

68872

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**ASENKRON MOTORLAR İÇİN ALGILAYICISIZ AKI
GÖZLEMLEYİCİSİ VE KONTROLÜ**

DOKTORA TEZİ

Y.Müh. Coşkun ŞAHİN

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 15 Temmuz 1997

Tezin Savunulduğu Tarih : 12 Kasım 1997

Tez Danışmanı : Doç.Dr. Metin GÖKAŞAN

Diğer Jüri Üyeleri : Prof.Dr. Atıf URAL

Prof.Dr. Remzi GÜLGÜN

Prof.Dr. Tamer KUTMAN

Prof.Dr. Nejat TUNÇAY

Metin Gökaşan
Atıf Ural
Remzi Gülgün
Tamer Kutman
Nejat Tunçay

ÖNSÖZ

Ülkemiz endüstrisi, genişleyen iç pazar ve artırılmaya çalışılan dışsatım ile büyümeye çalışırken altyapı teknolojisi sorunları ile karşılaşmaktadır. Sanayi kuruluşları anahtar teslimi üretim hatları satın alarak üretim yapmaya çalışmakta ve yıllarca üreterek kazandıkları katma değeri yeni üretim teknolojileri satın alırken harcamaktadırlar. Sadece son ürüne yönelik, ucuz işgücü, batılılar için kötü sayılan çalışma koşulları veya çevreye zararlı olduğu için gelişmiş ülkelerce terk edilen malların üretimlerine dayalı bu sanayileşme sağlıklı bir gelişme göstermektedir. Üretim tekniğini bilmeksizin yapılan üretim, sanayiden çok ticaret sınıflamasına uymaktadır. Ancak ticaretten farklı olarak, ülke kaynaklarını tüketmektedir ve istihdam oluşturduğu için katlanılmaktadır.

Tüm bu sorunları çözmek için görünen yol, öncelikle alt yapı ve üretim teknolojilerini öğrenmek ve geliştirmektir. Böylece, mal üretiminden, üretim teknolojilerine ve bilgi teknolojilerine geçmek ve çok daha az kaynak kullanarak daha fazla katma değer elde etmek mümkün olacaktır. Bu süreç, mal üretiminden bilgi üretimine geçiş olarak özetlenebilir.

Altyapı teknolojilerinin en önemlilerinden biri de güç elektroniğidir. Ülkemiz, bu konudaki birikimsizliğin sıkıntısını sürekli olarak yaşamaktadır. Güç elektroniğinin önemli dallarından biri olan motor sürücü ve kontrolör konusunda ya çok sınırlı ya da lisans altında üretim yapılmaktadır. Bu konuda tasarım yapabilecek çok az sayıda yetişmiş insan vardır. Buna karşın, özellikle asenkron motor satımlarına bakmak dahi ülkemizde büyük bir pazarın varlığını göstermektedir.

Asenkron motorların yeni uygulama alanlarına da girmesini sağlayabilecek vektör kontrol, algılayıcısız sürme gibi konulardaki çalışmalar tüm dünyada büyük bir hızla sürmektedir. Bu tezde önerilen yöntemin de oldukça başarılı sonuçlar sağladığı görülmüştür ve geliştirilen sistemin endüstriyellemesine çalışılmaktadır.

Çalışmam sırasında geniş birikimleri ile destek olan Prof.Dr. Asif SABANOVIC'e ve tez danışmanım Doç.Dr. Metin GÖKAŞAN'a teşekkürü borç bilirim. Ayrıca, kayan kipli kontrol konusundaki fikir alışverişleri için Y.Müh. Melikşah ERTUĞRUL'a, sağladığı çalışma imkanları için TÜBİTAK-Marmara Araştırma Merkezi'ne ve son olarak, yoğun çalışma dönemlerimde gösterdikleri anlayış ve destek sebebi ile, eşim Nükhet ŞAHİN ve çocuklarım Bedi Cihan ve Beyza'ya teşekkür ederim.

Yapılan çalışmanın ülkemiz ve insanlığa yararlı olması dileği ile bu konuda çalışacak tüm tasarımcı mühendislere başarılar dilerim.

