulanan gerilimin sD bileşeni $v_{sD} = \frac{2}{3} V_{dc}$ ve geçen akımın sD bileşeni $i_{sD} = i_{sA}$ olarak hesaplanır.



Şekil 1.11 Stator geçici endüktansının ölçülmesi esnasında, motor akımı ve motor uçlarındaki gerilimin değişimleri.

Bu test yönteminde $v_{sQ} = 0$ tutularak v_{sD} gerilimi ile akım kontrolü sağlanır. $t = t_1$ anında, motora $v_{sD} = (2/3)V_{dc}$ gerilimi uygulanarak motor akımının nominal değere yükselmesi sağlanır. $t = t_2$ anında, motor sargıları kısa devre edilerek akım azaltılır. $t = t_3$ anında, nominalin yarısına düşen akım, $v_{sD} = -(2/3)V_{dc}$ gerilimi uygulanarak ters yönde artırılır.

Motor akımı $t = t_4$ anında ters olarak nominalin yarısına ulaşır. $t = t_4$ anından sonra, motor sargıları kısa devre edilerek akımın sıfıra düşmesi sağlanır. Stator geçici endüktansı $t_1 - t_2$ veya $t_3 - t_4$ aralığında hesaplanabilir. $t_3 - t_4$ aralığında hesap yapılırsa, akımın ortalaması sıfıra yakın olduğundan sonuç daha doğru olur. Bu aralıkta stator geçici endüktansı,

$$L'_s = \frac{2}{3} V_{dc} \frac{t_4 - t_3}{i_{sD}(t_3) - i_{sD}(t_4)} \quad (1.63)$$

olarak hesaplanır.

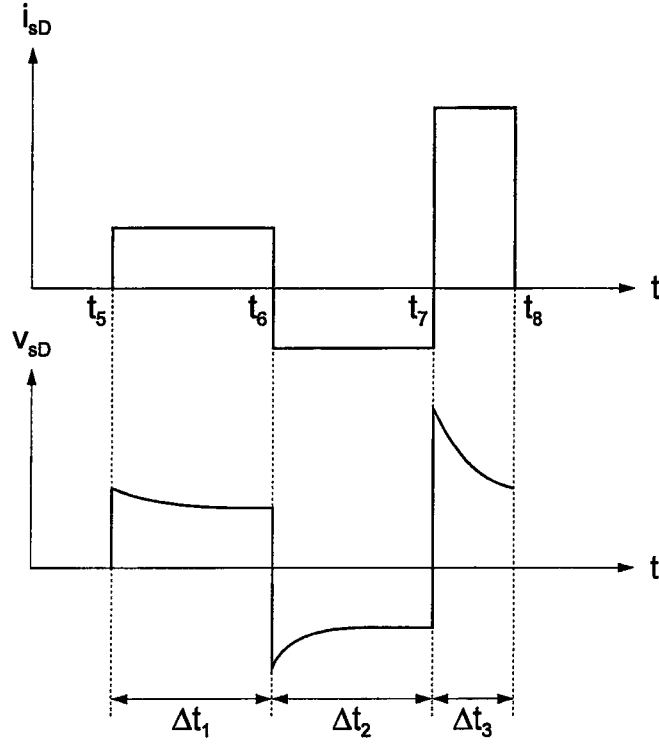
1.5.2 Diğer Parametrelerin Belirlenmesi

Motordan doğru akım geçirilerek ve motor uçlarındaki gerilim hesaplanarak, motorun stator direnci, indirgenmiş rotor direnci ve rotor zaman sabiti elde edilebilir. Akım bir histerezis akım denetleyici ile sabit tutulur. Stator direnci, kararlı rejimde gerilim ortalamasının akım ortalamasına oranıdır. Bu durum,

$$R_s = \frac{v_{sD}}{i_{sD}} \quad (1.64)$$

şeklinde ifade edilebilir. Şekil 1.12'de görüldüğü gibi, $t = t_5$ anında, stator sargılarından bir dc akım geçirilmeye başlanır. Bu akımın değeri, nominal akımın maksimum değerinin üçte biri olarak seçilir. Böylece, manyetik doyumun ölçülen parametreleri etkilemesi önlenir. Akım denetleyici ile motordan dc akım geçirildiğinde, akım kararlı rejime ulaşana kadar motor uçlarında üstel olarak azalan bir gerilim oluşur. $t = t_6$ anından itibaren, stator sargılarından negatif bir dc akım geçirilir. $t = t_7$ anında, motordan nominal akımın maksimum değeri kadar bir pozitif dc akım geçirilmeye başlanır. Motordan geçirilen bu üç farklı dc akımın zaman aralıkları, Şekil 1.12'de görüldüğü gibi sırasıyla Δt_1 , Δt_2 ve Δt_3 olarak tanımlanır. Yarı iletken elemanların iletim gerilim düşümlerinin etkisini ortadan kaldırmak için, stator direnci bu zaman aralıklarındaki gerilim ve akım ortalamalarının farkları kullanılarak aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$R_s = \frac{v_{sD}(\Delta t_3) - v_{sD}(\Delta t_1)}{i_{sD}(\Delta t_3) - i_{sD}(\Delta t_1)} \quad (1.65)$$



Şekil 1.12 Motor parametrelerini tespit etmek için motordan geçirilen ortalama akım ve motor uçlarındaki ortalama gerilim değişimleri.

$t_6 - t_7$ aralığının başında $\psi_{ri\alpha}(\Delta t_1) = T_r R_{ri} i_{sD}(\Delta t_1)$ olan rotor akısının d-ekseni bileşeni, üstel olarak azalarak bu aralığın sonunda $\psi_{ri\alpha}(\Delta t_2) = T_r R_{ri} i_{sD}(\Delta t_2)$ değerine ulaşır. (1.60)'ta verilen stator gerilimi eşitliğinde rotor akısı bulunduğa göre, Δt_2 aralığında akım denetleyici çıkışındaki gerilimin ortalaması kullanılarak rotor zaman sabiti elde edilebilir.

Uygulamada sayısal olarak gerçekleştirilen denetleyicinin çıkışındaki gerilim, örneklemeden dolayı Şekil 1.12'de gösterildiği kadar düzgün değildir. Δt_2 aralığında motor uçlarındaki gerilimin üstel olarak azaldığı bölgeye bir eğri uydurulur. Bu eğri kullanılarak rotor zaman sabiti elde edilir. Rotor zaman sabiti Δt_3 aralığı kullanılarak elde edilirse, motor akımının bu aralıkta nominal değerde olması nedeniyle, rotor akısı çok kısa bir sürede doyuma ulaşır. Böylece, rotor zaman sabiti gerçek değerinden daha küçük bulunur. Δt_2 aralığında üstel olarak azalan rotor akısı $t = t_7$ anında kararlı değerine ulaşır. $t = t_7$ anında $\frac{d\bar{\psi}_{ri}}{dt} = 0$ olduğundan (1.61) eşitliği,

$$\frac{\bar{\psi}_{ri}}{T_r} = R_{ri} i_{sD}(\Delta t_2) \quad (1.66)$$

şeklinde yazılabilir. Bu eşitlik (1.60) bağıntısında kullanılırsa ve stator akımının türevi sıfır alınırsa, stator geriliminin sD eksen bileşeninin başlangıç değeri,

$$\bar{v}_{sD0}(\Delta t_3) = R_s i_{sD}(\Delta t_3) + R_{ri} [i_{sD}(\Delta t_3) - i_{sD}(\Delta t_2)] \quad (1.67)$$

olarak yazılır. Buradan rotor direncinin indirgenmiş değeri,

$$R_{ri} = \frac{v_{sD0}(\Delta t_3) - R_s i_{sD}(\Delta t_3)}{i_{sD}(\Delta t_3) - i_{sD}(\Delta t_2)} \quad (1.68)$$

bulunur. T_r ve R_{ri} kullanılarak L_m^2 / L_r dönüştürme oranı aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$\frac{L_m^2}{L_r} = T_r R_{ri} \quad (1.69)$$

Stator endüktansı ve sızıntı faktörü ise,

$$L_s = L'_s + T_r R_{ri} \quad (1.70)$$

$$\sigma = \frac{L'_s}{L_s} \quad (1.71)$$

şeklinde hesaplanır. Motor ilk çalışmaya başladığında, parametreler off-line olarak elde edilir ve hafızada saklanır. Yüksek performanslı sürücülerde, motorun çalışması esnasında parametre tahmini on-line olarak yapılır ve parametre değerleri güncellenir.

2. ASENKRON MOTORDA DOĞRUDAN MOMENT KONTROLÜ

2.1 Doğrudan Moment Kontrolü (DTC) ve Alan Yönlendirmeli Kontrolün (FOC)

Tarihçesi

Yüksek performanslı AC motor sürücülerini genel olarak vektörel kontrol veya doğrudan moment kontrol teknikleri ile gerçekleştirilmektedir. Vektörel kontrollü sürücülerin gelişmesi, 20 yıldan uzun bir süre önce Almanya'da Blaschke, Hasse ve Leonhard'ın çalışmaları ile başlamıştır. Geliştirilen vektör kontrollü sürücüler, yaygın bir uygulama alanı olarak motor sürücülerini arasında pazar payını arttırmıştır. Vektör kontrollü sürücüler daha çok alan yönlendirmeli kontrol yöntemi uygulanarak gerçekleştirilmektedir.

Doğrudan moment kontrollü sürücüler ile ilgili araştırmalar 1985 yılından itibaren başlamış olup, ilk çalışmalar Japonya'da Takahashi (1986) ve Almanya'da Depenbrock (1988) tarafından yapılmıştır. Bu konuda ilk ticari ürünü ABB firması 1995 yılında piyasaya sürmüştür. Endüstride en çok kullanılan motor türü olan asenkron motorların kontrolünde, güç devresi olarak gerilim beslemeli inverter (VSI) kullanmak birçok avantaj sağlamaktadır. Doğrudan moment kontrollü ve VSI ile beslenen asenkron motorların kullanımının yüksek dinamik performans gerektiren uygulamalarda giderek yaygınlaşacağı tahmin edilmektedir.

2.2 DTC'nin Matematiksel ve Fiziksel Yorumu

Uygun stator gerilim vektörlerinin seçilmesi ile stator akısının ve momentin doğrudan kontrol edilmesi, bu yöntemin doğrudan moment kontrolü olarak adlandırılmasına sebep olmuştur. Yöntemin temel fikri, motor akı ve momentini, stator akım ve geriliminin anı değerlerini kullanarak hesaplamaktır. Asenkron motorda stator akısı ve stator gerilim vektörleri arasındaki ilişki aşağıdaki gibi verilmektedir (Habetler vd., 1992; Kazmierkowski ve Kasprovicz, 1995; Nash, 1997; Casadei vd., 1997; Juhasz vd., 2000).

$$\bar{v}_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{\psi}_s}{dt} \quad (2.1)$$

DTC yönteminde asenkron motorun ürettiği moment, stator akısı ve stator akımı kullanılarak hesaplanır. Üç fazlı, simetrik asenkron makinada üretilen elektromanyetik momentin anı değeri, stator akısı uzay vektörü $\bar{\psi}_s$ ile stator akımı uzay vektörü $\bar{i}_s$ 'in vektörel çarpımı ile orantılıdır.

$$t_e = \frac{3}{2} P \bar{\Psi}_s \times \bar{i}_s \quad (2.2)$$

Moment eşitliğinin stator ve rotor akıları cinsinden yazılması, motorda moment oluşumunun fiziksel olarak yorumlanması açısından daha uygundur. Stator ve rotor akıları kullanılarak,

$$\bar{\Psi}_s = L_s \bar{i}_s + L_m \bar{i}_r' \quad (2.3)$$

$$\bar{\Psi}_r' = L_r \bar{i}_r' + L_m \bar{i}_s \quad (2.4)$$

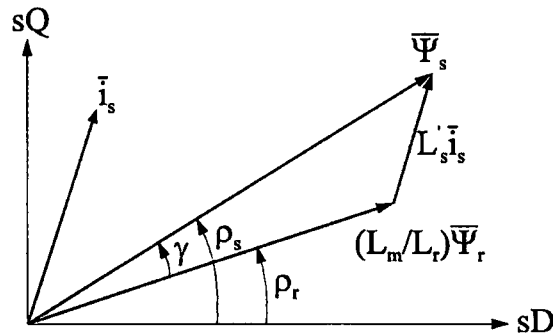
olduğuna göre, stator akımı,

$$\bar{i}_s = \frac{\bar{\Psi}_s}{\sigma L_s} - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \bar{\Psi}_r' \quad (2.5)$$

şeklinde yazılabilir. Burada σ sızıntı faktörü olup $\sigma = 1 - L_m^2 / L_s L_r$ olarak tanımlanır. (2.5) eşitliği ile verilen stator akımı (2.2)'de verilen moment ifadesinde yerine konulursa, aşağıdaki eşitlik elde edilir.

$$\begin{aligned} t_e &= \frac{3}{2} P \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \bar{\Psi}_s \times \bar{\Psi}_r' = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} |\bar{\Psi}_s| |\bar{\Psi}_r'| \sin(\rho_s - \rho_r) \\ &= \frac{3}{2} P \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} |\bar{\Psi}_s| |\bar{\Psi}_r'| \sin \gamma \end{aligned} \quad (2.6)$$

Moment ifadesinde bulunan stator akısı, rotor akısı ve stator akımı vektörleri Şekil 2.1'de sabit eksen takımında görülmektedir.



Şekil 2.1 Sabit eksen takımında, stator ve rotor akıları ile stator akımı vektörleri.

Statorun akı ve gerilim vektörleri arasındaki ilişki, stator direncindeki gerilim düşümü ihmal edilerek (2.1) eşitliğinden,

$$\bar{v}_s = \frac{d\bar{\psi}_s}{dt} \quad (2.7)$$

olarak yazılabilir. δt küçük zaman aralığında motora $\bar{v}_k = v_{sD} + jv_{sQ}$ inverter gerilim vektörü uygulandığında, stator direncindeki gerilim düşümü ihmal edilirse stator akısı bileşenlerindeki değişim,

$$\delta\psi_{sD} = v_{sD}\delta t \quad (2.8)$$

$$\delta\psi_{sQ} = v_{sQ}\delta t \quad (2.9)$$

olur. Başlangıçta $\bar{v}_1$ gerilim vektörü uygulanarak stator akısının $t = t_0$ anında sD eksen doğrultusunda ψ_{s0} değerine ulaştığı kabul edilirse, stator akısının $t_0 + \delta t$ anındaki genliği,

$$|\bar{\psi}_s| = \sqrt{(\psi_{s0} + \delta\psi_{sD})^2 + \delta\psi_{sQ}^2} \quad (2.10)$$

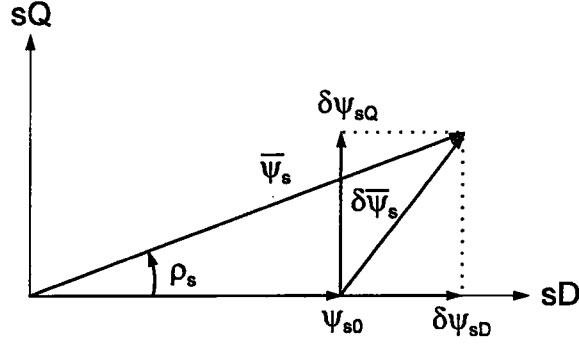
bulunur. $\psi_{s0} + \delta\psi_{sD} \gg \delta\psi_{sQ}$ olduğu kabul edilirse, stator akısının genliği,

$$|\bar{\psi}_s| \cong \psi_{s0} + \delta\psi_{sD} \quad (2.11)$$

olarak elde edilir. Şekil 2.2'de sabit eksen takımında, δt süresi boyunca stator akısı vektörünün değişimi görülmektedir. Stator akısındaki değişim, büyük ölçüde stator akısının $t = t_0$ anındaki yönü doğrultusunda uygulanan gerilim vektörü tarafından sağlanır. δt kısa zaman aralığında rotor akısı uzay vektörünün değişmediği kabul edilebilir. Bu durumda (2.6)'da verilen motorun elektromanyetik moment eşitliği kullanılarak,

$$\delta t_e = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \psi_r \delta\psi_{sQ} \quad (2.12)$$

yazılır. Motor momentindeki değişim, stator akısının $t = t_0$ anındaki yönüne dik olan inverter gerilim vektörünün oluşturduğu $\delta\psi_{sQ}$ tarafından üretilir (Buja vd., 1997b).



Şekil 2.2 Sabit eksen takımında, δt süresi boyunca stator akısı vektörünün değişimi.

t_0 anından $t_0 + \delta t$ anına kadar stator akısı uzay vektörünün açısındaki değişim,

$$\Delta \rho_s = \tan^{-1} \frac{\delta \psi_{sQ}}{\psi_{s0} + \delta \psi_{sD}} \quad (2.13)$$

olarak hesaplanır. Bu eşitlik δt 'ye bölünürse stator akısının açısal hızı elde edilir. Atalet nedeniyle δt süresi boyunca rotor hareketsiz olduğundan stator akısının hızı kayma hızı ile aynıdır. Böylece, kayma hızı,

$$\omega_{sle} = \frac{\Delta \rho_s}{\delta t} \quad (2.14)$$

ve $\delta \psi_{sD}$ ihmal edilirse,

$$\omega_{sle} \cong \frac{\delta \psi_{sQ}}{\psi_{s0} \delta t} \quad (2.15)$$

olarak bulunur. (2.12) ve (2.15) eşitliklerinden görüldüğü gibi, asenkron motorda moment üretimi kayma oluşumu ile yakından ilgilidir. $d\rho_s / dt$ 'nin en büyük değeri en hızlı moment cevabı elde edilmesini sağlar. Stator akısını sabit tutacak şekilde statora uygulanan gerilim vektörleri, stator akısını hızlı bir şekilde moment ihtiyacını karşılayacak konuma getirirse, en hızlı moment cevabını oluşturur. Asenkron motor DTC sürücüsünde gerçek moment referans momentten küçükse, $d\rho_s / dt$ hızlı bir şekilde değiştirilerek moment artırılır. Eğer moment referans değere eşitse, stator akısının dönmesi durdurulur. Stator akısı uzay vektörü ileri yönde hızlanırsa pozitif moment ve aksi halde negatif moment elde edilir. Stator akısının kontrolü, asenkron motoru besleyen VSI inverterde uygun gerilim vektörlerinin seçilmesi ile sağlanır.

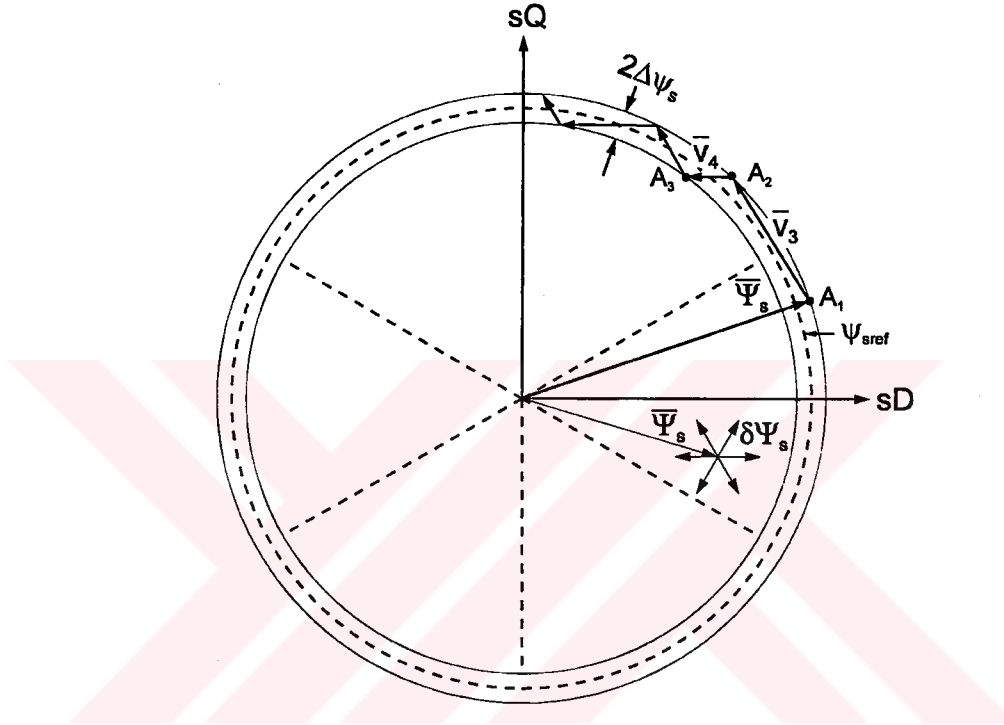
Standart bir asenkron makinanın rotor zaman sabiti 100 ms'den daha büyüktür ve rotor akısı

stator akısını σT_r zaman sabiti ile takip eder. Yüksek güçlü motorlarda rotor zaman sabiti daha büyüktür. Dolayısıyla rotor akısı, stator akısına göre çok yavaş değiştiğinden sabit kabul edilebilir. Eğer stator akısı da sabit kabul edilirse, (2.6) eşitliğine göre moment açısı γ uygun bir şekilde değiştirilerek hızlı bir şekilde kontrol edilebilir. γ açısı inverter tarafından üretilen uygun gerilim vektörü seçilerek değiştirilebilir. Stator akısının modülünün sabit olmadığı alan zayıflatma bölgesinde, uygun inverter gerilimi seçilerek γ açısı ve $|\bar{\psi}_s|$ birlikte kontrol edilir (Griva vd., 1993, 1995).

δt küçük zaman aralığında gerilim vektörü uygulandığında, (2.7) eşitliğine göre stator akısı vektöründeki değişim $\delta \bar{\psi}_s = \bar{v}_s \delta t$ olarak yazılabilir. Yani, stator akısı, stator gerilim vektörünün yönünde ve hızında $\delta \bar{\psi}_s$ kadar ilerler. Adım adım uygun gerilim vektörü seçilerek stator akısını istenilen şekilde hareket ettirmek mümkündür. Stator akısı uzay vektörünü rotor akısından hızlı bir şekilde uzaklaştıran bir gerilim vektörü uygulandığında γ açısı arttığından moment de artar. Sıfır gerilim vektörü uygulandığında stator akısı uzay vektörü hareketsiz kabul edilir. Gerçekte stator omik gerilim düşümü nedeniyle çok yavaş hareket eder. Bu durumda rotor akısı uzay vektörü hareket etmeye devam eder ve γ açısı azalır. Eğer bu süre yeteri kadar uzunsa, rotor akısı uzay vektörü stator akısı uzay vektörünü geçer, böylece γ açısı işaret ve elektromanyetik moment yön değiştirir.

Stator akısı uzay vektörü, stator gerilimi uzay vektörünün integrali olduğundan, uygulanan gerilim vektörü doğrultusunda ilerler. Yine bu vektör, aktif anahtarlama vektörleri uygulandığında hızlı bir şekilde hareket eder. Sıfır vektörü uygulandığında bu vektörün değişmediği kabul edilir. Altı darbeli kare dalga inverterde, kullanılan altı adet gerilim vektöründen dolayı, stator akısı altıgen bir yörünge içinde hareket eder (Şekil 1.10(b)). Sinüsoidal PWM'de sıfır ve aktif vektörler seçilerek stator akısının sinusoidale yakın olması sağlanır. Stator akısının kontrolü ile ilgili bir örnek Şekil 2.3'te görülmektedir. Bu örnekte, başlangıçta A_1 noktasında olan stator akısı uzay vektörü, uygun gerilim vektörleri seçilerek bir histerezis bandı içerisinde ve dairesel bir yörüngede saat yönünün tersine hareket ettirilmiştir. A_1 noktasında stator akısı uzay vektörü 1. bölgede ve üst sınırdadır. Anahtarlama vektörü olarak $\bar{v}_3$ seçilirse, stator akısı A_1 'den A_2 'ye doğru ilerler. A_2 noktası da 2. bölgedeki üst sınır olup, bu noktada $\bar{v}_4$ vektörü seçilirse şekildeki gibi hareket devam eder. Eğer A_3 noktasında stator akısı uzay vektörü durdurulacaksa sıfır gerilim vektörlerinden biri seçilir. $\bar{v}_0$ ve $\bar{v}_7$ sıfır anahtarlama vektörlerinden hangisinin seçileceği,

anahtarlama sayısının minimum olmasına göre belirlenir. $\bar{v}_4$ vektörü (011) olduğuna göre, $\bar{v}_0$ (000) seçilirse iki anahtar ve $\bar{v}_7$ (111) seçilirse bir anahtar konum değiştirir. Bu durumda, anahtarlama frekansı açısından $\bar{v}_7$ 'nin seçilmesi daha uygundur. A_3 noktasında bulunan stator akısı uzay vektörünün saat yönünün tersine hızlı bir şekilde hareket etmesi istenirse $\bar{v}_3$ vektörü, saat yönüne doğru hareket etmesi istenirse $\bar{v}_1$ vektörü seçilebilir. Böylece, stator akısı istenilen ψ_{sref} referansı etrafında belirli bir $2\Delta\psi_s$ bandı içinde kontrol edilir.

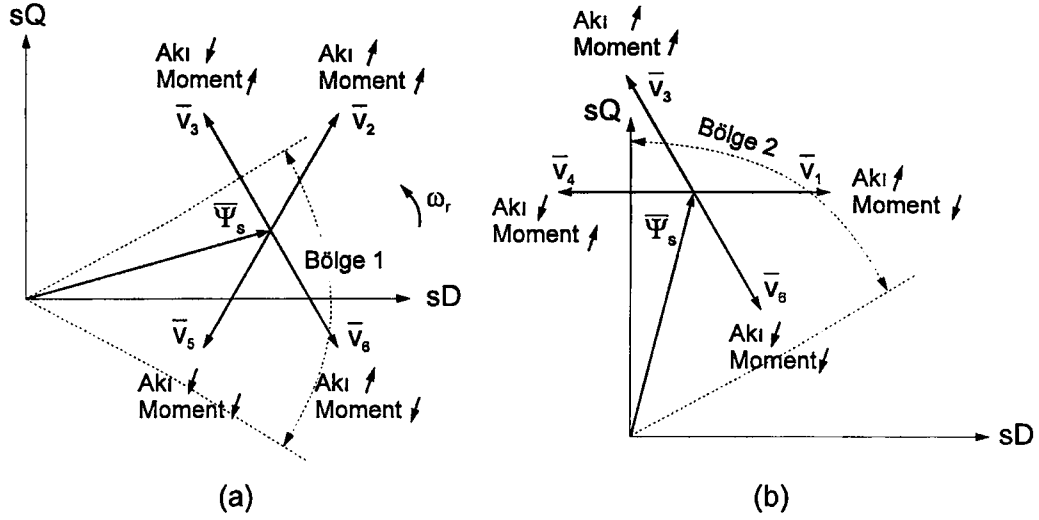


Şekil 2.3 Stator akısı kontrolü.

Saat yönünün tersine dönen bir motorda, momentte bir artış gerekiyorsa, stator akısı uzay vektörünü saat yönünün tersine hareket ettirmek gerekir. Momentte bir azalma gerekiyorsa, stator akısı uzay vektörünü saat yönünde hareket ettirmek gerekir. Momentin değişmesi istenmiyorsa, stator akısı uzay vektörünün dönmesi durdurulur. Bu üç farklı moment durumu için seçilecek vektörler, stator akısı uzay vektörünün bulunduğu bölgeye ve stator akısında yapılacak değişikliğe bağlıdır. Dolayısıyla, moment ve stator akısındaki artma ve azalma durumları için altı aktif vektör arasından seçim yapılır. Şekil 2.4'te, stator akısı 1. ve 2. bölgede iken, gerilim vektörlerinin stator akısı ve momente nasıl etki ettiği görülmektedir.

Şekil 2.4(a)'da görüldüğü gibi, stator akısı 1. bölge iken momentin artması için $\bar{v}_2$ veya $\bar{v}_3$ ve azalması için $\bar{v}_5$ veya $\bar{v}_6$ vektörleri seçilir. Akının artması için $\bar{v}_2$ veya $\bar{v}_6$ ve azalması için $\bar{v}_3$ veya $\bar{v}_5$ vektörleri seçilir. Şekil 2.4(b)'de stator akısı 2. bölgede iken momentin

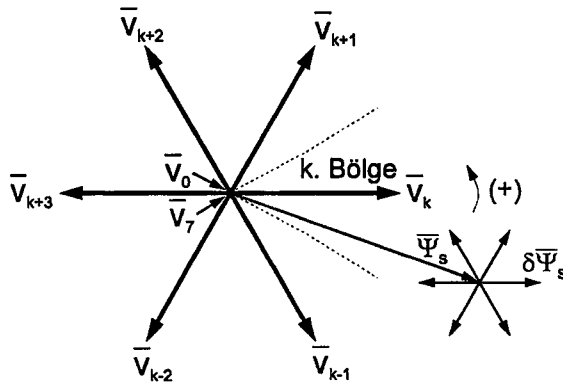
artması için $\bar{v}_3$ veya $\bar{v}_4$ ve azalması için $\bar{v}_1$ veya $\bar{v}_6$ vektörleri seçilir. Akının artması için $\bar{v}_1$ veya $\bar{v}_3$ ve azalması için $\bar{v}_4$ veya $\bar{v}_6$ vektörleri seçilir (Chapuis vd., 1995).



Şekil 2.4 Stator akısı a) 1. bölgede ve b) 2. bölgede iken, gerilim vektörlerinin stator akısı ve momente etkisi.

2.3 DTC'de Anahtarlama Tablosunun Belirlenmesi

$k=1,2,3,4,5,6$ olmak üzere stator akısı uzay vektörü k . bölgede ise, stator akısının genliğini arttırmak için $\bar{v}_k$, $\bar{v}_{k-1}$, $\bar{v}_{k+1}$ gerilim vektörleri motora uygulanabilir. Genliği azaltmak için $\bar{v}_{k+2}$, $\bar{v}_{k-2}$, $\bar{v}_{k+3}$ vektörleri seçilir. Stator akısı uzay vektörünün hızı, sıfır ve aktif anahtarlama vektörlerinin oranı değiştirilerek kontrol edilir. Sıfır anahtarlama vektörleri önemli moment dalgalanmalarına sebep olur. Şekil 2.5'te stator akısı k . bölgede iken seçilebilecek gerilim vektörleri görülmektedir. Bu gerilim vektörleri, şekilde gösterilen yönlerde δt küçük zaman aralığında $\delta \bar{\Psi}_s = \bar{v}_s \delta t$ kadar bir değişme oluşturur (Vas, 1998).



Şekil 2.5 Stator akısı uzay vektörü k . bölgede iken, seçilebilecek gerilim vektörleri ve stator akısına etkisi.

Stator akısının genliğini kontrol etmek için kullanılan gerilim vektörleri, aynı zamanda motor momenti üzerinde de etkili olur. İnverter uzay gerilim vektörlerinin stator akısının kayma hızını artırması, momentte bir artış oluşturur. Stator akısının kayma hızındaki bir azalma ise, momentte azalma oluşturur. İnverter gerilim vektörlerinin stator akısı ve moment üzerindeki etkileri Çizelge 2.1’de verilmiştir. Bu çizelgede ok sayısı değişme miktarını göstermektedir. Momentin artması veya eğiminin pozitif olması için, motorun dönüş yönünden bağımsız olarak $\bar{v}_{k+1}$ ve $\bar{v}_{k+2}$ vektörleri kullanılır. Motor momentini azaltmak için $\bar{v}_{k-1}$ ve $\bar{v}_{k-2}$ vektörleri kullanılır. $\bar{v}_k$ ve $\bar{v}_{k+3}$ ile sıfır gerilim vektörleri, motor hızının yönüne göre Çizelge 2.1’de verildiği gibi momenti değiştirir (Buja vd., 1997a).

Çizelge 2.1 İnverterde gerilim vektörüne göre stator akısı ve moment değişimleri.

	$\bar{v}_{k-2}$	$\bar{v}_{k-1}$	$\bar{v}_k$	$\bar{v}_{k+1}$	$\bar{v}_{k+2}$	$\bar{v}_{k+3}$	$\bar{v}_0, \bar{v}_7$
$ \bar{\psi}_s $	↓	↑	↑↑	↑	↓	↓↓	↑↓
$t_e (\omega_m > 0)$	↓↓	↓↓	↓	↑	↑	↓	↓
$t_e (\omega_m < 0)$	↓	↓	↑	↑↑	↑↑	↑	↑

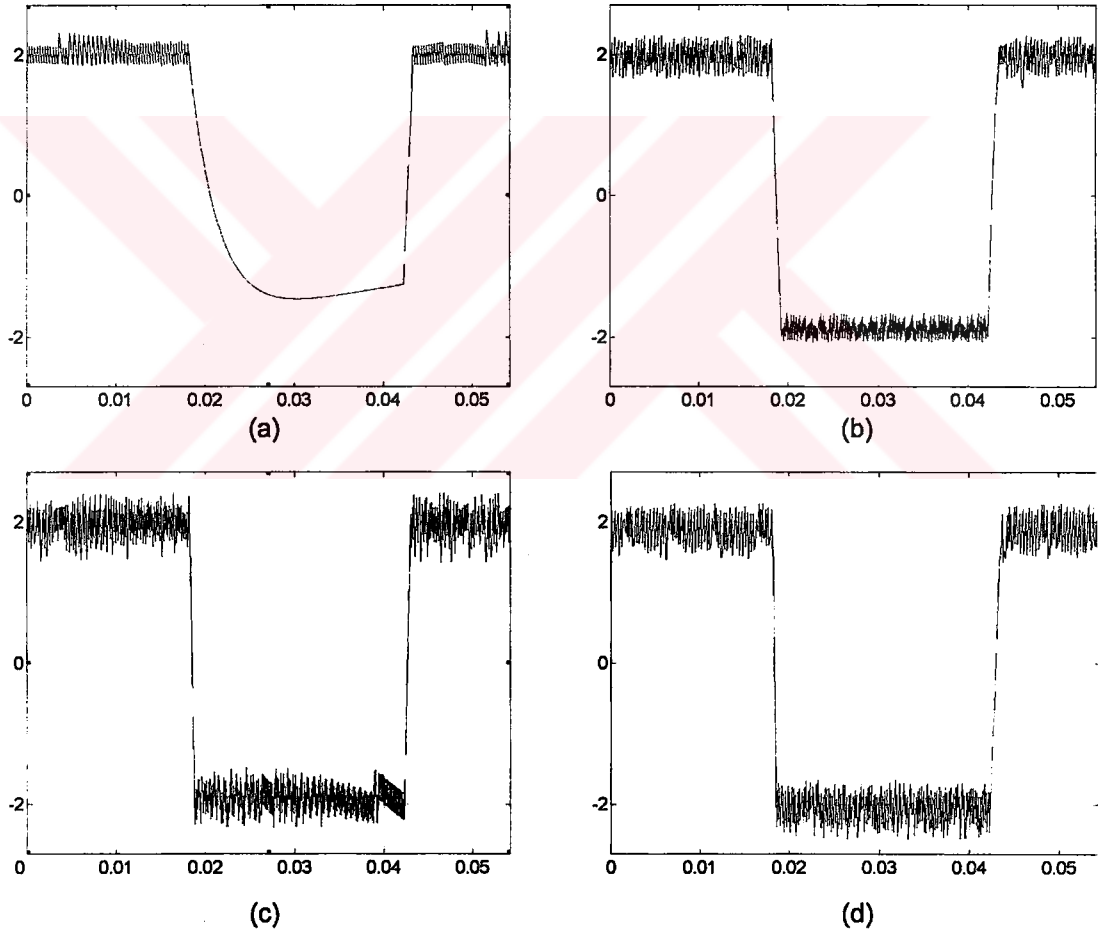
Çıkışı iki seviyeli olan histerezis denetleyicileri kullanıldığında, stator akısı ve motor momenti için gerilim ihtiyacı dört farklı durum oluşturur. Her bir durum için, hata sinyalini azaltıcı yönde olan en az bir inverter gerilim vektörü bulunabilir. Görüldüğü gibi, gerilim beslemeli inverter, stator akısı genliğini ve motor momentini doğrudan ayarlayarak, bunların istenilen referansı takip etmelerini sağlayabilir. Stator akısının genliği, akı yönündeki inverter gerilim vektörü bileşeni tarafından etkilenir. Motor momenti, stator akısına dik olan inverter gerilim vektörü bileşeni tarafından kontrol edilir. Stator akısının artma veya azalma durumuna göre, momenti kontrol etmek üzere farklı anahtarlama çözümleri kullanılabilir. Bu çözümlerden her biri, moment ve akım dalgalanması, anahtarlama frekansı, iki veya dört bölgede çalışma kabiliyeti açısından sürücü davranışını etkiler. Çizelge 2.2’de dört farklı anahtarlama yöntemi verilmiştir. Bu yöntemlerden biri kullanılarak anahtarlama tablosu (ST) oluşturulur.

Çizelge 2.2 İnverterde anahtarlama yöntemleri.

	$t_e \uparrow$ $ \bar{\psi}_s \uparrow$	$t_e \uparrow$ $ \bar{\psi}_s \downarrow$	$t_e \downarrow$ $ \bar{\psi}_s \uparrow$	$t_e \downarrow$ $ \bar{\psi}_s \downarrow$
ST-A	$\bar{v}_{k+1}$	$\bar{v}_{k+2}$	$\bar{v}_0, \bar{v}_7$	$\bar{v}_0, \bar{v}_7$
ST-B	$\bar{v}_{k+1}$	$\bar{v}_{k+2}$	$\bar{v}_k$	$\bar{v}_0, \bar{v}_7$
ST-C	$\bar{v}_{k+1}$	$\bar{v}_{k+2}$	$\bar{v}_k$	$\bar{v}_{k+3}$
ST-D	$\bar{v}_{k+1}$	$\bar{v}_{k+2}$	$\bar{v}_{k-1}$	$\bar{v}_{k-2}$

ST-A ve ST-D yöntemlerinin $+2\text{Nm}$ / -2Nm 'lik kare dalga moment referansına verdiği cevaplar, simülasyonla elde edilerek Şekil 2.6'da gösterilmiştir. Simülasyonda EK-1'de verilen motor parametreleri kullanılmıştır. Atalet yüksek seçilerek, moment darbesi esnasında hızda değişme olmadığı kabul edilmiştir.

Şekil 2.6'da verilen simülasyon sonuçları, her iki anahtarlama yönteminde çalışma hızına göre moment cevabını göstermektedir. Özellikle düşük hızlarda sıfır gerilim vektörlerini kullanan ST-A, ST-D'ye göre kötü cevap vermektedir. Yüksek hızlarda her iki yöntem de hızlı moment cevabı vermektedir. Anahtarlama frekansı ST-A'da daha düşüktür. ST-D dört bölge çalışması için ST-A, ST-B ve ST-C'ye göre daha uygundur.



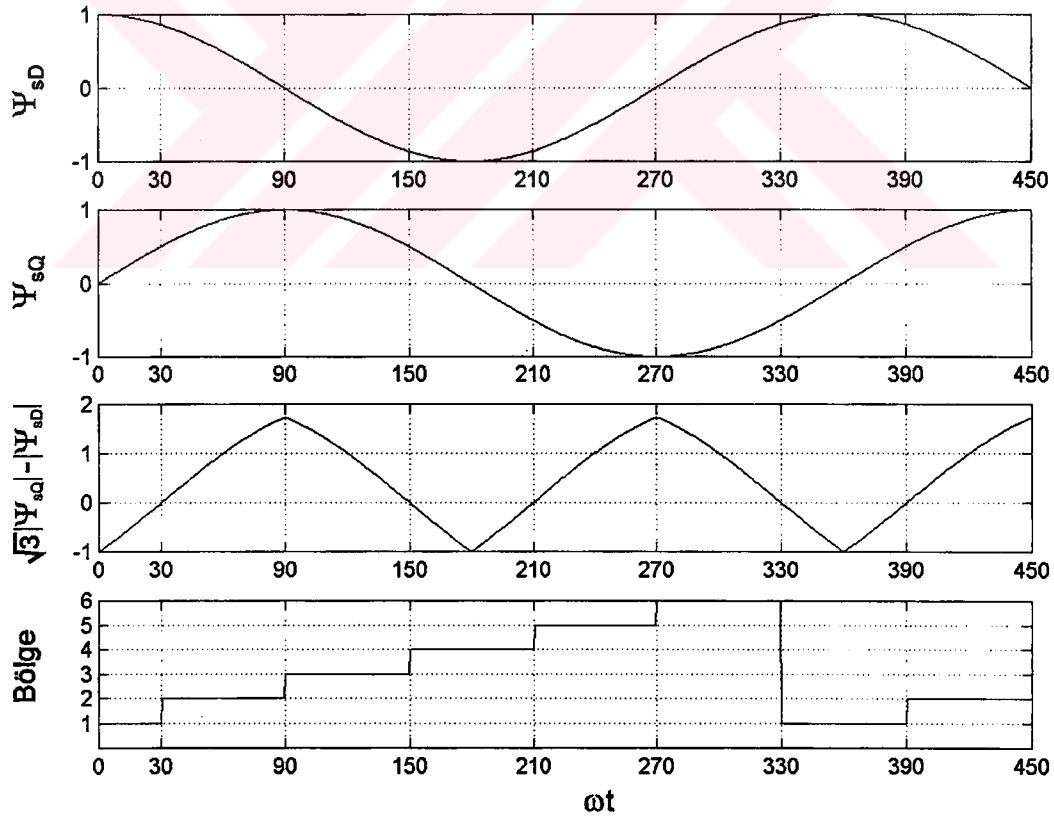
Şekil 2.6 Farklı anahtarlama tabloları için moment cevapları. a) ST-A, $\omega_m = 20 \text{ rad/s}$, b) ST - A, $\omega_m = 100 \text{ rad/s}$, c) ST-D, $\omega_m = 20 \text{ rad/s}$, d) ST-D, $\omega_m = 100 \text{ rad/s}$.

2.4. Stator Akısı Uzak Vektörünün Bulunduğu Bölge'nin Hesabı

Optimum anahtarlama vektörünün seçimi için stator akısı uzak vektörünün bulunduğu bölgenin bilinmesi gereklidir. Bölge tanımları Şekil 1.6'da görülmektedir. Bölgeyi bulabilmek için aşağıdaki eşitlik kullanılabilir.

$$\rho_s = \tan^{-1} \frac{\psi_{sD}}{\psi_{sQ}} \quad (2.16)$$

Stator akısı uzak vektörünün açısına göre bulunduğu bölge tayin edilir. Uygulamada bu işlemin yapılması DSP'ler için zaman alıcıdır. Hesaplama kolaylığı açısından trigonometrik dönüşüm yapmadan da bu bölgenin bulunması mümkündür. Stator akısı vektörünün ψ_{sD} , ψ_{sQ} ve $\sqrt{3}|\psi_{sQ}| - |\psi_{sD}|$ bileşenleri kullanılarak bölge hesaplanabilir. Şekil 2.7'de stator akısı uzak vektörünün bileşenleri ve bölge değişimi verilmiştir.



Şekil 2.7 Stator akısı uzak vektörünün ψ_{sD} , ψ_{sQ} ve $\sqrt{3}|\psi_{sQ}| - |\psi_{sD}|$ bileşenleri ile bölge değişimi.

Şekil 2.7’de verilen ψ_{sD} , ψ_{sQ} ve $\sqrt{3}|\psi_{sQ}| - |\psi_{sD}|$ bileşenlerinin işaretleri kullanılarak, stator akısı uzay vektörünün bulunduğu bölge Çizelge 2.3’te görüldüğü gibi elde edilir. Çizelge 2.3’te +/- olarak gösterilen yerlerde ψ_{sQ} ’nun işaretine göre karar verilemez.

Çizelge 2.3 Stator akısı uzay vektörü bölgesinin belirlenmesi.

ψ_{sD}	ψ_{sQ}	$\sqrt{3} \psi_{sQ} - \psi_{sD} $	Bölge
+	+/-	-	1
+	+	+	2
-	+	+	3
-	+/-	-	4
-	-	+	5
+	-	+	6

Stator akısı uzay vektörünün bulunduğu bölge başka bir teknik ile de bulunabilir. sD ve sQ eksenleri 90° aralıklı 4 eşit parça oluşturmaktadır. Bu parçalar ψ_{sD} ve ψ_{sQ} ’nun işaretleri kullanılarak bulunabilir. Her parça içinde bir bölge ve diğer bölgenin yarısı mevcut olduğundan, ψ_{sQ} / ψ_{sD} oranı kullanılarak bölge bulunabilir.

2.5 Temel DTC Sürücü Sistemi

DTC sürücüsünde seçilen inverter anahtarlama vektörü, herbir anahtarlama periyodunda, stator akısındaki hatanın $2\Delta\psi_s$ ve momentteki hatanın $2\Delta t_e$ bandı içinde kalmasını sağlayacak şekilde seçilir. Akı denetleyici çıkışı $d\psi_s$, moment denetleyici çıkışı dt_e ve stator akısının bölgesine göre motora uygulanması gereken gerilim vektörü bir tablo kullanılarak belirlenebilir. Bu tablo, optimum anahtarlama vektörünün seçim tablosu olarak adlandırılır. Çizelge 2.2’de verilen ST-A yöntemi kullanılarak yapılan optimum anahtarlama vektörü seçim tablosu Çizelge 2.4’te gösterilmiştir.

Akıda bir artma gerekli ise $d\psi_s = 1$, azalma gerekiyorsa $d\psi_s = 0$ kabul edilir. İki seviyeli akı histerezis karşılaştırıcısının çıkışı $d\psi_s$ aşağıdaki gibi tanımlanır.

$$d\psi_s = \begin{cases} 1, & |\bar{\psi}_s| \leq \psi_{sref} - \Delta\psi_s \\ 0, & |\bar{\psi}_s| \geq \psi_{sref} + \Delta\psi_s \end{cases} \quad (2.17)$$

Çizelge 2.4 Optimum anahtarlama vektörünün seçimi.

$d\psi_s$	dt_e	Bölge 1	Bölge 2	Bölge 3	Bölge 4	Bölge 5	Bölge 6
1	1	$\bar{v}_2$	$\bar{v}_3$	$\bar{v}_4$	$\bar{v}_5$	$\bar{v}_6$	$\bar{v}_1$
	0	$\bar{v}_7$	$\bar{v}_0$	$\bar{v}_7$	$\bar{v}_0$	$\bar{v}_7$	$\bar{v}_0$
	-1	$\bar{v}_6$	$\bar{v}_1$	$\bar{v}_2$	$\bar{v}_3$	$\bar{v}_4$	$\bar{v}_5$
0	1	$\bar{v}_3$	$\bar{v}_4$	$\bar{v}_5$	$\bar{v}_6$	$\bar{v}_1$	$\bar{v}_2$
	0	$\bar{v}_0$	$\bar{v}_7$	$\bar{v}_0$	$\bar{v}_7$	$\bar{v}_0$	$\bar{v}_7$
	-1	$\bar{v}_5$	$\bar{v}_6$	$\bar{v}_1$	$\bar{v}_2$	$\bar{v}_3$	$\bar{v}_4$

Momentte bir artma gerekli ise $dt_e=1$, azalma gerekli ise $dt_e=-1$, bir değişiklik gerekmiyorsa $dt_e=0$ kabul edilir. Üç seviyeli moment histerezis karşılaştırıcısının çıkışı dt_e , saat yönünün tersi veya pozitif dönüş yönü için,

$$dt_e = \begin{cases} 1, & |t_e| \leq |t_{eref}| - \Delta t_e \\ 0, & |t_{eref}| \geq |t_{eref}| \end{cases} \quad (2.18)$$

ve saat yönü veya negatif dönüş yönü için,

$$dt_e = \begin{cases} -1, & |t_e| \leq |t_{eref}| + \Delta t_e \\ 0, & |t_{eref}| \geq |t_{eref}| \end{cases} \quad (2.19)$$

şeklinde tanımlanır. Histerezis bantlarının genişliklerinin seçimi de oldukça önemlidir. Band genişliği çok küçük seçilirse, kontrol kaybolur, mesela stator akısı bandın dışına çıkar. Sıfır vektörünün süresi moment dalgalanmalarında doğrudan etkilidir (Mei vd., 1999; Vaez-Zadeh ve Mazarei 2000; Kang ve Sul, 2001).

Çizelge 2.4'te verilen anahtarlama vektörlerinin uygulanması, makinanın hızı çok düşük değilse mükemmel sonuçlar verir. Makina çalışmaya yeni başladığında ve çok düşük hızlarda, akı kontrolunda problem ortaya çıkar. Bu durumda, stator akısı önce belirli bir değere yükseltilir daha sonra moment referansı uygulanır (Zolghadri vd., 1996; Chapuis vd., 1998; Juhasz, 2000).

Stator akısı bileşenlerinin tahmini, hem optimum anahtarlama vektörünün seçiminde hem de momentin tahmininde gereklidir. Stator akısı, stator eksen takımında yazılan stator gerilimi eşitliği kullanılarak aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$\psi_{sD} = \int (v_{sD} - R_s i_{sD}) dt \quad (2.20)$$

$$\psi_{sQ} = \int (v_{sQ} - R_s i_{sQ}) dt \quad (2.21)$$

Stator akımlarından iki tanesi ölçülerek üçüncüsü hesaplanır. Örneğin, i_{sA} ve i_{sB} ölçüldüğünde, i_{sC} ,

$$i_{sC} = -(i_{sA} + i_{sB}) \quad (2.22)$$

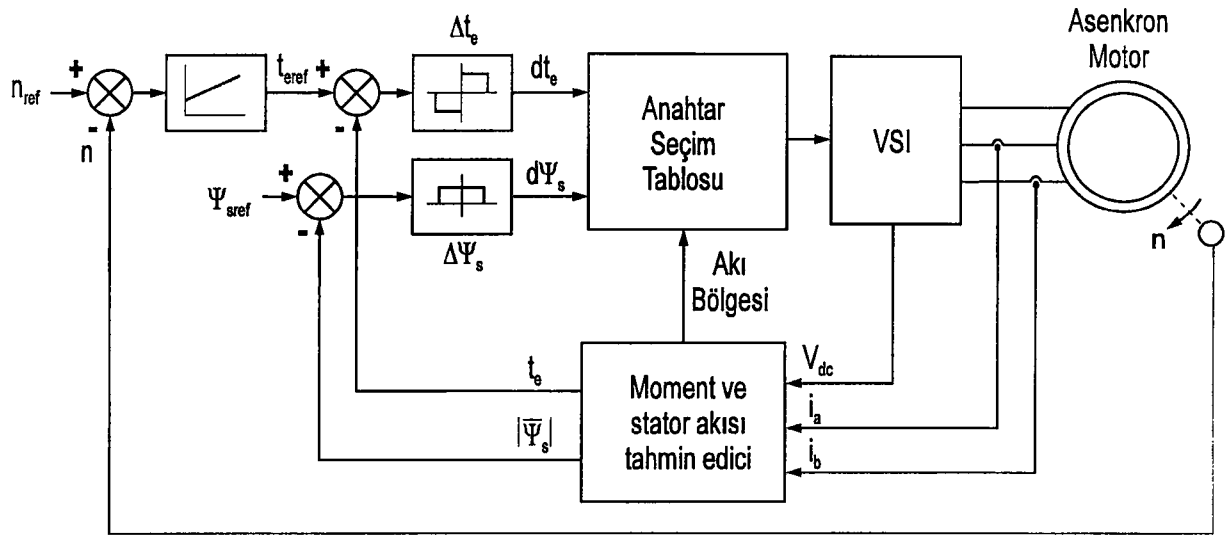
olarak hesaplanır. Buradan i_{sD} ve i_{sQ} bileşenleri aşağıdaki gibi bulunur.

$$i_{sD} = i_{sA} \quad (2.23)$$

$$i_{sQ} = \frac{i_{sB} - i_{sC}}{\sqrt{3}} = \frac{i_{sA} + 2i_{sB}}{\sqrt{3}} \quad (2.24)$$

DTC sürücüsünün performansı, büyük ölçüde stator akısı uzay vektörünün doğru tahmin edilmesine bağlıdır. Bu tahmin işlemindeki doğruluk, akım ve gerilimlerin doğru ölçülmesine ve integral işleminin doğru yapılmasına bağlıdır (Vas, 1998; Idris ve Yatim, 2000; Li vd., 2001).

