YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ASENKRON MOTORLARIN HIZ ALGILAYICISIZ KONTROLÜNDE YENİ BİR ALGORİTMANIN GELİŞTİRİLMESİ VE UYGULAMASI

Elektrik Yük. Müh. Mustafa Gürkan AYDENİZ

FBE Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalında Hazırlanan

DOKTORA TEZİ

Tez Savunma Tarihi : 04 Ağustos 2005
Tez Danışmanı **:** Doç. Dr. İbrahim ŞENOL (Y.T.Ü.)
Juri Üyeleri **:** Prof. Remzi GÜLGÜN (Y.T.Ü.)
Prof. Dr. Halit PASTACI (Y.T.Ü.)
Prof. Dr. Faik MERGEN (İ.T.Ü.)
Prof. Dr. İrfan GÜNEY (M.Ü.)

İSTANBUL, 2005

İÇİNDEKİLER

Sayfa

SİMGE LİSTESİ iv

KISALTMA LİSTESİ vi

ŞEKİL LİSTESİ vii

ÇİZELGE LİSTESİ x

ÖNSÖZ xi

ÖZET xii

ABSTRACT xiii

1. GİRİŞ 14

1.1 Amaç ve Kullanılacak Yöntem 14
1.2 Daha Önce Yapılan Çalışmalar 15

2. ASENKRON MOTOR VE KONTROL YÖNTEMLERİ 20

2.1 Giriş 20
2.2 Asenkron Motorun Çalışma Prensibi 20
2.3 Endüstride Asenkron Motor 21
2.3.1 Elektrikli Otomobil Tahrikinde Asenkron Motor 21
2.3.2 Süreç Kontrolunda Asenkron Motor 22
2.3.3 CNC Tezgahların Tahrikinde Asenkron Motor 22
2.3.4 Tezgahların Kontrollü Sürülmesinde Asenkron Motor 22
2.4 Asenkron Motor Kontrolündeki Sorunlar 23
2.5 Asenkron Motorun Matematiksel Modeli 24
2.6 Gerilim Beslemeli PWM İnverter Sistemi 30
2.7 Asenkron Motor Kontrol Yöntemleri 39
2.7.1 Skaler Kontrol Yöntemleri 39
2.7.2 Vektörel Kontrol Yöntemleri 39
2.7.2.1 Doğrudan Alan Yönlendirmeli Vektör Kontrolu 40
2.7.2.2 Dolaylı Alan Yönlendirmeli Vektör Kontrolu 42

3. KAYAN KİPLİ KONTROL 44

3.1 Değişken Yapılı Sistemler ve Kayan Kipli Kontrol 44
3.1.1 DYKS ve KKK Temel Tanımlamaları 44
3.1.2 Kayma Yüzeyi 45
3.1.3 Kayan Kipli Kontrolör 46
3.1.3.1 Lyapunov Kararlılık Teoremi 47
3.1.3.2 Kontrolör Tasarımı 47
3.1.4 Eşdeğer Kontrolun Kestirimi 49
3.2 Kayan Kipli Gözlemleyici 50

3.3 Gözlemleyici Tasarımı 53

4. LUENBERGER GÖZLEMLEYİCİSİ 55

4.1 Giriş 55
4.2 Gözlemleyicinin Elde Edilişi 56
4.3 Rotor Hızı Kestiricisinin Elde Edilişi 58
4.4 Gözlemleyicinin Lyapunov Kararlılık Analizi 59
4.5 PI ve Kazanç Matrisi Katsayılarının Elde Edilişi 62
4.6 Gözlemleyicinin Mikroişlemci Uygulamalarında Kullanımı İçin Ayrık Zamanda Analizi 63

5. ASENKRON MOTORUN ALGILAYICISIZ KONTROLU 66

5.1 Giriş 66
5.2 Bu Çalışmada Kullanılan Gözlemleyicinin Elde Edilişi 66
5.3 Rotor Hızının Kestirimi 68
5.4 Asenkron Motorun Algılayıcısız Vektör Kontrolunun Gerçekleştirilmesi 69
5.5 Gerçekleştirilen Kontrolün Simülasyon Sonuçları 72

6. ALGILAYICISIZ VEKTÖR KONTROLLÜ ASENKRON MOTOR SÜRÜCÜSÜNÜN GERÇEKLEŞTİRİLMESİ 88

6.1 Giriş 88
6.2 Uygulama Devresi 88
6.3 Uygulamanın Gerçekleştirilmesi ve Alınan Sonuçlar 90

7. SONUÇ 114

KAYNAKLAR 117

EKLER 121

EK-1 Asenkron Motora Ait Etiket Değerleri 121

EK-2 MATLAB'de Simülasyonlarda Kullanılan M-File 122

EK-3 Gerçekleştirilen Kontrol Yazılımı 126

ÖZGEÇMİŞ 138

SİMGE LİSTESİ

A_d, B_d	Ayrıklaştırılmış sistem matrisleri
B	Sürtünme katsayısı
$i_{sA}(t)$	Stator A fazı akımı
$i_{sB}(t)$	Stator B fazı akımı
$i_{sC}(t)$	Stator C faz akımı
N_s	Stator sarım sayısı
e	Hata vektörü
f	Frekans, manyetomotor kuvvet, kontrol vektörü
f_r	Rotor akımlarının rotorda oluşturduğu mmf
G	Sistemin karalı olabilmesi için seçilen gözlemleyici kazanç matrisi
G_d	Ayrıklaştırılmış gözlemleyici kazanç matrisi
i_s	Stator akımı sütun vektörü
i_m	Mıknatıslama akımı
J	Atalet momenti katsayısı
k	Oransal sabit bir katsayı
K_p	Oransal kazanç sabiti
K_i	İntegral kazanç sabiti
L_m	Mıknatıslama endüktansı
L_r	Rotor endüktansı
L_s	Stator sargısı endüktansı
L_s'	Stator geçici endüktansı
n_s	Stator devir sayısı
n_r	Rotor devir sayısı
$\overline{O}_{000}, \overline{O}_{111}$	Sıfır gerilim vektörleri
p	Diferansiyel eleman
P	Çift kutup sayısı
rd ve rq	Sabit eksen takımına dönüştürülen rotorun d ve eksenleri
rα ve rβ	Rotor α ve β eksenleri
R_s	Stator direnci
R_r	Rotor direnci
s	Kayma, laplace operatörü
sD ve sQ	Statorun D ve Q eksenleri
sA, sB ve sC	Stator faz sargıları
s(x)	Anahtarlama fonksiyonu
sign(S)	S elemanına uygulanan signum işaret fonksiyonu
t_e ve t_L	Motor elektromanyetik momenti ve yük momenti
T	Örnekleme zamanı
T_r	Rotor zaman sabiti
T_1	$\overline{U}_x$ gerilim vektörünün motora uygulanması için gerekli olan inverter anahtarlama süresi

T_2	$\overline{U}_{x\pm60}$ gerilim vektörünün motora uygulanması için gerekli olan inverter anahtarlama süresi.
u_{eqi}	Eşdeğer kontrol
$\overline{U}_0 - \overline{U}_{300}$	Aktif gerilim vektörleri
$\overline{U}_{out}$	Referans gerilim vektörü
V_{dc}	DC bara gerilimi
α_s	Stator akımı uzay vektörü ile sD ekseni arasındaki açı
α_r	Rotor akımı uzay vektörü ile rd ekseni arasındaki açı
ω	Açısal frekans
ω_r ve ω_m	Rotor elektriksel ve motor açısal hızları
θ	A fazının manyetik ekseni referans alındığında stator çevresinin açısı
ψ	Akı
Ψ'_r	Rotor akısı sütun vektörü
$\phi(t)$	Olması istenen durum değerlerinin fonksiyonu
$\varphi(x)$	Durum değişkenlerinin fonksiyonu
^	Gözlemleyici tarafından kestirilen değerler
μ	Rotor zaman sabiti hatası
$\hat{w}_r$	Motor hız kestirimi
σ	Kaçak faktörü

KISALTMA LİSTESİ

CNC	Bilgisayarlı Nümerik Kontrol (Computer Numerical Control)
EMF	Elektromotorkuvvet (Electromotorforce)
DC	Doğru Akım (Direct Current)
DSP	Sayısal İşaret İşleyici (Digital Signal Processor)
DYK	Değişken Yapılı Kontrol
DYKS	Değişken Yapılı Kontrol Sistemleri
GND	Toprak (Ground)
IGBT	İzole Kapılı Bipolar Transistör (Isolated Gate Bipolar Transistor)
IPM	Akıllı Güç Modülü (Intelligent Power Module)
KKK	Kayan Kipli Kontrol
PC	Bilgisayar
PI	Orantı İntegral (Proportional Integral)
PWM	Darbe Genişlik Modülasyonu (Pulse Width Modulation)
SVM	Uzay Vektör Modülasyonu (Space Vector Modulation)
SVPWM	Uzay Vektörü Darbe Genişlik Modülasyonu (Space Vector Pulse Width Modulation)
VSI	Gerilim Beslemeli İnverter (Voltage Supply Inverter)

ŞEKİL LİSTESİ

Şekil 2.1 Üç fazlı simetrik asenkron motorun temel yapısının yatay kesiti. 25
Şekil 2.2 Sabit ve dönen eksen takımlarında, stator ve rotor akımlarının uzay vektörleri. 27
Şekil 2.3 Asenkron motorun sabit eksen takımındaki iki faz modeli. 29
Şekil 2.4 Üç fazlı gerilim beslemeli inverter. 31
Şekil 2.5 VSI inverterde anahtar konumlarına karşılık gelen gerilim vektörleri. 32
Şekil 2.6 VSI inverterde gerilim vektörlerinin sabit eksen takımındaki konumları ve oluşan sektörler. 34
Şekil 2.7 SVM ile üretilen çıkış gerilim vektörü 35
Şekil 2.8 SVM için her bir sektördeki anahtarlama sinyalleri. 38
Şekil 2.9 Akı algılayıcıları kullanan doğrudan alan yönlendirmeli kontrol 41
Şekil 2.10 Gözlemleyici kullanan doğrudan alan yönlendirmeli kontrol 42
Şekil 2.11 Dolaylı alan yönlendirmeli vektör kontrol 43
Şekil 3.1 Kayma doğrusu 46
Şekil 4.1 Adaptif hız gözlemleyicisi 59
Şekil 5.1 Kullanılan gözlemleyici modelinin blok şeması 69
Şekil 5.2 Asenkron motorun doğrudan alan yönlendirmeli vektör kontrolu 70
Şekil 5.3 Rotor akısı yönlendirmeli kontrolün fazör diyagramı 71
Şekil 5.4 Rotor zaman sabitinin değişmediği durum için, a) D-ekseni stator akımı ile referans stator akımı değişimi, b) Q-ekseni stator akımı ile referans stator akımı değişimi, c) motorun gerçek (ölçülen) üç faz akımlarının değişimleri d) referans üç faz akımlarının değişimleri. 73
Şekil 5.5 Rotor zaman sabitinin değişmediği durum için, a) rotor akısı referansı ile motorun akısının değişimi, b) referans moment ile motor momentinin değişimi. 74
Şekil 5.6 Rotor zaman sabitinin değişmediği durum için, a) motorun hızı ile kestirilen hızın değişimi, b) motorun hızı ile kestirilen hız arasındaki hatanın değişimi. 74
Şekil 5.7 Rotor zaman sabitinin nominal değerinin 0.8 katı olduğu durum için, a) D-ekseni stator akımı ile referans stator akımı değişimi, b) Q-ekseni stator akımı ile referans stator akımı değişimi, c) motorun gerçek (ölçülen) üç faz akımlarının değişimleri d) referans üç faz akımlarının değişimleri. 76
Şekil 5.8 Rotor zaman sabitinin nominal değerinin 0.8 katı olduğu durum için, a) rotor akısı referansı ile motorun akısının değişimi, b) referans moment ile motor momentinin değişimi. 77
Şekil 5.9 Rotor zaman sabitinin nominal değerinin 0.8 katı olduğu durum için, a) motorun hızı ile kestirilen hızın değişimi, b) motorun hızı ile kestirilen hız arasındaki hatanın değişimi. 77
Şekil 5.10 Rotor zaman sabitinin nominal değerinin 0.5 katı olduğu durum için, a) D-ekseni stator akımı ile referans stator akımı değişimi, b) Q-ekseni stator akımı ile referans stator akımı değişimi, c) motorun gerçek (ölçülen) üç faz akımlarının değişimleri d) referans üç faz akımlarının değişimleri. 79
Şekil 5.11 Rotor zaman sabitinin nominal değerinin 0.5 katı olduğu durum için, a) rotor akısı referansı ile motorun akısının değişimi, b) referans moment ile motor momentinin değişimi. 80
Şekil 5.12 Rotor zaman sabitinin nominal değerinin 0.5 katı olduğu durum için, a) motorun hızı ile kestirilen hızın değişimi, b) motorun hızı ile kestirilen hız arasındaki hatanın değişimi. 80
Şekil 5.13 Rotor zaman sabitinin nominal değerinin 1.2 katı olduğu durum için, a) D-ekseni stator akımı ile referans stator akımı değişimi, b) Q-ekseni stator akımı ile referans stator akımı değişimi, c) motorun gerçek (ölçülen) üç faz akımlarının değişimleri d) referans üç faz akımlarının değişimleri. 82

Şekil 5.14 Rotor zaman sabitinin nominal değerinin 1.2 katı olduğu durum için, a) rotor akısı referansı ile motorun akısının değişimi, b) referans moment ile motor momentinin değişimi. 83
Şekil 5.15 Rotor zaman sabitinin nominal değerinin 1.2 katı olduğu durum için, a) motorun hızı ile kestirilen hızın değişimi, b) motorun hızı ile kestirilen hız arasındaki hatanın değişimi. 83
Şekil 5.16 Rotor zaman sabitinin nominal değerinin 1.5 katı olduğu durum için, a) D-ekseni stator akımı ile referans stator akımı değişimi, b) Q-ekseni stator akımı ile referans stator akımı değişimi, c) motorun gerçek (ölçülen) üç faz akımlarının değişimleri d) referans üç faz akımlarının değişimleri. 85
Şekil 5.17 Rotor zaman sabitinin nominal değerinin 1.5 katı olduğu durum için, a) rotor akısı referansı ile motorun akısının değişimi, b) referans moment ile motor momentinin değişimi. 86
Şekil 5.18 Rotor zaman sabitinin nominal değerinin 1.5 katı olduğu durum için, a) motorun hızı ile kestirilen hızın değişimi, b) motorun hızı ile kestirilen hız arasındaki hatanın değişimi. 86
Şekil 6.1 Uygulama devresine ait blok diyagram 88
Şekil 6.2 Gözlemleyici kullanan vektör kontrolü 91
Şekil 6.3 nref =100d/d için rotor açısal hızı ile kestirilen açısal hızın değişimi. 93
Şekil 6.4 nref =100d/d için ölçülen akım ile kestirilen akımın değişimi 93
Şekil 6.5 nref =100d/d için ölçülen akım ile referans akımın değişimi 94
Şekil 6.6 nref =100d/d için motorun hızının ve referans hız ile gerçek hız arasındaki farkının değişimi. 94
Şekil 6.7 nref =100d/d için adım adım alınan açısal hız ve kestirilen açısal hızın, a) t = 0 - 0.032994 sn aralığındaki değişimi, b) t = 0.032994 – 0.065988 sn aralığındaki değişimi, c) t = 0.065988 – 0.098982 sn aralığındaki değişimi, d) t = 0.098982 – 0.131976 sn aralığındaki değişimi, e) t = 0.131976 – 0.16497 sn aralığındaki değişimi, f) t = 0.16497 – 0.197964 sn aralığındaki değişimi, g) t = 0.197964 – 0.230958 sn aralığındaki değişimi, h) t = 0.230958 – 0.263952 sn aralığındaki değişimi, ı) t = 0.263952 – 0.296946 sn aralığındaki değişimi, i) t = 0.296946 – 0.32994 sn aralığındaki değişimi. 96
Şekil 6.8 nref =250d/d için rotor açısal hızı ile kestirilen açısal hızın değişimi. 97
Şekil 6.9 nref =250d/d için ölçülen akım ile kestirilen akımın değişimi 97
Şekil 6.10 nref =250d/d için ölçülen akım ile referans akımın değişimi 98
Şekil 6.11 nref =250d/d için motorun hızının ve referans hız ile gerçek hız arasındaki farkının değişimi. 98
Şekil 6.12 nref =250d/d için adım adım alınan açısal hız ve kestirilen açısal hızın, a) t = 0 - 0.032994 sn aralığındaki değişimi, b) t = 0.032994 – 0.065988 sn aralığındaki değişimi, c) t = 0.065988 – 0.098982 sn aralığındaki değişimi, d) t = 0.098982 – 0.131976 sn aralığındaki değişimi, e) t = 0.131976 – 0.16497 sn aralığındaki değişimi, f) t = 0.16497 – 0.197964 sn aralığındaki değişimi, g) t = 0.197964 – 0.230958 sn aralığındaki değişimi, h) t = 0.230958 – 0.263952 sn aralığındaki değişimi, ı) t = 0.263952 – 0.296946 sn aralığındaki değişimi, i) t = 0.296946 – 0.32994 sn aralığındaki değişimi. 100
Şekil 6.13 nref =500d/d için rotor açısal hızı ile kestirilen açısal hızın değişimi. 101
Şekil 6.14 nref =500d/d için ölçülen akım ile kestirilen akımın değişimi 101
Şekil 6.15 nref =500d/d için ölçülen akım ile referans akımın değişimi 102
Şekil 6.16 nref =500d/d için motorun hızının ve referans hız ile gerçek hız arasındaki farkının değişimi. 102
Şekil 6.17 nref =500d/d için adım adım alınan açısal hız ve kestirilen açısal hızın, a) t = 0 - 0.032994 sn aralığındaki değişimi, b) t = 0.032994 – 0.065988 sn aralığındaki

değişimi, c) t = 0.065988 – 0.098982 sn aralığındaki değişimi, d) t = 0.098982 – 0.131976 sn aralığındaki değişimi, e) t = 0.131976 – 0.16497 sn aralığındaki değişimi, f) t = 0.16497 – 0.197964 sn aralığındaki değişimi, g) t = 0.197964 – 0.230958 sn aralığındaki değişimi, h) t = 0.230958 – 0.263952 sn aralığındaki değişimi, ı) t = 0.263952 – 0.296946 sn aralığındaki değişimi, i) t = 0.296946 – 0.32994 sn aralığındaki değişimi. 104
Şekil 6.18 nref =750d/d için rotor açısal hızı ile kestirilen açısal hızın değişimi. 105
Şekil 6.19 nref =750d/d için ölçülen akım ile kestirilen akımın değişimi..... 105
Şekil 6.20 nref =750d/d için ölçülen akım ile referans akımın değişimi..... 106
Şekil 6.21 nref =750d/d için motorun hızının ve referans hız ile gerçek hız arasındaki farkının değişimi..... 106
Şekil 6.22 nref =750d/d için adım adım alınan açısal hız ve kestirilen açısal hızın, a) t = 0 - 0.032994 sn aralığındaki değişimi, b) t = 0.032994 – 0.065988 sn aralığındaki değişimi, c) t = 0.065988 – 0.098982 sn aralığındaki değişimi, d) t = 0.098982 – 0.131976 sn aralığındaki değişimi, e) t = 0.131976 – 0.16497 sn aralığındaki değişimi, f) t = 0.16497 – 0.197964 sn aralığındaki değişimi, g) t = 0.197964 – 0.230958 sn aralığındaki değişimi, h) t = 0.230958 – 0.263952 sn aralığındaki değişimi, ı) t = 0.263952 – 0.296946 sn aralığındaki değişimi, i) t = 0.296946 – 0.32994 sn aralığındaki değişimi. 108
Şekil 6.23 nref =1000d/d için rotor açısal hızı ile kestirilen açısal hızın değişimi. 109
Şekil 6.24 nref =1000d/d için ölçülen akım ile kestirilen akımın değişimi..... 109
Şekil 6.25 nref =1000d/d için ölçülen akım ile referans akımın değişimi..... 110
Şekil 6.26 nref =1000d/d için motorun hızının ve referans hız ile gerçek hız arasındaki farkının değişimi. 110
Şekil 6.27 nref =1000d/d için adım adım alınan açısal hız ve kestirilen açısal hızın, a) t = 0 - 0.039 sn aralığındaki değişimi, b) t = 0.039 – 0.078 sn aralığındaki değişimi, c) t = 0.078 – 0.117 sn aralığındaki değişimi, d) t = 0.117 – 0.156 sn aralığındaki değişimi, e) t = 0.156 – 0.195 sn aralığındaki değişimi, f) t = 0.195 – 0.234 sn aralığındaki değişimi, g) t = 0.234 – 0.273 sn aralığındaki değişimi, h) t = 0.273 – 0.312 sn aralığındaki değişimi, ı) t = 0.312 – 0.351 sn aralığındaki değişimi, i) t = 0.351 – 0.39 sn aralığındaki değişimi. 112

ÇİZELGE LİSTESİ

Çizelge 2.1 İnverterin faz-nötr ve fazlar arası çıkış gerilimleri..... 33
Çizelge 2.2 İnverterin 8 farklı anahtarlama durumu için elde edilen V_{sD} ve V_{sQ} gerilim bileşenleri..... 33
Çizelge 2.3 $\overline{U}_{out}$ vektörünün bulunduğu sektörün belirlenmesinde N ile sektör arasındaki ilişki..... 37

ÖNSÖZ

Bu tezin hazırlanmasında bilgi ve birikimiyle bana yol gösteren tez danışmanım Hocam Doç.Dr.İbrahim ŞENOL'a, tez çalışmam boyunca tecrübe ve ilgisiyle bana destek olan değerli Hocam Prof.Oktay AYBAR'a ve her zaman yanımda olan çalışma arkadaşlarım Y.Doç.Dr.Nur BEKİROĞLU, Arş.Gör.Dr.Sibel ZORLU, Arş.Gör.İzzet ÖNEL, Arş.Gör.Engin AYÇİÇEK, Teknisyenimiz Habib ÖZAK, Görevli Memurumuz Nabi SARIKAYA'ya ayrı ayrı teşekkürlerimi sunarım.

Bu tezin hazırlanmasına, bilgisiyle ve değerli fikirleriyle katkıda bulunan ve yardımlarını esirgemeyen değerli arkadaşım Y.Doç.Dr.A.Faruk BAKAN'a çok teşekkür ederim.

Tez çalışmam boyunca bana sabır gösteren, ilgilerini, desteklerini ve sevgilerini her zaman yanımda hissettiğim anneme ve babama da çok teşekkür ederim.

Ve hayatımın dönüm noktasında yaşamıma giren ve benim yaşam kaynağım olan her şeyim, nişanlım, Sibel KILIÇ'a, sevgisinden, özverisinden, anlayışından ve sonsuz desteğinden dolayı çok teşekkür ederim. Ayrıca anlayışlarını ve desteklerini her zaman yanımda hissettiğim nişanlımın ailesine de teşekkürlerimi bir borç bilirim.

ÖZET

Asenkron motorlar sağlam yapıları, fiyatlarının ucuzluğu ve bakımlarının kolay oluşu sebebiyle endüstride en çok tercih edilen elektrik motorlarıdır. 1980'lere kadar cevap verme sürelerinin yavaş olması ve kontrol sistemlerindeki karmaşıklıktan dolayı dijital uygulamalarda pek kullanılmasalar da, günümüzde vektör kontrolündeki gelişmelerle, cevap verme süreleri iyileştirilerek servo sistemlerde kullanılmaya başlanmıştır. Ayrıca algılayıcısız (hız geri beslemesiz) gerçekleştirilen asenkron motor vektör kontrolü ile, diğer elektriksel sürücü sistemlerine kıyasla, maliyet de önemli miktarda azaltılabilir.

Azaltılan maliyet avantajına rağmen, asenkron motorun karmaşık ve değişken parametreler içeren yapısından dolayı geçici rejimde sorunlar yaşanması, bu motorların endüstriyel uygulamalarda algılayıcısız kontrolde kullanılmasını sınırlamıştır. Bu dezavantajı ortadan kaldırmak amacıyla, motorun hız kestiriminin yapıldığı gözlemleyici yapısı üzerine farklı akademik ve endüstriyel çalışmalar yapılmaktadır. Bu tez çalışmasında da en etkin parametre değişimi olan rotor zaman sabiti değişiminin oluşturduğu olumsuz etki azaltılarak, algılayıcısız kontrolun gerçekleştirilmesi amaçlanmıştır. Bunun için kayan kip yaklaşımı ile rotor zaman sabiti değişimi, Luenberger gözlemleyicisi tabanlı bir gözlemleyiciye ilave edilerek, bu değişimden daha az etkilenen yeni bir gözlemleyici oluşturulmuştur. Daha sonra bu gözlemleyici asenkron motorun rotor akı yönlendirmeli kontrolunda kullanılmıştır. Kontrol, bilgisayarın ISA yoluna takılan bir kontrol kartının kullanımı ile gerçekleştirilmiştir. Kullanılan kontrol kartında bulunan analog dijital dönüştürücü ile motorun akım ve gerilim bilgileri yazılıma aktarılmış, motora bağlı olan kodlayıcı ile motorun gerçek hızı alınmış ve yazılımdan elde edilen kestirilmiş hız ile karşılaştırılmıştır. Bu karşılaştırma sonucunda, sürekli rejimde motorun gerçek hızı ile kestirilen hız arasında büyük bir yakınlık sağlandığı görülmüştür.

Sistem gerçekleştirilmeden önce, Matlab ortamında, oluşturulan gözlemleyici ile rotor akı yönlendirmeli kontrolun simülasyonu yapılmıştır. Bu simülasyon sonuçlarına bakılarak gözlemleyici katsayıları ile diğer katsayılar ayarlanmıştır. Elde edilen sonuçlar karşılaştırmalı olarak verilmiştir. Gerçek zaman uygulamalarında C programlama dili kullanılmıştır.

Anahtar kelimeler: Asenkron motor, algılayıcısız hız kontrolu, vektör kontrolu, gözlemleyici.

ABSTRACT

Induction motors are the most preferred electric motors due to having rigid structure, ease of maintenance and low cost. Although they were hardly used in digital applications until 1980s because of having not only slow response time but also complicated control systems, nowadays they are used in applications of servo systems since vector control algorithm has enabled to have improved response time. The costs can be reduced further compared to other electric drive systems with the sensorless (without velocity feedback) control of induction motor.

Despite the advantage of reduced costs, the complicated structure of induction motor involving variable parameters causes problems in transient response. This fact has limited the use of sensorless control for induction motors in industrial applications. There have been various efforts from the industry and academia on the structure of observers estimating the motor velocity with the aim of eliminating this limitation. In this thesis, by reducing the adverse effect caused by the variation of the rotor time constant, which is the most effective parameter, realization of the sensorless control of induction motor is aimed. For this purpose, a new observer, which is less affected by the parameter variation, is designed with the combination of sliding mode approach and Luenberger observer. The new observer is then used in the rotor flux oriented vector control of induction motor. The control hardware is realized by using a motion control card on a computer. By means of the analog-to-digital converter on the motion control card, the current and voltage values of the motor are transferred to the control algorithm software. The actual speed of the motor obtained from the encoder is compared with the estimated speed computed by the software. Experimental results have shown that the estimated speed converged to measured speed in steady state.

Prior to the realization of the system, the simulations of the rotor flux oriented control by using the proposed observer are performed in MATLAB. The observer constants and the control parameters are adjusted according to the simulation results. The comparative results and related overall conclusions are presented. Last but not least, C programming language is used for the real-time applications.

Keywords: Induction motor, sensorless speed control, vector control, observer.

1. GİRİŞ

1.1 Amaç ve Kullanılacak Yöntem

Sincap kafesli asenkron motorlar, fiyatlarının ucuzluğu, sağlam yapıları, bakım gerektirmemeleri, yüksek güç/ağırlık oranına sahip olmaları ve her türlü ortam koşullarında (patlayıcı, parlayıcı, tozlu v.s. ortamlarda) çalışabilmeleri gibi üstün özellikleri nedeni ile geçmişten günümüze endüstrinin kullandığı elektrik motorlarıdır. Asenkron motorlar günümüzde, asansörler, tekstil tezgahları, eksantrik presler, CNC tezgahları, elektrikli veya karma yapılı otomobiller vb. bir çok uygulamalarda kullanılmaktadır.

Sürekli gelişen ve değişen endüstriyel uygulamalarda, asenkron motorun kullanımı ve kontrol yöntemleri gelişen teknoloji ile birlikte değişim göstermekte ve her geçen gün daha iyi performans elde edilebilecek bilimsel geliştirmeler üzerine çalışılmaktadır. Bu çalışmaların başında ise doğru akım motorlarında olduğu gibi motorun hızının ve momentinin ayrı ayrı kontrol edilebilmesine imkan sağlayan, vektör kontrol yöntemleri gelmektedir. Bu yöntemlerden biri olan rotor akı yönlendirmeli vektör kontrolü, asenkron motorun daha kararlı ve daha iyi performans ile çalışabilmesini sağlayan kontrol yöntemidir.

Bilindiği üzere sincap kafesli asenkron motorun rotor devresindeki değişimlerini ölçebilmek imkansızdır. Bu sebeple sincap kafesli asenkron motorun vektör kontrol yönteminde ihtiyaç duyulan rotor akısı vektörünün elde edilebilmesi için akının tahmin edilmesi, diğer bir deyişle bir gözlemleyici ile kestirilmesi gereklidir. Asenkron motorun yüksek performanslı kullanımı için gözlemleyici büyük önem taşımaktadır. Ayrıca gözlemleyici kullanımı ile rotor hızının kestirimi de mümkün olabilmekte ve böylece asenkron motor uygulamalarında devir sayısını ölçebilmek için takogeneratör veya kodlayıcı (encoder) gibi ek aparatların kullanımına ihtiyaç duyulmamaktadır. Toplam maliyet göz önüne alındığında, asenkron motorun endüstriyel uygulamalarda daha çok tercih edilmesi söz konusu olmaktadır.

Bu tezin de konusu olan asenkron motorun algılayıcısız kontrolü (rotor hız bilgisinin kontrol algoritmasında kullanılmaması) üzerine bir çok çalışma gerçekleştirilmiş ve günümüzde de bu yöntemlerin iyileştirilmesi için çalışmalar devam etmektedir. Algılayıcısız kontrolün en önemli sorunu motorun ısınmasında ve doyması durumunda ortaya çıkan motor parametrelerinin değişimidir. Bu değişimler, kontrol için gerekli olan rotor akısının ve dolayısı ile akının açısının kestiriminde hatalara neden olmaktadır. Bundan dolayı kestirimleri gerçekleştirecek gözlemleyicinin bu değişimlere karşı duyarsız ya da bu değişimlere adapte olabilecek yapıda olması gereklidir.

Bu çalışmada sincap kafesli asenkron motorun algılayıcısız hız kontrolu yapılmıştır. Bunun için kontrol algoritmasında kullanılabilirliği oldukça iyi olan Luenberger gözlemleyicisi temel yapı olarak alınmıştır. Bu gözlemleyicinin parametre değişimlerine karşı adapte olabilmesi için kazanç matrisinin sürekli olarak güncellenmesi gereklidir. Fakat bu durumda gözlemleyicinin algoritma içerisindeki kullanılabilirliği ortadan kalkmaktadır. Bu nedenle bu gözlemleyicinin kullanılmasında sabit değerlerden oluşan bir matris kullanılmaktadır.

Parametre değişimlerinin en etkini, rotor endüktansının rotor direncine oranı olan rotor zaman sabitidir ve bu değişimin dikkate alınması önemlidir. Bu sebeple, çalışmada rotor zaman sabitinin değişimini yakalayabilen kayan kipli gözlemleyicinin rotor zaman sabitinin değişimini kestiren kısmı, Luenberger gözlemleyicisinin içerisine adapte edilmiştir. Bu şekilde elde edilen bir gözlemleyici yapısı ile asenkron motorun rotor akısı ve açısının kestirimi yapılarak, motorun hız kestirimi gerçekleştirilmiştir.

Elde edilen modelin bilgisayarda Matlab programı ile simülasyonu gerçekleştirilmiştir. Yapılan çalışmada farklı rotor zaman sabiti değerleri için elde edilen sonuçlar referans değerler ile birlikte verilmiştir. Bu sonuçlardan asenkron motorun hızının kestiriminin özellikle sürekli rejimde başarılı bir şekilde gerçekleştirildiği görülmektedir.

1.2 Daha Önce Yapılan Çalışmalar

Geçmişte sanayide değişken hızın gerektiği uygulamalarda doğru akım motorları, akı ve moment kontrolunun uyarma alanı ve endüvi akımlarının kontrolu ile ayrı ayrı kontrol edilebilmesinden dolayı tercih edilmekteydi. Hızlı cevap veren ve dört bölgede sıfır hıza yakın hızlardaki çalışmalarda serbest uyarmalı doğru akım motoru yaygın olarak kullanılmaktaydı. Bununla birlikte doğru akım motorları, komütatör ve fırçalarının varlığından dolayı bazı dezavantajları da oluşturmaktadır. Bundan dolayı motorların belli periyodlarda bakımlara ihtiyaçları vardır ve patlayıcı ve tozlu ortamlarda çalıştırılmaları mümkün olamamaktadır. Ayrıca komütatör yapısından dolayı yüksek hızlarda da çalıştırılmaları mümkün olamamaktadır. Bu problemlere karşı alternatif akım motorlarının uygulamaları bir alternatif olarak ortaya çıkmıştır. Bu motorların basit ve sağlam yapıları, bakımının neredeyse hiç yapılmayacak kadar az oluşu, fiyatının ucuz oluşu ve ayrıca aşırı yüklenmelerdeki dayanımının daha iyi oluşu doğru akım motorlarının yerini almaya etkin sebepler içersinde yer almaktadır. Ayrıca bu motorları doğru akım motorları ile boyut yönünden kıyaslayacak olursak daha az ağırlık ve boyut ile daha iyi verimin elde edildiği ortaya çıkacaktır (Vas, 1998).

Değişken hızlı a.c. sürüş ise geçmişte doğru akım motorlarının yerlerini ancak çalışma ortamı ve komütatör limitinin olduğu uygulamalarda alabilmiştir. Bunun başlıca nedeni ise maliyetinin yüksek ve veriminin düşük olduğu yüksek anahtarlama frekanslı statik inverterlerdir. Fakat her geçen gün güç elektroniği elemanlarında yapılan iyileştirmeler ile birlikte bu elemanların hem fiyatları ucuzlamıştır hem de verimi oldukça arttırılmıştır.

Alternatif akım sürücü sistemlerinde ise sincap kafesli asenkron motor maliyeti yönünden oldukça öne çıkmaktadır. Her türlü güçlerde basit ve sağlam yapısı ile en ucuz motor olarak yerini almaktadır. Fakat sincap kafesli asenkron motorun hız veya moment kontrolu doğru akım motoru ile kıyaslandığında asenkron motorun doğrusal olmayan yapısından dolayı kontrol ve dönüşüm algoritmaları oldukça kompleks olmaktadır. Bu doğrusal olmayan yapıdan kurtulabilmek amacıyla farklı kontrol yöntemleri incelenmeye başlanmış ve ilk olarak Hasse (1969) ve Blaschke(1972) tarafından ortaya atılan vektörel kontrol ile bu dezavantaj da ortadan kalkmaya başlamıştır.

Alan yönlendirme yöntemi ismi ile de bilinen bu yöntem ile asenkron motorun moment ve akısını oluşturan akım iki ayrı bileşene ayrılarak aynı doğru akım makinasında olduğu gibi ayrı ayrı kontrol edilebilmektedir. Bu yöntem 1980'lerin başına kadar, oldukça karmaşık matematiksel işlemleri içerdiğinden ve o günlerdeki teknoloji ile bu işlemleri gerçekleştirebilecek mikroişlemcilerin olmayışından dolayı çok az dikkat çekmiştir. Her geçen gün gelişen teknoloji ile güç elektroniği elemanlarında yapılan iyileştirmeler ile birlikte oldukça hızlı işlemcilerin (Sayısal İşaret İşleyiciler), DSP, ortaya çıkması ile alan yönlendirmeli asenkron motor kontrolu üzerindeki çalışmalar yoğunlaşmıştır.

Temel olarak bütün alternatif akım motorlarına uygulanabilen bu yöntem doğrudan ve dolaylı alan yönlendirmeli kontrol olarak gerçekleştirilebilmektedir.

Dolaylı alan yönlendirmeli kontrol (akı ileri besleme kontrolu), ilk olarak Hasse (1969) tarafından uygulanmıştır. Bu uygulama tarzında yönlendirme bilgisi, stator akımları ve hızını algılayarak yapılan işlemler sonucunda elde edilir. Dolaylı alan yönlendirme hesaplamalarında kayma bilgisi ise stator akımları üzerinden elde edilir.

Doğrudan alan yönlendirmeli kontrol (akı geri besleme kontrolu), ilk olarak Blaschke (1972) tarafından uygulanmıştır. Bu yöntem uygulanırken, yönlendirme akısı hall etkili algılayıcılarının, sezici bobinlerin, stator geriliminin üçüncü harmoniğinin, veya kademeli stator sargılarının kullanımı ile ya da stator akımları, gerilimi, ve hız ölçümlerini kullanan gözlemleyiciler ile elde edilip kontrolde ve bu yöntemin temelini oluşturan ayrıştırma için

gerekli olan dönüşümlerde kullanılmaktadır (Vas, 1990).

Asenkron motorun algılayıcısız kontrolu ise bu yöntemlere dayanarak başka bir deyişle alan yönlendirmeli kontrole ilave edilen çalışmalar ile 1980'lı yılların sonlarında başlamıştır. Asenkron motorun algılayıcısız kontrolunda önemli etkenlerden birisi rotor akısının direkt olarak makinadan ölçülemediği için tahminidir. Rotor akısı vektörü, makinanın rotor gerilim denklemlerinden elde edilebildiği gibi oluşturulan bir gözlemleyici ile de elde edilebilmektedir.

Algılayıcısız vektör kontrolu konusunda Joetten'in önemli katkıları vardır (Joetten, 1983). Joetten temel olarak zıt emk vektörü u_i'yi kullanmıştır. u_i, rotor akı vektörünü 90^o farkla izleyen bir vektördür. Burada akı genliğinin diğer işaretlere göre çok daha yavaş değiştiği önkabulünü yapmış ve bu yaklaşımla stator akımı, gerilimi ve kayma frekansı bilgilerini kullanarak rotor frekansı kestirimini yapmıştır.

Stator modeli tabanlı rotor akısı yönlendirmesi Ohtani tarafından önerilmiştir(Ohtani,1992). Ohtani bu çalışmasında asenkron motorun sabit eksen takımındaki akım eşitliklerini kullanarak akı bileşenlerinin türevlerini integre ederek akıyı elde etmiştir. Akım referans vektörleri ise alan eksen takımında elde edilmiş ve stator eksen takımına dönüştürülerek akım kontrolörüne verilmiştir. Elde edilen stator akım değeri ile ölçülen değer arasındaki fark PI kontrolörden geçirilerek mekanik hız kestirimini elde etmiştir.

Brdys ve Du (1991), asenkron motorun durum uzay vektörleri eşitliklerini kullanarak Luenberger gözlemleyicisini elde etmişler ve buradan kestirilen rotor akısı vektörünü kullanarak asenkron motorun hızını kestiren bir çalışma yapmışlardır. Bu çalışmalarını gözlemleyici yapısını geliştirerek 1993 yılında yaptıkları çalışmada da sunmuşlar ve asenkron motorun yüksek performanslı kontrolünde algılayıcısız kontrol için bu gözlemleyicinin kullanılabilirliğini elde ettikleri sonuçlar ile ispatlamışlardır.

Vas vd. (1995), bulanık kontrollü algılayıcısız vektör kontrol üzerine çalışma yapmışlardır. Bu çalışmalarında akının elde edilebilmesi için Luenberger gözlemleyicisini kullanmışlar ve buradan elde ettikleri akı, hız ve açı değerlerini bulanık kontrolörlerde kullanmışlardır.

Abrate vd. (1999), Luenberger gözlemleyicisine yeni bir yaklaşım getirerek gözlemleyici kazanç matrisinin katsayılarını farklı hızlar için bulanık yaklaşımı ile elde etmişlerdir. Böylelikle matris katsayılarının belirlenmesinden dolayı oluşabilecek kararsızlıkları ortadan kaldırmışlardır.

Lee vd. (2004), motorun atalet momentinin kestirimi düşük hızlar için gerçekleştirmişlerdir. Bu kestirim için Luenberger gözlemleyicisinden yararlanmışlardır. Elde ettikleri simülasyon ve deneysel sonuçlar ile gözlemleyicinin verimliliğini kanıtlamışlardır.

Sangwongwanic vd. (1990), asenkron motorun doğrudan alan yönlendirmeli kontrolu için kayan kipli kontrol yöntemini kullanmışlardır. İlk olarak hız uyarlaması, rotor direnci ve rotor akısı kestirimi için gözlemleyici modelindeki matris katsayılarının kayan kipli kontrol ile ayarlanmasını önermişlerdir.

Şahin (1997), kayan kipi kullanarak asenkron motorlar için algılayıcısız akı gözlemleyicisini elde etmiştir. Bu çalışmasında asenkron motorun rotor zaman sabiti ve hızının kestirimi için gözlemleyici tasarlamış ve bu kestirimleri kullanarak rotor akısını elde etmiştir. Şahin bu çalışmasında motora bağlı bir kodlayıcı ile pozisyon bilgisini elde ederek kontrolu gerçekleştirmiştir.

Luenberger gözlemleyicisi ve kayan kipli kontrol üzerine daha önce yapılmış bu başarılı çalışmalardan yola çıkılarak, bu tez çalışmasında, kayan kipli gözlemleyici yapısından rotor zaman sabiti değişimini Luenberger gözlemleyici yapısı içerisinde kullanarak asenkron motorun algılayıcısız hız kontrolü yapılmıştır.

Tezin Bölümleri

Birinci bölümde tez çalışmasının amacı, kullanılacak yöntem ve bu konularda daha önce yapılmış çalışmalar anlatılmıştır.

İkinci bölümde asenkron motor ana hatları ile anlatılmış, matematiksel modeli verilmiş ve asenkron motorun endüstrideki yerinden bahsedilmiştir. Ayrıca asenkron motorun kontrol yöntemleri anlatılmıştır.

Üçüncü bölümde değişken yapılı sistemler, kayan kipli kontrol ve temel tanımlamaları, kayan kipli kontrolör tasarımı ve Lyapunov kararlılık teoremi ile analizi verilmiş ve kayan kipli gözlemleyici ile rotor zaman sabiti değişiminin elde edilişi verilmiştir.

Dördüncü bölümde Luenberger gözlemleyicisinin elde edilişi açıklanmış, gözlemleyicinin Lyapunov kararlılık analizi yapılmış ve rotor hızı kestiriminin elde edilişi ile katsayılarının elde edilişi verilmiştir. Ayrıca gözlemleyicinin ayrık zamanda analizi yapılmıştır.

Beşinci bölümde Lenberger gözlemleyicisi tabanlı ve içerisinde rotor zaman sabiti değişiminin kayan kipli yaklaşımı ile elde edilen gözlemleyici yapısının elde edilişi

açıklanmış, tasarlanan gözlemleyicinin rotor akı yönlendirmeli asenkron motor vektör kontrolunda kullanımı verilmiştir. Bu gözlemleyicinin kontrolde kullanımı ile elde edilen hız kestirimine ilişkin simülasyon sonuçları sunulmuştur. Değişken yapılı bu sistem üzerinde yapılan algılayıcısız kontrolun değerlendirilmesi verilmiştir.

Altıncı bölümde uygulama devresinin gerçekleştirilmesine ilişkin bilgiler verilip, uygulamada kullanılan elemanlar ile ilgili açıklamalar yapılmıştır. Kontrol algoritmasının yazılışına ilişkin açıklamalar yapılıp tasarlanan gözlemleyicinin hız tahminine ilişkin değişimler sunulmuştur.

Yedinci bölüm sonuç bölümünü oluşturmaktadır. Bu bölümde kısaca tasarlanan gözlemleyici ve yapılan uygulama çalışmalarına ilişkin bilgiler verilmiştir. Oluşturulan gözlemleyicinin performansına değinilerek gelecekte yapılabilecek çalışmalar hakkında yorum yapılmıştır.

2. ASENKRON MOTOR VE KONTROL YÖNTEMLERİ

2.1 Giriş

Asenkron motor olarak adlandırılan sistem, doğrusal olmayan, beşinci dereceden, dinamik ve karmaşık yapılı bir sistemdir (Holtz, 1993). Bu bölümde, asenkron motor, endüstride kullanımı, kontrol yöntemleri ve sorunları kısaca ele alınmıştır.

2.2 Asenkron Motorun Çalışma Prensibi

3 fazlı, 2 kutuplu bir asenkron motora şebeke gerilimi uygulanır. Statordaki sargılardan geçen alternatif akımlar, 3 fazlı döner alanları meydana getirirler. Stator sabit olduğu halde, döner alanlar ortada bulunan kısa devreli rotorun çubuklarını kestiğinden, rotorun çubuklarından endüksiyon akımlarının geçmesine neden olurlar. Bu endüksiyon akımları rotorun kutup alanlarını meydana getirirler. Döner stator kutup alanları rotorun kutuplarını etkileyerek (benzer kutuplar birbirini iter, zıt kutuplar birbirini çeker prensibinden hareket ile) N kutbunun altındaki rotor çubukları bir yöne, S kutbunun altındaki rotor çubukları diğer yöne doğru iterler. Bu itme kuvvetlerinin meydana getirdiği döndürme momenti rotorun döner alan yönünde dönmesini sağlar.

Rotorun devri sayısı arttıkça, döner alanın rotor çubuklarını kesmesi azalacağından, rotor çubuklarında endüklenen emk'ler ve kısa devre çubuklarından geçen endüksiyon akımları azalır. Dolayısıyla, rotoru döndüren moment azalır. Böylece rotorun devir sayısında artış olmaz. Motor boşta çalışırken rotorun devir sayısı senkron devir sayısına (döner alanın devrine) yaklaşır ama hiçbir zaman eşit olamaz. Çünkü bu iki devir sayısı eşit olursa, stator döner alanı rotor çubuklarını kesmez. Bu da rotorda döndürme momentini oluşturan endüksiyon akımının geçmemesine neden olur. Böylece rotorun kutup alanları oluşmaz ve rotor dönmemiş olur. Bu yüzden motorun momentini belirlemede etkili olan kayma kavramı ortaya çıkmıştır. Döner alanın devir sayısı ile rotor devir sayısı arasındaki farka "Rotorun Kayması" denmektedir. Diğer bir ifade ile, rotor devrinin senkron devirden geri kalmasına "Kayma" denilmektedir. Kayma,

$$\%s = \frac{n_s - n_r}{n_s}.100 \qquad (2.1)$$

$$n_r = (1-s).n_s \qquad (2.2)$$

şeklinde ifade edilmektedir.