TEMMUZ 1997
Coşkun ŞAHİN

İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa No</u>
ÖNSÖZ	ii
SEMBOL LİSTESİ	v
ŞEKİL LİSTESİ	x
ÖZET	xiv
SUMMARY	xv
BÖLÜM 1 GİRİŞ	1
1.1 Endüstride Asenkron Motor	1
1.2 Uygulanan Yöntemler ve Sonuçları	3
BÖLÜM 2 ASENKRON MOTORLAR VE KONTROL YÖNTEMLERİ	6
2.1 Asenkron Motor Modeli	6
2.2 Asenkron Motor Kontrolündeki Sorunlar	9
2.3 Kullanılan Yöntemler	11
2.4 Algılayıcısız Asenkron Motor Sürücüleri	17
2.4.1 Algılayıcısız kontrol uygulamaları	18
2.4.2 Algılayıcısız kontrol yöntemleri	20
2.4.2.1 Zıt elektromotor kuvvet- emk (back emf) tabanlı kestirim	20
2.4.2.2 Stator modeli tabanlı rotor akısı yönlendirme	22
2.4.2.3 Derecesi indirgenmiş uyarlamalı rotor akı gözlemleyici	23
2.4.2.4 Kalman filtresi tabanlı rotor akı gözlemleyici	24
2.4.2.5 Kayan kipli kontrol tabanlı rotor akı gözlemleyici	25
2.4.2.6 Kayan kipli doğrusal olmayan gözlemleyici yaklaşımı	26
BÖLÜM 3 DEĞİŞKEN YAPILI KONTROL SİSTEMLERİ	30
3.1 Değişken Yapılı Sistemler ve Kayan Kipli Kontrol	31
3.1.1 DYKS ve KKK temel tanımlamaları	32
3.1.2 Kayma yüzeyi	33
3.1.3 Klasik kayan kipli kontrolör	34
3.1.3.1 Lyapunov kararlılık teoremi	34
3.1.3.2 Kontrolör tasarımı	35
3.1.4 Genelleştirilmiş kayan kipli kararlı kontrolörler	36
3.1.5 Eşdeğer kontrolün kestirimi	40

BÖLÜM 4 ASENKRON MOTOR AKI GÖZLEMLEYİCİSİ VE KONTROLÜ	42
4.1 Değişken ve Parametre Belirsizliği Sorunlarının Çözüm Yöntemleri	44
4.2 Gözlemlenebilirlik	47
4.3 Asenkron Motor Akı Gözlemleyicisi	52
4.3.1 Önerilen yöntem - 1	55
4.3.1.1 Gözlemleyici tasarımı	57
4.3.1.2 Stator gözlemleyicisi	57
4.3.1.3 Akı Gözlemleyicisi	59
4.3.1.4 Yöntem -1 sonuçları	62
4.3.1.4.1 Benzeşim sonuçları	64
4.3.2 Önerilen yöntem - 2	68
4.3.2.1 Stator gözlemleyicisi-2	69
4.3.2.2 Akı gözlemleyicisi-2	70
4.4 Konum ve Akı Kontrol Çevrimleri	71
4.4.1 Akı kontrol	72
4.4.2 Hız ve konum kontrol	72
4.5 Yöntem-1 ve 2'nin Karşılaştırmalı Sonuçları	73
4.5.1 Yöntem-1 benzeşim sonuçları	74
4.5.2 Yöntem-2 benzeşim sonuçları	81
BÖLÜM 5 DENEYSEL SONUÇLAR	89
5.1 Deney Düzenegi	89
5.2 Deneysel Sonuçlar	91
SONUÇLAR VE ÖNERİLER	99
KAYNAKLAR	101
Ek A BENZEŞİM YAZILIMLARI	107
Ek B GERÇEKLEMEDE KULLANILAN YAZILIMLAR	119
ÖZGEÇMİŞ	128

SEMBOL LİSTESİ

Değişkenler

f	: Motor bilinmeyenlerini ifade eden yardımcı değişken
i	: Akım
q	: Rotor konumu
$\dot{q}, \omega$	: Açısal hız
$\ddot{q}, \dot{\omega}$	: İvme
q_L	: Yük tarafındaki konum
q_M	: Motor milindeki konum
T_d	: Bozucu moment
T_e	: Elektriksel moment
T_m	: Mekanik moment
u	: Gerilim
η, μ	: Gözlemleyici kontrol değişkenleri
θ	: Eksen takımları arası dönüşüm açısı
ω	: Açısal hız
$\dot{\omega}$	: İvme
ψ	: Akı
$ \Psi_r $	: Rotor akı genliği

Parametreler

l	: Kuvvet kolu
n	: Dişli çevirme oranı
t_f	: Bitiş zamanı
B_h	: Motor miline indirgenmiş dişli sürtünme katsayısı
B_m	: Rotor sürtünme katsayısı
B_L	:Yük artı motor sürtünme katsayısı
J_h	: Motor miline indirgenmiş dişli eylemsizliği
J_m	: Rotor eylemsizliği
J_L	:Yük artı motor eylemsizliği
K_h	: Motor miline indirgenmiş dişli yay katsayısı
K_I	: İntegral kontrol katsayısı
K_P	: Oran kontrol katsayısı
K_ψ	: Gözlemleyici kazancı
L_r	: Rotor eşdeğer endüktansı
L_s	: Stator eşdeğer endüktansı
M	: Ortak endüktans
M_g	: Eklem kütlesi
R_r	: Rotor eşdeğer direnci
R_s	: Stator eşdeğer direnci
σ	: Kaçak faktörü
T	: Kontrol çevrim süresi

Fonksiyonlar

$G(q)$	: Yerçekimi etkisi
$S(x)$	: Değişken yapıli kontrol manifoldu
$T(\theta)$	: Eksenler arası dönüşüm matrisi
$V(x)$	: Lyapunov fonksiyonu