DTC sürücüsünde stator akısı ve moment, optimum anahtarlama tablosu kullanılarak ayrı ayrı ve bağımsız olarak kontrol edilir. Şekil 2.8'de blok diyagramı görülen DTC sürücüsünde, stator akısı uzay vektörünün modülü ile stator akısının referans değeri karşılaştırılarak, elde edilen hata iki konumlu stator akısı histerezis karşılaştırıcısına verilir. Moment de aynı şekilde referans değeri ile karşılaştırılarak, elde edilen hata üç konumlu moment histerezis karşılaştırıcısına verilir. Akı ve moment karşılaştırıcılarının çıkışları $d\psi_s$ ve dt_e , stator akısı uzay vektörünün konumu ile tablodan gerilim vektörünün seçilmesinde kullanılır. Stator akısı ve moment hatası, histerezis bantlarının dışına çıkarsa, gerilim vektörü seçme işlemi güncellenir. Akı ve moment hataları, $2\Delta\psi_s$ ve $2\Delta t_e$ bantları içerisinde tutulur. Akı histerezis bandı stator akımındaki harmonikleri etkilerken, moment histerezis bandı anahtarlama frekansını ve anahtarlama kayıplarını etkiler. Momentin tahmin edilmesinde (2.2) eşitliği kullanılır. Stator akısı (2.20) ve (2.21) eşitlikleri kullanılarak elde edilir. Kapalı çevrim hız kontrolü için bir PI denetleyici kullanılabilir. Bu denetleyicinin girişi hızdaki hata ve çıkışı moment referansıdır.



Şekil 2.8 DTC sürücüsü blok diyagramı.

DTC sürücüsünde her bir örnekleme veya kontrol peryodunda aşağıdaki işlemler tekrarlanır.

- Kontrol peryodunun başında V_{dc} bara gerilimi ve iki faz stator akımı ölçülür.
- Stator akım ve geriliminin sD ve sQ bileşenleri hesaplanır.
- Stator akısı ve moment hesaplanır.
- Stator akısının genliğindeki hata ve moment hatası hesaplanır. Bu hata işaretleri, akı ve moment histerezis denetleyicilerinin girişleri olarak kullanılır.
- Çıkış gerilim vektörü, $d\psi_s$, dt_e ve stator akısının bulunduğu bölgeye göre seçilir.
- Seçilen gerilim vektörüne ait anahtarlama sinyalleri sürme devresine verilerek kontrol peryodunun tamamlanması beklenir ve sonra ilk adıma dönülür.

DTC sisteminin çalışması, asenkron motor modeli, VSI inverter modeli ve DTC sisteminin modeli kullanılarak bilgisayar yardımıyla incelenmiştir. Simülasyon sonucu elde edilen değişimler Şekil 2.9-Şekil 2.12’de verilmiştir. Simülasyonda kullanılan motor parametreleri EK-1’de verilmiştir.

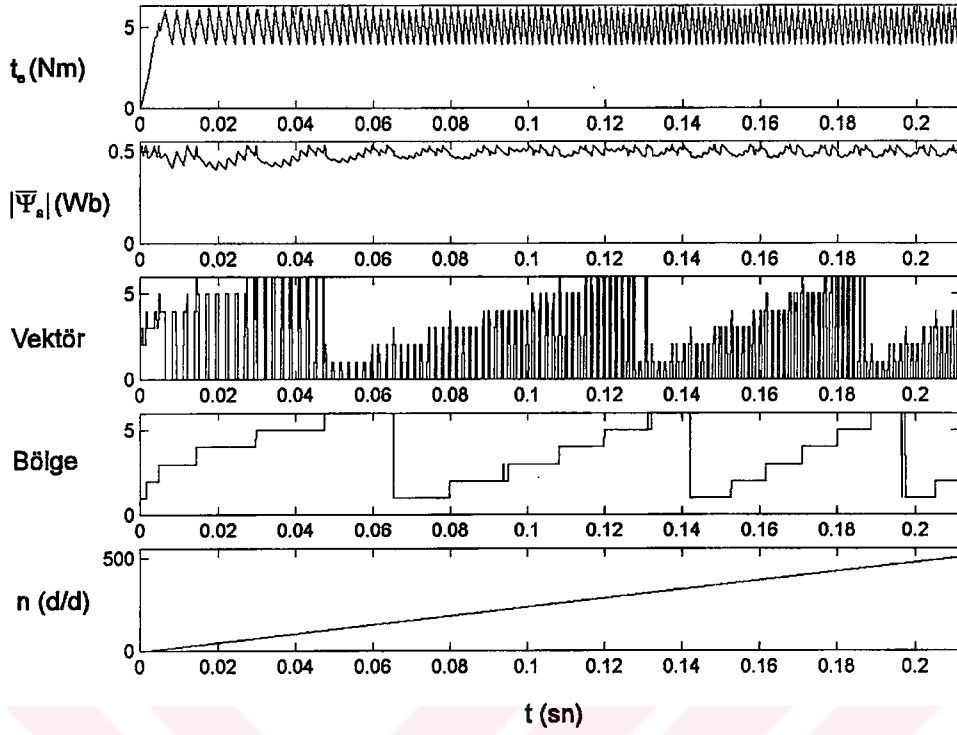
Şekil 2.9’da, moment, stator akısı, motora uygulanan gerilim vektörü, stator akısının bölgesi ve motor hızı görülmektedir. Simülasyonda moment referansı 5 Nm, stator akısı referansı 0.5 Wb ve atalet katsayısı $0.01 \text{ kg} - \text{m}^2$ alınmıştır. Şekil 2.10’da, DTC’de sabit moment referansı için, sD ve sQ eksen takımındaki stator akımı ve stator akısı bileşenleri ile motora uygulanan gerilimin sD bileşeni gösterilmiştir. Şekil 2.11’de, DTC’de kararlı halde stator ve rotor akısı uzay vektörleri verilmiştir. Değişimlerden görüldüğü gibi, stator akısı doğrudan kontrol edilmekte ve histerezis bandı içerisinde kalacak şekilde döndürülmektedir. Rotor akısı ise dairesel bir yörünge takip etmektedir. Şekil 2.12’de, DTC’de sabit moment referansı ile

motora yol verildiğinde, stator akımı uzay vektörünün yörüngesi görülmektedir. Stator akımı, eğer bir sınırlama getirilmezse, nominalin üzerinde değerler alır.

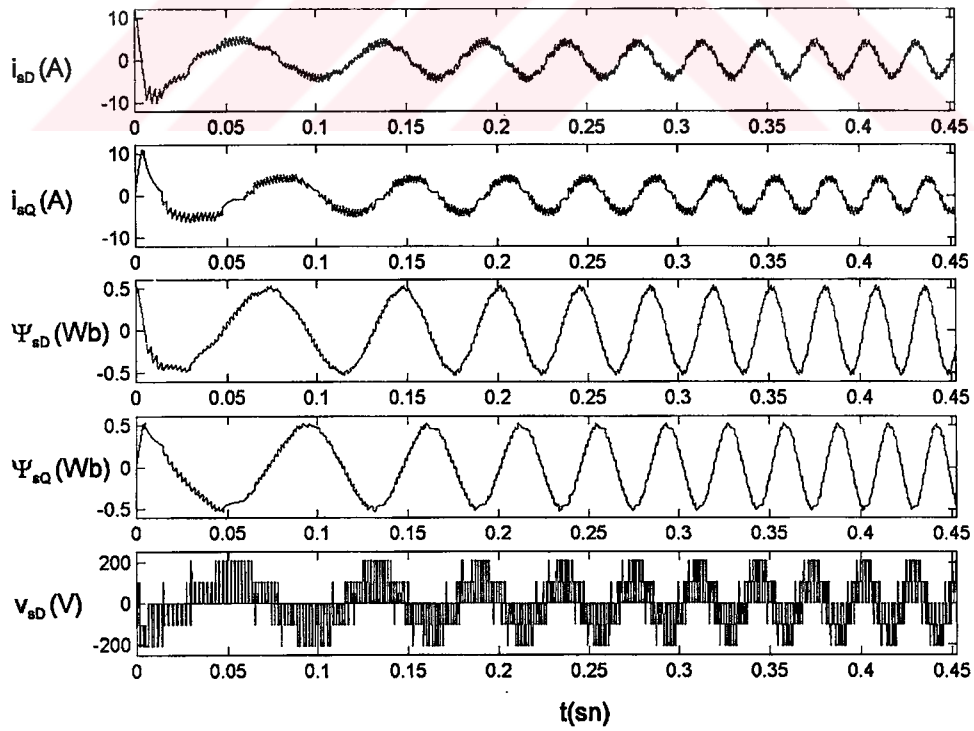
Şekil 2.13 ve Şekil 2.14'te hız kontrolü ile ilgili değişimler verilmiştir. DTC'nin hız cevabı, P denetleyici kullanıldığında Şekil 2.13 ve PI denetleyici kullanıldığında Şekil 2.14'te $n_{ref} = 500$ d/d için verilmiştir. Denetleyici katsayılarının ve örnekleme zamanının seçimi, motorun cevap vermesini büyük ölçüde etkiler (Juhasz, 2000).

DTC'nin temel özellikleri aşağıdaki gibi özetlenebilir.

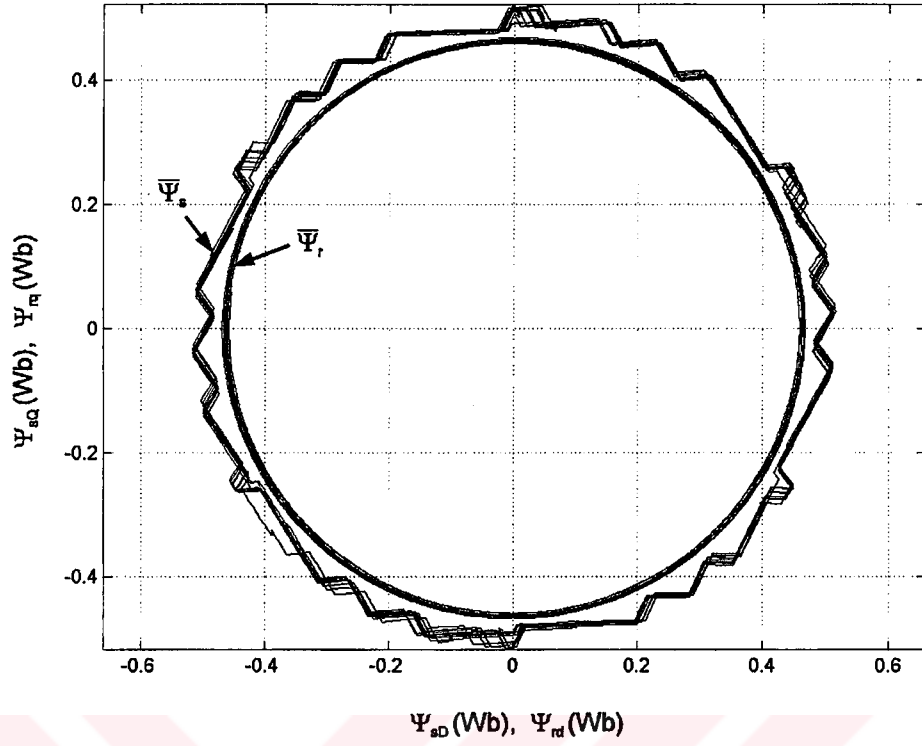
- Optimum anahtarlama vektörleri ile akı ve moment doğrudan kontrol edilir.
- Stator akım ve gerilimlerinin kontrolü dolaylıdır. Stator akımları ve akı yaklaşık olarak sinüsoidaldir.
- Yüksek dinamik performans ve en hızlı moment cevabı elde edilir.
- İnverter anahtarlama frekansı, akı ile momentin histerezis bant genişliklerine bağlıdır ve değişkendir. Moment dalgalanması, örnekleme süresi ve bant genişliğine bağlıdır.
- Koordinat dönüşümüne, modülatöre ve denetleyiciye ihtiyaç yoktur. Hız kontrolü için tek bir PI denetleyici kullanmak yeterlidir.
- Akı tahmini için, diğer vektör sürücülerinde olduğu gibi gelişmiş tekniklerin kullanılması gereklidir.



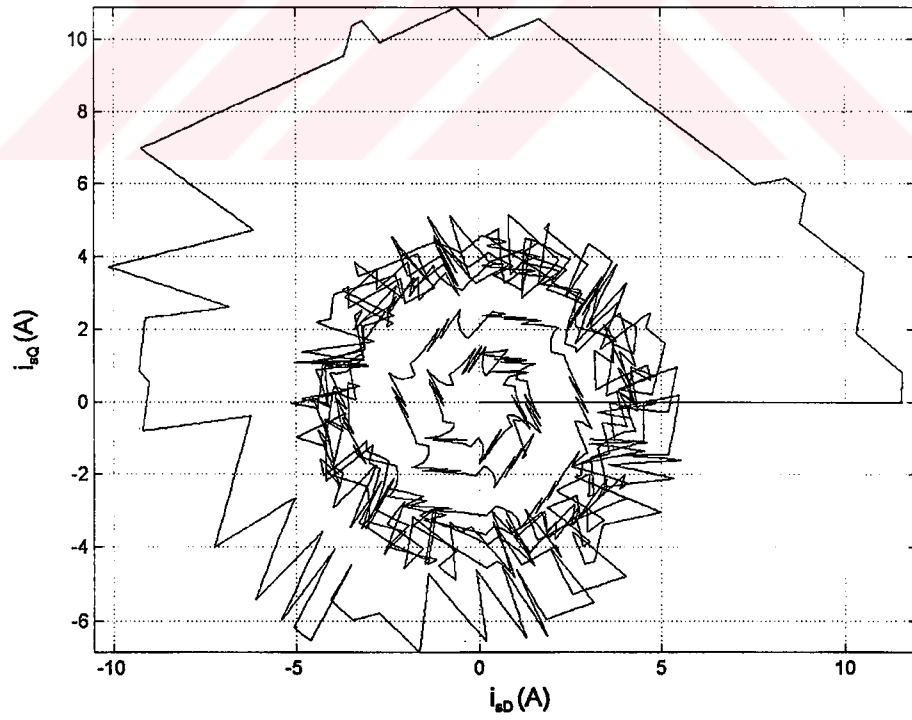
Şekil 2.9 DTC’de moment, stator akısı, stator gerilimi vektörü, stator akısı bölgesi ve motor hızı değişimleri.



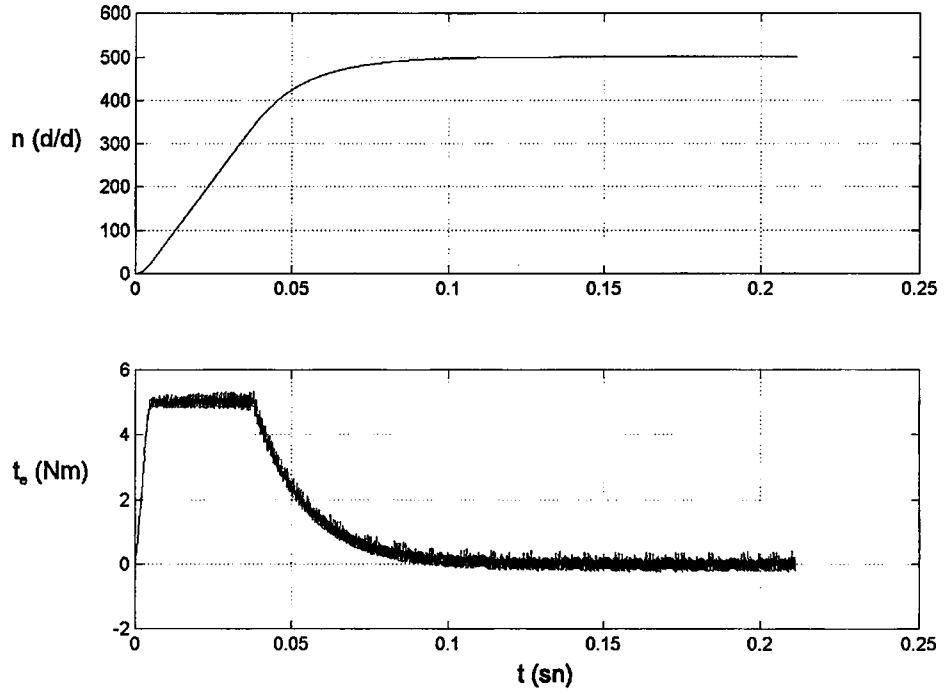
Şekil 2.10 DTC’de sabit moment referansı için, sD ve sQ eksen takımında stator akımı ile stator akısı bileşenleri ve motora uygulanan gerilimin sD bileşeni.



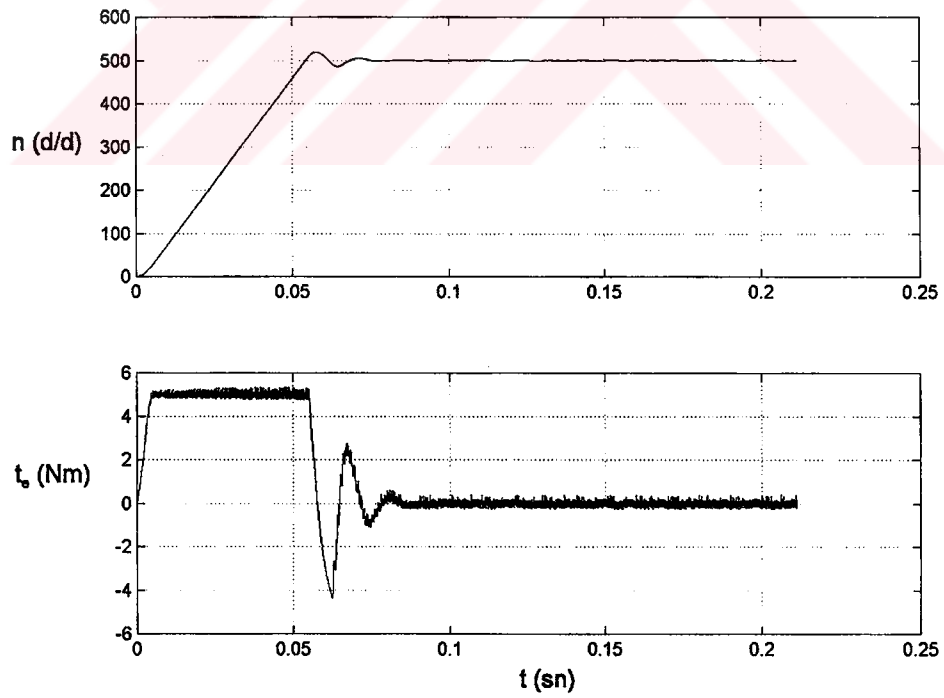
Şekil 2.11 DTC’de kararlı halde stator ve rotor akısı uzay vektörleri.



Şekil 2.12 DTC’de sabit moment referansı ile yol verilen motorda, stator akımı uzay vektörünün yörüngesi.



Şekil 2.13 DTC’de P denetleyici kullanıldığında, $n_{ref} = 500$ d/d için hız cevabı ve üretilen moment.



Şekil 2.14 DTC’de PI denetleyici kullanıldığında, $n_{ref} = 500$ d/d için hız cevabı ve üretilen moment.

2.6 DTC ile FOC Yöntemlerinin Karşılaştırılması

Yüksek performanslı asenkron motor sürücülerinde kullanılan alan yönlendirmeli kontrol ve doğrudan moment kontrolü yöntemlerinin prensipleri farklı olup amaçları aynıdır. Her iki yöntem de motor ve yük parametrelerinin değişimlerinden etkilenmeden, motorun moment ile akısını etkin bir şekilde ve istenen yörüngede kontrol etmeyi hedefler. FOC ve DTC yöntemleri, endüstriyel ürün olarak başarılı bir şekilde gerçekleştirilmiştir. Bu yöntemlerin avantaj ve dezavantajları, değişik açılardan karşılaştırılarak ortaya konulabilir (Hoang, 1999b; Telford vd., 2000; Pham-Dinh, 2000). Buradaki karşılaştırma, temel kontrol karakteristikleri, statik ve dinamik performans, parametre hassasiyeti ve gerçekleştirme zorluğu açısından yapılmıştır. Uygulamanın türüne göre bu karşılaştırma sonuçları kullanılarak hangi yöntemin tercih edileceğine karar verilebilir.

DTC ile FOC yöntemlerinin karşılaştırılabilmesi açısından FOC yönteminin temel kavramları aşağıda özetlenmiştir. Şekil 2.15'te asenkron motorun dolaylı alan yönlendirmeli kontrol sistemi görülmektedir. Bu sistemde, x-y koordinat referans eksen takımı, ω_{mr} frekansında dönen rotor akısı vektörü ile çakışmıştır. Değişkenler bu eksen takımında ayrıştırılarak, rotor akısı stator x-ekseni akımı i_{sx} ile ve moment stator y-ekseni akımı i_{sy} ile kontrol edilir. Rotor akısı yönlendirilmiş x-y eksen takımı, sabit eksen takımı ve stator akımı ile rotor akısı vektörleri Şekil 2.16'da görülmektedir.

Stator y-ekseni akım referansı i_{syref} , moment referans girişi t_{eref} kullanılarak aşağıdaki gibi hesaplanır.

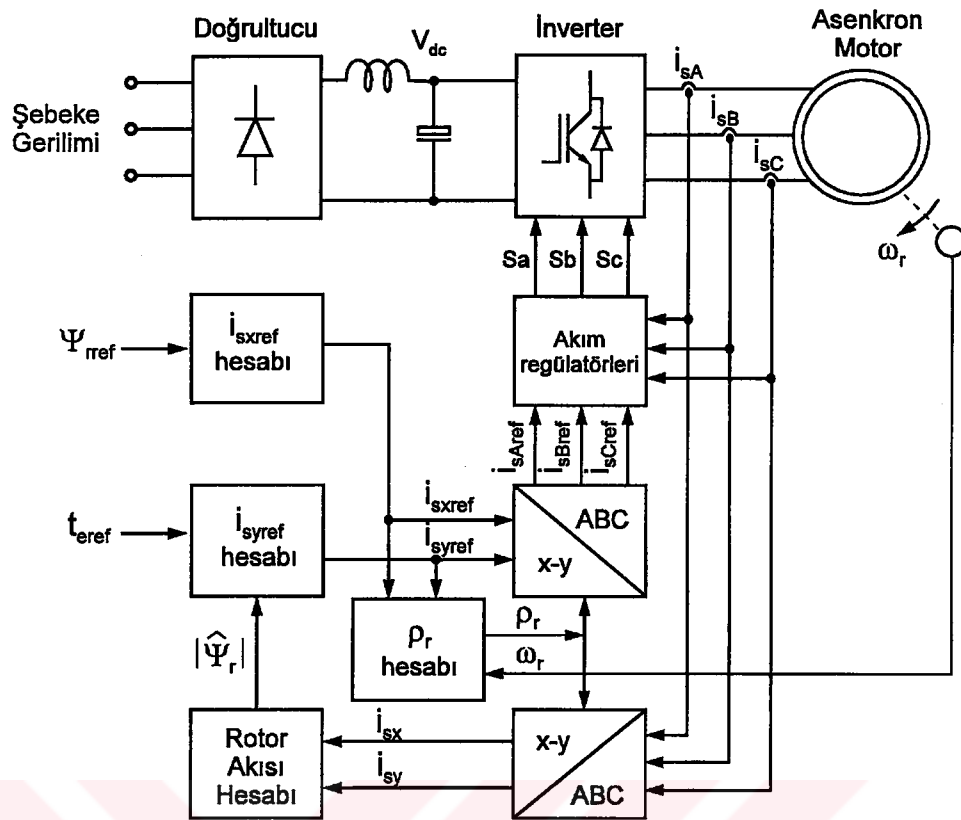
$$i_{syref} = \frac{2}{3P} \frac{L_r}{L_m} \frac{t_{eref}}{|\hat{\Psi}_r|} \quad (2.25)$$

Rotor akısı ,

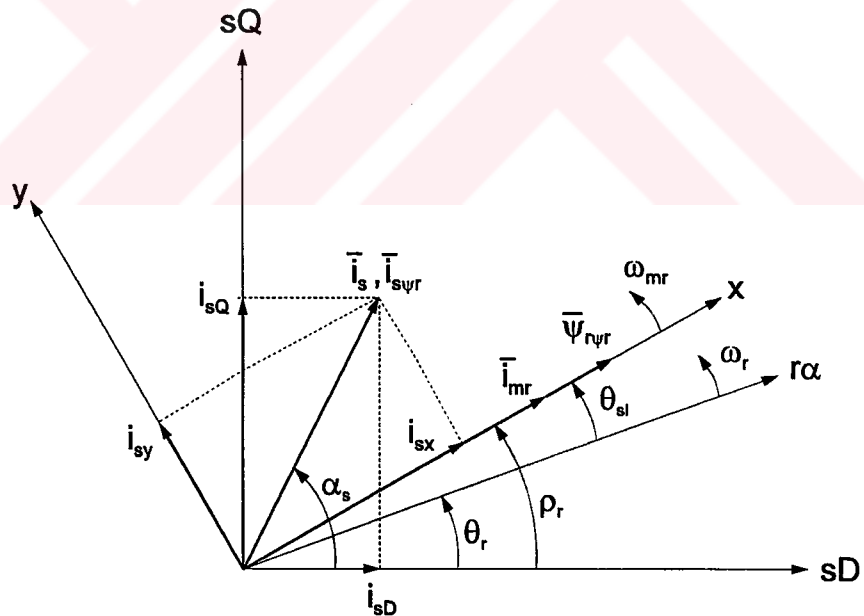
$$|\hat{\Psi}_r| = \frac{L_m i_{sx}}{1 + T_r s} \quad (2.26)$$

olarak tahmin edilir. Stator x-ekseni akım referansı i_{sxref} , rotor akısı referans girişi Ψ_{rref} kullanılarak aşağıda verildiği gibi hesaplanır.

$$i_{sxref} = \frac{\Psi_{rref}}{L_m} \quad (2.27)$$



Şekil 2.15 Asenkron motorda dolaylı alan yönlendirmeli kontrol.



Şekil 2.16 Alan yönlendirmeli kontrolün prensibi.

Koordinat dönüşümü için gereken ρ_r rotor konum açısı, ω_r rotor hızı ve ω_{sl} rotor kayma frekansı kullanılarak,

$$\rho_r = \theta_r + \theta_{sl} = \int (\omega_r + \omega_{sl}) dt \quad (2.28)$$

ve kayma, stator akım referansı i_{syref} ve motor parametreleri kullanılarak,

$$\omega_{sl} = \frac{L_m R_r}{\hat{\psi}_r L_r} i_{syref} \quad (2.29)$$

şekillerinde hesaplanır.

FOC yönteminde x-ekseni, rotor akısı vektörü ile çakışıktır ve ω_{mr} stator frekansında döner. Bu özel durum, akı ve momentin stator akımı x-y bileşenleri ile ayrı ayrı kontroluna izin verir. Rotor akısı,

$$|\hat{\psi}_r| = \frac{L_m}{1 + T_r s} i_{sx} \quad (2.30)$$

şeklinde olup, i_{sx} akımının bir fonksiyonudur. Üretilen moment,

$$t_e = \frac{3}{2} P \frac{L_m |\hat{\psi}_r|}{L_r} i_{sy} \quad (2.31)$$

olup, i_{sy} akımı ile kontrol edilir. Akı ve moment kontrolunun ayrı ayrı ve bağımsız yapılabilmesi, rotor akısı pozisyonunun doğru olarak bilinmesiyle mümkündür. Rotor akısının konumu, akı algılayıcıları ile doğrudan veya stator gerilim ve akımı ve / veya hız algılayıcı işareti kullanılarak dolaylı olarak elde edilebilir.

2.6.1 Denetleyici Açısından Karşılaştırma

FOC yönteminde motorun üç fazlı akım kaynağı ile beslendiği kabul edilmektedir. Yüksek performanslı moment kontrolu için, cevap verme süresi hızlı olan histerezis akım denetleyicileri kullanılır. Bu denetleyiciler optimum şekilde cevap verir. İnverter anahtarlama frekansı histerezis bandı, çalışma şartları ve motor parametreleri ile değişir.

DTC yönteminde akı ve moment, inverter gerilim vektörü ile doğrudan kontrol edilir. Akı ve momentin alt ve üst limitler arasında kalmasını sağlamak üzere, uygun stator gerilim vektörünü seçen iki bağımsız histeresiz denetleyici kullanılır. Histerezis denetleyicilerinin cevabı optimumdur, fakat anahtarlama frekansı değişkendir.

2.6.2 Tahmin Edilen Değişkenler Açısından Karşılaştırma

FOC ve DTC'nin her ikisinin de çalışması, ölçülen büyüklüklerden tahmin edilen veya hesaplanan sistem değişkenlerine dayanır. Tahmin edilen değişkenlerin doğruluğunun kontrol performansı üzerinde önemli etkisi vardır. FOC sisteminde, koordinat dönüşümü için gerekli değişken ρ_r rotor akısı açısıdır. Rotor akısı açısının tahmini, rotor hızının ölçülen değeri ω_r ve tahmin edilen kayma frekansı ω_{sl} 'nin kullanılmasını gerektirir. (2.29)'da verildiği gibi, kayma frekansı, rotor zaman sabitine ve tahmin edilen rotor akısının genliğine bağlıdır. FOC çalışmasında ρ_r elektriksel açısı öncelikli öneme sahiptir. ρ_r açısındaki bir hata, x ve y eksenleri arasında istenmeyen bir etkileşime neden olarak FOC çalışmasını ortadan kaldırır. Ayrıca, ρ_r açısı $\omega_r + \omega_{sl}$ toplamının integrali ile elde edildiğinden, hata kümülatif olup bu hatayı düzeltmek için ek bir hesaplama gerekir. Geçici durumlarda, rotor akısı pozisyonu değişebilir ve mükemmel olan ayırıştırma kaybolabilir.

DTC sisteminde ise, stator akısı ve motor momenti, geribeslemeli kontrol için tahmin edilmesi gereken değişkenlerdir. Stator akısı, statorun akım ve gerilim uzay vektörleri kullanılarak hesaplanır. Moment, statorun akı ve akım uzay vektörleri kullanılarak hesaplanır. Stator akısının doğruluğu, büyük ölçüde R_s stator direncinin doğru tahmin edilebilmesine bağlıdır. Stator akısındaki bir hata, akı ve momentin kontrol davranışını olumsuz etkiler.

2.6.3 Moment Kontrol Performansı Açısından Karşılaştırma

FOC'da motor momenti, y-ekseni akımı i_{sy} 'nin bir fonksiyonudur. Moment kontrol performansı, stator akım regülatörlerinin performansına doğrudan bağlıdır. Momentin değişme hızı,

$$\frac{\Delta t_e}{\Delta t} = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_r} |\Psi_r| \frac{\Delta i_{sy}}{\Delta t} \quad (2.32)$$

şeklinde olup, y-ekseni akımının değişme hızı ile orantılıdır. DTC'de moment kontrolü için histerezis denetleyici kullanılır. Moment cevabının hızı, uygulanan stator uzay vektörünün oluşturduğu açisal kayma hızına bağlıdır. $\bar{\Psi}_s$ vektörünün maksimum dönme hızı,

$$\omega_e(\max) = \pm \frac{2V_{dc}}{3|\bar{\Psi}_s|} \quad (2.33)$$

şeklinde DC bara geriliminin fonksiyonu olarak bulunabilir. Motor momentinin maksimum değişme hızı, maksimum açısal kayma hızı ile orantılı olduğundan,

$$\frac{\Delta t_e}{\Delta t} = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_s L_r - L_m^2} |\Psi_r| |\Psi_s| \sin(\omega_{sle}) \quad (2.34)$$

$$\omega_{sle} = \omega_e(\max) - \omega_r = \pm \frac{2V_{dc}}{3|\Psi_s|} - \omega_r \quad (2.35)$$

sonucu elde edilir. Her iki sistemde de hızlı moment cevabı elde edilmektedir. Moment dalgalanmaları hemen hemen aynıdır. Moment dalgalanma frekansı mekanik bant genişliğinden çok düşük olduğundan, bu dalgalanmaların sistem üzerindeki etkileri azalır. Motor momentinin değişmesi akıları etkilemez, dolayısıyla akı ve moment bağımsız olarak kontrol edilebilir.

2.6.4 Akı Kontrol Performansı Açısından Karşılaştırma

Akı kontrolü, motor nominal hızın üstünde çalıştığında alan zayıflatma için gereklidir. FOC sisteminde rotor ve stator akıları, rotor zaman sabiti ile değişir.

DTC'de stator akısı, doğrudan stator gerilimi ile kontrol edildiğinden, hızlı bir şekilde denetlenebilir. Rotor akısı, stator akısını σT_r zaman sabiti ile takip eder. Stator akımlarında, dolaylı kontrol nedeniyle daha fazla dalgalanma oluşabilir.

2.6.5 Parametre Hassasiyeti Açısından Karşılaştırma

FOC'un çalışması, kayma frekansı tahminine dolayısıyla rotor zaman sabitine (1.54) dayanır. Rotor direnci, sıcaklıkla ve rotor endüktansı akı seviyesi ile değişir. Rotor zaman sabiti, nominal değeri T_{r0} 'a göre $0.75T_{r0} < T_r < 1.5T_{r0}$ değerleri arasında değişebilir. Rotor zaman sabitinin gerçek değerinin kullanılmaması kontrol performansını doğrudan etkiler. FOC'un rotor zaman sabitine bağıllığı gelişmiş akı gözlemleyici kullanılarak azaltılabilir. Bununla beraber, işaret işleme karmaşıklığı artmış olur.

DTC'nin çalışması, $(\bar{v}_s - R_s \bar{i}_s)$ ters elektromotor kuvvetinin integrali alınarak hesaplanan stator akısının değerine bağlıdır. $\bar{\Psi}_s$ değeri, stator direncinin sıcaklıkla değişmesinden büyük ölçüde etkilenir. Bilhassa düşük hızlarda, elektromotor kuvvet çok düşük olduğundan

R_s 'deki küçük bir değişme çok büyük hataya sebep olur. Bu da kontrol performansının bozulmasına neden olur. DTC'de düşük hızda çalışma problemleri, bu bölgede gelişmiş bir akı tahmin edici kullanılarak iyileştirilebilir.

2.6.6 Gerçekleştirme Zorluğu Açısından Karşılaştırma

İki yapının da karmaşıklığı yapılacak hesaplamaların miktarına göre gereken hesaplama gücü ile belirlenebilir. FOC'da hesaplamalar dönen eksen takımında yapılır. Dolayısıyla, sinüs ve kosinüs fonksiyonları kullanılarak koordinat dönüşümü yapılması gereklidir. Bu hesaplamaların yapılması zaman alıcıdır. DTC'de ise hesaplamalar sabit eksen takımında yapılır. FOC algoritmasının yürütülmesi için gereken zaman DTC'ye göre oldukça yüksektir. Aradaki zaman farkının net bir şekilde ortaya konulabilmesi için, gerçekleştirmede kullanılan özel donanım veya yazılımlar da dikkate alınmalıdır. Hesaplama süresinin uzaması, daha düşük örnekleme hızına ve kontrol performansının kötüleşmesine neden olur.

Çizelge 2.5 FOC ve DTC yöntemlerinin karşılaştırılması.

Karşılaştırma Konusu	Alan Yönlendirmeli Kontrol	Doğrudan Moment Kontrolü
Referans eksen takımı	Senkron hızda dönen x-y	Sabit sD-sQ
Kontrol edilen değişkenler	Moment Rotor akısı	Moment Stator akısı
Kontrol değişkenleri	Stator akımları	Stator gerilim uzay vektörü
Algılanan değişkenler	Rotor mekanik hızı Stator akımları	Stator gerilimleri Stator akımları
Tahmin edilen değişkenler	Kayma frekansı Rotor akısı pozisyonu	Moment Stator akısı
Regülatörler	Üç fazlı akım regülatörleri (histerezis)	Moment regülatörü (histerezis) Stator akı regülatörü (histerezis)
Moment kontrolü	Stator akımları ile dolaylı kontrol Yüksek cevap hızı Moment dalgalanması	Doğrudan kontrol Yüksek cevap hızı Moment dalgalanması
Akı kontrolü	Stator akımları ile dolaylı kontrol Düşük cevap verme hızı	Doğrudan kontrol Yüksek cevap verme hızı
Parametre hassasiyeti	Rotor zaman sabitindeki değişimlere duyarlı	Stator direncindeki değişimlere duyarlı
Gerçekleştirme zorluğu	Yüksek seviyeli karmaşıklık Hesaplamalarda trigonometrik fonksiyonlar gerekli	Orta seviyeli karmaşıklık

Sonuç olarak, DTC yönteminin dinamik cevap ve gerçekleştirme karmaşıklığı açısından FOC yönteminden daha üstün olduğu söylenebilir. FOC ve DTC yapılarında ek hesaplamalar ile iyileştirmeler yapıldığında, her ikisi de performans ve karmaşıklık açısından hemen hemen aynı seviyeye gelir. Bu durumda, bir yöntemin diğerine tercih edilmesi uygulamanın gerektirdiği özel durumlara bağlı olur.



3. DTC'NİN İYİLEŞTİRİLMESİ İÇİN GELİŞTİRİLEN İLERİ YÖNTEMLER

DTC gerçekleştirilmesi kolay bir yöntem olmasına rağmen, uygulamada çıkan problemlerin çözümü için geliştirilen özel yöntemlerin kullanılması gerekir. Bu bölümde, DTC uygulamalarında karşılaşılan bazı problemler ve bunların çözümü için teklif edilen ileri yöntemler ele alınmıştır.

Normal DTC'de karşılaşılan temel problemler aşağıdaki gibi sıralanabilir.

- İlk çalışma anında, düşük hızlarda ve moment referansı değişimlerinde, motor akımının yüksek değerler alması.
- Stator akısı tahmininde, özellikle düşük hızlarda doğruluğun kaybolması.
- Stator direncindeki değişimin akı ve moment kontrolunda bozulmaya yol açması.
- Anahtarlama frekansının değişmesi.
- Histerezis bantlarının, maksimum anahtarlama frekansına göre belirlenmesinden dolayı kontrol performansının bozulması.
- Moment ve stator akısında histerezis kontrolu nedeniyle dalgalanma oluşması.
- Stator akısındaki dalgalanmaların doğrudan kontrol edilen stator akımında harmoniklere yol açması.
- Momentteki dalgalanmaların motor hızında dalgalanmalara yol açması.
- Hız kontrolunda kullanılan PI denetleyici katsayılarının geniş bir kontrol aralığında aynı performansı vermemesi ve düşük hızlarda problemlerle karşılaşılması.
- Alan zayıflatma bölgesine geçişte kontrol performansının kötüleşmesi.

Normal DTC'nin problemlerini çözmek ve daha yüksek performans elde etmek için, önceden yapılan çalışmalar aşağıdaki başlıklarda toplanabilir.

- Motorun kalkışı esnasında stator akımının sınırlandırılması (Zolghadri vd., 1996; Chapuis ve Roye, 1998; Juhasz vd., 2000).
- Stator akısı tahmininin iyileştirilmesi (Jansen ve Lorenz, 1994; Yang ve Oghanna, 1997; Jun ve Bin, 1998; Chen ve Yongdong, 1999; Mei vd., 1999; Shin vd., 2000; Li vd., 2001).
- Değişken olan anahtarlama frekansının sabit tutulması, moment dalgalanmasının azaltılması ve histerezis bantları kontrolunun iyileştirilmesi (Habetler vd., 1992b; Lascu vd., 1998; Kang ve Sul, 1999a; Kang vd., 1999b; Aller vd., 2000; Lee vd., 2000; Casadei vd., 2000; Lascu vd., 2000; Idris ve Yatim, 2000b; Vaez-Zadeh ve Mazarei, 2000; Kang ve Sul, 2001).

- Stator direncinin güncellenmesi (Mir vd., 1994; Zhong vd., 1997; Lee ve Krishnan 1998; Monti vd., 1998; Habetler vd., 1998; Faiz vd., 1999).
- PI denetleyici katsayılarının farklı hız bölgelerine göre belirlenerek hız kontrolünün iyileştirilmesi (Juhasz, 2000).
- Algılayıcısız olarak hız kontrolünün sağlanması (El-Hassan vd., 1998; Lascu vd., 1998; Monti vd., 1998; Vas vd., 1999; Chen ve Yongdong, 1999; Aller vd., 2000).
- Yüksek hızlarda DTC'den kare dalga moduna geçişin sağlanması (Chapius vd., 1995; Griva vd., 1998; Habetler vd., 1998).

Bu bölümde, sırasıyla, kalkış anında stator akımının sınırlanması, stator akısı tahmininin iyileştirilmesi, stator direncinin güncellenmesi, DTC ve SVM yöntemlerinin birlikte kullanılması, akı ve momentin ölü zaman kontrolünün sağlanması, anahtarlama frekansının sabit tutulması, moment dalgalanmalarının azaltılması ve kontrolün algılayıcısız olarak gerçekleştirilmesi yöntemlerinin detaylı teorik analizleri yapılmış ve bu yöntemlerin uygulanması incelenmiştir. Hız tahmininde kullanılan yapay zeka teknikleri konusuna girilmemiştir.

3.1 Kalkış Anında Stator Akımının Sınırlanması

DTC kontrol değişkenlerinin ani değerlerine dayandığı için, stator akımı, motorun kalkışı esnasında yüksek değerler alarak güç anahtarlarının tahrip olmasına neden olabilir. Dolayısıyla, kalkış anında DTC kullanan asenkron motorun akımının sınırlanması gerekir. Düşük güçlerde ve çok hızlı moment cevabının istendiği uygulamalarda, sürücüde kullanılan inverter motorun çektiği maksimum akıma göre seçilir, dolayısıyla akım sınırlamasına gerek duyulmaz. Bilhassa yüksek güçlerde, kullanılan inverter motorun nominal akımına göre seçildiğinde akımın sınırlanması gerekir. Akımın sınırlanması, geçici rejimde DTC prensibi doğrultusunda yapılır.

Sabit eksen takımında stator akımı vektörü,

$$\sigma \bar{i}_s = \bar{\psi}_s - \frac{L_m}{L_r} \bar{\psi}_r \quad (3.1)$$

olarak verilir. Bu eşitlikte stator akımının stator ve rotor akılarına bağlı olduğu görülmektedir. Geçici rejimde $\bar{\psi}_s$ ile $\bar{\psi}_r$ arasında önemli bir farkın oluşması, stator akımının hızlı bir şekilde artmasına neden olur. Sabit moment referansı ile yol verilen DTC kontrollü asenkron

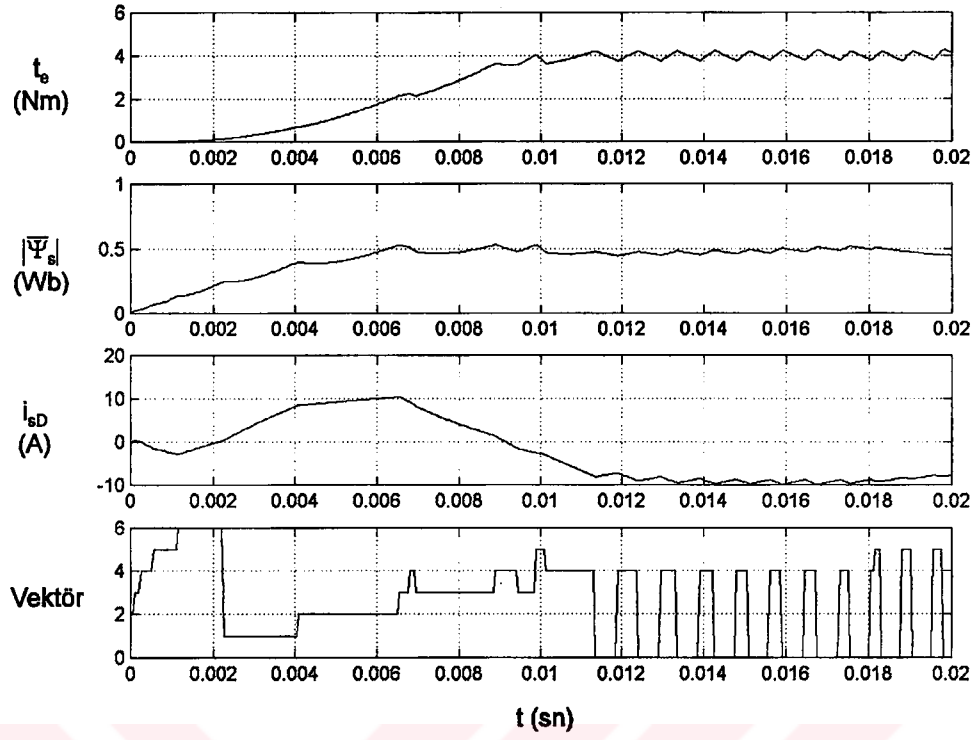
motorda, stator akımının yörüngesi Şekil 2.12’de görülmektedir.

Akımın sınırlanması için ilk yöntem, stator akısının dönmesini durdurmaaktır. Bunun için stator sargılarına sıfır gerilim vektörü uygulanır. Sıfır gerilim vektörünün uygulanması momentin ve akımın azalmasına neden olur. İkinci yöntem, sıfırdan farklı bir vektör seçerek stator akısını azaltmaktır. Bu yöntemlerin her ikisi de moment performansında azalmaya neden olur (Chapuis ve Roye, 1998).

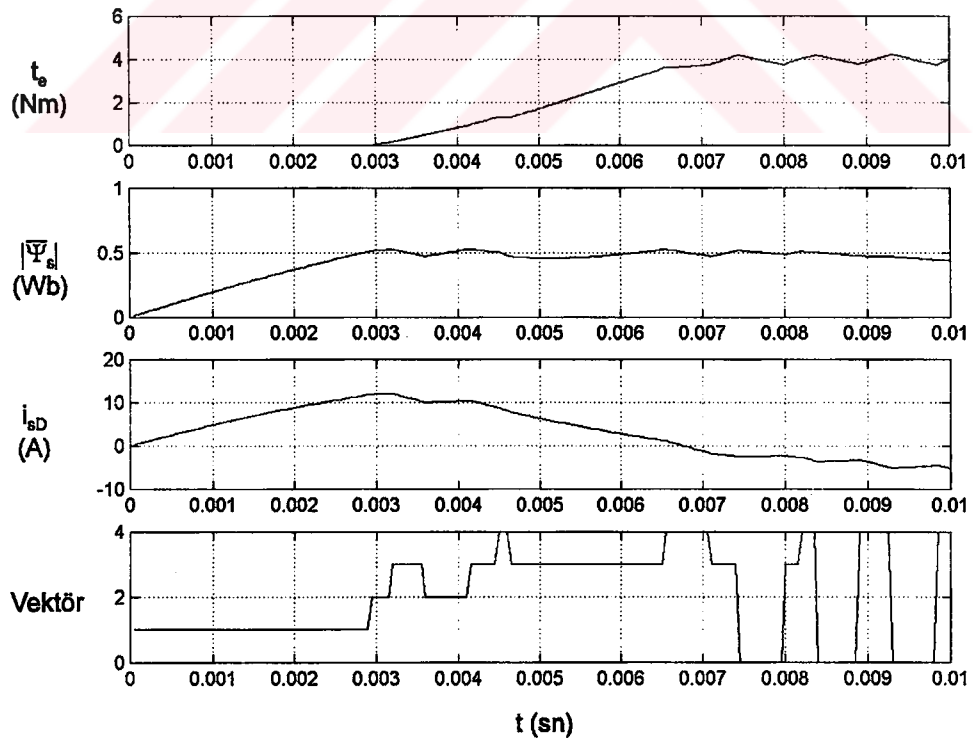
Moment referansının bir miktar geciktirilmesi ile de akımda sınırlama sağlanabilir. Bu yöntemde önce stator akısı referans değerine getirilir. Bu aralık mıknatıslama aralığı olarak tanımlanır. Mıknatıslama aralığında, stator akısının dikey bileşeni ve üretilen moment sıfırdır. Stator akısını 1 nolu bölgede arttırmak için stator sargılarına önce $\bar{v}_1$ vektörü uygulanır. Akım önceden belirlenen limiti geçerse sıfır vektörü uygulanır. Daha sonra akım, $\bar{v}_1$ ve $\bar{v}_0$ vektörleri uygulanarak histerezis kontrolü ile sabit tutulur (Juhasz vd., 2000).

Farklı kalkış yöntemleri kullanıldığında, moment, stator akısının genliği, stator akımının sD bileşeni ve seçilen gerilim vektörü değişimleri, simülasyonla elde edilerek Şekil 3.1, 3.2 ve 3.3’te verilmiştir. Moment referansı $t_{ref} = 5 \text{ Nm}$, stator akısı referansı $\psi_{sref} = 0.5 \text{ Wb}$ ve stator akımının limit değeri 5 A alınmıştır. Şekil 3.1’de, stator akımında bir sınırlama yapılmadan, stator akısının ve momentin birlikte arttırılması durumundaki değişimler gösterilmiştir. Şekil 3.2’de, yine stator akımında bir sınırlama yapılmadan, stator akısının önce referans değere kadar yükseltilmesi, daha sonra moment referansının uygulanmasına ait değişimler verilmiştir. Şekil 3.3’te, stator akımında sınırlama yapılarak, önce stator akısının referans değere kadar yükseltilmesi, daha sonra moment referansının uygulanmasına ilişkin değişimler görülmektedir. Şekil 3.1 ve 3.2’deki değişimlerden stator akımının yüksek değerler aldığı görülmektedir. Şekil 3.3’te görüldüğü gibi, moment referansının uygulanması bir miktar geciktirilerek stator akımının yüksek değerler alması önlenmiştir.

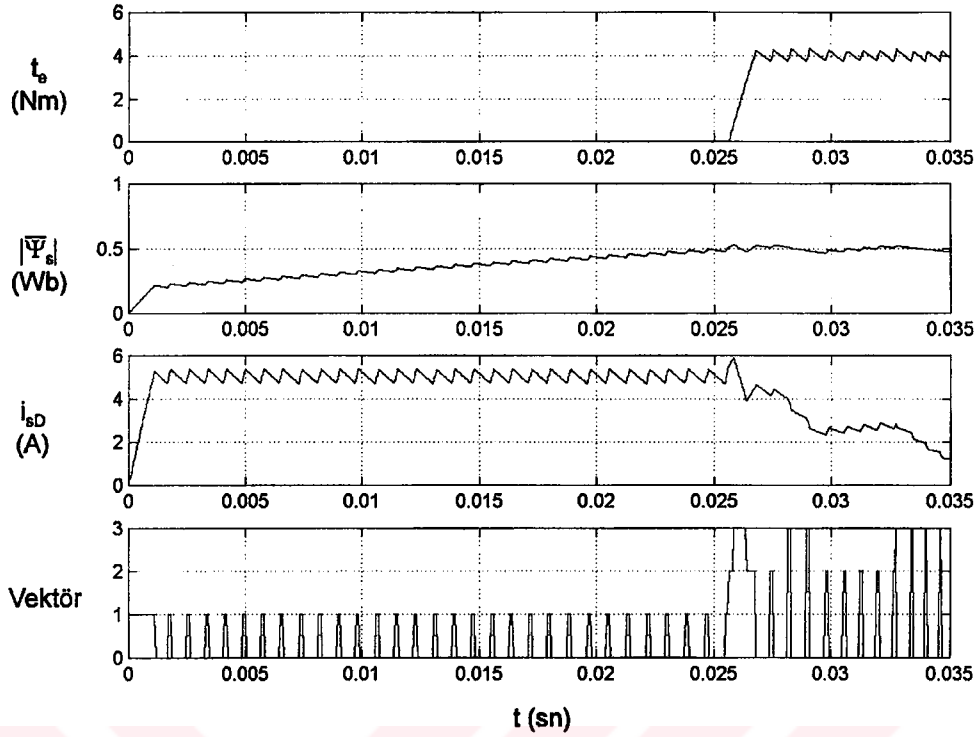
Momentin sıfırdan referans değere yükselmesi esnasında, stator akımının önceden belirlenen sınır değeri aşması halinde, sıfır gerilim vektörü uygulanırsa hem moment hem de stator akısının kontrolü bozulur. Bunun yerine, stator akısı 1. bölgede iken $\bar{v}_2$ ve $\bar{v}_3$ vektörleri, 2. bölgede iken $\bar{v}_3$ ve $\bar{v}_4$ vektörleri seçilerek kontrol gerçekleştirilir. Moment referans değere ulaştıktan sonra normal DTC çalışmasına geçilir (Zolghadri, vd., 1996; Chapuis ve Roye, 1998).