Eşitlik (2.1)'den de görüleceği gibi rotorun devir sayısı hiçbir zaman döner alanın devir sayısına yani senkron devire eşit olmaz. Bu da rotorun senkron devirden daha az bir devirle döndüğünün ve kaymanın sıfır olamayacağını göstermektedir. Rotor hızı senkron hıza yaklaştığında kayma azalacak ve buna bağlı olarak da rotor iletkenlerinde döndürme momentini üreten endüksiyon akımı azalacaktır. Böylece rotorun dönmesi yavaşlamaya başlayacaktır. Rotor yavaşlamaya başlayınca iletkenlerinde endüklenen gerilim artarak motorun tekrar hızlanması sağlanmaktadır (Demirtaş, 2002).

2.3 Endüstride Asenkron Motor

Asenkron motorlar günümüzde en çok kullanılan motor tipidir. Ancak, kullanımları gün geçtikçe azalmaktadır. Bunun ana sebebi, asenkron motorun yeni kullanım alanlarına girebilmesi için, kontrol sistemlerinin gerekli bazı sorunları aşamamasıdır (Stefanoviç, 1995). Bu sorunlardan önce, gelecekte yeni uygulama alanlarının neler olabileceğine bakmak gereklidir. Bu alanların her biri kendi başına, asenkron motor kullanımına yepyeni boyutlar katabilecek niteliktedir. Genel görüşe göre bunlar;

1) Elektrikli veya karma yapılı otomobil tahriki,
2) Süreç kontrolünde (process control), oransal sıvı akış kontrol valfleri yerine hız kontrollü motorlar,
3) CNC tezgahlarının tahriki,
4) Tekstil tezgahları, eksantrik pres v.b. tezgahların kontrollü sürülmesidir.

Bazı uygulamalar ve endüstriyel ürünler geliştirilmiş ve halen üzerlerinde çalışılmaktadır. Ancak uygulamaların yaygınlaşması ve güvenle kullanımının sağlanabilmesi için belirli sorunların aşılması gereklidir. Bunlar uygulama alanına göre;

2.3.1 Elektrikli Otomobil Tahrikinde Asenkron Motor

Elektrikli otomobil tahriki 4 kısımda incelenebilir.

- Yüksek verimli, dört bölgede kontrolun güvenle sağlandığı evirici,
- Kalkış ve duruşta, düşük hız fakat yüksek ivme bölgelerinde kararlı ve dalgalanmasız moment kontrolunun sağlanması,

- Geniş parametre değişimlerine karşı sistem bağımlılığının giderilmesi. Dış bozucular ve parametre bağımlılığına karşı dayanıklı kontrol,
- Çok düşük hız bölgelerinde de, nominal hızın üç katında da verimli ve kararlı kontrolun elde edilmesidir.

2.3.2 Süreç Kontrolunda Asenkron Motor

Süreç kontrolu 3 kısımda incelenebilir.

- Oransal valfler ile rekabet edebilecek fiyatların sağlanması,
- Mekanik hız ölçeri olmadan değişken hız kontrolu (sensorless drive),
- Endüstriyel dış ortamda söz konusu olan yüksek sıcaklık, nem, kimyasal gaz yoğunluğu değişimi şartlarında çalışabilecek parametre duyarlılığı düşük kontrol.

2.3.3 CNC Tezgahların Tahrikinde Asenkron Motor

CNC tezgahlarının tahriki 2 ana kısımda incelenebilir.

A) Torna, freze gibi kuvvet altında çalışan tezgahlar:

- Motor milinde hız ölçer olmadan kararlı kontrol,
- Çok yüksek konum kontrol hassasiyeti,
- Düşük hız ve yüksek moment şartlarında dalgalanmasız ve kararlı moment kontrolu,
- Modellenemeyen moment ve parametre değişimlerine karşı yüksek başarımlı kontrol,
- Ana işlem kafası (spindle) motorunda yüksek ve sabit hız.

B) Yüklemeboşaltma, montaj, taşıma, boyama v.b. robotlar:

- Yüksek ivmelenme-durma koşullarını sağlayabilme,
- Yüksek ivmeli değişken hız yörüngelerini çok hassas izleyebilme,
- Sıfır hızda kararlı kontrol,
- Motor milinde hız ölçer olmadan dalgalanmasız, kararlı kontrol.

2.3.4 Tezgahların Kontrollü Sürülmesinde Asenkron Motor

Tezgahların kontrollü sürülmesi 3 kısımda incelenebilir.

- Yüksek hızlarda ve sürekli olarak çalışma yönü değiştirebilme,
- Ani durabilme,
- Düşük hızda yüksek moment sağlayabilme.

Şu anda endüstriye sunulmuş asenkron motor sürücülerinin büyük çoğunluğu statik evirici denilen, sabit gerilim/frekans ile sürme esasına dayalı sürücülerdir. Bu tip sürücülerin

yukarıda belirtilen alanların hiçbirine uygulanması mümkün değildir. Son yıllarda, alan yönlendirmeli kontrol yöntemlerini kullanan ve algılayıcısız (sensorless drive) kontrolde sağlayabilen sürücüler endüstride kullanılmaya başlamıştır. Bu tür sürücülerin başarımları statik eviricilere göre oldukça yüksektir ve yukarıda belirtilen alanlara uygulamalar yapılmıştır. Ancak yaygın kullanım için, hala iyileştirilmesi gereken bazı özellikler vardır (Demirtaş, 2002). Bunlardan en önemlileri şunlardır;

- Özellikle algılayıcısız kontrol için, parametre bağımlılığı istenen ölçüde giderilememiştir.
- Geniş çalışma aralığında ve dinamik koşullarda elde edilen başarımlar halen servo motorlardan oldukça geridedir.
- Düşük hızlarda (%10'un altında) moment dalgalanmaları yüksektir.
- Algılayıcısız kontrolde düşük hızlarda kontrol istenen ölçüde giderilememiştir.

Bu tezde önerilen yöntem ile yukarıda belirtilen sorunların çözümlenmesine çalışılmıştır.

2.4 Asenkron Motor Kontrolündeki Sorunlar

Asenkron motorun durum denklemlerinde, durum değişkeni olan akı bileşenleri ve hızın çarpımları doğrusal olmayan bir yapı ortaya çıkarmaktadır. Böylece denklem takımının çözümleri, bilinen analitik çözümleme yöntemleri ile elde edilememektedir.

Ayrıca eşitliklere bakıldığında, her bir durum değişkeninin değerinin, kendisi dahil tüm durum değişkenlerine bağlı olduğu görülmektedir. Bu yüksek oranlı karşılıklı bağımlılık, sistem çözümlemelerinin oldukça karmaşık bir hal almasına sebep olmaktadır (Holtz, 1993). Hızın, sıfırdan başlayarak nominal değerinin iki katına, bazı özel uygulamalarda üç katın üstüne (elektrikli otomobil, yüksek hızlı delici, v.b.) kadar çıkan değerlerinin söz konusu olduğu çalışma bölgelerinde yapı dinamikleri oldukça farklı karakterler kazanmaktadır. Motor hızının sıfıra yakın değerlerinde diğer durum değişkenleri olan akım ve akı bileşenleri hızdan bağımsız hale gelmektedir. Ayrıca bileşenler arasındaki karşılıklı bağımlılık da yok olmakta ve sabit eksen takımı eşitlikleri, iki bağımsız (decouple) denklem takımı haline gelmektedir. Hızın sıfıra yakın olması, eksen takımlar arasındaki dönüşüm açısının değerinin belirlenmesinde de etkili olmaktadır. Böylece, eksenler arasındaki dönüşüm açısı θ değerinin dinamikleri ve sistem doğal frekansları çok yüksek değerlere ulaşmaktadır. θ değerinin yüksek hızlı değişimleri ise motorun ürettiği momentin değerinin ve daha önemlisi yönünün büyük bir hızla değişmesine sebep olmaktadır (Şahin, 1997).

Akı genliği referans değeri genelde sabit tutulur. Fakat motorun kalkışı sırasında akı genliği

de, hız gibi, sıfırdan başlayarak nominal değerine kadar yükseltilmektedir. Bu geçici rejim sırasında sistem davranışı da geniş bir aralıkta değişmiş olmaktadır. Bu sırada, motorun ürettiği momentte ve tüm elektriksel işaretlerde büyük değerli ve hızlı değişimler olmakta ve motorun kontrolu çok güçleşmektedir. Benzer olaylar motor akısı ve/veya hızının değiştirildiği tüm çalışma bölgelerinde daha küçük ölçekli de olsa görünmektedir.

Ayrıca çeşitli sebepler ile motor akısının doyma değerini aşması sistem parametrelerinin çok büyük miktarlı değişimlerine neden olmaktadır. Motorun çalışması boyunca geniş bir aralıkta değişen sıcaklık sargı dirençlerini, magnetik ortam özelliklerini ve dolayısı ile öz ve karşılıklı endüktans değerlerini değiştirmektedir. Motorun sürme frekansı ve hızının değişimleri de etkin sargı dirençleri ve endüktanslarını değiştirmektedir. Özellikle motorun döner kısmının parametreleri tüm bu değişimlerden önemli ölçüde etkilenmektedir.

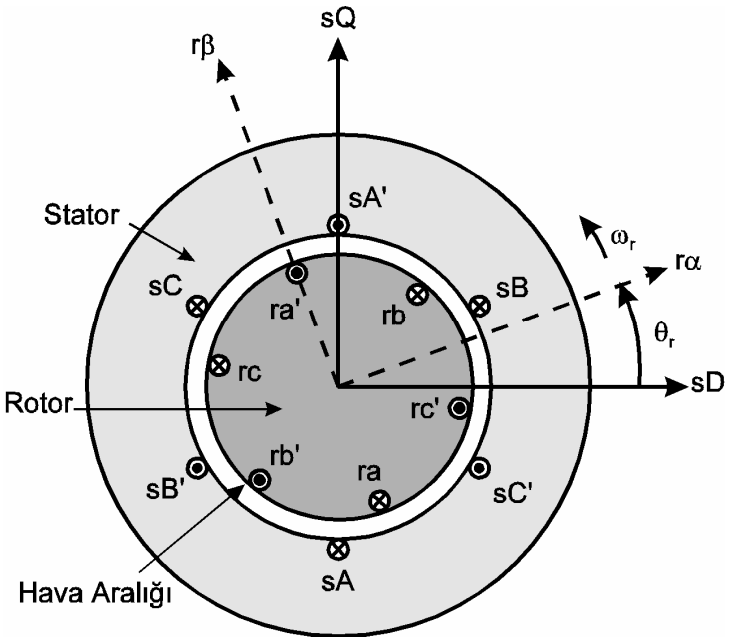
Motorun konum ve/veya hız kontrolunda kullanılan değişkelerden biri olan motor akı genliğidir. Eğer, alan yönlendirmeli kontrol ile motor kontrolu yapılıyor ise akının genliği kadar açısı da önem taşımaktadır. Motor akısının doğrudan ölçülmesi ise tercih edilebilir bir yöntem değildir.

Kontrol amacı ile kullanılan değişken rotor akı vektörüdür. Bu akıyı ölçebilmek için ya ek sarımlara ya da hall-effect diye isimlendirilen yarı iletken magnetik alan akı yoğunluğu ölçerlerine ihtiyaç duyulmaktadır. Ölçülmek istenilen büyüklük vektör olduğundan en az iki dik eksende bu ölçüm yapılmalı ve işaret diğer değişkenlerin etkilerinden korunmalıdır. Yeterli güvenlikte ölçüm yapabilmek için gerekli işlemler oldukça karmaşık ve pahalıdır. Temel olarak, motorda değişiklik yapılmasını gerektirmektedir ki bu da bir motor kontrol sisteminin sahip olabileceği en kötü özelliklerden birisidir. Böylece, hem önemli bir kontrol değişkeni hem de sistem dinamiklerini belirleyen durum değişkenlerinden biri olan akının değeri, ölçülemez hale gelmektedir (Demirtaş, 2002).

2.5 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 2.1'de üç fazlı simetrik asenkron motorun yatay kesiti verilmiştir. Bu şekilde, stator ve rotor

sargıları, hava aralığının her iki tarafında tek bir bobin olarak gösterilmiştir. Gerçekte her bir faz sargısı, kendi manyetik ekseninde sinüsoidal bir manyetomotor kuvvet (mmf) üretecek şekilde yerleştirilir. Üç fazlı simetrik asenkron motorun matematiksel modeli, uzay vektörleri kullanılarak aşağıdaki elde edilmiştir.



Şekil 2.1 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,

$$f_s(\theta,t) = N_s[i_{sA}(t)\cos\theta + i_{sB}(t)\cos(\theta - 2\pi/3) + i_{sC}(t)\cos(\theta + 2\pi/3)] \tag{2.3}$$

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

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

$$\bar{i}_s(t) = \frac{2}{3}[i_{sA}(t) + i_{sB}(t).e^{j2\pi/3} + i_{sC}(t).e^{j4\pi/3}] = \left|\bar{i}_s(t)\right| e^{j\alpha_s} \tag{2.4}$$

Burada α_s açısı, stator akımı uzay vektörü ile sD ekseni arasındaki açıdır. (2.4) 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). (2.3) eşitliğinde verilen statordaki mmf, (2.4) bağıntısı kullanılarak aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$f_s(\theta, t) = \frac{3}{2} N_s \, \mathrm{Re}[\bar{i}_s(t) e^{-j\theta}] \tag{2.5}$$

Statordaki mmf uzay vektörü,

$$\bar{f}_s(t) = N_s . \bar{i}_s(t) \tag{2.6}$$

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

$$\bar{i}_s(t) = i_{sD}(t) + j i_{sQ}(t) \tag{2.7}$$

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.

$$i_{sD} = \mathrm{Re}(\bar{i}_s) = \frac{2}{3}\left[i_{sA} - \frac{1}{2} i_{sB} - \frac{1}{2} i_{sC} \right] \tag{2.8}$$

$$i_{sQ} = \mathrm{Im}(\bar{i}_s) = \frac{1}{\sqrt{3}} [i_{sB} - i_{sC}] \tag{2.9}$$

Rotor akımlarının rotorda oluşturduğu mmf (2.3) eşitliğine benzer şekilde aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$f_r(\theta, t) = N_r [i_{ra}(t)\cos(\theta - \theta_r) + i_{rb}(t)\cos(\theta - \theta_r - 2\pi/3) + i_{rc}(t)\cos(\theta - \theta_r + 2\pi/3)] \tag{2.10}$$

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

$$\bar{i}_r = i_{r\alpha} + j i_{r\beta} \tag{2.11}$$

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,

$$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} \tag{2.12}$$

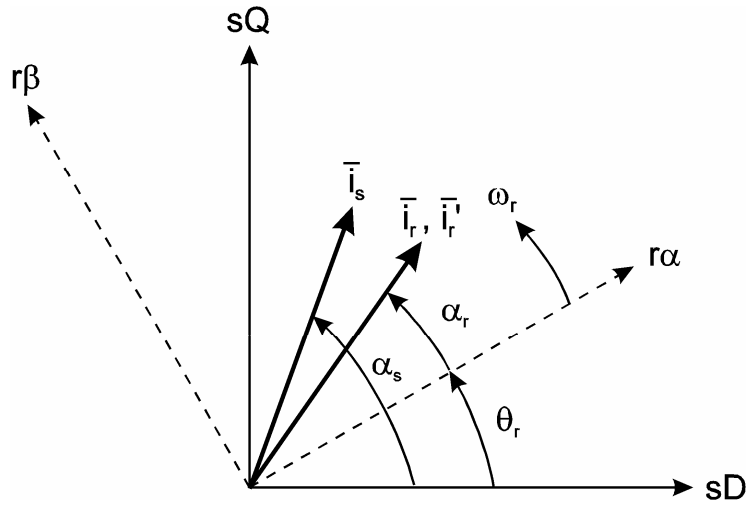
açısal hızıyla döner. Rotor akımı, rotor eksen takımında aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$\bar{i}_r = |i_r| e^{j\alpha_r} \tag{2.13}$$

Burada α_r açısı, rotor akımı uzay vektörü ile rα ekseni arasındaki açıdır. Statorun sabit eksen takımında ifade edilen rotor akımı uzay vektörü ise,

$$\bar{i}_r' = |i_r| e^{j(\alpha_r + \theta_r)} \tag{2.14}$$

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



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

Stator ve rotorda oluşan mmf değişimlerinin toplamı,

$$f(\theta, \theta_r, t) = f_s(\theta, t) + f_r(\theta, \theta_r, t) \tag{2.15}$$

$$f(\theta, \theta_r, t) = \frac{3}{2} N_s [\mathrm{Re}(\bar{i}_s e^{-j\theta}) + \frac{3}{2}\frac{N_r}{N_s} \mathrm{Re}(\bar{i}_r' e^{-j\theta})] = \frac{3}{2} N_s \, \mathrm{Re}[(\bar{i}_s + \frac{N_r}{N_s} \bar{i}_r') \, e^{-j\theta}] \tag{2.16}$$

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

$$\bar{i}_m = \bar{i}_s + \frac{N_r}{N_s}\bar{i}_r' \tag{2.17}$$

olarak elde edilir. Statorda oluşan akı,

$$\bar{\psi}_s = L_s\bar{i}_s + L_m\bar{i}_r' = L_s\bar{i}_s + L_m\bar{i}_r e^{j\theta_r} \tag{2.18}$$

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,

$$\bar{\psi}_s = \psi_{sD}(t) + j\psi_{sQ}(t) \tag{2.19}$$

$$\psi_{sD} = L_s i_{sD} + L_m i_{rd} \tag{2.20}$$

$$\psi_{sQ} = L_s i_{sQ} + L_m i_{rq} \tag{2.21}$$

şeklinde ifade edilebilir. Asenkron motorun sabit eksen takımındaki iki fazlı modelinin temel yapısı Şekil 2.3'te görülmektedir.

Rotor akımları için aşağıdaki dönüşümler kullanılır.

$$\bar{i}_r' = i_{rd} + j\,i_{rq} = \bar{i}_r e^{j\theta_r} \tag{2.22}$$

$$\begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_r & -\sin\theta_r \\ \sin\theta_r & \cos\theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} \tag{2.23}$$

$$i_{r\alpha} = \cos\theta_r i_{rd} + \sin\theta_r i_{rq} \tag{2.24}$$

$$i_{r\beta} = -\sin\theta_r i_{rd} + \cos\theta_r i_{rq} \tag{2.25}$$

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

$$v_{sD} = \frac{2}{3}\left[v_{sA} - \frac{1}{2}v_{sB} - \frac{1}{2}v_{sC}\right] \tag{2.26}$$

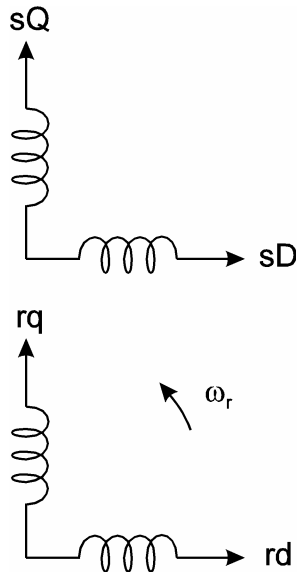
$$v_{sQ} = \frac{1}{\sqrt{3}}[v_{sB} - v_{sC}] \tag{2.27}$$

$$i_{sD} = \frac{2}{3}[i_{sA} - \frac{1}{2}i_{sB} - \frac{1}{2}i_{sC}] \tag{2.28}$$

$$i_{sQ} = \frac{1}{\sqrt{3}}[i_{sB} - i_{sC}] \tag{2.29}$$

$$i_{r\alpha} = \frac{2}{3}[i_{ra} - \frac{1}{2}i_{rb} - \frac{1}{2}i_{rc}] \tag{2.30}$$

$$i_{r\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}}[i_{rb} - i_{rc}] \tag{2.31}$$



Şekil 2.3 Asenkron motorun sabit eksen takımındaki iki faz modeli.

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

$$\bar{v}_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{\psi}_s}{dt} \tag{2.32}$$

$$\bar{v}'_r = R_r \bar{i}'_r + \frac{d\bar{\psi}'_r}{dt} - j\omega_r \bar{\psi}'_r \tag{2.33}$$

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

$$\begin{bmatrix} \bar{v}_s \\ \bar{v}_r' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_s \\ \bar{i}_r' \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_s & L_m \\ L_m & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_s \\ \bar{i}_r' \end{bmatrix} - j\omega_r \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ L_m & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_s \\ \bar{i}_r' \end{bmatrix} \tag{2.34}$$

$$\begin{bmatrix} v_{sD} \\ v_{sQ} \\ v_{rd} \\ v_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s p & 0 & L_m p & 0 \\ 0 & R_s + L_s p & 0 & L_m p \\ L_m p & \omega_r L_m & R_r + L_r p & \omega_r L_r \\ -\omega_r L_m & L_m p & -\omega_r L_r & R_r + L_r p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sD} \\ i_{sQ} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \tag{2.35}$$

olarak bulunur. Burada L_s ve L_r sırası ile stator ve rotor endüktanslarıdır. L_m=3/2M_{sr} olarak hesaplanır. M_{sr} ise stator ve rotor arasındaki mıknatıslama endüktansının maksimum değeridir. Endüktansların değişmesi dikkate alınırsa, 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 $p(L_m i_{sQ} + L_r i_{rq})$ geriliminin toplamı olduğu düşünülebilir. Motorun momenti,

$$t_e = \frac{3}{2} P L_m (i_{sD} i_{rq} - i_{sQ} i_{rd}) \tag{2.36}$$

ve geçici rejimdeki hareket denklemi,

$$t_e - t_L = J \frac{d\omega_r}{dt} + B\omega_m \tag{2.37}$$

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

$$\omega_r = P.\omega_m \tag{2.38}$$

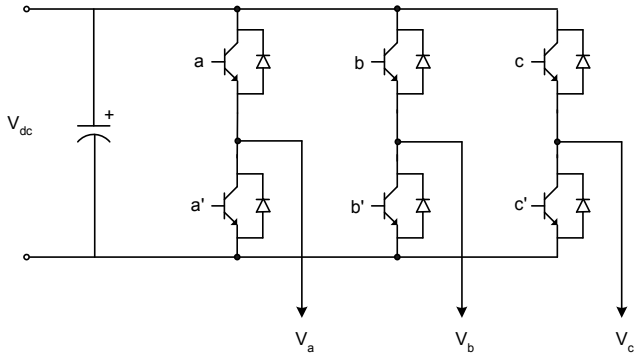
şeklinde ifade edilir (Bakan, 2002).

2.6 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). Ayrıca IGBT elemanları ile oluşturulan PWM inverterlerin kullanımında yüksek anahtarlama frekansları sayesinde motorun inverterler ile sürülmesiyle ortaya çıkan harmonik akımları ve dolayısı ile

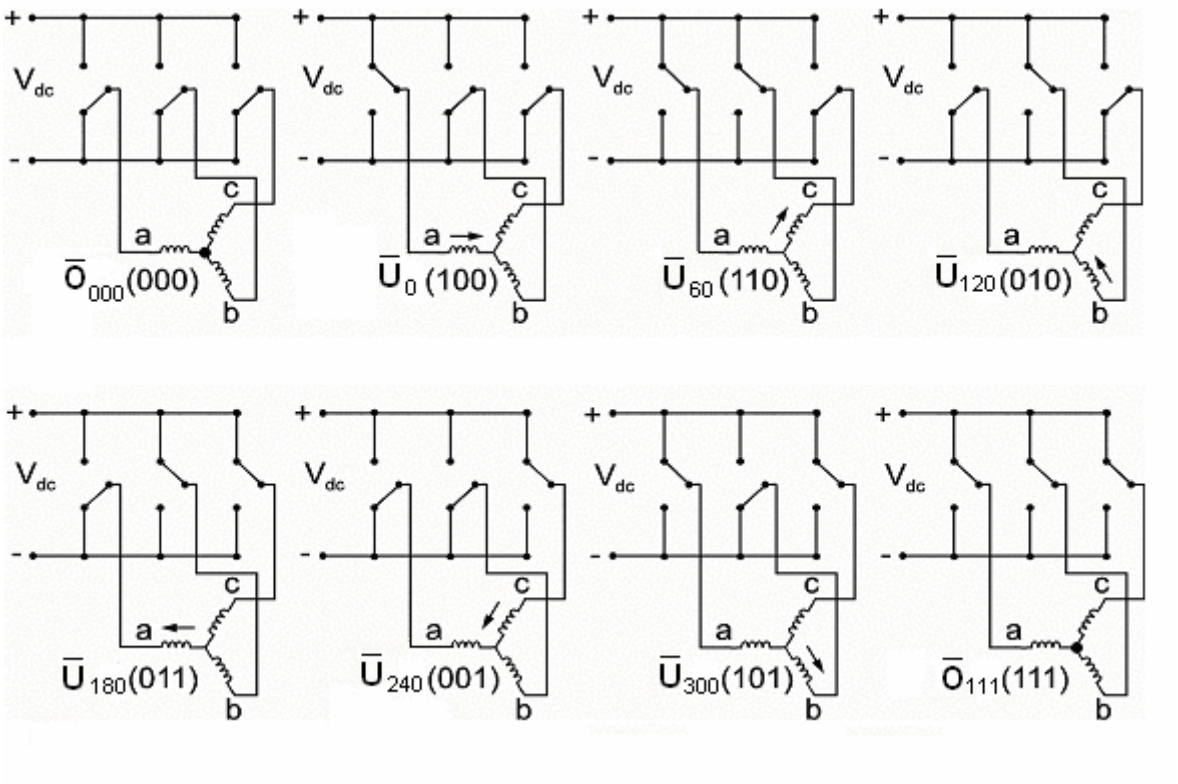
harmonik momentlerinin etkisi de azaltılmaktadır. Yüksek frekanslarda anahtarlama kayıplarının inverter elemanlarının ısınmasına yol açması nedeniyle, problemsiz bir çalışma için kullanılacak inverterin gücü ve çalışma frekansı ile soğutucuların önceden belirlenmesi gerekir.

AC makinaların 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 vektörlerdir. Üç fazlı gerilim beslemeli inverterin (VSI) normal çalışmasında 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 2.4'te üç fazlı asenkron motoru besleyen gerilim beslemeli inverter ve eşdeğeri görülmektedir.



Şekil 2.4 Üç fazlı gerilim beslemeli inverter.

Her bir inverter faz kolunun anahtarlama durumu ayrı ayrı a, b, ve c anahtarlama fonksiyonları tarafından kontrol edilir. Anahtarlama fonksiyonu, inverter fazı kaynak geriliminin pozitif ucuna bağlandığında "1", negatif ucuna (GND) bağlandığında ise "0" olarak tanımlanır. VSI PWM inverter, 8 farklı anahtarlama durumuna bağlı olarak 8 farklı inverter çıkış gerilim vektörü üretir. Şekil 2.5'te anahtar konumlarına karşılık düşen gerilim vektörleri gösterilmiştir.



Şekil 2.5 VSI inverterde anahtar konumlarına karşılık gelen gerilim vektörleri.

İnverterin anahtarlama durumlarına göre uçlarında oluşan faz-nötr ve fazlar arası gerilimler ise Çizelge 2.1'de verilmiştir.

8 farklı anahtarlama durumu için oluşan gerilimlere D-Q dönüşümü (2.39) eşitliği kullunılarak elde edilmektedir.

$$T_{abc-DQ} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \tag{2.39}$$

Çizelge 2.1 İnverterin faz-nötr ve fazlar arası çıkış gerilimleri.

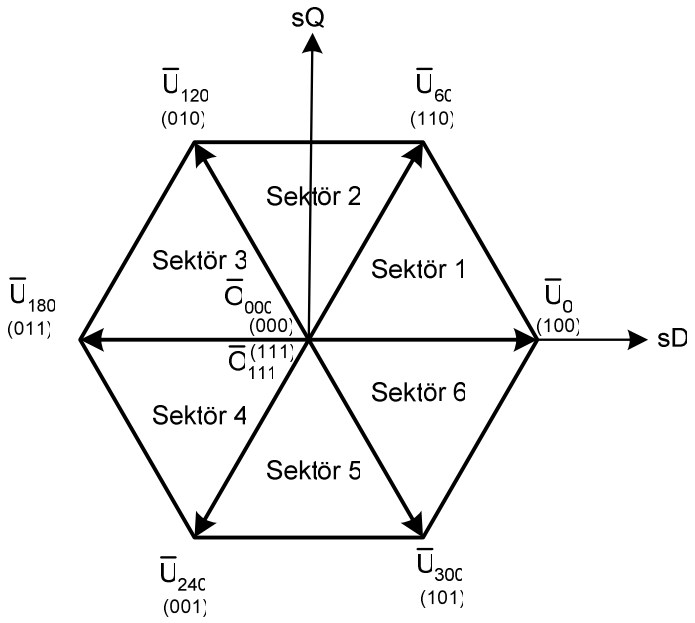
a	b	c	Va	Vb	Vc	Vab	Vbc	Vca
0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	2/3	-1/3	-1/3	1	0	-1
1	1	0	1/3	1/3	-2/3	0	1	-1
0	1	0	-1/3	2/3	-1/3	-1	1	0
0	1	1	-2/3	1/3	1/3	-1	0	1
0	0	1	-1/3	-1/3	2/3	0	-1	1
1	0	1	1/3	-2/3	1/3	1	-1	0
1	1	1	0	0	0	0	0	0

Sabit eksen takımı (D-Q) için eşitlik (2.39) ile elde edilen vektörlerin D ve Q bileşenleri Çizelge 2.2'de verilmiştir.

Çizelge 2.2 İnverterin 8 farklı anahtarlama durumu için elde edilen V_{sD} ve V_{sQ} gerilim bileşenleri.

	a	b	c	V_{sD}	V_{sQ}
$\overline{O}_{000}$	0	0	0	0	0
$\overline{U}_{0}$	1	0	0	$\sqrt{2}/\sqrt{3} * V_{dc}$	0
$\overline{U}_{60}$	1	1	0	$1/\sqrt{6} * V_{dc}$	$1/\sqrt{2} * V_{dc}$
$\overline{U}_{120}$	0	1	0	$-1/\sqrt{6} * V_{dc}$	$1/\sqrt{2} * V_{dc}$
$\overline{U}_{180}$	0	1	1	$-\sqrt{2}/\sqrt{3} * V_{dc}$	0
$\overline{U}_{240}$	0	0	1	$-1/\sqrt{6} * V_{dc}$	$-1/\sqrt{2} * V_{dc}$
$\overline{U}_{300}$	1	0	1	$1/\sqrt{6} * V_{dc}$	$-1/\sqrt{2} * V_{dc}$
$\overline{O}_{111}$	1	1	1	0	0

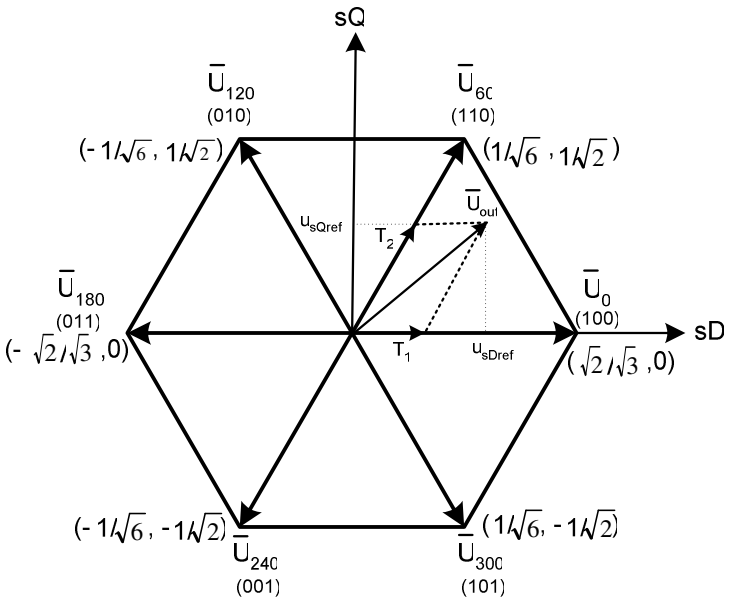
Gerilim vektörleri simetrik bir altıgen oluşturur. Bu altıgen ise 60 derecelik 6 sektöre bölünür. 0 ile +60 derece arasında tanımlanan sektör 1. sektördür. Gerilim vektörlerinin sabit eksen takımındaki konumları ve sektör tanımları Şekil 2.6'da görülmektedir.



Şekil 2.6 VSI inverterde gerilim vektörlerinin sabit eksen takımındaki konumları ve oluşan sektörler.

Motora $\overline{U}_0 - \overline{U}_{300}$ vektörlerinden biri uygulundığında, stator akısı uygulanan gerilim vektörü doğrultusunda artar. Bu nedenle $\overline{U}_0 - \overline{U}_{300}$ vektörleri aktif vektörler olarak adlandırılır. Sıfır gerilim vektörleri olarak adlandırılan $\overline{O}_{000}$ ve $\overline{O}_{111}$ 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 $\overline{U}_{out}$ referans(çıkış) gerilim vektörü Şekil 2.7'de gösterilmiştir (Bakan, 2002).



Şekil 2.7 SVM ile üretilen çıkış gerilim vektörü

Uygulamada SVM'nin gerçekleştirilmesi, motor kontrolunda kullanılan DSP'de bulunan bir SVM birimi ile sağlanır. SVM birimi, üretilmek istenilen $\overline{U}_{out}$ referans gerilim vektörünün sabit eksen takımındaki bileşenleri u_{sDref} ve u_{sQref} giriş olarak alınır. SVM'de amaç aktif ve sıfır gerilim vektörlerini kullanarak $\overline{U}_{out}$ referans gerilimini elde etmektir. Bunun için herhangi küçük bir periyotta ortalama inverter çıkışının referans gerilime eşit olduğu (2.40) eşitliği kullanılmaktadır.

$$\frac{1}{T}\int_{nT}^{(n+1)T}\overline{U}_{out}(t) = \frac{1}{T}\left(T_1\overline{U}_x + T_2\overline{U}_{x\pm60}\right) \tag{2.40}$$

$$\overline{U}_{out}(nT) = \frac{1}{T}\left(T_1\overline{U}_x + T_2\overline{U}_{x\pm60}\right) \tag{2.41}$$

Bu eşitlikte kullanılan T_1 ve T_2 süreleri ise sırası ile $\overline{U}_x$ ve $\overline{U}_{x\pm60}$ gerilim vektörlerinin motora uygulanması için gerekli olan inverter anahtarlama sürelerini belirtmektedir. T_1 ve T_2'nin toplamı Tpwm süresine eşit ve/veya az olacağı için geriye kalan sürede $\overline{O}_{000}$ veya $\overline{O}_{111}$ vektörleri devrededir. Böylece eşitlik (2.41) genelleştirilirse (2.42) eşitliği elde

edilir. Burada $T_1 + T_2 + T_0 = T_{pwm} = T$ eşitliği de belirtilmelidir.

$$T_{pwm}\,\overline{U}_{out} = T_1\,\overline{U}_x + T_2\,\overline{U}_{x\pm60} + T_0(\overline{O}_{000}\,\text{veya}\,\overline{O}_{111}) \tag{2.42}$$

Eşitlik (2.42)'den T_1 ve T_2 süreleri;

$$\left[T_1 \quad T_2\right]^{\tau} = T_{pwm}\left[\overline{U}_x \quad \overline{U}_{x\pm60}\right]^{-1}\overline{U}_{out} \tag{2.43}$$

Burada $\left[\overline{U}_x \quad \overline{U}_{x\pm60}\right]^{-1}$ matrisi belirlenen sektörün gerilim vektörleridir. α açısının $\overline{U}_{out}$ vektörü ile $\overline{U}_x$ vektörü arasındaki açı olduğu kabul edildiğinde, Şekil 2.7'den, T_1 ve T_2 süreleri için (2.44) ve (2.45) eşitlikleri de elde edilebilir.

$$T_1 = \sqrt{2}\,T_{pwm}\left\|\overline{U}_{out}\right\|\cos(\alpha + 30°) \tag{2.44}$$

$$T_2 = \sqrt{2}\,T_{pwm}\left\|\overline{U}_{out}\right\|\sin(\alpha) \tag{2.45}$$

Özel uygulamalara da bağlı olarak T_1 ve T_2 sürelerinin belirlenmesinde, eşitlik (2.43) veya eşitlik (2.44) ve (2.45) kullanılabilmektedir. Eşitlik (2.43) sektöre bağımlıdır. Fakat matris tersi her bir sektör için hesaplanıp yazılıma look-up tablosu olarak yazılabilir. Bu yaklaşım, $\overline{U}_{out}$ vektörünün $[U_{sDref},\ U_{sQref}]^t$ formunda elde edildiğinde kullanımı oldukça faydalı olacaktır. Eşitlik (2.44) ve (2.45) ise sektöre bağımlı değildir ve $\overline{U}_{out}$ vektörünün genlik ve açı cinsinden elde edildiğinde kullanımı faydalı olacaktır.

$\overline{U}_x$ vektörü, $\overline{U}_{out}$ vektörüne sektör içindeki en yakın aktif vektördür. $\overline{U}_{x\pm60}$ vektörü ise sektörün diğer vektörüdür. Eşitlik (2.43)'ün kullanımında anahtarlama sürelerinin ve sırasının hesaplanması için referans çıkış geriliminin hangi sektörde bulunduğunun belirlenmesi gerekmektedir. DSP'de açının bulunması yerine eşitlik (2.46) ve (2.47)'nin kullanımı ile

basitçe sektör belirlenir.

$$\upsilon_{ref1} = u_{sQref}$$

$$\upsilon_{ref2} = \sin 60° u_{sDref} - \sin 30° u_{sQref} \quad (2.46)$$

$$\upsilon_{ref3} = -\sin 60° u_{sDref} - \sin 30° u_{sQref}$$

$$N = \text{sign}(\upsilon_{ref1}) + 2 * \text{sign}(\upsilon_{ref2}) + 4 * \text{sign}(\upsilon_{ref3}) \quad (2.47)$$

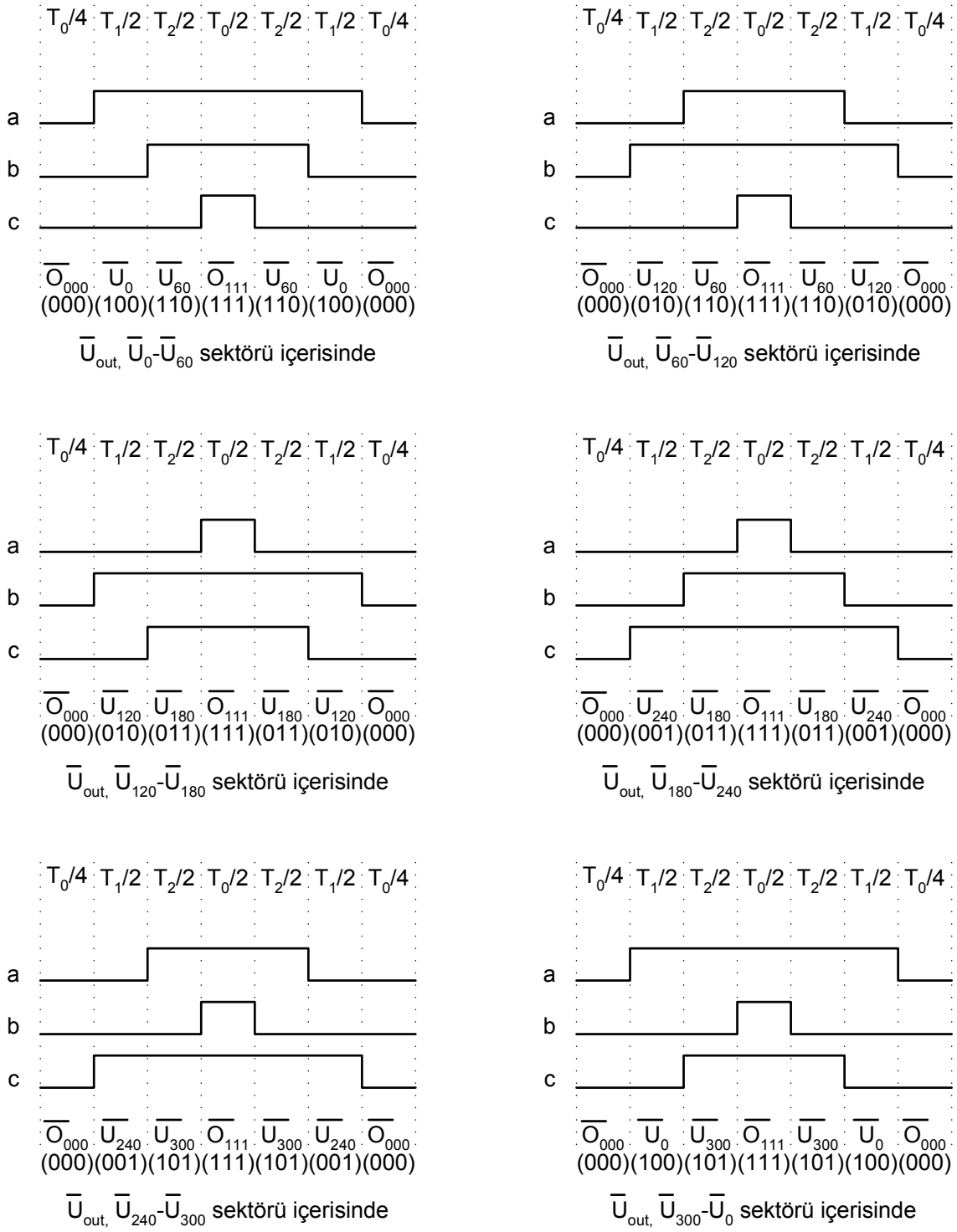
Elde edilen N sayısı ile sektör arasındaki ilişki Çizelge 2.3'de belirtilmiştir. DSP'deki yazılacak yazılımda sektörün elde edilişinde de bu ilişkiden faydalanılacaktır.

Çizelge 2.3 $\overline{U}_{out}$ vektörünün bulunduğu sektörün belirlenmesinde N ile sektör arasındaki ilişki.

N	1	2	3	4	5	6
Sektör	2	6	1	4	3	5

Şekil 2.7'den de görüldüğü üzere $\overline{U}_{out}$ vektörü için maksimum genlik $V_{dc}/\sqrt{2}$ 'dir. Fazlar arası ve faz çıkış gerilimleri için maksimum efektif değerler $V_{dc}/\sqrt{2}$ ve $V_{dc}/\sqrt{6}$ 'dır. Bu değerler ise orijinal sinüsoidal PWM tekniğinden $2/\sqrt{3}$ kere daha yüksektir. Aynı nedenlerden dolayı SVM tekniğinde DC bara geriliminin değeri motorun nominal gerilimi olan değerinin $\sqrt{2}$ katı olmalıdır.

SVM tekniğinde T_1 ve T_2 sürelerinin kullunımı ve anahtarlama elemanlarına uygulanacak tetikleme sinyalleri için bir örnek Şekil 2.8'de gösterilmiştir (Yu, 1999).



Şekil 2.8 SVM için her bir sektördeki anahtarlama sinyalleri.

2.7 Asenkron Motor Kontrol Yöntemleri

Asenkron motorlar, diğer motorlara kıyasla ucuz olmaları, patlayıcı ortamlar dahil, her türlü kötü ortam şartlarında çalışabilmeleri ve bakım gerektirmemeleri gibi bazı üstün özelliklerinden dolayı endüstriyel uygulamalarda ve çoğunlukla değişken hızlı tahrik sistemlerinde kullanılırlar. Geçmişte asenkron motorun hız ayarı, stator geriliminin, stator sargısı kutup çiftinin, stator frekansının, bilezikli tipte ise bunlara ilaveten rotor direncinin değiştirilmesi ile gerçekleştirilmekteydi. Günümüzde ise asenkron motorun değişken hızlı tahrik sistemlerinin kontrolunda kullanılan yöntemleri iki temel kısma ayırmak mümkündür. Bunlar;

- Skaler kontrol yöntemleri
- Vektörel kontrol yöntemleri

2.7.1 Skaler Kontrol Yöntemleri

Bu yöntemlere düşük performanslı yöntemler de denilmektedir. Bu yöntemler oldukça ucuz ve kolay gerçekleştirilebilmesine rağmen bu yöntemlerin kullanılması ile elde edilen değişken hızlı tahrik sistemlerinin performansı, doğru akım motorlu sürücülerden elde edilen performansı yakalayamamaktadır.

Skaler kontrol yöntemlerinin temeli, motora uygulanan gerilim ve frekansın gerilim/frekans (V/f_S) oranı sabit kalacak şekilde uygulanmasıdır. Asenkron motorda V/f_S oranının sabit tutulması, hava aralığı akısının sabit tutulması anlamına gelir. Stator akımı hem moment hem de akı ile ilişkili olduğundan bu yöntemde bağımsız olarak moment kontrolu yapmak mümkün değildir. Ayrıca momenti değiştirmek gerektiğinde akı değeri de değişeceğinden moment cevap süresi akının değişim hızına bağlı olarak yavaş olacaktır. Skaler kontrol yöntemlerinin uygulanmasında, frekans referansının basamak şeklinde uygulanması gerektiğinden gerçek kayma değeri aşılmış olur ve sonucunda kararsızlık oluşmaktadır. Ayrıca parametre değişimleri kontrolun sonuçlarını olumsuz etkilemektedir. Bu yöntemin geliştirilmesi için kayma kontrolu kullanılmaktadır (Bose, 1987). Skaler kontrol yöntemleri düşük hızların dışında, hızın yavaş değiştiği uygulamalar için elverişlidir. Fakat hassas hız ve moment ayarının gerektiği uygulamalarda kullanılması mümkün değildir.

2.7.2 Vektörel Kontrol Yöntemleri

Asenkron motorun moment oluşturma üzerine, serbest uyarmalı doğru akım motoru ile olan benzerliği 1980'li yıllardan sonra ortaya çıkmıştır. Bilindiği üzere doğru akım motorunda momenti ve akıyı oluşturan akımlar ayrı ayrıdır. Asenkron motorda ise sadece stator akımı

mevcuttur. Bu akım ise sinüzoidal bir akımdır ve genlik, frekans ve faz bilgileri gibi bilgileri içermektedir. Asenkron motorun kontrolünde kontrol edilecek büyüklük olarak akımın genliği, fazı ve frekansı düşünüldüğünde tanımlanan kontrol büyüklüğü akım vektörü olmaktadır. Bu kontrol literatürde vektör kontrol olarak isimlendirilmektedir ve uzay vektör teorisinin gelişmesi ile ortaya çıkmıştır. Bu teori ile akım vektörü ele alındığında iki ayrı bileşene ayrılabilmektedir. Bu iki bileşen ise, aynı doğru akım motorlarında olduğu gibi, momenti oluşturan bileşen ve akıyı oluşturan bileşendir. Böylelikle asenkron motor da doğru akım motoru gibi kontrol edilebilmektedir. Asenkron motorların doğrusal olmayan bir yapı içermesi kontrolde doğru akım motorunun kontrolüne kıyasla çok daha karmaşık kontrol ve dönüşüm algoritmaları gerektirmektedir.