Matris ve vektörler

Kullanılan sembollerden kalın büyük harfle yazılanlar matris, kalın küçük harfle yazılanlar vektörleri ifade etmektedirler.

f	: Motor bilinmeyenlerini ifade eden yardımcı vektör
u	: Giriş değişkenleri veya kontrol vektörü
x	: Durum değişkenleri vektörü
y	: Çıkış değişkenleri vektörü
$A(x,t)$	: Sistem dinamiklerini ifade eden matris
$B(x,t)$	: Girişe bağlı dinamikleri ifade eden matris
$C(x,t)$	: Çıkışların durumlara bağımlı kısmını ifade eden matris
$D(x,t)$	: Çıkışların girişlere doğrudan bağımlı kısmını ifade eden matris
$F()$	: Ayırıştırma (decoupling) için durum geribeslemesi kazancı
$H()$	: Gözlemleyici geribesleme kazancı
$K()$	: İleribesleme kompanzasyonunu
$Q()$	: Geribesleme kompanzasyonunu

İndisler

a,b,c	: Üç fazlı şebeke bileşenleri
d,q	: Döner eksen takımı bileşenleri
dc	: Doğrultulmuş işaret
eq	: Eşdeğer kontrol

r	: Rotor
ref	: Referans değer
s	: Stator
α, β	: Durağan eksen takımı bileşenleri

Operatörler

Δ	: Kestirim hatası operatörü
----------	-----------------------------

Üst semboller

d	: Referans değer
T	: Devrik matris
-1	: Ters fonksiyon yada matris değili
$\cdot$	: Zamana göre türev
$\hat{\cdot}$	: Kestirilmiş değer
$\sim$	: Kontrol hatası
$\rightarrow$	: Vektör

Kısaltma sembolleri

$$R_E = R_s + R_r \cdot M^2 / L_r^2$$

$$k_1 = R_E / (\sigma \cdot L_s)$$

$$k_2 = M / (\sigma \cdot L_s \cdot L_r)$$

$$k_3 = 1 / (\sigma \cdot L_s)$$

$$k_4 = L_r / (M \cdot J_L)$$

$$x_r = R_r / L_r$$

$$\sigma = 1 - M^2 / (L_s \cdot L_r)$$

Kısaltmalar

KKK	: Kayan kipli kontrol
DYKS	: Değişken yapılı kontrol sistemi
AADE	: Akım ara devreli evirici
GADE	: Gerilim aradevrelı evirici
MTUK	: Model tabanlı uyarlamalı kontrol
İM	: Asenkron motor (İnduction motor)
ÇKKK	: Çatırtısız kayan kipli kontrol
Sİİ	: Sayısal işaret işlemcisi



ŞEKİL LİSTESİ

	<u>Sayfa No</u>
Şekil 2.1 Doğrudan vektör kontrol yöntemi	13
Şekil 2.2 Dolaylı vektör kontrol yöntemi	13
Şekil 2.3 Tam dereceli gözlemleyici tabanlı iki serbestlik dereceli kontrolör	16
Şekil 2.4 Aktarım mekanizması bulunan hareket kontrol sistemi	19
Şekil 2.5 İç çevrimde motor kullanılan süreç kontrol sistemi	20
Şekil 2.6 Hız kestirim sistemi	24
Şekil 2.7 Kalman filtresi tabanlı gözlemleyici	25
Şekil 3.1 Kayma doğrusu	34
Şekil 3.2 Signum fonksiyonu	37
Şekil 3.3 Doymalı doğrusal fonksiyon	37
Şekil 3.4 Doğrusal fonksiyon	37
Şekil 3.5 Üstel tek fonksiyon	37
Şekil 3.6 $\tan^{-1}()$ fonksiyonu	37
Şekil 3.7 Kaydırılmış sigmoid fonksiyonu	37
Şekil 3.8 Eşdeğer kontrol kestirimi ile KKK	41
Şekil 4.1 Parametre tanıma ile uyarlamalı asenkron motor kontrol	45
Şekil 4.2 Model tabanlı uyarlamalı asenkron motor kontrolü	46
Şekil 4.3 Gözlemleyici tabanlı asenkron motor kontrol	47
Şekil 4.4 Önerilen kontrol yöntemi	63
Şekil 4.5 Rotor ve stator direnci değişimleri	64