Şekil 3.1 Stator akımında bir sınırlama yapılmadığında, stator akısı ve momentin birlikte artırılması.



Şekil 3.2 Stator akımında bir sınırlama yapılmadığında, önce stator akısı ve daha sonra momentin artırılması.



Şekil 3.3 Stator akımında sınırlama yapıldığında, önce stator akısı ve daha sonra momentin artırılması.

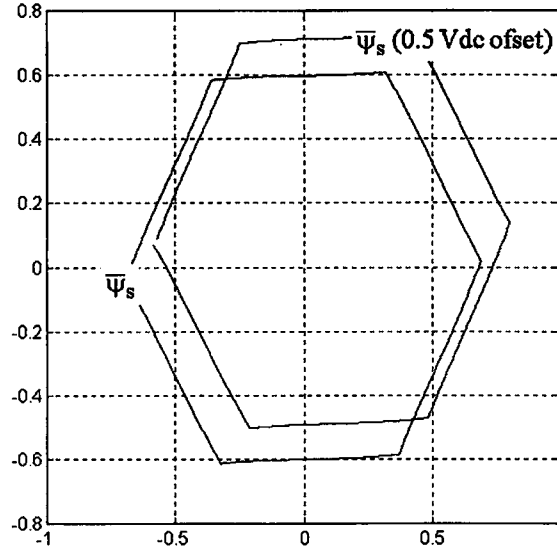
3.2 Stator Akısı Tahmininin İyileştirilmesi

Yüksek performanslı alan yönlendirmeli veya doğrudan moment kontrollü asenkron motor sürücüsünün istenilen şekilde çalışabilmesi ve kararlılığı için, akının doğru tahmin edilebilmesi son derece önemlidir. DTC sürücüsünün performansı, büyük ölçüde stator akısı uzay vektörünün doğru tahmin edilmesine bağlıdır. Bu tahmin işlemindeki doğruluk, ölçülen akım ile gerilimlerin doğru olmasına ve integral işleminin doğru yapılmasına bağlıdır. Ölçülen akım ve gerilim değerlerindeki hatalar, kullanılan algılayıcılardaki faz gecikmesinden, dönüştürücü kazancındaki hatalardan, ölçüm sistemindeki kaymadan, sayısal sistemdeki kuantalama hatalarından v.b. kaynaklanabilir. Ayrıca stator direncinin sıcaklıkla değişmesi de hataya sebep olur. Çok düşük frekanslarda, stator gerilimi çok küçük olduğundan ve omik gerilim düşümü etkili olduğundan integrasyon işlemindeki hata artar. Düşük frekanslarda inverter elemanlarının gerilim düşümleri de hesaba katılmalıdır. Sadece ölçülen akım ile gerilimlerin kullanıldığı ve açık çevrimli akı tahmin edicilerin bulunduğu bütün AC sürücülerde bu problemler mevcuttur. İntegralin pratik olarak gerçekleştirilmesinde, akının konumunda büyük hatalara neden olan kaymanın kompanse edilmesi önemli bir

faktördür. Analog olarak integralin gerçekleştirilmesinde kaymanın kaynağı sıcaklıktır. Geçici rejim değişikliğinden sonra oluşan DC bileşenler geçici bir kayma oluşturur. Açık çevrimli bir akı tahmin edici 1 – 2 Hz'ekadar iyi çalışabilir. Bu frekansın altında özel teknikler kullanmak gerekir (Jansen ve Lorenz, 1994; Vas, 1998). Şekil 3.4'te kare dalga inverterde saf integratör kullanılarak yapılan stator akısı tahmininde, ölçülen gerilimdeki 0.5V'luk bir hatanın belirli bir sürede oluşturduğu ve giderek artan stator akısının yörüngesindeki kayma görülmektedir.

Teklif edilen akı tahmin tekniklerinin çoğu, gerilim modeli, akım modeli veya bunların ikisinin birlikte kullanılmasına dayanır. Akım modeli kullanılarak yapılan akı tahmini, düşük frekanslarda kullanılır ve stator akımı ile rotor mekaniksel hızı veya konumu bilgisini gerektirir. Rotor hız veya konum bilgisini elde etmek için hız algılayıcı kullanılması, endüstriyel uygulamalarda sürücünün dayanıklılık ve uygulanabilirliğini düşürdüğü için istenmemektedir. Akım modelinin, stator direncindeki hassasiyeti yok etmesine rağmen, rotor parametrelerini kullanması nedeniyle bilhassa yüksek hızlarda rotor parametrelerinin değişimine duyarlı olduğu iyi bilinmektedir. Gerilim modeli, düşük hızlarda oluşan problemlerden dolayı yüksek hızlarda tercih edilir. Uygulamada, gürültü veya akım algılayıcılarının yapısından kaynaklanan ölçüm hatası nedeniyle elektromotor kuvvetinde oluşan küçük bir DC kayma, integratörün doymaya gitmesine neden olabilir. Bunu önlemek için genellikle saf integratör yerine alçak geçiren filtre kullanılmaktadır. Gerilim modelindeki tahmin işlemi rotor hız bilgisini gerektirmez. Kullanılan motor parametresi sadece stator direncidir. Stator direnci yüksek doğrulukla ölçülebilir. Bunlar, gerilim modeline dayanan tahminin, akım modeline dayanan tahmin tekniğine göre avantajlarıdır, ayrıca bazı endüstriyel uygulamalarda gerilim yöntemi ile tahminin tercih edilmesinin sebebidir. Bununla birlikte, saf integratör yerine alçak geçiren filtre kullanılması, LP filtreye mahsus faz ve genlik hataları nedeniyle, bilhassa kesim frekansına yakın bölgede sürücü performansını azaltır (Yang ve Oghanna, 1997; Habetler vd., 1998; Idris ve Yatim, 2000b).

LP filtre kullanılan stator akısı tahmin yöntemini iyileştirmek için çalışmalar yapılmıştır (Jun ve Bin, 1998). Teklif edilen yöntem, elektromotor kuvveti ile stator akısının ortogonal olmasına dayanan adaptif bir kontrol sistemi kullanmıştır. Kompanzatör bu koşula uyum sağlamaktadır. Bununla beraber, teklif edilen sistemi gerçekleştirmek için, yüksek işlemci kaynakları veya daha yavaş bir işlemci ile daha uzun bir süre gerekmektedir. Adaptif kontrolün uygulanması, kontrol sisteminin karmaşıklığını önemli ölçüde artırır. Dolayısıyla, DTC'nin basit kontrol yapısı karmaşık hale gelir.



Şekil 3.4 Saf integratörle stator akısı tahmininde, ölçülen DC bara gerilimindeki 0.5 V'luk hata ile oluşan stator akısı yörüngesindeki kayma.

Gerilim modeline dayanan LP filtreli stator akısı tahminin faz ve genlik kompanzasyonu yapılarak, DTC sürücüsünün kararlı hal performansını iyileştirilebilir. Böylece, LP filtre kullanıldığında, kesim frekansında ve yakınında önemli ölçüde iyileşme sağlanarak çalışılabilecek frekans kademesi artar (Yang ve Oghanna, 1997, Shin vd., 2000).

3.2.1 Gerilim Modeline Dayanan Normal Bir Stator Akısı Tahmin Edicinin İncelenmesi

Gerilim modeline dayanan stator akısı tahmini, aşağıda verilen stator gerilim eşitliği kullanılarak gerçekleştirilir.

$$\bar{v}_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{\psi}_s}{dt} \quad (3.2)$$

Stator akısı bu eşitlik kullanılarak,

$$\bar{\psi}_s = \int (\bar{v}_s - R_s \bar{i}_s) dt \quad (3.3)$$

şeklinde yazılabilir. Sinüsoidal sürekli halde bu eşitlik,

$$j\omega_e \bar{\psi}_s = \bar{v}_s - R_s \bar{i}_s \quad (3.4)$$

$$\bar{\psi}_s = \frac{\bar{v}_s - R_s \bar{i}_s}{j\omega_e} \quad (3.5)$$

olarak yazılır. Burada ω_e , stator akısının açısal frekansı olup aynı zamanda elektriksel frekans olarak gösterilir. DC kayma veya ölçme gürültüsü nedeniyle oluşan integrasyon kayma problemlerini önlemek için, saf integratör yerine alçak geçiren filtre kullanılır. Alçak geçiren filtre ile (3.5) eşitliği aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\bar{\Psi}'_s = \frac{\bar{V}_s - R_s \bar{I}_s}{j\omega_e + \omega_c} \quad (3.6)$$

Burada ω_c rad/s cinsinden alçak geçiren filtrenin kesim frekansıdır. (3.6) eşitliği ile tahmin edilen Ψ'_s , (3.5) eşitliğindeki Ψ_s 'e eşit değildir. Kesim frekansından daha büyük bir senkron hız için, Ψ'_s ve Ψ_s 'ün fazör diyagramı Şekil 3.5'te verilmiştir.

(3.5) ve (3.6) eşitlikleri kullanılarak,

$$j\omega_e \bar{\Psi}_s = j\omega_e \bar{\Psi}'_s + \omega_c \bar{\Psi}'_s \quad (3.7)$$

$$\bar{\Psi}_s = \bar{\Psi}'_s - j \frac{\omega_c}{\omega_e} \bar{\Psi}'_s \quad (3.8)$$

elde edilir. (3.8) eşitliğinden görüldüğü gibi, $\omega_e \gg \omega_c$ durumunda LP filtreli tahmin edici saf integratörlü tahmin ediciye yaklaşır. $\bar{\Psi}'_s = \psi'_s \angle \theta'$ ve $\bar{\Psi}_s = \psi_s \angle \theta$ olduğuna göre (3.8) eşitliği,

$$\frac{\psi'_s}{\psi_s} \angle (\theta' - \theta) = \frac{\omega_e}{\sqrt{\omega_e^2 + \omega_c^2}} \angle \phi \quad (3.9)$$

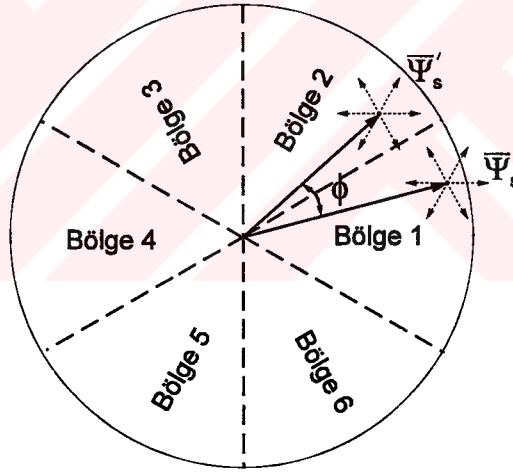
şeklinde yazılır. Burada

$$\phi = \frac{\pi}{2} - \tan^{-1}(\omega_e / \omega_c) \quad (3.10)$$

olarak bulunur. Tahmin edilen akı genliğinin gerçek akı genliğine oranı ve her iki akı arasındaki faz farkının değişimleri, Şekil 3.6'da ω_e / ω_c 'ye bağlı olarak verilmiştir. Kesim frekansı senkron frekansa eşit olduğunda, tahmin edilen akının gerçek akıya oranı $1/\sqrt{2}$ olup açı $\pi/4$ 'tür. Kesim frekansının düşük seçilmesi, genlik ve faz hatalarını minimize etmekle birlikte, LP filtreli tahmin edicinin etkinliği azaldığından algılanan akım ve gerilimdeki DC kaymaları yok etmez. Çalışma frekansına yakın bir kesim frekansının seçilmesi, stator

3.2.2 Akı Tahminindeki Faz ve Genlik Hatalarının DTC Sürücü Performansına Etkisi

DTC’de gerilim vektörünün seçimi, hesaplanan veya tahmin edilen stator akısı ve momentine dayanmaktadır. DTC’nin kararlı haldeki çalışması ve performansı gerilim vektörü seçimlerinden etkilenir (Casadei vd., 1997; Idris ve Yatim, 2000b). LP filtreye dayanan tahmin edicide, gerçek ve tahmin edilen akılar arasında genlik ve faz hatalarının oluşması gerilim vektörü seçimlerini etkiler. Kararlı halde tahmin edilen akı, gerçek akıyı (3.10) eşitliğinde verildiği gibi belirli bir açı kadar önde takip eder. Faz farkının miktarı, hem kesim frekansına hem de çalışma frekansına dayanmaktadır. Faz farkındaki hata yanlış gerilim vektörlerinin seçilmesine neden olur. Örnek olarak, saat yönünün tersine dönen ve aralarında Φ kadar açı olan, tahmin edilen ve gerçek akı vektörleri Şekil 3.7’de gösterilmiştir. Tahmin edilen stator akısı 2. bölgede olup, gerçek akı 1. bölgede bulunmaktadır. Buna göre, 2 nolu bölgede akıyı arttırmak için denetleyici $\bar{v}_3$ vektörünü seçer. Bu durumda, gerçek akı 1. bölgede olduğundan, bu gerilim vektörünün seçimi stator akısında bir artış yerine azalmaya neden olur.



Şekil 3.7 Gerçek ve LP filtre ile tahmin edilen stator akısı vektörleri.

(3.9) eşitliğinden görüldüğü gibi, tahmin edilen stator akısı gerçek stator akısından küçüktür. Bununla birlikte, eğer $\omega_e \gg \omega_c$ ise fark önemli değildir. Denetleyici tahmin edilen stator akısını referansı takip etmeye zorlayacağı için, gerçek stator akısı referanstan büyük olur. Dolayısıyla tahmin edilen moment tahmin edilen akıya dayandığı için, moment referansından daha büyük olur. Yüksek hızlarda, gerçek akının genliği nominal değerden daha büyük olduğundan manyetik akıda doyma oluşur ve alan zayıflama sağlanamaz (Casadei vd., 1994; Buja vd., 1997b).

3.2.3 Gerilim Modeline Dayanan Gelişmiş Bir Stator Akısı Tahmin Edicinin Gerçekleştirilmesi

Saf integratörün yerine LP filtre kullanılmasının amacı, ölçülen akım ve gerilimlerdeki DC kayma nedeniyle oluşan integrasyon kayma problemini önlemektir. LP filtre ile tahmin edilen stator akısındaki genlik ve faz hataları gerilim vektörlerinin seçimini ve dolayısıyla DTC sürücüsünün performansını etkiler. Kararlı rejimde ve çalışma frekansında, tahmin edilen akıda faz ve genlik kompanzasyonları sağlanarak DTC sürücüsünün performansı iyileştirilir. Gerçek stator akısı LP filtre ile tahmin edilen stator akısı cinsinden elde edilerek, stator akısının sD ve sQ eksen bileşenleri kompanze edilir. Gerçek stator akısı bileşenleri, tahmin edilen akı bileşenleri cinsinden,

$$\psi_{sD} = \left(\frac{\omega_c}{\omega_e} \psi'_{sQ} + \psi'_{sD} \right) \quad (3.11)$$

$$\psi_{sQ} = \left(-\frac{\omega_c}{\omega_e} \psi'_{sD} + \psi'_{sQ} \right) \quad (3.12)$$

olarak verilir. Kompanzasyonu gerçekleştirmek için, alçak geçiren filtrenin ω_c kesim frekansı ve ω_e çalışma frekansının bilinmesi gerekir. Stator akısının ortalama frekansı,

$$\omega_e = \frac{\bar{\psi}_s \times (\bar{v}_s - \bar{i}_s R_s)}{|\bar{\psi}_s|^2} \quad (3.13)$$

şeklinde hesaplanır (Habetler vd., 1992b). Uygulamada LP filtre sayısal olarak gerçekleştirilir.

Ayrık zamanda saf integratöre bir miktar negatif geribesleme ilave edildiğinde,

$$\bar{\psi}_s(m) = \sum_{n=0}^m \alpha^n \bar{\psi}_s(m-n) \quad (3.14)$$

eşitliği elde edilir. Burada α , filtre kazancıdır ve 1'den biraz küçüktür. 1 Hz için α filtre kazancı 0.999 civarında seçilir. Yüksek frekanslarda, filtre kazancının arttığı düşünülerek α azaltılmalıdır. Analog integratörden farklı olarak, gözlemleyici algoritması çalışma frekansına göre α açısını ayarlayarak optimum performansı gerçekleştirebilir (Hurst vd., 1998; Shin vd., 2000). Şekil 3.8'de, sabit frekansla beslenen kare dalga inverterde stator akısını tahmin etmek için kullanılan LP filtreli tahmin edicide, farklı filtre katsayılarının stator akısının yörüngesine

etkisi görülmektedir. Filtre kazancı yüksek ise, gerçek akı ile tahmin edilen akı arasındaki faz farkı azalmakta ve tahmin edilen akının gerçek akıya oranı büyümektedir. Filtre katsayıları ile stator akısı frekansının ilişkisi simülasyonda gösterilmemiştir.

Stator akısının tahmininde kullanılan filtre katsayısının seçimi için, stator akısı bir dizi işlemle aşağıdaki gibi ayırık olarak elde edilebilir.

$$\bar{\psi}_s' = \frac{\bar{v}_s - R_s \bar{i}_s}{s + \omega_c}$$

$$(s + \omega_c) \bar{\psi}_s' = \bar{v}_s - R_s \bar{i}_s$$

$$s \bar{\psi}_s' = -\omega_c \bar{\psi}_s' + \bar{v}_s - R_s \bar{i}_s$$

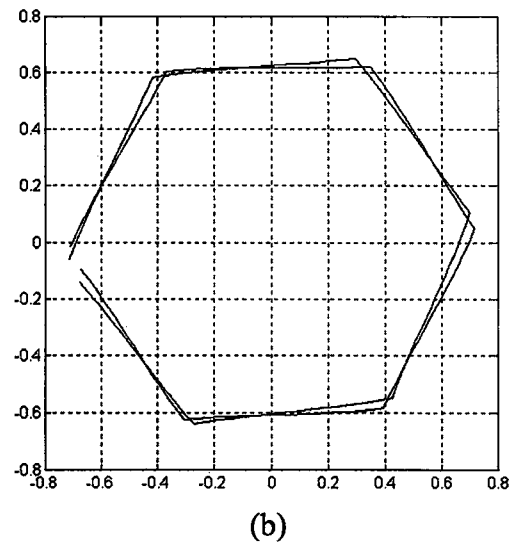
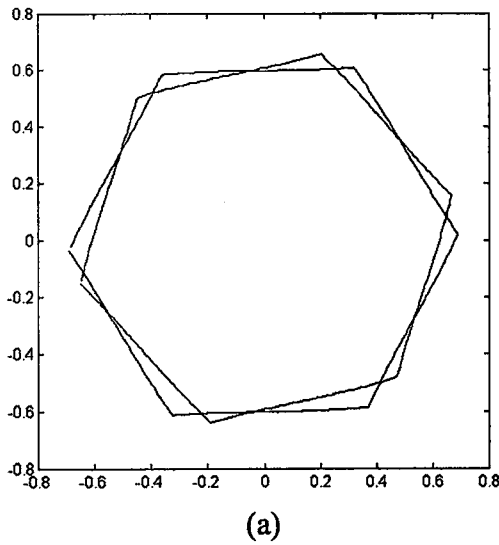
$$\frac{\bar{\psi}_s'(k+1) - \bar{\psi}_s'(k)}{T_s} = -\omega_c \bar{\psi}_s'(k) + \bar{v}_s(k) - R_s \bar{i}_s(k)$$

$$\bar{\psi}_s'(k+1) = \bar{\psi}_s'(k) + T_s (-\omega_c \bar{\psi}_s'(k) + \bar{v}_s(k) - R_s \bar{i}_s(k))$$

$$\bar{\psi}_s'(k+1) = (1 - T_s \omega_c) \bar{\psi}_s'(k) + (\bar{v}_s(k) - R_s \bar{i}_s(k)) T_s \quad (3.15)$$

$$\alpha = 1 - T_s \omega_c \quad (3.16)$$

Burada T_s örnekleme zamanıdır. Uygulamada kesim frekansının,



Şekil 3.8 LP filtre ile stator akısı tahmininde, farklı filtre katsayılarının stator akısı yörüngesine etkisi, a) $\alpha=0.995$ ve b) $\alpha=0.996$ için.

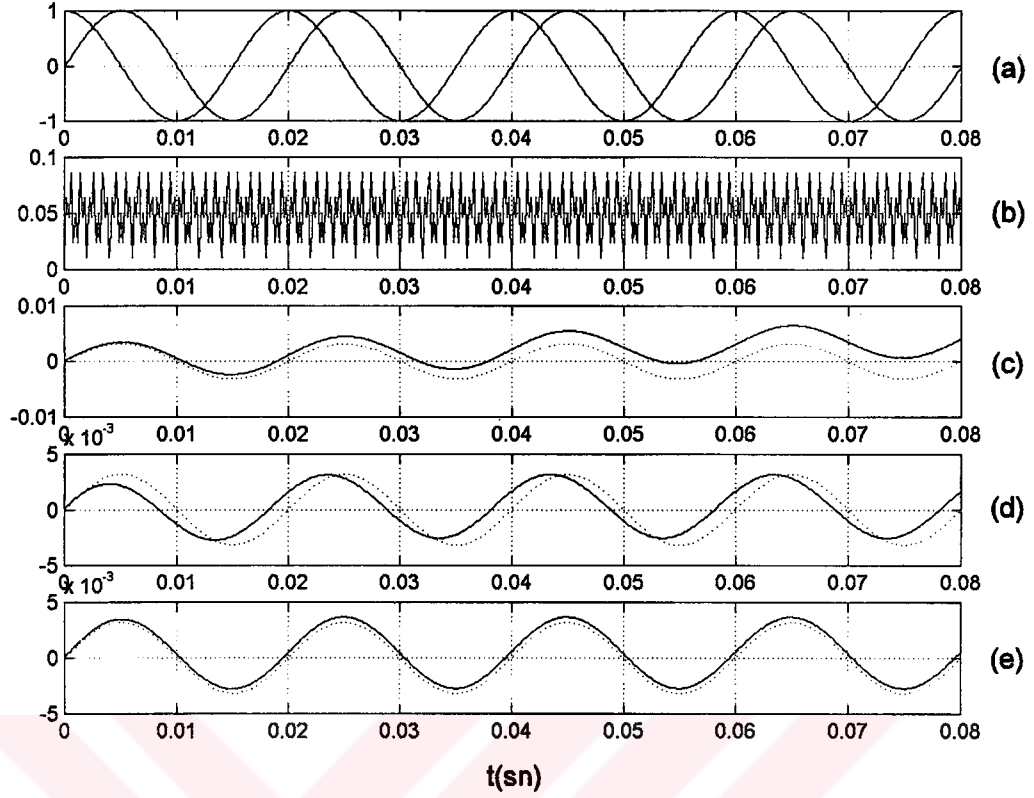
$$\omega_c = \omega_e / 2 \quad (3.17)$$

olarak seçilmesi, kayma ve gürültü problemini ortadan kaldırmak için yeterli olur. Kesim frekansı ve filtre katsayısı, her örnekleme periyodunda stator akısı vektörünün ortalama frekansı dikkate alınarak güncellenebilir. Bu işlemten sonra, faz ve genlik kompanzasyonu yapılarak gerçek akı değeri hesaplanır. Böylece, kayma ve gürültü yok edilerek gerçek değere yaklaşılmış olur.

$$\psi_{sD}(k) = 0.5\psi'_{sQ}(k) + \psi'_{sD}(k) \quad (3.18)$$

$$\psi_{sQ}(k) = -0.5\psi'_{sD}(k) + \psi'_{sQ}(k) \quad (3.19)$$

Stator akısı tahmininde, saf integratör, LP filtre ve kompanzasyonun etkisi Şekil 3.9'da görülmektedir. Şekil 3.9(a)'da, $\bar{e} = \bar{v}_s - R_s \bar{i}_s$ elektromotor kuvvetinin bileşenleri $e_{sD} = \cos(\omega_e t)$ ve $e_{sQ} = \sin(\omega_e t)$ kabul edilerek gösterilmiştir. $\omega_e = 314 \text{ rd/s}$ ve örnekleme zamanı $T_s = 100 \text{ } \mu\text{s}$ alınmıştır. Şekil 3.9(b)'de, elektromotor kuvveti bileşenlerine eklenecek olan DC ortalama değerli gürültü işareti görülmektedir. Şekil 3.9'da kesikli çizgi ile gösterilen değişimler, elektromotor kuvvetinin sD eksen bileşeninin integralidir. Kesikli çizgi, gerçek akı değişiminin sD eksen bileşenini temsil etmektedir. Şekil 3.9(c)'de, gürültü eklenmiş olan elektromotor kuvvetinin sD eksen bileşeninin saf integrali görülmektedir. Değişimden görüldüğü gibi, elektromotor kuvvetine eklenen gürültünün oluşturduğu DC kayma nedeniyle, saf integrasyon sonucunda zamanla büyük bir kayma birikmektedir. Bu yöntemle yapılan stator akısı tahmini ile sistemin kararlı çalışması gerçekleştirilemez. Şekil 3.9(d)'daki değişimler için, saf integrasyon yerine kesim frekansı $\omega_c = \omega_e / 2$ olan bir filtre kullanılmıştır. Burada filtre katsayısı $\alpha = 1 - T_s \omega_c = 1 - 100e^{-6} \cdot 314 / 2 = 0.9843$ seçilmiştir. $\omega_c = \omega_e / 2$ seçilmesi ile oluşan faz ve genlik hataları da Şekil 3.9(d)'de görülmektedir. Tahmin edilen işaret, olması gereken kesikli çizgili işarete göre ileri fazdadır ve genliği bu işaretten küçüktür. Şekil 3.9(e)'de, LP filtre ile tahmin edilen işaretin faz ve genlik kompanzasyonu sonrası değişimi görülmektedir. Kompanzasyon işlemi (3.18) ve (3.19) eşitlikleri kullanılarak yapılmıştır. Şekil 3.9(e)'deki değişimlerden stator akısının çok küçük bir hata ile tahmin edildiği görülmektedir.



Şekil 3.9 Filtrenin etkisi, a) elektromotor kuvvetin sD ve sQ bileşenleri, b) elektromotor kuvvetine eklenen gürültü, c) saf integratör çıkışı, d) LP filtre çıkışı ve e) faz ve genlik kompanzasyonu yapıldıktan sonra LP filtre çıkışı.

Bu örnekteki elektromotor kuvveti değişimleri tek bir frekans (50 Hz) için incelenmiştir. Motorun sıfırdan itibaren hızlanması durumunda, stator akısının frekansı nominal değere çıkarken filtre katsayısı 1'den 0'a doğru azaltılarak LP filtrenin etkinliği sağlanır. Bu işlem, aynı zamanda kompanzasyon için de gereklidir.

3.3 Karma Akı Tahmin Edici ve Stator Direncinin Güncellenmesi

DTC sürücüsünün güvenli çalışması, stator akısı genliği, motor momentı ve stator akısı bölgesinin gerçek değerlere ne kadar yakın tahmin edildiğine bağlıdır. Yani güvenilirlik, tahmin edicide kullanılan stator akımları, DC bara gerilimi ve stator direnci gibi büyüklüklerin doğruluğu ile ilgilidir (Buja vd., 1998). DTC'nin stator direncine duyarlılığı aşağıda incelenmiştir. Herhangi bir değişkenin gerçek değeri x , tahmin edilen değeri $\hat{x}$ olarak gösterilirse bu değişkendeki hata,

$$e_x = \hat{x} - x \quad (3.20)$$

olarak tanımlanır. DTC sistemindeki akı ve moment denetleyicilerinin ideal olduğu kabul edilirse, stator akısı genliği ve motor momentini denetleyicilerin giriş referanslarına eşit olur. Bu durumda,

$$\psi_{sref} = \hat{\psi}_s \quad (3.21)$$

$$t_{eref} = \hat{t}_e \quad (3.22)$$

yazılabilir. Referans değerler ile gerçek değerler arasındaki tahmin hatası (3.20)-(3.22) eşitliklerine göre,

$$\bar{\psi}_s = \bar{\psi}_{sref} - e_{\bar{\psi}s} \quad (3.23)$$

$$t_e = t_{eref} - e_{te} \quad (3.24)$$

olarak verilir. Tahmin edicide stator direncinin soğuk olduğundaki değerinin kullanıldığı kabul edilirse, sürücünün çalışması esnasında motor ısınarak e_{Rs} negatif olur. Stator direnci nominal değerinin 0.75-1.7 katı arasında değişir (Lee ve Krishnan, 1999). Sürücünün kararlı halde çalıştığı dolayısıyla elektriksel büyüklüklerin sinüsoidal olduğu kabul edilerek,

$$\bar{\psi}_{sref} = \int (\bar{v}_s - \hat{R}_s \bar{i}_s) dt = \int [\bar{v}_s - (R_s + e_{Rs}) \bar{i}_s] dt = \bar{\psi}_s + e_{\bar{\psi}s} \quad (3.25)$$

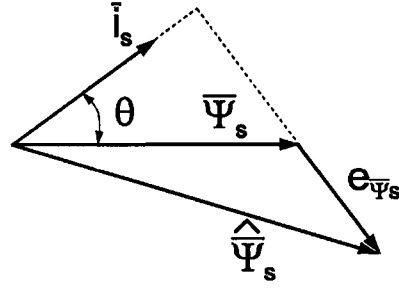
eşitliği yazılabilir. Burada $e_{\bar{\psi}s}$,

$$\bar{e}_{\psi s} = - \int e_{Rs} \bar{i}_s dt = j \frac{e_{Rs}}{\omega_e} \bar{i}_s \quad (3.26)$$

olarak tanımlanır. $\bar{i}_s$ akım vektörüne dik olan stator akısı uzay vektöründeki hata $\bar{e}_{\psi s}$ stator direncindeki hata ile doğru ve stator açısal frekansı ω_e ile ters orantılıdır. ω_e sıfıra doğru giderken stator akısı uzay vektöründeki hata sonsuza yaklaşır. Stator akısı genliğindeki hata, Şekil 3.10'da gösterildiği gibi $\bar{i}_s$ ve $\bar{\psi}_s$ arasındaki θ moment açısına bağlı olarak değişir.

Stator akısının referans değeri ile gerçek değeri arasındaki ilişki,

$$\bar{\psi}_s = \sqrt{\bar{\psi}_{sref}^2 + \left(\frac{e_{Rs}}{\omega_e} \bar{i}_s \right)^2 - 2 \frac{e_{Rs}}{\omega_e} |\bar{\psi}_s| |\bar{i}_s| \sin \theta} \quad (3.27)$$



Şekil 3.10 Motor çalışmada stator akısındaki hata.

olarak bulunur. Motor çalışmada $\theta > 0$ olduğundan stator akısı genliği gerçek değerinden küçüktür. Generatör çalışmada ise $\theta < 0$ olduğundan stator akısı genliği gerçek değerinden büyük olur. Üretilen elektromanyetik moment,

$$t_{\text{eref}} = \frac{3}{2} P(\bar{i}_s \times \hat{\Psi}_s) = \frac{3}{2} P(\bar{i}_s \times (\bar{\Psi}_s + e_{\bar{\Psi}_s})) = t_e + e_{te} \quad (3.28)$$

ve buradan moment hatası,

$$e_{te} = -\frac{e_{Rs}}{\omega_e} i_s^2 \quad (3.29)$$

olarak elde edilir. Bu eşitlik, motor veya generatör çalışma durumunda momentin referans değerinden küçük olacağını göstermektedir. Stator akısının açısal hızı ω_e sıfıra yaklaştığında, stator akısı genliğinde olduğu gibi, momentteki hata da sonsuza doğru gider. Stator direncinin denetleyicide kullanılan değeri gerçek değerinden büyük seçilirse, DTC motor sürücü sistemi kararsız duruma girer (Lee ve Krishnan, 1999).

Stator akısı uzay vektöründeki hata, stator akısının bulunduğu bölge hakkında yanlış bilgi verir. $e_{Rs} < 0$ olduğunda, tahmin edilen stator akısı vektörü k . bölgede iken gerçek akı vektörünün $(k+1)$. bölgede olması en kötü çalışma durumudur. $e_{Rs} > 0$ olduğunda ise, motorda mıknatıslama kaybolur ve sürücü çalışması kararsız hale gelir.

Düşük hızlarda akım modeli ve yüksek hızlarda gerilim modeli kullanılarak stator akısının tahmin edilmesi, her iki tahmin edicinin de avantajlarını kullanmak açısından uygun bir çözümdür. Bu tür bir tahmin edici karma tahmin edici olarak adlandırılır. Bu iki tahmin edici arasındaki geçiş ani değerler dikkate alınarak yapıldığında, geçiş anlarında süreksizlik oluşmaz. Karma akı tahmin edici kullanıldığında, akım modelinden dolayı hız bilgisine ihtiyaç duyulur. Dolayısıyla, motor miline bağlı bir hız algılayıcı kullanmak gerekir. Ayrıca,

düşük hızlarda akım modeli ile yapılan akı tahmininin doğru olması, akı modelinde kullanılan parametrelerin doğru olmasına bağlıdır (Habetler vd., 1998).

Düşük hızlarda stator akısını elde etmek için, önce aşağıdaki gibi rotor akısı hesaplanır.

$$\bar{\psi}_r(k+1) = \bar{\psi}_r(k) + \left(\frac{L_m \bar{i}_s(k) - \bar{\psi}_r(k)}{T_r} - j\omega_r \bar{\psi}_r(k) \right) T_s \quad (3.30)$$

Bu akı eşitliği akım modeli olarak bilinmektedir. Daha sonra rotor akısı kullanılarak stator akısı,

$$\bar{\psi}_s(k) = \frac{L_m}{L_r} \bar{\psi}_r(k) + L'_s \bar{i}_s(k) \quad (3.31)$$

olarak elde edilir. Burada $L'_s = (L_s - L_m^2/L_r)$ olarak bilinmektedir.

Yüksek hızlarda stator akısı gerilim modeli kullanılarak,

$$\bar{\psi}_s(k+1) = \bar{\psi}_s(k) + \left(\bar{v}_s(k) - \bar{i}_s(k) R_s \right) T_s \quad (3.32)$$

şeklinde bulunur. Rotor akısının başlangıç değeri, motor hızı önceden belirlenen bir geçiş hızının altına düştüğü anda aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$\bar{\psi}_r(k) = \frac{L_r}{L_m} \left(\bar{\psi}_s(k) - L'_s \bar{i}_s(k) \right) \quad (3.33)$$

Stator direncinin yanlış değerini kullanmak, stator akısı ve moment tahmini üzerinde olumsuz etki yapmaktadır. Motorun çalışması eşnasında stator direncinin belirli aralıklarla güncellenmesi ile bu problem çözülebilir (Monti vd.,1998; Faiz vd., 1999; Lee ve Krishnan, 1999). Karma akı tahmin edici kullanılarak stator direnci on-line olarak güncellenebilir. Akım modelinin kullanıldığı aralıkta, gerilim modelinde kullanılacak olan stator direnci güncellenebilir. Stator direncinin tahmini, (3.31) eşitliği ile bulunan stator akısı kullanılarak yapılır.

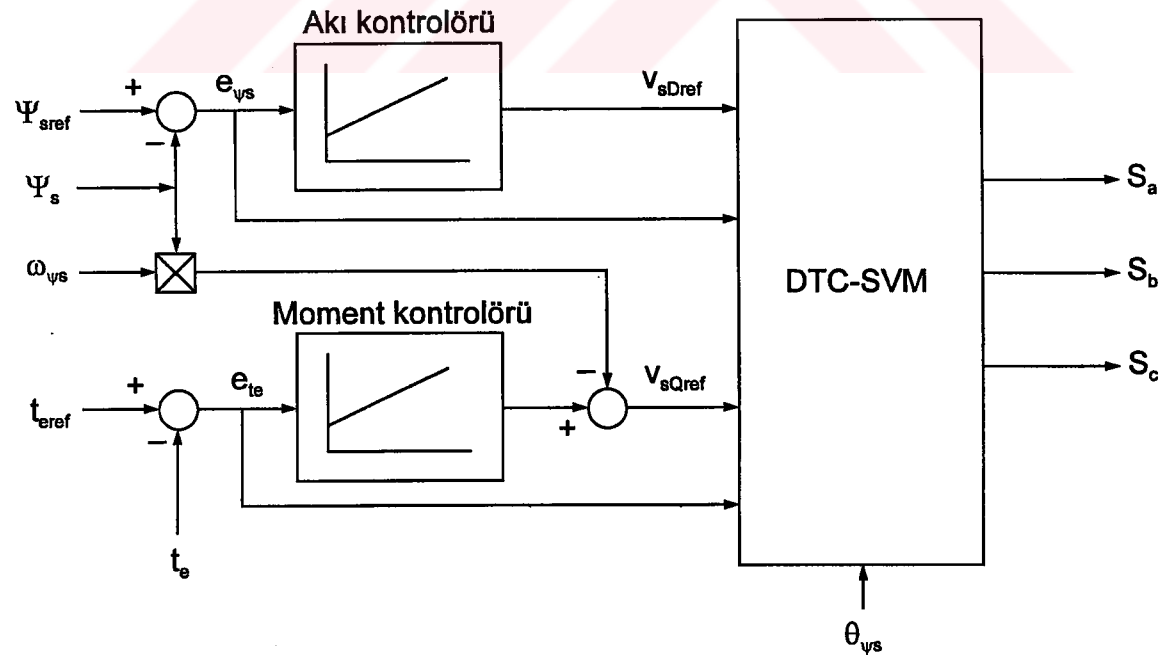
$$\hat{R}_s = \frac{\left| \int_0^t \bar{v}_{sD} dt - \bar{\psi}_{sD} \right|}{\left| \int_0^t \bar{i}_{sD} dt \right|} \quad \text{veya} \quad \hat{R}_s = \frac{\left| \int_0^t \bar{v}_{sQ} dt - \bar{\psi}_{sQ} \right|}{\left| \int_0^t \bar{i}_{sQ} dt \right|} \quad (3.34)$$

Stator direncinin tahmininde, yukarıdaki eşitliklerden paydası büyük olan kullanılır. Akım modelinin kullanıldığı zaman aralığı, integral işleminin gerçekleştirilmesine yetecek kadar büyük olmayabilir. Bu durumda, stator direncinin başlangıç değeri, motora DC akım ve gerilim uygulanarak $\hat{R}_s = \frac{V_{sD}}{I_{sD}}$ şeklinde hesaplanır. Benzer şekilde, gerilim modelinin kullanıldığı aralıkta rotor direncinin elde edilmesi mümkündür.

3.4 DTC ve SVM Yöntemlerinin Birlikte Kullanılması

DTC'de kararlı rejimde oluşan moment, akı ve akım dalgalanmalarını önlemek amacıyla, DTC'nin uzay vektör modülasyonu ile birlikte kullanılması teklif edilmiştir (Lascu ve Boldea, 2000). Teklif edilen yöntem, dalgalanmaları azaltmakta ve sistem performansını iyileştirmektedir. Bununla beraber, motor parametresi olarak sadece stator direncini kullanan klasik DTC'de motor parametrelerine karşı dayanıklılık mevcut iken, birçok motor parametresi kullanan bu yöntemde parametre değişimlerinden etkilenme daha fazla olur.

DTC-SVM'nin blok diyagramı Şekil 3.11'de görülmektedir. Bu yöntemde, akı ve moment için PI denetleyicileri kullanılır ve gerilim vektörleri SVM birimi tarafından üretilir.



Şekil 3.11 DTC-SVM sisteminin blok diyagramı.

Sistem stator akısı ve momentteki hatalara göre inverter referans işaretlerini üretir. Stator akısı vektörüne çakışık olan eksen takımında, referans gerilim vektörünün sD ve sQ bileşenleri aşağıdaki gibi oluşur.

$$v_{sDref} = (K P_{\psi_s} + K I_{\psi_s} / s)(\psi_{sref} - \psi_s) \quad (3.36)$$

$$v_{sQref} = (K P_{t_e} + K I_{t_e} / s)(t_{eref} - t_e) + \psi_s \omega_e \quad (3.37)$$

Yine aynı eksen takımında $\bar{\psi}_s = \psi_{sD}$ olur. Gerilim vektörü bileşenleri ve moment aşağıdaki gibi bulunur.

$$v_{sD} = R_s i_{sD} + s \psi_s \quad (3.37)$$

$$v_{sQ} = R_s i_{sQ} + \omega_e \psi_s \quad (3.38)$$

$$t_e = \frac{3}{2} P \psi_{sD} i_{sQ} \quad (3.39)$$

Stator akısı sabit olduğundan, moment aşağıda verilen gerilim vektörünün sQ bileşeni ile kontrol edilir.

$$v_{sQ} = \frac{2R_s t_e}{3P\psi_s} + \psi_s \omega_e \quad (3.40)$$

Stator akısının hızı ω_e , stator akısı vektörünün ardışık iki değeri kullanılarak,

$$\omega_e = \frac{\psi_{sD}(k)\psi_{sQ}(k+1) - \psi_{sQ}(k)\psi_{sD}(k+1)}{|\bar{\psi}_s(k+1)|^2 T_s} \quad (3.41)$$

olarak hesaplanır. (3.40) eşitliğinde oluşabilecek hatalar, moment denetleyen PI denetleyici tarafından düzeltilir. Akı kontrolü v_{sD} gerilimi değiştirilerek sağlanır. Her bir T_s örnekleme süresinde v_{sD} gerilimi aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$v_{sD} = R_s i_{sD} + \Delta \psi_s / T_s \quad (3.42)$$

Yüksek hızlarda $R_s i_{sD}$ terimi ihmal edilebilir. Bu durumda v_{sD} gerilimi, $\Delta \psi_s$ akısı ve $1/T_s$ anahtarlama frekansı ile orantılı olur. Düşük hızlarda $R_s i_{sD}$ terimi ihmal edilemez.

v_{sD} ve v_{sQ} gerilimleri ile θ_e hesaplandıktan sonra SVM birimi kullanılarak gerekli

işaretleri üretilir. Anahtarlama işaretlerinin üretilmesi Bölüm 1.3'te açıklandığı gibi yapılır.

PI kontrol yöntemi kare dalga çalışma modunu garanti etmez. PI denetleyiciler doyma sınırına geldiği zaman klasik DTC'ye geçiş yapılır. Moment veya akıdaki hata çok büyük ise, tüm örnekleme peryodunda tek bir gerilim vektörü uygulanarak referans değere en hızlı şekilde ulaşılması sağlanır. Hata belirli bir seviyenin altına düştüğünde DTC-SVM'ye geçiş yapılır.

3.5 Akı ve Momentin Ölü Zaman Kontrolünün Sağlanması

Kararlı rejimde, sabit bir anahtarlama peryodu içinde stator akısını ve momenti, ölü zaman kontrolü ile referans değerlerinde tutan gerilim vektörünü önceden tahmin etmek mümkündür. Uygulanacak olan gerilim vektörü, bir önceki örnekleme peryodundaki moment ve stator akısı hataları ile tahmin edilen elektromotor kuvvet kullanılarak hesaplanır. Bu algoritma uzay vektör modülasyonu ile gerçekleştirildiğinden, klasik DTC'nin aksine sabit frekanslıdır. Moment veya akı bir örnekleme peryodu içinde referans değere getirilemez ise, uzay vektör modülasyonunun çözümü yok demektir. Bu durum geçici rejim olarak kabul edilir. Geçici rejimde gerilim vektörünün seçimi, gerilim vektörü seçim tablosu kullanılarak sağlanır (Habetler vd., 1992).

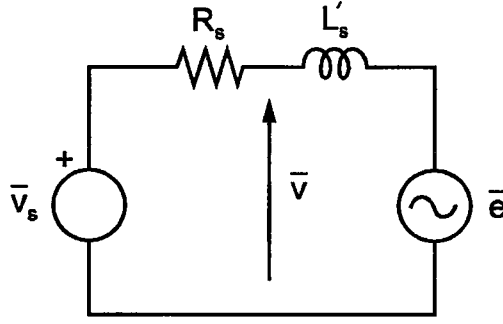
Analiz için kullanılan asenkron motorun sabit eksen takımındaki eşdeğer devresi Şekil 3.12'de verilmiştir. Sabit bir T_s örnekleme peryodunda stator akımındaki değişme,

$$\Delta \bar{i}_s = \frac{\bar{v} - \bar{e}}{L_s'} T_s \quad (3.43)$$

olarak bulunur. Düşük frekanslarda stator direncindeki gerilim düşümü ihmal edilerek $\bar{v}_s = \bar{v}$ kabul edilebilir. Stator elektriksel zaman sabiti T_s örnekleme peryodundan çok büyük ise peryot boyunca akıdaki değişme lineer kabul edilir. T_s peryodu içinde momentteki değişme,

$$\Delta t_e = \frac{3}{2} P(\bar{\psi}_s \times \Delta \bar{i}_s) = \frac{3}{2} P(\bar{\psi}_s \times \frac{\bar{v}_s - \bar{e}}{L_s'}) T_s \quad (3.44)$$

olarak hesaplanır. Bu eşitlik yardımıyla momentteki değişme, stator gerilim ve akımı ile elektromotor kuvvet kullanılarak tahmin edilebilir. T_s peryodunda stator akısındaki değişme ise aşağıdaki gibi elde edilir.



Şekil 3.12 Asenkron makinanın sabit eksen takımındaki eşdeğer devresi.

$$\Delta \bar{\psi}_s = (\bar{v}_s - R_s \bar{i}_s) T_s = \bar{v} T_s \quad (3.45)$$

Elektromotor kuvvet $\bar{e}$,

$$\bar{e} = \bar{v}_s - R_s \bar{i}_s - \frac{d}{dt} (L'_s \bar{i}_s) = \frac{d}{dt} (\bar{\psi}_s - L'_s \bar{i}_s) \quad (3.46)$$

olarak bulunur. İnverter anahtarlama vektörünü belirlemek için, tahmin edilen akı ve momentteki değişimler kullanılır. Momentteki değişme,

$$\Delta t_e = t_{\text{eref}} - t_e = \frac{3}{2} P \frac{T_s}{L'_s} (\bar{\psi}_s \times \bar{v}_{\text{ref}} - \bar{\psi}_s \times \bar{e}) \quad (3.47)$$

şeklinde hesaplanır. sD-sQ bileşenleri cinsinden momentteki değişme,

$$\Delta t_e = \frac{3}{2} P \frac{T_s}{L'_s} [(-\psi_{sD} e_{sQ} + \psi_{sQ} e_{sD}) + (\psi_{sD} v_{\text{refsQ}} - \psi_{sQ} v_{\text{refsD}})] \quad (3.48)$$

olarak ifade edilebilir. Bilinen değerler bir K_e sabiti ile sembolize edilerek, momentteki değişme ifadesi,

$$K_e = \frac{2 \Delta t_e L'_s}{3 P T_s} + (\psi_{sD} e_{sQ} - \psi_{sQ} e_{sD}) \quad (3.49)$$

şeklinde sadeleştirilebilir. Referans gerilim vektörü (3.48) ve (3.49) kullanılarak,

$$v_{sQ\text{ref}} = \frac{K_e + \psi_{sQ} v_{sD\text{ref}}}{\psi_{sD}} \quad (3.50)$$

şeklinde yazılır. Stator akısı genliğinin referansı,

$$\begin{aligned}\psi_{sref} &= |\bar{v}_{ref} T_s + \bar{\psi}_s| \\ \psi_{sref}^2 &= (\psi_{sD} + v_{sDref} T_s)^2 + (\psi_{sQ} + v_{sQref} T_s)^2\end{aligned}\quad (3.51)$$

eşitliği ile hesaplanır. Bu eşitlikte $\bar{\psi}_s = \psi_{sD} + \psi_{sQ}$ vektörünün örnekleme periyodunun başındaki değeri kullanılır. (3.50) ve (3.51)'in birlikte kullanılmasıyla elde edilen aşağıdaki denklemin çözümünden v_{sDref} gerilimi bulunur.

$$\begin{aligned}& \left[T_s^2 + \left(\frac{\psi_{sQ}}{\psi_{sD}} T_s \right)^2 \right] v_{sDref}^2 + \left[2K_e \psi_{sQ} \left(\frac{T_s}{\psi_{sD}} \right)^2 + 2T_s \psi_{sD} + \frac{2\psi_{sQ}^2 T_s}{\psi_{sD}} \right] v_{sDref} \\ & + 2K_e T_s \frac{\psi_{sQ}}{\psi_{sD}} + \left(\frac{K_e T_s}{\psi_{sD}} \right)^2 + \psi_{sD}^2 + \psi_{sQ}^2 - v_{sref}^2 = 0\end{aligned}\quad (3.52)$$

Bu eşitliğin iki çözümü mevcuttur. Küçük olan çözüm, akı ve moment referans değerlerine yaklaştıran en küçük gerilim olduğundan çözüm olarak kabul edilir. Referans gerilimin sQ eksen bileşeni (3.50) bağıntısından bulunur. Stator gerilim referansı, stator direnci üzerindeki gerilim düşümü de dikkate alınarak,

$$\bar{v}_{sref} = \bar{v}_{ref} + R_s \bar{i}_s \quad (3.53)$$

eşitliği ile hesaplanır. $\bar{v}_{sref}$ vektörüne komşu olan iki vektörün süreleri ve sıfır vektörünün süresi SVM ile elde edilir. Eğer süreler pozitif çıkmazsa geçici rejim mevcuttur. Moment veya akı ya da bunlardan her ikisinde geçici rejim olabilir. Önce momentte geçici rejimin olup olmadığı incelenir. Bir çözüm bulunamazsa stator akısına bakılır. Yine çözüm bulunamaz ise, her ikisinde de geçici rejim olduğu kabul edilir. Geçici rejimde gerilim vektörleri Çizelge 3.1'de verilen gerilim vektörü seçim tablosu kullanılarak seçilir. Çizelgede stator akısı vektörünün bulunduğu bölge m ile ve inverter anahtarlama vektörü k ile gösterilmiştir.

Geçici rejimde sıfır vektörü kullanılmadığından, $\bar{v}_k$ vektörünün süresi T_k ile $\bar{v}_{k+1}$ vektörünün süresi T_{k+1} 'in toplamı T_s süresine eşittir. Bu durum,

$$T_s = T_{k+1} + T_k \quad (3.54)$$

şeklinde ifade edilebilir. Eğer sadece momentte bir geçici rejim varsa, T_k ve T_{k+1} süreleri,

$$\psi_{sref} = |\bar{v}_s(k) T_k + \bar{v}_s(k+1) T_{k+1} + \bar{\psi}_s| \quad (3.55)$$

eşitliği ile (3.54)'ün birlikte çözümüyle elde edilir. Gerilim vektörleri Çizelge 3.1(a)'dan

seçilir. Bu şekilde, moment referans değerine doğru yaklaştırılırken, akı referans değerinde sabit tutulur. Sadece stator akısında bir geçici rejim mevcutsa, T_k ve T_{k+1} süreleri,

$$\Delta t_e = \frac{3}{2} P \frac{1}{L_s} (\bar{\psi}_s \times (\bar{v}_s(k)T_k + \bar{v}_s(k+1)T_{k+1} - \bar{e}T_s)) \quad (3.56)$$

eşitliği çözülerek elde edilir. Bu durumda gerilim vektörleri Çizelge 3.1(b)'den seçilir. Moment için referans değerinde ölü zaman kontrolü sağlanırken, akı referans değerine doğru yaklaştırılır.