Vektörel kontrolde, asenkron motorun modelinde yer alan akı vektörlerinin seçimine göre yapılan kontrol aşağıda verildiği gibi üç ayrı biçimde yapılabilmektedir.

- Stator akısı yönlendirmeli kontrol
- Rotor akısı yönlendirmeli kontrol
- Mıknatıslanma akısı yönlendirmeli kontrol

Her üç kontrol yöntemi de kullanılan kontrol yöntemleri olup bu üç yöntem arasında temel olarak bir fark yoktur ve seçilen akı yönlendirmesine göre motorun matematiksel eşitliği vektörel olarak düzenlenir ve eşitlikte seçilen akı üzerinden işlemler gerçekleştirilir. Bu üç yöntem incelendiğinde matematiksel olarak daha kolaylık sağlaması ve kontrolündeki kararlılığın daha iyi olması nedeni ile rotor akısı yönlendirmeli kontrol tercih edilmektedir.

Motorun D-Q eksen takımına dayalı bu kontrol yöntemleri genel olarak vektör kontrol yöntemleri olarak da adlandırılırlar. Temel olarak iki ayrı tipte vektör kontrol yöntemi vardır. Bunlar;

- Doğrudan alan yönlendirmeli vektör kontrolu
- Dolaylı alan yönlendirmeli vektör kontrolu

2.7.2.1 Doğrudan Alan Yönlendirmeli Vektör Kontrolu

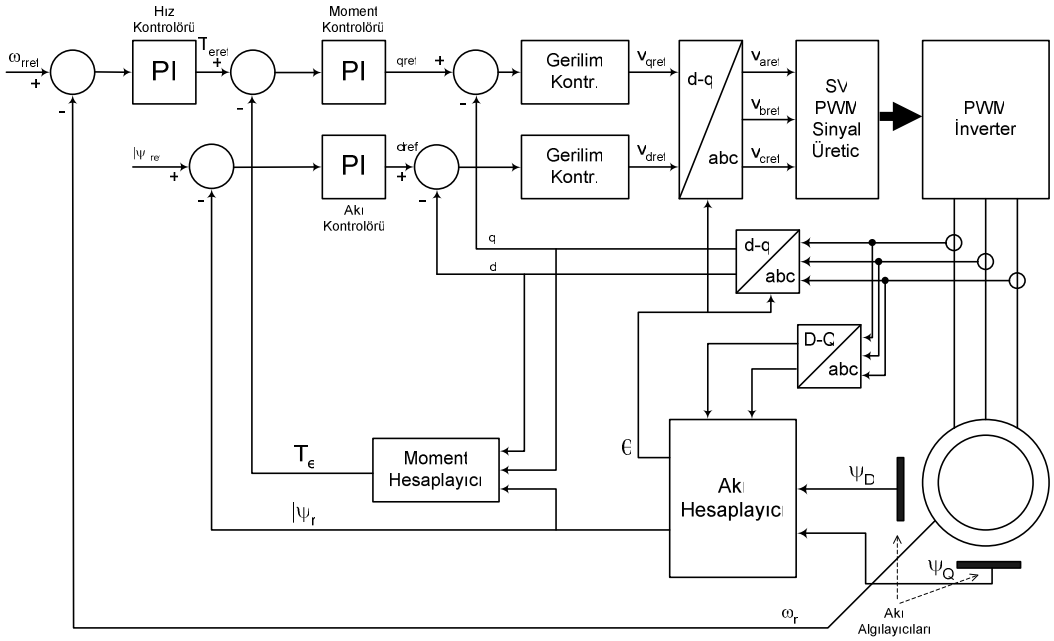
İlk uygulanan vektör kontrol yöntemi olup Siemens'in Almanya'daki araştırma merkezinde F. Blaschke tarafından geliştirilmiştir. Doğrudan alan yönlendirmeli kontrolun uygulanması yöntemde kullanılacak akı vektörünün doğrudan ölçülmesi ya da kestirimi üzerinedir.

Blaschke'nin önerdiği doğrudan alan yönlendirmeli kontrolde rotor akısı vektörü, hava aralığı akısının motorun stator yapısına özel bir düzenleme ile (birbirine dik olarak) yerleştirilen akı

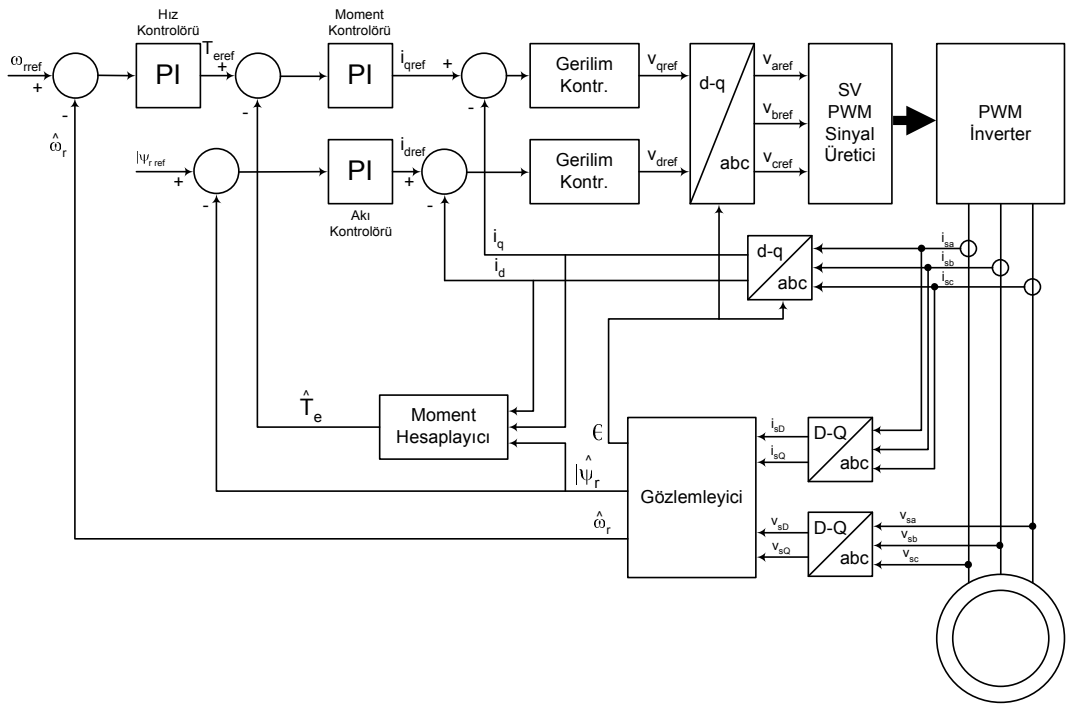
algılayıcılarından alınan ölçümler ile elde edilir. Bu yöntem özel olarak üretilen motorlarda uygulanabilir. Daha sonraları yapılan araştırmalarda yine bu yönteme benzer olarak akı, sezici bobinler veya özel yapılı sargılar ile ölçülmüştür. Fakat bu tarzdaki yöntemlerin uygulanabilmesi için gerekli özel yapılı motor gereksinimi bu yöntemlerin cazibesini ortadan kaldırmıştır. Çünkü endüstrinin istediği asenkron motor sürücüleri, herhangi bir asenkron motor ile sorunsuz çalışabilecek türden sürücülerdir.

Bunun için araştırmacılar farklı yaklaşımlar ile akının ölçülmesi yerine kestirimine dayalı yöntemler geliştirmişlerdir. Bu kontrol yönteminde akı, motorun giriş uçlarında alınana bilgileri kullanan bir gözlemleyici tarafından kestirilmektedir. Gözlemleyici tabanlı bu yöntemde motorun hızının kestirimi de gerçekleştirebilmektedir. Bu tarzdaki kontrole algılayıcısız kontrol (sensorless drive) adı verilmektedir.

Gözlemleyiciler, adaptif yapılı gözlemleyici ve dayanıklı yapıya sahip gözlemleyici olmak üzere ikiye ayrılmaktadır. Motorun matematiksel modeli kullanılarak oluşturulan adaptif yapılı gözlemleyiciler, Luenberger gözlemleyicisi, Kalman filtresi ve Yapay Sinir Ağları tabanlı gözlemleyici olarak literatürde yer almaktadır. Dayanıklı yapıya sahip gözlemleyici olarak ise Kayan Kipli gözlemleyici kullanılmaktadır. Doğrudan alan yönlendirmeli kontrolu için blok şemalar Şekil 2.9 ve Şekil 2.10'da gösterilmiştir.



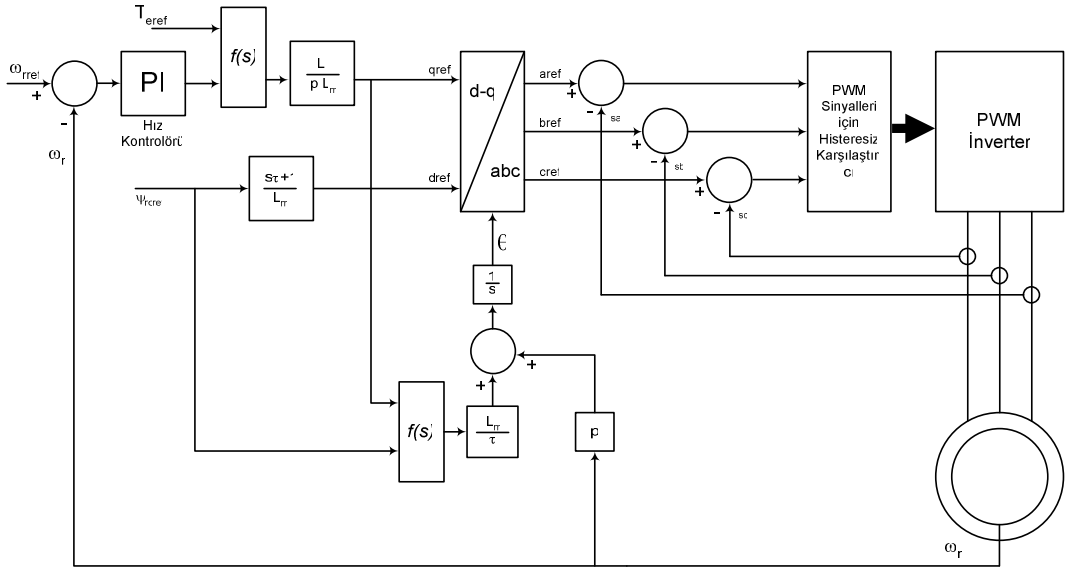
Şekil 2.9 Akı algılayıcıları kullanan doğrudan alan yönlendirmeli kontrol



Şekil 2.10 Gözlemleyici kullanan doğrudan alan yönlendirmeli kontrol

2.7.2.2 Dolaylı Alan Yönlendirmeli Vektör Kontrolu

Dolaylı alan yönlendirmeli vektör kontrolu özünde kayma ilişkisi bulunan bir motor modelinin kullanımı üzerinedir. Bu kontrol yönteminde d-q referans akım bileşenleri ve θ açısı, akı ve moment referans değerlerinin motorun matematiksel ifadelerinde kullanımı ile elde edilmektedir. Bu sebeplerden dolaylı vektör kontrol yöntemi, doğrudan kontrol yöntemi ile karşılaştırıldığında motor parametrelerine daha çok bağımlıdır. Bu yöntemdeki diğer bir sorun ise yöntemin uygulanabilmesi için motorun hız veya konum bilgisinin ölçülmesi gerekliliğidir. Şekil 2.11'de bu yönteme ait blok şema gösterilmektedir.



Şekil 2.11 Dolaylı alan yönlendirmeli vektör kontrol

3. KAYAN KİPLİ KONTROL

3.1 Değişken Yapılı Sistemler ve Kayan Kipli Kontrol

Değişken Yapılı Sistemler kuramı özellikle doğrusal olmayan sistemlere uygulanmaktadır (Hung, 1993, Slotine, 1991). Kayan kipli kontrol (KKK) bu kuramın bir özel halini oluşturmaktadır. Bu yaklaşımdaki ana amaç, hatayı "anahtarlama yüzeyi" veya "kayma yüzeyi"ne itmek ve bu yüzeyde tutmaktır. Bundan sonra sistem "kayma rejiminde"dir ve modelleme hataları ve/veya dış bozuculardan etkilenmez. Kayma yüzeyi, durum değişkenlerinin doğrusal kombinasyonu olan bir fonksiyon olarak tanımlandığı için durum değişkenleri bu yüzey üzerinde doğrusal bağımlı hale gelirler. Bu durumda sistemin derecesi, bağımsız giriş sayısı kadar, indirgenmiş olur ve derecesi indirgenmiş bir kontrol kuralı ile kontrol edilebilir. Giriş sayısı derecesine eşit bir sistemde, sonuç sistem birinci dereceden olur.

Klasik KKK'un bilinen iki temel sorunu vardır. İlki, çatırtı adı verilen, kontrol çıkışındaki yüksek frekanslı salınımlardır. İkincisi ise eşdeğer kontrolun hesaplanmasındaki zorluktur. Çünkü eşdeğer kontrol terimi kontrol edilecek sistemin tüm dinamiklerinin bilinmesini ve hesaba katılmasını gerektirir. Literatürde bu sorunları çözmeye yönelik bazı yöntemler önerilmiştir. En iyi bilinen çatırtı giderme yöntemi klasik KKK'de kullanılan işaret fonksiyonu (sign) yerine yumuşak geçişli doyma fonksiyonu (saturation) kullanmaktır (Sabanovic, 1994). Eşdeğer kontrolu hesaplama zorluğu da en küçük kareler yöntemiyle kestirim veya ardışıl en küçük kareler yöntemiyle kestirim teknikleri ile aşılmaya çalışılmıştır (Astrom, 1989). Fakat bu yöntemleri uygulamak da çok kolay değildir.

3.1.1 DYKS ve KKK Temel Tanımlamaları

Durum denklemleri aşağıdaki gibi verilen doğrusal olmayan bir sistemi göz önüne alalım.

$$\frac{dx}{dt} = A(x,t) + B(x,t)u(t) \tag{3.1}$$

burada $x \in R^n, A \in F^n, u \in R^m, \text{rank}(B(x,t)) = m, u \in [u_{min}, u_{max}]$'dır.

DYK tasarımı iki aşamada ele alınabilir.

a) Manifold seçimi veya s(x) vektör formunda yazılmış, m adet anahtarlama fonksiyonunun seçimi.

$$S = \{x : \phi(t) - \varphi(x) = s(x,t) = 0\} \tag{3.2}$$

Burada $\phi(t)$, olmasını istediğimiz durum değerlerinin fonksiyonudur "$\phi(t) = f(x^r)$". Referans değerler zamanın fonksiyonu olduğundan $\phi(t)$ olarak ifade edilmektedir. $\varphi(x)$ ise durum değişkenlerinin fonksiyonudur "$\varphi(x) = g(x)$". Böylece sistem durum hatasının bir fonksiyonu olan anahtarlama fonksiyonları "s(x)" zamana ve durumlara bağlı iki parça olarak ifade edilmektedir.

b) Kontrol seçimi, Lyapunov fonksiyonunun seçilmesi ile belirlenen, kararlılık kriterini sağlayacak, kontrolun hesaplanması işlemidir. Sonuç olarak, seçilmiş olan anahtarlama yüzeyi s(x)'in işaretine göre farklı kontrol yapılarının uygulanması ile (3.3) DYK elde edilmiş olur.

$$u(x,t) = \begin{cases} u^+(x,t) \ ; s(x) > 0 \\ u^-(x,t) \ ; s(x) < 0 \end{cases} \tag{3.3}$$

DYKS'lerin özel bir halini oluşturan KKK sistemlerinde bu kontrol, sistemin durumlarının sonlu zamanda seçilen s(x)=0 yüzeyine ulaşmasını sağlayacak şekilde yapılır. Daha sonraları geliştirilen "sınırlı uzaklık" yaklaşımında, sistem durumları sonlu zamanda belirlenmiş s(x)=0 yüzeyine sınırlı uzaklıkta bir zarf içine sokulur. Bunların sağlanması için de manifold, kontrol uzayı boyutu olan (m) kadar durumu doğrusal bağımlı hale getirerek, kapalı çevrim sistemin derecesini 'n-m+1'e indirecek şekilde seçilir.

3.1.2 Kayma Yüzeyi

Verilen sistem için (3.1), kayma yüzeyi $S_{(mx1)}$, (3.2)'deki tanımlama ile seçilir (Sabanovic, 1994). Burada $\phi(t)$, $\varphi(x)$, s(x) fonksiyonları (3.4)'deki gibi tanımlıdır.

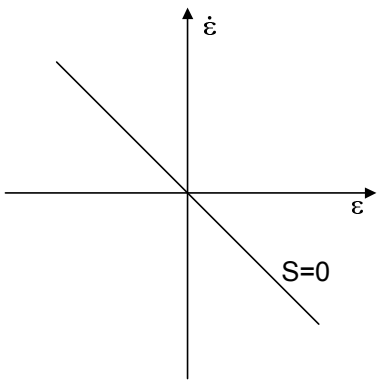
$$\phi(t) = G.x^r \text{ ve } \varphi(x) = G.x \qquad \Rightarrow \qquad s(x,t) = \phi(t) - \varphi(x) = G.(x^r - x) \tag{3.4}$$

Burada $G_{(mxn)}$ kayma yüzeyinin eğimini belirleyen katsayı matrisidir. G genelde köşegen matris olarak belirlenir ve elemanları (3.5) eşitliği ile durum hatalarını $(\varepsilon_i = x_i^r - x_i)$ sıfıra götürmek üzere pozitif katsayılar olarak seçilirler.

$$s_i = \left(\frac{d}{dt} + g_i\right)\varepsilon_i \tag{3.5}$$

Böylece s_i sıfıra gittiğinde ε_i 'de sıfıra gider.

KKK'de amaç sistem durumlarını kayma yüzeyine itmek ve bu yüzeyde tutmaktır. Bir kez durumlar kayma yüzeyine getirildikten sonra, seçilen G matrisinin belirlediği dinamikle (3.5), hatalar da bu yüzey üzerinde hareket ederek, sıfıra gider.



Şekil 3.1 Kayma doğrusu

3.1.3 Kayan Kipli Kontrolör

Bu bölümde verilen yöntem Lyapunov fonksiyonu seçme esasına dayanmaktadır. Tasarım Lyapunov kararlılık ölçütünü sağlayan Lyapunov fonksiyonunun seçilmesi ile yapılır.

Lyapunov "genel" kararlılık kuramı aşağıda verilmiştir.

3.1.3.1 Lyapunov Kararlılık Teoremi

S'in skaler bir fonksiyonu olan V, birinci dereceden türevleri tanımlı olmak üzere aşağıdaki koşulları sağladığında sistem S=0'da asimptotik kararlıdır (Slotine, 1991).

1) $V(S)$ kesin pozitif tanımlı,
2) $\dot{V}(S)$ kesin negatif tanımlı,
3) $\|S\| \to \infty$ olduğunda $V(S) \to \infty$

3.1.3.2 Kontrolör Tasarımı

Lyapunov fonksiyonu aşağıdaki gibi kesin pozitif olarak seçilir.

$$V(S) = \frac{S^T S}{2} \tag{3.6}$$

Bu fonksiyonun kesin pozitif tanımlı olduğu açıktır $(V(S)|_{(s=0)} = 0$ ve $V(S) > 0 \forall S \neq 0)$. İkinci amaç Lyapunov fonksiyonunun türevinin kesin negatif tanımlı olmasını sağlamaktır. Eğer (3.7) sağlanırsa, bu koşulun da sağlandığından emin olunur.

$$\dot{V}(S) = -S^T.D.\text{sign}(S) \tag{3.7}$$

Burada $D_{(mxm)}$, kesin pozitif tanımlı köşegen bir kazanç matrisidir. Eşitlikteki sign(S), (3.8)'deki gibi, her bir S elemanına uygulanan signum işaret fonksiyonunu ifade eder.

$$\text{sign}(S) = [\text{sign}(S_1) \quad ... \quad \text{sign}(S_m)]^T \tag{3.8}$$

Burada signum işaret fonksiyonu ile kastedilen işlev, eşitlik (3.9) ile tanımlanmıştır.

$$\text{sign}(S_i) = \begin{cases} +1 & S_i > 0 \\ 0 & S_i = 0 \\ -1 & S_i < 0 \end{cases} \tag{3.9}$$

(3.6)'nın türevi alınıp (3.7)'ye yerleştirdiğimizde (3.10) eşitliği elde edilir.

$$S^T.\dot{S} = -S^T.D.\text{sign}(S) \tag{3.10}$$

S(x)'i tanımlayan (3.4)'ün türevini alıp burada sistemi tanımlayan (3.1)'i kullanırsak (3.11) elde edilir.

$$\dot{S} = \dot{\phi}(t) - \frac{\partial S_a}{\partial x}.\dot{x} = \dot{\phi}(t) - G.(A(x) + Bu) \tag{3.11}$$

$\dot{S} = 0$ koşulunu sağlayan kontrol eşdeğer kontrol olarak adlandırılmaktadır. Eşitlik (3.11) sıfıra eşitlenip u çekilirse (3.12) ile verilen u_{eq} ifadesi elde edilir.

$$u_{eq}(t) = -(G.B)^{-1}(G.A(x) - \dot{\phi}(t)) \tag{3.12}$$

Ayrıca eşitlik (3.11)'i (3.10)'da yerine yerleştirip u çekilerek kontrol için (3.13) ifadesi yazılabilir.

$$u(t) = u_{eq}(t) + (G.B)^{-1}.D.\text{sign}(S(x,t)) \tag{3.13}$$

3.1.4 Eşdeğer Kontrolun Kestirimi

Kayma fonksiyonunun (S) türevini sıfır yapan kontrole eşdeğer kontrol adı verilir (Utkin, 1981).

$$\dot{S}\big|_{U=U_{eq}} = 0 \tag{3.14}$$

Eşdeğer kontrolun (3.13) ile verilen eşitliği (3.11)'de $u=u_{eq}$ konularak elde edilebilir. Eğer, A(x,t) ve B(x,t) matrisleri ile ilgili bilgiler yetersiz ise hesaplanan eşdeğer kontrol gerçek değerinden çok farklı olabilir. Ayrıca tüm parametreler bilinse dahi eşdeğer kontrol büyük bir hesap yükü içermektedir. Bu sorunun çözümü için u_{eq}'ın kestirimine dayanan bir hesap yöntemi geliştirilmiştir. Bu yöntemde kestirim için basitçe birinci dereceden filtreleme işlemi kullanılmaktadır. Bu filtreleme işlemleri eşitlik (3.15) ve (3.16) ile gösterilmiştir.

$$\tau_i \dot{\hat{u}}_{eq_i}(t) + \hat{u}_{eq_i}(t) = \hat{u}_i(t) \tag{3.15}$$

$$\hat{u}_{eq_i} = \frac{1}{\tau_i.s+1} u_i \tag{3.16}$$

Burada $\hat{u}_{eqi}, u_{eqi}$'nin kestirilmiş değeri ve "s" Laplace operatörüdür. Görüldüğü gibi bu birinci dereceden alçak geçiren bir filtredir. Tanımı gereği u_{eqi} kayma fonksiyonunun türevini sıfır yapan kontroldür. Özellikle kayma yüzeyine ulaşıldıktan sonra u_{eqi} için uygulanan kontrolun ortalama değeridir denilebilir ve önerilen kestirim yöntemini kullanmak uygundur. Böylece kontrol kuralı şu şekilde yazılabilir.

$$u(t) = \hat{u}_{eq}(t) + (G.B)^{-1}.D.h(S) \tag{3.17}$$

Yukarıda sürekli formda verilen tasarımın sayısal kontrol sistemlerinde kullanılabilmesi için ayrık forma getirilmesi gerekir. h(S) olarak doğrusal fonksiyon kullanılırsa (h(S)=S) ve eşitlik (3.17)'ye Euler enterpolasyonu uygulanırsa kontrolör için eşitlik (3.18)'deki son durum elde edilir.

$$u_{(t)} = u_{(t-\delta t)} + \frac{(G.B)^{-1}}{\delta t}\left((D.\delta t + 1).S_{(t)} - S_{(t-\delta t)}\right) \tag{3.18}$$

Elde edilen son kontrolör formu incelendiğinde döngüsel olduğu görülür. Kontrol vektörünün son değeri, bir sonraki adım için, eşdeğer kontrol kestirimi olarak kullanılmaktadır (Şahin, 1997).

3.2 Kayan Kipli Gözlemleyici

Asenkron motorun matematiksel modeli, (2.33) ve (2.35) eşitliklerinin kullanımı ile durum denklemleri formunda yazılabilir.

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} i_{sD} \\ i_{sQ} \\ \Psi_{rd} \\ \Psi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left[\frac{1}{T'_s} + \frac{(1-\sigma)}{T'_r}\right] & 0 & \left[\frac{L_m}{L'_s L_r T_r}\right] & \left[\frac{L_m w_r}{L'_s L_r}\right] \\ 0 & -\left[\frac{1}{T'_s} + \frac{(1-\sigma)}{T'_r}\right] & -\left[\frac{L_m w_r}{L'_s L_r}\right] & \left[\frac{L_m}{L'_s L_r T_r}\right] \\ \frac{L_m}{Tr} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -w_r \\ 0 & \frac{L_m}{Tr} & w_r & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sD} \\ i_{sQ} \\ \Psi_{rd} \\ \Psi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L'_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L'_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{sD} \\ u_{sQ} \end{bmatrix} \tag{3.19}$$

Asenkron motorun eşitlik (3.19) ile belirtilen denkleminde bazı kısaltmalar yapılarak eşitlik (3.20) elde edilir.

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} i_{sD} \\ i_{sQ} \\ \Psi_{rd} \\ \Psi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -k1 & 0 & k2x_r & k2w_r \\ 0 & -k1 & -k2w_r & k2x_r \\ L_m x_r & 0 & -x_r & -w_r \\ 0 & L_m x_r & w_r & -x_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sD} \\ i_{sQ} \\ \Psi_{rd} \\ \Psi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} k3 & 0 \\ 0 & k3 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{sD} \\ u_{sQ} \end{bmatrix} \tag{3.20}$$

Eşitlik (3.20)'de $k1 = \left[\frac{1}{T_s'} + \frac{(1-\sigma)}{T_r'}\right]$, $k2 = \left[\frac{L_m}{L_s' L_r}\right]$, $k3 = \frac{1}{L_s'}$, $x_r = \frac{1}{T_r}$ kısaltmaları kullanılmıştır.

Sistemde ölçülebilen büyüklüklerin sadece stator akımları ve gerilimleri olduğu kabul edildiğinde, gözlemleyiciye iki parça halinde bakmak gerekmektedir. Bu parçalardan ilki motorun stator modelidir. Bu model eşitlik (3.20)'den alınmaktadır.

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} i_{sD} \\ i_{sQ} \end{bmatrix} = -k1\begin{bmatrix} i_{sD} \\ i_{sQ} \end{bmatrix} + k2\begin{bmatrix} x_r & w_r \\ -w_r & x_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_{rd} \\ \Psi_{rq} \end{bmatrix} + k3\begin{bmatrix} u_{sD} \\ u_{sQ} \end{bmatrix} \tag{3.21}$$

Modelde bilinmeyenlerden oluşan kısım aşağıdaki gibi tanımlanır.

$$f = \begin{bmatrix} f_D \\ f_Q \end{bmatrix} \triangleq \begin{bmatrix} x_r & w_r \\ -w_r & x_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_{rd} \\ \Psi_{rq} \end{bmatrix} \tag{3.22}$$

Söz konusu tanım Joetten'in önerdiği, zıt-emk tabanlı kestirim yönteminde, bazı varsayımlarla birlikte motoro hız kestirimi için kullanılmıştır. Yöntemin başarısı kestirimde kullanılan rotor zaman sabitinin değerinin bilinmesine çok bağımlıdır.

Bu yaklaşımda gözlemleyici kontrolu stator eksen takımında yapılmaktadır. Hata fonksiyonları stator akımı değişim hızına sahiptir. Stator akımı bileşenleri ise sistemde en hızlı değişen işaretlerdir. Ayrıca hatanın kaynağı akı bileşenleri, hız, rotor zaman sabiti ya da rotor modelinin diğer parametrelerinden kaynaklandığında gözlemleyicinin rotor parçasındaki hata düzeltilemeyecektir. Oysa asıl amaç rotor gözlemleyicisini gerçekleştirerek akı ya da

parametre kestirimi yapmaktır. Asenkron motor modelinin rotor parçası (3.20) eşitliğinden ayrıştırılarak ve (3.22) ile verilen tanım kullanılarak eştlik (3.23) ile verilmiştir.

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix}\Psi_{rd}\\ \Psi_{rq}\end{bmatrix} = -\begin{bmatrix}f_D\\ f_Q\end{bmatrix} + L_m x_r \begin{bmatrix}i_{sD}\\ i_{sQ}\end{bmatrix} \tag{3.23}$$

(3.21) eşitliği kullanılarak gerçekleştirilecek stator gözlemleyicisinde hatanın (3.22) ile tanımlanan kısımdan geleceği söylenebilir. Çünkü gerilim ve akım vektörleri bilinen büyüklüklerdir. Geriye bilinmeyen olarak sadece f vektörü kalmaktadır. Bu vektörün değerinin gerçekteki ile aynı olması durumunda akım gözlemleme hatasının sıfıra gideceği söylenebilir. Bu durumda kullanılan gözlemleyici modeli aşağıdaki gibidir.

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix}\hat{i}_{sD}\\ \hat{i}_{sQ}\end{bmatrix} = -k1\begin{bmatrix}\hat{i}_{sD}\\ \hat{i}_{sQ}\end{bmatrix} + k2\begin{bmatrix}\hat{f}_D\\ \hat{f}_Q\end{bmatrix} + k3\begin{bmatrix}u_{sD}\\ u_{sQ}\end{bmatrix} \tag{3.24}$$

"^" sembolü ile gösterilenler gözlemleyici tarafından kestirilen değerlerdir. (3.24) eşitliği ile stator modelinin verildiği (3.21) denklemleri birbirinden çıkarılırsa,

$$\begin{bmatrix}\Delta\dot{i}_{sD}\\ \Delta\dot{i}_{sQ}\end{bmatrix} = -k1\begin{bmatrix}\Delta i_{sD}\\ \Delta i_{sQ}\end{bmatrix} + k2\begin{bmatrix}\Delta f_D\\ \Delta f_Q\end{bmatrix} \tag{3.25}$$

elde edilir. $\hat{f}$ vektörü üzerinden kontrol ederek akım değişiminin ve türevinin sıfır olması sağlanabilir ($\Delta i_s = 0, \Delta\dot{i}_s = 0$). Bu şart sağlandığında (3.25)'den açıkça görüleceği gibi $\Delta f = 0$ olacaktır. Bunun anlamı, stator gözlemleyici hatası sıfırlandığında rotor modelinin (3.23) bilinmeyen kısmını oluşturan f vektörünün elde edilmiş olunacağıdır.

3.3 Gözlemleyici Tasarımı

Yukarıda açıklanan yöntemde f, kontrol vektörü olarak kullanılarak stator gözlemleyici hataları sıfıra götürülmektedir. Modeli stator parçasına ait denklem, eşitlik (3.21)'deki hali ile gerilim ara devreli bir sürücü ile beslenme durumu için yazılmıştır. Sonuçta, giriş vektörü stator gerilimleri, çıkış ise akımlar ve akımların türevleridir. Gözlemleyici açısından da, gözlemleme hatası akımlar ve türevlerinin hatalarıdır. Bu hatalar sıfıra götürüldüğünde Δf 'de sıfıra gidecektir.

Gözlemleyici kontrol vektörü olarak kullanılacak f'i aşağıdaki gibi yazalım.

$$\hat{f} = \begin{bmatrix} \hat{f}_D \\ \hat{f}_Q \end{bmatrix} \triangleq \begin{bmatrix} x_r - \mu & \hat{w}_r \\ -\hat{w}_r & x_r - \mu \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\Psi}_{rd} \\ \hat{\Psi}_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{\Psi}_{rd} & \hat{\Psi}_{rq} \\ \hat{\Psi}_{rq} & -\hat{\Psi}_{rd} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_r - \mu \\ \hat{w}_r \end{bmatrix} \tag{3.26}$$

Gözlemleyicinin stator parçasından Δf sıfıra götürülecektir. Başka bir deyişle, stator akım ve akım türevlerinin hatalarını sıfıra götüren $\hat{f}$, gerçek f'e eşit olacaktır. Eşitlik (3.26)'daki μ ve $\hat{w}$ gözlemleyici kontrol değişkenleridir. Bu yaklaşım V.I.Utkin tarafından önerilmiştir (Utkin, 1993).

Bu yöntemde, modelde başka bir parametre hatası yoksa μ rotor zaman sabiti hatasını, $\hat{w}_r$ ise motor hız kestirimini oluşturmaktadır.

Eşitlik (3.24) ile tanımlanan stator gözlemleyici modeli, gözlemleyici kontrol vektörü olarak $\hat{f}$ kullanıldığında, gözlemleyici kontrolu açısından genelleştirilmiş formda aşağıdaki gibi verilebilir.

$$\dot{\hat{x}} = A(\hat{x}, t) + Bu(\hat{x}, t) \tag{3.27}$$

Burada $\hat{x} = \left[\hat{i}_{sD}, \hat{i}_{sQ}\right]^T$, $A(\hat{x}, t) = -k1\hat{x} + k3\left[u_{sD} \quad u_{sQ}\right]^T$, B = k2, $u(\hat{x}, t) = \left[\hat{f}_{sD} \quad \hat{f}_{sQ}\right]^T$'dır. Gözlemleyici açısından referans değerler gerçek akımlardır $x^r = \left[i_{sD}, i_{sQ}\right]^T$. Bu durumda gözlemleyici kontrol hatası da gözlemleme hatasıdır $\tilde{x} = \Delta x = x^r - \hat{x}$. KKK yaklaşımı ile elde

edilen (3.18) eşitliği (3.28) ile uygulandığında gözlemleyici kontrolu için (3.29) eşitliği yazılabilir. Eşitlik (3.28)'de $s = G.\Delta x, G = g.I_2, D = d.I_2$ ve $I_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$ olarak alınmıştır.

$$u_{(t)} = u_{(t-T)} + \frac{(G.B)^{-1}}{T}\left((D.T+1).S_{(t)} - S_{(t-T)}\right) \tag{3.28}$$

$$\begin{bmatrix} \hat{f}_D \\ \hat{f}_Q \end{bmatrix}_{(t)} = \begin{bmatrix} \hat{f}_D \\ \hat{f}_Q \end{bmatrix}_{(t-T)} + \frac{1}{k2.T}\begin{bmatrix} (d.T+1).\Delta i_{sD(t)} - \Delta i_{sD(t-T)} \\ (d.T+1).\Delta i_{sQ(t)} - \Delta i_{sQ(t-T)} \end{bmatrix} \tag{3.29}$$

Eşitlik (3.29)'da $\hat{f}$'nın eşitlik (3.26) ile verilen tanımını yerine koyup, akı bileşenlerinin akımlar yanında çok yavaş değiştiği ve T süresi içindeki değişimlerinin ihmal edilebileceği varsayımı yapılarak aşağıdaki ifade yazılabilir (Şahin, 1997).

$$\begin{bmatrix} x_r - \mu \\ \hat{w}_r \end{bmatrix}_{(t)} = \begin{bmatrix} x_r - \mu \\ \hat{w}_r \end{bmatrix}_{(t-\delta t)} + \frac{1}{k2.T}.\begin{bmatrix} \hat{\Psi}_{rd} & \hat{\Psi}_{rq} \\ \hat{\Psi}_{rq} & -\hat{\Psi}_{rd} \end{bmatrix}^{-1}.\begin{bmatrix} (d.T+1).\Delta i_{sD(t)} - \Delta i_{sD(t-T)} \\ (d.T+1).\Delta i_{sQ(t)} - \Delta i_{sQ(t-T)} \end{bmatrix} \tag{3.30}$$

Eşitlik (3.30) düzenlenerek aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\begin{bmatrix} x_r - \mu \\ \hat{w}_r \end{bmatrix}_{(t)} = \begin{bmatrix} x_r - \mu \\ \hat{w}_r \end{bmatrix}_{(t-T)} + \frac{1}{k2.T.|\hat{\psi}_r|}.\begin{bmatrix} \cos\hat{\theta} & \sin\hat{\theta} \\ \sin\hat{\theta} & -\cos\hat{\theta} \end{bmatrix}^{-1}.\begin{bmatrix} (d.T+1).\Delta i_{sD(t)} - \Delta i_{sD(t-T)} \\ (d.T+1).\Delta i_{sQ(t)} - \Delta i_{sQ(t-T)} \end{bmatrix} \tag{3.31}$$

4. LUENBERGER GÖZLEMLEYİCİSİ

4.1 Giriş

Genel olarak bir kestirici, durum değişkenlerinin benzer başka bir sistemin değişkenlerini tahmin eden dinamik bir sistem olarak tanımlanır ve temel olarak bir kestiricinin elde edilmesi iki ayrı biçimde incelenebilmektedir. Bunlar birisi açık çevrim kestirici diğeri ise kapalı çevrim kestiricidir. İkisi arasındaki fark ise birinde kestiricinin cevabını ayarlamada kullanılan ve kestirim hatası içerisinde yer alan doğrultucu terimin varlığı, diğerinde ise böyle bir terimin olmayışıdır. Hız algılayıcısız yüksek performanslı a.c. sürücü sistemlerindeki gelişmelerle hem rotor hızının hem de akının kestirimi mümkün olmaya başlamıştır.

Geleneksel olarak bu kestirimler açık çevrim kestiricilerin kullanımı ile elde edilmektedirler. Asenkron motorun bir gerilim modeli veya bir akım modeli, veya bunların kombinasyonu olan bir hibrid kestirici hızın veya benzer motor değerlerinin kestirimi için genellikle kullanılmaktadır. Bu tarzdaki yaklaşımların problemi ise kestirim hatalarının, üstesinden gelinemeyen hız kestiriminin içerisinde tanımlı olması ve sonucun gerçek değerden artan bir sapma ile ortaya çıkabilmesidir. Eğer hata önemli ise, sürücü sisteminin ayarlarının bozulmasına sebep olabilmektedir. Bu yüzden hız algılayıcısız kontrol sistemleri için hız kestirimi ve akı kestiriminin ayrı ayrı düzeltilmeye çalışılmaması tavsiye edilebilir. Çünkü iki kestirim sistemi arasında karşılıklı etkileşim mevcuttur. Başka bir deyişle, akı kestircisi tarafından tanımlanan herhangi bir hata hız kestiricisinden kaynaklanmış olabilir. Tabii ki bunun tam tersi de mümkün olabilmektedir.

Kapalı çevrim kestirici, gözlemleyici olarak da isimlendirilmektedir. Kapalı çevrim kestiriciler yukarıda belirtilen sorunu içermemektedir. Asenkron motor hız kontrolu için kullanılan gözlemleyiciler ise, Luenberger Gözlemleyicisi, Kalman Filtresi ve Sinir Ağları Gözlemleyici olarak sınıflandırılabilir (Cuibus, 2000). Bu gözlemleyiciler parametre değişimlerini gözönüne alan adaptif yapıya sahiptirler. Bir de bu gözlemleyicilere ilave olarak parametre değişimlerinden etkilenmeyen ve önceki bölümde incelenen kayan kipli gözlemleyici de dayanıklı yapısı ile gözlemleyiciler arasında yer almaktadır (Sarıoğlu, 2003). Kullanılabilirliği bakımından en kolay olan ve diğer gözlemleyicilere göre performansı da iyi olan Luenberger gözlemleyicisi bu çalışmada ele alınmıştır. Bu bölümde bu gözlemleyici hakkında genel bilgiler verilecektir.

4.2 Gözlemleyicinin Elde Edilişi

Asenkron motorun matematiksel modeli, (2.33) ve (2.35) eşitliklerinin kullanımı ile durum denklemleri formunda yazılabilir.

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} i_{sD} \\ i_{sQ} \\ \Psi_{rd} \\ \Psi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left[\frac{1}{T_s'}+\frac{(1-\sigma)}{T_r'}\right] & 0 & \left[\frac{L_m}{L_s' L_r T_r}\right] & \left[\frac{L_m w_r}{L_s' L_r}\right] \\ 0 & -\left[\frac{1}{T_s'}+\frac{(1-\sigma)}{T_r'}\right] & -\left[\frac{L_m w_r}{L_s' L_r}\right] & \left[\frac{L_m}{L_s' L_r T_r}\right] \\ \frac{L_m}{Tr} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -w_r \\ 0 & \frac{L_m}{Tr} & w_r & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sD} \\ i_{sQ} \\ \Psi_{rd} \\ \Psi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s'} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s'} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{sD} \\ u_{sQ} \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

Eşitlik (4.1)'de L_m ve L_r sırasıyla mıknatıslanma ve rotor endüktanslarını, u_{sD} ve u_{sQ} stator gerilimlerinin uzay vektör bileşenleri, L_s' stator geçici endüktansını belirtmektedir. Burada $L_s' = L_s - L_m^2 / L_r$'dir. L_s ise stator endüktansıdır. $T_s' = L_s' / R_s$ ve $T_r' = L_r' / R_r$ ise sırası ile stator ve rotor geçici zaman sabitlerini göstermektedir. R_s ve R_r, stator ve rotor dirençleridir. L_r' ise $L_r' = L_r - L_m^2 / L_s$ eşitliği ile tanımlanmaktadır. Kaçak faktörü olan σ ise $\sigma = 1 - L_m^2 / (L_s L_r)$ eşitliği ile tanımlanmaktadır. Eşitlik (4.1) durum vektörleri cinsindin gösterilirse,

$$\frac{d\dot{x}}{dt} = Ax + Bu \quad (4.2)$$

Eşitlik (4.2)'de $x = [i_s, \Psi_r']$ olup durum vektörüdür. Durum vektöründeki $i_s = [i_{sD}, i_{sQ}]^T$ stator akımı sütun vektörü, $\Psi_r' = [\Psi_{rd}, \Psi_{rq}]^T$ rotor akısı sütun vektörüdür. $u = u_s = [u_{sD}, u_{sQ}]^T$ olup stator geriliminin D veQ eksenleri bileşenlerinin oluşturduğu giriş sütun vektörüdür.

Eşitlik (4.2)'deki, A matrisi düzenlendiğinde (4.3)'deki eşitlik elde edilir. Burada I_2, ikinci

dereceden özdeş matristir, I_2 = diag(1,1). J matrisi ise eşitlik (4.5) ile belirtilmiştir. B matrisinde de benzer olarak I_2 ikinci dereceden özdeş matris ve O_2 ikiye iki sıfır matrisidir.

$$A = \begin{bmatrix} -\left[1/T_s' + (1-\sigma)/T_r'\right] I_2 & \left[L_m/(L_s' L_r)\right]\left[I_2/T_r - w_r J\right] \\ L_m I_2/T_r & -I_2/T_r + w_r J \end{bmatrix} \tag{4.3}$$

$$B = \left[I_2/L_s', O_2\right]^T \tag{4.4}$$

$$J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \tag{4.5}$$

$$i_s = Cx \tag{4.6}$$

Eşitlik (4.6) çıkış eşitliğini vermekte olup buradaki C matrisi çıkış matrisidir ve $C = \left[I_2, O_2\right]^T$ eşitliği ile tanımlanır. Tüm bu eşitlikler gözlemleyicinin tasarlanması için kullanılabilir.

Gözlemleyicinin elde edilmesi için gerekli olan matematiksel model (4.2) eşitliğinin kullanımı ile mümkün olabilmektedir. Bunun için bu eşitliğe doğrultucu bir terimin ilave edilmesi gereklidir. Doğrultucu terim gerçek değerler ile kestirilen değerlerin farkını içeren bir terim olmalıdır (Vas, 1998). Stator akımı bileşenlerini ve rotor akı bileşenlerini kestiren gözlemleyici (4.7) eşitliği ile tanımlanabilir.

$$\frac{d\hat{x}}{dt} = \hat{A}x + Bu + G(i_s - \hat{i}_s) \tag{4.7}$$

$$\hat{A} = \begin{bmatrix} -\left[1/T_s' + (1-\sigma)/T_r'\right] I_2 & \left[L_m/(L_s' L_r)\right]\left[I_2/T_r - \hat{w}_r J\right] \\ L_m I_2/T_r & -I_2/T_r + \hat{w}_r J \end{bmatrix} \tag{4.8}$$

Gözlemleyicinin çıkış vektörü ise eşitlik (4.9) ile tanımlanmaktadır.

$$\hat{i}_s = C\hat{x} \tag{4.9}$$

Burada ^ şapka işareti ile belirtilen değerler kestirilen değerleri belirtmektedir. Eşitlik (4.8)'den görüldüğü üzere gözlemleyicinin durum matrisi $(\hat{A})$ rotor hızının bir fonksiyonudur ve algılayıcısız kontrolde rotor hızı mutlaka kestirilmelidir. Kestirilen rotor hızı $\hat{w}r$ ile belirtilmektedir. Eşitlik (4.7) ve (4.8)'de kestirilen durum değişkenleri, $\hat{x} = \left[\hat{i}_s, \hat{\Psi}_r'\right]^T$ ve G, sistemin karalı olabilmesi için seçilen, gözlemleyicinin kazanç matrisidir. Eşitlik (4.7)'de kazanç matrisi hata vektörü ile çarpılmaktadır. Hata vektörü eşitlik (4.10) ile tanımlanmaktadır.