Şekil 4.6	Referans ve gerçek açısal hızlar	65
Şekil 4.7	Hız kontrol hatası	65
Şekil 4.8	Referans ve gerçek rotor konumları	65
Şekil 4.9	Konum kontrol hatası	66
Şekil 4.10	Normalize edilmiş referans ve gerçek rotor akısı	66
Şekil 4.11	Akı kontrol hatası	66
Şekil 4.12	Dış kontrol çevrimi kontrol değişkenleri i_d^d, i_q^d	67
Şekil 4.13	Gerçek ve kestirilmiş açısal hızlar	67
Şekil 4.14	Hız kestirim hatası	67
Şekil 4.15	Normalize gerçek ve kestirilmiş akılar	68
Şekil 4.16	Akı kestirim hatası	68
Şekil 4.17	Referans ve gerçek hız	75
Şekil 4.18	Hız kontrol hatası	75
Şekil 4.19	Gerçek ve kestirilmiş açısal hızlar	76
Şekil 4.20	Hız kestirim hatası	76
Şekil 4.21	Referans ve gerçek konum	77
Şekil 4.22	Konum kontrol hatası	77
Şekil 4.23	Normalize referans, kestirilmiş ve gerçek akılar	78
Şekil 4.24	Akı kestirim hatası	78
Şekil 4.25	Akı kontrol hatası	79
Şekil 4.26	Modellenmeyen parametre değişimleri	79
Şekil 4.27	Moment akımı (i_q)	80
Şekil 4.28	Mıknatıslama akımı (i_d)	80
Şekil 4.29	Stator akımı kestirim hataları ($\Delta i_\alpha, \Delta i_\beta$)	81

Şekil 4.30	Referans ve gerçek hız	82
Şekil 4.31	Hız kontrol hatası	82
Şekil 4.32	Gerçek ve kestirilmiş açısal hızlar	83
Şekil 4.33	Hız kestirim hatası	83
Şekil 4.34	Referans ve gerçek konum	84
Şekil 4.35	Konum kontrol hatası	84
Şekil 4.36	Normalize referans, kestirilmiş ve gerçek akılar	85
Şekil 4.37	Akı kestirim hatası	85
Şekil 4.38	Akı kontrol hatası	86
Şekil 4.39	Modellenmeyen parametre değişimleri	86
Şekil 4.40	Moment akımı (i_q)	87
Şekil 4.41	Mıknatıslama akımı (i_d)	87
Şekil 4.42	Stator akımı kestirim hataları (Δi_α , Δi_β)	88
Şekil 5.1	Deney düzeneğinin fotoğrafı	89
Şekil 5.2	Deney düzeneğinin blok çizimi	90
Şekil 5.3	Açısal hız referansı	92
Şekil 5.4	Gerçek açısal hız	92
Şekil 5.5	Hız kontrol hatası	92
Şekil 5.6	Konum referansı	93
Şekil 5.7	Gerçek konum	93
Şekil 5.8	Konum kontrol hatası	93
Şekil 5.9	Mıknatıslama akımı i_d	94
Şekil 5.10	Moment akımı i_q	94
Şekil 5.11	Rotor akı referansı	94

Şekil 5.12	Rotor akı kestirimi	95
Şekil 5.13	Referans ve kestirilmiş akıların farkı (Akı kontrol hatası)	95
Şekil 5.14	Motor miline bağlı pense başlangıç konumunda	96
Şekil 5.15	Motor ve pensenin yakından görünüşü	96
Şekil 5.16	Motor miline bağlı pense sonuç konumunda	97
Şekil 5.17	Son konumdaki pensenin yakından görünüşü	97
Şekil 5.18	Çekiçle yapılan deneyde son konumda duruş	98
Şekil 5.19	Kararlı halde çekiç ve üzerinde duran vida	98



ÖZET

Bu tezde, asenkron motorlar için, çatırtısız kayan kipli kontrol tabanlı dayanıklı akı gözlemleyicisi geliştirilmiştir. Özellikle, geniş çalışma aralığı ve ağır çalışma koşullarında hassas kontrol amaçlandığında, akı gözlemleyicisinin dayanıklılığı (robustness) çok önemlidir.

Bu tezde sağlanan en önemli katkı, rotor akı gözlemeleme modeline eklenen yakınsama terimleridir. Bu terimlerin eklenmesi ile gözlemeleme hatalarının sıfıra yakınsayarak orada kalması sağlanmıştır. Sonuçta parametre, hız, yük gibi tüm etkilere karşı dayanıklı bir gözlemleyici elde edilmiştir. Sistem, ortak endüktans, rotor, stator direnç ve öz endüktans değişimleri, değişken yük ve bozucu moment şartları altında incelenmiştir. Geliştirilen yöntemlerin sonuçlarının başarılı olduğu ve dayanıklı bir gözlemleyici ve kontrol sistemi elde edildiği benzeşim ve uygulama sonuçları ile gösterilmiştir.

Ayrıca hız, konum ve akım kontrol çevrimlerine de oldukça yeni geliştirilen çatırtısız kayan kipli kontrol yaklaşımı uygulanmış ve çok başarılı sonuçlar elde edilmiştir.

Sonuçta dayanıklı, kararlı ve dalgalanmasız moment ve hız kontrolü sağlayabilen, yüksek cevap hızı ve hassasiyete sahip bir kontrol sistemi elde edilmiştir. Asenkron motorlar için zor sayılan sıfır hız ve civarında da, yüksek hızlarda da aynı başarımlar elde edilmiştir.