Çizelge 3.1 Geçici rejimde inverter durumları.

a) Momentte geçici rejim		
$\text{sgn}(t_e - t_{\text{eref}})$	k	k+1
0	m+1	m+2
1	m+4	m+5

b) Akıda geçici rejim		
$\text{sgn}(\psi_s - \psi_{\text{sref}})$	k	k+1
0	m	m+1
1	m+2	m+3

c) Moment ve akıda geçici rejim		
$\text{sgn}(t_e - t_{\text{eref}})$	$\text{sgn}(\psi_s - \psi_{\text{sref}})$	k
0	0	m+1
0	1	m+2
1	0	m+4
1	1	m+5
İnverter Gerilim Vektörü = $\begin{cases} k, & k \leq 6 \\ k-6, & k > 6 \end{cases}$		

Eğer stator akısı ve momentin her ikisi de geçici rejimde ise, bir peryot boyunca akı ve momenti referans değerine yaklaştıran tek bir gerilim vektörü Çizelge 3.1(c)'den seçilir.

Akı ve momentin ölü zaman ile kontrolü, klasik DTC'ye göre, kararlı rejimde daha az dalgalanmaya neden olmaktadır. Bunun nedeni, T_s peryodunda moment ve akının SVM'den dolayı iki kere kontrol edilmesidir. Bu yöntemin uygulanması için bir çok motor parametresinin gerekmesi ve yoğun hesaplamaların yapılması, uygulama açısından dezavantaj olarak görülmektedir.

3.6 DTC'de İnverter Anahtarlama Frekansının Sabit Tutulması

Akı ve moment kontrolü için iki histerezis denetleyicisi ve bir anahtarlama tablosu kullanan DTC'de histerezis bantlarının genişliği kontrol edilebilir. Histerezis bantlarının genişliği, akı ve moment dalgalanmalarını, inverter anahtarlama frekansını, akım harmoniklerini ve dolayısıyla sürücü performansını etkiler (Buja vd., 1997; Vas, 1998; Kang vd., 1999a; Vaez-Zadeh vd., 2000, Idris ve Yatim 2000a). Akı ve moment bantlarının anahtarlama frekansına etkisi simülasyon ile elde edilmiştir (Kazmierkowski ve Kasprowicz, 1995; Noguchi ve Takahashi, 1997). DTC'de histerezis bantları sabit tutulsa bile, motor hızı, akı seviyesi ve moment gibi çalışma şartları ile anahtarlama frekansı değişir. Kullanılan inverterin anahtarlama frekans sınırını aşmamak için, histerezis bantları en kötü duruma göre seçilerek yeterince büyük tutulur. Bu durumda sistemin performansı bilhassa düşük hızlarda kötüleşir. Bant genişliği seçim kriterlerinin ortaya konulabilmesi için, moment ve akı histerezis bantlarının anahtarlama frekansına etkisi teorik olarak incelenerek formüle edilmelidir (Casadei, 1997; Kang ve Sul, 2001).

Durum değişkenleri olarak stator ve rotor akısı seçilirse, asenkron motorun matematiksel modeli aşağıdaki gibi verilir.

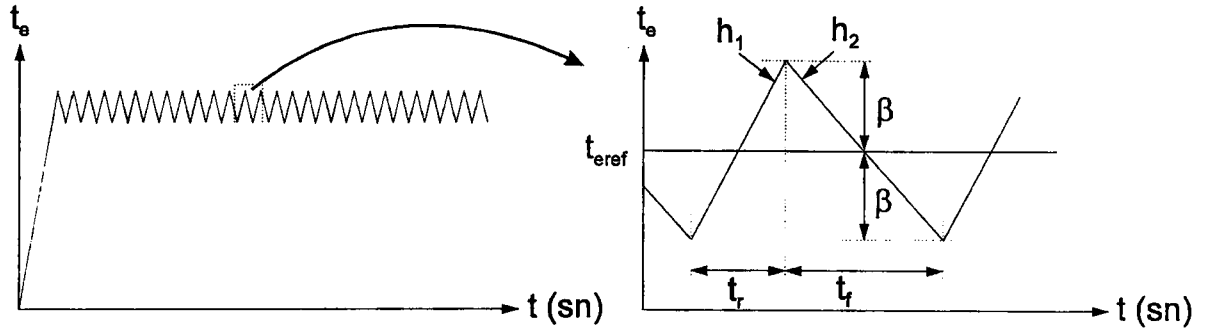
$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \bar{\Psi}_s \\ \bar{\Psi}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{\sigma L_s} & \frac{R_s L_m}{\sigma L_s L_r} \\ \frac{R_r L_m}{\sigma L_s L_r} & (j\omega_m - \frac{R_r}{\sigma L_r}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{\Psi}_s \\ \bar{\Psi}_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \bar{v}_s \quad (3.57)$$

DTC algoritmasında, elektromanyetik moment ve stator akısı kontrol değişkenleri olarak kullanılır. Kontrol sayısal olarak gerçekleştirildiği için, moment ve stator akısı eşitlikleri aşağıda verildiği gibi ayrık zamanda hesaplanır.

$$t_e(k) = \frac{3P}{2} \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \text{Im}[\bar{\Psi}_s(k) \cdot \bar{\Psi}_r^*(k)] = \frac{3P}{2} \text{Im}[\bar{\Psi}_s(k) \cdot \bar{i}_s^*(k)] \quad (3.58)$$

$$\bar{\Psi}_s(k+1) = \bar{\Psi}_s(k) + (\bar{v}_s(k) - R_s \bar{i}_s(k)) T_s \quad (3.59)$$

DTC'de moment histerezis denetleyici çıkışında t_e 'nin değişimi Şekil 3.13'te verilmiştir.



Şekil 3.13 Asenkron motorun DTC ile kontrolünde momentin değişimi.

Şekil 3.13'te görüldüğü gibi motor momenti, aktif gerilim vektörünün uygulandığı t_r süresi boyunca h_1 eğimi ile artmakta, sıfır gerilim vektörünün uygulandığı t_f süresinde ise h_2 eğimi ile azalmaktadır. t_r ve t_f süreleri, T_s örnekleme süresinin tam katıdır. Histerezis moment denetleyici bandı 2β olarak gösterilmiştir.

Burada yapılan analizde $\frac{d\bar{\psi}_s}{dt}$ ve $\frac{d\bar{\psi}_r}{dt}$ 'nin çok küçük olan T_s süresi boyunca değişmediği kabul edilmiştir. Çok küçük örnekleme süresi T_s için, $(k+1)T_s$ anındaki stator ve rotor akıları aşağıdaki gibi verilir (D.Casadei, 1997).

$$\bar{\psi}_s(k+1) = \bar{\psi}_s(k) + \left[-\frac{R_s}{\sigma L_s} \bar{\psi}_s(k) + \frac{R_s L_m}{\sigma L_s L_r} \bar{\psi}_r(k) + \bar{v}_s(k) \right] T_s \quad (3.60)$$

$$\bar{\psi}_r(k+1) = \bar{\psi}_r(k) + \left[\frac{R_r L_m}{\sigma L_s L_r} \bar{\psi}_s(k) + (j\omega_r - \frac{R_r}{\sigma L_r}) \bar{\psi}_r(k) \right] T_s \quad (3.61)$$

Stator akısı eşitliğinde mevcut olan inverter gerilim vektörü, rotor akısı eşitliğinde mevcut değildir. Buradan, gerilim vektörünün stator akısına doğrudan etki ettiği, rotor akısına ise stator akısı vasıtasıyla dolaylı olarak etki ettiği sonucu çıkar.

Bu iki eşitlik moment ifadesinde yerine konularak ve çok küçük olduğundan T_s 'nin karesi ihmal edilerek, sıfırdan farklı $\bar{v}_s(k)$ vektörünün T_s süresinde oluşturduğu Δt_e moment artışı, $(k+1)$ örnekleme anında aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\frac{\Delta t_e(k+1)}{T_s} = -t_e(k) \left[\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r}{\sigma L_r} \right] + \frac{3P}{2} \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \text{Im} \left\{ \bar{v}_s(k) \cdot \bar{\psi}_r^*(k) \right\} - j\omega_r \left[\bar{\psi}_s(k) \cdot \bar{\psi}_r^*(k) \right] \equiv h_1 \quad (3.62)$$

Benzer şekilde, sıfır gerilim vektörünün T_s süresinde oluşturduğu $-\Delta t_e$ moment azalması,

(k+1) örnekleme anında aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$-\frac{\Delta t_e(k+1)}{T_s} = -t_e(k) \left[\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r}{\sigma L_r} \right] - \frac{3P}{2} \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \text{Im} \left\{ j\omega_r \left[\bar{\psi}_s(k) \cdot \bar{\psi}_r^*(k) \right] \right\} \equiv h_2 \quad (3.63)$$

(3.58) eşitliği kullanılarak T_s süresi boyunca stator akısındaki değişim (k+1) örnekleme anında,

$$\frac{\Delta \psi_s(k+1)}{T_s} = \bar{v}_s(k) - R_s \bar{i}_s(k) \quad (3.64)$$

olarak hesaplanır. DTC'de moment histerezis denetleyici bandı ile kontrol edilebilen anahtarlama frekansı, asenkron motor parametrelerine ve çalışma şartlarına bağlıdır. Pozitif ve negatif eğimler (3.62) ve (3.63) kullanılarak hesaplanabilir. (3.62)'de verilen momentin artış eğimi,

$$h_1 = h_a + h_b + h_c \quad (3.65)$$

olarak üç terime ayrılabilir. Burada,

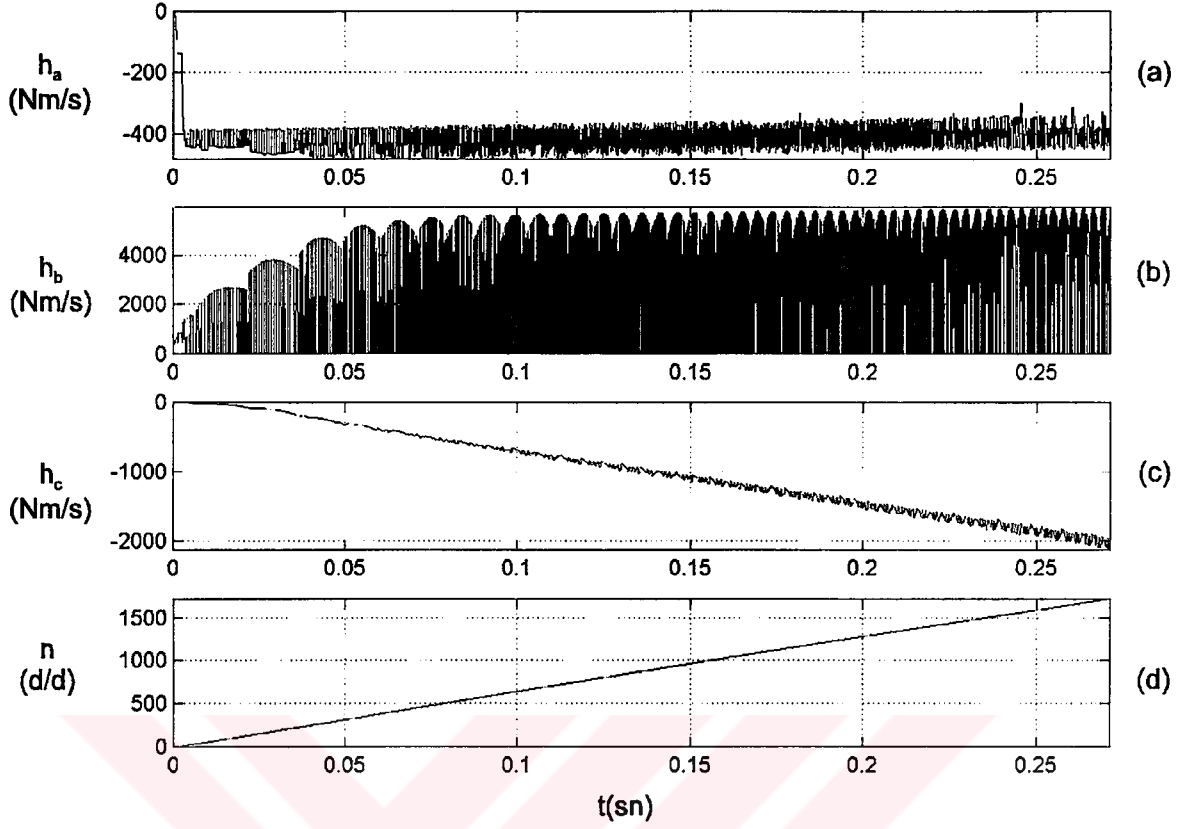
$$h_a = -t_e(k) \left[\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r}{\sigma L_r} \right] \quad (3.66)$$

$$h_b = \frac{3P}{2} \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \text{Im} \left[\bar{v}_s(k) \cdot \bar{\psi}_r^*(k) \right] \quad (3.67)$$

$$h_c = -\frac{3P}{2} \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega_r \text{Im} \left[\bar{\psi}_s(k) \cdot \bar{\psi}_r^*(k) \right] \quad (3.68)$$

şeklinde tanımlanır. 1.1 kW'lık asenkron motorda, 2 Nm sabit moment referansı uygulandığında, hız ve moment eğimi bileşenlerinin değişimleri simülasyon ile elde edilerek Şekil 3.14'te verilmiştir.

Şekil 3.14'te görüldüğü gibi h_a bileşeni, h_b ve h_c bileşenlerine göre daha küçüktür. Yüksek güçlü bir motor kullanıldığında h_a bileşeninin aldığı değer daha da küçülmektedir. Ayrıca, (3.66)'dan ve h_b 'nin değişiminden görüldüğü gibi, sıfır gerilim vektörünün uygulandığı aralıkta h_b 'nin değeri sıfır olmaktadır. Dolayısıyla artan ve azalan moment eğimleri yaklaşık olarak,



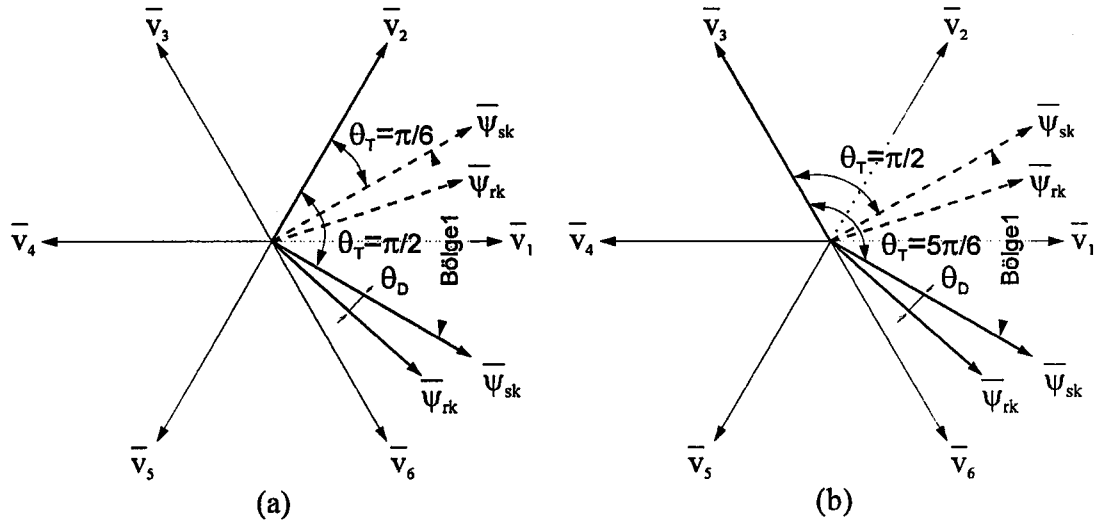
Şekil 3.14 Moment referansı 2 Nm iken moment eğimi ve hızdaki değişme, a) h_a bileşeni, b) h_b bileşeni, c) h_c bileşeni ve d) motor hızı.

$$h_1 \approx h_b + h_c \quad (3.69)$$

$$h_2 \approx h_c \quad (3.70)$$

şeklinde yazılabilir. Moment denetleyicinin neden olduğu ortalama moment anahtarlama frekansını hesaplamak için moment eğiminin ortalaması hesaplanır.

Stator akısı m. bölgede iken momentini arttırmak için, stator akısı hata işaretine göre $\bar{v}_{m+1}$ veya $\bar{v}_{m+2}$ vektörü seçilir. Stator akısı 1. bölgede iken akıyı arttırmak için, Şekil 3.15(a)'da görüldüğü gibi $\bar{v}_2$ vektörünün seçildiği düşünülür. $\bar{v}_2$ vektörü ile $\bar{\psi}_s$ stator akısı arasındaki θ_T açısı, stator akısının dönmesiyle $\pi/2$ 'den $\pi/6$ 'ya doğru azalır. Dolayısıyla h_1 moment eğimi θ_T açısının azalmasıyla değişir.



Şekil 3.15 Stator akısı 1. bölgede iken, moment eğimleri ortalamasının hesabı için stator ve rotor akılarının değişim tanımları, a) $\bar{v}_2$ vektörü ve b) $\bar{v}_3$ vektörü uygulandığında.

Bu bölgedeki ortalama eğim (3.69) kullanılarak,

$$\begin{aligned}
 H_1(\bar{v}_2) &= \frac{3}{\pi} \int_{\pi/6}^{\pi/2} (h_b + h_c) d\theta_T \Big|_{\bar{v}_s = \bar{v}_2} \\
 &= \frac{3}{\pi} \frac{3P}{2} \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \int_{\pi/6}^{\pi/2} \left[|\bar{v}_2| |\bar{\psi}_r| \sin(\theta_T + \theta_D) - \omega_r |\bar{\psi}_s| |\bar{\psi}_r| \cos \theta_D \right] d\theta_T
 \end{aligned} \quad (3.71)$$

bulunur. Burada θ_D , stator akısı vektörü ile rotor akısı vektörü arasındaki açıdır. Şekil 3.15(b)'de gösterildiği gibi, stator akısını azaltmak için $\bar{v}_3$ vektörü seçildiğinde ortalama moment eğimi,

$$\begin{aligned}
 H_1(\bar{v}_3) &= \frac{3}{\pi} \int_{\pi/2}^{5\pi/6} (h_b + h_c) d\theta_T \Big|_{\bar{v}_s = \bar{v}_3} \\
 &= \frac{3}{\pi} \frac{3P}{2} \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \int_{\pi/2}^{5\pi/6} \left[|\bar{v}_3| |\bar{\psi}_r| \sin(\theta_T + \theta_D) - \omega_r |\bar{\psi}_s| |\bar{\psi}_r| \cos \theta_D \right] d\theta_T
 \end{aligned} \quad (3.72)$$

olarak hesaplanır. $\bar{v}_2$ ve $\bar{v}_3$ gerilim vektörlerinin eşit olarak seçildiği kabul edilirse, ortalama moment eğimi,

$$H_1 = \frac{H_1(\bar{v}_2) + H_1(\bar{v}_3)}{2} \quad (3.73)$$

ve ortalama moment azalma eğimi,

$$H_2 = \frac{3}{\pi} \int_{\pi/6}^{\pi/2} h_c d\theta_T = \frac{3}{\pi} \frac{3P}{2} \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \int_{\pi/6}^{\pi/2} (-\omega_r |\bar{\psi}_s| |\bar{\psi}_r| \cos \theta_D) d\theta_T \quad (3.74)$$

olarak hesaplanır. Boşta çalışmada rotor akısı stator akısı cinsinden $\bar{\psi}_r \approx (L_r / L_m) \bar{\psi}_s$

şeklinde yazılabilir. Bu durumda (3.72) ve (3.73) eşitlikleri,

$$H_{1n} = \frac{3P}{2} \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{L_m}{L_r} \right)^2 \left(\frac{\sqrt{3}}{\pi} V_{dc} \psi_{sref} - \omega_r \psi_{sref}^2 \right) \quad (3.75)$$

$$H_{2n} = -\frac{3P}{2} \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{L_m}{L_r} \right)^2 \omega_r \psi_{sref}^2 \quad (3.76)$$

olarak yazılır. Burada H_{1n} ve H_{2n} boşta çalışmadaki moment eğimleridir. (3.75) ve (3.76)'dan görülebileceği gibi moment eğimleri, stator akısı, motor hızı ve DC bara geriliminin fonksiyonudur. Özellikle motor hızı moment eğiminde etkilidir.

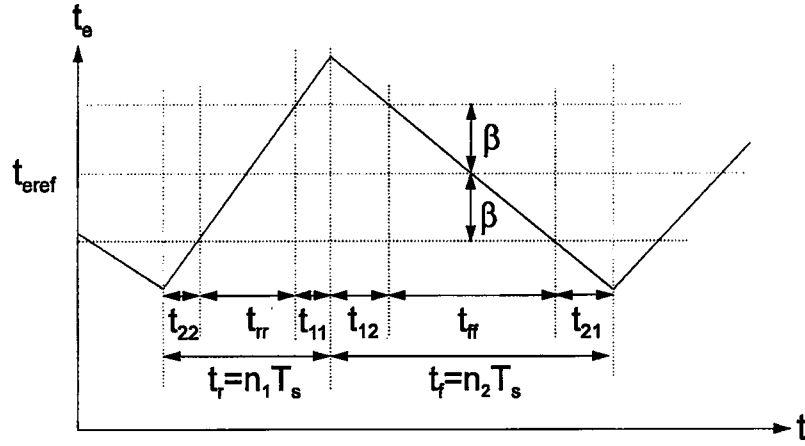
3.6.1 Moment Histerezis Bandının Oluşturduğu Anahtarlama Frekansının Hesaplanması

Boşta çalışmadaki moment eğimleri H_{1n} ve H_{2n} kullanılarak, t_{rr} ve t_{ff} süreleri aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

$$t_{rr} = \frac{2\beta}{H_{1n}} = \frac{2\beta}{\frac{3P}{2} \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{L_m}{L_r} \right)^2 \left(\frac{\sqrt{3}}{\pi} V_{dc} \psi_{sref} - \omega_r \psi_{sref}^2 \right)} \quad (3.77)$$

$$t_{ff} = \frac{2\beta}{H_{2n}} = -\frac{2\beta}{\frac{3P}{2} \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{L_m}{L_r} \right)^2 \omega_r \psi_{sref}^2} \quad (3.78)$$

Moment histerezis bandının oluşturduğu f_T anahtarlama frekansını hesaplamak açısından, yükselme ve düşme süreleri Şekil 3.16'da gösterildiği gibi bölgelere ayrılmıştır.



Şekil 3.16 Momentin yükselme ve düşme bölgelerinde tanımlanan süreler.

Yükün durumuna göre H_{1n} ve H_{2n} ile H_1 ve H_2 arasında oluşan fark analiz açısından çok önemli değildir. Çıkış momentinin histerezis bandını geçtiği zaman ile çıkış gerilim vektörünün güncellenmesiyle moment eğiminin değiştiği zaman arasında t_d kadar bir gecikme oluşur. Sayısal olarak gerçekleştirilen denetleyicinin örnekleme süresi arttıkça bu gecikme süresi de artar. Dolayısıyla anahtarlama frekansı düşer ve daha fazla aşım oluşur. Örnekleme süresi, sistemin kontrol performansını ve anahtarlama frekansını tespit etmek açısından önemlidir. Aşım süreleri t_{11} , t_{12} , t_{21} ve t_{22} aşağıdaki gibi tanımlanır.

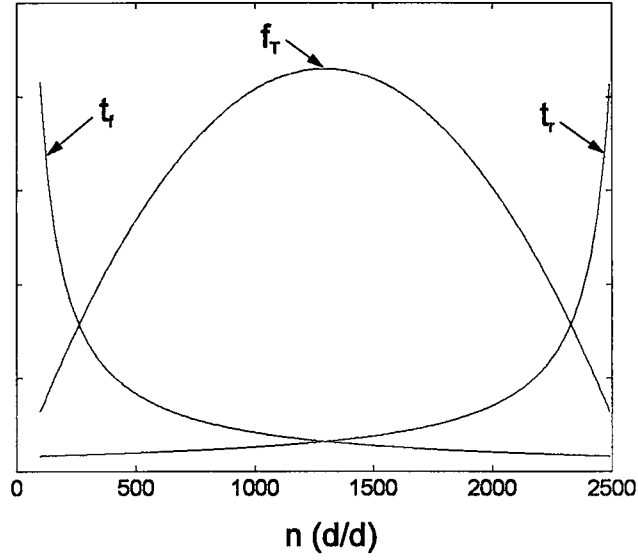
$$t_{11} = t_d, \quad t_{12} = -\frac{H_{1n}}{H_{2n}} t_{11} \quad (3.79)$$

$$t_{21} = t_d, \quad t_{22} = -\frac{H_{2n}}{H_{1n}} t_{21} \quad (3.80)$$

Moment histerezis denetleyiciden kaynaklanan anahtarlama frekansı f_T aşağıdaki gibi hesaplanır.

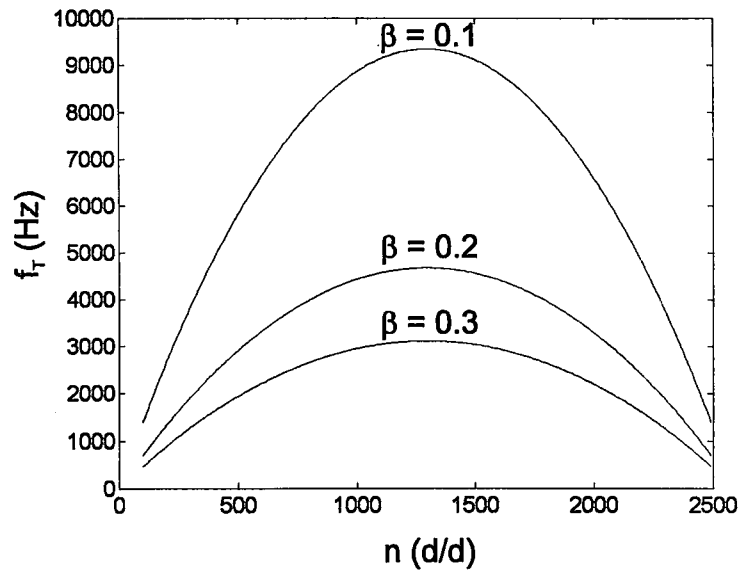
$$f_T = \frac{1}{(t_{rr} + t_{11} + t_{12}) + (t_{ff} + t_{21} + t_{22})} \quad (3.81)$$

Yükselme ve düşme süreleri ile moment anahtarlama frekansının devir sayısına göre değişimi Şekil 3.17'de görülmektedir. Düşük hız bölgesinde t_r süresi ve yüksek hız bölgesinde t_f süresi çok düşük değerler almaktadır.



Şekil 3.17 Moment anahtarlama frekansı ile yükselme ve düşme sürelerinin devir sayısına bağlı değişimleri.

Düşük hız bölgesinde, H_{1n} 'in eğimi çok dik olur ve t_{rr} süresi T_s örnekleme süresinden daha küçük olabilir. t_{11} aşım aralığının süresi $T_s - t_{rr}$ süresi ile orantılı olarak artar. Benzer şekilde yüksek hızlarda t_{ff} süresi çok küçük değerler alır. t_{21} aşım aralığının süresi $T_s - t_{ff}$ süresi ile orantılıdır. Moment anahtarlama frekansı f_T 'nin değişimi farklı β bant genişlikleri için simülasyon ile elde edilerek Şekil 3.18'de verilmiştir. Bu şekilde, f_T 'nin motor hızına bağlı olarak değiştiği ve orta hız kademesinde maksimum değerine ulaştığı görülmektedir.



Şekil 3.18 Moment anahtarlama frekansının moment bandına göre değişimi.

3.6.2 Akı Anahtarlama Frekansının Hesaplanması

Eğer stator akısı m. bölgede yer alırsa DTC tablosuna göre akıyı arttırmak için $\bar{v}_{m+1}$ ve azaltmak için $\bar{v}_{m+2}$ vektörleri seçilir. Şekil 3.15(a)'da gösterildiği gibi stator akısını 1. bölgede arttırmak için $\bar{v}_2$ vektörü seçilmiştir. R_s direnci ihmal edilirse, bu aralıkta stator akısının artış eğimi,

$$\begin{aligned} g_1 &= \frac{\bar{\psi}_s(k+1) - \bar{\psi}_s(k)}{dt} = \frac{\Delta\psi_s(k)}{T_s} \\ &= \frac{1}{T_s} \left[\sqrt{(|\bar{\psi}_s(k)|^2 + |\bar{v}_2|^2 T_s^2 - 2|\bar{\psi}_s(k)||\bar{v}_2|T_s \cos\theta_\varphi - |\bar{\psi}_s(k)|^2)} \right] \\ &\approx -\frac{2}{3} V_{dc} \cos\theta_\varphi \left(\frac{\pi}{2} \leq \theta_\varphi \leq \frac{5\pi}{6} \right) \\ &= \frac{2}{3} V_{dc} \sin\theta \quad (0 \leq \theta_\varphi \leq \frac{\pi}{3}) \end{aligned} \quad (3.82)$$

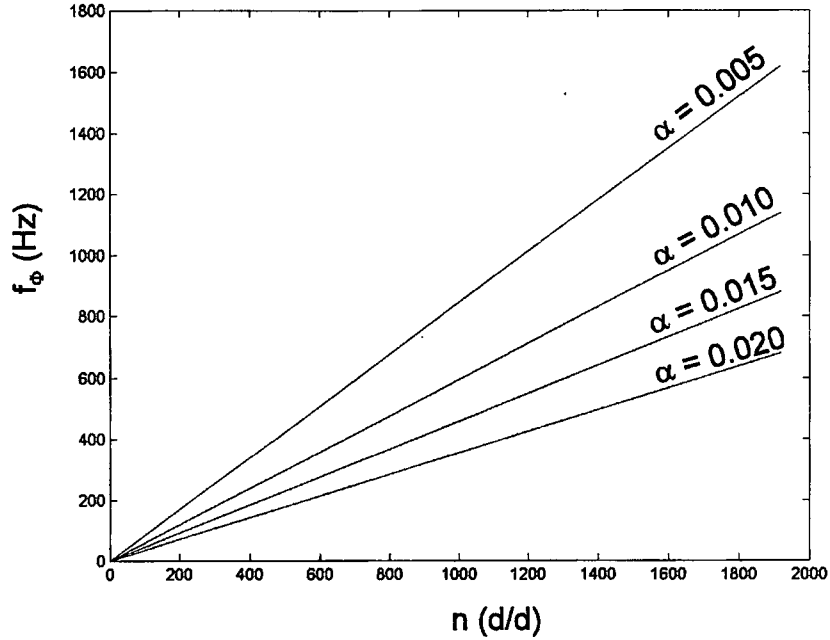
olarak hesaplanır. θ açısı, $\bar{\psi}_s(k)$ ile Bölge 1'in referans eksenini arasındaki açıdır.

Şekil 3.15(b)'de görüldüğü gibi stator akısını 1. bölgede azaltmak için $\bar{v}_3$ vektörü seçilir. Stator akısının azalma eğimi,

$$\begin{aligned} g_2 &= \frac{\bar{\psi}_s(k+1) - \bar{\psi}_s(k)}{dt} = \frac{-\Delta\psi_s(k)}{T_s} \\ &= \frac{1}{T_s} \left[\sqrt{(|\bar{\psi}_s(k)|^2 + |\bar{v}_3|^2 T_s^2 - 2|\bar{\psi}_s(k)||\bar{v}_3|T_s \cos\theta_\varphi - |\bar{\psi}_s(k)|^2)} \right] \\ &\approx -\frac{2}{3} V_{dc} \cos\theta_\varphi, \left(\frac{\pi}{6} \leq \theta_\varphi \leq \frac{\pi}{2} \right) \\ &= \frac{2}{3} V_{dc} \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right), \quad (0 \leq \theta_\varphi \leq \frac{\pi}{3}) \end{aligned} \quad (3.83)$$

olarak bulunur.

(3.82) ve (3.83)'de görüldüğü gibi, stator akısının genliğindeki artma ve azalma lineer olmayıp stator akısı açısı θ 'nın sinüsoidal bir fonksiyonudur. Dolayısıyla, f_ϕ akı anahtarlama frekansının hesabı f_T hesabı gibi yapılamaz. f_ϕ akı anahtarlama frekansı simülasyon ile elde edilebilir. Akı anahtarlama frekansının akı bandına göre değişimi simülasyon ile elde edilerek Şekil 3.19'da verilmiştir.



Şekil 3.19 Akı anahtarlama frekansının akı bandına göre değişimi.

İnverter anahtarlama frekansı, moment ve akı anahtarlama frekanslarının toplamıdır. Eğer inverter anahtarlama frekansı maksimum frekansı aşarsa, moment ve akı histerezis bant genişliklerinin yeniden belirlenmesi gerekir.

Akı bant genişliği, motor akımının THD değerini önemli ölçüde etkiler. Akım harmoniklerinin azaltılması için, bant genişliklerinin dinamik olarak optimize edilmesi gerekir (Mondi, 1998). Anahtarlama frekansını düşürmek için akı bant genişliği arttırılırsa, anahtarlama frekansında önemli bir azalma olmamasına karşılık motor akımının THD değeri artar. Akı histerezis bandını küçük tutarak motor akımının THD'sini azaltmak ve anahtarlama frekansını kontrol etmek için moment histerezis bandını ayarlamak en uygun çözümdür.

3.6.3 DTC'de Moment Dalgalanmasının Azaltılması ve Frekansın Sabit Tutulması

DTC teknikleri arasında anahtarlama tablosu ile gerilim vektörü seçimi, doğrudan kendinden kontrol ve uzay vektör modülasyon teknikleri bilinmektedir. Bu teknikler arasında anahtarlama tablosu kullanılarak gerilim vektörü seçimi, basit yapısı nedeniyle geniş bir şekilde araştırılmış ve endüstriyel olarak uygulanmıştır. Bu tekniğin dezavantajları, anahtarlama frekansının motor hızı ile akı ve moment histerezis bant genişliklerine göre değişmesi ve moment dalgalanmasının fazla olmasıdır. Ayrıca, asenkron motorda özellikle düşük hızlarda elektromotor kuvvetinin çok küçük olması nedeniyle, iyi bir performans elde

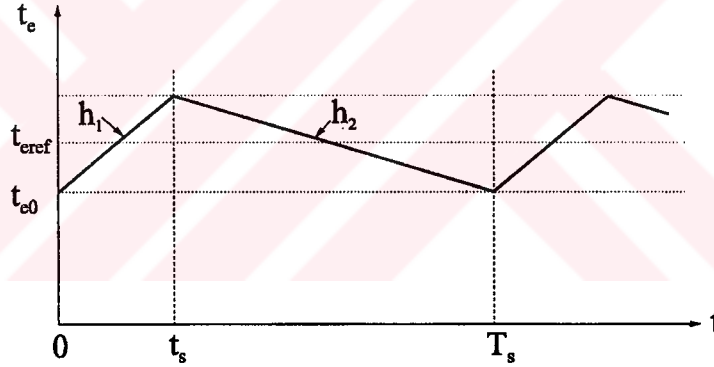
etmek için kontrol periyodunun $25 \mu s$ 'nin altında seçilmesi gerekir (Tiitinen, 1995). DTC'nin dezavantajlarını yok ederek, anahtarlama frekansının sabit olmasını sağlayan ve moment dalgalanmasını azaltan bir yöntem aşağıda verilmiştir (Kang vd., 1999b).

DTC algoritması ile motora $\bar{v}_s = v_{sD} + jv_{sQ}$ gerilimi uygulandığında, (3.61) ve (3.62) eşitlikleri ile verilen h_1 ve h_2 eğimleri, k indisi ihmal edilerek aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$h_1 = -\frac{t_e}{\sigma\tau_{sr}} + \frac{3P}{2} \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \left\{ v_{sD}^* \psi_{rq} + v_{sQ}^* \psi_{rd} - \omega_r (\psi_{sD} \psi_{rd} + \psi_{sQ} \psi_{rq}) \right\} \quad (3.84)$$

$$h_2 = -\frac{t_e}{\sigma\tau_{sr}} - \frac{3P}{2} \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega_r (\psi_{sD} \psi_{rd} + \psi_{sQ} \psi_{rq}) \quad (3.85)$$

Burada $\sigma\tau_{sr} = (R_s / \sigma L_s + R_r / \sigma L_r)^{-1}$ olarak tanımlanmıştır. Çok küçük T_s süresi için, akı ve hız dinamiği çok hızlı olmadığından h_1 ve h_2 eğimleri sabit kabul edilebilir. Bu durum Şekil 3.20'de gösterilmiştir.



Şekil 3.20 Teklif edilen yöntemde anahtarlama zamanları ve moment değişimi.

T_s örnekleme süresi boyunca, sırasıyla sıfırdan farklı bir vektör ve sıfır vektörü uygulanmıştır. T_s süresi boyunca moment dalgalanmasının efektif değeri,

$$t_{e-ripp}^2 = \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{t_s} (h_1 t + t_{e0} - t_{eref})^2 dt + \int_{t_s}^{T_s} (h_2 t - h_2 T_s + h_1 T_s + t_{e0} - t_{eref})^2 dt \right] \quad (3.86)$$

olarak bulunur. Burada, t_{e0} momentin başlangıç değeri ve t_{eref} moment referansıdır. Moment dalgalanmasını minimize eden en uygun anahtarlama anı olan t_s , bu bağıntının türevi sıfıra eşitlenmesiyle bulunur. Sıfıra eşitlenen türev,

$$\frac{\partial t_{e-ripp}^2}{\partial t} = -\frac{(h_1 - h_2)}{T_s} \left\{ (2h_1 - h_2)t_s^2 + 2[t_{e0} - t_{eref} - (h_1 - h_2)T_s]t_s - [2(t_{e0} - t_{eref})T_s - h_2T_s^2] \right\} = 0 \quad (3.87)$$

ve buradan optimum anahtarlama zamanı,

$$t_s = \frac{2(t_{eref} - t_{e0}) - h_2T_s}{(2h_1 - h_2)} \quad (3.88)$$

olarak hesaplanır. Sistemin gerçekleştirilmesindeki basamaklar aşağıda verilmiştir.

- Histerezis bandı sıfır alınarak moment ve akı hatalarının işaretlerine göre DTC tablosundan $\bar{v}_s$ vektörü belirlenir.
- Artan h_1 ve azalan h_2 eğimleri hesaplanır.
- Optimum anahtarlama anı t_s hesaplanır.
- Hesaplanan t_s süresi T_s süresinden küçük ise, $t = 0$ anında aktif $\bar{v}_s$ gerilim vektörü ve t_s anında sıfır gerilim vektörü uygulanır. Yani t_s süresi boyunca $\bar{v}_s$ gerilim vektörü ve $t_s - T_s$ süresi boyunca sıfır gerilim vektörü uygulanır.
- Moment kararlı rejimde değil ise, hesaplanan t_s süresi T_s süresinden büyük çıkar. Bu durumda, örnekleme zamanı boyunca sadece $\bar{v}_s$ vektörü uygulanır.

3.7 Yüksek Performanslı Sürücülerde Algılayıcısız Kontrol Yöntemleri

Yüksek performanslı sürücülerde mekanik hız algılayıcı kullanmadan yapılan kontrol algılayıcısız kontrol olarak bilinmektedir. Mekanik hız algılayıcılarının fiyatlarının yüksek olması ve hassas olmaları ile birçok uygulamada montaj zorluğu çıkarması nedeniyle, asenkron motorlarda hız ve moment kontrolünün algılayıcısız yapılması artık bir ihtiyaç olarak kabul edilmektedir. Konunun uzmanları, gelecekte ticari sürücülerin çoğunda algılayıcısız moment kontrol özelliğinin bulunacağı görüşündedir. Vinç, yük asansörü, baskı ve taşıma vasıtaları gibi birçok uygulamada, sıfır hıza kadar istenilen momentin sağlanabilmesi gerekmektedir. Çok düşük hız kademelerinde orta seviyede kontrol doğruluğu, sürücünün rekabet şansını artırır ve uygulama alanını genişletir (Hurst vd. 1998; Vas, 1998;

Lascu vd., 1998; Lascu vd., 2000; Monti, 1998).

Asenkron motorda algılayıcı kullanmadan hız veya konum işaretinin elde edilmesi için bir çok çalışma yapılmıştır. Bu çalışmalar içerisinde sadece kararlı halde geçerli olan teknikler, yüksek performans gerektirmeyen ve düşük fiyatlı uygulamalarda kullanılabilir. Doğrudan moment ve vektör kontrollu yüksek performanslı sürücülerde ise gelişmiş teknikler kullanılır. İdeal bir algılayıcısız uygulamada, hız bilgisi ve kontroldeki doğruluğun bütün çalışma şartlarında % 0.5'ten daha iyi olması beklenir. İdeale yakın bir sonuç elde etmek için, parametre değişimlerini kompanze eden ve doyma etkisini dikkate alan gelişmiş bir matematiksel model kullanmak gerekir. Yakın gelecekte, yapay zekaya dayanan ve karmaşık matematiksel model kullanmayan tekniklerin algılayıcısız uygulamalarda yaygınlaşacağı tahmin edilmektedir (Vas, 1998).

Akı veya hız tahmininde kullanılan bir algoritma motorun matematiksel modeline dayalı ise bu algoritma gözlemleyici / tahmin edici olarak tanımlanır. Yüksek performanslı sürücülerde algılayıcısız kontrolü gerçekleştirmek için kullanılan tahmin ediciler aşağıdaki tekniklerle gerçekleştirilebilir.

- Stator akım ve gerilimini kullanan açık çevrimli tahmin ediciler,
- Model referans adaptif sistemler (MRAS),
- Stator faz geriliminin üçüncü harmoniğindeki uzaysal doymayı kullanan tahmin ediciler,
- Geometri, doyma gibi özellikleri kullanan tahmin ediciler,
- Kalman, Luenberger gibi tahmin ediciler,
- Yapay zeka, yapay sinir ağları, bulanık mantık v.b. kullanan tahmin ediciler.

Bu bölümde stator gerilim ve akımlarını kullanarak gerçekleştirilen tahmin ediciler incelenecektir. Tahmin ediciler açık çevrimli veya kapalı çevrimli olarak gerçekleştirilir. Açık çevrimli tahmin edicilerin doğruluğu büyük ölçüde kullanılan motor parametrelerinin doğruluğuna bağlıdır. Rotor hızı düşük iken açık çevrimli tahmin edicilerin doğruluğu azalır. Parametrelerin gerçek değerlerinden sapması, kararlı rejim ve geçici rejim performansı üzerinde olumsuz etki oluşturur. Özellikle düşük hızlarda, rotor akısı stator akısı kullanılarak elde edildiğinde, stator direncindeki hata rotor akısının tahmin doğruluğunu etkiler. Motorun sıcaklık modelinden yararlanarak direncin sıcaklığa bağlı değeri kullanılırsa, daha doğru tahmin yapılması mümkün olur.

Bazı yapılarda rotor akısı tahmini rotor zaman sabitini kullanmayı gerektirir. Rotor zaman sabiti, rotor endüktansının rotor direncine oranıdır. Rotor direnci, sıcaklık ve deri etkisi nedeniyle değişebilir. Rotor direncinin sıcaklıkla değişmesi oldukça yavaştır. Rotor endüktansı ise deri etkisi ve doyma nedeniyle değişebilir. Ana akıdaki doyma nedeniyle L_m 'nin değişmesi durumunda, L_{s1} ve L_{r1} kaçak endüktanslarında bir değişme olmasa bile, stator endüktansı $L_s = L_{s1} + L_m$ ile rotor endüktansı $L_r = L_{r1} + L_m$ değerleri değişir. Ayrıca, kaçak akıdaki doyma nedeniyle L_{s1} ve L_{r1} ile stator geçici endüktansı L'_s de değişebilir. Vektör kontrollü sürücülerde rotor akısı genliği sabit olduğundan L_m 'deki değişimler oldukça küçüktür. Moment kontrollü bir sürücüde doğru olmayan parametrelerin kullanılması, moment ve akı kontrolü ile sistem performansının bozulmasına neden olur. Bölüm 1.5'te anlatılan makine durmakta iken parametreleri otomatik olarak tanıyan yöntem ile stator direnci, rotor zaman sabiti, stator geçici endüktansı ve stator endüktansı tahmin edilebilir.

3.7.1 Rotor Geriliminin d-ekseni Bileşeni Kullanılarak Rotor Hızının Tahmin Edilmesi

Asenkron motorda rotor geriliminin d eksen bileşeni,

$$0 = R_r i_{rd} + \frac{d\psi_{rd}}{dt} + \omega_r \psi_{rq} \quad (3.89)$$

olup, bu eşitlikten rotor hızı,

$$\omega_r = \left[-R_r i_{rd} - \frac{d\psi_{rd}}{dt} \right] / \psi_{rq} \quad (3.90)$$

olarak elde edilir. Bu eşitlikteki rotor akımının d-ekseni bileşeni doğrudan ölçülemez. Dolayısıyla bu bileşeni hesaplanabilen değişkenler cinsinden yazmak gerekir. Rotor akısının d-ekseni bileşeni,

$$\psi_{rd} = L_r i_{rd} + L_m i_{sD} \quad (3.91)$$

olarak verilir. Bu eşitlik kullanılarak, rotor akımının d eksen bileşeni,

$$i_{rd} = (\psi_{rd} - L_m i_{sD}) / L_r \quad (3.92)$$

olarak yazılır. (3.92) eşitliği (3.90)'da kullanılarak rotor hızı,

$$\omega_r = \left[-\frac{\psi_{rd}}{T_r} + \frac{L_m}{T_r} i_{sD} - \frac{d\psi_{rd}}{dt} \right] / \psi_{rq} \quad (3.93)$$

şeklinde bulunur. Burada T_r rotor zaman sabiti için,

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} \quad (3.94)$$

bağıntısı geçerlidir. (3.93)'teki rotor akısı bileşenleri,

$$\bar{\psi}_r = \frac{L_r}{L_m} (\bar{\psi}_s - L'_s i_s) \quad (3.95)$$

eşitliği kullanılarak hesaplanır. Buradan rotor akısının d ve q bileşenleri,

$$\psi_{rd} = \frac{L_r}{L_m} (\psi_{sD} - L'_s i_{sD}) \quad (3.96)$$

$$\psi_{rq} = \frac{L_r}{L_m} (\psi_{sQ} - L'_s i_{sQ}) \quad (3.97)$$

olarak bulunur. (3.96) ve (3.97)'da kullanılan stator akıları,

$$\frac{d\psi_{sD}}{dt} = v_{sD} - R_s i_{sD} \quad (3.98)$$

$$\frac{d\psi_{sQ}}{dt} = v_{sQ} - R_s i_{sQ} \quad (3.99)$$

eşitlikleri yardımıyla hesaplanır. Bu yöntem ile hız tahminin gerçekleştirilmesi için yapılacak işlemler sırasıyla aşağıda verilmiştir.

- DC bara gerilimi ve iki fazın stator akımları ölçülür.
- Stator gerilimi bileşenleri v_{sD} ve v_{sQ} , ölçülen DC bara gerilimi V_{dc} ile inverter anahtarlama fonksiyonları kullanılarak hesaplanır.
- Ölçülen akımlar kullanılarak i_{sD} ve i_{sQ} hesaplanır.
- (3.98) ve (3.99) kullanılarak (LPF ile birlikte) ψ_{sD} ve ψ_{sQ} bulunur.
- (3.96) ve (3.97) yardımıyla ψ_{rd} ve ψ_{rq} hesaplanır.

- Hesaplanan değişkenler (3.93)'te kullanılarak ω_r tahmin edilir.

3.7.2 Rotor Akısı Uzay Vektörünün Hızı ile Kayma Hızı Kullanılarak Rotor Hızının Tahmin Edilmesi

Bu yöntemde önce rotor akısı uzay vektörünün dönüş hızı ile kayma frekansının tahmin edilmesi gerekir. Kayma frekansının tahmini için, rotor akısı yönlendirilmiş referans eksen takımında yazılan gerilim eşitlikleri kullanılır.

Rotor akısı yönlendirilmiş eksen takımı, sabit eksen takımı ile stator akımı ve rotor akısı uzay vektörleri Şekil 2.16'da görülmektedir.