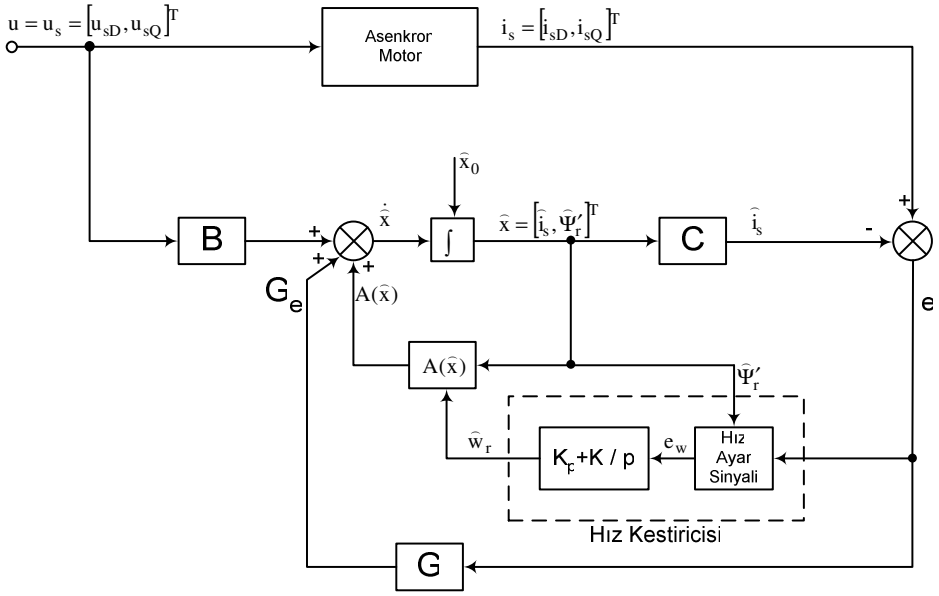
$$e = (i_s - \hat{i}_s) \tag{4.10}$$

(4.10)'da, i_s gerçek stator akım sütun vektörü, $\hat{i}_s$ ise kestirilen stator akım vektörüdür. Bu vektörler eşitlik (4.11) ile gösterilmektedir.

$$i_s = \left[i_{sD}, i_{sQ}\right]^T, \hat{i}_s = \left[\hat{i}_{sD}, \hat{i}_{sQ}\right]^T \tag{4.11}$$

4.3 Rotor Hızı Kestiricisinin Elde Edilişi

Şekil (4.1)'de gösterilen adaptif gözlemleyici ve eşitlik (4.7) ve (4.9)'un kullanımı ile asenkron motorun rotor hızını kestiren bir hız kestiricisi gerçekleştirilebilir.



Şekil 4.1 Adaptif hız gözlemleyicisi

Şekil 4.1'de kestirilen rotor akı bileşenleri ve stator akım hatasının bileşenleri kullanılarak hata hız ayarlama sinyali elde edilir. Bu sinyal, basit ve özlü bir form olan $e_w = \mathrm{Im}(\hat{\bar{\Psi}}'_r \bar{e}^*)$ uzay vektör notasyonunun kullanımı ile oluşturulmaktadır (Vas, 1998). Burada $\hat{\bar{\Psi}}'_r = \hat{\Psi}_{rd} + j\hat{\Psi}_{rq}$ ve $\bar{e} = e_{sD} + je_{sQ}$'dir. Kestirilen hız, hız ayarlama sinyalinin bir PI kontrolörden geçirilmesi ile elde edilir.

$$\hat{w}_r = K_p(\hat{\Psi}_{rq}e_{sD} - \hat{\Psi}_{rd}e_{sQ}) + K_i\int(\hat{\Psi}_{rq}e_{sD} - \hat{\Psi}_{rd}e_{sQ})dt \qquad (4.12)$$

(4.12) eşitliğinde Kp ve Ki katsayıları sırası ile oransal ve integral kazanç sabitleridir. $e_{sD} = i_{sD} - \hat{i}_{sD}$ ve $e_{sQ} = i_{sQ} - \hat{i}_{sQ}$ ise sırası ile D ve Q eksenleri stator akım hatalarıdır.

4.4 Gözlemleyicinin Lyapunov Kararlılık Analizi

Amaç kararlı bir gözlemleyici elde etmek olduğundan, sistemin durum hata denklemlerini kullanan eşitlik (4.12)'nin Lyapunov kararlılık teoremi ile ispatlanması gereklidir. Gözlemleyicinin kendi kararlılığı yerine onun hata dinamiğinin kararlılığını incelemek daha

avantajlıdır. Hata dinamiğinin kullanımı ile kararlılık analizinin amacı daha açık olacaktır. Hata dinamiği (4.7) eşitliğinden (4.2) eşitliğinin çıkartılması ile elde edilmektedir. Gözlemleyici hata denklemi eşitlik (4.13) ile verilmiştir.

$$\frac{de}{dt}=\frac{d}{dt}(x-\hat{x})=(A-GC)(x-\hat{x})+(A-\hat{A})\hat{x}=(A-GC)e-\Delta A\hat{x} \tag{4.13}$$

(4.13) eşitliğinde $e=x-\hat{x}$ stator akımı ve rotor akısı bileşenlerinden oluşan kestirim hata sütun vektörüdür.

$$\Delta A=\hat{A}-A=\begin{bmatrix} O_2 & -(\hat{w}_r-w_r)J(L_m/L_r)L_s' \\ O_2 & (\hat{w}_r-w_r)J \end{bmatrix} \tag{4.14}$$

Eşitlik (4.14)'deki matris hata durum matrisi ile isimlendirilir ve bu matris içerisindeki J matrisi eşitlik (4.5) ile tanımlı matristir. Görüleceği üzere hata dinamiği A-GC ile tanımlanabilir ve bu kararlı bir gözlemleyicinin tasarımında kullanılabilir. Gözlemleyicinin hata dinamiğinin kararlılığının analizi Popov hiper kararlılık teoremi veya başarılı sonuçlar veren ve bir Lyapunov V fonksiyonu kullanan lineer olmayan sistemin değişmeyen asimptotik kararlı rejimi için Lyapunov kararlılık teoremi kullanılabilir. Burada Lyapunov V fonksiyonu olarak eşitlik (4.15) ile verilen fonksiyon seçilmiştir.

$$V=e^Te+(\hat{w}_r-w_r)/c \tag{4.15}$$

(4.15) eşitliğindeki c pozitif sabit bir sayıdır. Bu fonksiyon hata sıfıra gittiğinde ve kestirilen hız gerçek hıza eşit olduğunda sıfır olacaktır. Lyapunov kararlılık teoremine göre değişmeyen asimptotik kararlılığı sağlayabilmek için Lyapunov fonksiyonunun türevinin de negatif tanımlı olması gereklidir. Eşitlik (4.15) ile tanımlanan fonksiyonun zamana göre türevi eşitlik (4.16) ile verilmiştir.

$$\frac{dV}{dt} = e\left[\frac{d(e^T)}{dt}\right] + e^T\left[\frac{de}{dt}\right] + 2\frac{d\hat{w}_r}{dt}\frac{(\hat{w}_r - w_r)}{c} \tag{4.16}$$

Eşitlik (4.13) ile verilen de/dt ifadesini (4.16)'da yerine konulursa eşitlik (4.17) elde edilir.

$$\frac{dV}{dt} = e^T\left[(A-GC)^T + (A-GC)\right]e - (\hat{x}^T\Delta A^T e + e^T\Delta A\hat{x}) + 2\frac{d\hat{w}_r}{dt}\frac{(\hat{w}_r - w_r)}{c} \tag{4.17}$$

$e = x - \hat{x}$, $\hat{x} = \left[\hat{i}_s, \hat{\Psi}'_r\right]^T$ ve $x = \left[i_s, \Psi'_r\right]^T$ vektörleri, eşitlik (4.17) de yerine konup düzenlenirse, Lyapunov fonksiyonunun türevi son hali ile eşitlik (4.18)'de verilmektedir. Akım ve akı vektörleri ise $i_S = \left[i_{sD}, i_{sQ}\right]^T$ $\Psi'_r = \left[\Psi_{rd}, \Psi_{rq}\right]^T$ şeklinde tanımlıdırlar.

$$\frac{dV}{dt} = e^T\left[(A-GC)^T + (A-GC)\right]e - 2\frac{L_m}{L_r}(\hat{w}_r - w_r)\frac{(e_{sD}\hat{\Psi}_{rq} - e_{sQ}\hat{\Psi}_{rd})}{L'_s} + \frac{2}{c}(\hat{w}_r - w_r)\frac{d\hat{w}_r}{dt} \tag{4.18}$$

Eşitlik (4.18)'de $e_{sD} = i_{sD} - \hat{i}_{sD}$ ve $e_{sQ} = i_{sQ} - \hat{i}_{sQ}$ olarak tanımlanmıştır. Böylece kararlı bir durum için gerekli olan şartlar, Lyapunov fonksiyonunun türevinin negatif tanımlı oluşu ve hata sıfıra gittiğinde V fonksiyonunun da azalması, (4.18) eşitliğinin son iki teriminin sıfır olmasına bağlıdır. (4.18) eşitliğinin diğer terimleri her zaman için negatiftir. Böylece hız kestiricisi için ayarlama kuralı eşitlik (4.19) ile elde edilir.

$$\frac{d\hat{w}_r}{dt} = K_i(e_{sD}\hat{\Psi}_{rq} - e_{sQ}\hat{\Psi}_{rd}) \tag{4.19}$$

(4.19) eşitliğinde K_i katsayısı, (4.18)'den $K_i = cL_m/(L'_sL_r)$ olarak elde edilir. (4.19)'un

integrasyonu ile (4.20) eşitliği elde edilir.

$$\hat{w}_r = K_i \int (e_{sD}\hat{\Psi}_{rq} - e_{sQ}\hat{\Psi}_{rd})dt \tag{4.20}$$

Hız gözlemleyicisinin cevabını geliştirmek için eşitlik (4.21) gibi yazılabilir.

$$\hat{w}_r = K_p (e_{sD}\hat{\Psi}_{rq} - e_{sQ}\hat{\Psi}_{rd}) + K_i \int (e_{sD}\hat{\Psi}_{rq} - e_{sQ}\hat{\Psi}_{rd})dt \tag{4.21}$$

Hız kestirimi için kullanılan eşitlik (4.21), eşitlik (4.12) ile aynıdır. Sonuç olarak adaptif bir gözlemleyici rotor akı kestirimlerinin elde edilişinde kullanılabilir ve kestirilen rotor akıları ve stator akım hatalarının kullanımı ile rotor hızı kestirilebilir. Aynı sonuç Popov hiper kararlılık teoreminin uygulanmasından da elde edilebilmektedir (Vas, 1998)

4.5 PI ve Kazanç Matrisi Katsayılarının Elde Edilişi

PI sabitleri olan K_p ve K_i katsayılarının değerlerinin yüksek seçilmesi rotor hız kestirimindeki oturma hızlı olacaktır. Bununla birlikte bir PWM inverterden beslenen asenkron motorda, PWM inverterden dolayı kestirilen hız yüksek harmonikler içerecektir. Bu nedenle stator gerilim ve akımlarının PWM modelden elde edildiği durumlarda PI katsayıları sınırlandırılmalıdır. Kazanç matrisi ise (4.17) eşitliği ile elde edilebilmektedir. Eğer gözlemleyici kazanç matrisi, eşitlik (4.17)'nin ilk terimini negatif tanımlı yapacak şekilde seçilirse hız gözlemleyicisi kararlı olacaktır. Tüm hızlarda kararlılığı sağlayabilmek için geleneksel olarak yapılan işlem gözlemleyici kutuplarını motor kutuplarına oransal olarak seçmektir (Kubota, 1990). Bu işlem gözlemleyiciyi asenkron motordan dinamik olarak daha hızlı yapacaktır. Oransal sabit katsayının küçük seçilmesi ile gözlemleyici küçük gürültülere karşı hassas olacaktır. Böylece bu geleneksel kutup yerleştirme tekniğinin kullanımı ile kazanç matrisi eşitlik (4.22)'deki gibi elde edilir.

$$G = -\begin{bmatrix} g_1 I_2 + g_2 J \\ g_3 I_2 + g_4 J \end{bmatrix} \tag{4.22}$$

Eşitlik (4.22) ikiye dörtlük bir matristir. Bu matristeki dört kazanç ise asenkron motorun parametrelerinden elde edilmektedir. Bu kazançlar eşitlik (4.23)'de gösterilmiştir.

$$
\begin{aligned}
g_1 &= -(k-1)\left(\frac{1}{T_s'}+\frac{1}{T_r'}\right) \\
g_2 &= (k-1)\hat{w}_r \\
g_3 &= (k^2-1)\left\{-\left[\frac{1}{T_s'}+\frac{1-\sigma}{T_r'}\right]\frac{L_s' L_m}{L_r}+\frac{L_m}{T_r}\right\}+L_s'\,\frac{L_m}{L_r}(k-1)\left(\frac{1}{T_s'}+\frac{1}{T_r'}\right) \\
g_4 &= -(k-1)\hat{w}_r\,\frac{L_s' L_m}{L_r}
\end{aligned}
\tag{4.23}
$$

Eşitlik (4.23)'deki k, oransal sabit bir katsayıdır ($k \geq 1$). Yine bu eşitlikten görüleceği üzere kazanç değerleri kestirilen hız olan $\hat{w}_r$'ya bağımlıdırlar. Kazanç matrisinin bu seçimi ile kestirilen durum değişkenleri tüm hızlara gerçek değeri yakalayabileceklerdir.

4.6 Gözlemleyicinin Mikroişlemci Uygulamalarında Kullanımı İçin Ayrık Zamanda Analizi

Asenkron motorun vektör kontrollü sürücüsünün gerçekleştirilmesinde kontrol algoritmasının koşturulabilmesi için mikroişlemciler kullanılır. Mikroişlemcide gözlemleyici ile ilgili yazılımı gerçekleştirebilmek amacı ile gözlemleyicinin ayrık zamanda analizini yapmak gereklidir. Bununla birlikte hız gözlemleyicisinin ayrık zamandaki uygulamasında küçük örnekleme zamanı ve düşük hızlar için hızlı ve doğru bir hesaplama gereklidir. Aksi takdirde hesaplama hatasından dolayı ve köklerin kararlılık sınırına yakın oluşu nedeni ile kararlılık sorunları yaşanabilir. Bu sebeplerden düşük hızlardaki kökleri kararlılık sınırından uzaklaştırmayı sağlayan başka bir kutup yerleştirme işlemi kullanılacaktır.

DSP uygulaması için, eşitlik (4.7) gözlemleyicinin ve eşitlik (4.21) adaptasyon mekanizmasının ayrık zamandaki dönüşümleri kullanılacaktır. Ayrıklaştırılan gözlemleyici eşitlik (4.24) ile tanımlanmaktadır.

$$\hat{x}(k+1) = A_d\hat{x}(k) + B_d u(k) + G_d\left[i_s(k) - \hat{i}_s(k)\right] \tag{4.24}$$

(4.24) eşitliğinde G_d ayrıklaştırılmış gözlemleyici kazanç matrisidir. A_d ve B_d ayrıklaştırılmış sistem matrisleri ise eşitlik (4.25) ve (4.26) ile verilmiştir. Bu eşitliklerdeki T örnekleme zamanıdır.

$$A_d = \exp(AT) \approx I_4 + AT + \frac{(AT)^2}{2} \tag{4.25}$$

$$B_d = \int_0^{\tau}[\exp(AT)]Bd\tau \approx BT + \frac{ABT^2}{2} \tag{4.26}$$

A ve A_d matrisleri rotor hızına bağımlı oldukları için kazanç matrisinin her örnekleme adımında hesaplanması gereklidir ve gözlemleyici kutupları asenkron motorun kutuplarına oransal olarak seçilmelidir. Ölçüm gürültülerine duyarsız olabilmesi için oransal sabit (k)'nın küçük seçilmesi gereklidir. Gerçek zaman uygulamalarında asenkron motor modelinin karmaşıklığından dolayı G kazanç matrisi her seferinde güncellenmeli ve sonrasında ayrıklaştırılmış kazanç matrisi G_d hesaplanmalıdır. Bununla birlikte bu kutup yerleştirme tekniği bazı dezavantajlara sahiptir ve iyi bir gözlemleyici dinamiğini sağlayamayabilir. Bu dezavantajlardan birisi ve en önemlisi G matrisinin güncellenmesi ve ayrıklaştırılması işlemlerinde harcanan uzun hesaplama zamanıdır. Küçük örnekleme zamanı ve düşük hızlarda ayrık kökler kararlılık sınırına yakın olduğundan ve eğer hesaplama hatası da oluşursa gözlemleyici dinamiği ters yönde etkilenecek ve kararsızlık ortaya çıkabilecektir. Daha basit bir kutup yerleştirme tekniğinin kullanımı ile bunun üstesinden gelinmektedir. Bu amaçla G matrisinin simetrik yapısı korunur ama bu matrisin elemanları düşük hızlardaki kutupları kararlılık sınırından uzaklaştıracak şekilde belirlenir. Böylece bu kazanç matrisi elemanları gürültüye karşı daha duyarlı olacaktır. Bu yolla iki ayrı sabit kazanç matrisleri (G, G') oluşturulacak ve rotor hızının bir değerine kadar biri, bu değerin üstünde ise diğer matris kullanılacaktır.

İlk olarak ikiye dörtlük ayrıklaştırılmış kazanç matrisi olan G_d elemanları eşitlik (4.27)'de belirtildiği biçimde oluşturulacaktır. Burada c sabit bir sayıdır.

$$g_{11d} = g_{12d} = -g_{21d} = g_{22d} = g_{31d} = g_{32d} = -g_{41d} = g_{42d} = c \tag{4.27}$$

İkinci ayrıklaştırılmış kazanç matrisi G'_d de ikiye dörtlük bir matris olup dört elemanı sıfır eleman diğer dört elemanı ise sabit elemanlardır. Bu matrisin elemanları eşitlik (4.28)'de belirtilmiştir. Burada c_1 ve c_2, sabit sayılardır.

$$\begin{aligned} &g_{12d'} = g_{21d'} = g_{31d'} = g_{41d'} = 0 \\ &g_{11d'} = g_{22d'} = c_1 \\ &g_{32d'} = -g_{42d'} = c_2 \end{aligned} \tag{4.28}$$

Böylece kazanç matrisinin bu şekilde elde edilişi ile hesaplama zamanında önemsencek miktarda azalma oluşacaktır.

5. ASENKRON MOTORUN ALGILAYICISIZ KONTROLU

5.1 Giriş

Asenkron motorun hızının kestirimi, Luenberger gözlemleyicisi kullanılarak elde edilmiştir. Bölüm 4'de açıklanan bu gözlemleyici motor parametrelerinin değişimlerine karşı adaptasyonunu gözlemleyici kazanç matrisi olan G ile sağlamaktadır. Bilindiği üzere asenkron motorun en çok değişim gösteren parametreleri rotor zaman sabiti (T_r) ve stator sargısı direncidir. Luenberger gözlemleyicisinin bu değişimlere karşı adapte olabilmesi için asenkron motorun sürücüsü için yazılmış olan programın her döngüsünde kazanç matrisinin güncellenmesi gereklidir. Böyle bir işlemin yapılması, her ne kadar yüksek hızlarda işlemler yapan mikro kontrolörlerin var olmasına rağmen, bir sürücü için yazılan programda bu kadar uzun bir döngü periyodu istenmemektedir. Bu sebeple çoğu uygulamalarda gözlemleyici kazanç matrisi, sabit sayılardan oluşan bir matris olarak belirlenir. Bu durumda ise gözlemleyici modeli asenkron motorun parametre değişimlerinden etkilenmektedir.

Bu çalışmada, yukarıda belirtildiği gibi gözlemleyici kazanç matrisi elamanları sabit sayılar olarak alınıp, asenkron motorun en etkin parametre değişimi olan rotor zaman sabiti değişimi, dayanıklı kontrol yapısından olan kayan kipli gözlemleyici ile elde edilip Luenberger gözlemleyicisinin motor modeli matrisindeki rotor zaman sabiti ifadesinde yerine konmuştur. Bu işlemler Bölüm 5.2'de açıklanacaktır.

5.2 Bu Çalışmada Kullanılan Gözlemleyicinin Elde Edilişi

Asenkron motorun matematiksel modelinin durum vektörleri cinsinden gösterildiği (4.2) eşitliğindeki A matrisi eşitlik (5.1) ile verilmiştir.

$$A=\begin{bmatrix} -\left[\frac{1}{T_s'}+\frac{(1-\sigma)}{T_r'}\right] & 0 & \left[\frac{L_m}{L_s' L_r T_r}\right] & \left[\frac{L_m w_r}{L_s' L_r}\right] \\ 0 & -\left[\frac{1}{T_s'}+\frac{(1-\sigma)}{T_r'}\right] & -\left[\frac{L_m w_r}{L_s' L_r}\right] & \left[\frac{L_m}{L_s' L_r T_r}\right] \\ \frac{L_m}{Tr} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -w_r \\ 0 & \frac{L_m}{Tr} & w_r & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

Bu matriste eşitlik (5.1)'den görüldüğü üzere altı farklı matris elemanı rotor zaman sabitini içermektedir. Bu sebepten dolayı gözlemleyiciler rotor zaman sabitinin değişiminden oldukça fazla etkilenmektedirler.

Bu tezde, bu değişimi en aza indirmek için kayan kipli gözlemleyiciden elde edilen ve (3.31) eşitliği ile belirtilen ifade kullanılacaktır. Bu ifadedeki $x_r - \mu$ değeri, rotor zaman sabitinin değişimini diğer bir ifadeyle $1/T_r$ 'yi belirtmektedir. Eşitlik (3.31) düzenlenip, ifadelerde karışıklığa sebep olmaması için $x_r - \mu$ yerine β kullanılırsa aşağıdaki gibi eşitlik elde edilir.

$$\beta_{(t)} = \beta_{(t-T)} + \frac{L'_s.L_r}{L_m.T.\left|\hat{\Psi}_r\right|}.\left[\cos\hat{\theta}.\left[(d.T+1).\Delta i_{sD(t)} - \Delta i_{sD(t-T)}\right] + \sin\hat{\theta}.\left[(d.T+1).\Delta i_{sQ(t)} - \Delta i_{sQ(t-T)}\right]\right] \quad (5.2)$$

Bu eşitlikte, d sabit bir katsayı, T örnekleme zamanı, L_m ve L_r sırasıyla mıknatıslanma ve rotor endüktanslarını, L'_s stator geçici endüktansı ($L'_s = L_s - L_m^2 / L_r$), $\left|\hat{\Psi}_r\right|$ kestirilen akı değeri, $\hat{\theta}$ rotor akı vektörünün kestirilen açı değeri, $\Delta i_{sD(t)}$ ve $\Delta i_{sQ(t)}$ sabit eksen takımındaki stator akımının ölçülen değeri ile kestirilen değerinin farkı, $\Delta i_{sD(t-T)}$ ve $\Delta i_{sQ(t-T)}$ sabit eksen takımındaki stator akımının ölçülen değeri ile kestirilen değerinin farkının önceki değerlerini ($\Delta i_{sD} = i_{sD} - \hat{i}_{sD}$ ve $\Delta i_{sQ} = i_{sQ} - \hat{i}_{sQ}$) göstermektedir. Rotor zaman sabiti değişiminin elde edilebilmesi için kestirilen akı vektörünün genliğinin ve açısının, kestirilen akımın ve ölçülen (gerçek) akımların bilinmesi gereklidir.

β 'nın A matrisindeki kullanımı aşağıdaki gibidir.

$$A = \begin{bmatrix} -\left[\frac{1}{T'_s} + \frac{(1-\sigma)}{T'_r}\right] & 0 & \left[\frac{L_m\beta}{L'_s L_r}\right] & \left[\frac{L_m w_r}{L'_s L_r}\right] \\ 0 & -\left[\frac{1}{T'_s} + \frac{(1-\sigma)}{T'_r}\right] & -\left[\frac{L_m w_r}{L'_s L_r}\right] & \left[\frac{L_m\beta}{L'_s L_r}\right] \\ L_m\beta & 0 & -\beta & -w_r \\ 0 & L_m\beta & w_r & -\beta \end{bmatrix} \quad (5.3)$$

Gözlemleyicinin elde edilmesi için gerekli olan matematiksel model eşitlik (5.3) ile gösterilen A matrisini içeren asenkron motorun matematiksel modelidir. Bu modelin kullanımı ile stator akımı bileşenlerini ve rotor akı bileşenlerini kestiren gözlemleyici (5.4) eşitliği ile tanımlanabilir.

$$\frac{d\hat{x}}{dt} = \hat{A}x + Bu + G(i_s - \hat{i}_s) \tag{5.4}$$

$$\hat{A} = \begin{bmatrix} -[1/T_s' + (1-\sigma)/T_r']I_2 & [L_m/(L_s'L_r)][\beta I_2 - \hat{w}_r J] \\ L_m \beta I_2 & -\beta I_2 + \hat{w}_r J \end{bmatrix} \tag{5.5}$$

Eşitlik (5.4)'de kullanılan B matrisi (4.4) ile verilen eşitliktir. G gözlemleyici kazanç matrisi ise ikiye dörtlük bir matris olup bu matrisin elemanlarının belirlenmesinde Bölüm 4.6'da ifade edilen bilgiler kullanılmıştır.

$$G = \begin{bmatrix} g_{11} & g_{12} \\ g_{21} & g_{22} \\ g_{31} & g_{32} \\ g_{41} & g_{42} \end{bmatrix} \tag{5.6}$$

Eşitlik (5.5)'de kullanılan I_2 matrisi ikinci dereceden özdeş matris (I_2 = diag(1,1)), J matrisi ise eşitlik (4.5) ile verilen matristir. i_s ve $\hat{i}_s$ akım vektörleri eşitlik (4.11) ile verilen vektörlerdir. Kestirilen durum değişkenleri ($\hat{x} = [\hat{i}_s, \hat{\Psi}_r']^T$) ise stator akımı ve rotor akısı vektörlerinin D ve Q ekseni bileşenleridir.

5.3 Rotor Hızının Kestirimi

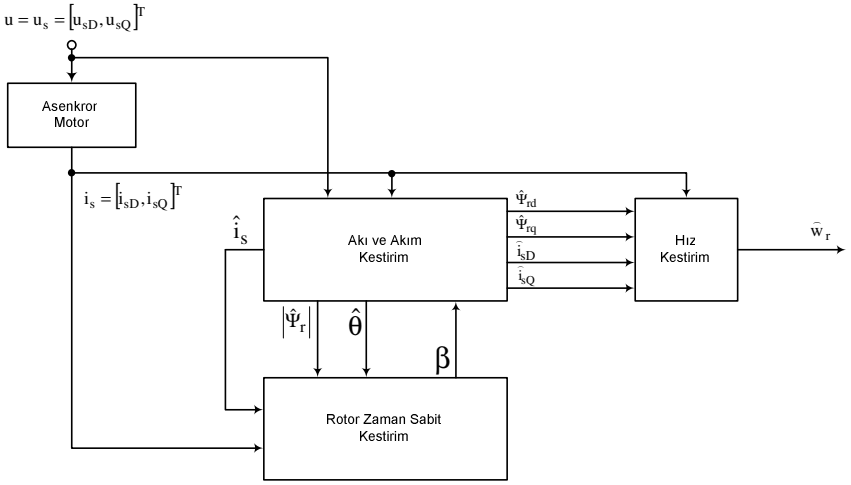
Gözlemleyiciden elde edilen durum değişkenleri ve ölçülen akım değerlerinin kullanımı ile rotor hızının kestirimi gerçekleştirilir. Bu kestirim için eşitlik (5.7) ile belirtilen hız ayarlama sinyali kullanılmaktadır.

$$e_w = \hat{\Psi}_{rq}(i_{sD} - \hat{i}_{sD}) - \hat{\Psi}_{rd}(i_{sQ} - \hat{i}_{sQ}) \tag{5.7}$$

Bu sinyalin PI kontrolörden geçirilmesi ile hız kestirimi gerçekleştirilir.

$$\hat{w}_r = K_p e_w + K_i \int (e_w) dt \tag{5.8}$$

Kullanılan gözlemleyici modelinin blok şeması Şekil (5.1)'de gösterilmiştir.

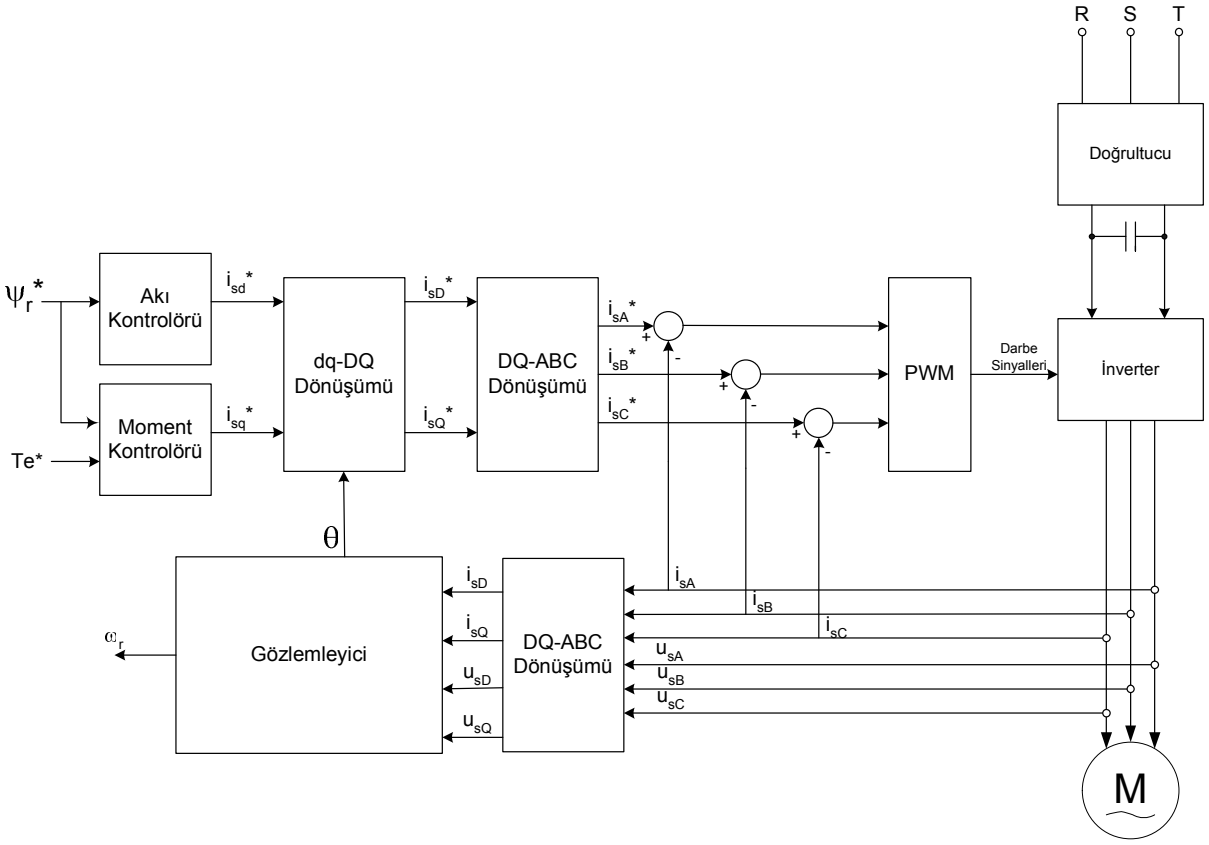


Şekil 5.1 Kullanılan gözlemleyici modelinin blok şeması

5.4 Asenkron Motorun Algılayıcısız Vektör Kontrolunun Gerçekleştirilmesi

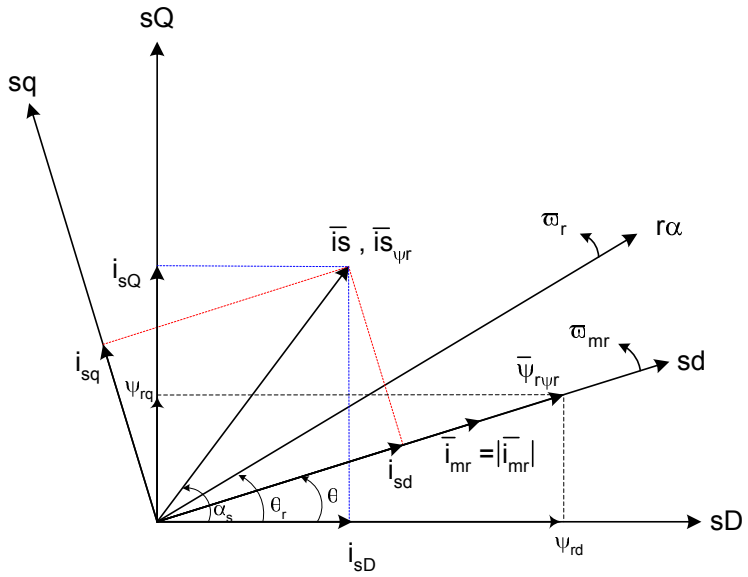
Bu kontrolun gerçekleştirilmesinde asenkron motorun doğrudan alan yönlendirmeli vektör kontrolu yöntemi kullanılmıştır. Bu yöntemde kullanılan akı vektörü rotor akısı vektörü olarak seçilmiştir. Bunun ana sebebi daha önce yapılmış olan çalışmalarda rotor akısı vektörünün seçimi ile daha kararlı bir kontrol elde edilmesidir. Bilindiği üzere bu yöntemde rotor akısının ölçülmesi için özel yapılı bir motor kullanılması gereklidir. Diğer bir yaklaşım ise rotor akısının kestirimidir. Bu tezde oluşturulan gözlemleyici kullanılarak rotor akısı ve rotor hızı kestirilip, bu kestirimler vektör kontrolunda kullanılmıştır. Bu kontrol yapısı Şekil

5.2'de gösterilmiştir.



Şekil 5.2 Asenkron motorun doğrudan alan yönlendirmeli vektör kontrolu

Şekilden de görüldüğü üzere algılayıcısız vektör kontrolu referans akı ve referans momentin sisteme giriş yapılması ile gerçekleştirilmiştir. Burada θ açısı rotor akı vektörünün D-sabit ekseni ile yaptığı açıdır. Bu açı değeri gözlemleyici ile elde edilen rotor akı vektörü bileşenlerinden elde edilmektedir. θ açısı vektör kontrolunda sabit eksen takımı (D-Q) ile rotor akı vektörünün hızı ile dönen döner eksen takımı (d-q) arasındaki dönüşümün gerçekleştirilebilmesi için gereklidir. Bu açı değerinin doğruluğu dolayısı ile rotor akı vektörünün bileşenleri doğru şekilde kestirimi vektör kontrolu için oldukça önemlidir. Bu dönüşümler ile ilgili fazör diyagram Şekil 5.3'te gösterilmiştir.



Şekil 5.3 Rotor akısı yönlendirmeli kontrolün fazör diyagramı

Rotor akısı yönlendirmeli kontrolde döner eksen takımının belirlenmesi, eksenlerden birinin rotor akı vektörünün üzerinde bulunacağı ilkesine dayanmaktadır. Şekil 5.3'ten görüldüğü üzere rotor akı vektörü d-ekseni üzerindedir. Bu akının sabit eksen takımındaki bileşenleri ise ψ_{rd} ve ψ_{rq} olarak sırası ile D ve Q eksenlerinde gösterilmiştir.

θ açısı ve akı referansı ile moment referansından elde edilen döner eksen takımındaki stator akımı bileşenlerinin referans değerleri kullanılarak sabit eksen takımındaki referans stator akımı bileşenleri elde edilmiştir. Bu referans akımlar üç faz akımlarına ise eşitlik (5.9)'da belirtilen dönüşüm ile gerçekleştirilir.

$$\begin{bmatrix} i_{sA} \\ i_{sB} \\ i_{sC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -0.5 & 0.866 \\ -0.5 & -0.866 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sD} \\ i_{sQ} \end{bmatrix} \tag{5.9}$$

Motora uygulanacak gerilim, referans akımlar ile ölçülen akımların karşılaştırılmasından elde edilen PWM sinyalleri ile IGBT'lerden oluşan bir inverter ile elde edilmektedir.

5.5 Gerçekleştirilen Kontrolün Simülasyon Sonuçları

Gerçekleştirilen kontrol bilgisayarda Matlab programı ile simülasyon gerçekleştirilmiştir. Oluşturulan yazılımda örnekleme zamanı 100μs olarak alınmış ve yazılım içerisinde 11000 döngü yapılarak simülasyonun toplam süresi 1.1s olarak belirlenmiştir. Bu süre motorun hız değişiminin kararlı hale gelebilmesi için yeterlidir.

Yazılımda kullanılan motor parametreleri,

Rs = 7; Rr = 5.4; Lls = 20*1e-3; Llr = 20*1e-3; Lm = 382*1e-3 (Ls = Lls+Lm, Lr = Llr+Lm);

P = 4 (Motorun çift kutup sayısı);

J = 0.01 (Motorun atalet momenti);

Vdc=311 V (Motora uygulanan DC bara gerilimi)

olarak alınmıştır.

Ayrıca akı referansı 0.5 Wb ve moment referansı 2Nm olarak alınıp motor yüksüz çalışma halinde simülasyonlar gerçekleştirilmiştir.

Simülasyonlar, gözlemleyici modelindeki T_r rotor zaman sabitinin aşağıda verilen 5 farklı çalışma durumu için gerçekleştirilmiştir. Rotor zaman sabiti normalde 0.0744 değerindedir.

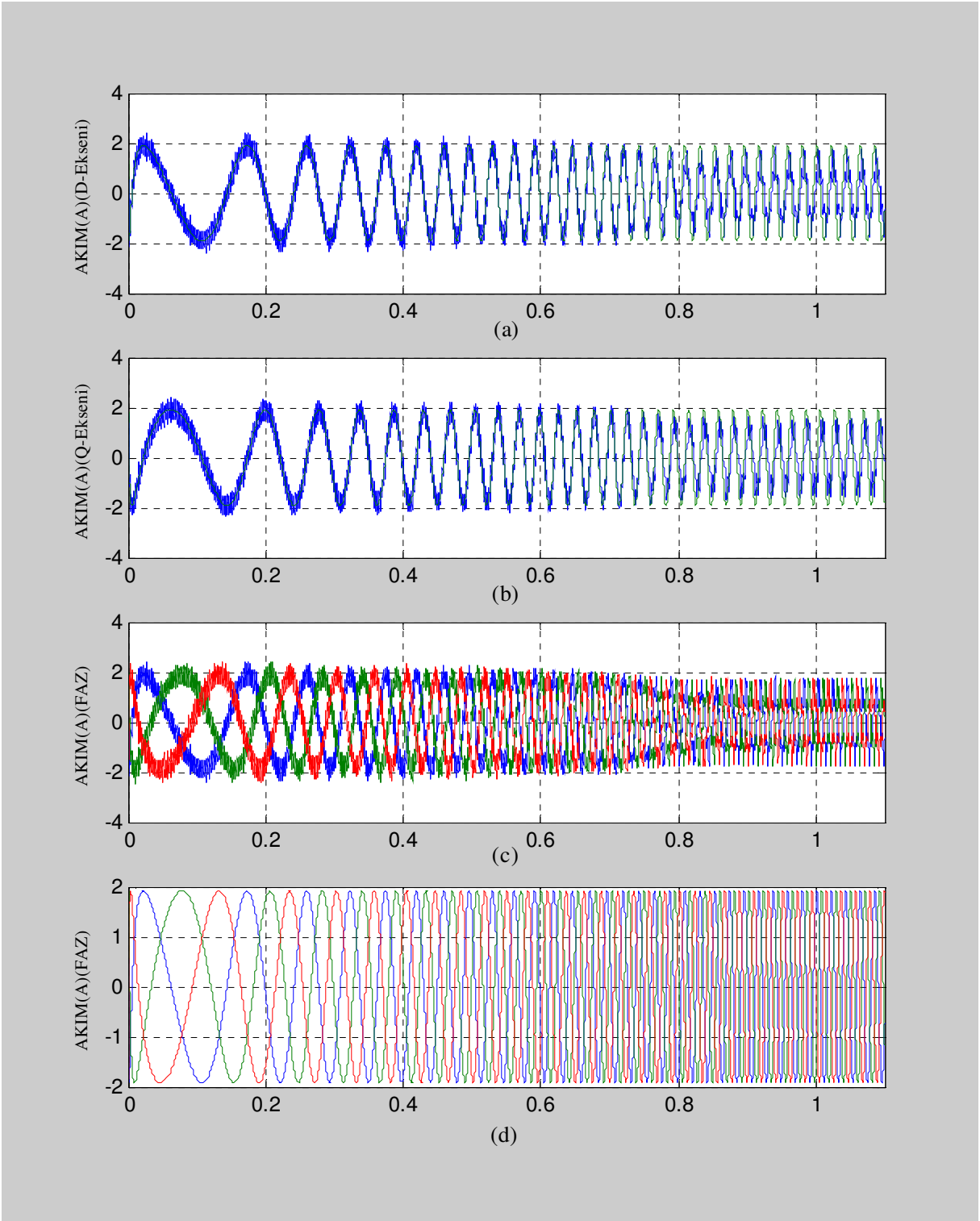
$$T_r = \frac{L_r}{R_r} = \frac{L_{lr} + L_m}{R_r} = \frac{0.402}{5.4} = 0.0744 \tag{5.10}$$

- **Rotor zaman sabitinin değişmediği durum için elde edilen simülasyon sonuçları ($T_r = (T_r)_n = 0.0744$)**

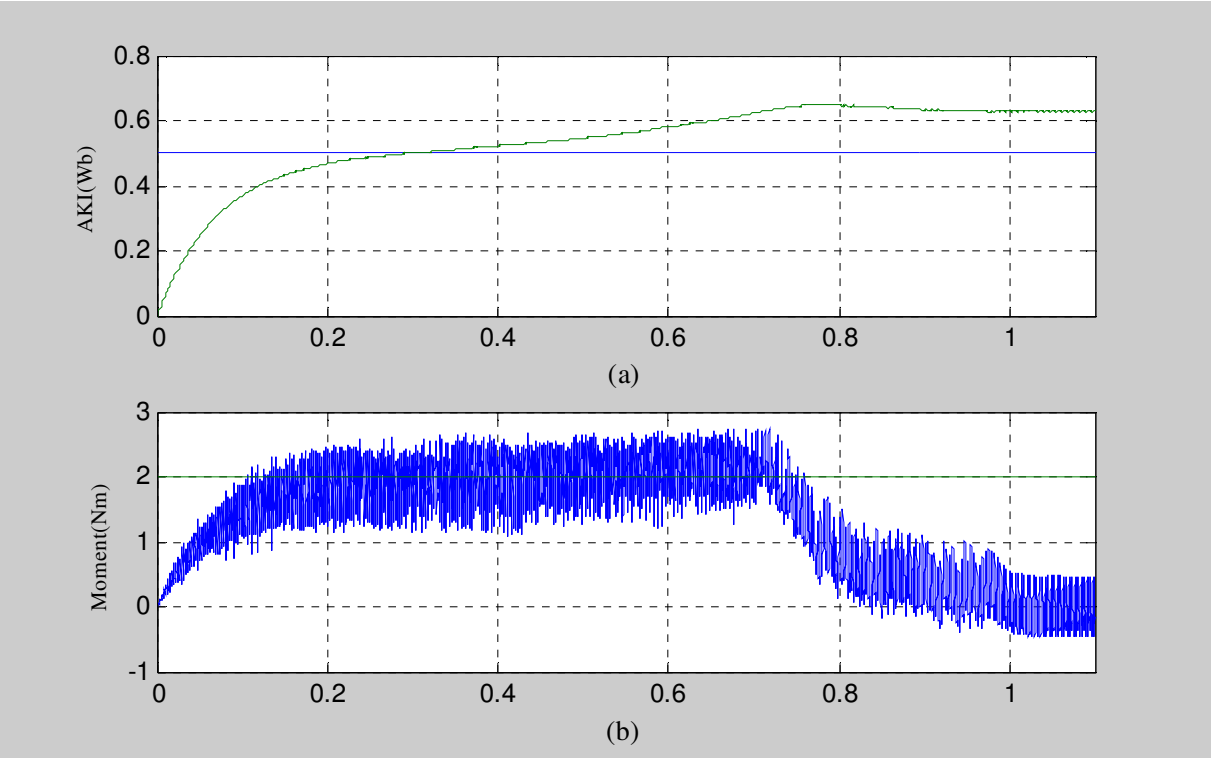
Bu durum için elde edilen grafikler Şekil 5.4, 5.5 ve 5.6'da gösterilmiştir. Şekil 5.4 (a)'da D-ekseni için ölçülen stator akımı ile referans stator akımı, (b)'de Q-ekseni için ölçülen stator akımı ile referans stator akımı, (c)'de motorun gerçek (ölçülen) üç faz akım değerleri ve (d)'de ise referans üç faz akım değerleri gösterilmiştir.

Şekil 5.5 (a)'da rotor akısı referansı ile motorun akısı, (b)'de referans moment ile motor momenti gösterilmiştir.

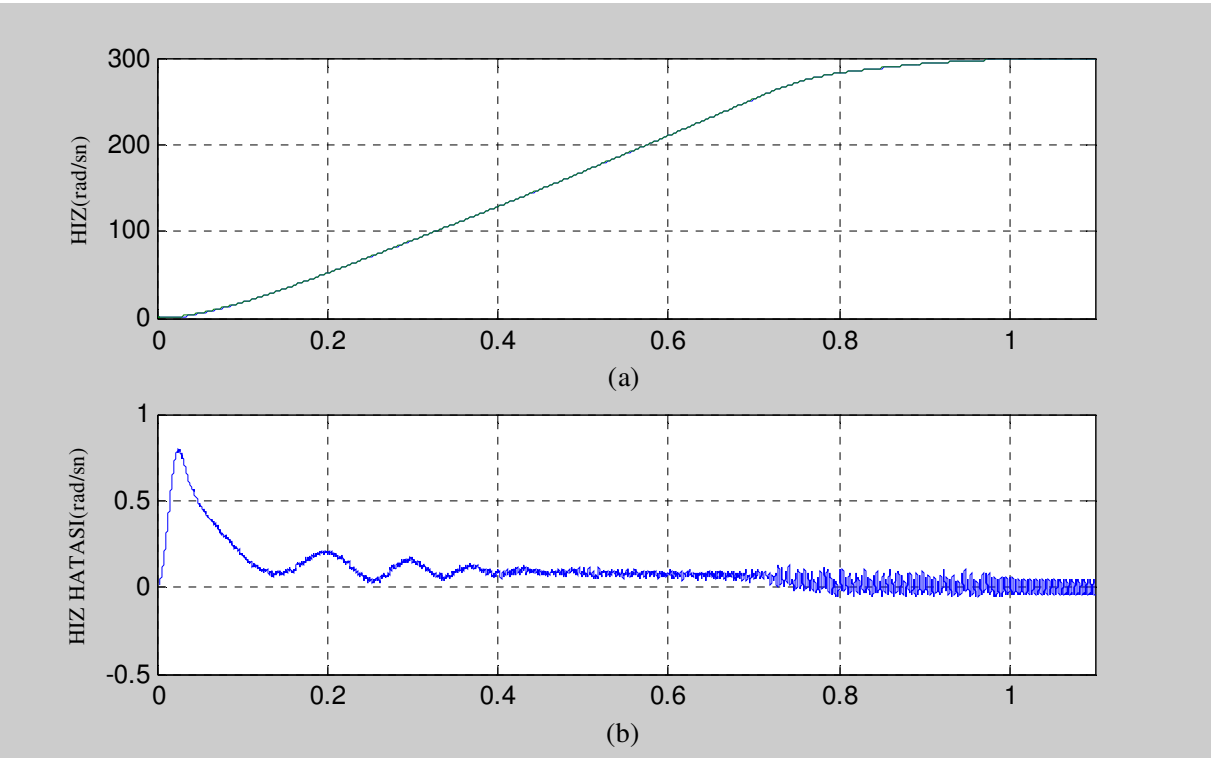
Şekil 5.6 (a)'da motorun hızı ile gözlemleyiciden elde edilen kestirilen hız, (b)'de motorun hızı ile kestirilen hız arasındaki hata değişimi gösterilmiştir.