SUMMARY

SENSORLESS FLUX OBSERVER AND CONTROLLER FOR ASYNCHRONOUS MOTORS

Abstract

A robust flux observer and controller for induction motors is proposed based on sliding mode theory. Robustness of the flux observer is a very important issue, especially when it is aimed for use at wide working range and demanding operation conditions. In this study, the velocity, position and current controllers are also based on sliding mode. The whole system is analyzed under rotor, stator resistance, mutual and self inductance uncertainties, torque variations and external disturbances. The performance of the proposed control scheme is confirmed by simulation and experimental results.

1 Introduction

Fully digital controlled AC drives are extensively used in industry. Many field orientation methods are used in these drives. In these high performance induction motor (asynchronous motor) applications, parameter variations and external disturbances can be effective. Especially when it is aimed to track a certain trajectory, robust control techniques have to be used in the observer and in the velocity, position control loops. The good properties of *Sliding Mode Control* (SMC) in this respect are well known. The chattering problem inherent to SMC is eliminated in recently developed approaches.

In this study, the design of the observer is different from methods proposed until now. The flux model is used in polar form and convergence terms are added to the rotor model. Additionally, the modified version of the SMC is used for chattering free control. The position, velocity and current controllers are also based on SMC. Robustness of the system is considered under dynamic load and fast reference signal, same time parameter variation and torque disturbances.

1.1 Proposed Control System

In proposed control system, a flux observer is used for the calculation of the flux magnitude, angle and stator current components at rotating coordinate frame (Fig.1). The currents are controlled by the sliding mode based control system (SMC PWM). The flux reference value is selected from velocity operation point for maximal torque output. The flux and position are controlled by chattering free sliding mode algorithms in the outer loop.

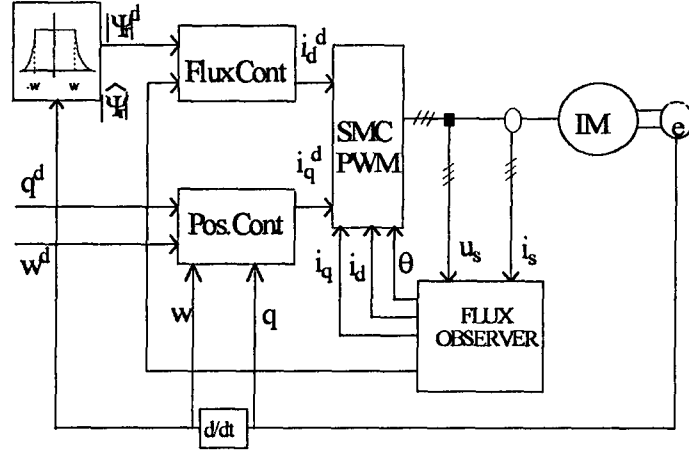


Figure1 Proposed control method

Superscript 'd' is used for desired value. The other symbols indicate actual values.

1.2 Chattering free sliding mode control

The Variable Structure System (VSS) theory has been applied to nonlinear processes. One of the main features of this approach is that one only needs to drive the error to a "switching surface", after which the system is in "sliding mode" and robust against modeling uncertainties and/or disturbances.

Let us consider the plant

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}(\mathbf{x}, t) + \mathbf{B}(\mathbf{x}, t) \cdot \mathbf{u}(t) \quad (1)$$

with $\text{rank}(\mathbf{B})=m$, $\mathbf{x} \in R^n$, $\mathbf{u} \in R^m$.

In VSS control, the goal is to keep the system motion on the manifold S which is defined as

$$S = \{\mathbf{x} \mid s(\mathbf{x}, t) = 0\} \quad (2)$$

The solution to achieve this goal can be calculated from the requirement that $s(\mathbf{x}, t)=0$ is stable. The control should be chosen such that the candidate Lyapunov function satisfies Lyapunov stability criteria. The aim is to force the system states to the sliding surface defined by

$$s = \mathbf{G} \cdot (\mathbf{x}^d - \mathbf{x}) \quad (3)$$

Firstly, a candidate Lyapunov function is selected as

$$v = s^T \cdot s / 2 > 0 \quad \text{and} \quad \dot{v} = s^T \cdot \dot{s} < 0 \quad (4)$$

It is aimed that the derivative of the Lyapunov function is negative definite. This can be assured if we can somehow make sure that

$$\dot{v} = -s^T . D . s < 0 \quad (5)$$

where D is positive definite.

Therefore (4) and (5) satisfy the Lyapunov conditions. From these equations

$$\dot{s} = -D.s \quad (6)$$

Equating (6) to zero results in what is known as “equivalent control”. In other words, the control that makes the derivative of the sliding function equal to zero is called equivalent control. Derivative of (3)

$$G.\dot{\mathbf{x}}^d - G.(A(\mathbf{x},t) + B.\mathbf{u}_{eq}) = 0 \quad (7)$$

As a result, the equivalent control can be written in the following form

$$\mathbf{u}_{eq} = -(G.B)^{-1} . G.(A(\mathbf{x},t) - \dot{\mathbf{x}}^d) \quad (8)$$