Sabit eksen takımında rotor akısı vektörü,

$$\bar{\psi}_r' = \bar{\psi}_r e^{j\theta_r} = \psi_{rd} + j\psi_{rq} = |\bar{\psi}_r| e^{j\theta_r} \quad (3.100)$$

olarak yazılır. Rotor akısı yönlendirilmiş referans eksen takımında, (x,y) özel eksen takımı rotor akısı uzay vektörü ile çakışmıştır. Buradan,

$$\bar{\psi}_{r\psi r} = \bar{\psi}_r' e^{-j\theta_r} = |\bar{\psi}_r| \quad (3.101)$$

yazılabilir. Rotor akısı uzay vektörünün hızı,

$$\omega_{mr} = \frac{d\theta_r}{dt} \quad (3.102)$$

olarak verilir. (x,y) özel eksen takımı rotor akısı uzay vektörünün hızında döner. Rotor mıknatıslama akımı,

$$\bar{i}_{mr} = |\bar{i}_{mr}| = \frac{|\bar{\psi}_r|}{L_m} = \frac{\bar{\psi}_{r\psi r}}{L_m} \quad (3.103)$$

olarak tanımlanır ve sadece x ekseninde mevcuttur. (x,y) eksen takımında rotor akımı uzay vektörü,

$$\bar{i}_{r\psi r} = i_{rx} + j i_{ry} = \bar{i}_r' e^{-j\theta_r} = (i_{rd} + j i_{rq}) e^{-j\theta_r} \quad (3.104)$$

şeklinde hesaplanır. Stator akımının (x,y) eksen takımındaki bileşenleri, sabit eksen takımındaki bileşenleri cinsinden,

$$\bar{i}_{s\psi r} = i_{sx} + ji_{sy} = \bar{i}_s e^{-j\rho_r} = (i_{sD} + ji_{sQ})e^{-j\rho_r} \quad (3.105)$$

şeklinde bulunur. Stator ve rotor akımları kullanılarak rotor akısı,

$$\bar{\psi}_{r\psi r} = L_r \bar{i}_{r\psi r} + L_m \bar{i}_{s\psi r} \quad (3.106)$$

şeklinde hesaplanır. Rotor mıknatıslama akımı, stator ve rotor akımları cinsinden,

$$\bar{i}_{mr} = |\bar{i}_{mr}| = \frac{\bar{\psi}_{r\psi r}}{L_m} = \bar{i}_{s\psi r} + (1 + \rho_r) \bar{i}_{r\psi r} \quad (3.107)$$

olarak bulunur. Bu eksen takımında rotor gerilimi,

$$0 = R_r \bar{i}_{r\psi r} + \frac{d\bar{\psi}_{r\psi r}}{dt} + j(\omega_{mr} - \omega_r) \bar{\psi}_{r\psi r} \quad (3.108)$$

olarak yazılır. L_m sabit kabul edilirse (3.103) kullanılarak,

$$0 = R_r \bar{i}_{r\psi r} + \frac{d|\bar{i}_{mr}|}{dt} + j(\omega_{mr} - \omega_r) |\bar{i}_{mr}| \quad (3.109)$$

elde edilir. (3.107) eşitliği (3.109)'de kullanılarak ve eşitliğin her iki tarafı rotor direncine bölünerek,

$$T_r \frac{d|\bar{i}_{mr}|}{dt} + |\bar{i}_{mr}| = \bar{i}_{s\psi r} - j(\omega_{mr} - \omega_r) T_r |\bar{i}_{mr}| \quad (3.110)$$

sonucu elde edilir. Bu eşitliğin gerçek ve sanal kısımları ayrıştırılarak, alan yönlendirmeli kontrolün akı modelini oluşturan iki temel eşitlik,

$$T_r \frac{d|\bar{i}_{mr}|}{dt} + |\bar{i}_{mr}| = i_{sx} \quad (3.111)$$

$$\omega_{mr} = \omega_r + \frac{i_{sy}}{T_r |\bar{i}_{mr}|} \quad (3.112)$$

şeklinde çıkarılır. Rotor akısının açısal hızı (statora göre), rotorun açısal hızı ile rotor akısının açısal kayma hızının (rotora göre) toplamıdır. Rotor akısının açısal kayma frekansı,

$$\omega_{sl} = \frac{i_{sy}}{T_r |\bar{i}_{mr}|} \quad (3.113)$$

olarak elde edilir. Bu eşitlikte verilen kayma ifadesi, bilinen değişkenler cinsinden hesaplanması açısından (3.105) ve $|\bar{i}_{mr}| = |\bar{\psi}_r| / L_m$, $\sin \rho_r = \psi_{rq} / |\bar{\psi}_r|$ ile $\cos \rho_r = \psi_{rd} / |\bar{\psi}_r|$ eşitlikleri kullanılarak aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\omega_{sl} = \frac{-i_{sD} \sin \rho_r + i_{sQ} \cos \rho_r}{T_r |\bar{i}_{mr}|} = \frac{L_m (\psi_{rd} i_{sQ} - \psi_{rq} i_{sD})}{T_r |\bar{\psi}_r|^2} = \frac{2t_e R_r}{3P |\bar{\psi}_r|^2} \quad (3.114)$$

Rotor akısının statora göre açısal hızı ω_{mr} ,

$$\omega_{mr} = \frac{d\rho_r}{dt} = \frac{d}{dt} \left[\tan^{-1}(\psi_{rd} / \psi_{rq}) \right] = \frac{\psi_{rd} d\psi_{rq} / dt - \psi_{rq} d\psi_{rd} / dt}{\psi_{rd}^2 + \psi_{rq}^2} \quad (3.115)$$

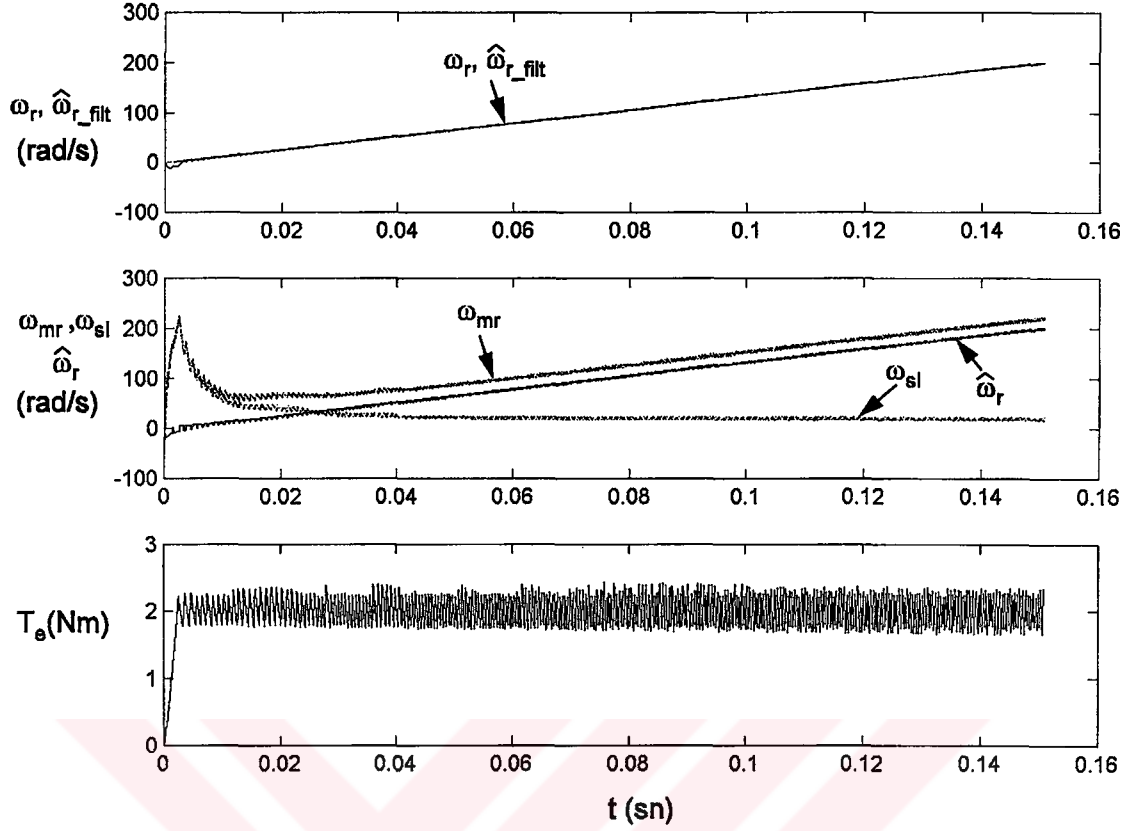
olarak yazılır. Buradan rotor hızı,

$$\omega_r = \omega_{mr} - \omega_{sl} = \frac{\psi_{rd} d\psi_{rq} / dt - \psi_{rq} d\psi_{rd} / dt}{|\bar{\psi}_r|^2} - \frac{2t_e R_r}{3P |\bar{\psi}_r|^2} \quad (3.116)$$

olarak elde edilir. Rotor hızı ayrık zamanda,

$$\omega_r(k) = \frac{\psi_{rd}(k-1)\psi_{rq}(k) - \psi_{rq}(k-1)\psi_{rd}(k)}{|\bar{\psi}_r(k)|^2 T_s} - \frac{2t_e R_r}{3P |\bar{\psi}_r|^2} \quad (3.117)$$

şeklinde bulunur. Hız tahmini için gerekli işlemler Bölüm 3.7.1’de verildiği gibi adım adım yapılır. Rotor hızı tahmini için (3.93) yerine (3.117) kullanılır. Bu yöntemle yapılan hız tahmininin doğruluğu, büyük ölçüde kullanılan makine parametrelerinin doğruluğuna bağlıdır. Bu tahmin edici $R_s, L_s', L_m / L_r, L_m / T_r$ değerlerini kullanır. Gelişmiş bir akı tahmin edici kullanılırsa oldukça iyi sonuçlar elde edilebilir. Bu hız tahmin yöntemi simülasyon ile incelenerek elde edilen sonuçlar Şekil 3.21’de verilmiştir.

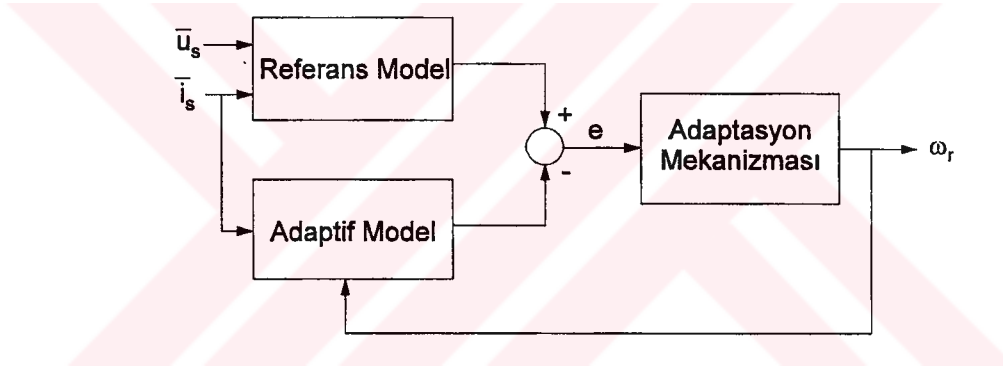


Şekil 3.21 Teklif edilen yöntemde tahmin edilen hız bileşenleri ve momentin değişimleri.

Sabit moment referansı ile motora yol verildiğinde, motorun açısal hızı ω_r , tahmin edilen motor hızının filtrelenmiş değişimi $\hat{\omega}_{r_filt}$, rotor akısı vektörünün açısal hızı ω_{mr} , kayma hızı ω_{sl} ve tahmin edilen motor hızı $\hat{\omega}_r = \omega_{mr} - \omega_{sl}$ ile moment değişimleri bu şekilde gösterilmiştir. Momentin referans değere yükselmesi esnasında, tahmin edilen değişkenlerde geçici rejim oluşmaktadır. Bu aralıkta motor hızındaki tahmin yeteri kadar doğru değildir. Moment kararlı rejime ulaştığında, moment dalgalanması nedeniyle tahmin edilen hızda dalgalanma oluşmuştur. Uygun bir filtre kullanıldığında, motor hızı gerçek hıza çok yakın bir şekilde tahmin edilebilmektedir. Motor parametrelerinin doğru değerlerinin kullanılması durumunda, simülasyon sonuçlarından da görüldüğü gibi bu tahmin edici ile oldukça iyi sonuçlar elde edilmektedir.

3.7.3 Model Referans Adaptif Sistem ile Rotor Hızının Tahmin Edilmesi

Kapalı çevrimli akı tahmin yöntemlerinden olan model referans adaptif sistem (MRAS) kullanılarak, doğruluğu büyük ölçüde makine parametrelerine bağlı olan açık çevrimli akı tahmin edicilere göre daha iyi sonuçlar elde edilir. Şekil 3.22’de gösterilen MRAS sistemi, temel olarak referans model, adaptif model ve adaptasyon mekanizmasından oluşur. Bu sistem ile rotor hızını tahmin etmek için, stator akımı ve stator gerilimini kullanan referans modelden elde edilen rotor akısı durum değişkenleri ile stator akımı ve rotor hızını kullanan adaptif modelden elde edilen rotor akısı durum değişkenleri karşılaştırılır. Aradaki farkı değerlendiren bir adaptasyon mekanizması ile rotor hızı tahmin edilir. Adaptasyon mekanizması fark sıfır olana kadar rotor hızında düzeltme yapar. Dolayısıyla, rotor hızı gerçek değerine ulaştığında, adaptif modelin çıkışı ile referans modelin çıkışı aynı sonuçları üreterek fark sıfır olur (Vas, 1988).



Şekil 3.22 MRAS ile motor hızı tahmini.

Adaptasyon mekanizmasının seçimi Popov’un Hiperstabilite Teoremi’ne göre yapılır. Asenkron motorda MRAS ile rotor hızının tahmini için, adaptasyon mekanizması olarak genellikle PI denetleyici kullanılır. Popov’un kararlılık şartlarını sağlayan PI denetleyici, hatanın teğetsel olarak sıfıra yakınsamasını sağlar (Vas, 1998).

Rotor akısını tahmin etmek için gerilim modelini kullanan referans model,

$$\psi_{rd} = \frac{L_r}{L_m} \left[\int (v_{sD} - R_s i_{sD}) dt - L'_s i_{sD} \right] \quad (3.118)$$

$$\psi_{rq} = \frac{L_r}{L_m} \left[\int (v_{sQ} - R_s i_{sQ}) dt - L'_s i_{sQ} \right] \quad (3.119)$$

eşitlikleri ile tanımlanır. Bu model ile rotor akısı, ölçülen akım ve gerilimler kullanılarak

tahmin edilir. Akım modelini kullanan adaptif model,

$$\hat{\psi}_{rd} = \frac{1}{T_r} \int (L_m i_{sD} - \hat{\psi}_{rd} - \hat{\omega}_r T_r \hat{\psi}_{rq}) dt \quad (3.120)$$

$$\hat{\psi}_{rq} = \frac{1}{T_r} \int (L_m i_{sQ} - \hat{\psi}_{rq} + \hat{\omega}_r T_r \hat{\psi}_{rd}) dt \quad (3.121)$$

eşitliklerini kullanır. Bu iki modelin sonuçları arasındaki fark,

$$e = \text{Im}(\hat{\psi}_r' \cdot \hat{\psi}_r'^*) = \psi_{rq} \hat{\psi}_{rd} - \psi_{rd} \hat{\psi}_{rq} \quad (3.122)$$

olarak tanımlanır. Bu fark kullanılarak PI denetleyici ile hız tahmini aşağıdaki gibi gerçekleştirilir.

$$\hat{\omega}_r = KP.e + KI.\int e dt \quad (3.123)$$

Adaptasyon mekanizmasında kullanılan PI denetleyicinin KP ve KI katsayıları, en iyi hız cevabı elde edilecek şekilde seçilir.

Pratikte, referans modeldeki başlangıç değeri ve kayma problemleri oluşturan saf integratör yerine alçak geçiren filtre kullanılır. Dolayısıyla, alçak geçiren filtrenin kesim frekansının altında rotor hızı tahminindeki doğruluk kaybolur. MRAS ile motorun sıfırdan hızlı bir geçişle ters yöne döndürülmesi mümkündür. Sürücü frekans sıfır iken birkaç saniyeden fazla çalıştırılırsa, hız kontrolü yanlış akı tahmininden dolayı kaybolur. Akım ve gerilim modellerinin birleştirilmesi ile elde edilen bu tahmin edici geniş bir hız aralığında kullanılabilir.

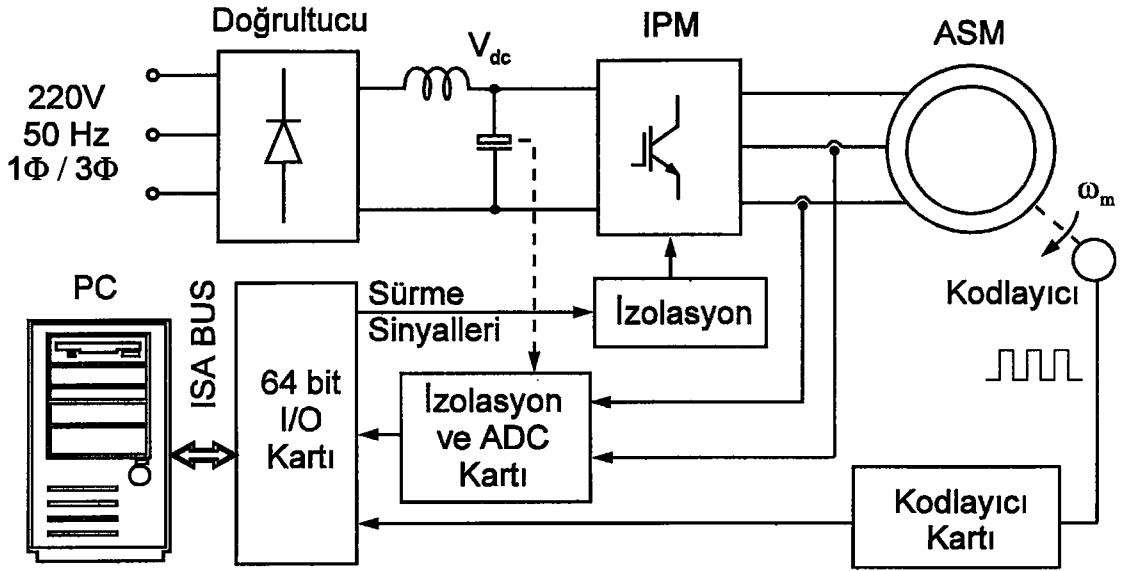
4. DOĞRUDAN MOMENT KONTROLLU ASENKRON MOTOR SÜRÜCÜSÜNÜN GERÇEKLEŞTİRİLMESİ

4.1 Giriş

Yüksek performanslı bir asenkron motor sürücüsünün, istenilen moment ve akı referanslarına en hızlı bir şekilde cevap vermesi ve geniş bir hız aralığında kararlı bir şekilde çalışması istenir. Doğrudan moment kontrollu bir asenkron motor sürücü sisteminin gerçekleştirilmesinde, yüksek hızlı bir sayısal denetleyici gerekir. Denetleyicinin seçimi, işlem hızı ve matematiksel yetenekleri göz önünde bulundurularak yapılır. DTC sisteminde iyi bir performans elde etmek için, kontrol periyodu mümkün olduğu kadar küçük olmalıdır. Bu nedenle, denetleyici olarak DSP veya hızlı bir mikroişlemci kullanmak gereklidir. DTC sürücü sisteminin statik girişleri, motorun nominal gerilim, akım, frekans, hız ve güç değerleri, kullanıcı giriş bilgileri ve motor çalıştırılmadan önce otomatik olarak elde edilen parametrelerdir. Sistemin dinamik girişleri, motor akımı, DC bara gerilimi ve güç anahtarlarının konumlarıdır. Hassas bir hız kontrolu için, hız algılayıcısı kullanarak hız geribeslemesi gerekir. Sürücü sisteminde, girişlere bağlı olarak ve motorun matematiksel modeli kullanılarak, değişkenler hesaplanır ve kontrol edilir.

4.2 Uygulama Devresi

Gerçekleştirilen uygulama devresinin blok diyagramı Şekil 4.1'de verilmiştir. Doğrudan moment kontrollu asenkron motor sürücüsünün güç devresinde, doğrultucu olarak bir diyot modülü (6RI30G160) ve inverter olarak akıllı güç modülü (IPM-7MBP25RA120) kullanılmıştır. Üç fazlı veya tek fazlı şebeke gerilimi diyot köprüsü ile doğrultulmuş ve yüksek değerli bir kondansatör (2200 μ F) ile filtre edilmiştir. Uygulama devresinde etiket değerleri EK-1'de verilen bir asenkron motor kullanılmıştır. Kontrol devresi pentium PC ve PC'nin ISA yoluna takılan kartlarla gerçekleştirilmiştir. ISA yoluna 64-bitlik standart bir I/O kartı (DESICION) takılarak, kontrol işaretleri ile giriş çıkış işaretleri bu kart yardımıyla üretilmiştir. Tasarlanan ADC kartı ve kodlayıcı kartı, I/O kartının seçilen adreslerine monte edilmiştir. ADC kartında hızlı bir analog sayısal dönüştürücü olan AD7864 kullanılmıştır. Bu dönüştürücü 4 kanallı olup analog girişlerini aynı anda örneklemede ve bir kanaldaki analog bilgi 1.65 μ s'de sayısal çevrilmektedir.



Şekil 4.1 Uygulama devresi blok diyagramı.

Örnekleme aynı anda yapılması ile faz farkından kaynaklanan hata önlenmiş olur. Motor miline bağlı 4096 darbe/devir'lik bir kodlayıcı (RU-4096) ve bir kodlayıcı kart kullanılarak motor hızı ölçülmektedir. Çok düşük hızların dışında bu kodlayıcının kullanılmasına gerek yoktur. Motor hızı, motor modeli kullanılarak da tahmin edilebilmektedir. Kodlayıcı kartında kullanılan HCTL-2016 entegresi ile kodlayıcıdan gelen darbeler sayılmakta ve aynı zamanda dönüş yönü tespit edilmektedir. Akım ve gerilimin izolasyonlu olarak ölçülmesi için alan etkili algılayıcılar kullanılmıştır. Motor akımlarının ölçülmesi için iki akım algılayıcı (LTS 15-NP) ve DC bara geriliminin ölçülmesi için bir gerilim algılayıcı (LV 25-P) kullanılmıştır. Gerçekleştirilen kontrol sisteminde T_s kontrol periyodu $60 \mu s$ seçilmiştir. İki faz akımı ile DC bara gerilimi her $60 \mu s$ 'de ADC ile ölçülmektedir. Kontrol periyodunun elde edilmesi için, PC'nin 0x61 adresindeki PB4 portunun her $15 \mu s$ 'de bir değişme özelliği kullanılmıştır. Motor hızı her 1 ms'de okunmaktadır. C dilinde gerçekleştirilen yazılım ile DTC algoritması adım adım çalıştırılarak, gerekli anahtarlama işaretleri I/O kartı yardımıyla inverterin sürme devresine uygulanmaktadır. Sürme devresi, opto transistörler (HCPL 4504) kullanılarak bilgisayardan izole edilmiştir. IPM'in sürme devresi için 4 adet izoleli $\pm 15 V$ 'luk kaynak kullanılmıştır. Akım algılayıcıları $+5 V$ ve gerilim algılayıcısı $\pm 15 V$ ile beslenmiştir. PC ile güç devresi arasında tam bir izolasyon sağlanmıştır.

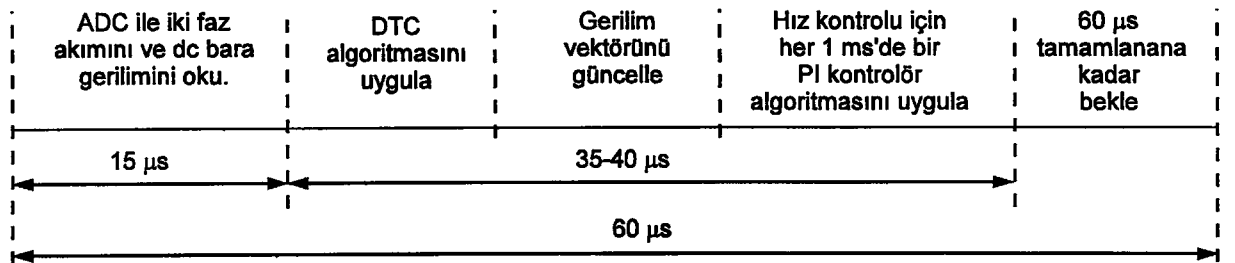
Şekil 4.2'de bir kontrol periyodu boyunca gerçekleştirilen temel işlemler ve bu işlemlerin süreleri gösterilmiştir. ADC ile işaretlerin okunması $15 \mu s$ sürmektedir. Bu süre, ADC'nin dönüştürme süresi ve PC ile ADC arasındaki iletişimin hızına bağlıdır. DTC ile ilgili

hesaplamalar ve gerilim vektörünün invertere uygulanması 35-40 μs sürmektedir. Daha sonra 60 μs 'nin geçtiğini gösteren PC zamanlama işareti beklenmektedir.

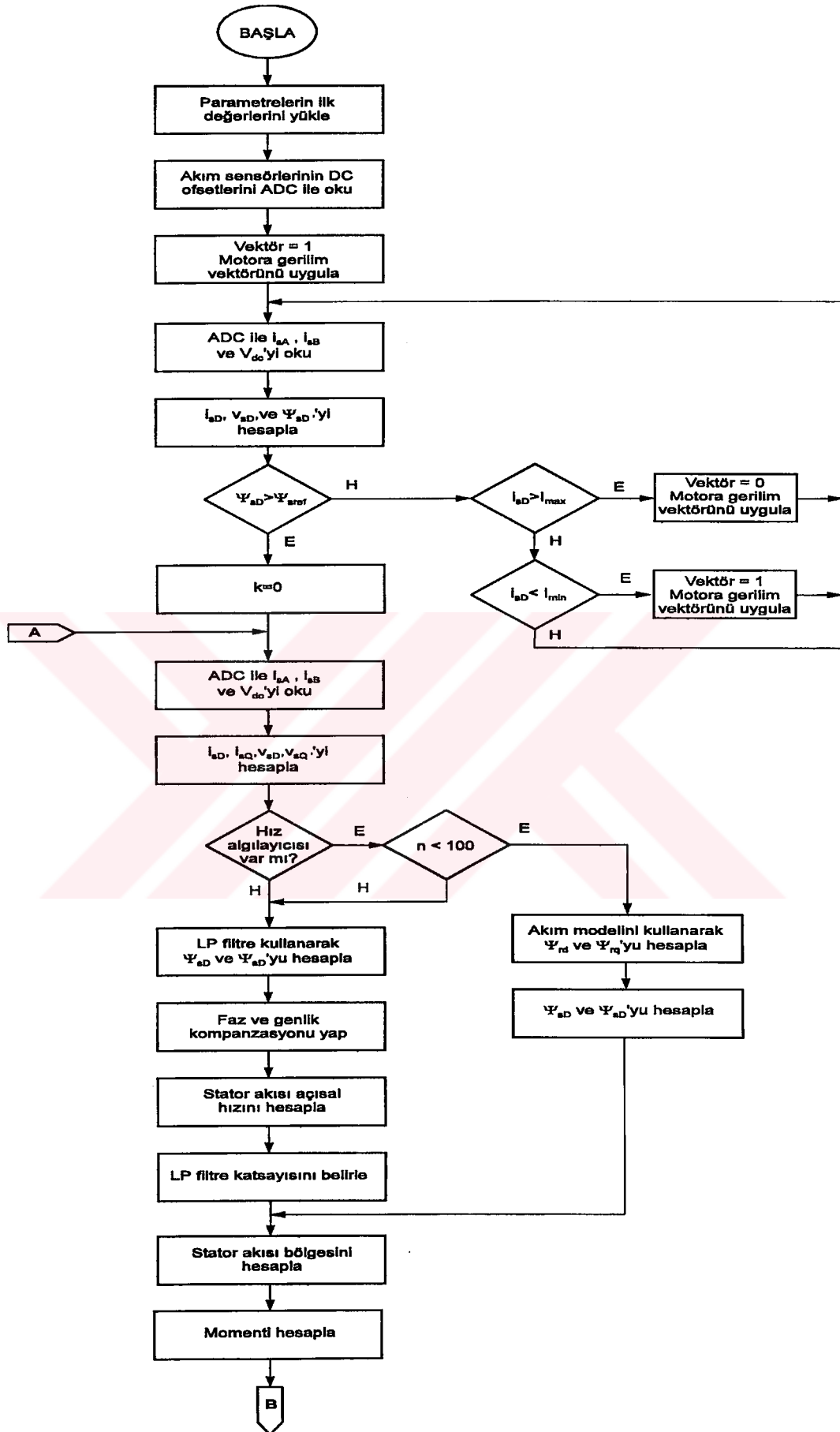
Gerçekleştirilen sürücü, hem hız kontrolü hem de moment kontrolü için kullanılabilir. Sürücü hız kontrolünü gerçekleştirdiğinde, PI denetleyici ile hız hatasına bağlı olarak moment referansı üretilir. Sürücü moment kontrolü gerçekleştirirken sadece moment referansı kullanılır. Hız ve moment kontrolü birlikte yapılmaz.

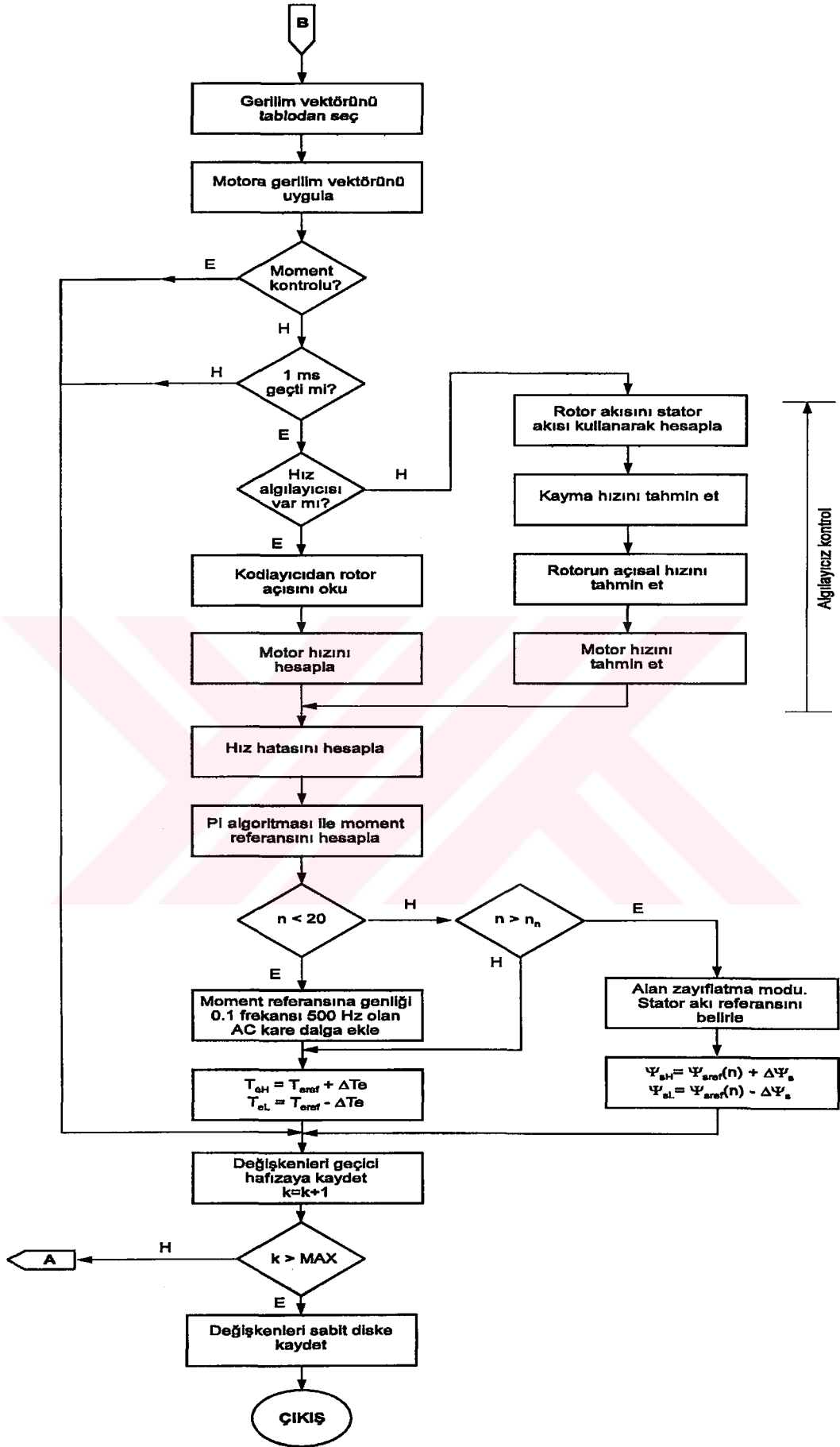
Sistemin istenilen şekilde çalışabilmesi öncelikle stator akısının doğru tahmin edilebilmesine bağlıdır. Bunun için, akım okuma hatalarını ve integratörde oluşabilecek DC kaymaları yok eden alçak geçiren sayısal bir filtre kullanılmıştır. Yüksek doğruluk elde etmek için kodlayıcı kullanıldığında, akı tahmini için düşük hızlarda akım modeli ve yüksek hızlarda ise gerilim modeli kullanılmaktadır. Her iki model arasında süreksizlik olmayacak şekilde geçiş sağlanmıştır. Özellikle düşük hızlarda gerilim modeli ile akı tahmin edildiğinde, stator direncindeki doğruluk akı tahmin doğruluğunu önemli ölçüde etkilemektedir. Bundan dolayı, çalışma esnasında akım modelinin kullanıldığı aralıkta, stator direnci Bölüm 3.3'te anlatıldığı gibi güncellenmektedir. Algılayıcısız hız kontrolunda akı tahmini, Bölüm 3.2.3'te açıklanan gerilim modelini kullanan gelişmiş akı tahmin edici ile gerçekleştirilmektedir.

Yavaşlama esnasında DC bara gerilimi belirlenmiş olan maksimum seviyeyi erişirse, izin verilen maksimum elektriksel frekansa ulaşırsa, istenilen moment motorun karakteristiğine bağlı olan maksimum momente ulaşırsa ve aşırı akım tespit edilirse moment referansı otomatik olarak sınırlanmaktadır. Uygulama devresinde geliştirilen yazılımın algoritması Şekil 4.3'te verilmiştir.



Şekil 4.2 Kontrol peryodu içinde gerçekleşen işlemler ve süreleri.





Şekil 4.3 Uygulama devresinde kullanılan DTC algoritması.

4.3 Motor Parametrelerinin Otomatik Olarak Elde Edilmesi

Motor parametrelerinin otomatik olarak belirlenmesi için, Bölüm 1.5'te anlatılan yöntemi kullanan bir yazılım gerçekleştirilmiştir. Motor durmakta iken, önceden belirlenen test gerilimleri motora uygulanarak, motordan geçen akım ve motor uçlarındaki gerilimin değişimleri hafızaya kaydedilmiştir. Bu değişimler kullanılarak L'_s , R_s , T_r , L_s , L_r ve L_m elde edilmiştir. Elde edilen motor parametreleri kontrol algoritmasında kullanılmaktadır.

Stator geçici endüktansının tespit edilmesi için, motor akımının önceden belirlenen şekilde geçmesini sağlayacak bir test gerilimi motora uygulanmıştır. Motora uygulanan test gerilimi Şekil 4.4'te ve motordan geçen akım Şekil 4.5'te gösterilmiştir. Motor akımı her $30 \mu s$ 'de ölçülerek istenilen değere ulaşıp ulaşmadığı kontrol edilmiştir. Motor akımı 4 A olana kadar motora $v_{sD} = 2/3V_{dc}$ gerilimi uygulanmıştır. Motor akımı 4 A'den 2 A'e düşene kadar motora sıfır gerilim uygulanmıştır. Daha sonra motora $v_{sD} = -2/3V_{dc}$ gerilimi uygulanarak, akım -2 A olana kadar ters yönde artırılmıştır. Stator geçici endüktansı bu aralıkta,

$$L'_s = \frac{2}{3} V_{dc} \frac{t_4 - t_3}{i_{sD}(t_3) - i_{sD}(t_4)} = 38 \text{ mH} \quad (5.1)$$

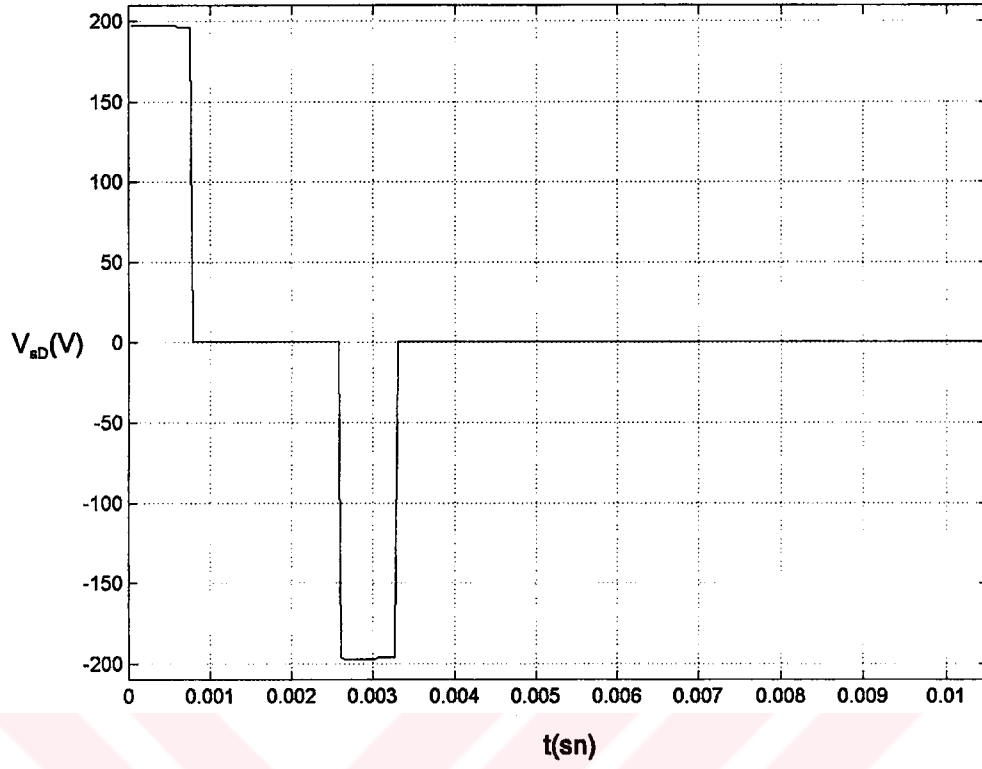
olarak hesaplanmıştır. Bu andan itibaren motora uygulanan gerilim sıfırdır ve akım sıfıra doğru azalmaktadır.

Stator direncinin elde edilmesi için, histerezis kontrolü ile motordan uzun süreli bir DC akım geçirilmiştir. Motor uçlarındaki gerilimin ortalaması ile motordan geçen akımın ortalaması kullanılarak stator direnci,

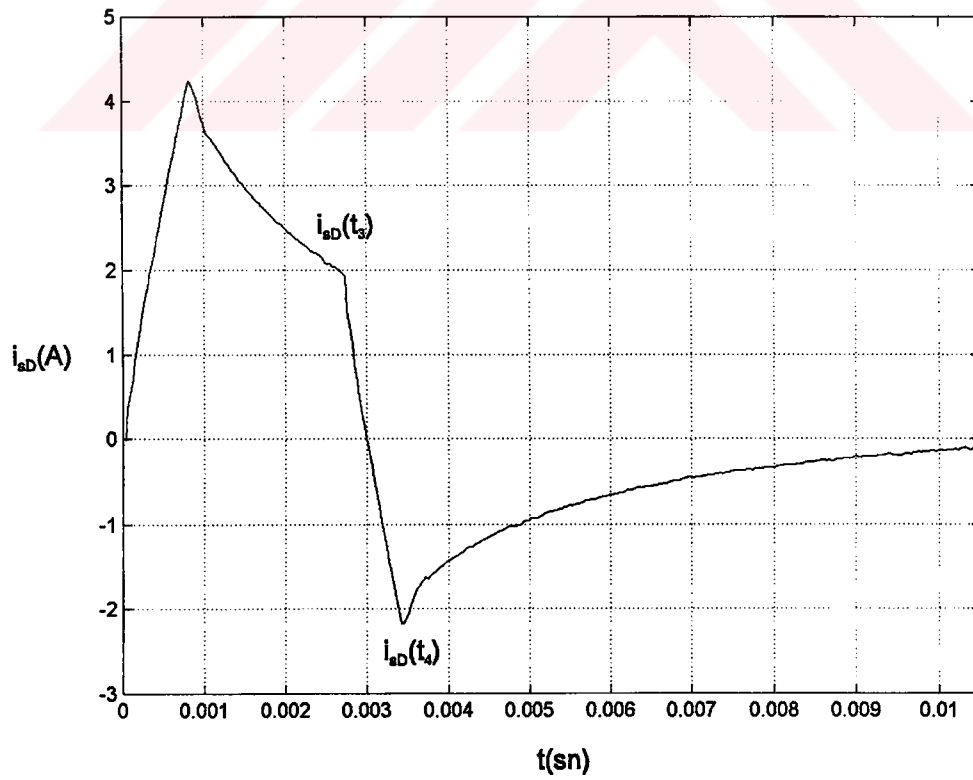
$$R_s = \frac{V_{ort}}{I_{ort}} = 7.3 \Omega \quad (5.2)$$

olarak hesaplanmıştır.

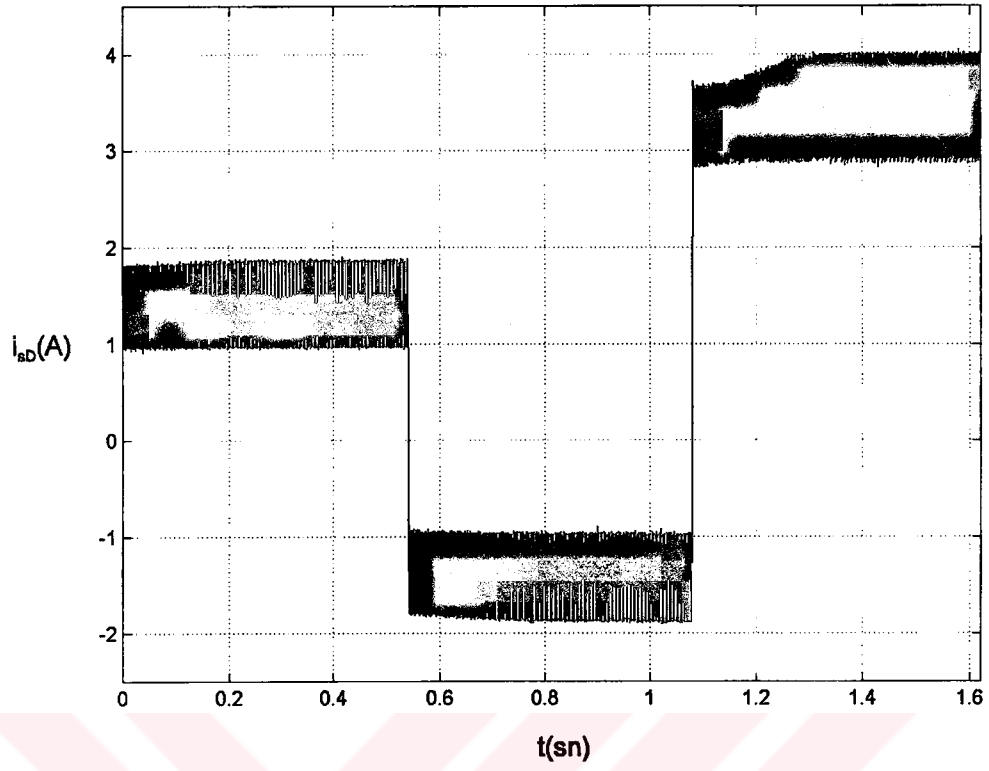
Diğer parametrelerin ölçülmesi için motordan Şekil 4.6'da gösterilen akım geçirilmiştir. Bu ölçüm esnasında kontrol periyodu $60 \mu s$ alınarak, motor akımının geniş bir bant içinde değişmesine izin verilmiştir. Motor uçlarında oluşan gerilim Şekil 4.7'de ve bu gerilimin ortalaması Şekil 4.8'de verilmiştir. Rotor zaman sabitinin bulunmasında kullanılan gerilim, Şekil 4.8'deki gerilimin Δt_2 aralığındaki değişiminden elde edilerek Şekil 4.9'da gösterilmiştir.



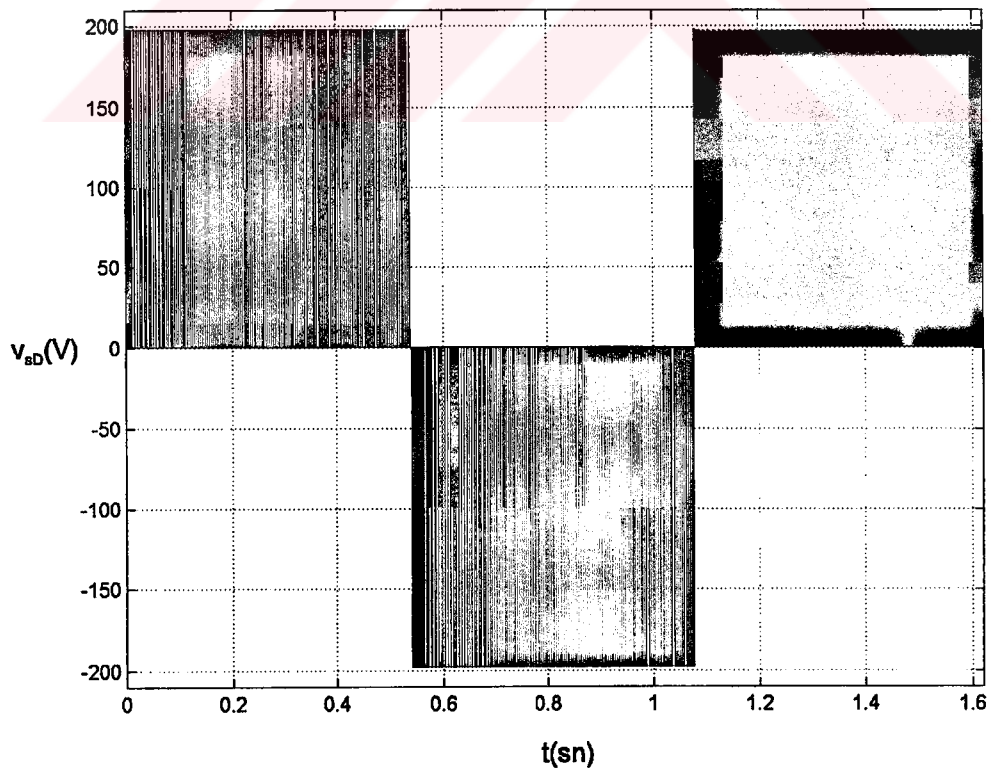
Şekil 4.4 Stator geçici endüktansının ölçülmesi için motora uygulanan test gerilimi.



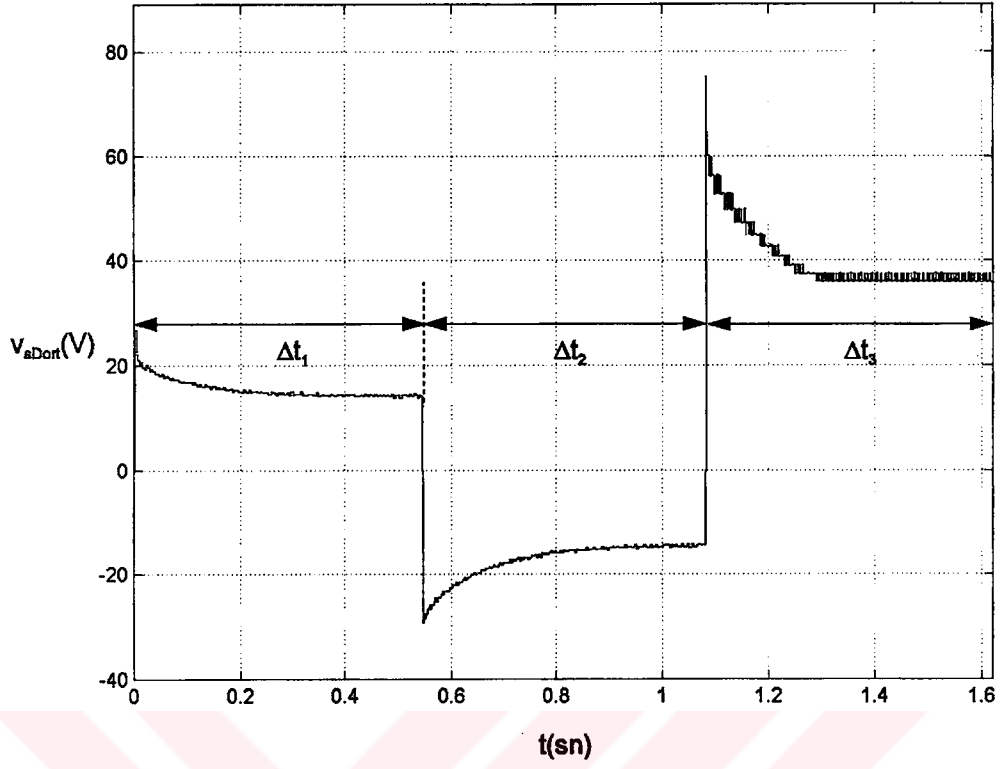
Şekil 4.5 Stator geçici endüktansının ölçülmesinde motordan geçen akım.



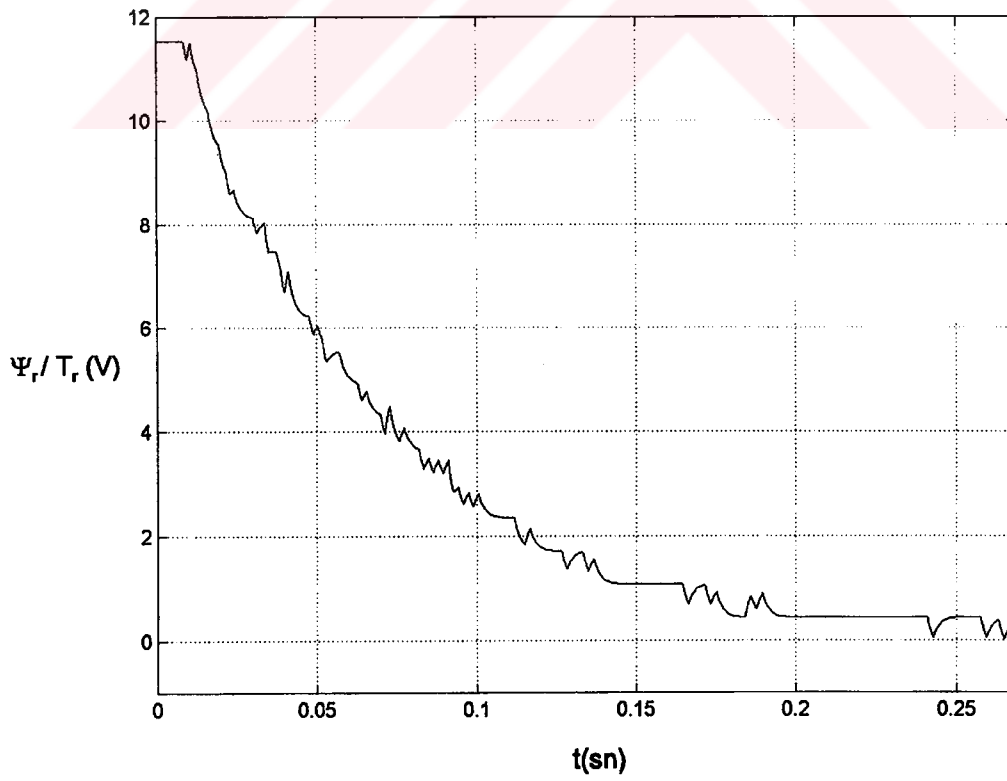
Şekil 4.6 Motor parametrelerinin ölçülmesi için motordan geçirilen akım.



Şekil 4.7 Motor parametrelerinin ölçülmesinde motor uçlarında oluşan gerilim.



Şekil 4.8 Motor parametrelerinin ölçülmesi sırasında motor uçlarındaki gerilimin ortalaması.



Şekil 4.9 Δt_2 aralığında elde edilen rotor akısı değişimi.

Şekil 4.6, Şekil 4.8 ve Şekil 4.9'daki değişimlerden,

$$R_{ri} = \frac{v_{sD0}(\Delta t_3) - R_s i_{sD}(\Delta t_3)}{i_{sD}(\Delta t_3) - i_{sD}(\Delta t_2)} = \frac{37.5 - 7.3 * 3.295}{3.295 - (-1.20)} = 2.99 \quad (5.3)$$

$$T_r = 0.13 \quad (5.4)$$

$$\frac{L_m^2}{L_r} = T_r R_{ri} = 0.13 * 2.99 = 0.388 \quad (5.5)$$

$$L_s = L_s' + T_r R_{ri} = 38e-3 + 0.388 = 426 \text{ mH} \quad (5.6)$$

$$\sigma = \frac{L_s'}{L_s} = \frac{38}{426} = 0.089 \quad (5.7)$$

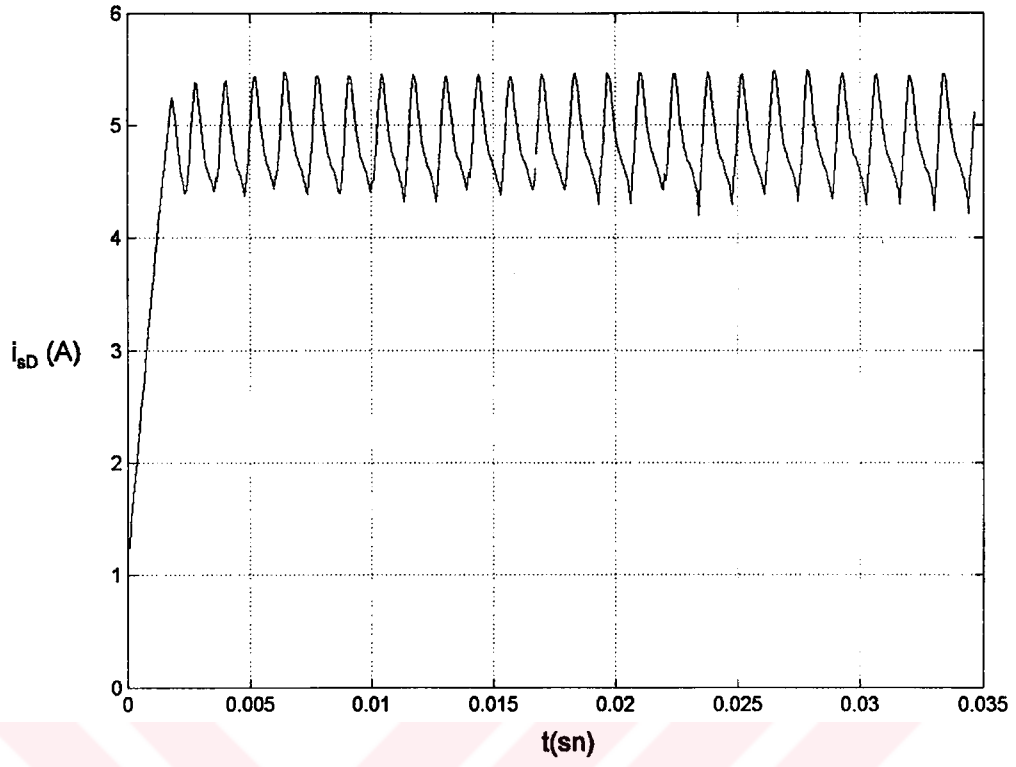
olarak hesaplanmıştır. $L_s = L_r = 426 \text{ mH}$ alınarak,

$$\begin{aligned} L_m &= 0.406 \\ L_m / L_r &= 0.953 \\ L_r / L_m &= 1.0492 \end{aligned} \quad (5.8)$$

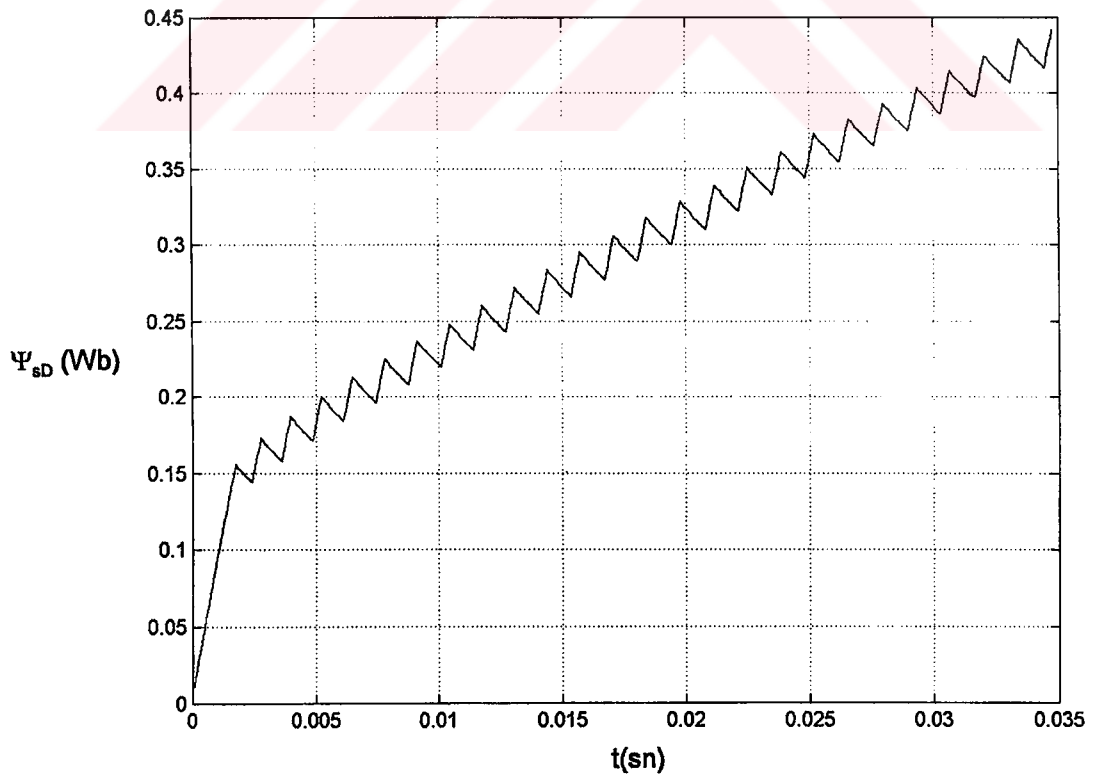
sonuçları elde edilmiştir. DTC'de en önemli parametre stator direncidir. Diğer parametreler, rotor akısının tahmin edilmesinde ve algılayıcısız kontrolün gerçekleştirilmesinde kullanılmıştır.