Şekil 5.4 Rotor zaman sabitinin değişmediği durum için, a) D-ekseni stator akımı ile referans stator akımı değişimi, b) Q-ekseni stator akımı ile referans stator akımı değişimi, c) motorun gerçek (ölçülen) üç faz akımlarının değişimleri d) referans üç faz akımlarının değişimleri.



Şekil 5.5 Rotor zaman sabitinin değişmediği durum için, a) rotor akısı referansı ile motorun akısının değişimi, b) referans moment ile motor momentinin değişimi.



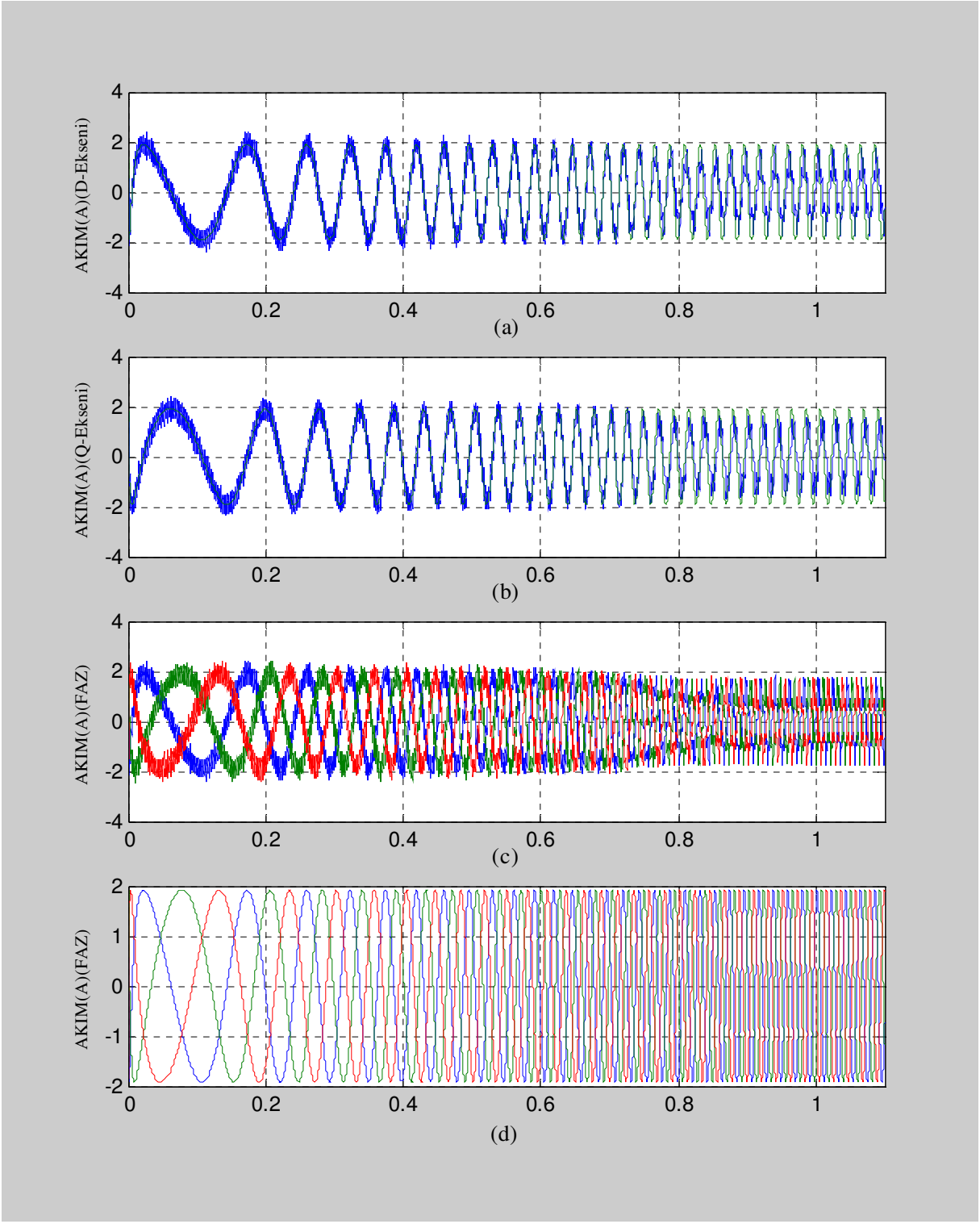
Şekil 5.6 Rotor zaman sabitinin değişmediği durum için, a) motorun hızı ile kestirilen hızın değişimi, b) motorun hızı ile kestirilen hız arasındaki hatanın değişimi.

- **Rotor zaman sabitinin nominal değerinin 0.8 katı için edilen simülasyon sonuçları ($T_r = 0.8*(T_r)_n$)**

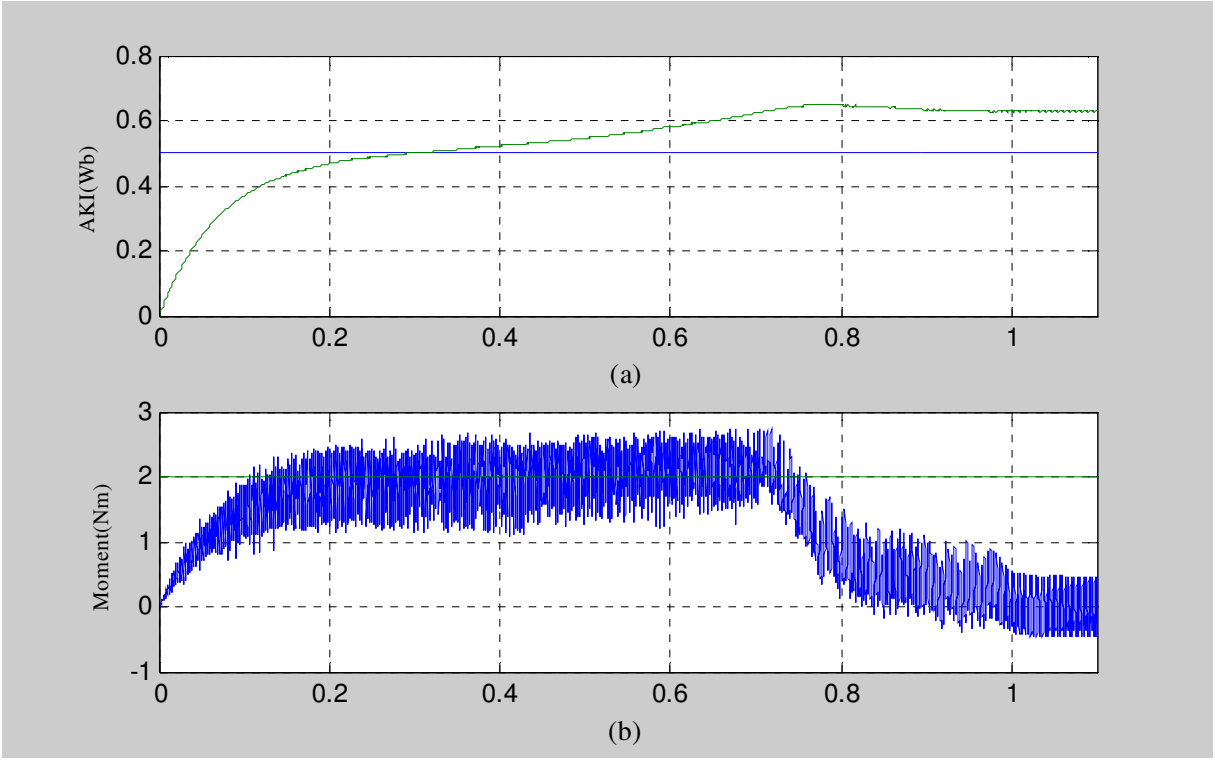
Bu durum için elde edilen grafikler Şekil 5.7, 5.8 ve 5.9'da gösterilmiştir. Şekil 5.7 (a)'da D-ekseni için ölçülen stator akımı ile referans stator akımı, (b)'de Q-ekseni için ölçülen stator akımı ile referans stator akımı, (c)'de motorun gerçek (ölçülen) üç faz akım değerleri ve (d)'de ise referans üç faz akım değerleri gösterilmiştir.

Şekil 5.8 (a)'da rotor akısı referansı ile motorun akısı, (b)'de referans moment ile motor momenti gösterilmiştir.

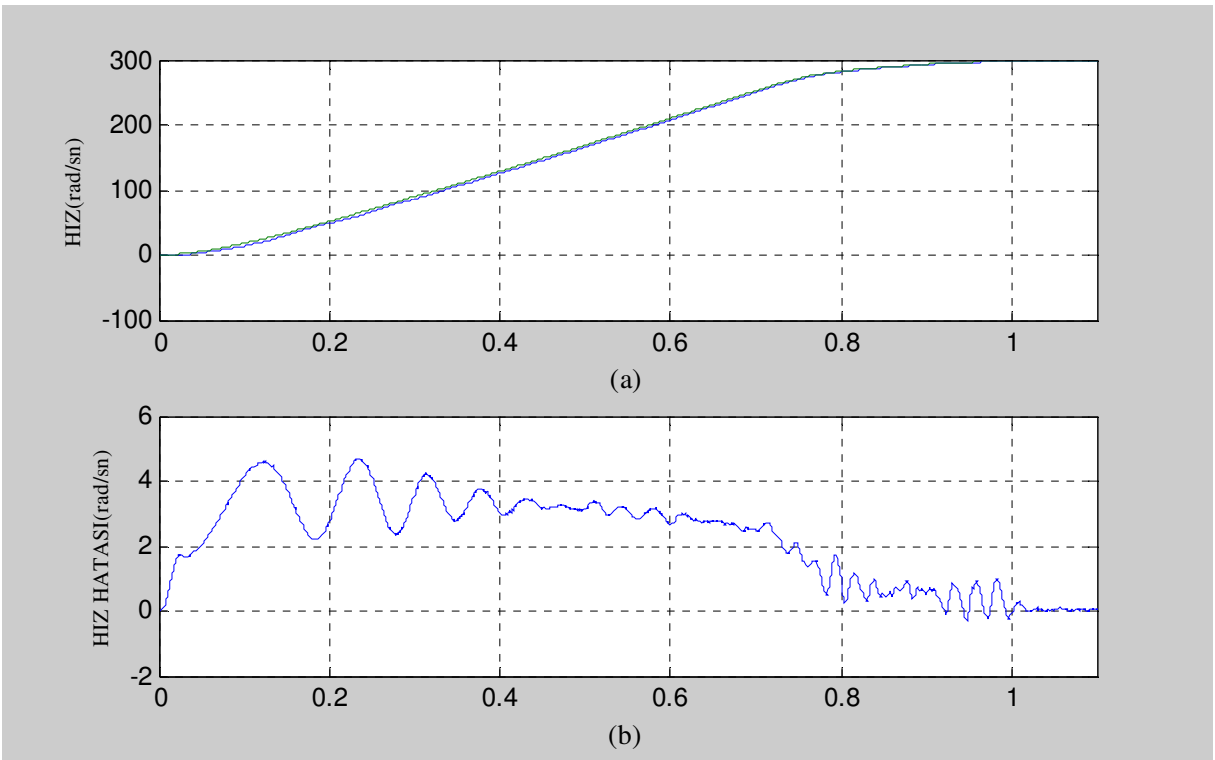
Şekil 5.9 (a)'da motorun hızı ile gözlemleyiciden elde edilen kestirilen hız, (b)'de motorun hızı ile kestirilen hız arasındaki hata değişimi gösterilmiştir.



Şekil 5.7 Rotor zaman sabitinin nominal değerinin 0.8 katı olduğu durum için, a) D-ekseni stator akımı ile referans stator akımı değişimi, b) Q-ekseni stator akımı ile referans stator akımı değişimi, c) motorun gerçek (ölçülen) üç faz akımlarının değişimleri d) referans üç faz akımlarının değişimleri.



Şekil 5.8 Rotor zaman sabitinin nominal değerinin 0.8 katı olduğu durum için, a) rotor akısı referansı ile motorun akısının değişimi, b) referans moment ile motor momentinin değişimi.



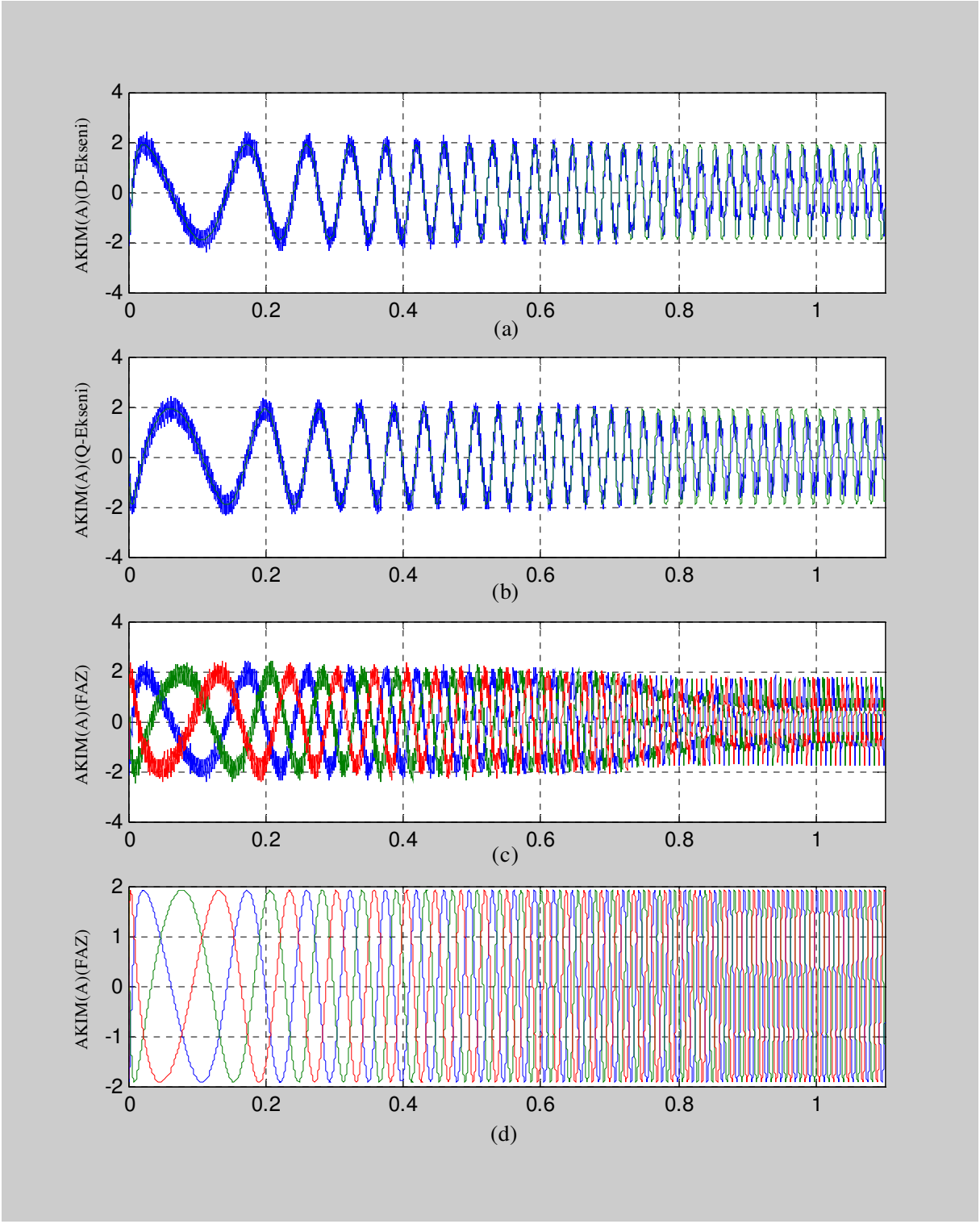
Şekil 5.9 Rotor zaman sabitinin nominal değerinin 0.8 katı olduğu durum için, a) motorun hızı ile kestirilen hızın değişimi, b) motorun hızı ile kestirilen hız arasındaki hatanın değişimi.

- **Rotor zaman sabitinin nominal değerinin 0.5 katı için edilen simülasyon sonuçları ($T_r = 0.5*(T_r)_n$)**

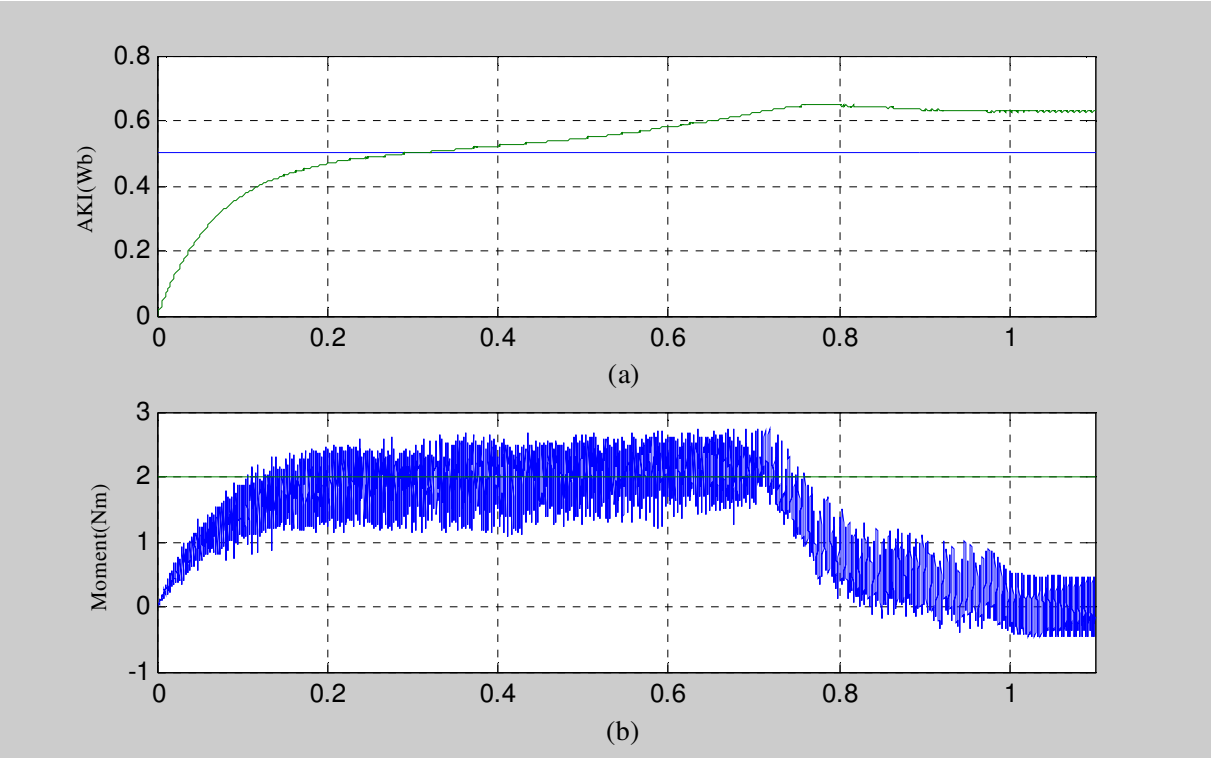
Bu durum için elde edilen grafikler Şekil 5.10, 5.11 ve 5.12'de gösterilmiştir. Şekil 5.10 (a)'da D-ekseni için ölçülen stator akımı ile referans stator akımı, (b)'de Q-ekseni için ölçülen stator akımı ile referans stator akımı, (c)'de motorun gerçek (ölçülen) üç faz akım değerleri ve (d)'de ise referans üç faz akım değerleri gösterilmiştir.

Şekil 5.11 (a)'da rotor akısı referansı ile motorun akısı, (b)'de referans moment ile motor momenti gösterilmiştir.

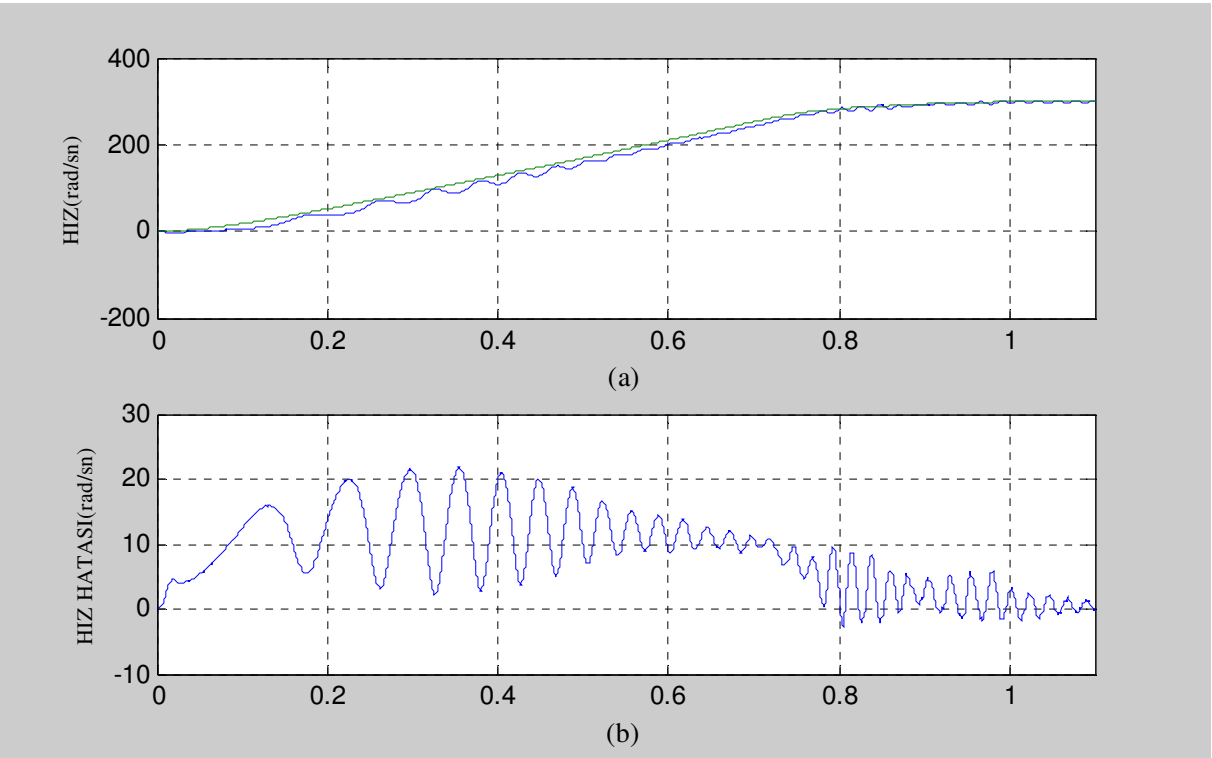
Şekil 5.12 (a)'da motorun hızı ile gözlemleyiciden elde edilen kestirilen hız, (b)'de motorun hızı ile kestirilen hız arasındaki hata değişimi gösterilmiştir.



Şekil 5.10 Rotor zaman sabitinin nominal değerinin 0.5 katı olduğu durum için, a) D-ekseni stator akımı ile referans stator akımı değişimi, b) Q-ekseni stator akımı ile referans stator akımı değişimi, c) motorun gerçek (ölçülen) üç faz akımlarının değişimleri d) referans üç faz akımlarının değişimleri.



Şekil 5.11 Rotor zaman sabitinin nominal değerinin 0.5 katı olduğu durum için, a) rotor akısı referansı ile motorun akısının değişimi, b) referans moment ile motor momentinin değişimi.



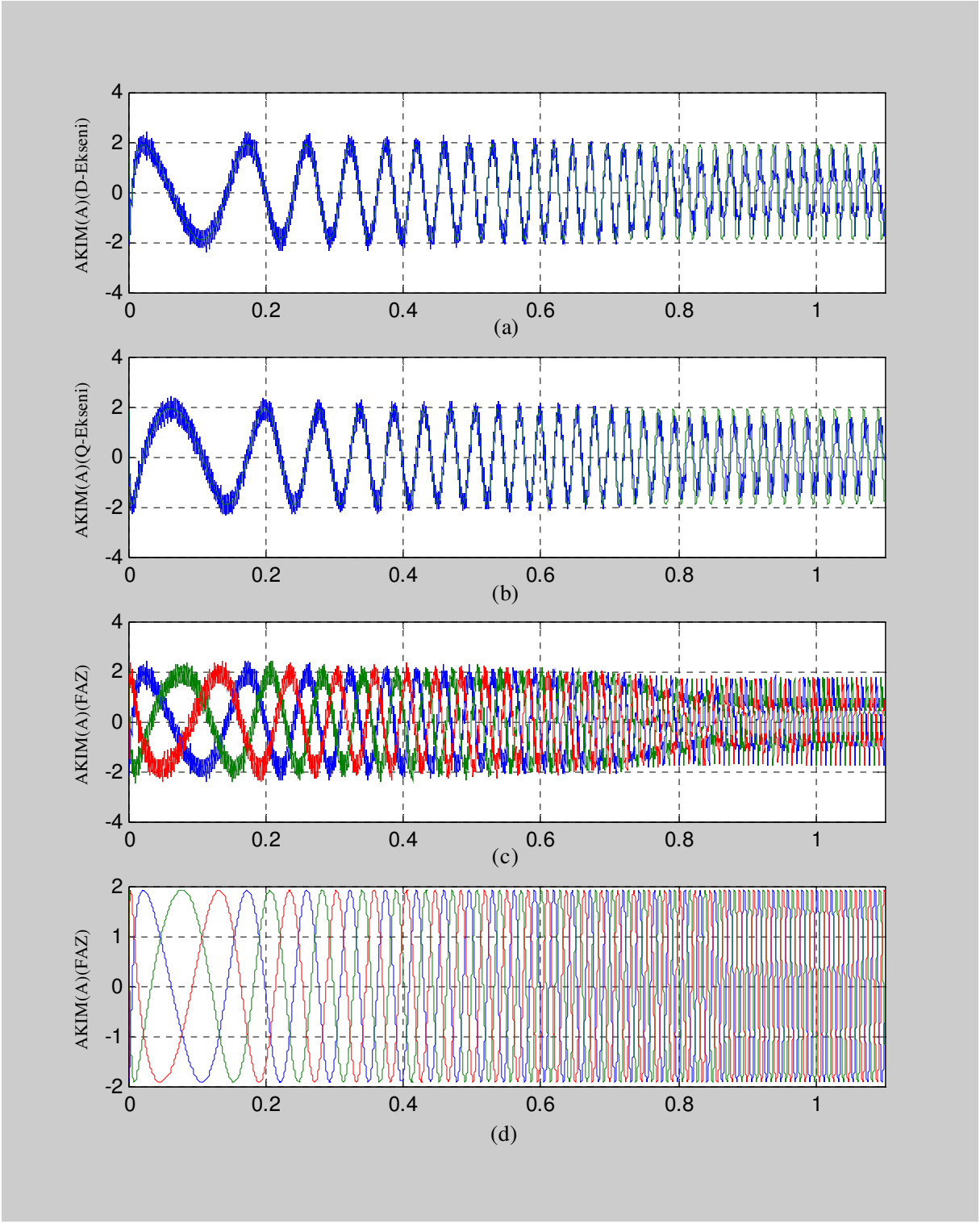
Şekil 5.12 Rotor zaman sabitinin nominal değerinin 0.5 katı olduğu durum için, a) motorun hızı ile kestirilen hızın değişimi, b) motorun hızı ile kestirilen hız arasındaki hatanın değişimi.

- **Rotor zaman sabitinin nominal değerinin 1.2 katı için edilen simülasyon sonuçları ($T_r = 1.2*(T_r)_n$)**

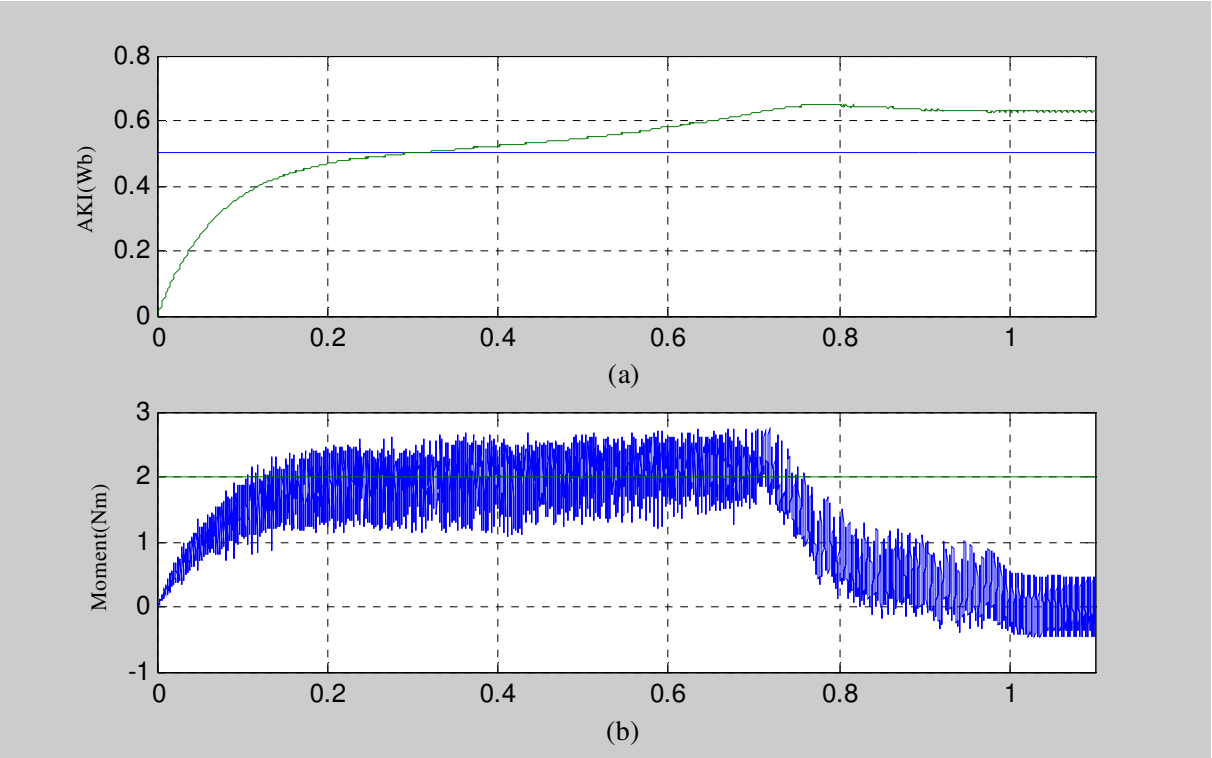
Bu durum için elde edilen grafikler Şekil 5.13, 5.14 ve 5.15'de gösterilmiştir. Şekil 5.13 (a)'da D-ekseni için ölçülen stator akımı ile referans stator akımı, (b)'de Q-ekseni için ölçülen stator akımı ile referans stator akımı, (c)'de motorun gerçek (ölçülen) üç faz akım değerleri ve (d)'de ise referans üç faz akım değerleri gösterilmiştir.

Şekil 5.14 (a)'da rotor akısı referansı ile motorun akısı, (b)'de referans moment ile motor momenti gösterilmiştir.

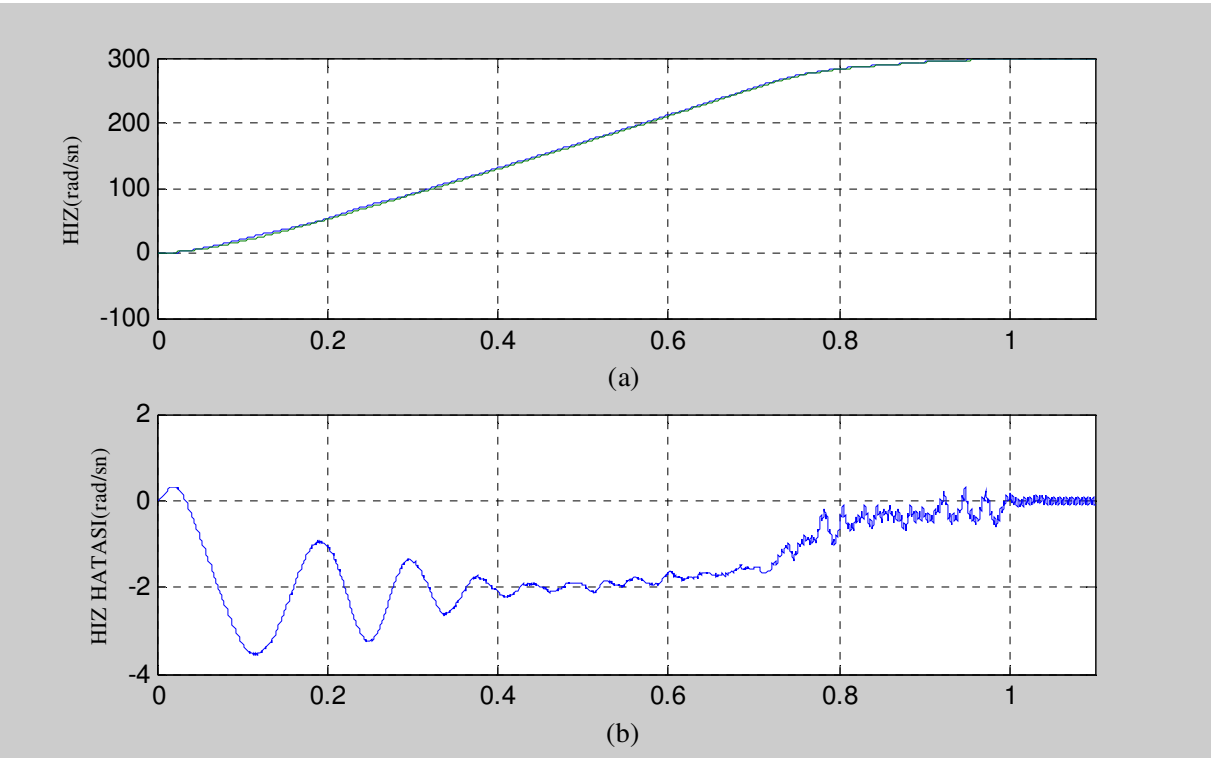
Şekil 5.15 (a)'da motorun hızı ile gözlemleyiciden elde edilen kestirilen hız, (b)'de motorun hızı ile kestirilen hız arasındaki hata değişimi gösterilmiştir.



Şekil 5.13 Rotor zaman sabitinin nominal değerinin 1.2 katı olduğu durum için, a) D-ekseni stator akımı ile referans stator akımı değişimi, b) Q-ekseni stator akımı ile referans stator akımı değişimi, c) motorun gerçek (ölçülen) üç faz akımlarının değişimleri d) referans üç faz akımlarının değişimleri.



Şekil 5.14 Rotor zaman sabitinin nominal değerinin 1.2 katı olduğu durum için, a) rotor akısı referansı ile motorun akısının değişimi, b) referans moment ile motor momentinin değişimi.



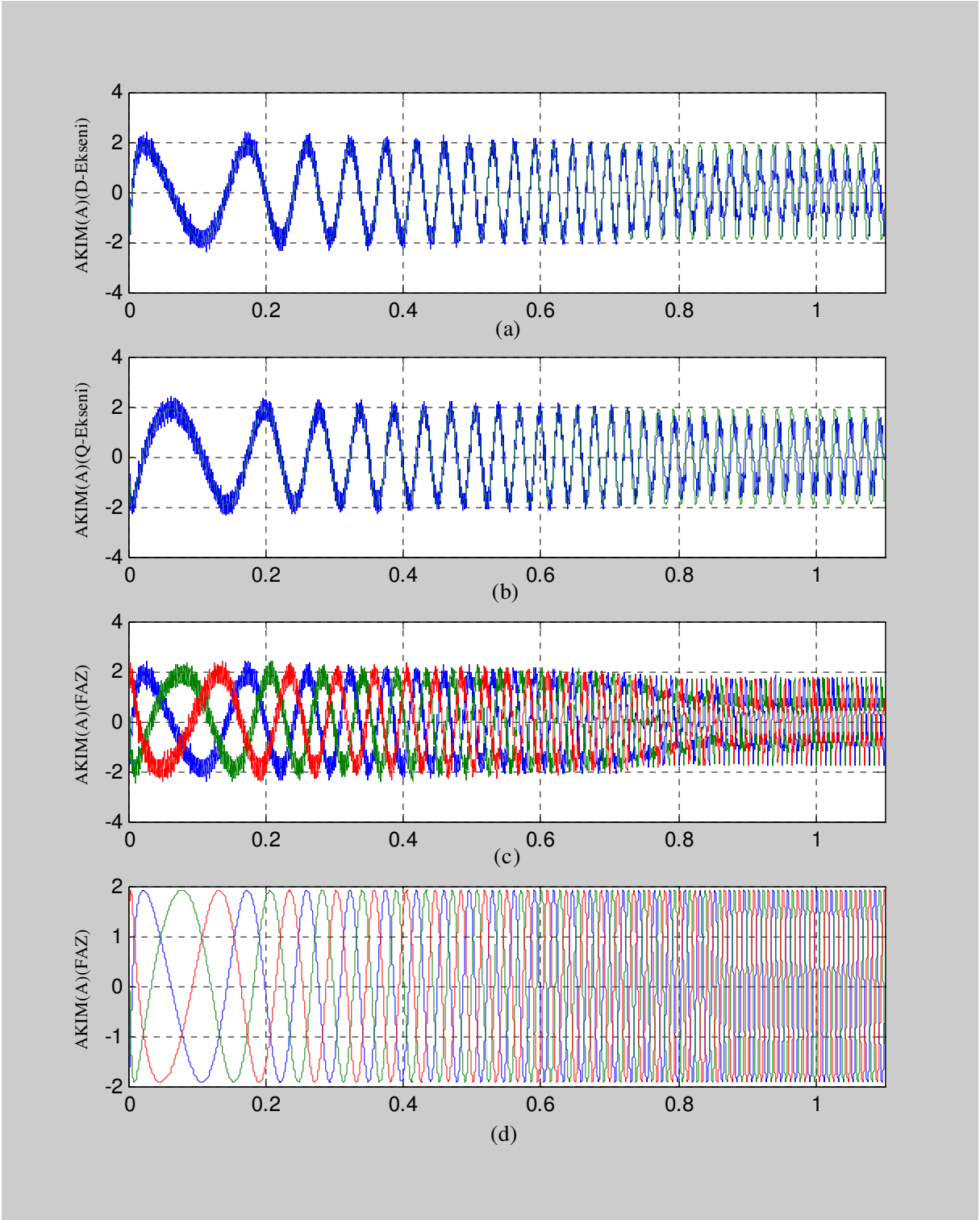
Şekil 5.15 Rotor zaman sabitinin nominal değerinin 1.2 katı olduğu durum için, a) motorun hızı ile kestirilen hızın değişimi, b) motorun hızı ile kestirilen hız arasındaki hatanın değişimi.

- **Rotor zaman sabitinin nominal değerinin 1.5 katı için edilen simülasyon sonuçları ($T_r = 1.5*(T_r)_n$)**

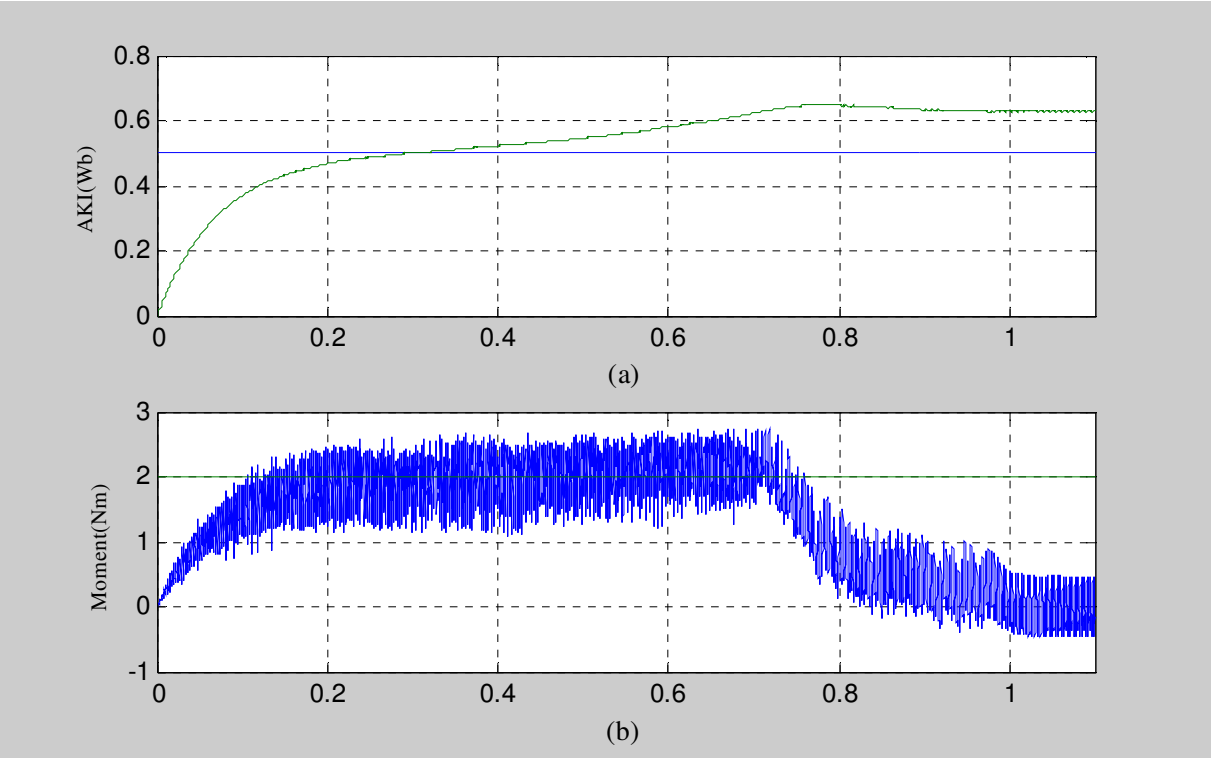
Bu durum için elde edilen grafikler Şekil 5.16, 5.17 ve 5.18'de gösterilmiştir. Şekil 5.16 (a)'da D-ekseni için ölçülen stator akımı ile referans stator akımı, (b)'de Q-ekseni için ölçülen stator akımı ile referans stator akımı, (c)'de motorun gerçek (ölçülen) üç faz akım değerleri ve (d)'de ise referans üç faz akım değerleri gösterilmiştir.

Şekil 5.17 (a)'da rotor akısı referansı ile motorun akısı, (b)'de referans moment ile motor momenti gösterilmiştir.

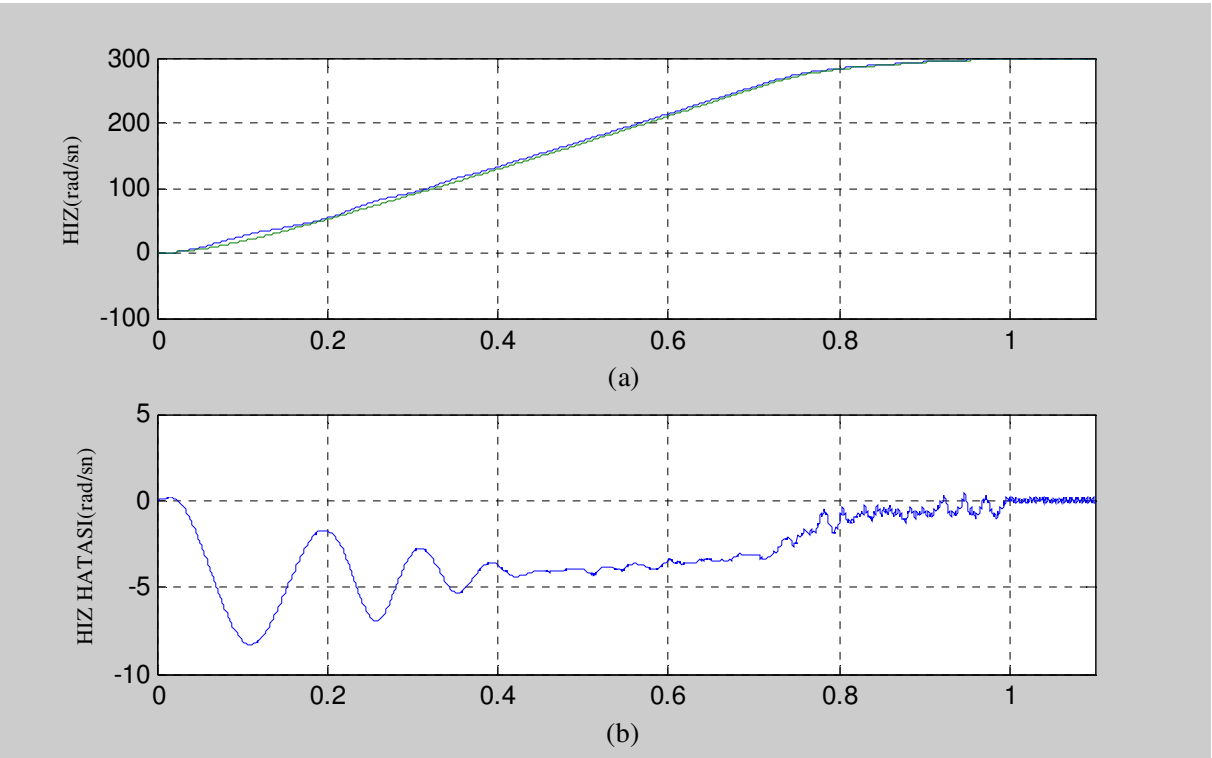
Şekil 5.18 (a)'da motorun hızı ile gözlemleyiciden elde edilen kestirilen hız, (b)'de motorun hızı ile kestirilen hız arasındaki hata değişimi gösterilmiştir.



Şekil 5.16 Rotor zaman sabitinin nominal değerinin 1.5 katı olduğu durum için, a) D-ekseni stator akımı ile referans stator akımı değişimi, b) Q-ekseni stator akımı ile referans stator akımı değişimi, c) motorun gerçek (ölçülen) üç faz akımlarının değişimleri d) referans üç faz akımlarının değişimleri.