From derivative of (3) and using (8)

$$\dot{s} = (G.B).(\mathbf{u}_{eq} - \mathbf{u}) \quad (9)$$

is obtained. The equivalent control can also be written as given below

$$\mathbf{u}_{eq(t)} = \mathbf{u}(t) + (G.B)^{-1} . \dot{s} \quad (10)$$

By using the definition given by (1) and (3) in (6)

$$G.(\dot{\mathbf{x}}^d - \dot{\mathbf{x}}) = G.(\dot{\mathbf{x}}^d - A(\mathbf{x},t) - B(\mathbf{x}).\mathbf{u}) = -D.s \quad (11)$$

the control is obtained as

$$\mathbf{u} = (G.B)^{-1} . (G.(\dot{\mathbf{x}}^d - A(\mathbf{x},t)) + D.s) \quad (12)$$

Using the equation (8) for the equivalent control can be written as

$$\mathbf{u}(t) = \mathbf{u}_{eq(t)} + (G.B)^{-1} . D.s \quad (13)$$

By looking at (13) an estimation for $\mathbf{u}_{eq}$ can be made using the property that $\mathbf{u}(t)$ is continuous and can not change too much in a short time as given below

$$\mathbf{u}_{eq}(t) = \mathbf{u}(t - T) + (G.B)^{-1} \cdot \dot{s} \quad (14)$$

where T is a short delay time. This estimation is also consistent with the logic that u_{eq} is selected as the average of u . By substituting the (14) into (13)

$$\mathbf{u}(t) = \mathbf{u}(t - T) + (G.B)^{-1} \cdot (D.s + \dot{s}) \quad (15)$$

By using Euler interpolation, we get the last form for the discrete controller

$$\mathbf{u}(t) = \mathbf{u}(t - T) + \frac{(G.B)^{-1}}{T} \cdot ((D.T + 1) \cdot s(t) - s(t - T)) \quad (16)$$

2 Model of Induction Machine and Load

The state equation of the induction motor viewed from the stator frame (α, β frame) driven by voltage source inverter is given by (17-20)

$$\dot{\psi}_\alpha = -\frac{R_r}{L_r} \psi_\alpha - \omega \cdot \psi_\beta + \frac{R_r \cdot M}{L_r} i_\alpha \quad (17)$$

$$\dot{\psi}_\beta = -\frac{R_r}{L_r} \psi_\beta + \omega \cdot \psi_\alpha + \frac{R_r \cdot M}{L_r} i_\beta \quad (18)$$

$$i_\alpha = \frac{1}{\sigma L_s} \left\{ \frac{M}{L_r} \left(\frac{R_r}{L_r} \psi_\alpha + \omega \cdot \psi_\beta \right) - R_E \cdot i_\alpha + u_\alpha \right\} \quad (19)$$

$$i_\beta = \frac{1}{\sigma L_s} \left\{ \frac{M}{L_r} \left(\frac{R_r}{L_r} \psi_\beta - \omega \cdot \psi_\alpha \right) - R_E \cdot i_\beta + u_\beta \right\} \quad (20)$$

where subscript symbols ' α ' and ' β ' are used for stationary axis elements

the variables of the equations are

i : Stator current

ψ : Flux component

u : Stator voltage

ω : Angular velocity

and parameters of the equations are

R_E : $R_s + R_r \cdot M^2 / L_r^2$

R_r, R_s : Rotor and stator resistance

M : Mutual inductance

L_r, L_s : Rotor and stator inductance,

σ : Leakage factor

The control variables of the outer loop are the flux and torque of the motor. It is convenient to introduce the model on the rotor flux frame (d,q frame) that can be achieved by the transformation as presented in (21)

$$T(\theta) = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (21)$$

The transformation angle θ between two frames is given by (22) and the flux magnitude is given by (23)

$$\dot{\theta} = \omega + \frac{M \cdot R_r}{L_r \cdot |\psi_r|} i_q \quad (22)$$

$$|\dot{\psi}_r| = \frac{R_r}{L_r} (M \cdot i_d - |\psi_r|) \quad (23)$$

(22) and (23) construct the polar form of the rotor model. The electrical torque of the motor can be written as (24)

$$T_e = \frac{M}{L_r} |\psi_r| i_q \quad (24)$$

This torque should be equal to the load torque given as in (25)

$$T_e = T_m = J_L \ddot{q} + B_L \dot{q} + G(q) + T_d \quad (25)$$

From (25), the acceleration can be written as

$$\ddot{q} = \frac{1}{J_L} (T_e - (B_L \dot{q} + G(q) + T_d)) \quad (26)$$

All smooth varying or limited amplitude torque components are summed up in the term ' T_d^* ' and the electrical torque ' T_e ' defined in (24) is substituted into (27) to obtain

$$\ddot{q} = \frac{1}{J_L} \left(\frac{L_r}{M} |\psi_r| \cdot i_q - T_d^* \right) \quad (27)$$

where subscript symbols ' d ' and ' q ' are used for direct and quadrature axis elements in rotor frame

The variables of the equations are

T_e : Electrical torque
 T_d : External torque disturbance
 q : Rotor position
 $\ddot{q}, \dot{\omega}$: Acceleration