4.4 Motora Yol Vermeden Önce Stator Akısının Oluşturulması

Önce stator akısı mıknatıslama aralığında akım kontrolü ile referans değerine getirilmiş, daha sonra moment referansı uygulanmıştır. Mıknatıslama aralığında, stator akısının dikey bileşeni ve üretilen moment sıfırdır. Stator akısının sD bileşeni, $\psi_{sref} = 0.44 \text{ Wb}$ değerine ulaşana kadar arttırılmıştır. Stator akısını 1 nolu bölgede arttırmak için stator sargılarına önce $\bar{v}_1$ vektörü uygulanmıştır. Akım önceden belirlenen üst limit olan $I_{max} = 5 \text{ A}$ 'i geçtiğinde sıfır gerilim vektörü uygulanmıştır. Akım alt limit olan $I_{min} = 4.5 \text{ A}$ 'in altına düştüğünde $\bar{v}_1$ vektörü uygulanmıştır. Bu şekilde, $\bar{v}_1$ ve $\bar{v}_0$ vektörleri uygulanarak histerezis kontrolü ile akım sabit tutulmuş ve stator akısı referans değere getirilmiştir.



Şekil 4.10 Stator akısının oluşturulması esnasında motor akımı.



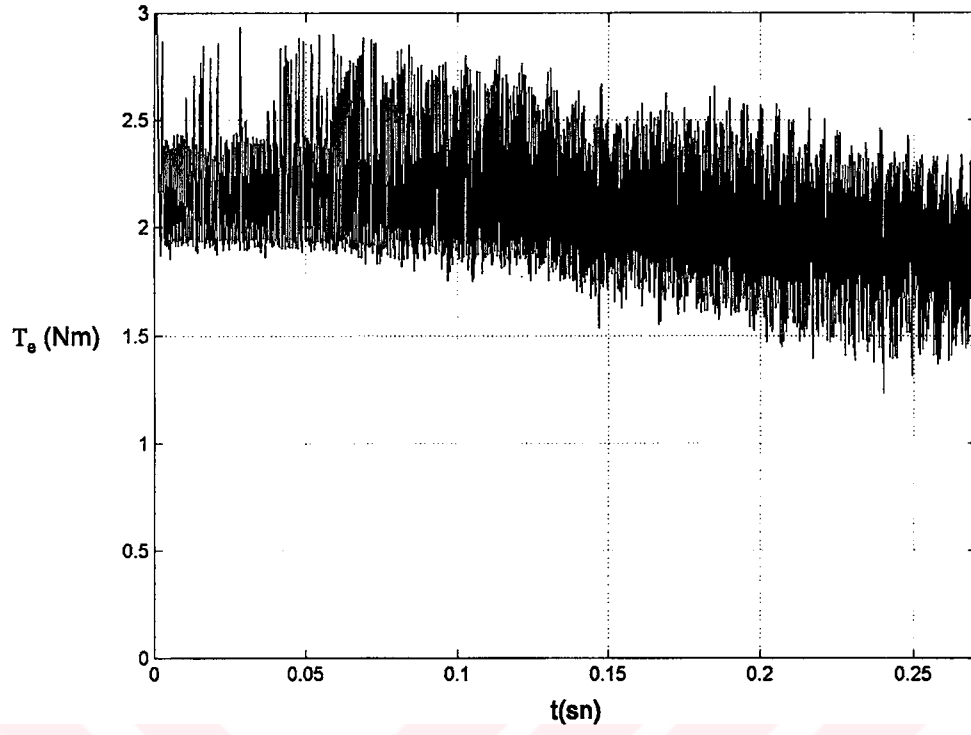
Şekil 4.11 Başlangıçta oluşturulan stator akısı.

4.5 Sabit Moment Referansı ile Motora Yol Verilmesi

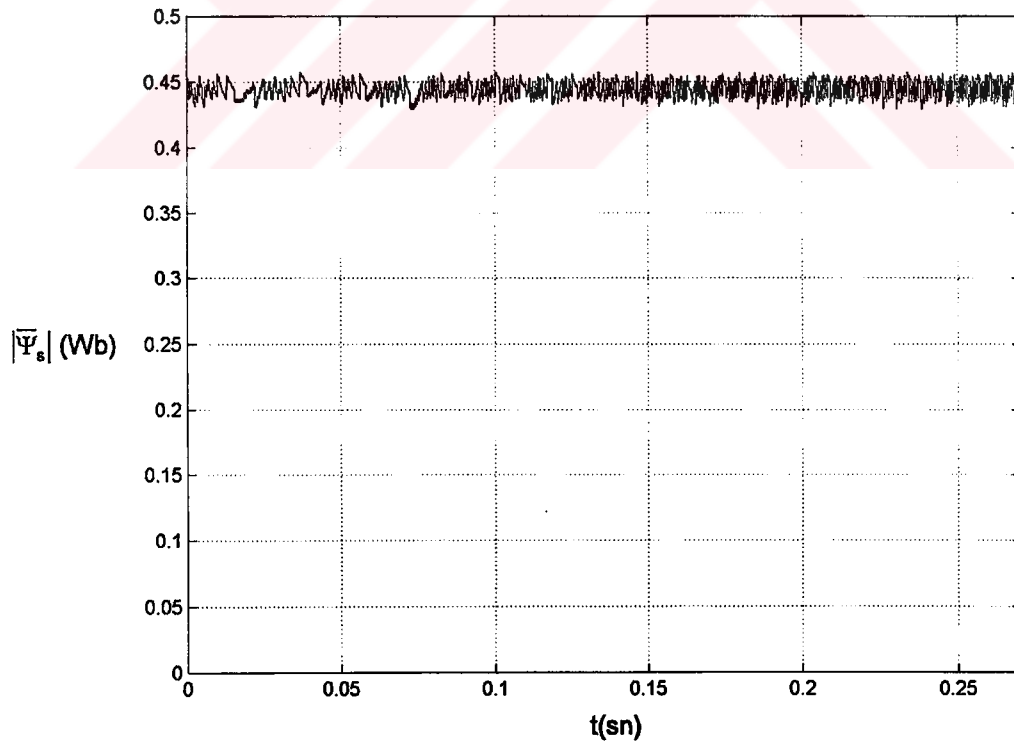
Sabit moment referansı ile boşta çalışan motora yol verildiğinde, uygulama devresinden alınan değişimler Şekil 4.12-Şekil 4.21’de verilmiştir. Bu değişimlerde, moment referansı $t_{\text{ref}} = 2 \text{ Nm}$, stator akısı referansı $\psi_{\text{sref}} = 0.44 \text{ Wb}$, moment histerezis bandı $\beta = 0.05$ ve akı histerezis bandı $\alpha = 0.01$ olarak seçilmiştir.

Şekil 4.12’de gösterilen moment değişiminde, momentin referans değer etrafında belirli bir bant içinde kaldığı görülmektedir. Momentin tam olarak istenilen bant içinde tutulamaması, kontrol peryodunun büyük olması ve akımın okunmasındaki hatalardan kaynaklanmaktadır. Düşük hızlarda t_r yükselme süresinin T_s peryodundan küçük olması nedeniyle moment üst limiti ve yüksek hızlarda t_f süresinin T_s peryodundan küçük olması nedeniyle moment alt limiti geçmektedir. Orta hızlarda moment hem üst hem de alt limiti aşmaktadır. Momentteki yüksek frekanslı dalgalanma yükün ataleti tarafından filtre edildiğinden, yük üzerinde bu bileşenlerin ortalaması etkilidir. Şekil 4.18’de gösterildiği gibi, sabit moment referansı ile yol verilen asenkron motorun hızı lineer olarak artmıştır ve hızda bir dalgalanma olmamıştır.

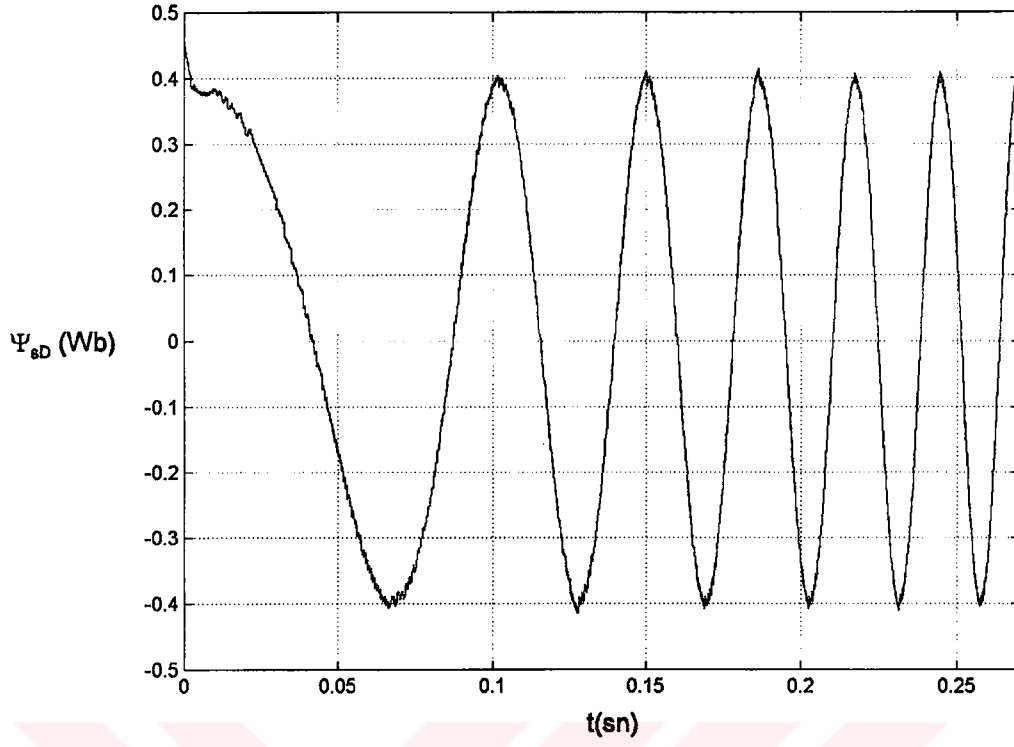
Şekil 4.13’te verilen değişimde, stator akısının referans değer etrafında belirlenen histerezis bandı içinde tutulduğu görülmektedir. Akı frekansının moment frekansına göre düşük olması ve seçilen kontrol peryodunun stator akısının kontrolü açısından yeterli olmasından dolayı stator akısı referans bant içinde kalmaktadır. Akı bant genişliğinin büyük seçilmesi stator akımındaki harmonikleri arttırmaktadır. Şekil 4.14 ve 4.15’te stator akısının s_D ve s_Q bileşenleri gösterilmiştir. Başlangıçta, stator akısının s_D bileşeni referans değerden ve s_Q bileşeni sıfırdan başlamaktadır. Momentin sıfırdan referans değere yükselmesi esnasında, momentin öncelikli olarak kontrol edilmesinden dolayı, stator akısında bir miktar bozulma görülmektedir. Sinüsoidal olan akı bileşenlerinin frekansı, motorun hızlanması ile artmaktadır. Şekil 4.16 ve Şekil 4.17’de stator akısından elde edilen rotor akısı bileşenleri gösterilmiştir. Şekil 4.19’da stator akısının tahmininde kullanılan LP filtre katsayısının değişimi gösterilmiştir. Filtrenin kesim frekansı stator akısı frekansının yarısı kadar seçilmiştir ve filtre katsayısı hız arttıkça azaltılmaktadır. Şekil 4.20 ve Şekil 4.21’de stator akımı bileşenleri gösterilmiştir. Stator akımı doğrudan kontrol edildiğinden sinüsoidal değildir. Akıdaki harmonikler, akı bant genişliği, kontrol peryodu ve akımın okunmasındaki hatalardan kaynaklanmaktadır. Bu hatalar moment üzerinde de etkili olmaktadır.



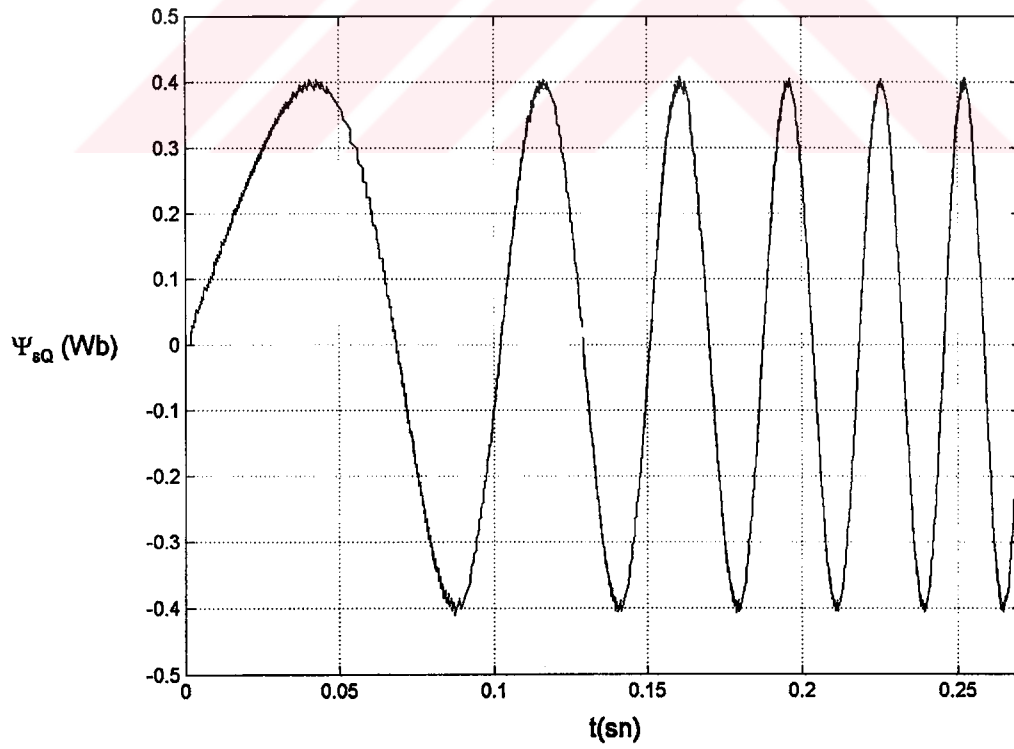
Şekil 4.12 Motor momentinin değişimi.



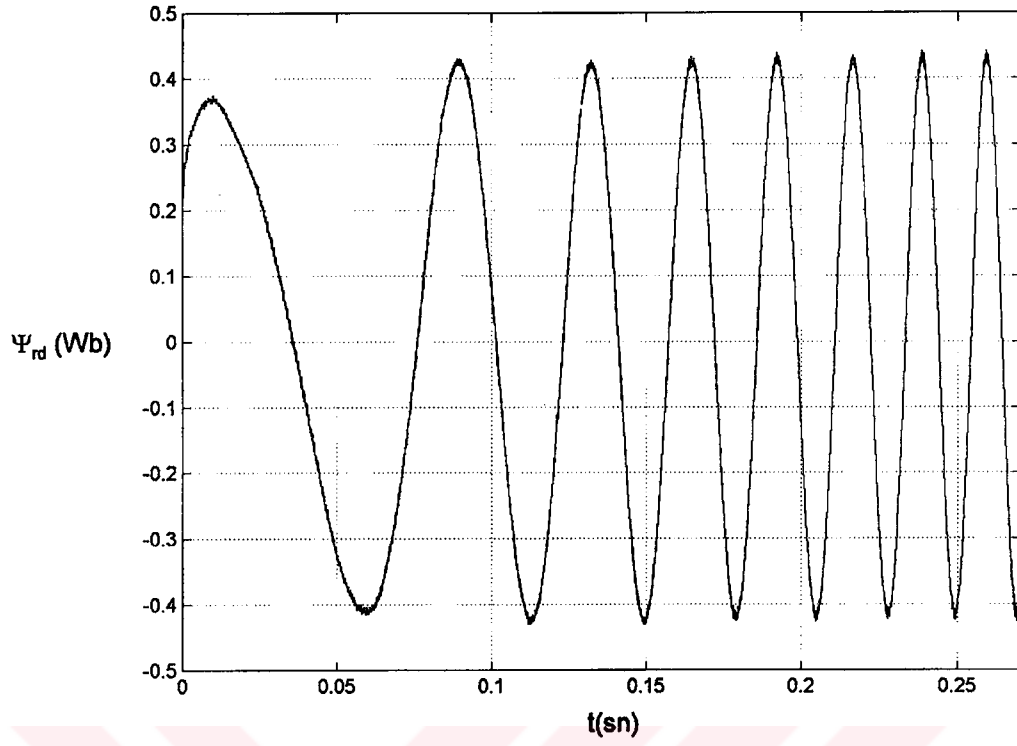
Şekil 4.13 Stator akısı genliğinin değişimi.



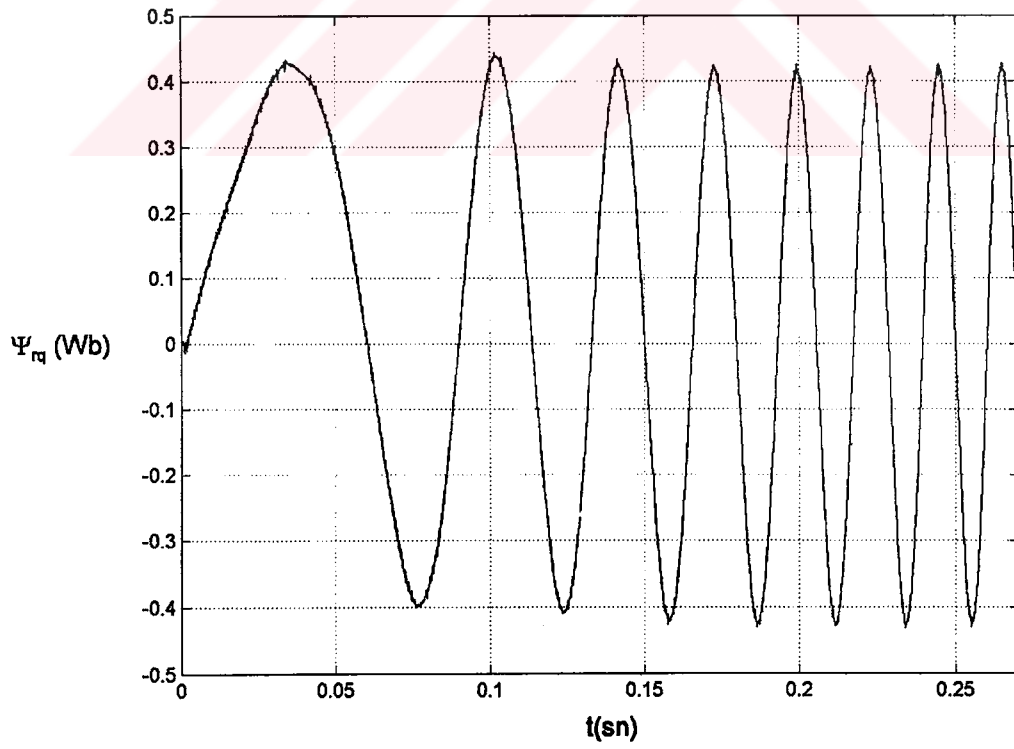
Şekil 4.14 Stator akısı sD bileşeninin değişimi.



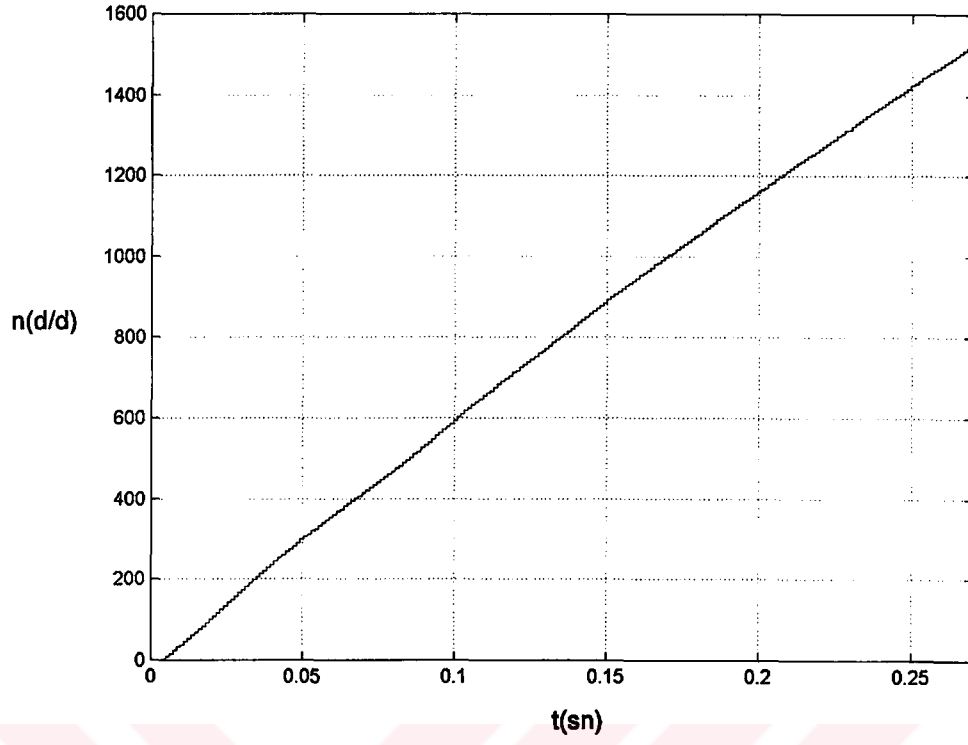
Şekil 4.15 Stator akısı sQ bileşeninin değişimi.



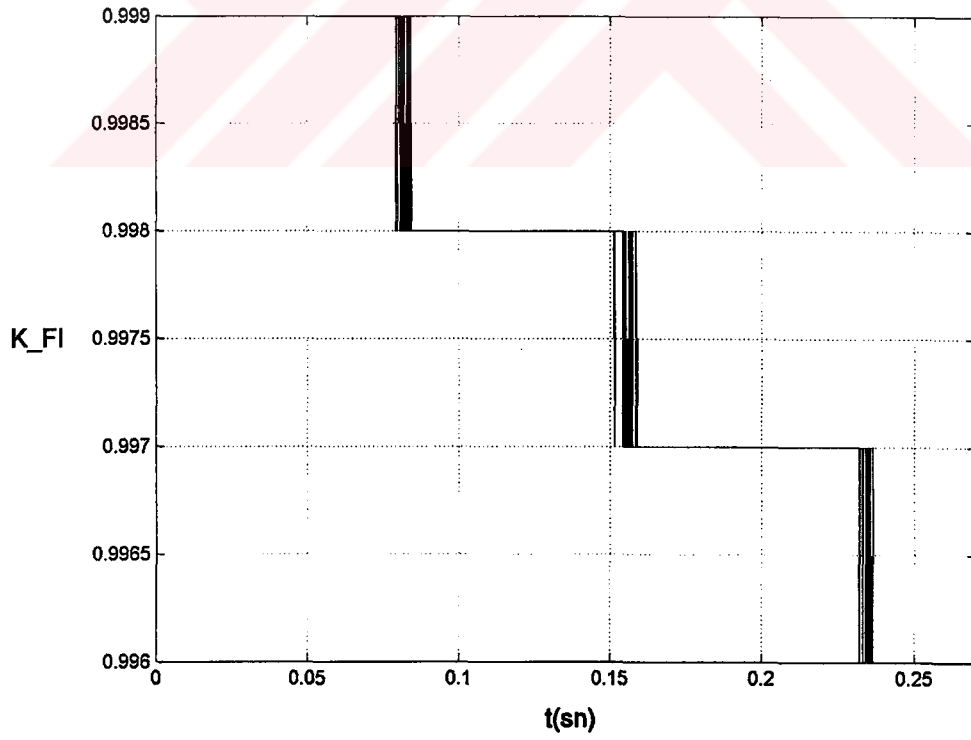
Şekil 4.16 Stator akısı kullanılarak elde edilen rotor akısı sd bileşeninin değişimi.



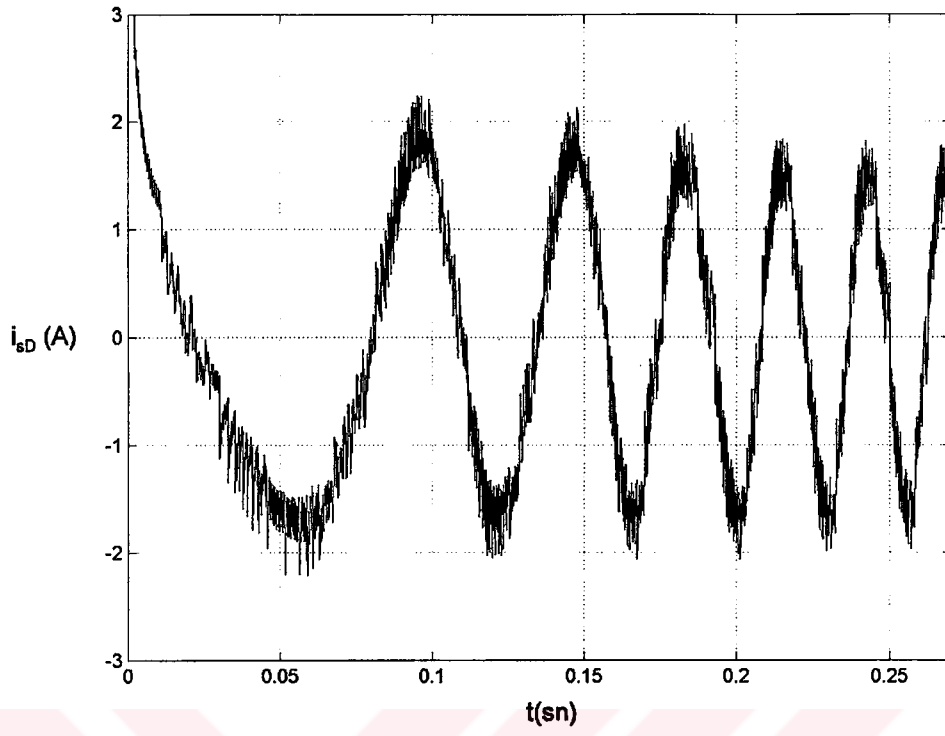
Şekil 4.17 Stator akısı kullanılarak elde edilen rotor akısı sq bileşeninin değişimi.



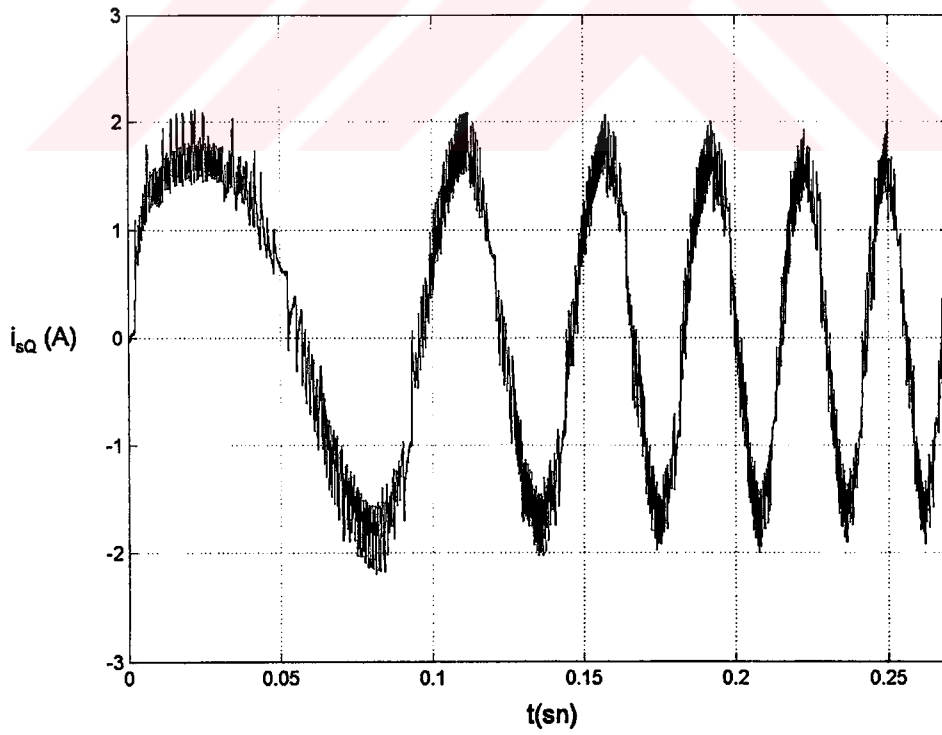
Şekil 4.18 Motor devir sayısının değişimi.



Şekil 4.19 LP filtre katsayısının değişimi.



Şekil 4.20 Stator akımı sD bileşeninin değişimi.



Şekil 4.21 Stator akımı sQ bileşeninin değişimi.

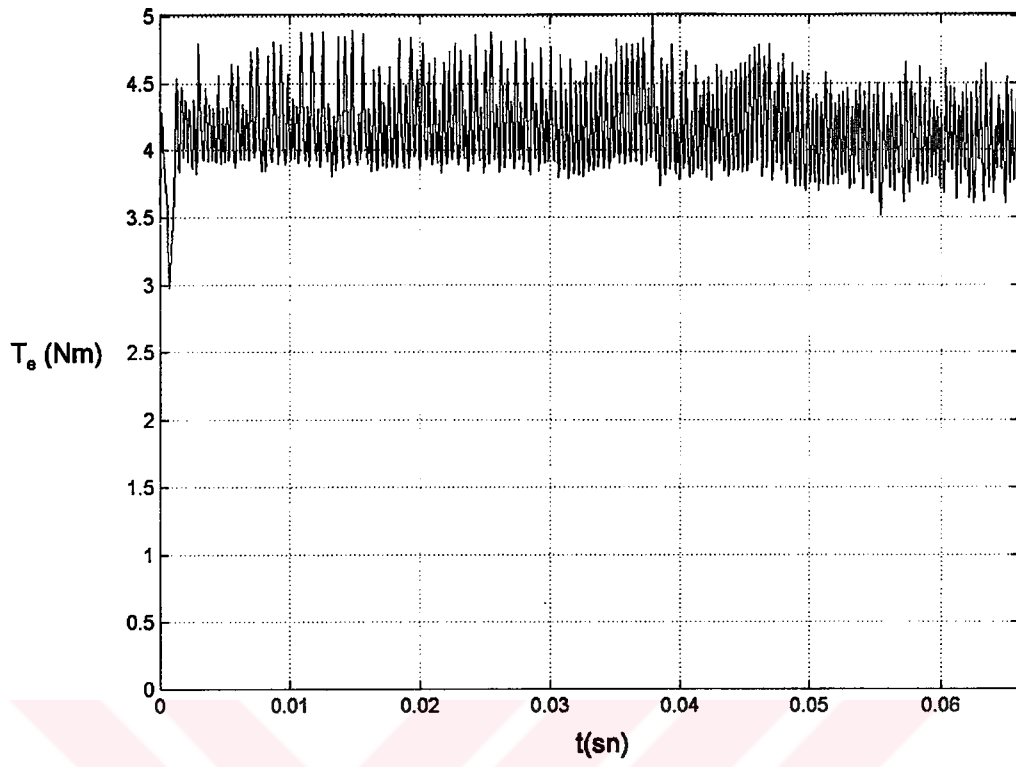
Şekil 4.22-Şekil 4.29'da, motora sabit moment ile yol verildiğinde, stator akısının 360° dönmesi esnasındaki değişimler detaylı olarak verilmiştir. Bu değişimlerde, moment referansı $t_{\text{eref}} = 4 \text{ Nm}$, stator akısı referansı $\psi_{\text{sref}} = 0.44 \text{ Wb}$, moment histerezis bandı $\Delta T_e = 0.05$ ve akı histerezis bandı $\Delta \psi_s = 0.01$ seçilmiştir.

Şekil 4.24'te LP filtre çıkışında elde edilen stator akısı vektörünün değişimi görülmektedir. Bu değişimden stator akısının sinüsoidal olarak değiştiği görülmektedir. LP filtre ile tahmin edilen stator akısının genlik ve faz hataları kompanzasyon ile giderilmiştir. Kompanze edilen stator akısının değişimi Şekil 4.25'te gösterilmiştir. Bu iki değişim arasındaki faz ve genlik farkı açıkça görülmektedir. Kontrol algoritmasında LP filtre ile tahmin edilen stator akısı kompanze edilmeden kullanıldığında, akı ve moment kontrolunda bozulma olduğu gözlenmiştir.

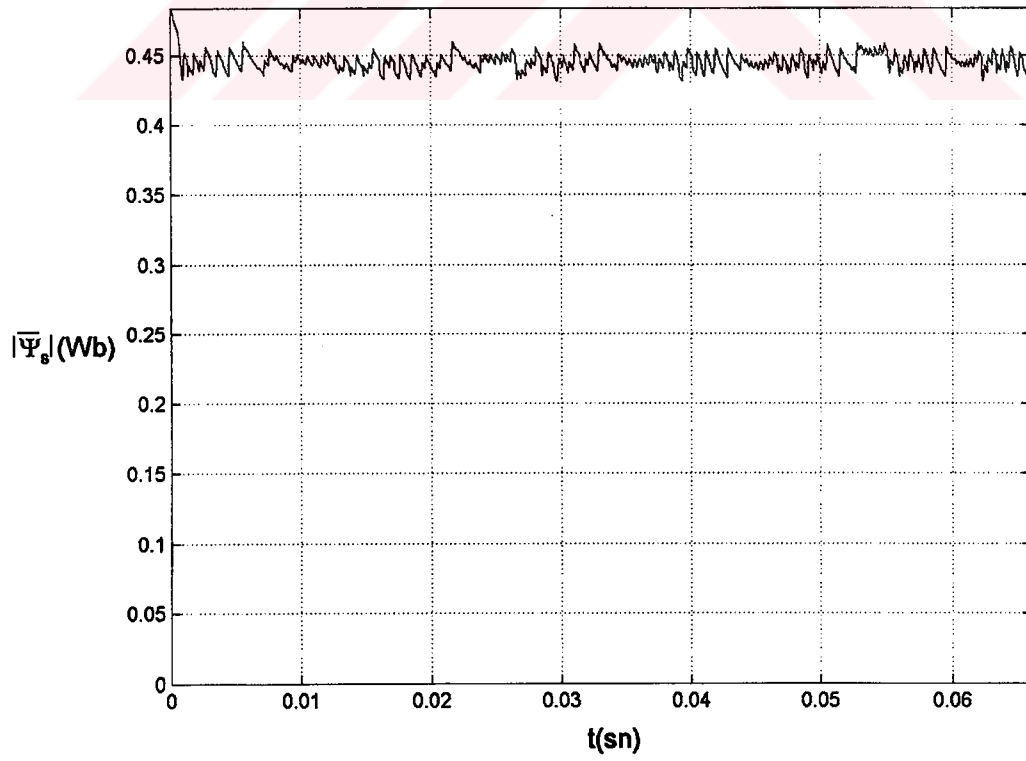
Gerilim vektörü seçimi için gerekli olan stator akısının bölgesi trigonometrik fonksiyon kullanılmadan elde edilmiştir. Yazılımda trigonometrik fonksiyonun hesaplanması zaman alıcı olduğundan tercih edilmemiştir. Stator akısının bölgesinin değişimi Şekil 4.26'da gösterilmiştir.

Moment ve akı histerezis denetleyicileri ile bölgeye göre tablodan seçilen gerilim vektörü Şekil 4.27'de gösterilmiştir. Rotor akısı vektörünün değişimi Şekil 4.28'de verilmiştir. Bu değişimdeki dalgalanmalar, kodlayıcıdan elde edilen motor hızının hassasiyeti ile ilgilidir. Şekil 4.29'da motorun devir sayısı ve Şekil 4.30'da stator akısı vektörünün değişimi gösterilmiştir. Stator akımındaki dalgalanma, stator akımlarının doğrudan kontrol edilmesinden kaynaklanmaktadır. Stator akımının başlangıç değerinin 5A olarak görülmesi, motora yol vermeden önce stator akısının akım kontrolu yapılarak arttırılmasından ve akımın 4.5 ile 5A arasında tutulmasından kaynaklanmaktadır.

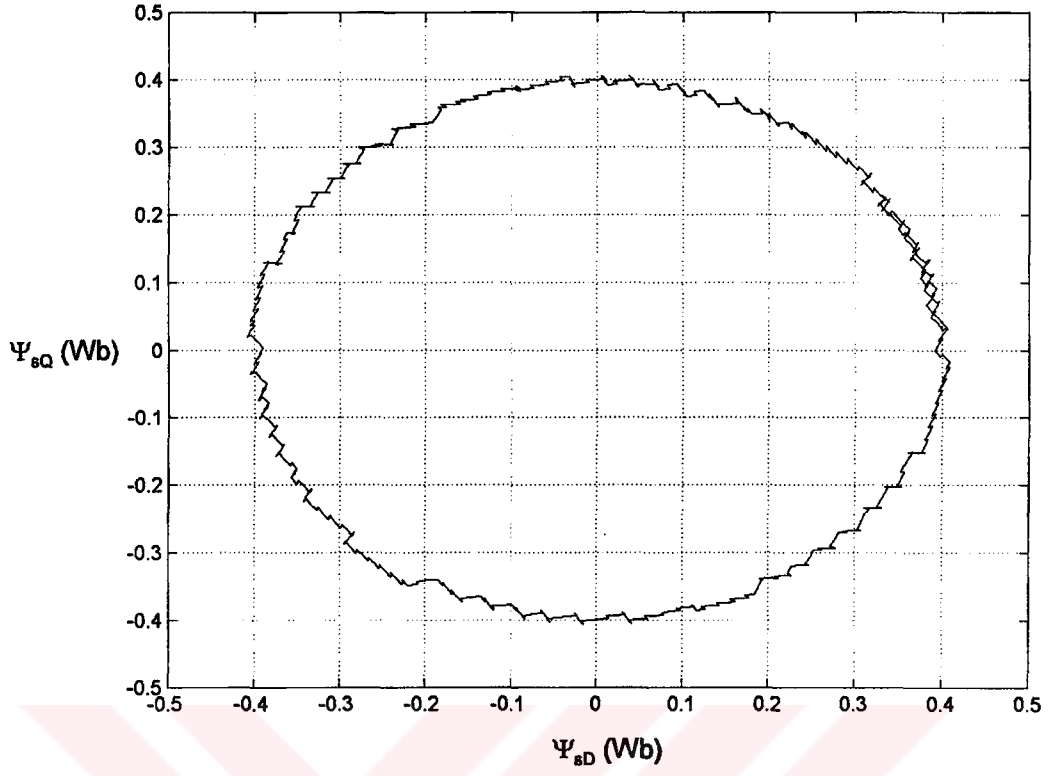
Değişimlerden görüldüğü gibi motor momenti çok hızlı bir şekilde referans değere ulaşmaktadır. Buna bağlı olarak motor hızı yükün ataleti ile orantılı bir şekilde lineer olarak artmaktadır. DTC sistemi motor akısını ve momentini bağımsız olarak kontrol edebilmektedir. Bu değişimler DTC sisteminin yüksek performansını doğrulamaktadır.



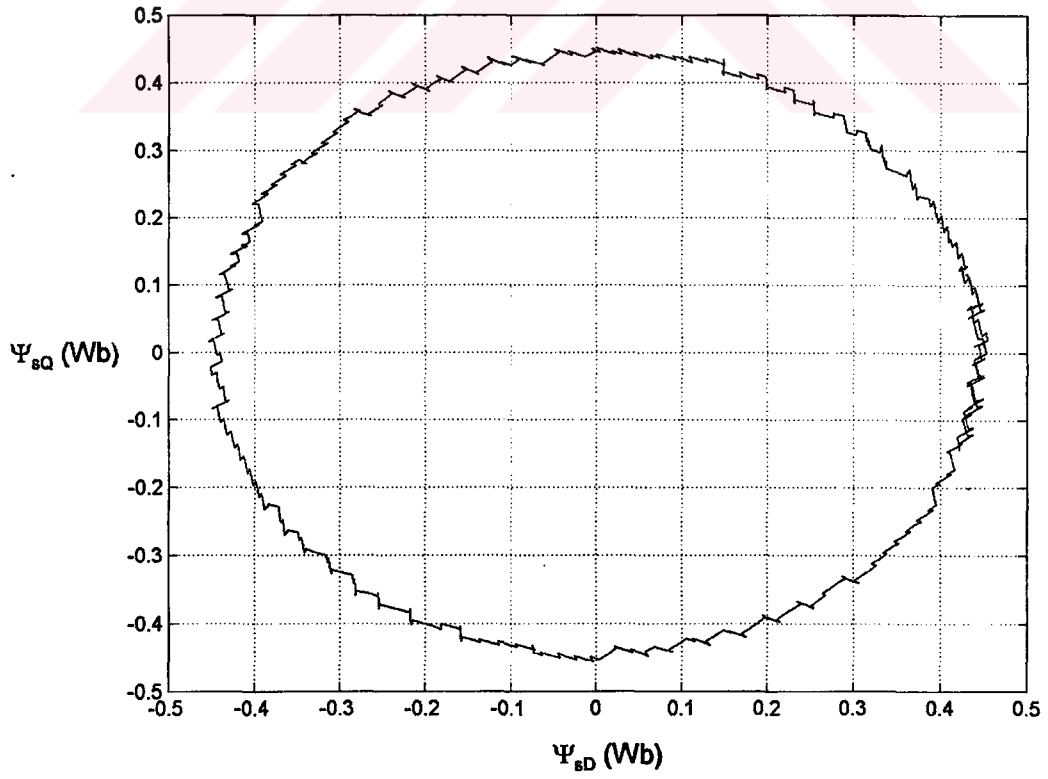
Şekil 4.22 Motor momentinin değişimi.



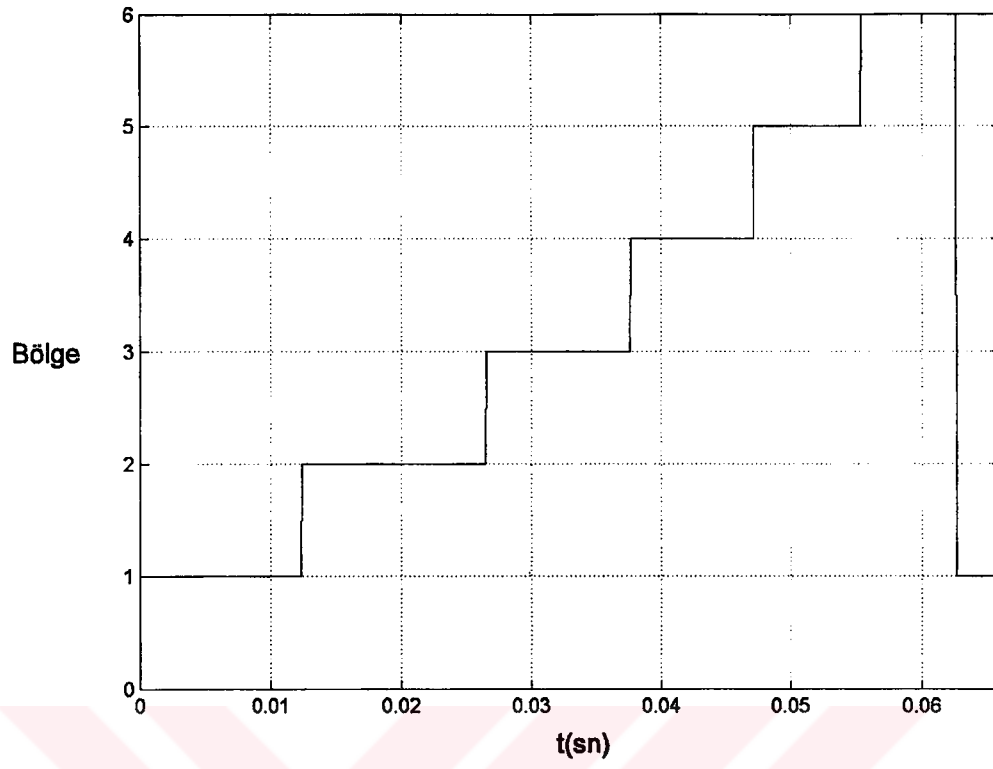
Şekil 4.23 Stator akısı genliğinin değişimi.



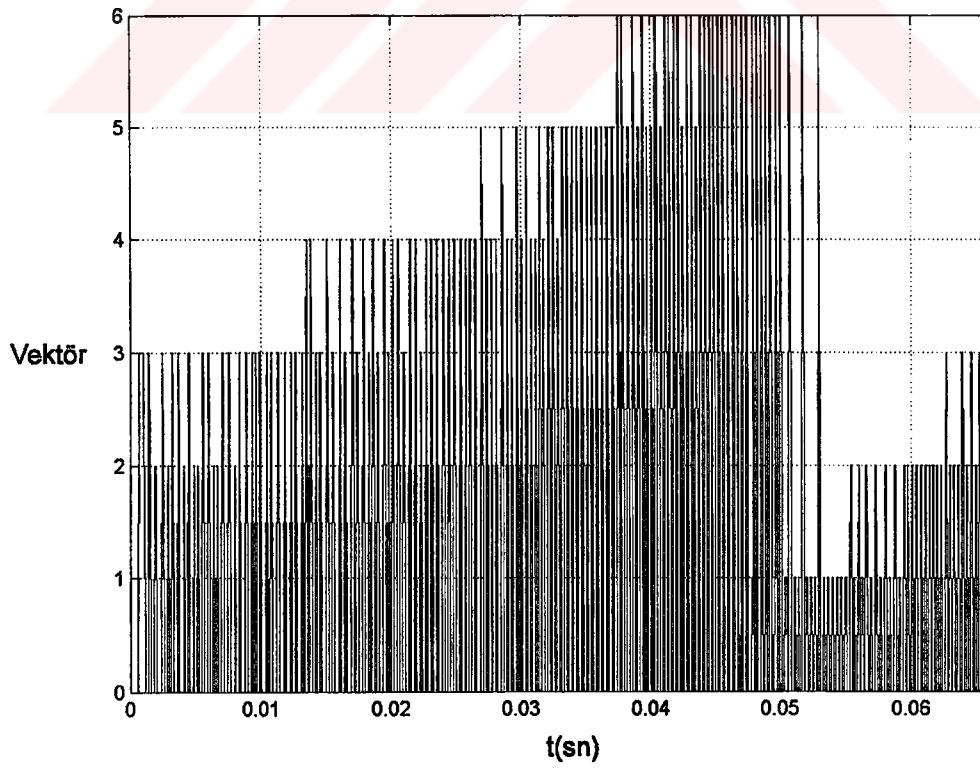
Şekil 4.24 Stator akısı vektörünün değişimi.



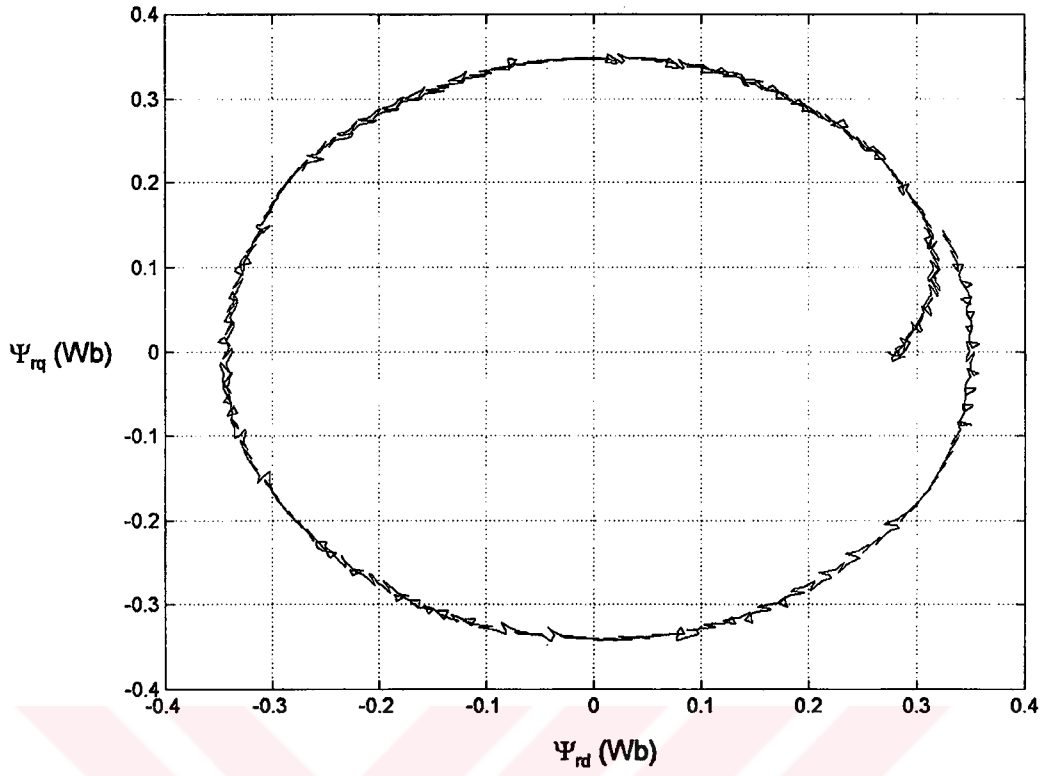
Şekil 4.25 Stator akısı vektörünün kompanse edildikten sonraki değişimi.