Şekil 5.17 Rotor zaman sabitinin nominal değerinin 1.5 katı olduğu durum için, a) rotor akısı referansı ile motorun akısının değişimi, b) referans moment ile motor momentinin değişimi.



Şekil 5.18 Rotor zaman sabitinin nominal değerinin 1.5 katı olduğu durum için, a) motorun hızı ile kestirilen hızın değişimi, b) motorun hızı ile kestirilen hız arasındaki hatanın değişimi.

Şekil 5.4, 5.7, 5.10, 5.13 ve 5.16'dan görüldüğü üzere rotor zaman sabitinin değişimi ile motorun akımlarının değişmediği görülmektedir.

Benzer şekilde motorun akısının ve momentinin de rotor zaman sabitinin değişimi ile değişmediği Şekil 5.5, 5.8, 5.11, 5.14 ve 5.17'den görülmektedir. Burada motorun rotor akısı, 0.3. sn'den sonra referans akının üstüne çıkmaktadır. Bunun sebebi ise uygulanan vektör kontrolünde alan zayıflatma yönteminin kullanılmamasıdır.

Kestirilen hız, rotor zaman sabitinin değişmediği durumda Şekil 5.6'dan da görüldüğü üzere gerçek hız ile birbirine oldukça yakındır. Geçici rejimde oluşan hata bile %1'in altında kalmakta ve motor sürekli rejime geçtiğinde hata 1/1000 civarlarında olmaktadır.

Rotor zaman sabitinin değiştiği durumlarda ise geçici rejimlerdeki hata değeri %1'in üzerine biraz çıkmaktadır. Fakat Şekil 5.9, 5.12, 5.15 ve 5.18'den de görüldüğü üzere motor sürekli rejime geçtiğinde hata da %1'in altına inmektedir.

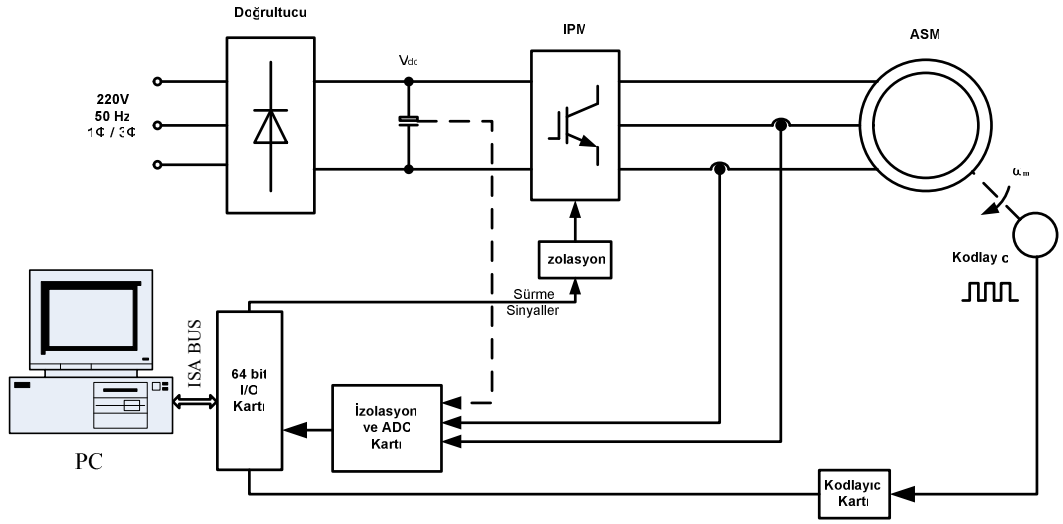
6. ALGILAYICISIZ VEKTÖR KONTROLLÜ ASENKRON MOTOR SÜRÜCÜSÜNÜN GERÇEKLEŞTİRİLMESİ

6.1 Giriş

Yüksek performanslı bir asenkron motor sürücüsünün, istenilen referanslara en hızlı bir şekilde cevap vermesi ve geniş bir hız aralığında kararlı bir şekilde çalışması istenir. Bu özelliklere sahip bir asenkron motor sürücü sisteminin gerçekleştirilebilmesinde, yüksek hızlı bir işlemci gereklidir. İşlemcinin seçimi, işlem hızı ve matematiksel yetenekleri göz önünde bulundurularak yapılır. Asenkron motorun yüksek performanslı kontrolü ile oluşturulacak sürücü algoritması oldukça yoğun matematiksel işlemler içermektedir. Bu nedenle böyle bir sürücü içerisinde kullanılacak işlemcinin bir Sayısal İşaret İşleyici (DSP) olması tercih edilmelidir. Bu çalışmada ise, Pentium tabanlı bir PC'nin ISA yoluna takılan bir I/O kartına ADC ve kodlayıcı kartlarının bağlı olduğu bir sistem kullanılmıştır. Asenkron motor kontrol sisteminin statik girişleri, motorun nominal gerilim, akım, frekans, hız ve güç değerleri, kullanıcı giriş bilgileri ve motorun parametreleridir. Sistemin dinamik girişleri, motorun iki faz akımları ile DC bara gerilimidir. Sürücü sistemi, girişlere bağlı olarak ve motorun matematiksel modeline dayalı kontrol algoritmalarındaki değişkenler hesaplanarak kontrol edilir.

6.2 Uygulama Devresi

Gerçekleştirilen uygulama devresinin blok diyagramı Şekil 6.1'de verilmiştir.



Şekil 6.1 Uygulama devresine ait blok diyagram

Algılayıcısız vektör kontrollü 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 μF) 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 yardımı ile üretilmiştir. Kullanılan ADC kartı ve kodlayıcı kartı, I/O kartının seçilen adreslerine monte edilmiştir. ADC kartında hızlı bir analog sayısal dönüştürücü olan AD7864 entegresi kullanılmıştır. Bu dönüştürücü entegre 4 kanallı olup analog girişlerini aynı anda örneklemekte ve bir kanaldaki analog bilgiyi 1.65μs'de sayısala çevirmektedir. Örneklemenin aynı anda yapılması ile analog işaretlerin sayısal değerlere dönüştürülme işlemi esnasındaki faz farkından kaynaklanabilecek hatalar önlenmiş olur.

Motor miline bağlı 4096 darbe/devir'lik bir kodlayıcı (RU-4096) ve bir kodlayıcı kart kullanılarak motorun hızı ölçülmektedir. Algılayıcısız kontrolde bu kodlayıcının ve kodlayıcı kartının kullanılmasına gerek yoktur. Bu çalışmada kullanılma nedeni ise motorun kestirilen hızı ile gerçek hızının karşılaştırılmasının yapılabilmesi ve elde edilen gözlemleyicinin başarısının kanıtlanması içindir. Kodlayıcı kartında kullanılan HCTL-2016 entegresi ile kodlayıcıdan gelen sinyal darbeleri sayılmakta ve aynı zamanda motorun dönüş yönü de tespit edilebilmektedir.

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 peryodu 30 μs seçilmiştir. İki faz akımı ile DC bara gerilimi her 30 μs'de ADC ile ölçülmektedir. Kontrol perperyodunun elde edilmesi için, PC'nin 0x61 adresindeki PB4 portunun değişme özelliği kullanılmıştır. C dilinde gerçekleştirilen yazılım ile algılayıcısız vektör kontrol algoritması adım adım çalıştırılarak, gerekli anahtarlama işaretleri I/O kartı yardımı ile inverterin sürme devresine uygulanmaktadır. Sürme devresi, opto transistörler (HCPL 4503) kullanılarak bilgisayardan izole edilmiştir. IPM'in sürme devresi için 4 adet izoleli ±15V'luk kaynak kullanılmıştır. Akım algılayıcıları +5 V, gerilim algılayıcısı da ±15V'luk ayrı birer kaynak ile beslenmiştir. PC ile güç devresi arasında tam bir izolasyon sağlanmıştır.

6.3 Uygulamanın Gerçekleştirilmesi ve Alınan Sonuçlar

Asenkron motorun algılayıcısız vektör kontrol uygulaması, rotor akı yönlendirmeli kontrol olarak gerçekleştirilmiştir. Yazılımda bir periyod (T_s) 30μs olarak belirlenmiş ve yazılım C programlama dili ile gerçekleştirilmiştir. Yazılımda ilk olarak motor çalıştırılmadan önce ADC'den gelen akım ve gerilim bilgileri okunarak akım ve gerilim algılayıcılarının doğru bileşeni elde edilmiştir. Offsetleme işlemi adı da verilen bu işlem okuma hatalarını azaltmak için gereklidir.

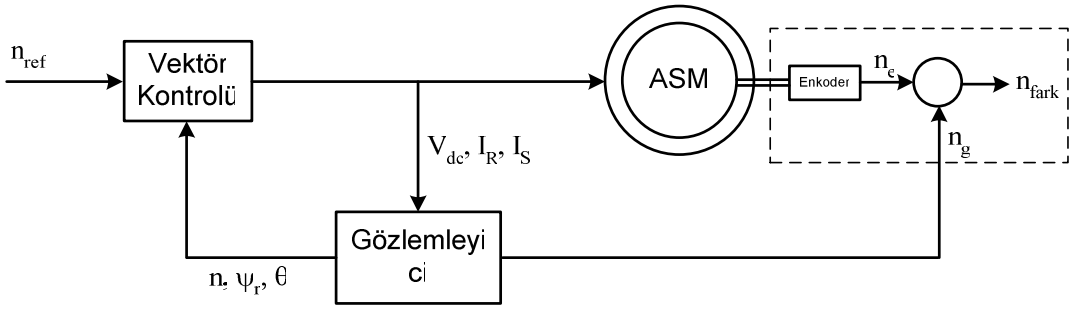
İstenilen referans hız giriş bilgisi algoritmaya girilerek, hızdaki hata bilgisinin oransal bir kontrolörden geçerilmesi ile vektör kontrol için gerekli olan referans akı ve moment değerleri elde edilmektedir. Bu değerlerin kullanımı ile de d-q eksen takımındaki referans stator akımları (i_{sd}^* ve i_{sq}^*) elde edilmektedir. Bu çalışmada inverterin sürme sinyallerinin elde edilmesi için histerisiz akım kontrol yöntemi kullanılmıştır. Ölçülen üç faz stator akımları (i_{sA}, i_{sB} ve i_{sC}) ile algoritmanın hesapladığı referans üç faz stator akımları (i_{sA}^*, i_{sB}^* ve i_{sC}^*) bir histerisiz bant içerisine sokularak akımların birbirleri ile karşılaştırılmaları sonucu inverter için uygun sürme sinyalleri elde edilmektedir. Çalışmada bant genişliği 0.1 olarak alınmıştır. Referans üç faz stator akımlarının D-Q eksen takımındaki referans akımlara (i_{sD}^* ve i_{sQ}^*) dönüşümü, DQ-ABC dönüşümü ile elde edilmektedir. Bu dönüşüm, eşitlik (5.9)'da belirtildiği gibi gerçekleştirilmiştir.

Rotor akı yönlendirmeli kontrolde, Bölüm 5.4'de de anlatıldığı üzere rotor akısının açısı değeri rotor eksen takımındaki (d-q eksen takımı) diğer bir deyişle hareketli eksen takımındaki açı olup d-q eksen takımı ile sabit eksen (D-Q) takımı arasındaki dönüşüm için gereklidir. Bu dönüşümde bu açının sinüs ve kosinüs değerleri kullanılmaktadır. Yazılımda sinüs ve kosinüsün her bir peryod için hesaplanması oldukça fazla zaman alacağından bu işlemin bir alternatifi olan sinüs ve kosinüs tabloları oluşturulmuş ve algoritma içerisinde hesaplanan açı değeri için bu değerler tablolardan alınarak kullanılmıştır. Bu tablolar her bir derece için olmak üzere 360'ar değer içermektedir.

Bu çalışmada incelenen referans hız değerleri, 100d/d, 250d/d, 500d/d, 750d/d, ve 1000d/d olarak alınmıştır. Yazılımda bir döngü 5500 periyod olarak alınmıştır. Diğer bir deyişle 5500 örnekleme yapılmıştır. Örnekleme sayısı sistemin kapasitesinden dolayı bu değer ile sınırlandırılmıştır.

Çalışmanın amacı da olan rotor hızının kestirimi Bölüm 5'de açıklanan şekilde elde edilmiştir. Tasarlanan gözlemleyicinin performansı motorun miline bağlı olan kodlayıcıdan

alınan rotor hızı bilgisi ile karşılaştırılmıştır. Buna ilişkin blok diyagram Şekil 6.2'de verilmiştir.



Şekil 6.2 Gözlemleyici kullanan vektör kontrolü

Uygulamada kullanılan algoritmada her bir periyot için Bölüm 5.2'de elde edilen gözlemleyicinin A matrisi güncellenmiş ve motorun rotor zaman sabiti değişimine karşı olan olumsuzluğu giderilmeye çalışılmıştır.

Uygulama sonuçları olarak farklı referans hızlar için, rotor açısal hızı ile rotor açısal hızının kestirilen değeri, ölçülen akım ile kestirilen akım, ölçülen akım ile referans akım, motorun hızı ile referans hız arasındaki hata ve her 10 periyod için adım adım alınan rotor açısal hızı ile rotor açısal hızının kestirilen değerinin değişimleri verilmiştir.

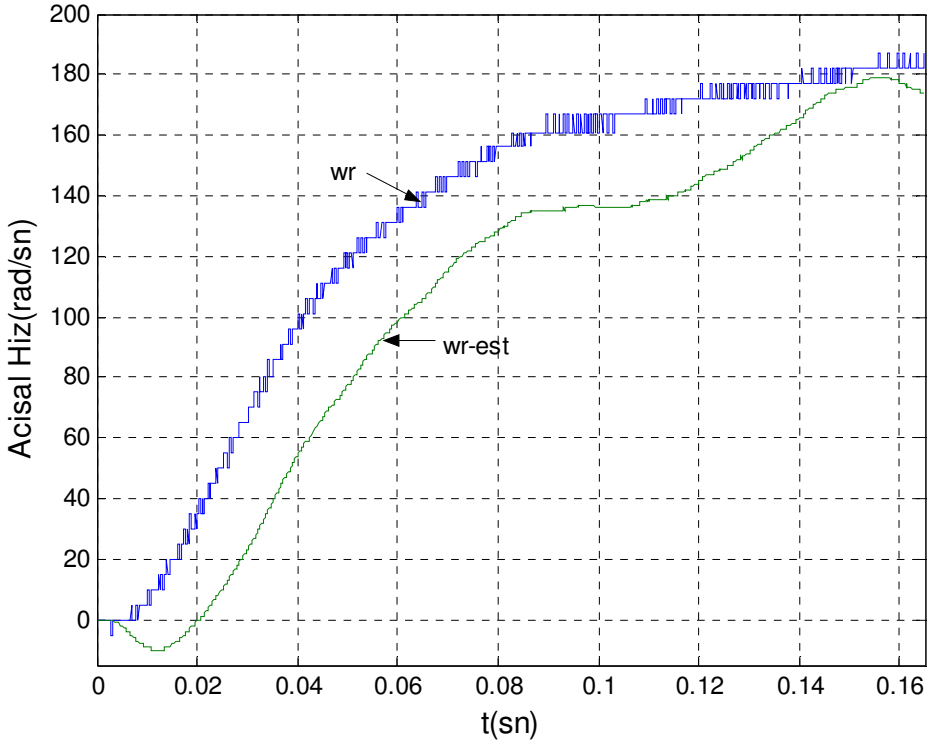
Referans devir sayısı 100d/d için elde edilen değişimler Şekil 6.3, 6.4, 6.5, 6.6 ve 6.7'de gösterilmiştir. Şekil 6.3'de kodlayıcıdan gelen sinyallerden elde edilen rotor açısal hızı ile rotor açısal hızının kestirilen değerinin değişimi, Şekil 6.4'de A fazına ait ölçülen akım ile kestirilen akım değişimi, Şekil 6.5'de ölçülen akım ile referans akımın değişimi, Şekil 6.6'da motorun hızı ile referans hız arasındaki hatanın değişimi, Şekil 6.7'de ise her 10 periyod için adım adım alınan rotor açısal hızı ile rotor açısal hızının kestirilen değerinin değişimi gösterilmiştir.

Referans devir sayısı 250d/d için elde edilen değişimler Şekil 6.8, 6.9, 6.10, 6.11 ve 6.12'de gösterilmiştir. Şekil 6.8'de kodlayıcıdan gelen sinyallerden elde edilen rotor açısal hızı ile rotor açısal hızının kestirilen değerinin değişimi, Şekil 6.9'da A fazına ait ölçülen akım ile kestirilen akım değişimi, Şekil 6.10'da ölçülen akım ile referans akımın değişimi, Şekil 6.11'de motorun hızı ile referans hız arasındaki hatanın değişimi, Şekil 6.12'de ise her 10 periyod için adım adım alınan rotor açısal hızı ile rotor açısal hızının kestirilen değerinin değişimi gösterilmiştir.

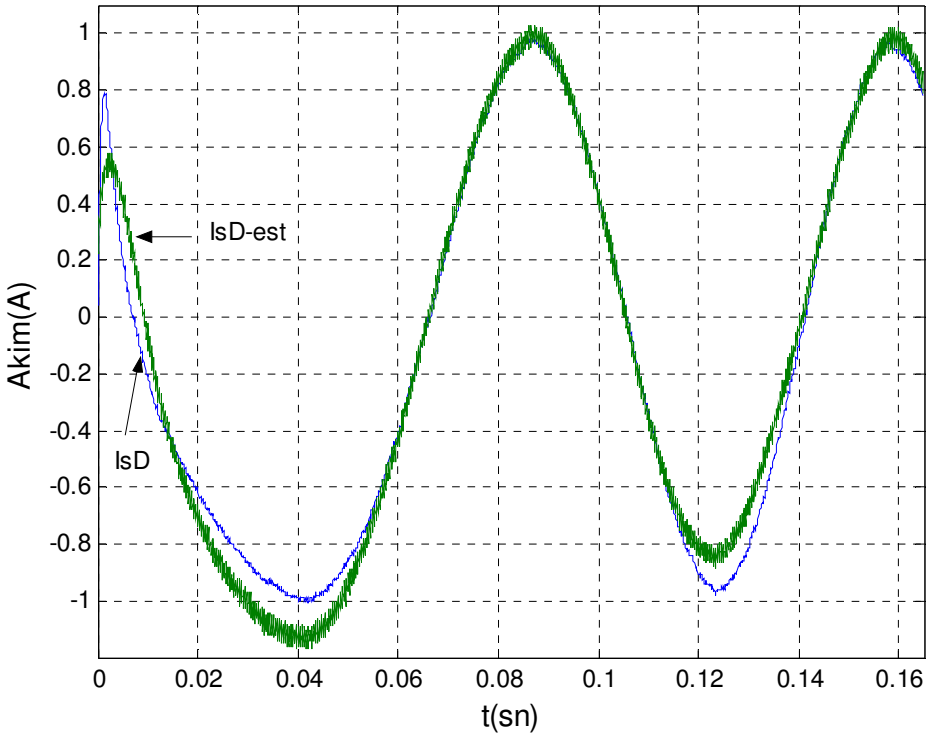
Referans devir sayısı 500d/d için elde edilen değişimler Şekil 6.13, 6.14, 6.15, 6.16 ve 6.17'de gösterilmiştir. Şekil 6.13'de kodlayıcıdan gelen sinyallerden elde edilen rotor açısal hızı ile rotor açısal hızının kestirilen değerinin değişimi, Şekil 6.14'de A fazına ait ölçülen akım ile kestirilen akım değişimi, Şekil 6.15'de ölçülen akım ile referans akımın değişimi, Şekil 6.16'da motorun hızı ile referans hız arasındaki hatanın değişimi, Şekil 6.17'de ise her 10 periyod için adım adım alınan rotor açısal hızı ile rotor açısal hızının kestirilen değerinin değişimi gösterilmiştir.

Referans devir sayısı 750d/d için elde edilen değişimler Şekil 6.18, 6.19, 6.20, 6.21 ve 6.22'de gösterilmiştir. Şekil 6.18'de kodlayıcıdan gelen sinyallerden elde edilen rotor açısal hızı ile rotor açısal hızının kestirilen değerinin değişimi, Şekil 6.19'da A fazına ait ölçülen akım ile kestirilen akım değişimi, Şekil 6.20'de ölçülen akım ile referans akımın değişimi, Şekil 6.21'de motorun hızı ile referans hız arasındaki hatanın değişimi, Şekil 6.22'de ise her 10 periyod için adım adım alınan rotor açısal hızı ile rotor açısal hızının kestirilen değerinin değişimi gösterilmiştir.

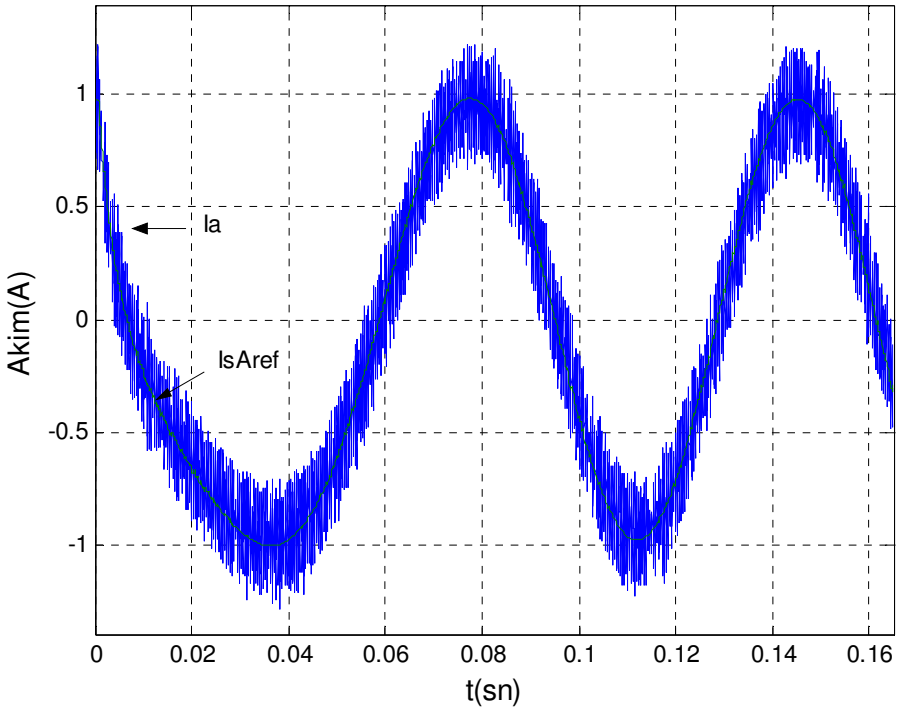
Referans devir sayısı 1000d/d için elde edilen değişimler Şekil 6.23, 6.24, 6.25, 6.26 ve 6.27'de gösterilmiştir. Şekil 6.23'de kodlayıcıdan gelen sinyallerden elde edilen rotor açısal hızı ile rotor açısal hızının kestirilen değerinin değişimi, Şekil 6.24'de A fazına ait ölçülen akım ile kestirilen akım değişimi, Şekil 6.25'de ölçülen akım ile referans akımın değişimi, Şekil 6.26'da motorun hızı ile referans hız arasındaki hatanın değişimi, Şekil 6.27'de ise her 10 periyod için adım adım alınan rotor açısal hızı ile rotor açısal hızının kestirilen değerinin değişimi gösterilmiştir.



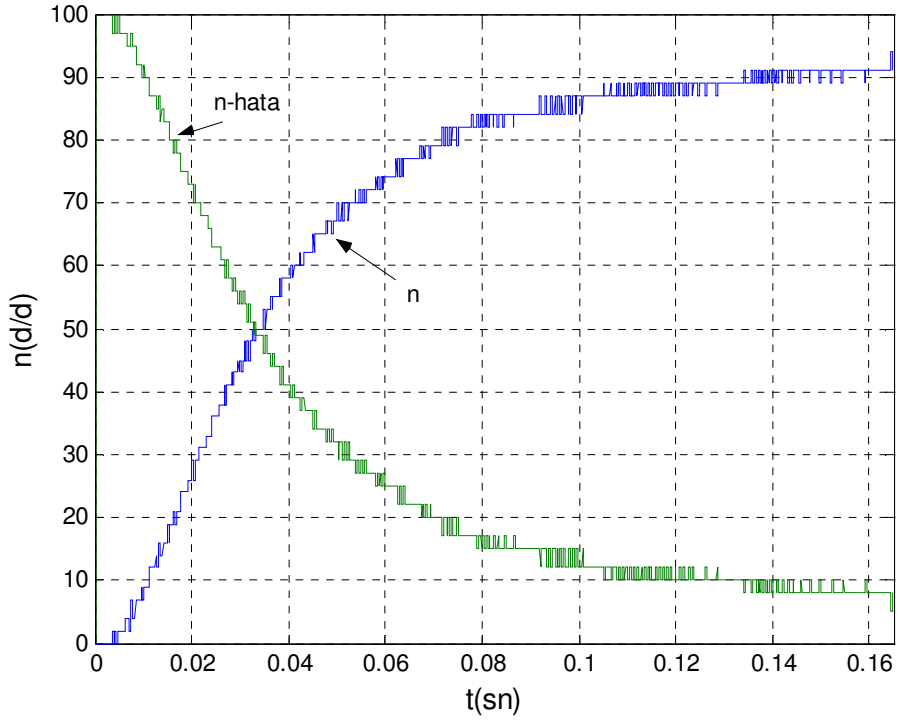
Şekil 6.3 nref =100d/d için rotor açısal hızı ile kestirilen açısal hızın değişimi.



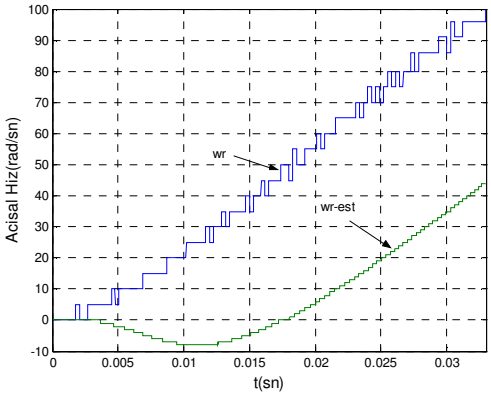
Şekil 6.4 nref =100d/d için ölçülen akım ile kestirilen akımın değişimi.



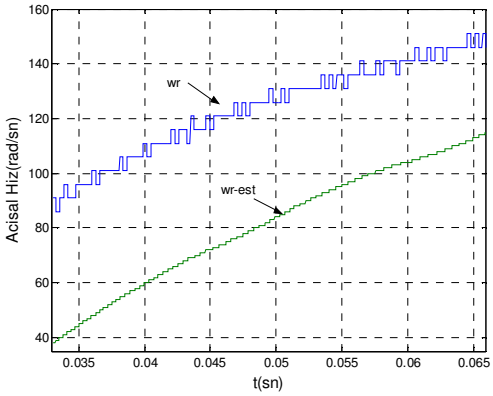
Şekil 6.5 nref =100d/d için ölçülen akım ile referans akımın değişimi.



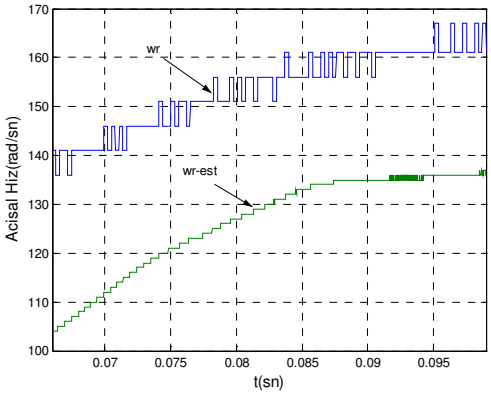
Şekil 6.6 nref =100d/d için motorun hızının ve referans hız ile gerçek hız arasındaki farkının değişimi.


Acisal Hiz(rad/sn)
t(sn)
wr
wr-est

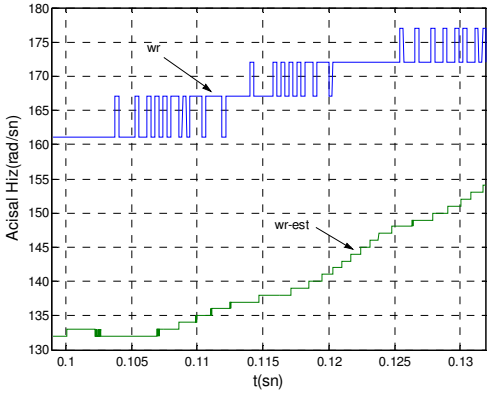
(a)


Acisal Hiz(rad/sn)
t(sn)
wr
wr-est

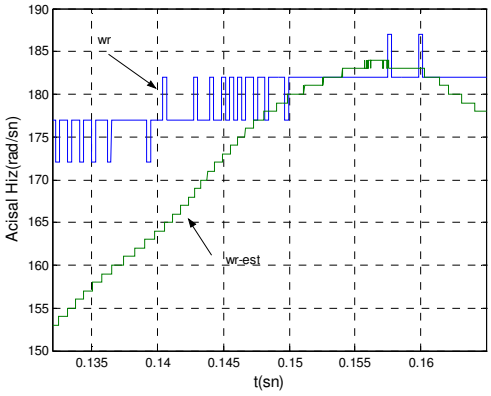
(b)


Acisal Hiz(rad/sn)
t(sn)
wr
wr-est

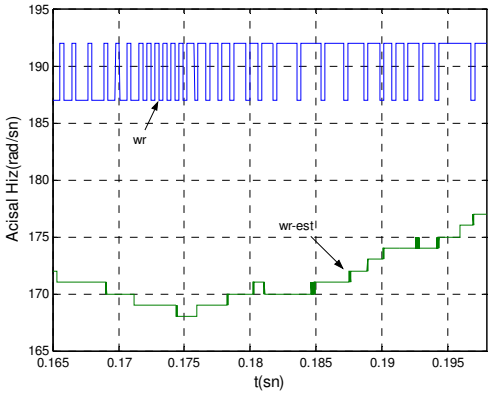
(c)


Acisal Hiz(rad/sn)
t(sn)
wr
wr-est

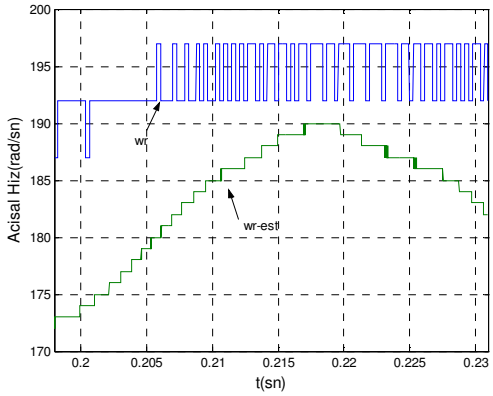
(d)


Acisal Hiz(rad/sn)
t(sn)
wr
wr-est

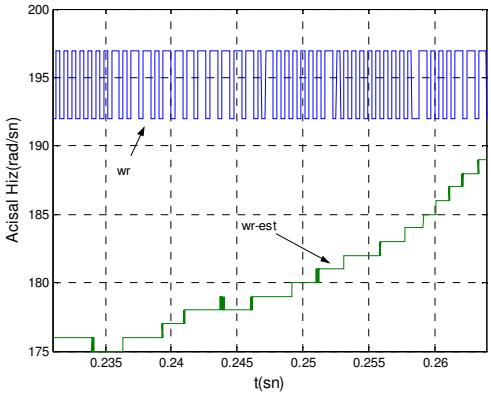
(e)


Acisal Hiz(rad/sn)
t(sn)
wr
wr-est

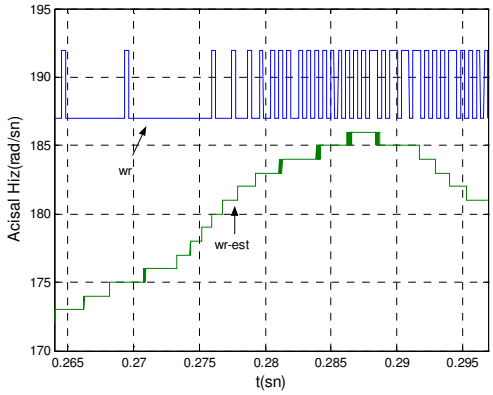
(f)



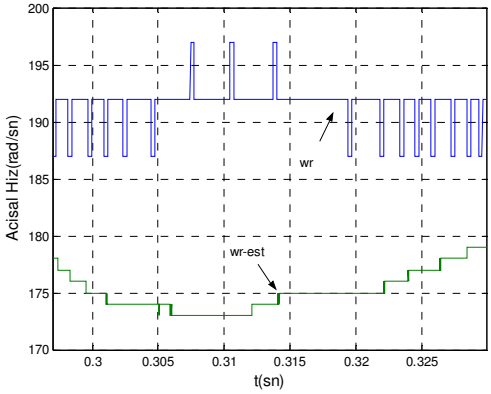
(g)



(h)

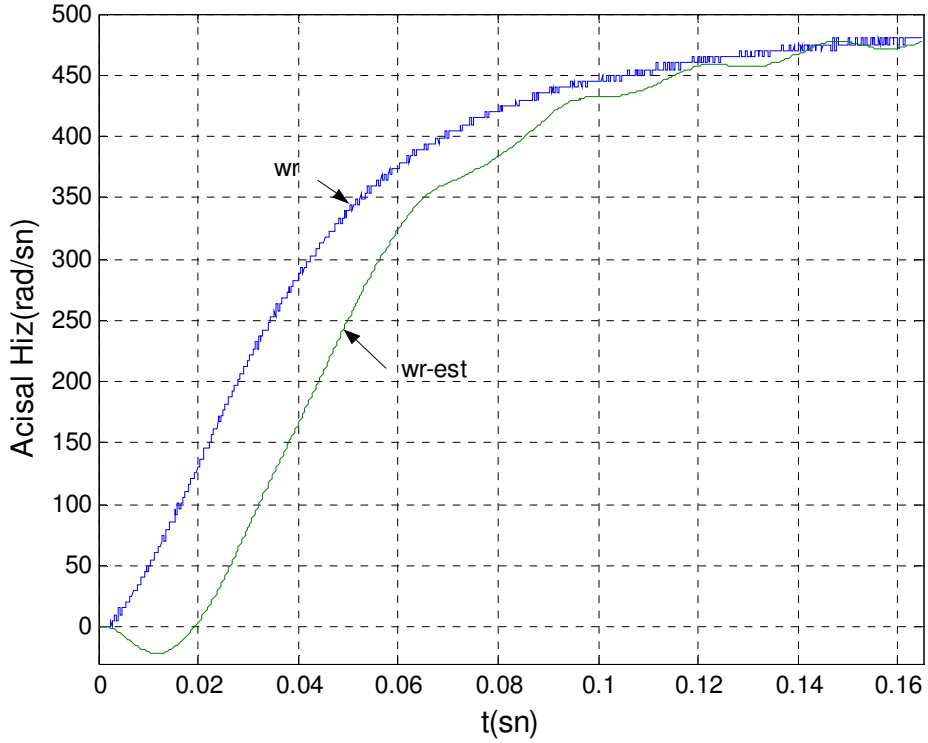


(ı)

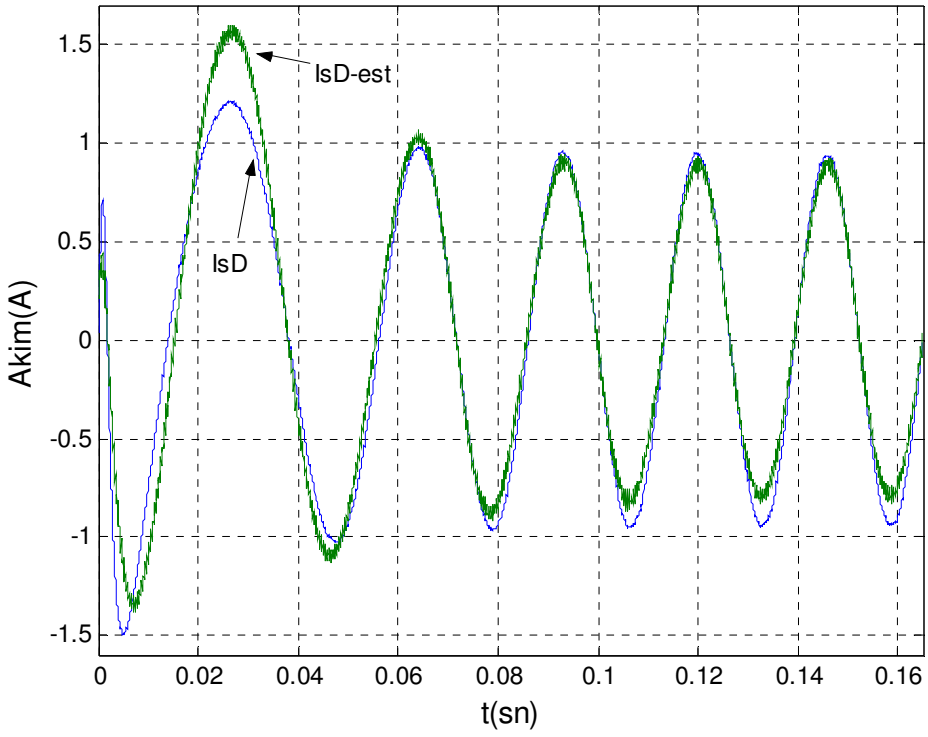


(i)

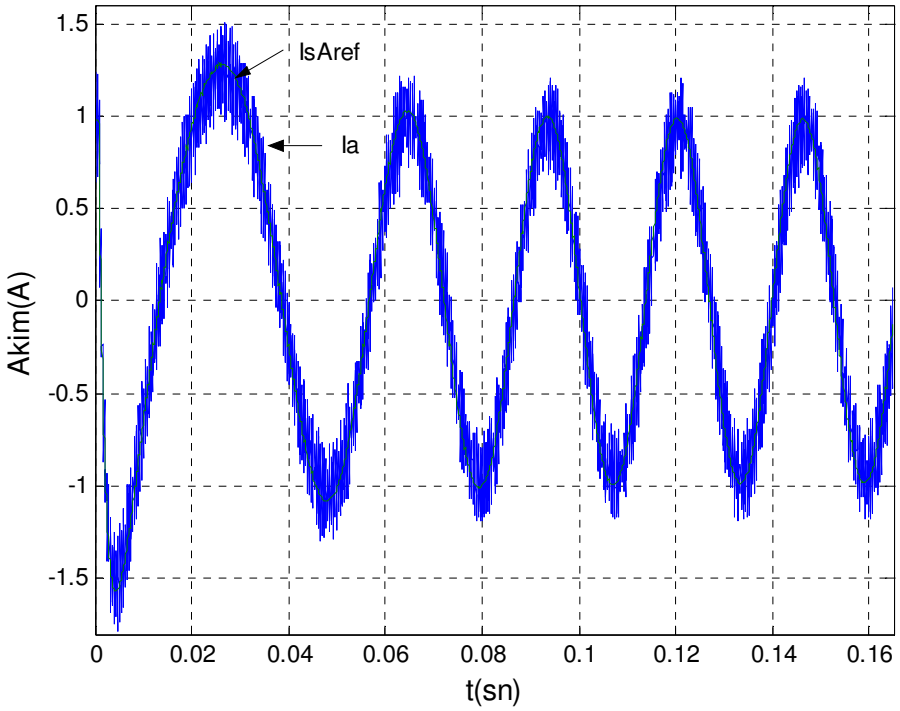
Şekil 6.7 nref =100d/d için adım adım alınan açısal hız ve kestirilen açısal hızın, a) t = 0 - 0.032994 sn aralığındaki değişimi, b) t = 0.032994 – 0.065988 sn aralığındaki değişimi, c) t = 0.065988 – 0.098982 sn aralığındaki değişimi, d) t = 0.098982 – 0.131976 sn aralığındaki değişimi, e) t = 0.131976 – 0.16497 sn aralığındaki değişimi, f) t = 0.16497 – 0.197964 sn aralığındaki değişimi, g) t = 0.197964 – 0.230958 sn aralığındaki değişimi, h) t = 0.230958 – 0.263952 sn aralığındaki değişimi, ı) t = 0.263952 – 0.296946 sn aralığındaki değişimi, i) t = 0.296946 – 0.32994 sn aralığındaki değişimi.



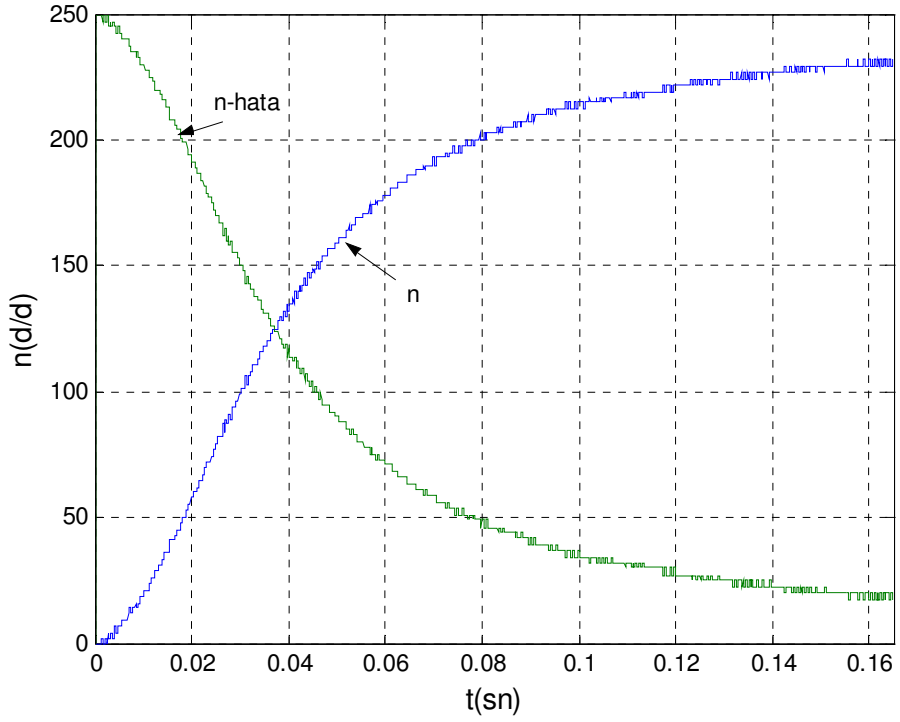
Şekil 6.8 nref =250d/d için rotor açısal hızı ile kestirilen açısal hızın değişimi.



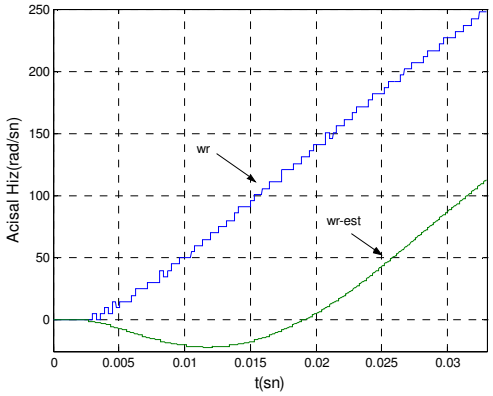
Şekil 6.9 nref =250d/d için ölçülen akım ile kestirilen akımın değişimi.



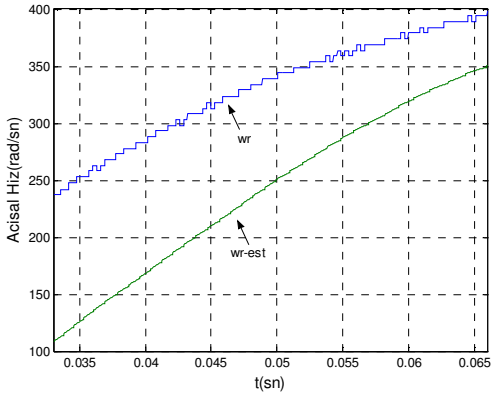
Şekil 6.10 nref =250d/d için ölçülen akım ile referans akımın değişimi.



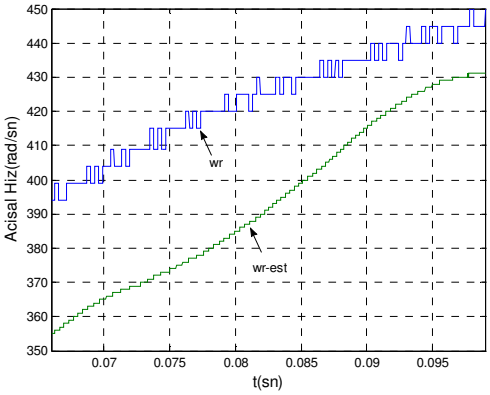
Şekil 6.11 nref =250d/d için motorun hızının ve referans hız ile gerçek hız arasındaki farkının değişimi.