T_m : Mechanical torque
 $G(q)$: Gravity effect
 $\dot{q}, \omega$: Angular velocity
 $|\psi_r|$: Rotor flux magnitude

and parameters of the equations are

B_L : Viscous friction of load plus motor

J_L : Load plus motor inertia

3 Observer Design

Let us define the observer model as

$$\dot{\hat{\psi}}_\alpha = -\left(\frac{R_r}{L_r} - \mu\right) \cdot \hat{\psi}_\alpha + (\hat{\omega} - \eta) \cdot \hat{\psi}_\beta + \frac{R_r \cdot M}{L_r} \hat{i}_\alpha \quad (28)$$

$$\dot{\hat{\psi}}_\beta = -\left(\frac{R_r}{L_r} - \mu\right) \cdot \hat{\psi}_\beta - (\hat{\omega} - \eta) \cdot \hat{\psi}_\alpha + \frac{R_r \cdot M}{L_r} \hat{i}_\beta \quad (29)$$

$$\dot{\hat{i}}_\alpha = \frac{1}{\sigma L_s} \left\{ -\frac{M}{L_r} \cdot \hat{\psi}_\alpha - R_s \cdot \hat{i}_\alpha + u_\alpha \right\} \quad (30)$$

$$\dot{\hat{i}}_\beta = \frac{1}{\sigma L_s} \left\{ -\frac{M}{L_r} \cdot \hat{\psi}_\beta - R_s \cdot \hat{i}_\beta + u_\beta \right\} \quad (31)$$

The polar form of (28) and (29) can be given as

$$\left| \dot{\hat{\psi}}_r \right| = -x_r \cdot \left| \hat{\psi}_r \right| + M \cdot x_r \cdot \hat{i}_d + \mu \cdot \left| \hat{\psi}_r \right| \quad (32)$$

$$\dot{\hat{\theta}} = \hat{\omega} + M \cdot x_r \cdot \frac{\hat{i}_d}{\left| \hat{\psi}_r \right|} \quad (33)$$

where “ $\hat{\cdot}$ ” indicate estimated values, “ $\dot{\cdot}$ ” time derivation and μ, η are observer control variables.

3.1 Stator currents observer

First of all, we have to design an observer for stator currents. Its role is to ensure that the error of the stator currents converge to zero ($\Delta i_\alpha, \Delta i_\beta \rightarrow 0$ and $\Delta \dot{i}_\alpha, \Delta \dot{i}_\beta \rightarrow 0$). For this reason, we will define the auxiliary vector $\mathbf{f}$ as (34)

$$\hat{\mathbf{f}} = \begin{bmatrix} \hat{f}_\alpha \\ \hat{f}_\beta \end{bmatrix} \equiv \begin{bmatrix} x_r - \mu & \hat{\omega} - \eta \\ -(\hat{\omega} - \eta) & x_r - \mu \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \hat{\psi}_\alpha \\ \hat{\psi}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{\psi}_\alpha & \hat{\psi}_\beta \\ \hat{\psi}_\beta & -\hat{\psi}_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_r - \mu \\ \hat{\omega} - \eta \end{bmatrix} \quad (34)$$

where $x_r = R_r/L_r$.

Using the definition (34) the model of observer in (28-31) can be written as

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{\psi}}_\alpha \\ \dot{\hat{\psi}}_\beta \end{bmatrix} = -\begin{bmatrix} \hat{f}_\alpha \\ \hat{f}_\beta \end{bmatrix} + M \cdot x_r \cdot \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha \\ \hat{i}_\beta \end{bmatrix} \quad (35)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{i}}_\alpha \\ \dot{\hat{i}}_\beta \end{bmatrix} = -k_1 \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha \\ \hat{i}_\beta \end{bmatrix} + k_2 \begin{bmatrix} \hat{f}_\alpha \\ \hat{f}_\beta \end{bmatrix} + k_3 \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} \quad (36)$$

where, $k_1 = R_E/\sigma.L_s$, $k_2 = M/\sigma.L_s.L_r$, $k_3 = 1/\sigma.L_s$.

The estimation errors of stator currents are given by

$$\begin{bmatrix} \Delta i_\alpha \\ \Delta i_\beta \end{bmatrix} = -k_1 \begin{bmatrix} \Delta i_\alpha \\ \Delta i_\beta \end{bmatrix} + k_2 \begin{bmatrix} \Delta f_\alpha \\ \Delta f_\beta \end{bmatrix} \quad (37)$$

(37) can be written in generalized form (1) with the following definitions $\hat{\mathbf{x}} = [\hat{i}_\alpha \ \hat{i}_\beta]^T$, $\mathbf{A}(\hat{\mathbf{x}}, t) = -k_1 \hat{\mathbf{x}} + k_2 [u_\alpha \ u_\beta]^T$, $\mathbf{B} = k_2$, $\mathbf{u}(\hat{\mathbf{x}}, t) = [\hat{f}_\alpha \ \hat{f}_\beta]^T$. In that case, the reference signals are real stator currents, $\mathbf{x}^r = [i_\alpha \ i_\beta]^T$ and the observer control errors are observation errors ($\tilde{\mathbf{x}} = \Delta \mathbf{x} = \mathbf{x}^r - \hat{\mathbf{x}}$).