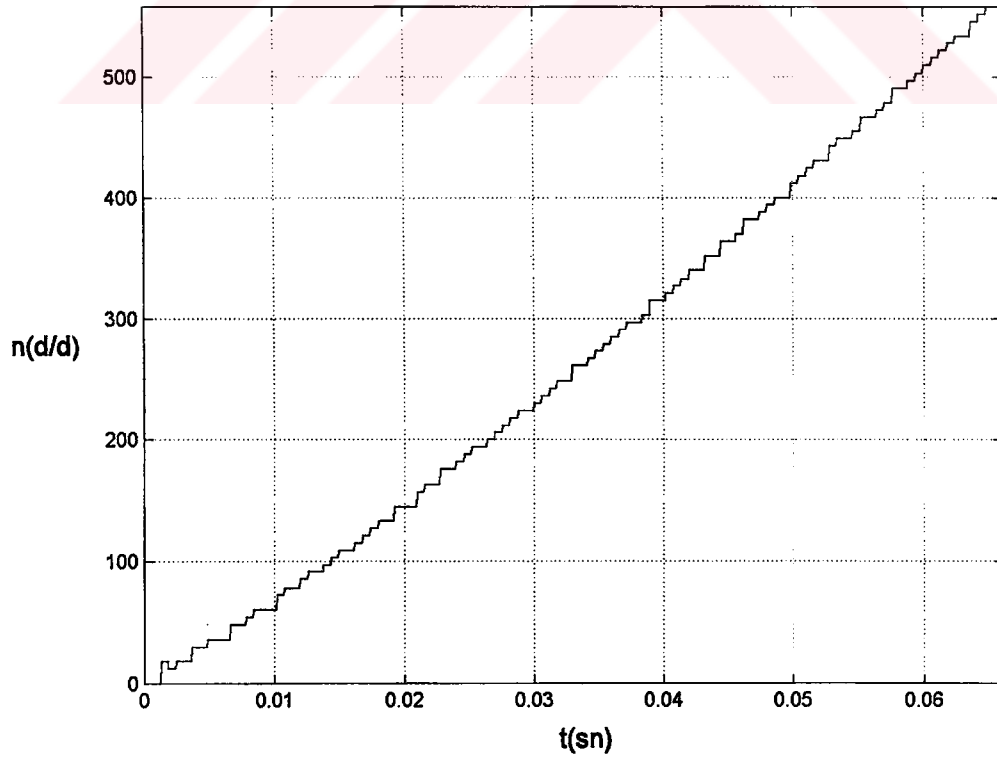
Şekil 4.26 Stator akısı vektörü bölgesinin değişimi.



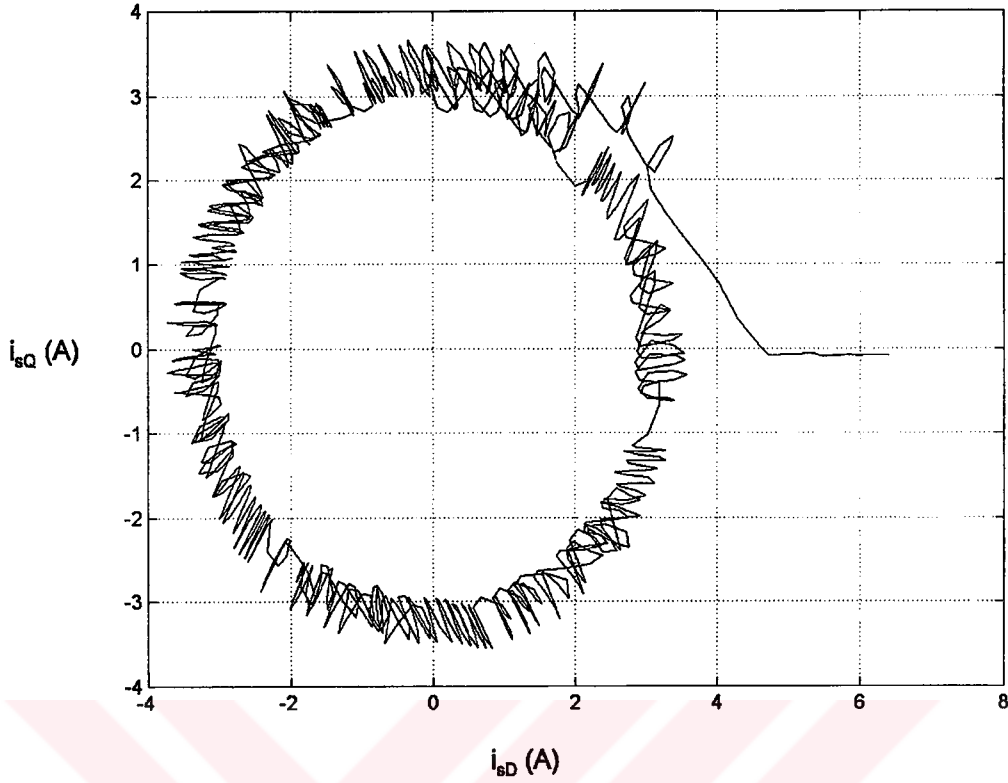
Şekil 4.27 Motora uygulanan gerilim vektörünün değişimi.



Şekil 4.28 Rotor akısı vektörünün değişimi.



Şekil 4.29 Motor devir sayısının değişimi.



Şekil 4.30 Stator akımı vektörünün değişimi.

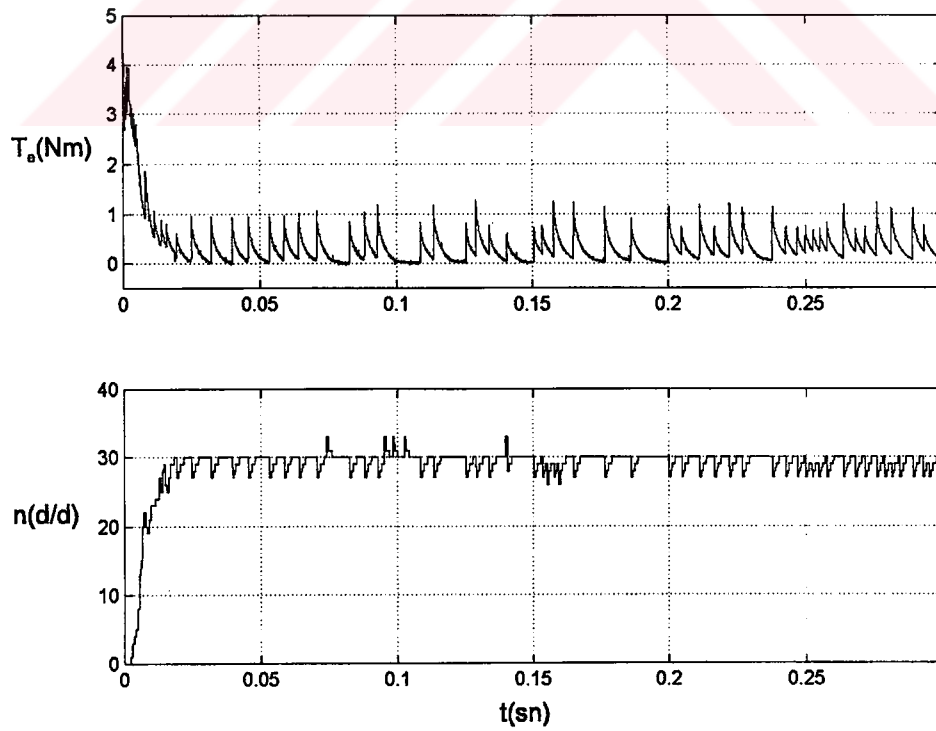
4.6 PI Denetleyici Kullanılarak Hız Kontrolünün Gerçekleştirilmesi

Motor hızının kontrol edilmesi için DTC’de bir PI denetleyici kullanılarak, moment referansı, hızdaki hata ve denetleyici katsayıları tarafından belirlenir. Hız geribeslemesi her 1 ms’de alınarak, hızdaki hata hesaplanır. Bu hata ve hatanın zamana göre değişimi ile orantılı bir moment referansı PI denetleyici ile üretilerek hız kontrolü sağlanır. Denetleyici katsayılarının geniş bir hız aralığında sabit olarak seçilmesi iyi sonuç vermez. Bu durum bilhassa düşük hızlarda etkilidir. İyi bir performans elde etmek için katsayıların farklı hız bölgelerinde sistem ile uyumlu seçilmesi gereklidir.

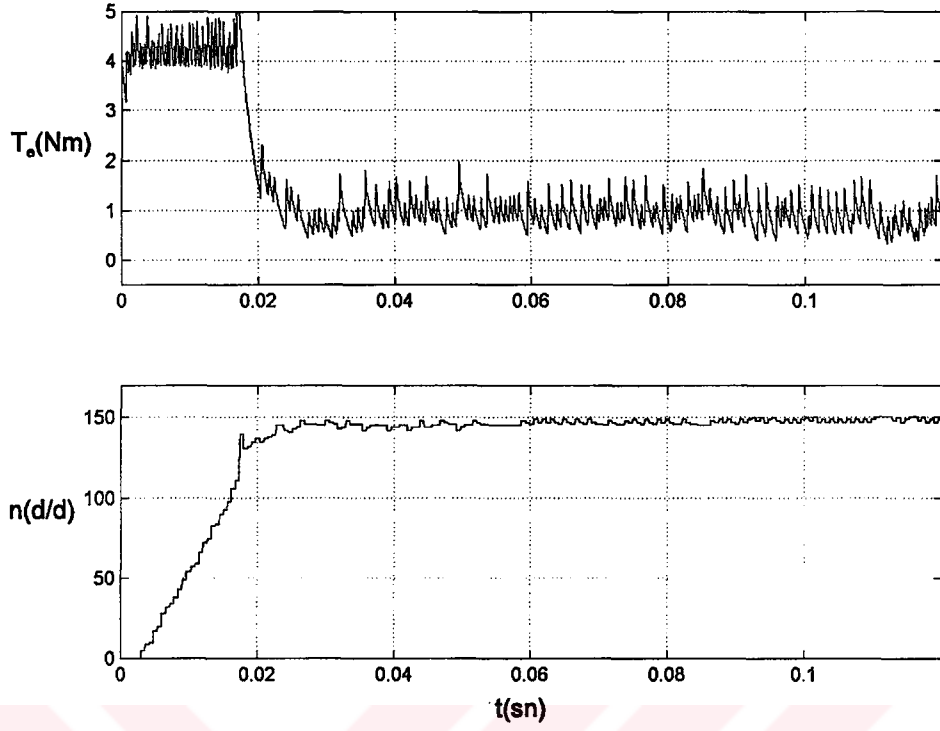
DTC’de PI denetleyici kullanılarak yapılan hız kontrolünde, motor momenti ve devir sayısı değişimleri Şekil 4.31-Şekil 4.35’te verilmiştir. Şekil 4.31’de, $n_{ref} = 30$ d/d’lik referans hız için motor momenti ve hız cevabı görülmektedir. Burada stator akısı tahmini için LP filtreli gelişmiş tahmin edici kullanılmıştır. Bu şekilde görülen motor hızındaki dalgalanmalar, moment dalgalanmalarından ve hız okuma hatasından kaynaklanmaktadır. Bununla beraber kabul edilebilir bir hız doğruluğu elde edilmiştir. Çok düşük hızlarda sıfır gerilim vektörünün

seçilmesi, moment dalgalanmalarını arttırır ve akı kontrolünün kaybolmasına neden olabilir. Bunun çözümü için, Bölüm 2.3’de anlatılan anahtarlama tabloları arasından ST-A tablosu yerine ST-D tablosu kullanılabilir. Bir başka çözüm, düşük hızlarda moment referansına 500 Hz frekansında ve ± 0.1 Nm genliğinde bir kare dalga eklemektir.

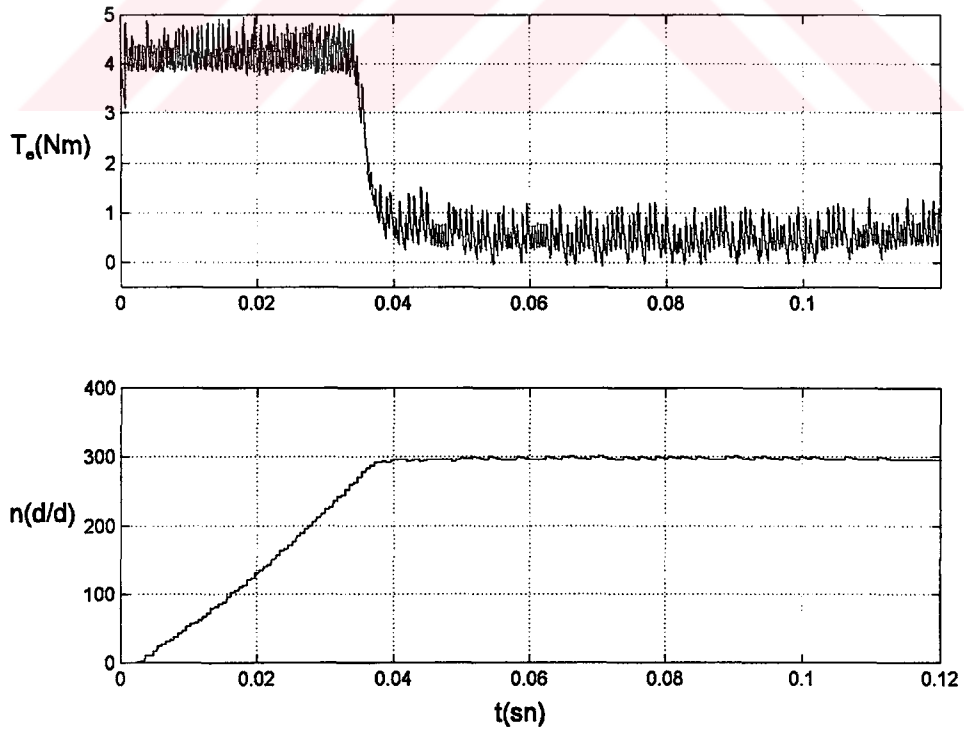
Referans hız 20 d/d’nın altına düştüğünde, stator akısının gerilim modeli kullanılarak tahmin edilmesinde problemler çıkmaktadır. Problemlerin önlenmesi için, akımın daha yüksek doğrulukla okunması ve inverter elemanlarının gerilim düşümlerinin hesaba katılması gereklidir. Uygulamada bu problemin çözümü için, akım modeli ile önce rotor akısı tahmin edilmiş ve stator akısı rotor akısından hesaplanmıştır. Bu yöntemle çok düşük hızlarda hassas bir kontrol sağlanabilmektedir. Yöntemin dezavantajı, akım modelinde gerekli olan hız geribeslemesi için bir hız algılayıcının kullanılmasıdır. Dolayısıyla bu çözüm algılayıcısız hız kontrolünde kullanılamaz. Algılayıcısız kontrol için, stator akısı gerilim modeli kullanılarak hesaplanmalıdır. Şekil 4.32’de $n_{ref} = 150$ d/d’lık referans hız için motor momenti ve hız cevabı görülmektedir. Şekil 4.33-Şekil 4.35’te motor hızının referans hıza en hızlı bir şekilde ulaştığı ve kararlı rejimde hız hatasının çok düşük olduğu görülmektedir. Dolayısıyla, DTC sistemi yüksek performanslı hız kontrolü sağlamaktadır.



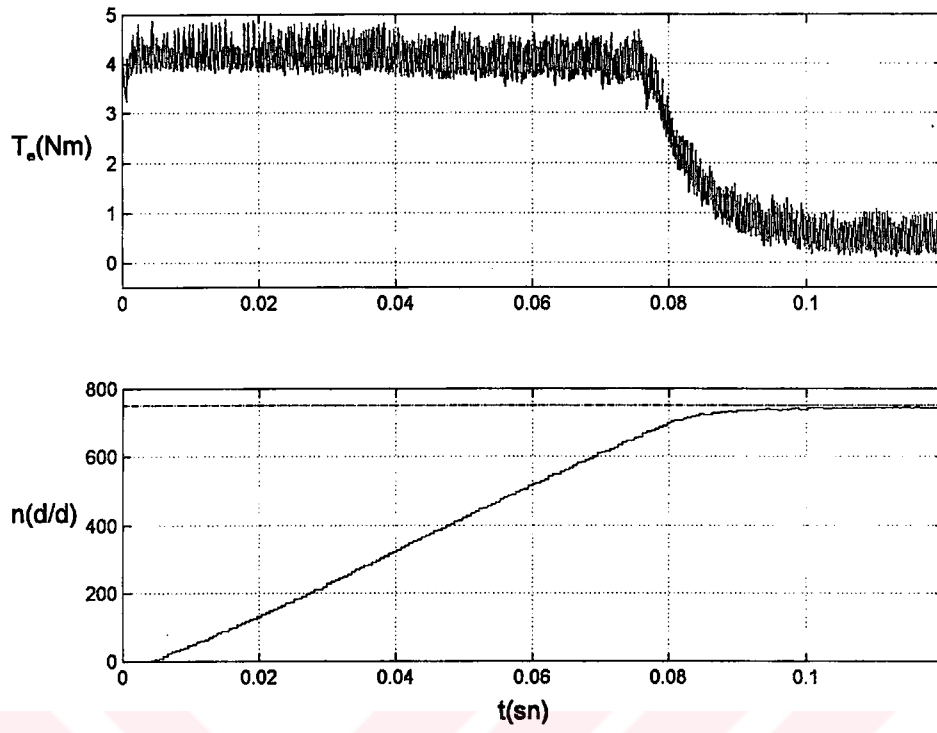
Şekil 4.31 PI denetleyici kullanılarak yapılan hız kontrolünde 30 d/d’lık referans hız için referans moment ve devir sayısı değişimleri.



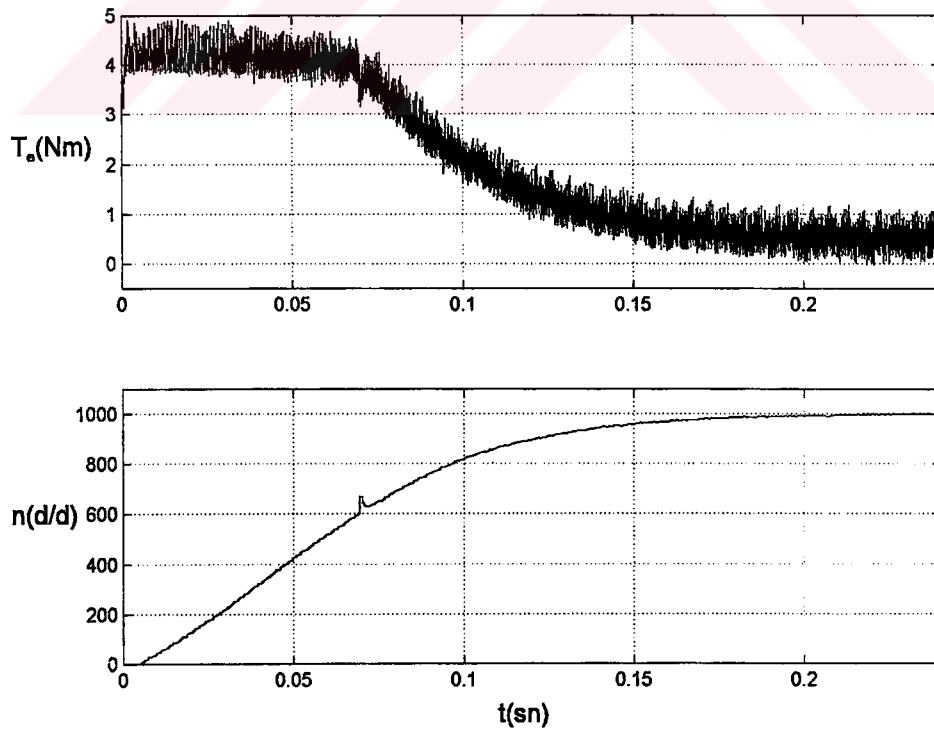
Şekil 4.32 PI denetleyici kullanılarak yapılan hız kontrolunda 150 d/d'lık referans hız için referans moment ve devir sayısı değişimleri.



Şekil 4.33 PI denetleyici kullanılarak yapılan hız kontrolunda 300 d/d'lık referans hız için referans moment ve devir sayısı değişimleri.



Şekil 4.34 PI denetleyici kullanılarak yapılan hız kontrolünde 750 d/d'lık referans hız için referans moment ve devir sayısı değişimleri.

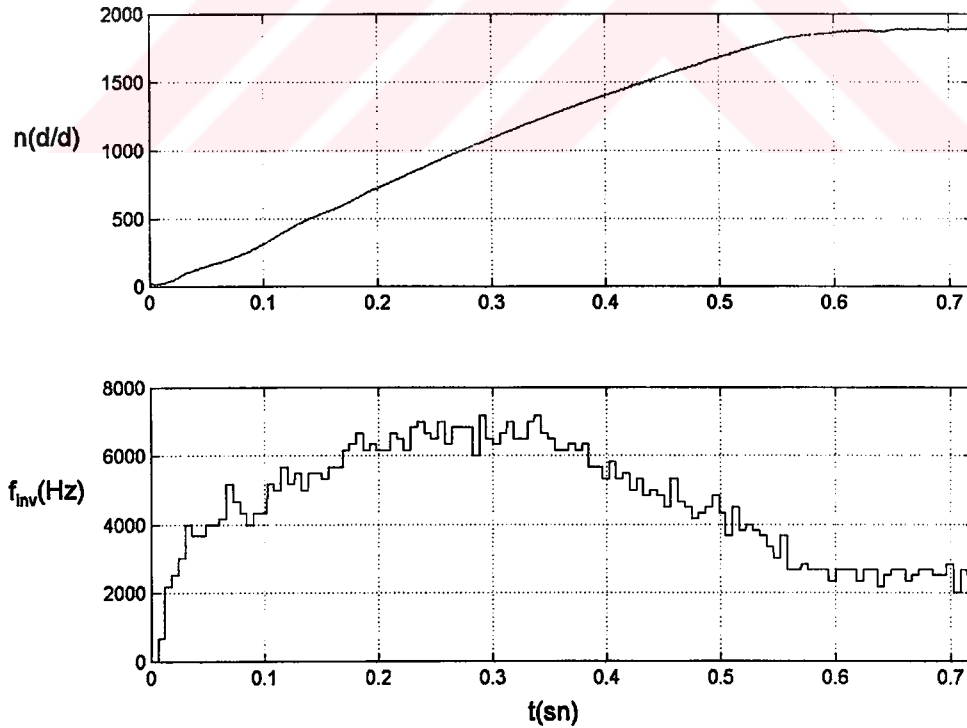


Şekil 4.35 PI denetleyici kullanılarak yapılan hız kontrolünde 1000 d/d'lık referans hız için referans moment ve devir sayısı değişimleri.

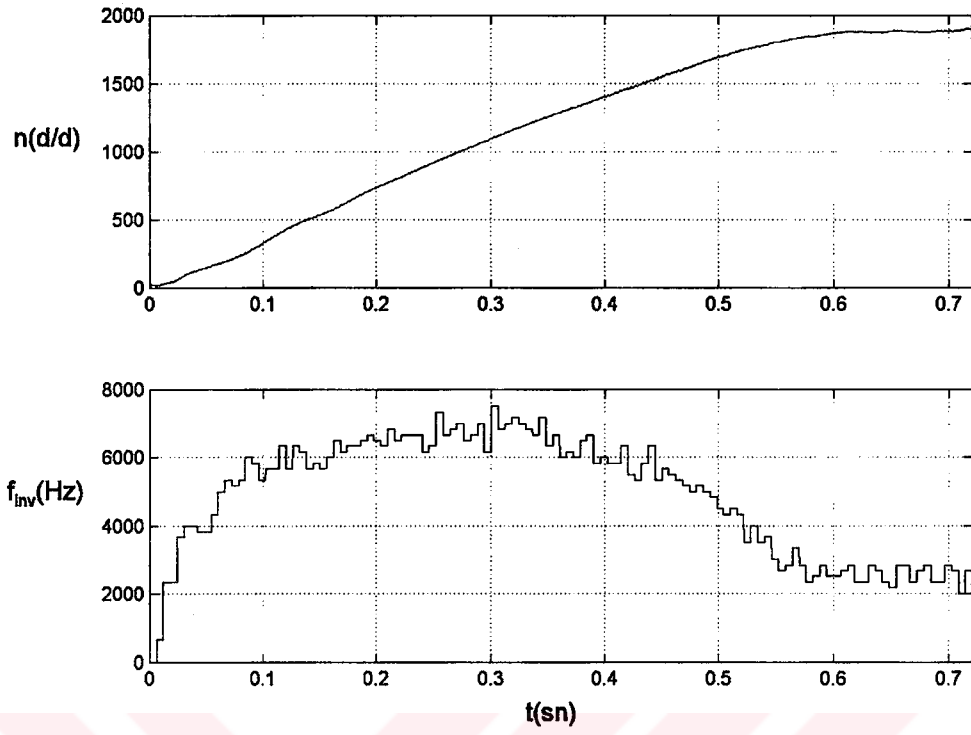
4.7 İnverter Anahtarlama Frekansının Değişimi

DTC kontrollü asenkron motorda, hız, moment ve akı bant genişliklerine bağlı olarak inverter anahtarlama frekansının değişmesi incelenmiştir. Bölüm 3.6'da teorik olarak incelenen inverter anahtarlama frekansının değişmesi, uygulama sonuçları ile doğrulanmıştır. İnverter anahtarlama frekansının ölçülmesi, yazılım ile gerçekleştirilmiştir. Frekansın ölçülmesi için, her kontrol periyodunda gerilim vektörünün bir önceki vektörden farklı olup olmadığı kontrol edilerek, farklı olduğunda frekans değişkeni bir artırılmıştır. Frekansın ölçülmesi her 1.2 ms'de gerçekleştirilmiş ve periyodun başında frekans değişkeni sıfır yapılmıştır. Motora sabit moment referansı ile yol verilerek, devir sayısının zamana göre lineer olarak artması sağlanmıştır. Moment referansı 2 Nm ve akı referansı 0.53 Wb olarak seçilmiştir. Moment ve akı bant genişliklerinin farklı değerleri için, motor devir sayısı ve inverter anahtarlama frekansının değişimleri Şekil 4.36-Şekil 4.39'da verilmiştir.

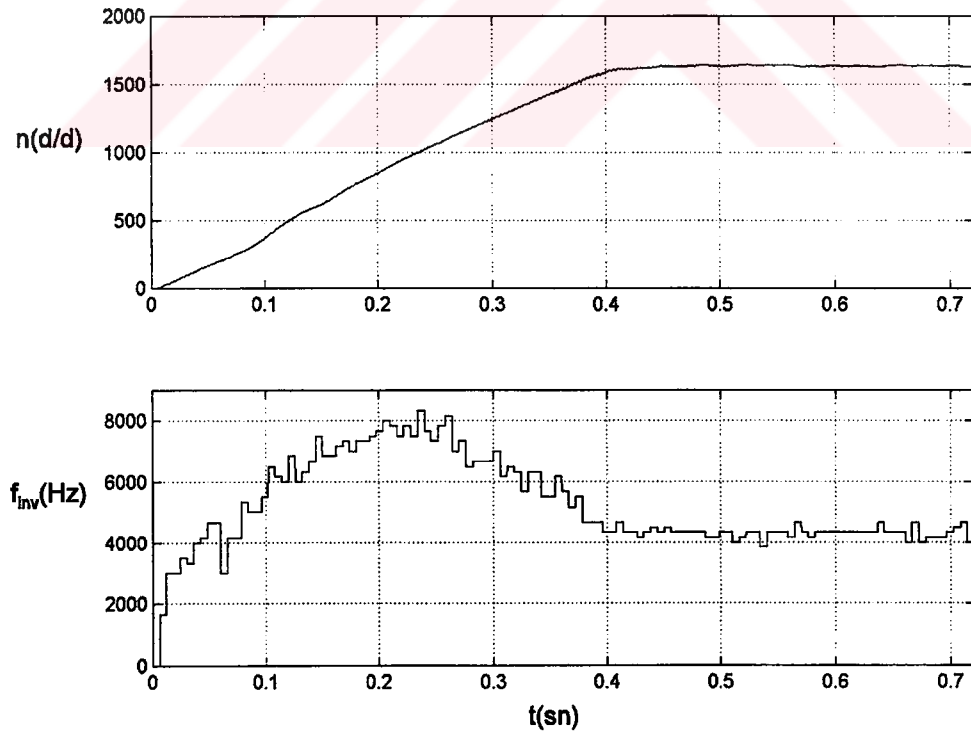
Değişimlerden, moment bant genişliğinin küçük seçilmesi ile anahtarlama frekansının arttığı ve yüksek hızlarda akı bant genişliğinin anahtarlama frekansı üzerinde etkili olduğu tespit edilmiştir.



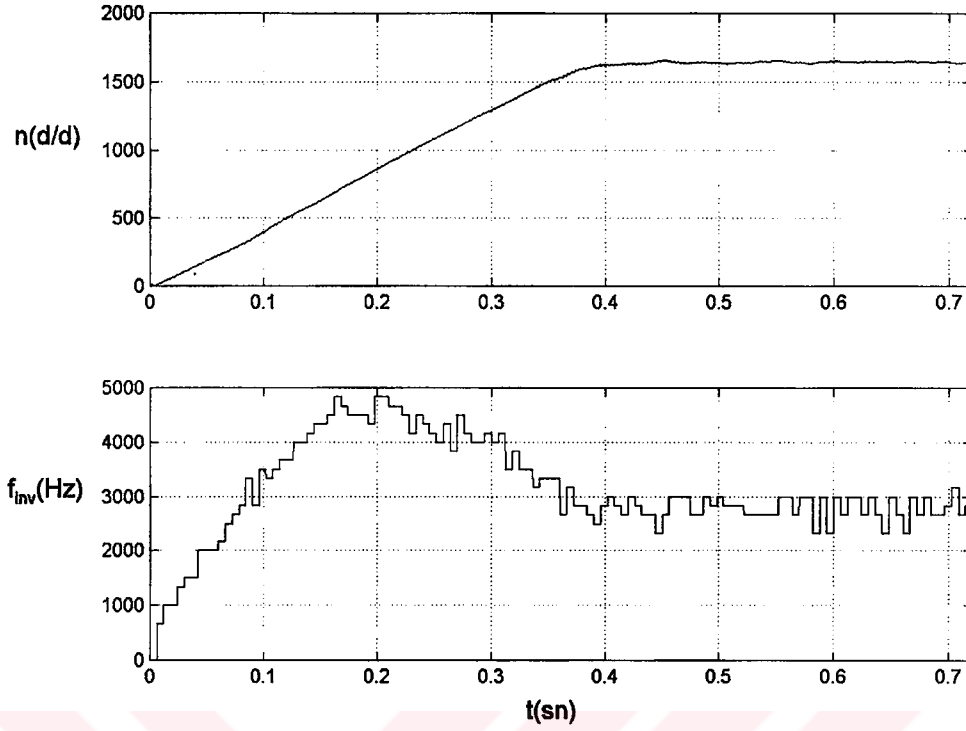
Şekil 4.36 $\beta = 0.05$ ve $\alpha = 0.02$ için, inverter anahtarlama frekansı ve hız değişimleri.



Şekil 4.37 $\beta = 0.01$ ve $\alpha = 0.02$ için, inverter anahtarlama frekansı ve hız değişimleri.



Şekil 4.38 $\beta = 0.05$ ve $\alpha = 0.01$ için, inverter anahtarlama frekansı ve hız değişimleri.

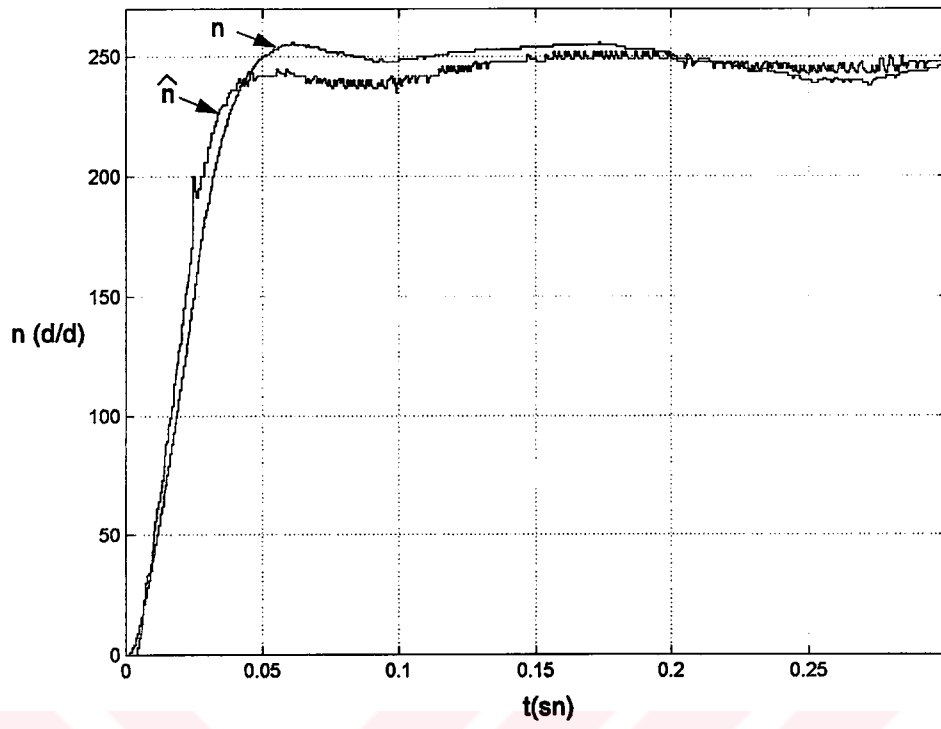


Şekil 4.39 $\beta = 0.5$ ve $\alpha = 0.01$ için, inverter anahtarlama frekansı ve hız değişimleri.

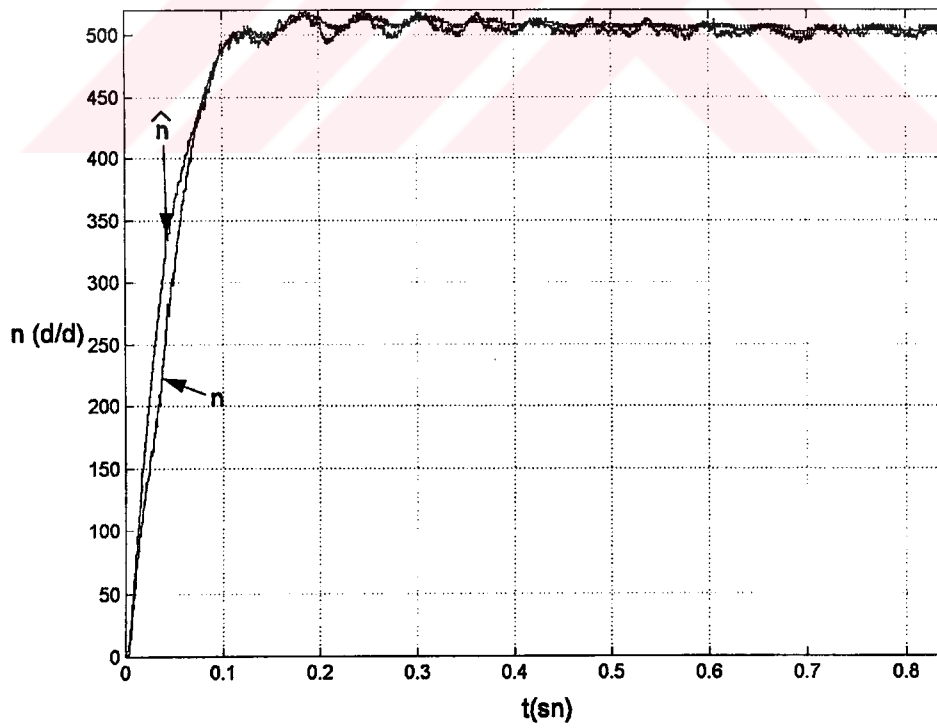
İnverterde kullanılan bir IGBT'nin anahtarlama frekansı, inverter anahtarlama frekansının altıda biridir. Kontrol periyodu $60 \mu s$ seçildiğinden, inverter anahtarlama frekansı çok yüksek değerler almamıştır. En yüksek inverter frekansı, her kontrol periyodunda bir anahtarlama vektörünün değiştiği kabul edilirse $1/60e-6 = 16$ kHz olur.

4.8 Hız Algılayıcı Kullanmadan DTC ile Hız Kontrolünün Gerçekleştirilmesi

Hız algılayıcısı kullanmadan motor hızının tahmin edilmesi, stator akısı kullanılarak tahmin edilen rotor akısı değişkenlerinin açısal frekansı ve kayma hızı hesaplanarak yapılmıştır. Bu yöntem Bölüm 3.7'de detaylı olarak incelenmiştir. Hız tahmini her 1 ms'de yapılmış ve rotor akısı frekansı ile kayma frekansının hesaplanmasında gürültüyü ortadan kaldırmak için alçak geçiren filtre kullanılmıştır. PI denetleyicide geribesleme hızı olarak tahmin edilen hız kullanıldığında, referans hızın sırasıyla 250 d/d ve 500 d/d seçilmesi durumunda elde edilen değişimler Şekil 4.40 ve Şekil 4.41'de gösterilmiştir. Tahmin edilen hız ile gerçek hız arasındaki fark, rotor akısının tahminindeki hatadan kaynaklanmaktadır. Bu hatanın nedeni, stator akısının tahminindeki ve rotor akısı tahmininde kullanılan rotor parametrelerindeki hatalardır. Bununla beraber elde edilen doğruluk bir çok uygulama için yeterlidir.



Şekil 4.40 Hız referansı 250 d/d için, motor hızı ve tahmin edilen hız değişimleri.



Şekil 4.41 Hız referansı 500 d/d için, motor hızı ve tahmin edilen hız değişimleri.

5. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Bu çalışmada, önce yüksek performanslı asenkron motor sürücülerinde kullanılan temel kavramlar verilmiş, daha sonra asenkron motorda en hızlı moment cevabı elde edilmesini sağlayan DTC yöntemi detaylı olarak incelenmiştir. DTC'nin AC sürücülerde kullanılan diğer yöntemler ile karşılaştırması yapılarak avantaj ve dezavantajları ortaya konulmuştur. DTC'de karşılaşılan problemler ve bu problemlerin çözümü için geliştirilen yöntemler ile bu yöntemlerin detaylı analizi ve gerçekleştirilmesi açıklanmıştır.

Gerçekleştirilen sürücü sisteminde, hesaplamalar için gerekli olan motor parametrelerini otomatik olarak belirleyen bir yazılım geliştirilmiştir. Bu yazılım ile, motor durmakta iken parametreler otomatik olarak elde edilmekte ve hafızaya kaydedilmektedir. DTC kontrolünü gerçekleştiren diğer bir yazılım bu parametreleri kullanmaktadır.

DTC'de kalkış anındaki problemler incelenmiş ve bu problemler motor çalışmadan önce stator akısı referans değere yükseltilerek ve akım sınırlaması yapılarak çözülmüştür. Çalışma esnasında aşırı akım tespit edildiğinde, izin verilen maksimum elektriksel frekansa ulaşıldığında, istenilen moment motorun karakteristiğine bağlı olan maksimum momente ulaşıldığında ve yavaşlama esnasında DC bara gerilimi belirlenmiş olan maksimum seviyeyi aştığında moment referansı otomatik olarak sınırlanmaktadır.

DTC'de en önemli işlem, stator akısının geniş bir hız aralığında doğru bir şekilde tahmin edilmesidir. Gerilim modeli ile gerçekleştirilen akı tahmin yönteminde, saf integratör yerine alçak geçiren filtre kullanılır. Bu çalışmada, gerilim modelinde alçak geçiren filtre ile yapılan akı tahmininde iyileştirmeler yapılarak, faz ve genlik kompanzasyonu ile stator akısının yüksek doğrulukla tahmin edilmesi sağlanmıştır. Stator akısı düşük hızlara kadar gerilim modeli ile tahmin edilerek, algılayıcısız kontrol gerçekleştirilmiştir. Çok düşük hızlarda bir hız algılayıcısı kullanılarak, akım modeli ile hassas kontrol sağlanmıştır.

Gerçekleştirilen sürücü sistemi ile moment ve stator akısı bağımsız olarak ve hızlı bir şekilde kontrol edilebilmektedir. Sürücüde moment veya hız kontrolünden biri seçilmektedir. Moment kontrol modu seçildiğinde, motorun istenilen moment referansını üretmesi gerçekleştirilir. DTC'nin en büyük avantajı, hız algılayıcısı olmaksızın istenilen moment üretebilmesidir. Motora sabit moment referansı ile yol verildiğinde motor hızının lineer olarak artması, momentin doğru tahmin edildiğini göstermektedir. Hız kontrol modu seçildiğinde, motor hızı düşük hızlara kadar algılayıcısız olarak denetlenebilmektedir. Hız kontrolunda,

kullanılan PI denetleyici parametrelerinin bütün hız aralığında aynı seçilmesinin problemlere sebep olduğu gözlenmiştir. Bu nedenle, hız aralığı farklı bölgelere ayrılarak, her bölgede sistem ile uyumlu KP ve KI parametreleri kullanılmıştır. PI denetleyici ile farklı hız referanslarına motorun iyi cevap verdiği değişimlerden görülmektedir. DTC ile motor, geniş bir hız aralığında ve hassas bir şekilde kontrol edilmektedir.

DTC’de teorik olarak incelenen akı ve moment bant genişlikleri ile örnekleme periyodunun anahtarlama frekansına etkisi, uygulama sonuçları ile desteklenmiştir. Anahtarlama frekansını sürücü sistemin uygun sınırlar içinde tuttuğu gözlenmiştir. Deneysel sonuçlardan motor momentinin dalgalı olduğu görülmektedir. Moment dalgalanmaları yükün ataleti tarafından filtre edildiğinden motor hızında dalgalanmaya neden olmamaktadır. Bununla birlikte, moment dalgalanmaları, motor hızının algılayıcısız kontrol yöntemleri ile hassas bir şekilde tahmin edilmesini ve kararlı haldeki doğruluğunu olumsuz yönde etkiler. Moment dalgalanmalarının azaltılması için literatürde geliştirilen teknikler tezde detaylı olarak incelenmiştir. DTC’nin uzay vektör modülasyonu ile birlikte kullanılması, dalgalanmaları azaltarak akı ve moment ile hız tahmininde iyileşme sağlar. Bunun nedeni, SVM’de anahtarlama frekansının yüksek olmasıdır. DTC’de örnekleme süresi boyunca bir tek gerilim vektörü uygulanmasına karşılık, SVM’de altı vektör uygulanmaktadır. SVM’de frekans yüksek olmakla beraber sabittir ve kontrol edilebilir. DTC-SVM yönteminde gerekli olan PI denetleyici sayısındaki artış, kullanılan PI katsayılarının belirlenmesi konusunda bir güçlük oluşturmaktadır. Buna karşılık, bu çalışmada anlatılan yöntemde hız kontrolü için tek bir PI denetleyici kullanılması önemli bir avantaj olarak görülmektedir.

Moment dalgalanmalarının azaltılması ve frekansın sabit tutulması konusunda, gelişmiş yöntemler ile iyileştirilmelerin sağlanabilmesi, kullanılan motor parametrelerinin doğruluğuna, parametre değişimlerinin güncellenmesine ve PI denetleyicilerin katsayılarının uygun seçilmesine bağlıdır. Bu tekniklerin uygulanması için, kontrol sisteminin DSP ile veya ek donanım kullanılarak gerçekleştirilmesi gerekmektedir. Daha iyi bir performans elde etmek için, akım ve gerilimin daha hassas bir şekilde algılanması, yarı iletken elemanlardaki iletim gerilim düşümlerinin düşük hızlarda hesaba katılması ve kontrol periyodunun mümkün olduğu kadar küçük seçilmesi gerektiği görülmüştür.

Sonuç olarak, doğrudan moment kontrol yöntemi asenkron motorlarda uygulanması kolay ve esnek bir kontrol yöntemidir. DTC’li motor kontrol sistemi, geniş bir hız aralığında ve kararlı bir şekilde çalışabilmektedir. Gerçekleştirilen sistemde, teorik analiz tam olarak doğrulanmıştır. Fakat, çok düşük hızlarda ve sıfır hızda stator akısının tahmini için akım

modelinin kullanılması ve bir kodlayıcı ile hız geribeslemesi alınması gerekmektedir.

Özellikle yüksek dinamik performans gerektiren uygulamalarda, çok hızlı moment cevabı sağlayan DTC kontrol yönteminin ideal olduğu ve diğer yöntemlere tercih edilebileceği sonucuna varılmıştır.



KAYNAKLAR

Akiyama, M., Kobayashi, K., Miki ve El-Sharkawi M.A., (1995), "Auto-tuning Method for Vector Controlled Induction Motor Drives", IPEC-Yokohama'95.

Aller, J.M., Restrepo, J.A., Bueno, A., Paga, T., Guzman, V.M. ve Gimenez, M.I., (2000), "Sensorless speed control of the induction machine combining field oriented method and DTC", Devices, Circuits and Systems, Proceedings of the 2000 Third IEEE International Caracas Conference on , 2000, 337–342.

Bodur, H. ve Akkaya, R., (1994), "Yarıiletken Güç Elemanlarının Muhtelif Çalışma Şartları Altında Karşılaştırılması ve Seçimi", Kaynak Elektrik, No.7, 119-124.

Bose B.K., (1986), "Power Electronics and AC Drives", Prentice Hall, 1986.

Buja, G., Casadei, D. ve Serra, G., (1997a), "Direct torque control of induction motor drives", Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE '97., Vol.1, TU2 -TU8.

Buja, G., Casadei, D. ve Serra, G., (1997b), "DTC-based strategies for induction motor drives", Proc. of the 1997 23rd Annual International Conference on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation, IECON. Part 4, Nov 9-14 1997, IEEE, 1506-1516.

Buja, G., Casadei, D. ve Serra, G., (1998), "Direct stator flux and torque control of an Induction Motor: Theoretical analysis and experimental results", Conference Proceedings of IEEE-IECON. 50-64.

Casadei, D., Grandi G., Serra, G. ve Tani, A., (1994), "Switching Strategies in Direct Torque Control of Induction Machine", International Conference on Electrical Machines, Paris, France, 5-8 September 1994.

Casadei, D., Serra, G. ve Tani, A., (1997), "Analytical investigation of torque and flux ripple in DTC schemes for induction motors", Industrial Electronics, Control and Instrumentation, 1997. IECON 97, Vol.2, 552-556.

Casadei, D., Serra, G. ve Tani, A., (1998), "Improvement of direct torque control performance by using a discrete SVM technique", Power Electronics Specialists Conference, PESC 98, Vol.2, 997–1003.

Casadei, D., Serra, G. ve Tani, K., (2000), "Implementation of a Direct Control Algorithm for Induction Motors Based on Discrete Space Vector Modulation", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol.15, Num:4 , July 2000, 769–777.

Chapuis, Y.A., Pelissou, C. ve Roye, D., (1995), "Direct torque control of induction machine under square wave conditions", Industry Applications Conference, IAS '95, Vol.1, 343–349.

Chapuis, Y.A., Roye, D. ve Davoine, J., (1995), "Principles and Implementations of Direct Torque Control by Stator Flux Orientation of an Induction Motor", 1995, 185-191.

Chapuis, Y.A. ve Roye, D., (1998), "Direct torque control and current limitation method in start up of an induction machine", Seventh International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives, 451-455.

Chen, J. ve Yongdong L., (1999), "Virtual vectors based predictive control of torque and flux of induction motor and speed sensorless drives", Industry Applications Conference, Vol.4, 2606-2613.

Costa, P.C., Carvalho, A.S., Chouzal, M.F. ve Martins, C.A., (1998), "Direct torque control-frequency analysis", Advanced Motion Control, AMC '98-Coimbra., 21-23.

Depenbrock M., (1988), "Direct Self Control (DSC) of Inverter-Fed Induction Machines", IEEE Trans. Power Electronics, Vol.3, No.4, 420-429.

El Hassan, I., Roboam, X., De Fornel, B. ve Westerholt, E.V., (1997), "Torque dynamic behaviour of induction machine DTC in 4 quadrant operation", Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE '97, Vol.3, 1034-1038.

El Hassan, I.;Westerholt, E.v.;Roboam, X.;de Fornel, B., (1998), "Original direct torque control strategy for speed - sensorless induction motors using extended Kalman filtering", Proceedings of the 1998 2nd International Conference on Power Electronics Drives and Energy Systems for Industrial Growth, PEDES'98, Dec 1-Dec 3 1998, 32-37.

Faiz, J., Hossieni, S.H., Ghaneei, M., Keyhani, A. ve Proca, A. (1999), "Direct torque control of induction motors for electric propulsion systems", Electric Power Systems Research, Elsevier Sequoia SA, Lausanne, Switzerland, Vol.51, Num.2, 95-101.

Griva, G., Habetler, T., Profumo, F. ve Pastorelli, M., (1993), "Performance evaluation of a direct torque controlled drive in the continuous PWM-square wave transition region", Power Electronics Specialists Conference, PESC '93, 237-244.

Griva, G., Habetler, T., Profumo, F. ve Pastorelli, M., (1995), "Performance evaluation of a direct torque controlled drive in the continuous PWM-square wave transition region", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol.10, No.4, 464-471.

Griva, G., Profumo, F., Abrate, M., Tenconi, A. ve Berruti, D., (1998), "Wide speed range DTC drive performance with new flux weakening control [for induction motor drives]", Power Electronics Specialists Conference, PESC 98, Vol.2, 1599-1604.

Habetler T.G. ve Divan, M.D., (1991), "Control Strategies for Direct Torque Control Using Discrete Pulse Modulation", Trans. on Industry Applications, 1991, 893-901.

Habetler, T.G., Profumo, F. ve Pastorelli, M., (1992a), "Direct torque control of induction machines over a wide speed range", Industry Applications Society Annual Meeting, Vol.1, 600-606.

Habetler, T.G., Profumo, F. ve Pastorelli, M. ve Tolbert L.M., (1992b), "Direct Torque Control of Induction Machines Using Space Vector Modulation", IEEE Trans. on Industry Applications, Vol.28, No.5, September-October 1992, 1045-1053.

Habetler, T.G., Profumo, F. Pastorelli, M. ve Bettini, A., (1998), "Stator Resistance Tuning in a Stator-Flux Oriented Drive Using an Instantaneous Hybrid Flux Estimator", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol.13, No.1, January 1998, 125-133.

Hoang, L. (1999a), "Behavioral modeling and simulation of a direct-torque-control induction motor drive using PSPICE", Industrial Electronics Society, IECON '99 Proceedings, Vol.3, 1403-1408.

Hoang, L., (1999b), "Comparison of field-oriented control and direct torque control for induction motor drives", Industry Applications Conference, Vol.2, 1245-1252.

Holtz J., (1992), "Pulsewidth Modulation-A Survey", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.39, No.5, 410-420.

Hurst K. D., Habetler, T.G., Griva, G. ve Profumo, F., (1998), "Zero-Speed Tacholeless IM Torque Control: Simply a Matter of Stator Voltage Integration", IEEE Trans. on Industry Applications, Vol.34, No.4, July/August 1998, 790-795.

Idris, N.R.N. ve Yatim, A.H.M., (2000a), "Reduced torque ripple and constant torque switching frequency strategy for direct torque control of induction machine", Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC 2000. Vol.1, 2000, 154-161.

Idris, N.R.N. ve Yatim, A.H.M., (2000b), "Improved stator flux estimation in steady state operation for direct torque control of induction machines", 35th IAS Annual Meeting and World Conference on Industrial Applications of Electrical Energy, Oct 08-Oct 12 2000, Rome, Italy, 1353-1359.

Jansen P.L. ve Lorenz R.D., (1994), "A physically insightful approach to the design and accuracy assesment of flux observers for field oriented IM Drives", IEEE Trans. Ind. Applications, Vol 30, Jan/Feb.1994, 101-110.

Juhasz, G., Halasz, S. ve Veszpremi, (2000), "New Aspects of a Direct Torque Controlled Induction Motor Drive", IEEE ICIT' 2000: The International Conference on Industrial Technology , India, Goa, 43-48.