Acisal Hiz(rad/sn)
t(sn)
wr
wr-est

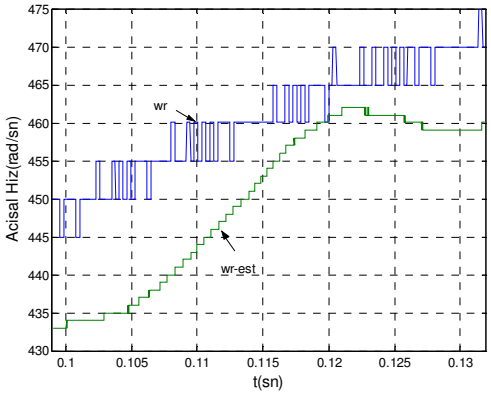
(a)


Acisal Hiz(rad/sn)
t(sn)
wr
wr-est

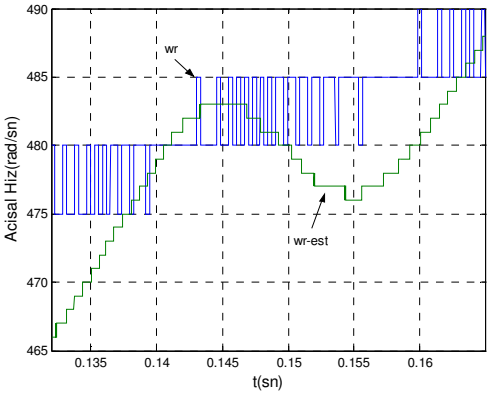
(b)


Acisal Hiz(rad/sn)
t(sn)
wr
wr-est

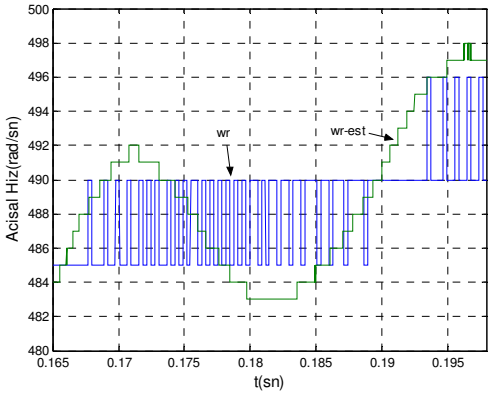
(c)


Acisal Hiz(rad/sn)
t(sn)
wr
wr-est

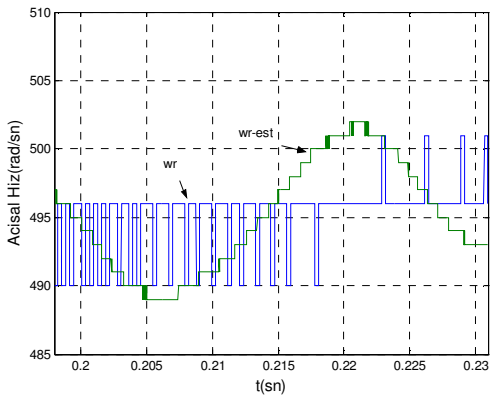
(d)


Acisal Hiz(rad/sn)
t(sn)
wr
wr-est

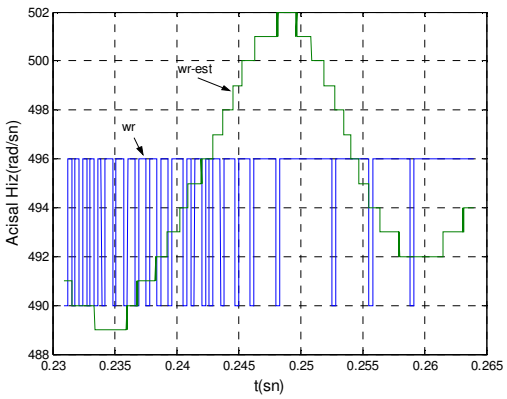
(e)


Acisal Hiz(rad/sn)
t(sn)
wr
wr-est

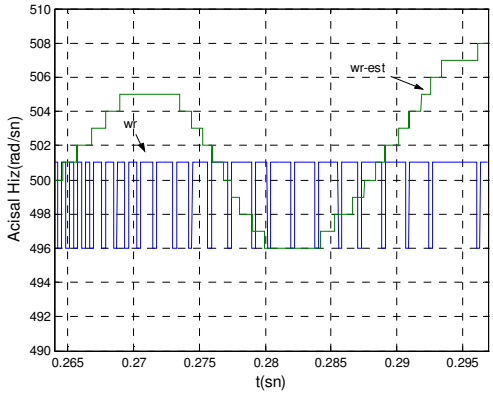
(f)



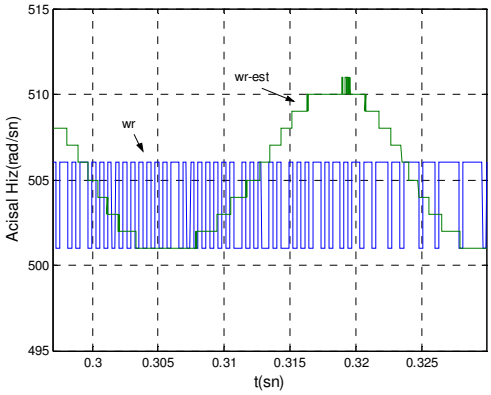
(g)



(h)

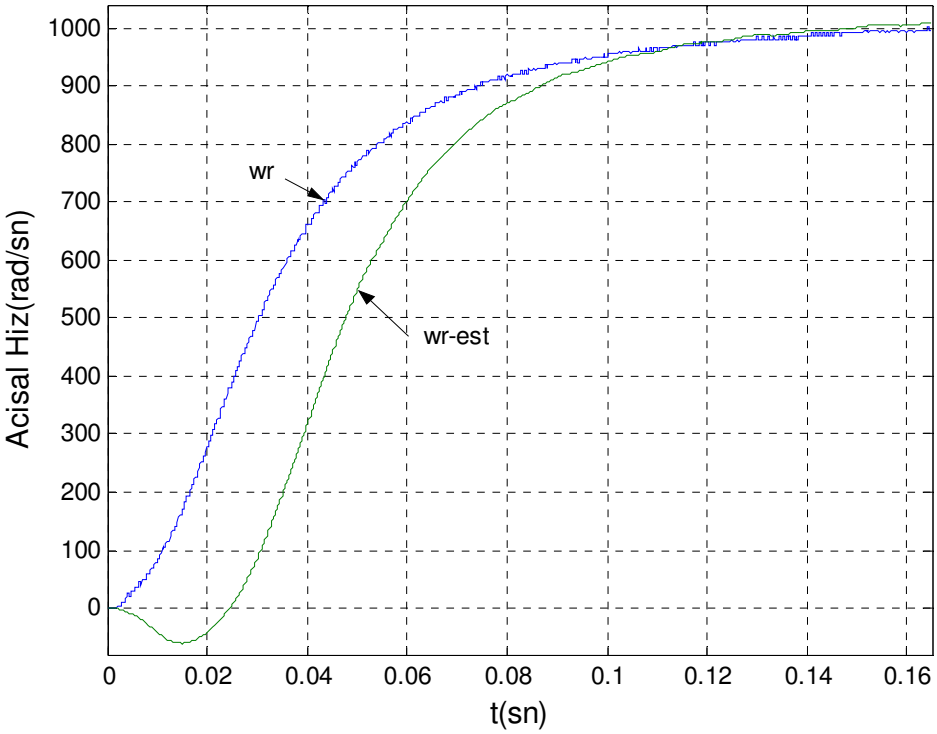


(ı)

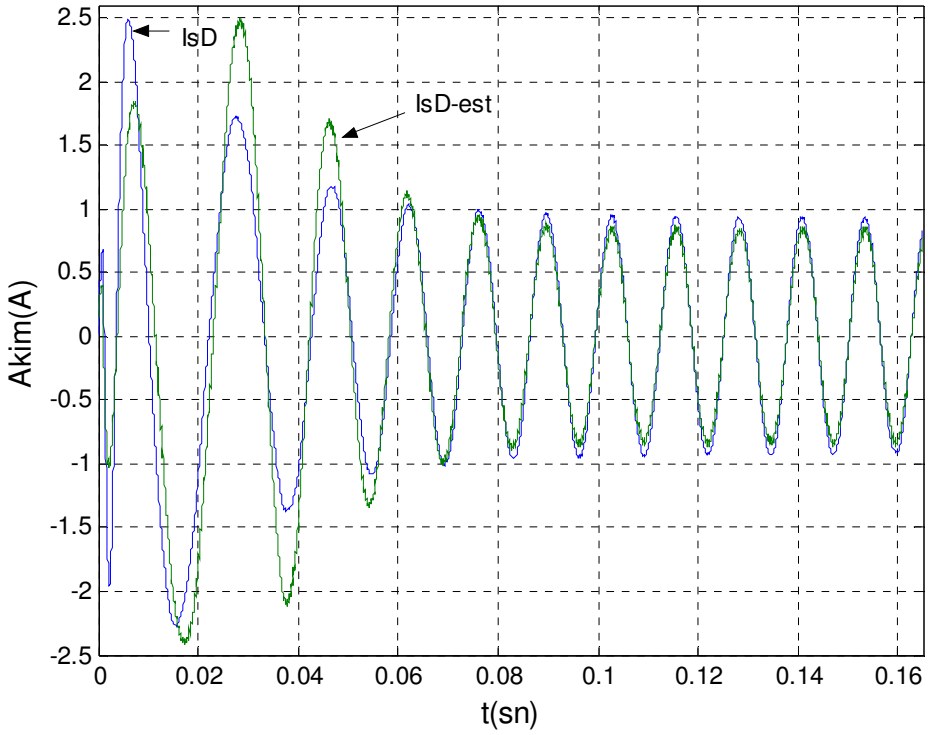


(i)

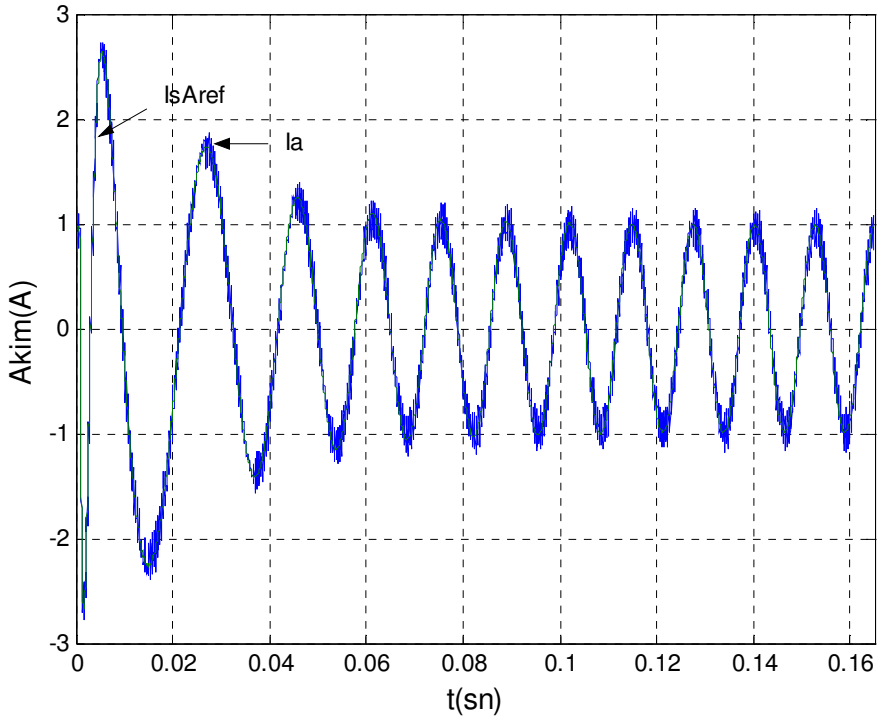
Şekil 6.12 nref =250d/d için adım adım alınan açısal hız ve kestirilen açısal hızın, a) t = 0 - 0.032994 sn aralığındaki değişimi, b) t = 0.032994 – 0.065988 sn aralığındaki değişimi, c) t = 0.065988 – 0.098982 sn aralığındaki değişimi, d) t = 0.098982 – 0.131976 sn aralığındaki değişimi, e) t = 0.131976 – 0.16497 sn aralığındaki değişimi, f) t = 0.16497 – 0.197964 sn aralığındaki değişimi, g) t = 0.197964 – 0.230958 sn aralığındaki değişimi, h) t = 0.230958 – 0.263952 sn aralığındaki değişimi, ı) t = 0.263952 – 0.296946 sn aralığındaki değişimi, i) t = 0.296946 – 0.32994 sn aralığındaki değişimi.



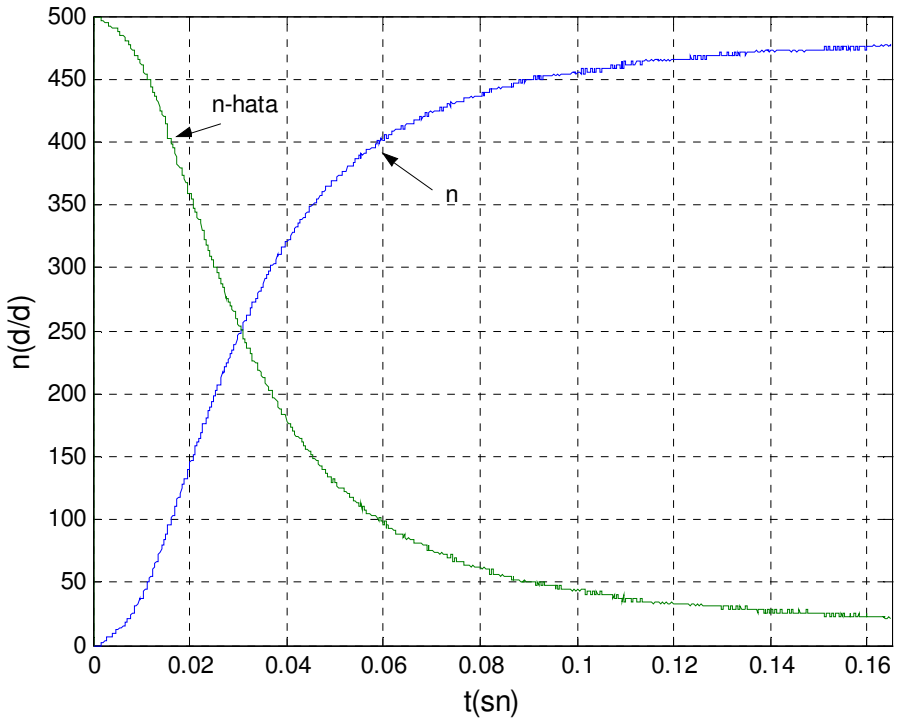
Şekil 6.13 nref =500d/d için rotor açısal hızı ile kestirilen açısal hızın değişimi.



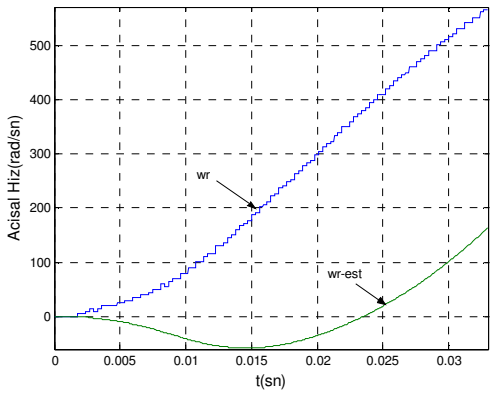
Şekil 6.14 nref =500d/d için ölçülen akım ile kestirilen akımın değişimi.



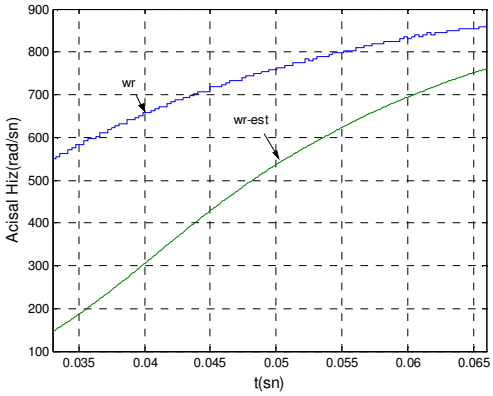
Şekil 6.15 nref =500d/d için ölçülen akım ile referans akımın değişimi.



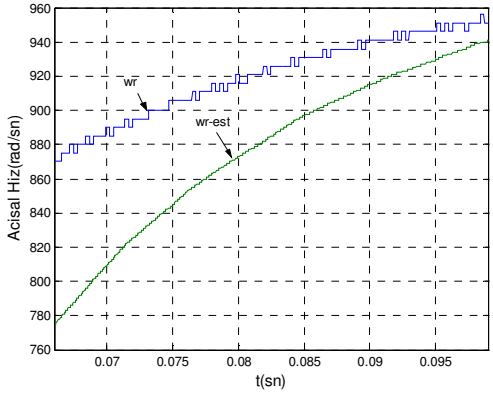
Şekil 6.16 nref =500d/d için motorun hızının ve referans hız ile gerçek hız arasındaki farkının değişimi.


Acisal Hiz(rad/sn)
t(sn)
wr
wr-est

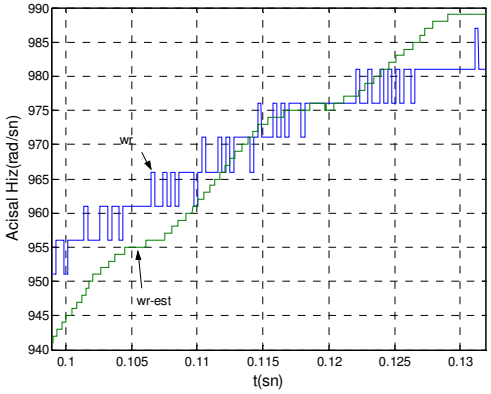
(a)


Acisal Hiz(rad/sn)
t(sn)
wr
wr-est

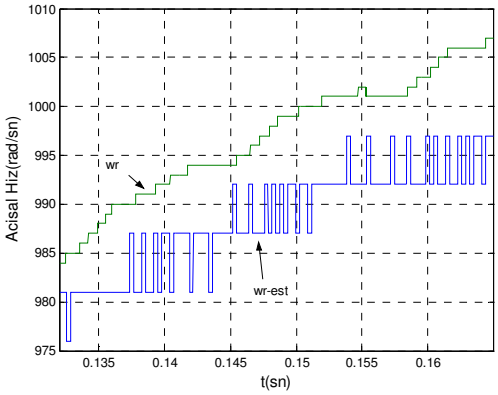
(b)


Acisal Hiz(rad/sn)
t(sn)
wr
wr-est

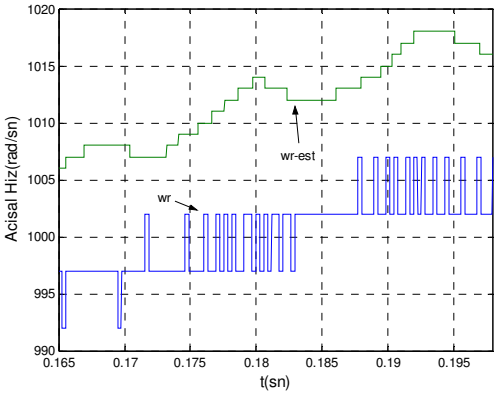
(c)


Acisal Hiz(rad/sn)
t(sn)
wr
wr-est

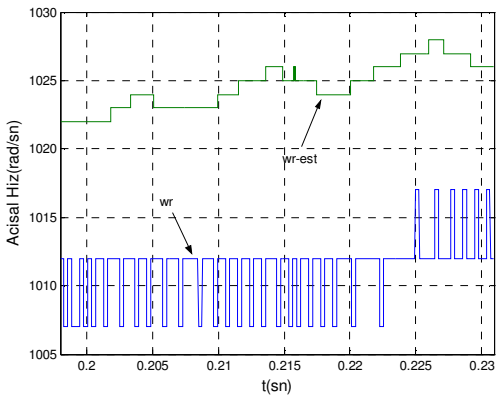
(d)


Acisal Hiz(rad/sn)
t(sn)
wr
wr-est

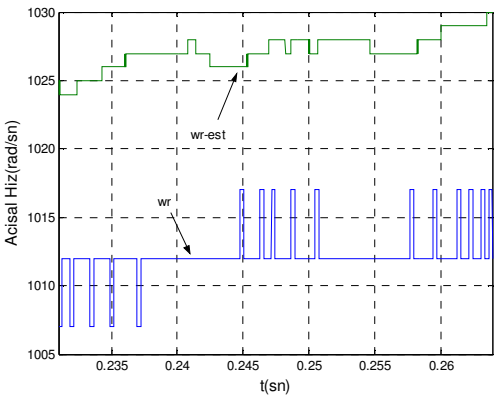
(e)


Acisal Hiz(rad/sn)
t(sn)
wr-est
wr

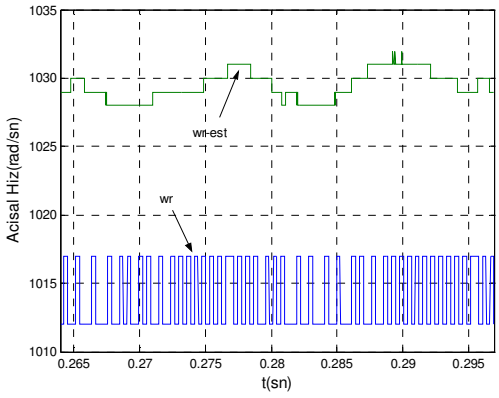
(f)



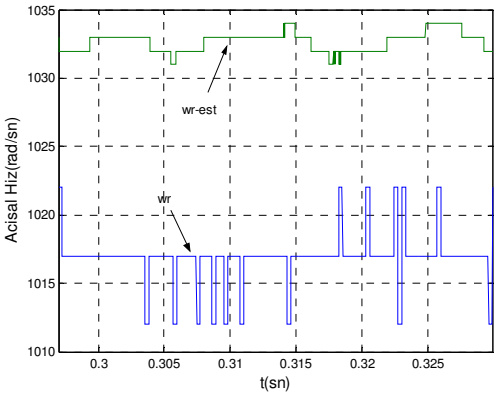
(g)



(h)

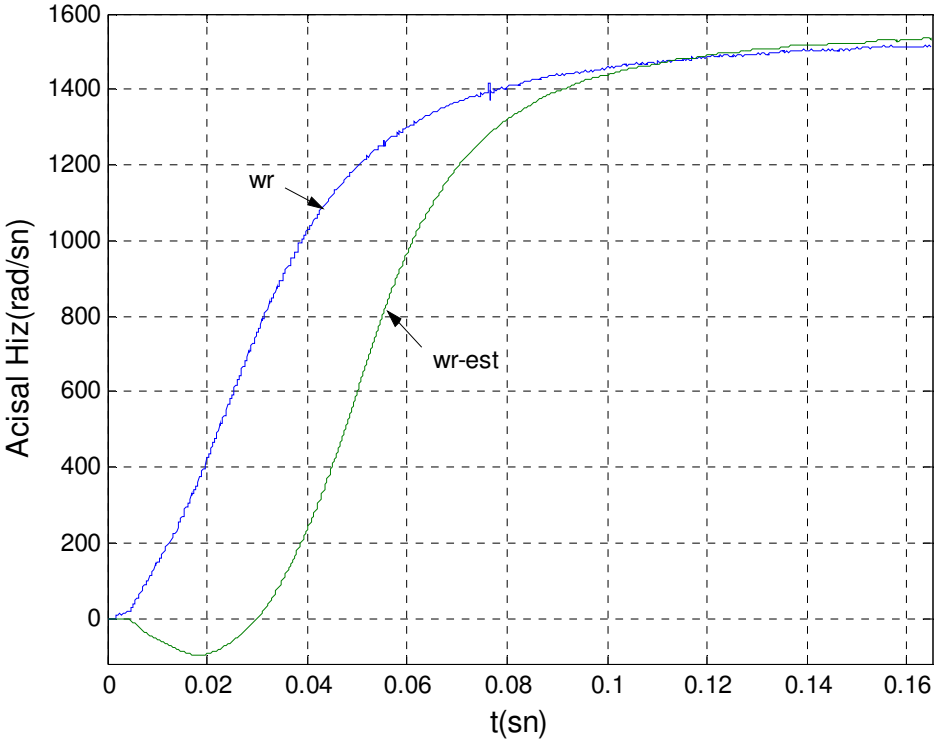


(ı)

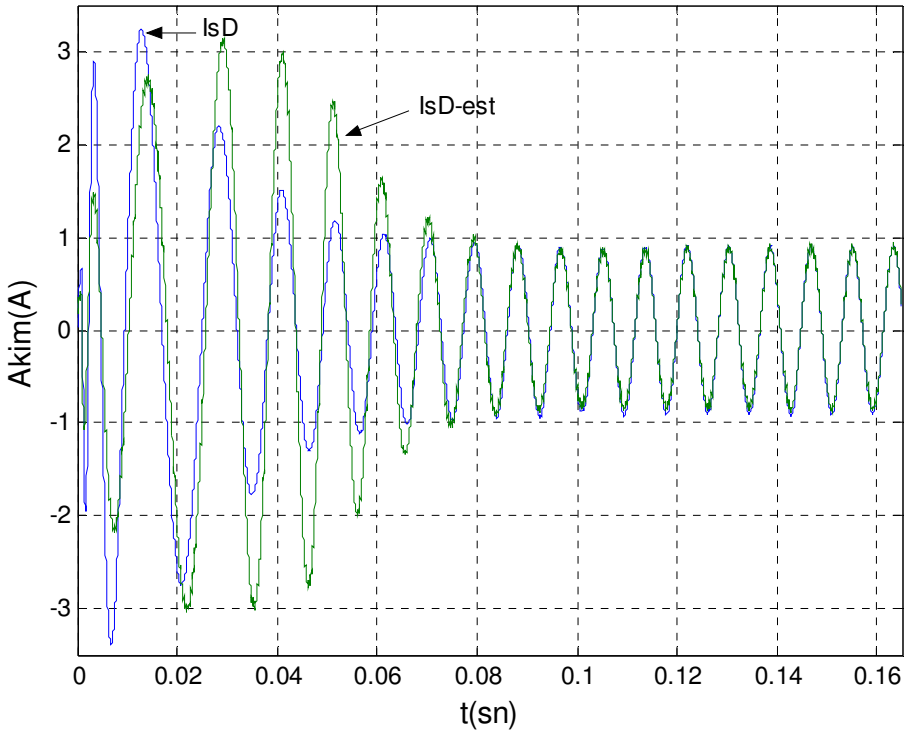


(i)

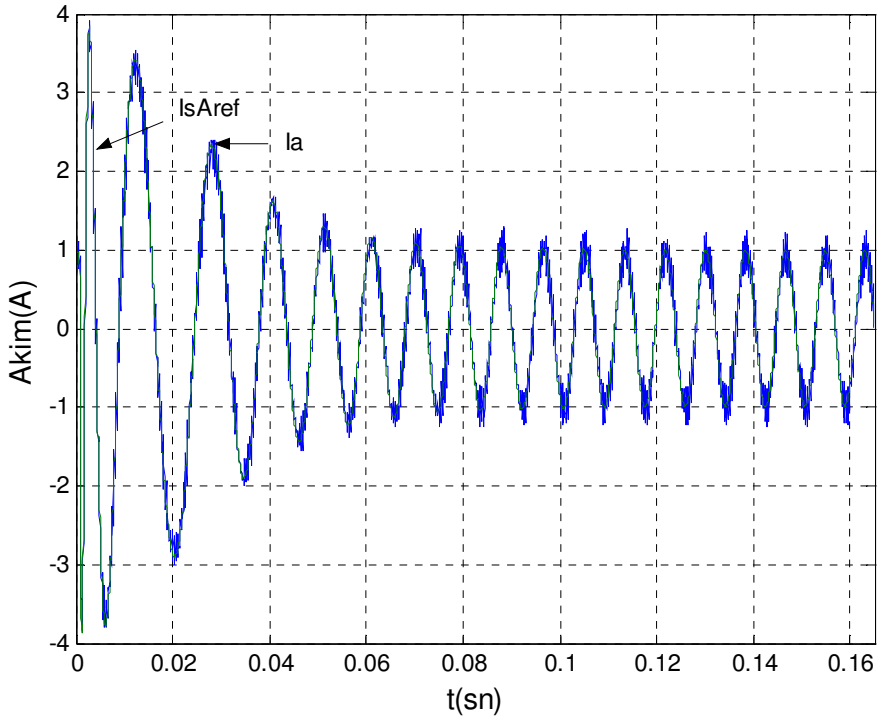
Şekil 6.17 nref =500d/d için adım adım alınan açısal hız ve kestirilen açısal hızın, a) t = 0 - 0.032994 sn aralığındaki değişimi, b) t = 0.032994 – 0.065988 sn aralığındaki değişimi, c) t = 0.065988 – 0.098982 sn aralığındaki değişimi, d) t = 0.098982 – 0.131976 sn aralığındaki değişimi, e) t = 0.131976 – 0.16497 sn aralığındaki değişimi, f) t = 0.16497 – 0.197964 sn aralığındaki değişimi, g) t = 0.197964 – 0.230958 sn aralığındaki değişimi, h) t = 0.230958 – 0.263952 sn aralığındaki değişimi, ı) t = 0.263952 – 0.296946 sn aralığındaki değişimi, i) t = 0.296946 – 0.32994 sn aralığındaki değişimi.



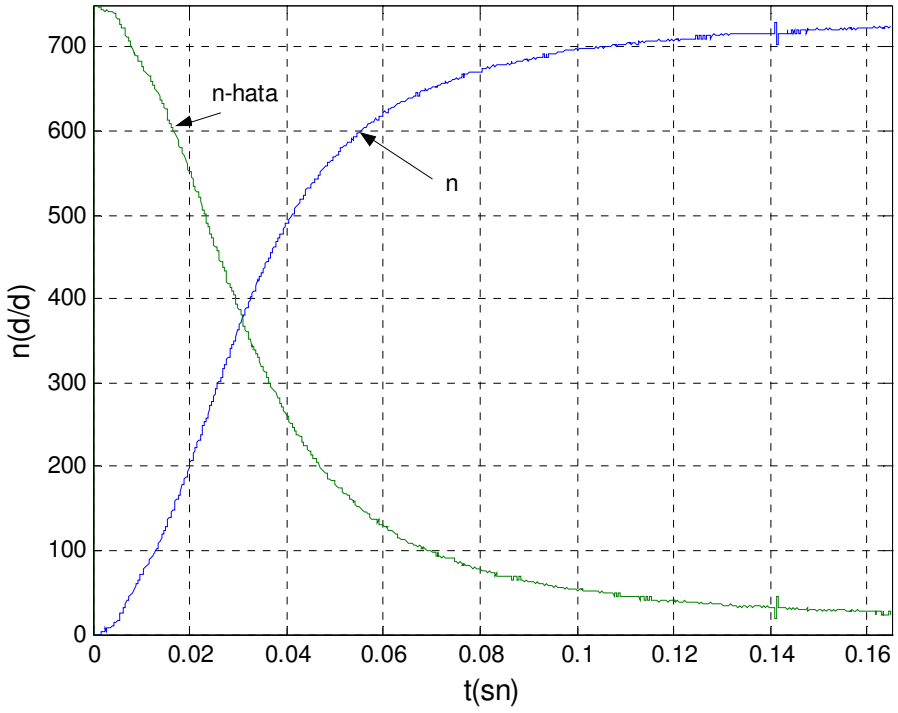
Şekil 6.18 nref =750d/d için rotor açısal hızı ile kestirilen açısal hızın değişimi.



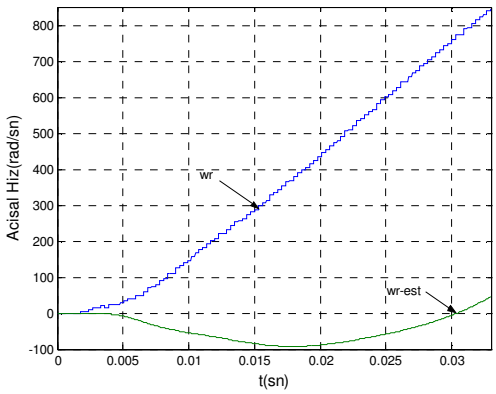
Şekil 6.19 nref =750d/d için ölçülen akım ile kestirilen akımın değişimi.



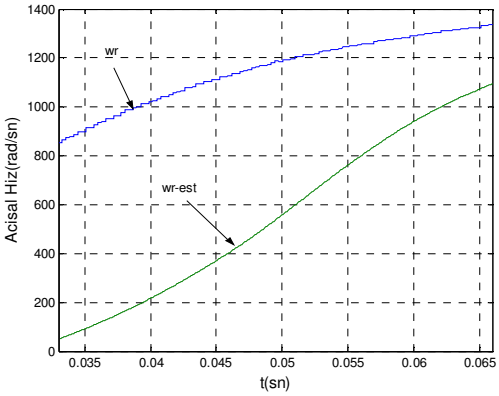
Şekil 6.20 nref =750d/d için ölçülen akım ile referans akımın değişimi.



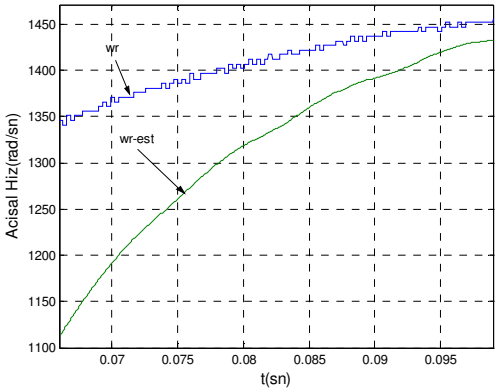
Şekil 6.21 nref =750d/d için motorun hızının ve referans hız ile gerçek hız arasındaki farkının değişimi.


Acisal Hiz(rad/sn)
t(sn)
wr
wr-est

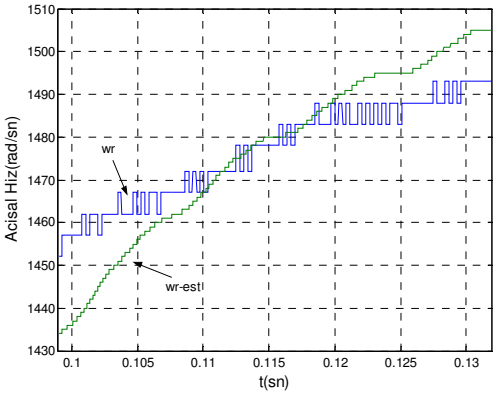
(a)


Acisal Hiz(rad/sn)
t(sn)
wr
wr-est

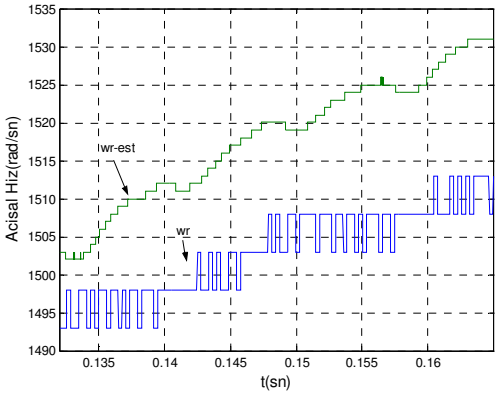
(b)


Acisal Hiz(rad/sn)
t(sn)
wr
wr-est

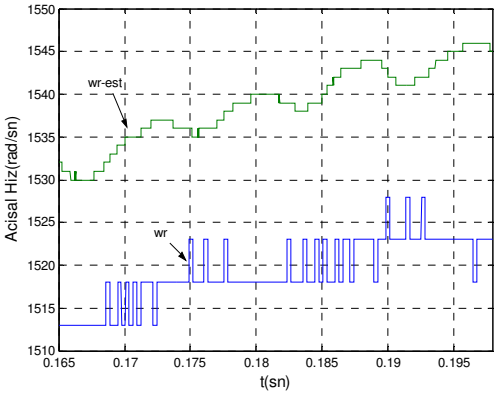
(c)


Acisal Hiz(rad/sn)
t(sn)
wr
wr-est

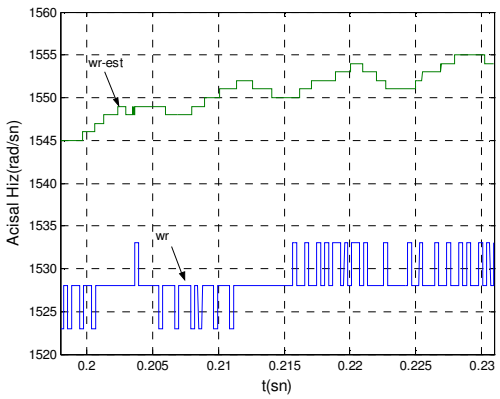
(d)


Acisal Hiz(rad/sn)
t(sn)
wr-est
wr

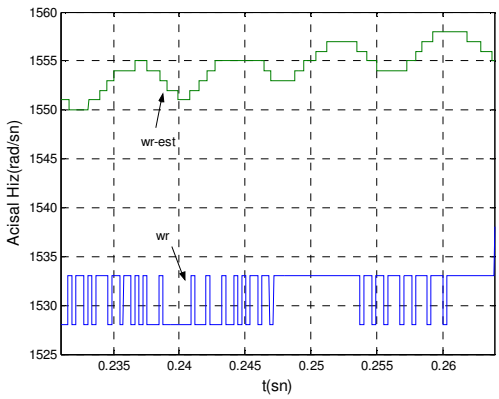
(e)


Acisal Hiz(rad/sn)
t(sn)
wr-est
wr

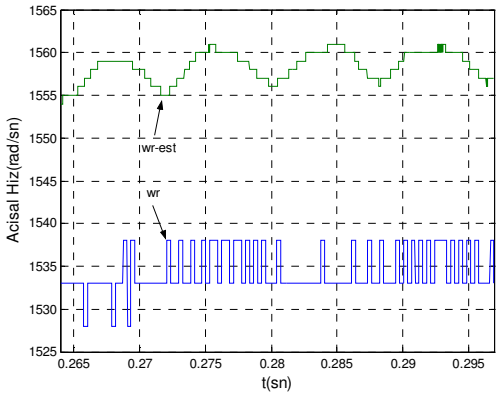
(f)



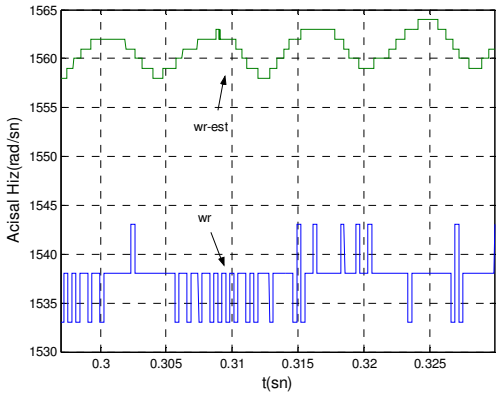
(g)



(h)

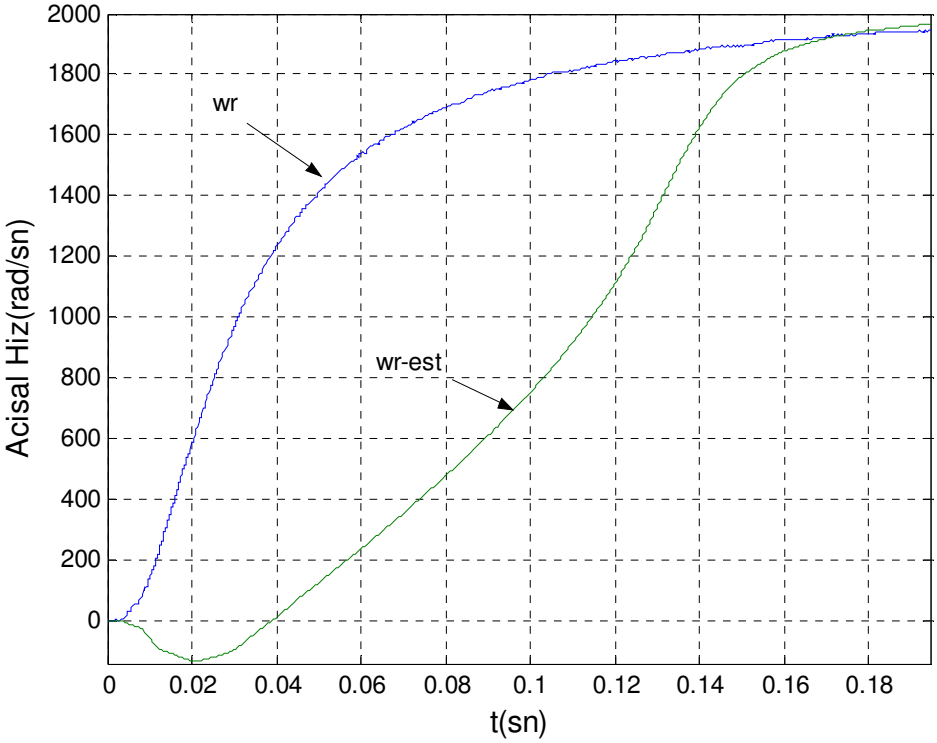


(ı)

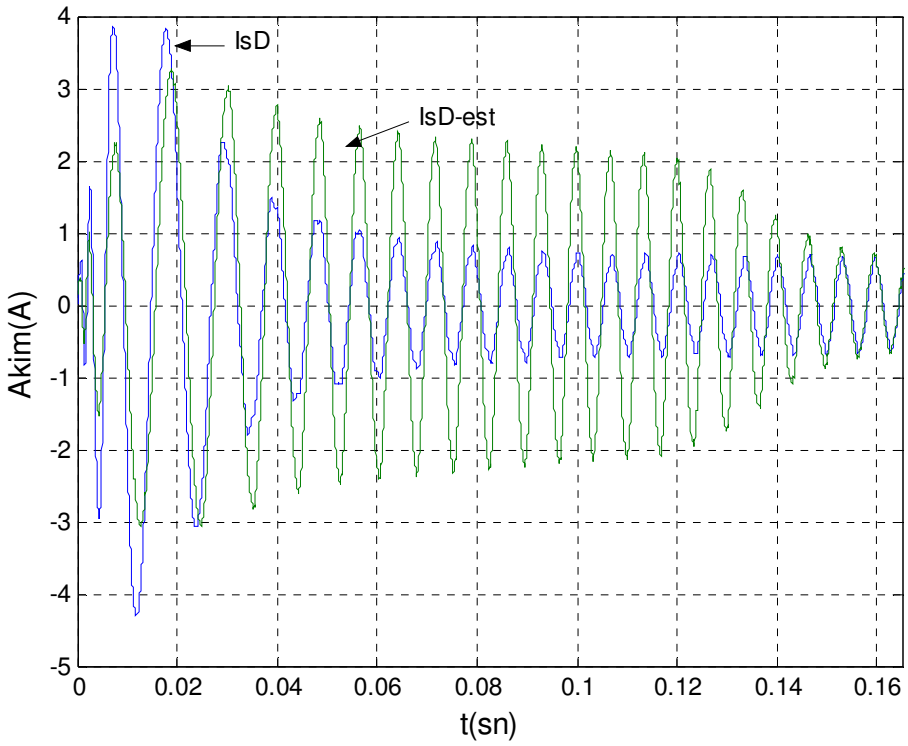


(i)

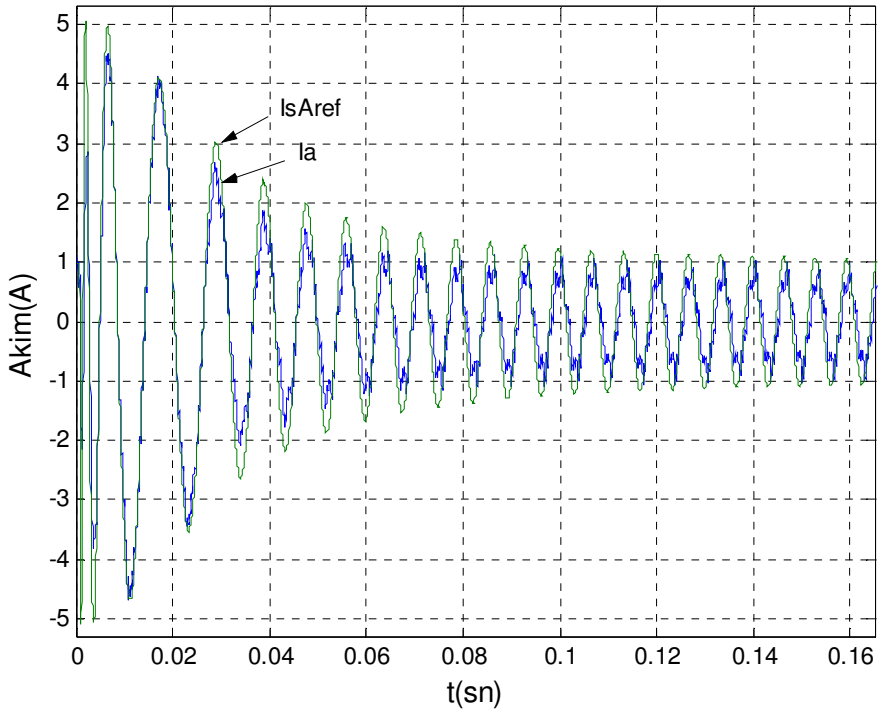
Şekil 6.22 nref =750d/d için adım adım alınan açısal hız ve kestirilen açısal hızın, a) t = 0 - 0.032994 sn aralığındaki değişimi, b) t = 0.032994 – 0.065988 sn aralığındaki değişimi, c) t = 0.065988 – 0.098982 sn aralığındaki değişimi, d) t = 0.098982 – 0.131976 sn aralığındaki değişimi, e) t = 0.131976 – 0.16497 sn aralığındaki değişimi, f) t = 0.16497 – 0.197964 sn aralığındaki değişimi, g) t = 0.197964 – 0.230958 sn aralığındaki değişimi, h) t = 0.230958 – 0.263952 sn aralığındaki değişimi, ı) t = 0.263952 – 0.296946 sn aralığındaki değişimi, i) t = 0.296946 – 0.32994 sn aralığındaki değişimi.



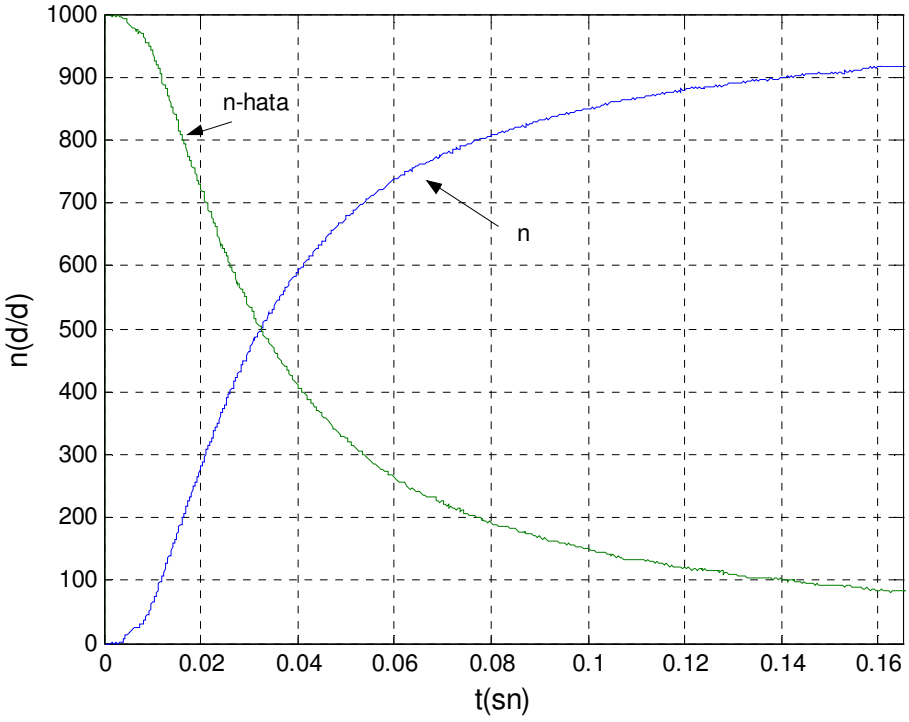
Şekil 6.23 nref =1000d/d için rotor açısal hızı ile kestirilen açısal hızın değişimi.



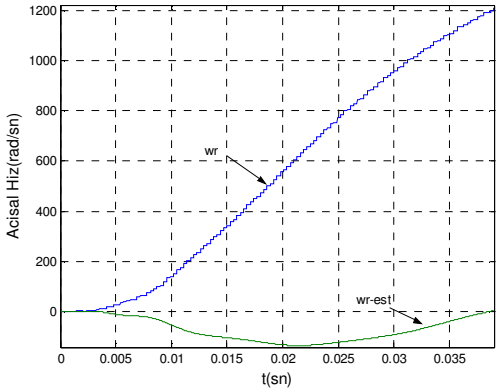
Şekil 6.24 nref =1000d/d için ölçülen akım ile kestirilen akımın değişimi.