Jun H., ve Bin H., (1998), "New Integration Algorithms for Estimating Motor Flux over a Wide Speed Range", IEEE Trans. on Power Electronics., Vol .3, No.5, September 1998.

Kang, J. ve Sul, S., (1999a), "New direct torque control of induction motor for minimum torque ripple and constant switching frequency", IEEE Trans. on Industry Applications, Vol.35, Num:5 , Sept.-Oct. 1999, 1076-1082.

Kang, J., Chung, D. ve Sul, S., (1999b), "Direct torque control of induction machine with variable amplitude control of flux and torque hysteresis bands", Electric Machines and Drives, International Conference IEMD '99, 640-642.

Kang, J. ve Sul, S., (2001), Analysis and prediction of inverter switching frequency in direct torque control of induction machine based on hysteresis bands and machine parameters, IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol.48, Num.3, June , 2001, 545-553

Kazmierkowski M.P. ve Kasprowicz, A.B., (1995), "Improved Direct-Torque and Flux Control of PWM Inverter-Fed Induction Motor Drives", IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol.42, No.4, August 1995, 344-349.

Lai, Y.S., Lin J.C. ve Wang, J., (2000), "Direct Torque Control Induction Motor Drives with Self-Commissioning Based on Taguchi Methodology", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol.15, No.6, November 2000.

Lascu, C., Boldea, I., Blaabjerg, F., (1998), "A modified direct torque control (DTC) for induction motor sensorless drive", Industry Applications Conference, Vol.1, 415-422.

Lascu, C., Boldea, I. ve Blaabjerg, F., (2000), "A modified direct torque control for induction motor sensorless drive", IEEE Trans. on Industry Applications, Vol.36, Num:1, Jan.-Feb. 2000, 122-130.

Lee, B-S. ve Krishnan, R, (1998), "Adaptive stator resistance compensator for high performance direct torque controlled induction motor drives", Proceedings of the 1998 IEEE Industry Applications Conference. Part 1, Oct 12-15 1998, 423-430.

Lee, K., Song, J., Choy, I., Choi, J., Yoon, J., ve Lee, S., (2000), "Torque ripple reduction in DTC of induction motor driven by 3-level inverter with low switching frequency", Power Electronics Specialists Conference, PESC 00. 2000 IEEE 31st Annual, Vol.1, 448-453.

Leonhard W., (1985), "Control of Electrical Machines", Springer Verlag Berlin.

Li, Y., Shao, J. ve Si, B., (1997), "Direct torque control of induction motor for low speed drives considering discrete effects of control and dead-time of inverter", Industry Applications Conference, IAS 97, Vol.1, 781-788.

Li, Y., Hu, H., Chen, J. ve Wu, J., (2001), "Predictive control of torque and flux of induction motor with an improved stator flux estimator", 2001 IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference, Jun 17-21 2001, 1464-1469.

Liaw, C.M. ve Lin, F.J., (1993), "A robust induction motor servo drive", Industrial Electronics Conference Proceedings, ISIE'93- Budapest, 740-746.

Mei, C.G., Panda, S.K., Xu, J.X. ve Lim, K.W., (1999), "Direct torque control of induction motor-variable switching sectors", Proc. of the 3rd Power Electronics and Drive Systems, PEDS '99. Proceedings of the IEEE 1999, International Conference on, Vol.1, 80-85.

Mir, S., Elbuluk, M.E. ve Zinger, D.S., (1994), "PI and fuzzy estimators for tuning the stator resistance in direct torque control of induction machines" Power Electronics Specialists Conference, PESC '94, Vol.1, 744-751.

Mir, S., Elbuluk, M.E. ve Zinger, D.S., (1998), "PI and fuzzy estimators for tuning the stator resistance in direct torque control of induction machines", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol.13, Num:2, March 1998, 279-287.

Monti, A., Pironi, F., Sartogo, F. ve Vas, P., (1998), "New state observer for sensorless DTC control", Proceedings of the 1998 7th International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives, Sep 21-23 1998, 311-317.

Nash, J., (1997), "Direct Torque Control, Induction Motor Vector Control without an Encoder", IEEE Trans. on Industry Applications, March-April 1997, Num.2, 333-341.

Nielsen R. ve Kazmierkowski M.P., (1989), "Reduced-order observer with parameter adaption for fast rotor flux estimation in induction machines", IEE Proc. Vol.136, January 1989, 35-43.

Ong C.M., (1998), "Dynamic Simulation of Electric Machinery", Prentice Hall, ISBN 0-13-723785-5.

Pham-Dinh, T. ve Levi, E., (2000), "Induction motor direct torque control versus vector control: A comparison", 35th Universities Power Engineering Conference, Sep 6-8 2000, 64.

Ramshaw R. ve Heeswijk R.G., (1990), "Energy Conversion Electric Motors and Generators", Saunders College Publishing, 461-469.

Rasmussen, H., Knudsen M. ve Tonnes, M., (1996), "Parameter Estimation of Inverter and Motor Model at Standstill using Measured Currents only", 1996.

Shin M-H., Hyun D-S., Cho S-B. Ve Choe S-Y., (2000), "An Improved Stator Flux Estimation for Speed Sensorless Stator Flux Orientation Control of Induction Motors", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 15, No. 2, March 2000, 312-318.

Summer M. ve Asher G.M., (1993), "Auto Commisioning for Voltage-Referenced Voltage-Fed Vector Controlled Induction Motor Drives", IEE Proc.-B, May 1993, Vol.140, No.3.

Takahashi, I. ve Noguchi T., (1986), "A New Quick-Response and High Efficiency Control Strategy of an Induction Motor", IEEE Trans. Industry Applications, Vol.22, No.5, 820-827.

Telford, D. Dunnigan, M.W. ve Williams, B.W., (2000), "Comparison of Vector Control and Direct Torque Control of an induction machine", 2000 IEEE 31st Annual Power Electronics Specialists Conference (PESC), 421-426.

Tiitinen, P. ve Surandra, M., (1995), "The next generation motor control method, DTC direct torque control", Proceedings of the International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems for Industrial Growth, Vol.1, 37-43.

Vas P., (1993), "Parameter Estimation and Condition Monitoring and Dignosis of Electrical Machines", Clarenfon Press-Oxford, 1993.

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

Vas, P., Stronach, A.F., Rashed, M. ve Neuroth, M., (1999), "Implementation of ANN-based Sensorless Induction Motor Drives", Proceedings of the 1999 9th International Conference on Electrical Machines and Drives (EMD99), Sep 1-Sep 3 1999, Canterbury, UK, 329-333.

Yang, X. ve Oghanna, W., (1997), "Fuzzy direct torque control of induction motor with stator flux estimation compensation", Industrial Electronics, Control and Instrumentation, IECON 97, Vol.2, 505-510.

Vaez-Zadeh, S. ve Mazarei, G.H., (2000), "Open loop control of hysteresis band amplitudes in direct torque control of induction machines", 35th IAS Annual Meeting and World Conference on Industrial Applications of Electrical Energy Conference, Oct 08-Oct 12 2000, Rome, Italy, Vol.3, 1519-1524.

Vithayathil, J., (1995), Power Electronics: Principles and Applications, McGraw-Hill, Inc.,1995, ISBN 0-07-067555-4.

Zolghadri, M.R., Pelissou, G. ve Roye, D., (1996), "Start up of a global direct torque control system", Power Electronics Specialists Conference, PESC '96, Vol.1, 370–374.

Zhong, L., Rahman, M.F., Lim, K.W., Hu, Y.W. ve Xu, Y., (1997), "Fuzzy observer for induction motor stator resistance for application in direct torque control", Proceedings of the 1997 2nd International Conference on Power Electronics and Drive Systems, PEDS. Part 1, May 26-29 1997, 91-96.



EKLER**EK-1 Tezde Kullanılan Asenkron Motorun Etiket Değerleri ve Parametreleri**

U	P	n	I	cosφ
380 V Y	1.1 kW	1400 d/d	2.9 A	0.77

R_s (Ω)	R'_r (Ω)	L_m (mH)	L_s = L_r (mH)	L'_s (mH)
7.3	3.29	406	426	38

EK-2 Gerçekleştirilen Kontrol Yazılımı

```

#define PID      1           // 1-->Hiz kontrolu, 0--> Moment kontrolu
#define MAX      5000        // Kaydedilen degisken sayisi
#define DEVIR    100         // Konum kontrolu için degisken
#define TEKRAR    1         // MAX adet örneğin tekrar sayısı
#define KP       20e-3       // PID kontrolörün KP parametresi
#define KI       5e-6        // PID kontrolörün KI parametresi
#define Inverter 0x181       // Inverter Tetikleme Sinyallerinin Adresi

#define FI_H      0.45
#define FI_L      0.44

#define D_TE      0.05      // Moment Bandı

#define Tr        0.13
#define Rr        5.26*2/3
#define Ls        413e-3
#define Lr        413e-3
#define Lm        395e-3
#define Lss       38e-3     // Gecici endüktans

#include <dos.h>
#include <math.h>
#include <process.h>
#include <stdio.h>
#include <stdlib.h>
#include <conio.h>
#define paralelport 0x378    // Yazılımda süreleri ölçmek için kullaniliyor.

float ia,ib, vdc;           // Akim ve gerilim algılayıcısı kullanılarak okunacak degiskenler
float ia_dc, ib_dc;         // Akim algılayıcısının bostaki gerilim çıkışı
unsigned int i;             // Genel amaçlı degisken
unsigned int D1, D2, D3;    // Akim ve gerilim algılayıcısında kullanılan degiskenler
int teta, teta_H,teta_L;    // Kodlayıcı açısını ölçmek için kullanılan degiskenler

void Counter_Read(void);    // Acı okuma ve örnekleme zamanını sağlayan fonksiyon
void ADC_Read(void);        // ADC girişlerini okuyan fonksiyon

void main(void)
{

    int k;
    int Tekrar;
    int Vektor, Te_Artma=1, FI_Artma=1;

    // Inverter anahtarlama frekansını bulmak için kullanılan degiskenler.
    int Frekans=0, Frekans_Olcum_Suresi=0, Vektor_Old=0, Vektor_Degisim_Sayisi=0;

    float n_ref=150;         // Hiz referansı
    float Te_MAX=4;          // Maksimum moment
    float Te_ref=4;          // Moment referansı
    float K_FI=0.9999;       // Alçak filtre katsayısı

    float Te_H=Te_ref+D_TE;  // Moment referansı üst değeri
    float Te_L=Te_ref-D_TE;  // Moment referansı alt değeri

    float P, I=0.0;         // PID kontrolör terimleri
    float n=0;              // Rotor devir sayısı
    float wm=0;             // Rotor açısal hızı
    float e_n;              // Rotor devir sayısındaki hata

```

```

float we; // Stator akisinin açisal hizi
float WE=0; // Stator akisinin açisal hizinin ortalamasi
float wsl=0; // Açisal kayma frekansi
float wmr=0; // Rotor akisinin frekansi
float w_est=0; // Tahmin edilen rotor açisal hizi
float n_est=0; // Tahmin edilen rotor devir sayisi

int teta_old, teta_count=0, teta_diff=0; // Açı hesaplanması ile ilgili degiskenler
int devir=0; // Motorun tam devir sayisi, konum kontrolu icin
int Count1ms=0; // 1ms'lik yazilim sayicisi
float kare=0; // Dusuk hizlarda moment referansina eklenecek kare dalga degiskeni
int Bolge, A,B,C; // Bolge hesabina ait degiskenler
float isD, isQ; // Stator akiminin sD ve sQ bilesenleri
float fi_sD, fi_sQ; // Stator akisinin sD ve sQ bilesenlerinin LP filtre sonucu
float fisD=0, fisQ=0; // Faz ve genlik kompanzasyonu yapilmis stator akisinin sD ve sQ bilesenleri
float fi_sD_old, fi_sQ_old; // Stator acisal frekansinin hesabinda kullanılan stator akisi bilesenleri
float fi_rd=0, fi_rq=0; // Stator akisi kullanilarak elde edilen rotor akisi bilesenleri
float FI_r; // Rotor akisinin genligi
float fi_rd_old, fi_rq_old=0; // Rotor acisal frekansinin hesabinda kullanılan rotor akisinin bilesenleri
float fird=0, firq=0; // Motor parametreleri kullanilarak hesaplanan rotor akisi bilesenleri
float Te; // Motor momenti
float FI; // Stator akisinin genligi
float Rs=7.3*0.6667; // Stator direnci
float temp; // Geçici islemlerde kullanılan degisken

int Save[MAX]; // Degiskenlerin saklanması için dizi

unsigned char v[8] = { 0x0E, 0x86, 0xC2, 0x4A, 0x68, 0x2C, 0xA4, 0xE0 }; // Gerilim vektörleri
float vsD[7]={ 0, 0.66667, 0.33333, -0.33333, -0.66667, -0.33333, 0.33333 }; // Gerilim vektörleri katsayıları
float vsQ[7]={ 0, 0, 0.57735, 0.57735, 0, -0.57735, -0.57735 }; // Gerilim vektörleri katsayıları

FILE *stream; // Degiskenleri kaydedilmesi için

clrscr();
outport(0x186,0xFFFF); // ADC adresi giris olarak tanımlanıyor.
outport(0x184,0xFFFF); // Kodlayici adresi giris olarak tanımlanıyor.

disable(); // Kontrol esnasında kesme islemi yapılmayacak

ia_dc=0; ib_dc=0; // Akim sensörlerinin çıkışlarının ortalaması bulunuyor.
for(k=0; k<200; k++) { ADC_Read(); ia_dc=ia_dc+D1; ib_dc=ib_dc+D2; delay(1);}
ia_dc = ia_dc / 200; ib_dc = ib_dc / 200;

Counter_Read(); // Acinin baslangic degeri
teta_old=teta; // okunuyor.

k=0; // Stator akisi olusturuluyor.
do
{
    ADC_Read();
    if(isD > 5 ) { outportb(Inverter,v[0]); Vektor=0; } // Akim sinirlama
    if(isD < 4.5) { outportb(Inverter,v[1]); Vektor=1; } // ve histerezis kontrolu
    isD=ia;
    isQ=(ia+2*ib)/1.7321;
    fisD = fisD + (vdc * vsD[Vektor] - isD*Rs)*30e-6;
    // Save[k]=int(1000*fisD); // Kaydetmek için
    // Save[k]=int(1000*ia);
    while( (inportb(0x61)&0x10) != 0); // 30 us'de bir
    k++;
    if( k>MAX) { printf("\n Aki olusmuyor... \n"); outportb(Inverter,0); goto SON; }
}
while ( fisD < FI_L );

```

```

fi_rd_old = (Lr/Lm)*fisD;
fird = (Lr/Lm)*fisD;
fi_sD_old= fisD;
fi_sQ_old=0;
// goto OK;

for(Tekrar=0; Tekrar<TEKRAR; Tekrar++)
{
    k=0;
    while (k<MAX)
    {
        if( devir > DEVIR) goto OK;           // Konum kontrolu için
        // outportb(paralelport,0xFF);        // süre ölçmek için
        ADC_Read();                          // örnekleri okunuyor.
        isD=ia;
        isQ=(ia+2*ib)/1.7321;
        //K_FI=0.9998;                        // Kompanzasyonsuz filtre katsayisi
        fisD=fisD+(vdc * vsD[Vektor] - isD*Rs )*60.3e-6; // Integrasyon islemi ve LPF
        fisD=fisD*K_FI;
        fisQ=fisQ+(vdc * vsQ[Vektor] - isQ*Rs )*60.3e-6;
        fisQ=fisQ*K_FI;

        //fi_sD=fisD; fi_sQ=fisQ;             // Kompanzasyon yapılmadığında

        fi_sD = 0.5*fisQ+fisD;               // FAZ ve genlik kompanzasyonu
        fi_sQ =-0.5*fisD+fisQ;

        // Hiz algılayıcısı kullanılıyorsa, düşük hızlarda aki tahmini için akım modeli kullanılıyor.
        // fird = fird + ( (Lm*isD - fird)*(1/Tr) - wm*2*firQ )*60e-6;
        // firq = firq + ( (Lm*isQ - firq)*(1/Tr) + wm*2*fird )*60e-6;
        // fi_sD = (Lm/Lr) * fi_rd + Lss*isD;
        // fi_sQ = (Lm/Lr) * fi_rq + Lss*isQ;

        FI = (fi_sD*fi_sD + fi_sQ*fi_sQ);
        FI = sqrt(double(FI));               // Stator akisinin modülü

        Te = 3*(fi_sD*isQ-fi_sQ*isD);        // Moment hesabi

        if ( Te > Te_H ) Te_Artma = 0;        // Moment histerezis kontrolörleri
        if ( Te < Te_L ) Te_Artma = 1;
        if ( FI > FI_H ) FI_Artma = 0;        // AKi histerezis kontrolörleri
        if ( FI < FI_L ) FI_Artma = 1;

        // Stator akisinin bulunduğu bölge'nin atan(x) fonksiyonu kullanmadan bulunması
        A=0; if(fi_sD > 0) A=1; B=0;
        if(fi_sQ > 0) B=1; C=0;
        if( 1.732*fabs(fi_sQ) > fabs(fi_sD) ) C=1;
        if(A==1 & B==1 & C==0 ) Bolge=1; if(A==1 & B==1 & C==1 ) Bolge=2;
        if(A==0 & B==1 & C==1 ) Bolge=3; if(A==0 & B==1 & C==0 ) Bolge=4;
        if(A==0 & B==0 & C==0 ) Bolge=4; if(A==0 & B==0 & C==1 ) Bolge=5;
        if(A==1 & B==0 & C==1 ) Bolge=6; if(A==1 & B==0 & C==0 ) Bolge=1;

        if( Te_Artma == 1 )                  // Gerilim vektörü seçimi, Tablo-1
        {
            if( FI_Artma == 1 ) Vektor=Bolge+1;
            if( FI_Artma == 0 ) Vektor=Bolge+2;
            if(Vektor>6) Vektor=Vektor-6;
        }

        /*                                  // Gerilim vektörü seçimi, Tablo-2
        if( Te_Artma == 0 ) {
            if( FI_Artma == 1 ) Vektor=Bolge-1;
            if( FI_Artma == 0 ) Vektor=Bolge-2;
            if(Vektor<=0 ) Vektor=Vektor+6; } */

```

```

if( Te_Artma == 0 ) Vektor=0; // Gerilim vektörü seçimi, Tablo-1
if(isD > 5 ) { outportb(Inverter,v[0]); Vektor=0; } // Akım kontrolu
outportb(Inverter,v[Vektor]); // Motora gerilim uygulanıyor.
// outportb(paralelport,0); // Süre ölçmek için

if(Vektor != Vektor_Old) // Inverter frekansinin ölçülmesi
{
    Vektor_Degisim_Sayisi++; // Vektor degisirse artiyor.
    Vektor_Old=Vektor;
}

we = fi_sD_old*fi_sQ - fi_sQ_old*fi_sD; // Stator akisinin acisal frekansi
we = we / FI;
we = we / 60.3e-6;
fi_sD_old=fi_sD;
fi_sQ_old=fi_sQ;
WE = WE + we/100- WE/100;

K_FI=0.99999-WE*30e-6; // LPF katsayisinin hesabi
if( K_FI > 1 ) K_FI=0.9995; // K_FI=1-wc*60.3e-6; wc=WE/2;

fi_rd = fisD - Lss*isD; fi_rd=fi_rd*(Lr/Lm); // Stator akisi kullanilarak
fi_rq = fisQ - Lss*isQ; fi_rq=fi_rq*(Lr/Lm); // Rotor akisinin hesabi
FI_r = fi_rd*fi_rd + fi_rq*fi_rq; // Rotor akisinin modülünün karesi

temp = Rr*Te/(3*FI_r); // Kayma frekansinin
wsl = wsl + temp/100 - wsl/100; // filtre cikisi

Frekans_Olcum_Suresi++; // Inverter frekansinin ölçülmesi
if(Frekans_Olcum_Suresi==200) // 200 * 60e-6 sn'de bir.
{ // vektörün kac kere degistigi sayiliyor
    Frekans_Olcum_Suresi=0;
    Frekans=Vektor_Degisim_Sayisi;
    Vektor_Degisim_Sayisi=0;
}
// 60us * 100 = 2.4 ms

Counter_Read(); // Kodlayicidan aci okunuyor.
// outportb(paralelport,0);
teta_count++;
if(teta_count==10) // 60us * 10 = 600 us ms
{
    teta_count=0;
    teta_diff=teta-teta_old;
    if(teta_diff < -10) devir++;
    if(teta_diff < -5000) teta_diff=teta_diff+16383;
    teta_old=teta;
    temp=teta_diff;
    temp=temp*6.072;
    n = n + temp/2 - n/2; // filtre

    wmr=0.1047*n;

    wmr = fi_rd_old*fi_rq - fi_rq_old*fi_rd;
    if(FI_r>0) wmr = wmr / FI_r;
    wmr = wmr / 600e-6;
    w_est = 0.5*(wmr - wsl);
    if(w_est<0) w_est=1;
    temp = w_est/0.1047;
    n_est = n_est + temp/20-n_est/20;
    fi_rd_old = fi_rd;
    fi_rq_old = fi_rq;
}

```

```

        if(PID==1)
        {
//          e_n = n_ref-n_est;
          e_n = n_ref-n;
          P = KP*e_n;
          if( P > Te_MAX)
              { Te_ref=Te_MAX; goto PID_OK; }
          if( e_n < n_ref/2 )
              { I = I + KI*e_n; if( I > Te_MAX) I=Te_MAX; }
          Te_ref = P+I;
PID_OK:
          Te_H=Te_ref+D_TE;
          Te_L=Te_ref-D_TE;
        }
        k++;

/*      if(n<100) {          // Düşük hızlarda moment referansi kare dalga ile toplanıyor
Count1ms++;
        if(Count1ms>10) {
            Count1ms=0;
            if(kare > 0) { kare=-0.1; goto Calc_Te; }
            if(kare < 0) { kare=+0.1; goto Calc_Te; }
Calc_Te:
            Te_H=Te_ref+kare;
            Te_L=Te_ref-kare; }
        */

//      Secilen degiskenlerden biri RAM'a kaydediliyor...
//      Save[k]=int(1000*fird);
//      Save[k]=int(1000*firg);
//      Save[k]=int(1000*fi_rd);
//      Save[k]=int(1000*fi_rq);
//      Save[k]=int(1000*fi_sD);
//      Save[k]=int(1000*fi_sQ);
//      Save[k]=int(1000*Te);
//      Save[k]=int(1000*Te_ref);
//      Save[k]=int(1000*FI);
//      Save[k]=Bolge;
//      Save[k]=int(10*WE);
//      Save[k]=int(10*we);
//      Save[k]=int(10*wsl);
//      Save[k]=int(10*wmr);
//      Save[k]=int(10*w_est);
//      Save[k]=int(10*wm);
//      Save[k]=int(10*n_est);
//      Save[k]=int(1000*isD);
//      Save[k]=D1;
//      Save[k]=int(1000*isQ);
//      Save[k]=int(10*vdc);
//      Save[k]=int(n);
//      Save[k]=int(1000*P);
//      Save[k]=int(1000*I);
//      Save[k]=int(1000*K_FI);
//      Save[k]=Vektor;
//      Save[k]=Vektor_Degisim_Sayisi;
//      Save[k]=Frekans;
    }

    }

OK:
    outportb(Inverter,0);

```

```
// Bilgiler diske kaydediliyor....
printf("\nMotor %d devir döndü.",devir);
stream = fopen("motor.dat", "w");
for(i=1; i<k; i++)
{
    fprintf(stream, "%d\n", Save[i]);
}

printf("\nIslem tamam. ");
getch();
```

SON:

```
}
```

```
void ADC_Read(void)
```

```
{
    outportb(0x180,0x7F);
    outportb(0x180,0xFF);
    for(i=0; i<200; i++);
    outportb(0x180,0xBF);
    D1 = inport(0x186) & 0xFFF;
    outportb(0x180,0xFF);
    outportb(0x180,0xBF);
    D2 = inport(0x186) & 0xFFF;
    outportb(0x180,0xFF);
    outportb(0x180,0xBF);
    D3 = inport(0x186) & 0xFFF;
    outportb(0x180,0xFF);
    ia = (D1-ia_dc)/100.2; // (VADC-VDC)*(5/4048)*(15/0.625)
    ib = (D2-ib_dc)/100.2;
    vdc=D3/10;
}
```

```
void Counter_Read(void)
```

```
{
    outportb(0x185,0xFC);
    for(i=0; i<200; i++);
    teta_H=inportb(0x184);
    outportb(0x185,0xFE);
    for(i=0; i<200; i++);
    teta_L=inportb(0x184);
    outportb(0x185,0xFF);
    teta=teta_H*256+teta_L;
    while( (inportb(0x61)&0x10) == 0);
    while( (inportb(0x61)&0x10) != 0);
}
```

EK-3 Uygulama Devresinde Kullanılan Elemanların Katalog Bilgileri**LV-25 P****LTS-15 NP****AD7864****HCTL-2016****64 KANAL ENDÜSTRİYEL I/O KONTROL KARTI****HCPL-4504****6RI 30G-120****7MBP25RA120**

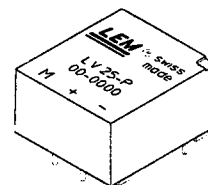
Voltage Transducer LV 25-P

For the electronic measurement of voltages : DC, AC, pulsed..., with a galvanic isolation between the primary circuit (high voltage) and the secondary circuit (electronic circuit).



$$I_{PN} = 10 \text{ mA}$$

$$V_{PN} = 10 \dots 500 \text{ V}$$



Electrical data

I_{PN}	Primary nominal r.m.s. current	10	mA
I_P	Primary current, measuring range	0 .. ± 14	mA
R_M	Measuring resistance	$R_{M \min}$ $R_{M \max}$	
	with $\pm 12 \text{ V}$	@ $\pm 10 \text{ mA}_{\max}$	30 190 Ω
		@ $\pm 14 \text{ mA}_{\max}$	30 100 Ω
	with $\pm 15 \text{ V}$	@ $\pm 10 \text{ mA}_{\max}$	100 350 Ω
		@ $\pm 14 \text{ mA}_{\max}$	100 190 Ω
I_{SN}	Secondary nominal r.m.s. current	25	mA
K_N	Conversion ratio	2500 : 1000	
V_C	Supply voltage ($\pm 5 \%$)	$\pm 12 \dots 15$	V
I_C	Current consumption	10 (@ $\pm 15 \text{ V}$) + I_S	mA
V_d	R.m.s. voltage for AC isolation test ¹⁾ , 50 Hz, 1 mn	2.5	kV

Accuracy - Dynamic performance data

X_G	Overall Accuracy @ I_{PN} , $T_A = 25^\circ\text{C}$	@ $\pm 12 \dots 15 \text{ V}$	± 0.9	%
		@ $\pm 15 \text{ V} (\pm 5 \%)$	± 0.8	%
ε_L	Linearity		< 0.2	%
I_O	Offset current @ $I_P = 0$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	Typ	Max	
I_{OT}	Thermal drift of I_O	0°C .. +25°C	± 0.06	± 0.25 mA
		+25°C .. +70°C	± 0.10	± 0.35 mA
t_r	Response time ²⁾ @ 90 % of $V_{P \max}$	40		μs

General data

T_A	Ambient operating temperature	0 .. +70	$^\circ\text{C}$
T_S	Ambient storage temperature	-25 .. +85	$^\circ\text{C}$
R_P	Primary coil resistance @ $T_A = 70^\circ\text{C}$	250	Ω
R_S	Secondary coil resistance @ $T_A = 70^\circ\text{C}$	110	Ω
m	Mass	22	g
	Standards ³⁾	EN 50178	

Notes : ¹⁾ Between primary and secondary

²⁾ $R_1 = 25 \text{ k}\Omega$ (L/R constant, produced by the resistance and inductance of the primary circuit)

³⁾ A list of corresponding tests is available

Features

- Closed loop (compensated) voltage transducer using the Hall effect
- Insulated plastic case recognized according to UL 94-V0.

Principle of use

- For voltage measurements, a current proportional to the measured voltage must be passed through an external resistor R_1 which is selected by the user and installed in series with the primary circuit of the transducer.

Advantages

- Excellent accuracy
- Very good linearity
- Low thermal drift
- Low response time
- High bandwidth
- High immunity to external interference
- Low disturbance in common mode.

Applications

- AC variable speed drives and servo motor drives
- Static converters for DC motor drives
- Battery supplied applications
- Uninterruptible Power Supplies (UPS)
- Power supplies for welding applications.

981125/14

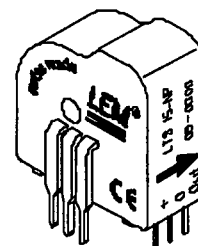
Current Transducer LTS 15-NP/SP5

$$I_{PN} = 5 - 7.5 - 15 \text{ A}$$

For the electronic measurement of currents : DC, AC, pulsed, mixed, with a galvanic isolation between the primary circuit (high power) and the secondary circuit (electronic circuit).



Preliminary



Electrical data

I_{PN}	Primary nominal r.m.s. current	15	At
I_P	Primary current, measuring range	$0 \dots \pm 45$	At
V_{OUT}	Analog output voltage @ $I_P = 0$	$2.5 \pm (0.625 \cdot I_P / I_{PN})$ V	
		$2.5^{1)}$	V
N_S	Number of secondary turns ($\pm 0.1 \%$)	2000	
R_L	Load resistance	≥ 2	k Ω
R_{IM}	Internal measuring resistance ($\pm 0.5 \%$)	83.33	Ω
TCR_{IM}	Thermal drift of R_{IM}	< 50	ppm/K
V_C	Supply voltage ($\pm 5 \%$)	5	V
I_C	Current consumption @ $V_C = 5$ V	Typ $20 + I_S^{2+} (V_{OUT} / R_L)$	mA
V_d	R.m.s. voltage for AC isolation test, 50/60 Hz, 1 mn	3	kV
V_b	R.m.s. rated voltage	$525^{3)}$	V

Accuracy - Dynamic performance data

X	Accuracy @ I_{PN} , $T_A = 25^\circ\text{C}$	± 0.2	%		
	Accuracy with R_{IM} @ I_{PN} , $T_A = 25^\circ\text{C}$	$\pm 0.7^{4)}$	%		
ϵ_L	Linearity	< 0.1	%		
		Typ	Max		
TCV _{OUT}	Thermal drift of V_{OUT} @ $I_P = 0$	- $10^\circ\text{C} \dots + 85^\circ\text{C}$	75	150	ppm/K
		- $40^\circ\text{C} \dots - 10^\circ\text{C}$	200	300	ppm/K
TCE _G	Thermal drift of the gain	- $40^\circ\text{C} \dots + 85^\circ\text{C}$		50 ⁵⁾	ppm/K
V _{OM}	Residual voltage @ $I_P = 0$, after an overload of $3 \times I_{PN}$			± 0.5	mV
		$5 \times I_{PN}$		± 2.0	mV
		$10 \times I_{PN}$		± 2.0	mV
t _{ra}	Reaction time @ 10 % of I_{PN}	< 50			ns
t _r	Response time @ 90 % of I_{PN}	< 200			ns
di/dt	di/dt accurately followed	> 100			A/ μs
f	Frequency bandwidth (0 .. - 0.5 dB) (- 0.5 .. 1 dB)	DC .. 100			kHz
		DC .. 200			kHz

General data

T_A	Ambient operating temperature	-40 .. +85	$^\circ\text{C}$
T_S	Ambient storage temperature	-45 .. +100	$^\circ\text{C}$
m	Mass	10	g
	Standards	EN 50178	

Notes : ¹⁾ Absolute value @ $T_A = 25^\circ\text{C}$, $2.475 < V_{OUT} < 2.525$

²⁾ Please see the operation principle on the other side

³⁾ 0.2 % + 0.5 % due to R_{IM} accuracy

⁴⁾ Pollution class 2, Overvoltage category III

⁵⁾ Only due to TCR_{IM}

Features

- Closed loop (compensated) multi-range current transducer using the Hall effect
- Unipolar voltage supply
- Compact design for PCB mounting
- Insulated plastic case recognized according to UL 94-V0
- Incorporated measuring resistance
- Extended measuring range.

Special feature

- $T_A = -40^\circ\text{C} \dots + 85^\circ\text{C}$.

Advantages

- Excellent accuracy
- Very good linearity
- Very low temperature drift
- Optimized response time
- Wide frequency bandwidth
- No insertion losses
- High immunity to external interference
- Current overload capability.

Applications

- AC variable speed drives and servo motor drives
- Static converters for DC motor drives
- Battery supplied applications
- Uninterruptible Power Supplies (UPS)
- Switched Mode Power Supplies (SMPS)
- Power supplies for welding applications.

Copyright protected.

991209/0



4-Channel, Simultaneous Sampling, High Speed, 12-Bit ADC

AD7864

FEATURES

- High Speed (1.65 μ s) 12-Bit ADC
- Four Simultaneously Sampled Inputs
- Four Track/Hold Amplifiers
- 0.35 μ s Track/Hold Acquisition Time
- 1.65 μ s Conversion Time per Channel
- HW/SW Select of Channel Sequence for Conversion
- Single Supply Operation
- Selection of Input Ranges:
 - ± 10 V, ± 5 V for AD7864-1
 - ± 2.5 V for AD7864-3
 - 0 V to 2.5 V, 0 V to 5 V for AD7864-2
- High Speed Parallel Interface Which Also Allows Interfacing to 3 V Processors
- Low Power, 90 mW Typ
- Power Saving Mode, 20 μ W Typ
- Overshoot Protection on Analog Inputs

APPLICATIONS

- AC Motor Control
- Uninterrupted Power Supplies
- Data Acquisition Systems
- Communications

GENERAL DESCRIPTION

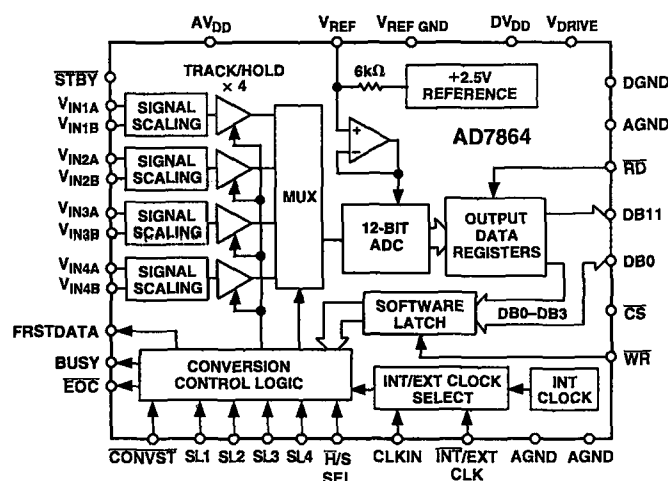
The AD7864 is a high speed, low power, 4-channel simultaneous sampling 12-bit A/D converter that operates from a single +5 V supply. The part contains a 1.65 μ s successive approximation ADC, four track/hold amplifiers, 2.5 V reference, on-chip clock oscillator, signal conditioning circuitry and a high speed parallel interface. The input signals on four channels are sampled simultaneously, thus preserving the relative phase information of the signals on the four analog inputs. The part accepts analog input ranges of ± 10 V, ± 5 V (AD7864-1), 0 V to 2.5 V, 0 V to 5 V for AD7864-2 and ± 2.5 V (AD7864-3).

The part allows any subset of the four channels to be converted in order to maximize the throughput rate on the selected sequence. The channels to be converted can be selected via either hardware (channel select input pins) or software (programming the channel select register).

A single conversion start signal ($\overline{\text{CONVST}}$) simultaneously places all the track/holds into hold and initiates conversion sequence for the selected channels. The $\overline{\text{EOC}}$ signal indicates the end of each individual conversion in the selected conversion sequence. The BUSY signal indicates the end of the conversion sequence.

Data is read from the part by means of a 12-bit parallel data bus using the standard $\overline{\text{CS}}$ and $\overline{\text{RD}}$ signals. Maximum throughput for a single channel is 500 kSPS. For all four channels the

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



maximum throughput is 130 kSPS for the read during conversion sequence operation. The throughput rate for the read after conversion sequence operation will depend on the read cycle time of the processor. See Timing and Control section.

The AD7864 is available in a small (0.3 sq. inch area) 44-lead MQFP.

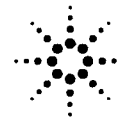
PRODUCT HIGHLIGHTS

1. The AD7864 features four Track/Hold amplifiers and a fast (1.65 μ s) ADC allowing simultaneous sampling and then conversion of any subset of the four channels.
2. The AD7864 operates from a single +5 V supply and consumes only 90 mW typ making it ideal for low power and portable applications. Also see Standby Mode Operation.
3. The part offers a high speed parallel interface for easy connection to microprocessors, microcontrollers and digital signal processors.
4. The part is offered in three versions with different analog input ranges. The AD7864-1 offers the standard industrial input ranges of ± 10 V and ± 5 V; the AD7864-3 offers the common signal processing input range of ± 2.5 V; the AD7864-2 can be used in unipolar 0 V to 2.5 V, 0 V to 5 V applications.
5. The part features very tight aperture delay matching between the four input sample-and-hold amplifiers.

REV. A

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices.

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 781/329-4700 World Wide Web Site: <http://www.analog.com>
Fax: 781/326-8703 © Analog Devices, Inc., 1999



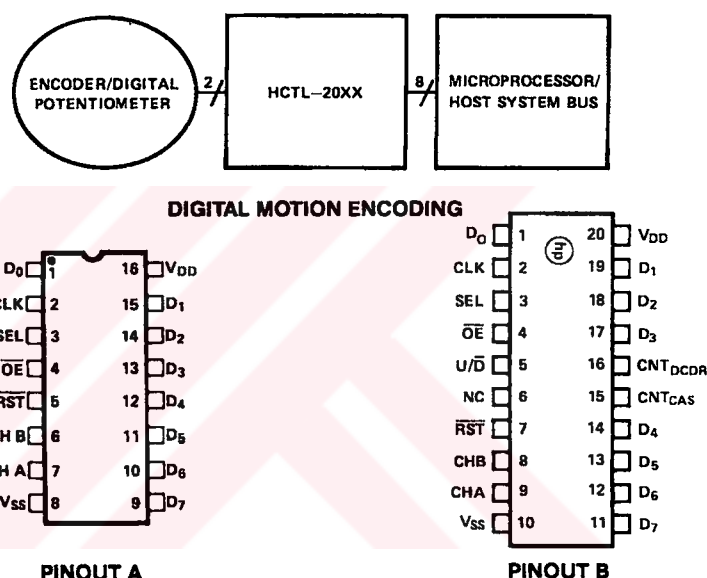
Quadrature Decoder/Counter Interface ICs

Technical Data

HCTL-2000
HCTL-2016
HCTL-2020

Features

- Interfaces Encoder to Microprocessor
- 14 MHz Clock Operation
- Full 4X Decode
- High Noise Immunity: Schmitt Trigger Inputs Digital Noise Filter
- 12 or 16-Bit Binary Up/Down Counter
- Latched Outputs
- 8-Bit Tristate Interface
- 8, 12, or 16-Bit Operating Modes
- Quadrature Decoder Output Signals, Up/Down and Count
- Cascade Output Signals, Up/Down and Count
- Substantially Reduced System Software



Applications

- Interface Quadrature Incremental Encoders to Microprocessors
- Interface Digital Potentiometers to Digital Data Input Buses

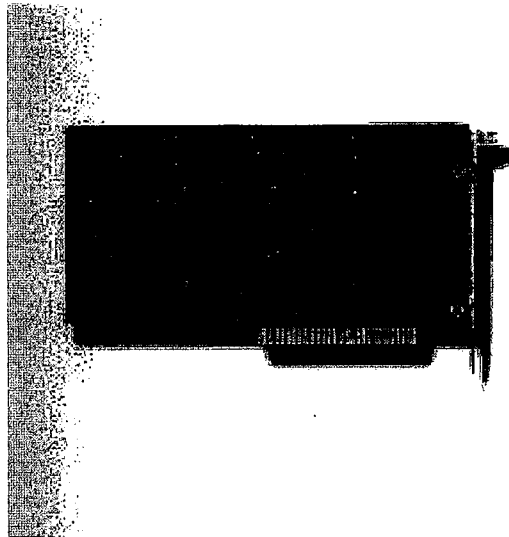
Description

The HCTL-2000, 2016, 2020 are CMOS ICs that perform the quadrature decoder, counter, and bus interface function. The HCTL-20XX family is designed to improve system performance

Devices

Part Number	Description	Package Drawing
HCTL-2000	12-bit counter. 14 MHz clock operation.	A
HCTL-2016	All features of the HCTL-2000. 16-bit counter.	A
HCTL-2020	All features of the HCTL-2016. Quadrature decoder output signals. Cascade output signals.	B

ESD WARNING: Standard CMOS handling precautions should be observed with the HCTL-20XX family ICs.



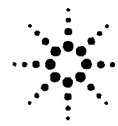
64 CHANNEL INDUSTRIAL CONTROL BOARD

Features:

Provides eight I/O ports.
Each I/O port contains.
Port address selectable.
Standard assignment to connect to expansion board.
Suitable for Windows 95/98/NT.

Package:

8 channel industrial control board.
User's manual.
Software.



High CMR, High Speed Optocouplers

Technical Data

HCPL-4504
HCPL-J454
HCPL-0454
HCNW4504

Features

- **Short Propagation Delays for TTL and IPM Applications**
- **15 kV/ μ s Minimum Common Mode Transient Immunity at $V_{CM} = 1500$ V for TTL/Load Drive**
- **High CTR at $T_A = 25^\circ\text{C}$**
 - >25% for HCPL-4504/0454
 - >23% for HCNW4504
 - >19% for HCPL-J454
- **Electrical Specifications for Common IPM Applications**
- **TTL Compatible**
- **Guaranteed Performance from 0°C to 70°C**
- **Open Collector Output**
- **Safety Approval UL Recognized**

- 2500 V rms / 1min. for HCPL-4504/0454
- 3750 V rms / 1min. for HCPL-J454
- 5000 V rms / 1min. for HCPL-4504 Option020 and HCNW4504

CSA Approved
BSI Certified (HCNW4504)
VDE0884 Approved

- $V_{IORM} = 560$ Vpeak for HCPL-0454 Option060
- $V_{IORM} = 630$ Vpeak for HCPL-4504 Option060

- $V_{IORM} = 891$ Vpeak for HCPL-J454
- $V_{IORM} = 1414$ Vpeak for HCNW4504

Applications

- **Inverter Circuits and Intelligent Power Module (IPM) interfacing** - High Common Mode Transient Immunity (> 10 kV/ μ s for an IPM load/drive) and ($t_{PLH} - t_{PHL}$) Specified (See Power Inverter Dead Time section)
- **Line Receivers** - Short Propagation Delays and Low Input-Output Capacitance
- **High Speed Logic Ground Isolation** - TTL/TTL, TTL/CMOS, TTL/LSTTL

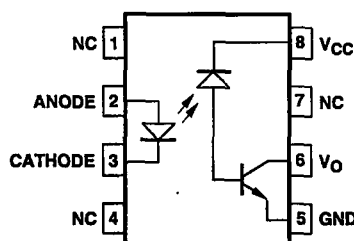
- **Replaces Pulse Transformers** - Save Board Space and Weight
- **Analog Signal Ground Isolation** - Integrated Photodetector Provides Improved Linearity over Phototransistors

Description

The HCPL-4504 and HCPL-0454 contain a GaAsP LED while the HCPL-J454 and HCNW4504 contain an AlGaAs LED. The LED is optically coupled to an integrated high gain photo detector.

The HCPL-4504 series has short propagation delays and high CTR. The HCPL-4504 series also has a guaranteed propagation delay difference ($t_{PLH} - t_{PHL}$). These

Functional Diagram



TRUTH TABLE	
LED	V_O
ON	LOW
OFF	HIGH

A 0.1 μ F bypass capacitor between pins 5 and 8 is recommended.

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.

POWER DIODE MODULE

Features

- All the terminals and the mounting plate are electrically isolated. These modules can be installed in the same cooling fin as other modules, thus saving installation space – a cost-effective feature.
- The diode chips are coated with a glass of zinc oxide, making them highly resistant to temperature and humidity variation.
- 6 diode chips are connected to the 3-phase bridge rectifying circuit inside the module-a cost-effective feature.

Applications

- Inverters for AC motors
- Power supply units for DC motors
- DC power supply units for battery chargers
- General purpose DC power supply units

Maximum Ratings and Characteristics

Absolute Maximum Ratings

Items	Symbols	Conditions	6R130G		Units
			- 120	- 160	
Repetitive peak reverse voltage	V_{RRM}		1200	1600	V
Non-repetitive peak reverse voltage	V_{RSM}		1320	1760	V
Average output current	I_O	50/60 Hz Sinewave. $T_C = 88^\circ\text{C}$	30		A
Surge current	I_{FSM}	Rated load conditions	320		A
$I^2 t$	$I^2 t$	Rated load conditions	400		A ² s
Junction temperature	T_j		-40 ~ +150		°C
Storage temperature	T_{stg}		-40 ~ +125		°C
Tightening torque		Mounting screw: M5	25±5		kg·cm
Vibration resistance			5		G
Dielectric strength		Between terminals and base	2500 VAC 1 min		
Net. Weight			100		g

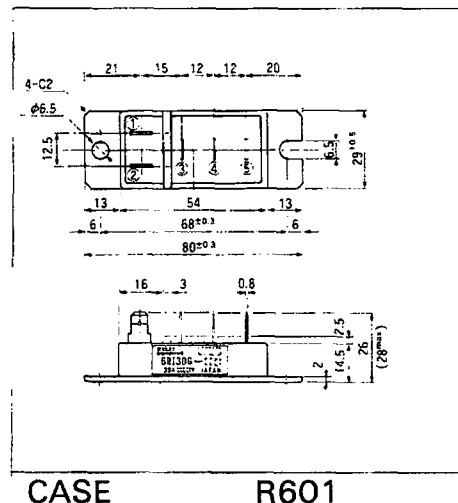
Electrical Characteristics

Items	Symbols	Conditions	Min	Typ	Max	Units
Forward voltage	V_{FM}	$T_j = 25^\circ\text{C}$, $I_{FM} = 30\text{ A}$			1.30	V
Reverse current	I_{RRM}	$T_j = 150^\circ\text{C}$, $V_R = V_{RRM}$			30	mA

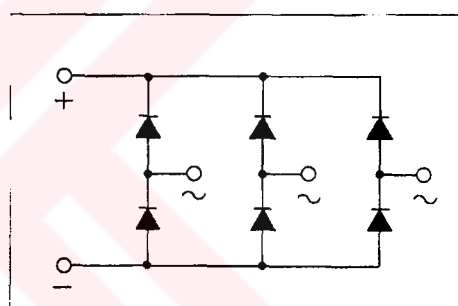
Thermal Characteristics

Items	Symbols	Conditions	Min	Typ	Max	Units
Thermal resistance (Junction to case)	$R_{th(j-c)}$	50/60 Hz Sinewave, Thermal resistance for total loss			0.80	°C/W
Thermal resistance	$R_{th(c-f)}$	With thermal compound			0.10	°C/W

Outline Drawings



Inner Circuit Schematic



'MBP25RA120

GBT-IPM R series

1200V / 25A 7 in one-package

Features

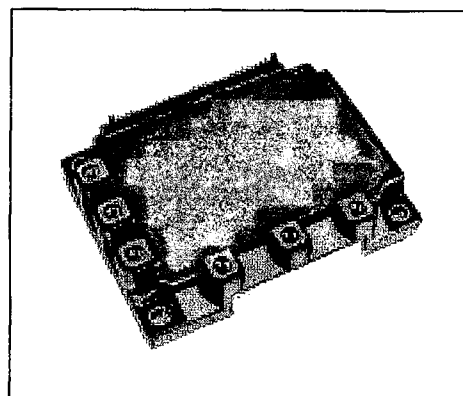
Temperature protection provided by directly detecting the junction temperature of the IGBTs

Low power loss and soft switching

Compatible with existing IPM-N series packages

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



Maximum ratings and characteristics

Absolute maximum ratings(at $T_c=25^{\circ}\text{C}$ unless otherwise specified)

m			Symbol	Rating		Unit
				Min.	Max.	
bus voltage			V _{DC}	0	900	V
bus voltage (surge)			V _{DC(surge)}	0	1000	V
bus voltage (short operating)			V _{SC}	200	800	V
Collector-Emitter voltage			V _{CES}	0	1200	V
Reverse voltage			V _R	-	1200	V
V	Collector current	DC	I _C	-	25	A
		1ms	I _{CP}	-	50	A
		DC	-I _C	-	25	A
Collector power dissipation		One transistor	P _C	-	198	W
3	Collector current	DC	I _C	-	15	A
		1ms	I _{CP}	-	30	A
	Forward current of Diode		I _F	-	15	A
	Collector power dissipation		One transistor	P _C	-	120
Junction temperature			T _J	-	150	°C
Output voltage of power supply for Pre-Driver			V _{CC} *1	0	20	V
Output signal voltage			V _{in} *2	0	V _Z	V
Output signal current			I _{in}	-	1	mA
Arm signal voltage			V _{ALM} *3	0	V _{CC}	V
Arm signal current			I _{ALM} *4	-	15	mA
Storage temperature			T _{stg}	-40	125	°C
Operating case temperature			T _{op}	-20	100	°C
Withstanding voltage (Case-Terminal)			V _{iso} *5	-	AC2.5	kV
Screw torque		Mounting (M5)		-	3.5 *6	N·m
		Terminal (M5)		-	3.5 *6	N·m

Apply V_{CC} between terminal No. 3 and 1, 6 and 4, 9 and 7, 11 and 10.

Apply V_{in} between terminal No. 2 and 1, 5 and 4, 8 and 7, 12,13,14,15 and 10.

Apply V_{ALM} between terminal No. 16 and 10.

Apply I_{ALM} to terminal No. 16.

50Hz/60Hz sine wave 1 minute.

Recommendable Value : 2.5 to 3.0 N·m

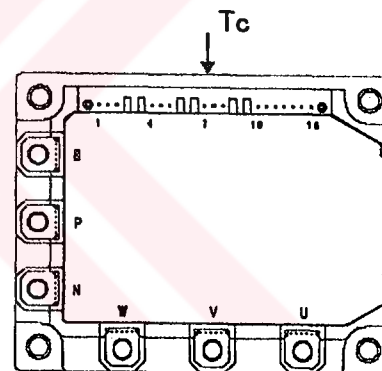


Fig.1 Measurement of case temperature

Electrical characteristics of power circuit (at $T_c=T_J=25^{\circ}\text{C}$, $V_{CC}=15\text{V}$)

m	Symbol	Condition	Min.	Typ.	Max.	Unit		
V	Collector current at off signal input	I_{CES}	$V_{CE}=1200\text{V}$ input terminal open	-	-	1.0	mA	
	Collector-Emitter saturation voltage	$V_{CE(sat)}$	$I_C=25\text{A}$	-	-	2.6	V	
	Forward voltage of FWD	V_F	$-I_C=25\text{A}$	-	-	3.0	V	
3	Collector current at off signal input	I_{CES}	$V_{CE}=1200\text{V}$ input terminal open	-	-	1.0	mA	
	Collector-Emitter saturation voltage	$V_{CE(sat)}$	$I_C=15\text{A}$	-	-	2.6	V	
	Forward voltage of Diode	V_F	$-I_C=15\text{A}$	-	-	3.0	V	

ÖZGEÇMİŞ

Doğum tarihi : 08.09.1972

Doğum yeri : İstanbul

Lise : 1981-1985 Yıldız Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Bölümü

Lisans : 1985-1989 Yıldız Teknik Üniversitesi, Elektrik Mühendisliği Bölümü

Yüksek Lisans : 1989-1991 Yıldız Teknik Üniversitesi, Elektrik Mühendisliği Bölümü

Doktora : 1997-2002 Yıldız Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı

Çalıştığı Kurum

1995-..... Araştırma Görevlisi, Yıldız Teknik Üniversitesi, Elektrik Mühendisliği Bölümü

YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ BÖLÜMÜ