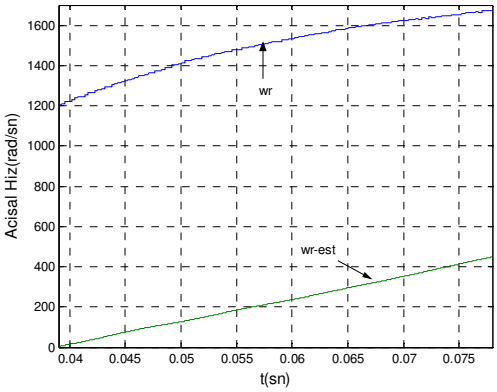
Şekil 6.25 nref =1000d/d için ölçülen akım ile referans akımın değişimi.



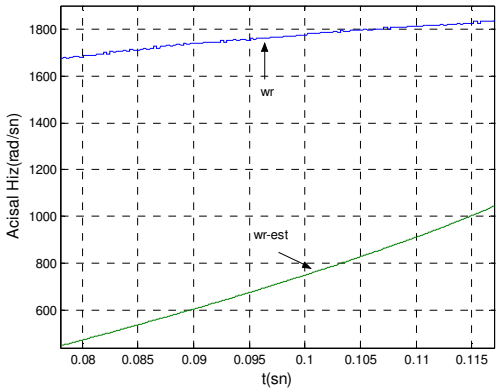
Şekil 6.26 nref =1000d/d için motorun hızının ve referans hız ile gerçek hız arasındaki farkının değişimi.


Acisal Hiz(rad/sn)
t(sn)
wr
wr-est

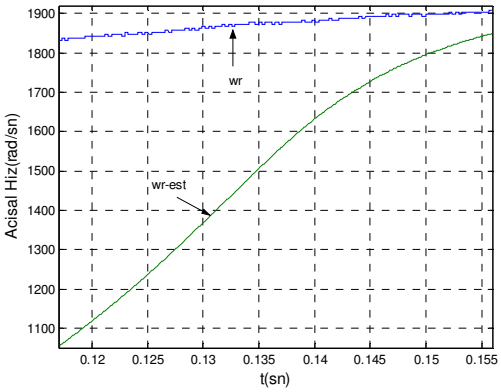
(a)


Acisal Hiz(rad/sn)
t(sn)
wr
wr-est

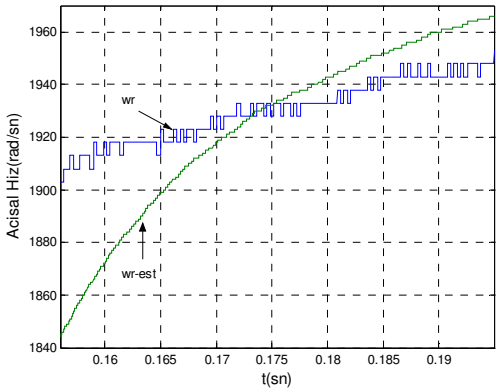
(b)


Acisal Hiz(rad/sn)
t(sn)
wr
wr-est

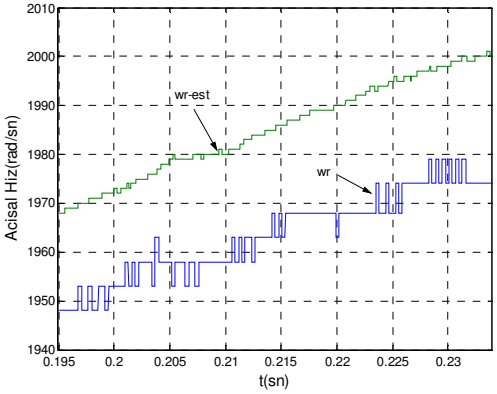
(c)


Acisal Hiz(rad/sn)
t(sn)
wr
wr-est

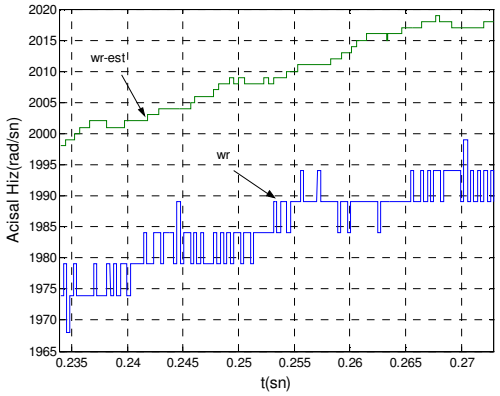
(d)


Acisal Hiz(rad/sn)
t(sn)
wr
wr-est

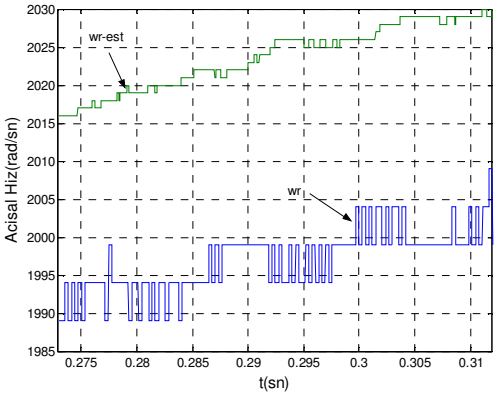
(e)


Acisal Hiz(rad/sn)
t(sn)
wr-est
wr

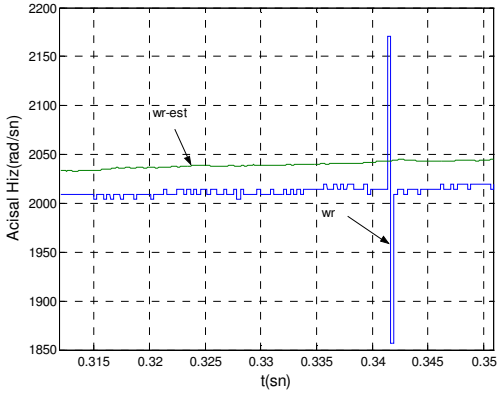
(f)



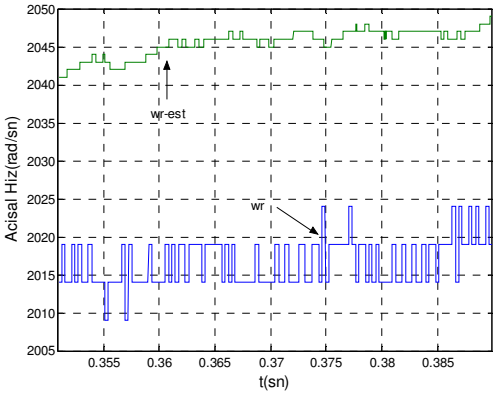
(g)



(h)



(ı)



(i)

Şekil 6.27 nref =1000d/d için adım adım alınan açısal hız ve kestirilen açısal hızın, a) t = 0 - 0.039 sn aralığındaki değişimi, b) t = 0.039 – 0.078 sn aralığındaki değişimi, c) t = 0.078 – 0.117 sn aralığındaki değişimi, d) t = 0.117 – 0.156 sn aralığındaki değişimi, e) t = 0.156 – 0.195 sn aralığındaki değişimi, f) t = 0.195 – 0.234 sn aralığındaki değişimi, g) t = 0.234 – 0.273 sn aralığındaki değişimi, h) t = 0.273 – 0.312 sn aralığındaki değişimi, ı) t = 0.312 – 0.351 sn aralığındaki değişimi, i) t = 0.351 – 0.39 sn aralığındaki değişimi.

Yukarıdaki değişimlerden de gözlemlendiği üzere, tasarlanan gözlemleyicinin performansı geçici rejimlerde iyi sonuçlar verememektedir. Yazılan kontrol algoritmasının da buna etkisi söz konusudur. Motorun ilk kalkış anındaki ani değişimler kestirimlerde sorun oluşturmuştur. Fakat tasarlanan gözlemleyicinin sürekli rejimdeki sonuçlarına bakıldığında olumlu sonuçlar verdiği görülmektedir. Motor oldukça kısa zaman içerisinde istenilen referans hızı yakalayabilmekte ve hız kestiriminden de görüldüğü üzere gözlemleyicinin cevabı gerçek hızı yakalayabilmektedir. Ayrıca gözlemleyicinin performansı stator akımlarının tahmini ile de yorumlanabilir. Şekillerden görüldüğü üzere sürekli rejimlerde akımlar da üst üste gelmektedir. Diğer bir deyişle gözlemleyici stator akımlarını da doğru bir şekilde kestirmiştir.

Zaten gözlemleyicinin iyi bir hız kestirimi yapabilmesi için bu değerleri doğru bir şekilde kestirebilmelidir. Farklı devir sayılarında yapılan çalışmalar gözlemleyicinin performansını etkilememiştir. 1000 d/d'lık referans hız için de yine motorun sürekli rejime geçmesi ile doğru hız kestirimi gerçekleştirilmiştir.

7. SONUÇ

Sincap kafesli asenkron motorlar, fırça ve kolektör düzeneklerinin olmaması, bakımlarının kolay olması, yüksek verimlilikte kullanıma sahip olması gibi sebeplerle endüstride tercih edilen motorlardır. Ayrıca geliştirilen kontrol yöntemlerinde, bir geri besleme elemanının da kullanımı ile, çok düşük hız bölgelerinde ve nominal hızın üç katına kadar olan hızlarda da verimli ve kararlı bir şekilde kontrol edilerek büyük avantajlar sağlanmaktadır. Fakat kontrol için gerekli olan geri besleme bilgisi için, takogeneratör, kodlayıcı, resolver gibi algılayıcıların kullanılması, tahrik sisteminin maliyetini arttırmakta ve sistemi karmaşıklaştırmaktadır. Ayrıca bu durum, özellikle endüstride küçük hacimlerde motor kullanımının ihtiyaç duyulduğu yerlerde sorun oluşturmaktadır. Makinanın kontrolü geri besleme elemanına bağlı olduğundan, sistem daha az güvenilir hale gelmektedir. Algılayıcılardan kaynaklanan bu gibi sorunların yaşanmasından dolayı, algılayıcısız kontrol ile ilgili çalışmalar geliştirilmektedir. Bu tez çalışmasında da bu olumsuzlukları giderebilmek amacıyla, gözlemleyici kullanılarak sincap kafesli asenkron motorun algılayıcısız kontrolü amaçlanmıştır.

Bilindiği üzere asenkron motorun rotor değerleri ölçülememektedir. Motorun kontrolünde ise bu değerlere ihtiyaç duyulmaktadır. Bu sebeple asenkron motor kontrolünde bu değerleri tahmin eden bir gözlemleyici kullanılarak rotor değerleri elde edilir ve yine bu gözlemleyici sayesinde motorun hızı da tahmin edilerek kontrol algoritmasında kullanılabilmektedir. Asenkron motor kontrolünde en kararlı çalışmayı veren kontrol yöntemi rotor akı yönlendirmeli kontrol yöntemidir. Bu kontrol yönteminde, döner eksen takımı (d-q) ile sabit eksen takımı (D-Q) arasındaki dönüşüm kullanılmaktadır. Eksen takımları arasındaki bu dönüşüm için rotor akısının açısına gereksinim duyulmaktadır. Gözlemleyici rotor akımını ve rotor akısını sabit eksen takımı (D-Q) için kestirdiğinde dönüşüm için gerekli olan rotor akısının açısı, rotor akısının D ve Q bileşenlerinden elde edilebilmektedir. Kontrol yapısı görüldüğü üzere gözlemleyiciye dayanmaktadır. Bu sebepten kullanılan gözlemleyicinin asenkron motorun çalışma sıcaklığından ve doymasından etkilenen parametre değişimlerinden etkilenmemesi gerekmektedir.

Parametreler arasında en etkili olanı rotor zaman sabiti olup, bu çalışmada rotor zaman sabitinin değişimini göz önünde tutabilen kayan kipli kontrolün kestirim algoritması, Luenberger gözlemleyicisinin temel yapısında kullanılarak, rotor akısı ve açısının kestirimi yapılmıştır. Gözlemleyici, asenkron motorun uzay vektöründeki matematiksel ifadelerin kullanımı ile gerçekleştirilmiştir. Bu ifadeler öncelikle durum vektörleri cinsinden elde

edilmektedir. Bu şekilde tasarımı yapılan gözlemleyici kullanılarak motorun stator akımı bileşenlerinin ($\hat{i}_{sD}$ ve $\hat{i}_{sQ}$) değişimleri ile rotor akısı bileşenlerinin ($\hat{\psi}_{rd}$ ve $\hat{\psi}_{rq}$) değişimleri elde edilebilmektedir.

Elde edilen gözlemleyici ile oluşturulan kontrolün Matlab programıyla simülasyonu gerçekleştirilmiştir. Simülasyonda rotor akısının genliği ve açısı kestirilen rotor akısı bileşenleri ile elde edilmektedir. Genlik iki bileşenin karelerinin toplamının karekökü ile, açı ise tanjant fonksiyonu ile elde edilmiştir. Açının bu şekilde bir mikroişlemci ile elde edilebilmesi oldukça zordur. Mikroişlemcide bu işlemler çok fazla zaman almaktadır. Bu sebep ile uygulama yapılırken yazılan algoritmada sinüs ve kosinüs tabloları oluşturulur ve tanjant ise sinüs/kosinüs oranından elde edilir. İşlemin bu şekilde yapılmasının bir başka nedeni ise benzer şekilde sinüs ve kosinüs tablosunun ayrıca eksenler arası yapılacak dönüşümler için de gerekli olmasıdır. Böylelikle elde edilen tablolar kontrol algritmasının daha az zamanda gerçekleştirilebilmesini sağlamaktadır. Rotor zaman sabiti değişiminin kestirimi(β), gözlemleyicinin motor parametrelerini içeren A matrisi içerisinde yer almaktadır ve her bir periyotta güncellenmektedir. β'nın elde edilebilmesi için $i_{sD}(k)$, $i_{sD}(k-1)$, $\hat{i}_{sD}(k)$, $\hat{i}_{sD}(k-1)$, $i_{sQ}(k)$, $i_{sQ}(k-1)$, $\hat{i}_{sQ}(k)$, $\hat{i}_{sQ}(k-1)$, $\hat{\psi}_r$ ve $\hat{\theta}$ değerleri giriş bilgisi olarak kullanılmıştır. β'nın gözlemleyici içerisinde kullanılması ile gözlemleyicinin rotor zaman sabiti değişimine karşı olan hassasiyeti azaltılmaya çalışılmıştır.

Motor hızının kestiriminde ise giriş bilgisi olarak kestirilen akı bileşenleri $\hat{\psi}_{rd}$ ve $\hat{\psi}_{rq}$ ile ölçülen D-Q ekseni akımlarının kestirilen D-Q ekseni akımları arasındaki farkı kullanılmıştır. Bu şekilde elde edilen hız kestirim sinyali PI kontrolörde kullanılarak motorun rotor hızı kestirilmiştir. Kontrolördeki PI katsayıları deneme yanılma yöntemi ile elde edilmiştir. Farklı yöntemler kullanılarak elde edilen katsayılar ile daha iyi sonuçların alınması da mümkün olabilir.

Bu çalışmada simülasyon sonuçları olarak, motorun akım, akı, moment ve hız değişimleri ile kestirilen hız değişimleri verilmiştir. Bu değişimler rotor zaman sabitinin 5 farklı değeri için alınıp gözlemleyicinin hız kestirimindeki performansı incelenmiştir. Gözlemleyici, rotor zaman sabitinin değişmediği durumda gerçek hızı çok yakından takip eden bir hız kestirimi gerçekleştirmiştir. Rotor zaman sabitinin az değişimlerinde ise geçici rejimde bile oldukça iyi performans göstermektedir ve sürekli rejimde kestirilen hız gerçek hıza yaklaşmaktadır. Rotor zaman sabitinin yarı değerine düşmesi ya da 1.5 katına çıkması durumunda ise geçici rejimde

oluşan hız hatası %1'in üzerine çıkmış fakat motor sürekli rejime ulaştığında hız kestirimi gerçek hıza çok küçük bir hata ile ulaşmayı başarmıştır.

Uygulama çalışması için deney düzeneği hazırlanmış ve asenkron motorun rotor akı yönlendirmeli vektör kontrolü, tasarlanan gözlemleyicinin kullanımı ile gerçekleştirilmiştir. Burada da motorun sürülüşü için histerezis akım kontrolü tekniği kullanılmıştır. Rotor akı yönlendirmeli kontrolden elde edilen referans akım ile ölçülen gerçek akım karşılaştırılarak motorun stator sargılarına uygulanacak gerilim vektörleri belirlenmiştir. Buna göre motor istenilen referans hıza ulaşmaktadır. Vektör kontrolüne ait değişimler, motorun akımı, rotor hızı, rotor açısal hızı ile kestirilen hız ve akım değişimleri olarak verilmiştir. Bu değişimler referans hızın 5 farklı değeri için alınıp gözlemleyicinin hız kestirimindeki performansı incelenmiştir. Gözlemleyici geçici rejimlerde açısal hızı tam olarak takip edememektedir. Fakat motorun sürekli rejime oturma anına yaklaşıldığı andan itibaren kestirilen hız gerçek değerine oldukça yaklaşmak ve kısa bir zaman içerisinde gerçek hız değerini yakalamaktadır.

Bundan sonra, sincap kafesli asenkron motorun Luenberger gözlemleyicisi tabanlı bir gözlemleyicinin kullanılması ile yapılan algılayıcısız kontrolünde, rotor zaman sabitinin fazla değişim gösterdiği geçici rejimde yaşanan bu sorunların giderilmesi için farklı çalışmalar yapılabilir. Motorun kalkış anı için daha yumuşak kalkış yaptırılarak geçici rejimde yaşanan sorunlar biraz daha azaltılabilir. Vektör kontrolü histerisiz akım kontrolü yerine DSP kullanımı ile uzay vektör modülasyonu tekniğinin kullanılması ile gerçekleştirilebilir. Ayrıca bu çalışmada gözlemleyici kazanç matrisi katsayıları sabit değerler olarak alınmıştır. Başka bir çalışma olarak, bu katsayılar yine DSP ya da mikro kontrolöre fazla bir yük getirmeyecek şekilde, farklı hız bölgelerinde, farklı ve yine sabit sayılardan oluşan katsayı matrisleri oluşturularak yapılabilir. Her bir bölge için en iyi sonucu verebilecek kazanç matrisleri, yapay sinir ağları yönteminin kullanımı ile elde edilebileceği gibi diğer yapay zeka yöntemleri olan Fuzzy-Nöral yapılar ya da genetik algoritma gibi değişik yapıların kullanımı ile de kazanç matrislerinin elde edilmesi sağlanabilir.

KAYNAKLAR

Abrate, M., Griva, G., Profumo, F., Tenconi, A., (1999), "High speed sensorless fuzzy-like Luenberger observer", Power Electronics Specialists Conference, PESC 99. 30th Annual IEEE , Volume. 1: 477 – 481, 27 June-1 July 1999.

Astrom, K.J., Wittenmark, B., (1989), Adaptive Control, Addison-Wesley Pub.

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

Benamorl, S., Hammouri, H., Couenne, F., (1998), "A Luenberger-like observer for discrete-time nonlinear systems", IEEE37th Conference on Decision and Control, Volume 4, pp:4612 – 4613, 16-18 Dec. 1998.

Blaabjerg, F., Freysson, S., Hansen, H., Hansen, S., (1995), "A new optimized space vector modulation strategy for a component minimized voltage source inverter", Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC '95, Tenth Annual, Issue 0, vol.2, Part 2, pp:577 – 585, 5-9 March 1995.

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

Boussak, M., Jarray, K., (2002), "A new stator resistance estimation method for high performance stator-flux oriented sensorless induction motor drives", 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society, IECON 02, Volume 1, pp:311 – 316, 5-8 Nov. 2002.

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

Bose, K.B., (1987), "Microcomputer Control of Power Electronics and Drives", IEEE Press.

Brdys, M.A., Du, T., (1991), "Algorithms for joint state and parameter estimation in induction motor drive systems", Control '91., International Conference on , 25-28 Mar, Vol.2: 915 - 920

Casadei, D., Serra, G., Tani, K., (2000), "Implementation of a direct control algorithm for induction motors based on discrete space vector modulation", IEEE Transactions on Power Electronics, Volume.15, Issue 4:769 - 777, July 2000.

Cirrincione, M., Pucci, M., Cirrincione, G., Capolino, G.-A., (2004), "An adaptive speed observer based on a new total least-squares neuron for induction machine drives", IEEE 39th IAS Annual Meeting Industry Applications Conference, Volume 2, pp:1350 – 1361, 3-7 Oct. 2004.

Cuibus, M., Bostan, V., Ambrosii, S., Ilas, C., Magureanu, R., (2000), "Luenberger, Kalman and Neural Network Observers for Sensorless Induction Motor Control", Power Electronics and Motion Control Conference, PIEMC 2000 , Vol. 3: 1256-1261, 15-18 Aug. 2000.

de Rossiter Correa, M.B., Jacobina, C.B., Lima, A.M.N., da Silva, E.R.C., (2000), "Rotor-flux-oriented control of a single-phase induction motor drive", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Volume 47, Issue 4, pp:832 – 841, Aug. 2000.

Demirtaş, M., (2002), Alan Yönlendirmeli Asenkron Motorun Bulanık-Kayan Kip ve Genetik-Kayan Kip Konum Kontrolü, Doktora Tezi, YTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü.

Du, T., Brdys, M.A., (1993), "Shaft speed, load torque and rotor flux estimation of induction motor drive using an extended Luenberger observer", Electrical Machines and Drives, Sixth

International Conference on (Conf. Publ. No. 376) , 8-10 Sep, : 179 - 184

Guan, Y., Saif, M., (1991), "A novel approach to the design of unknown input observers", IEEE Transactions on Automatic Control, Volume 36, Issue 5, pp:632 – 635, May 1991.

Guangren Duan, Yunli Wu, (2004), "Generalized Luenberger observer design for matrix second-order linear systems", IEEE International Conference on Control Applications, Volume 2, pp:1739 – 1743, 2-4 Sept. 2004.

Griva, G., Profumo, F., Bojoi, R., Bostan, V., Cuius, M., Ilas, C., (2001), "General adaptation law for MRAS high performance sensorless induction motor drives", IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference, PESC. 2001, Volume 2, pp:1197 – 1202, 17-21 June 2001.

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

Holtz, J., (1993), "The Induction Motor-A Dynamic System", Proc.IEEE 20th. International Conference on Ind. Elec. Cont. And Instr. IECON'94, ISBN: 0-7803-1328-3, Vol.1, pp. 1-6, 5-9 September, Bologna, Italy.

Holtz, J., (1993), "Speed Estimation and Sensorless Control of AC Drives", Proc.IEEE 20th. International Conference on Ind. Elec. Cont. And Instr. IECON'93, ISBN: 0-7803-0891-3, Vol.2, pp.649-654, 5-19 November, Hawaii, USA.

Hou, M., Muller, P.C., (1995), "Design of a class of Luenberger observers for descriptor systems", IEEE Transactions on Automatic Control, Volume 40, Issue 1, pp:133 – 136, Jan. 1995.

Hung, J.Y., Gao, W., Hung, J.C., (1993), "Variable Structure Control: A Survey", IEEE Trans. on Ind. Elec., Vol.40, No.1: 2-22, February 1993.

Joetten, R., Maeder, G., (1983), "Control Methods for Good Dynamic Performance IM Drives Based on Current and Voltage as Measured Quantities", IEEE Trans. on Ind. Appl. Vol. 19, No.3: 356-363.

Jooho Song, Kyo-Beum Lee, Joong-Ho Song, Ick Choy, Kwang-Bae Kim, (2000), "Sensorless vector control of induction motor using a novel reduced-order extended Luenberger observer", IEEE Industry Applications Conference, Volume 3, pp:1828 – 1834, 8-12 Oct. 2000.

Jordan, D., Sridhar, B., (1973), "An efficient algorithm for calculation of the Luenberger canonical form", IEEE Transactions on Automatic Control, Volume 18, Issue 3, pp:292 – 295, Jun 1973.

Junfeng Xu, Jianping Xu, Yinglei Xu, Fengyan Wang, (2003), "Direct torque control of induction machines using discrete space vector modulation applied to traction", The Fifth International Conference on Power Electronics and Drive Systems, PEDS 2003, Volume 2, pp:1200 – 1202, 17-20 Nov. 2003.

Kazmierkowski, M.P., Malinowski, M., Sobczuk, D.L., Blaabjerg, F., Pedersen, J.K., (1999), "Simplified stator flux oriented control", Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE '99, Volume 2, pp:474 – 479, 12-16 July 1999.

Kubota, H., Matsuse, K., Nakano, T., (1990), "New Adaptive Flux Observer For Induction Motor Drives", IEEE IECON,1990: 921-927.

Lee, K.B., Yoo, J.Y., Song, J.H., Choy, I., (2004), "Improvement of low speed operation of electric machine with an inertia identification using ROELO", Electric Power Applications, IEE Proceedings, Vol.151, Issue. 1: 116 - 120, 9 Jan. 2004.

Manes, C., Parasiliti, F., Tursini, M., (1996), "DSP based field-oriented control of induction motor with a nonlinear state observer", IEEE27th Annual Power Electronics Specialists Conference, PESC '96, Volume 2, pp:1254 – 1259, 23-27 June 1996.

Ohtani, T., Takada, N., Tanaka, K., (1992), "Vector Control of Induction Motor Without Shaft Encoder", IEEE Trans. on Ind. Appl. Vol. 28, No. 1: 157-165

Rafajlovski, G., Ratz, E., Manov, D., (1997), "Modelling analysis and simulation of motor parameter variation in vector controlled electrical drives", 28th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC '97, Volume 2, pp:1475 – 1479, 22-27 June 1997.

Rathore, A.K., Mahendra, S.N., (2004), "Simulation of secondary flux oriented control of linear induction motor considering attraction force & transverse edge effect", 9th IEEE International Power Electronics Congress, CIEP 2004, pp:158 – 163, 17-22 Oct. 2004.

Sabanovic, A., (1994), "Chattering Free Sliding Modes", First Turkish Automatic Control, April, Istanbul, Turkey.

Sangwongwanic, S., Doki, S., Yonemoto, T., Okuma, S., (1990), "Adaptive Sliding Observer for Direct Field-Oriented Control of Induction Motors", Int. Conf. on Ind. Elec. Cont. and Instr., IECON'90,: 915-920, Asilomar.

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

Slotine, J.J., Li, W., (1991), Applied Nonlinear Control, Prentice Hall.

Sosnowski, M., Kosilo, T., (2003), "Microcontroller system for the three phase AC induction motors using space vector modulation and flux estimation", Computer as a Tool. The IEEE Region 8, EUROCON 2003, Volume 1, pp:410 – 413, 22-24 Sept. 2003.

Stefanoviç, V.R., (1995), "Opportunities in Motor Drive Research_A View From Industry", Proc. IEEE 21. Int. Conf. On Ind. Elec. Cont. And Inst., IECON'95, Vol.2 : xxxvi-xxxx, ISBN: 0-7803-3026-9, 6-10 November, Flroida, USA.

Şahin, C., (1997), Asenkron Motorlar İçin Algılayıcısız Akı Gözlemleyicisi Ve Kontrolü, Doktora Tezi, İTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü.

Utkin, V.I., (1981), Sliding Modes in Control Optimization, Springer, Verlag.

Utkin, V.I., (1993), "Sliding Mode Control Design Principles and Application to Electric Drives", IEEE Trans. on Ind. Elec., Vol.40, No.1, :23-36, February.

Vas, P., (1990), Vector Control of A.C. Machines, Oxford University Press, New York.

Vas, P., Stronach, A.F., Neuroth, M., (1995), "A fuzzy-controlled speed-sensorless induction motor drive with flux estimators", Electrical Machines and Drives, Seventh International Conference on (Conf. Publ. No. 412) , 11-13 Sep, : 315 - 319

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

Vithayathil, J., (1995), Power Electronics: Princibles and Applications, McGraw-Hill,

Inc.,1995, ISBN 0-07-067555-4.

Webster, M., Levy, D., Diana, G., Harley, R., (1989), “Space vector modulation and field oriented control: using transputers and signal processing for speed control of induction motors”, Southern African Conference on Communications and Signal Processing, COMSIG, pp.119-124, 23 June 1989.

Williamson, S., Healey, R.C., (1996), “Space vector representation of advanced motor models for vector controlled induction motors”, IEE Proceedings- Electric Power Applications, Volume 143, Issue 1, pp:69 – 77, Jan. 1996.

Yu, Z., (1999), “Space-Vector PWM With TMS320C24x/F24x Using Hardware and Software Determined Switching Patterns”, Texas Instruments Application Report SPRA524, March 1999.

EKLER

EK-1 Asenkron Motora Ait Etiket Değerleri

P	Un	In	n	cosφ
1.1 kW	380 V Y	2.9 A	1400	0.77

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

EK-2 MATLAB'de Simülasyonlarda Kullanılan M-File

```
clear
D=100e-6;
Vdc=311;
Rs=7; Rr=5.4; Lls=20*1e-3; Llr=20*1e-3; Lm=382*1e-3; Ls=Lls+Lm; Lr=Llr+Lm;
LsI = Ls - Lm^2 / Lr;
LrI = Lr - Lm^2 / Ls;
TsI = LsI / Rs;
TrI = LrI / Rr;
Tr  = Lr  / Rr;
sigma = 1 - Lm^2/(Ls*Lr);
X = [0;0;0;0;];
J=0.01;
P=4;
I=[0; 0; 0; 0];
A =inv ( [Ls/D 0 Lm/D 0; 0 Ls/D 0 Lm/D; Lm/D 0 Lr/D 0; 0 Lm/D 0 Lr/D] );
n=0; Tload=0; wrm=n*pi/30;wr=P*wrm/2;
vsD=0;
vsQ=0;
M = [0; 0; 0; 0];
G = [-100 100; -100 100; 0 0; 0 0];
%G = [0 0; 0 0; 0 0; 0 0];
isD_est = 0;
isQ_est = 0;
wrm_est=0;
wr_est= P*wrm_est/2;
INT = 0;
KP = 100;
KI = 10;
```

```
Teref=2;
FIref=0.5;
isxref = FIref/Lm
isyref = (2/3)*(2/P)*(Lr/Lm)*Teref / FIref
DI = 0.1;
for tekrar=1:10
for k=1:2000
A=[    -((1/TsI)+(1-sigma)/(TrI))      0      Lm/(LsI*Lr*Tr)     Lm*wr/(LsI*Lr)
          0  -((1/TsI)+(1-sigma)/(TrI))    -Lm*wr/(LsI*Lr)    Lm/(LsI*Lr*Tr)
        Lm/Tr              0                    -1/Tr                –wr
          0              Lm/Tr                    wr                -1/Tr ];
B = [ vsD/LsI
      vsQ/LsI
        0
        0    ];
X = X + D*(A*X + B );
isD  = X(1);
isQ  = X(2);
fi_rd= X(3);
fi_rq= X(4);
FI_r = sqrt( fi_rd^2 + fi_rq^2);
Ro_r = atan2(fi_rq,fi_rd);
isx =  cos(Ro_r)*isD + sin(Ro_r)*isQ;
isy = -sin(Ro_r)*isD + cos(Ro_r)*isQ;
Te = (3/2)*(P/2)*(Lm/Lr) * FI_r * isy;
wrm=(Te - Tload) * D/J + wrm;
wr= P*wrm/2;
Trx = 0.9*Tr;
A_est=[ -((1/TsI)+(1-sigma)/(TrI))      0      Lm/(LsI*Lr*Trx)   Lm*wr_est/(LsI*Lr)
0    -((1/TsI)+(1-sigma)/(TrI))      -Lm*wr_est/(LsI*Lr)     Lm/(LsI*Lr*Trx)
Lm/Trx     0      -1/Trx     -wr_est
```

```
0     Lm/Trx     wr_est   -1/Trx ]
is = [isD; isQ];
is_est = [isD_est; isQ_est];
M = M + D*(A_est*M + B + G*(is - is_est));
isD_est  = M(1);
isQ_est  = M(2);
fi_rd_est = M(3);
fi_rq_est = M(4);
esD = isD - isD_est;
esQ = isQ - isQ_est;
signal = fi_rq_est*esD - fi_rd_est*esQ;
INT = INT + KI*signal;
wr_est = KP*signal + INT;
% FI_r_est = sqrt( fi_rd_est^2 + fi_rq_est^2);
% Ro_r_est = atan2(fi_rq_est,fi_rd_est);
% isx_est =  cos(Ro_r_est)*isD_est + sin(Ro_r_est)*isQ_est;
% isy_est = -sin(Ro_r_est)*isD_est + cos(Ro_r_est)*isQ_est;
% Te_est = (3/2)*(P/2)*(Lm/Lr) * FI_r_est * isy_est;
% wrm_est = (Te_est - Tload) * D/J + wrm_est;
% wr_est = P*wrm_est/2;
% e_est = wr - wr_est;
isDref = cos(Ro_r)*isxref - sin(Ro_r)*isyref;
isQref = sin(Ro_r)*isxref + cos(Ro_r)*isyref;
isAref = isDref;
isBref = -0.5*isDref + 0.866*isQref;
isCref = -0.5*isDref - 0.866*isQref;
isA = isD;
isB = -0.5*isD + 0.866*isQ;
isC = -0.5*isD - 0.866*isQ;
if ( isA < isAref - DI ) vsA = Vdc; end
if ( isA > isAref + DI ) vsA = 0;   end
```

```
if ( isB < isBref - DI ) vsB = Vdc; end
if ( isB > isBref + DI ) vsB = 0;   end
if ( isC < isCref - DI ) vsC = Vdc; end
if ( isC > isCref + DI ) vsC = 0;   end
vsD = 0.6666 * ( vsA - 0.5*vsB - 0.5*vsC );
vsQ = 0.5774 * ( vsB - vsC );
t(k)  = k*D;
y1(k) = isD;
y2(k) = isDref;
y3(k) = Te;
y4(k) = Teref;
y5(k) = FIref;
y6(k) = FI_r;
y7(k) = wr_est;
y8(k) = wr;
end

subplot(4,1,1); plot(t,y1, t,y2)
subplot(4,1,2); plot(t,y3, t,y4)
subplot(4,1,3); plot(t,y5, t,y6)
subplot(4,1,4); plot(t,y7,t,y8, 0,0);
pause;
end
```

EK-3 Gerçekleştirilen Kontrol Yazılımı

```
#define PID 1 //Hiz kontrolu 1--> Oransal Kontrol

#define MAX  5500 // Kaydedilen değişken sayısı

#define TEKRAR 1 // MAX adet örneğin tekrar sayısı

#define KP 5e-3 // PID kontrolörün KP parametresi

#define KI 50e-6 // PID kontrolörün KI parametresi

#define Inverter 0x307 // İnverter Tetikleme Sinyallerinin Adresi

#define wr_KP 189

#define wr_KI 0.1

#define Ts  30.3e-6

#define DI  0.1 // Akım histerezis bant genişliği

#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 kullanılıyor.

#define   Kteta     60 / ( Ts *  4 * 4096 )

float ia,ib,ic, vdc; // Akım ve gerilim algılayıcıları kullanılarak okunacak değişkenler

float ia_dc, ib_dc; // Akım algılayıcısının boştaki gerilim çıkışı

unsigned int i; // Genel amaçlı değişken

unsigned int D1, D2, D3; // Akım ve gerilim algılayıcılarında kullanılan değişkenler
```

```
int teta, teta_old, teta_diff=0, teta_sum=0, count_30us=0;

float Rr=3;

float Lm=510e-3;

float Ls=0.6;

float Lr=0.6;

float Lss=54e-3; // Geçici endüktans

float Rs=6.3; // Stator direnci

float LsI, LrI, TsI, TrI, Tr, sigma, K1, K2, K3, K4, K5, K6, K9;

float Beta, Beta_old;

float fi_rd_est = 0, fi_rq_est = 0, isD_est = 0, isQ_est = 0;

float fi_rd_est_old, fi_rq_est_old, isD_est_old, isQ_est_old;

float esD, esQ, signal, wr_est=0, wr_filt=0;

float wr_INT=0;

void Counter_Read(void); // Devir okuma ve örnekleme zamanını sağlayan fonksiyon

void ADC_Read(void); // ADC girişlerini okuyan fonksiyon

void main(void)

{

float n_ref=100; // Hız referansı

float IsyMAX = 5;

float Te, Te_ref=1; // Moment referansı

float FI_rref=0.5; // Akı referansı

int k,kk=0;

int tekrar;

float P, I=0.0;  // PID kontrolör terimleri
```

```
int PID_count=0;
 float n=0; // Rotor devir sayısı
 float e_n; // Rotor devir sayısındaki hata
 float wr=0; // Stator akısının açısal hızı
 float wsl;
 float temp;
 int devir=0; // Motorun tam devir sayısı
int Count1ms=0; // 1ms'lik yazılım sayıcısı
int a,b,c, A,B,C;
 float vsD, vsQ, vsA, vsB, vsC;
 float FI_r;
 float isxref,isyref,isDref,isQref;
 float isAref, isBref, isCref;
 float isD, isQ;
 float isD_filt=0, isQ_filt=0;
 int Vektor;
 float teta_r;
 int TETA_r;
 int Save1[MAX],Save2[MAX]; // Değişkenlerin saklanması için dizi
 float SINTABLO[360], COSTABLO[360];
FILE *stream; // Değişkenlerin kaydedilmesi için
 clrscr();
LsI = Ls - Lm*Lm / Lr;
LrI = Lr - Lm*Lm / Ls;
```

```
TsI = LsI / Rs;

TrI = LrI / Rr;

Tr  = Lr  / Rr;

sigma = 1 - Lm*Lm/(Ls*Lr);

K1 = -((1/TsI)+(1-sigma)/(TrI));

K2 = Lm/(LsI*Lr);

K3 = Lm/(LsI*Lr);

K4 = Lm;

K5 = -1/Tr;

K6 = 1/LsI;

K9 = LsI*Lr/(Lm*Ts);

disable(); // Kontrol esnasında kesme işlemi yapılmayacak

 // Akım sensörlerinin çıkışlarının ortalaması  bulunuyor.

 ia_dc=0; ib_dc=0;

 for(k=0; k<100; k++)

{

ADC_Read();

ia_dc=ia_dc+D1;

ib_dc=ib_dc+D2;

for(i=1; i<100; i++);

}

ia_dc = ia_dc / 100;  ib_dc = ib_dc / 100;

//printf("ia_dc=%.1f ib_dc=%.1f ",ia_dc,ib_dc);

// getch();
```

```
vdc = D3/10;
printf("Vdc=%.1f V",vdc);
getch();
FI_r=0;
isxref = FI_rref/Lm;
isyref = (2/3)*(2/4)*(Lr/Lm)*Te_ref / FI_rref;
for (k=0; k<360; k++)
{
SINTABLO[k]=sin(k*M_PI/180);
COSTABLO[k]=cos(k*M_PI/180);
}
teta_r=0;
Tr=Lr/Rr;
teta=inportb(0x306);
teta_old = teta;
while( (inportb(0x61)&0x10) == 0); // 30 µs olana kadar bekle.
while( (inportb(0x61)&0x10) != 0);
for(tekrar=0; tekrar<TEKRAR; tekrar++)
{
k=0;
while (k<MAX)
{
inportb(0x300);
for(i=1; i<150; i++);
```

```
D1=inport(0x304) & 0xFFF;

D2=inport(0x304) & 0xFFF;

D3=inport(0x304) & 0xFFF;

ia = (D1-ia_dc)/100.2;

ib = (D2-ib_dc)/100.2;

ic = -(ia+ib);

vdc=D3/10;

FI_r = sqrt(fi_rd_est* fi_rd_est+ fi_rq_est* fi_rq_est;

FI_r = FI_r + ( Lm*isxref - FI_r) * Ts / Tr;

if(FI_r>0.01) wsl = isyref * (Lm*Rr/Lr) / FI_r;

if(FI_r<0.01) wsl = isyref * (Lm*Rr/Lr) / FI_rref;

teta_r = teta_r + ( wr + wsl ) * Ts;

//teta = teta*0.99999;

if ( teta_r  > 2*M_PI ) teta_r = teta_r - 2*M_PI;

TETA_r=int(180*teta_r/M_PI);

if(TETA_r<0) TETA_r=0;

if(TETA_r>359) TETA_r=0;

isDref = COSTABLO[TETA_r]*isxref - SINTABLO[TETA_r]*isyref;

isQref = SINTABLO[TETA_r]*isxref + COSTABLO[TETA_r]*isyref;

isAref = isDref;

isBref = -0.5*isDref + 0.866*isQref;

isCref = -0.5*isDref - 0.866*isQref;

//histerezis akim kontrolu

if ( ia < isAref - DI ) { A = 1; a=0; vsA = vdc;}
```

```
if ( ia > isAref + DI ) { A = 0; a=1; vsA = 0;}

if ( ib < isBref - DI ) { B = 1; b=0; vsB = vdc;}

if ( ib > isBref + DI ) { B = 0; b=1; vsB = 0;}

if ( ic < isCref - DI ) { C = 1; c=0; vsC = vdc;}

if ( ic > isCref + DI ) { C = 0; c=1; vsC = 0;}

Vektor = c*4 + b*8 + a*16 + C*32 + B*64 + A*128;

outportb(Inverter, Vektor);

vsD = 0.6666 * ( vsA - 0.5*vsB - 0.5*vsC );

vsQ = 0.5774 * ( vsB - vsC );

isD = ia;

isQ = 0.5774 * ( ib - ic );

K2 = K2*Beta;

K4 = K4*Beta;

K5 = -Beta;

isD_est_old = isD_est;

isQ_est_old = isQ_est;

fi_rd_est_old = fi_rd_est;

fi_rq_est_old = fi_rq_est;

isD_est = isD_est_old + Ts*( K1*isD_est_old + K2*fi_rd_est_old + K3*wr_est*fi_rq_est_old + vsD*K6);

isQ_est = isQ_est_old + Ts*( K1*isQ_est_old - K3*wr_est*fi_rd_est_old + K2*fi_rq_est_old + vsQ*K6);

fi_rd_est = fi_rd_est_old + Ts*( K4*isD_est_old + K5*fi_rd_est_old - wr_est*fi_rq_est_old );

fi_rq_est = fi_rq_est_old + Ts*( K4*isQ_est_old +  wr_est*fi_rd_est_old + K5*fi_rq_est_old
```

```
);

Beta_old = Beta;

Beta = Beta_old+(K9/FI_r)*(COSTABLO[TETA_R]*((dd*Ts+1)*(isD-isD_est)-(isD_old-isD_est_old)+ SINTABLO[TETA_R]*((dd*Ts+1)*(isQ-isQ_est)-(isQ_old-isQ_est_old));

isD_filt = isD_filt + 0.01*isD - 0.01*isD_filt ;

isQ_filt = isQ_filt + 0.01*isQ - 0.01*isQ_filt ;

esD = isD_filt - isD_est;

esQ = isQ_filt - isQ_est;

signal = fi_rq_est*esD - fi_rd_est*esQ;

wr_INT = wr_INT + wr_KI*signal;

wr_est = wr_KP*signal + wr_INT;

wr_filt = 0.9995*wr_filt + 0.0005*wr_est;

Counter_Read();

if( count_30us == 50 )

{

temp = float(teta_sum) * Kteta / count_30us;

//n = n + temp/4 - n/4;

n = temp;

wr = n*0.2094;

count_30us= 0;

teta_sum=0;

}

if( abs(teta_sum) > 500)

{
```

```
temp = float(teta_sum) * Kteta / count_30us;
// n = n + temp/4 - n/4;
n = temp;
wr = n*0.2094;
count_30us = 0;
teta_sum=0;
}
if(PID )
{
if( PID_count ++ >50 ) // 1.5 ms
{
PID_count=0;
e_n = n_ref-n;
isyref = KP*e_n;
if( isyref > IsyMAX ) isyref=IsyMAX;
}
}
// Save1[k]=int(100*ia);  Save2[k]=int(n);
// Save1[k]=int(100*Te); Save2[k]=int(10*n);
// Save1[k]=int(100*Te); Save2[k]=int(10*vdc);
// Save1[k]=int(100*FI_r); Save2[k]=int(n);
//Save1[k]=int(1000*isDref); Save2[k]=int(10*teta);
// Save1[k]=int(1000*ia); Save2[k]=int(10*teta);
// Save1[k]=int(1000*ia); Save2[k]=int(1000*isAref);
```

```
// Save1[k]=teta_sum; Save2[k]=int(n);

// Save1[k]=n; Save2[k]=e_n;

// Save1[k]=int(100*P); Save2[k]=int(100*I);

/Save1[k]=int(10*wr); Save2[k]=int(10*wr_est);

// Save1[k]=int(10*wr); Save2[k]=int(10*wr_filt);

// Save1[k]=int(100*isD_filt); Save2[k]=int(100*isD_est);

// Save1[k]=int(100*isD); Save2[k]=int(100*isD_est);

if ( kk++ > 3 )

{

kk=0;

k++;

}

}

}

OK:

outportb(Inverter,0);

// Bilgiler diske kaydediliyor....

stream = fopen("motor.dat", "w");

for(i=1; i<k; i++)

{

fprintf(stream, "%d %d\n", Save1[i], Save2[i] );

}

fclose(stream);

printf("\nIslem tamam. %d",k);
```

```
//  getch();
SON:
}
void ADC_Read(void)
{
inportb(0x300);
for(i=1; i<350; i++);
D1=inport(0x304) & 0xFFF;
D2=inport(0x304) & 0xFFF;
D3=inport(0x304) & 0xFFF;
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)
{
teta=inportb(0x306)&0xFF;
teta_diff = teta-teta_old;
if(teta_diff < -200 ) teta_diff = teta_diff + 256;
if(teta_diff >  200 ) teta_diff = teta_diff - 256;
teta_sum = teta_sum + teta_diff;
teta_old = teta;
count_30us++;
while( (inportb(0x61)&0x10) == 0); // 30 µs olana kadar bekle.
```

```
while( (inportb(0x61)&0x10) != 0);

}
```

ÖZGEÇMİŞ

Doğum tarihi	24.02.1973	
Doğum yeri	Giresun	
Lise	1987-1991	Maçka Teknik Lisesi Elektrik Bölümü
Lisans	1991-1995	Yıldız Teknik Üniversitesi Elektrik-Elektronik Fak. Elektrik Mühendisliği Bölümü
Yüksek Lisans	1995-1998	Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Müh. Anabilim Dalı
Doktora	1998-	Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Müh. Anabilim Dalı

Çalıştığı kurum(lar)

1996-Devam ediyor YTÜ Elektrik-Elektronik Fak. Araştırma Görevlisi