After these definitions and using the result of SMC design in (16), we can write the final equation of observer control (38)

$$\begin{bmatrix} \mu \\ \eta_{(t)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mu \\ \eta_{(t-T)} \end{bmatrix} - \frac{1}{k_2.T|\hat{\psi}_r|} \begin{bmatrix} \cos(\hat{\theta}) & \sin(\hat{\theta}) \\ \sin(\hat{\theta}) & -\cos(\hat{\theta}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (d.T+1).\Delta i_{\alpha(t)} - \Delta i_{\alpha(t-T)} \\ (d.T+1).\Delta i_{\beta(t)} - \Delta i_{\beta(t-T)} \end{bmatrix} \quad (38)$$

The stator current errors and derivatives will converge to zero under the selected control input ($\Delta i_\alpha, \Delta i_\beta \rightarrow 0$ and $\Delta \dot{i}_\alpha, \Delta \dot{i}_\beta \rightarrow 0$).

3.2 Flux observer

Derivatives of flux components could be determined from (30) and (31) and the flux could be obtained by integration. This is the classical approach of flux estimation often applied in literature. This method is not robust against parameter uncertainties and has incremental summation error problem. Flux observation errors converge to zero when conditions in (39) are satisfied

$$\Delta|\dot{\psi}_r| + K_\psi.\Delta|\psi_r| = 0 \text{ and } \Delta\dot{\theta} + K_\psi.\Delta\theta = 0 \quad (39)$$

where K_ψ is the slope of sliding line.

We can write estimation errors of auxiliary function $\mathbf{f}$ as follows

$$\Delta f_\alpha = f_\alpha - \hat{f}_\alpha = x_r.\Delta\psi_\alpha + \hat{\omega}.\Delta\psi_\beta + \mu.\hat{\psi}_\alpha + \eta.\hat{\psi}_\beta \quad (40)$$

$$\Delta f_\beta = f_\beta - \hat{f}_\beta = x_r.\Delta\psi_\beta - \hat{\omega}.\Delta\psi_\alpha + \mu.\hat{\psi}_\beta - \eta.\hat{\psi}_\alpha \quad (41)$$

Current observation errors converge to zero with the control of stator observer ($\Delta \hat{i}_s \rightarrow 0$, $\Delta(d\hat{i}_s/dt) \rightarrow 0$) and the components of estimation error $\mathbf{f}$ converge to zero ($\Delta f_\alpha \rightarrow 0$, $\Delta f_\beta \rightarrow 0$) simultaneously, as seen from (37). Flux observation errors could be written by equating (40) and (41) to zero.

$$\Delta \psi_\alpha = \frac{-\mu}{x_r^2 + \hat{\omega}^2} \cdot (x_r \cdot \hat{\psi}_\alpha - \hat{\omega} \cdot \hat{\psi}_\beta) - \frac{\eta}{x_r^2 + \hat{\omega}^2} \cdot (\hat{\omega} \cdot \hat{\psi}_\alpha + x_r \cdot \hat{\psi}_\beta) \quad (42)$$

$$\Delta \psi_\beta = \frac{-\mu}{x_r^2 + \hat{\omega}^2} \cdot (\hat{\omega} \cdot \hat{\psi}_\alpha + x_r \cdot \hat{\psi}_\beta) + \frac{\eta}{x_r^2 + \hat{\omega}^2} \cdot (x_r \cdot \hat{\psi}_\alpha - \hat{\omega} \cdot \hat{\psi}_\beta) \quad (43)$$

The polar form of (42) and (43) are given below

$$\Delta |\psi_r| = \frac{-(\mu \cdot x_r + \eta \cdot \hat{\omega}) \cdot |\hat{\psi}_r|}{x_r^2 + \hat{\omega}^2} \quad (44)$$

$$\Delta \theta = \frac{-\mu \cdot \hat{\omega} + \eta \cdot x_r}{x_r^2 + \hat{\omega}^2} \quad (45)$$

The convergence term can be added to the observer model in (32) and (33) by using the definition of the estimation errors in (46) and convergence conditions in (39) such as

$$\dot{\theta} \triangleq \hat{\dot{\theta}} + \Delta \dot{\theta} \quad \text{and} \quad |\dot{\psi}_r| \triangleq |\dot{\hat{\psi}}_r| + \Delta |\dot{\psi}_r| \quad (46)$$

$$|\dot{\psi}_r| = -x_r \cdot |\hat{\psi}_r| + M \cdot x_r \cdot \hat{i}_d + \mu \cdot |\hat{\psi}_r| - K_\psi \cdot \Delta |\psi_r| \quad (47)$$

$$\dot{\theta} = \hat{\omega} + M \cdot x_r \cdot \frac{\hat{i}_q}{|\hat{\psi}_r|} - K_\psi \cdot \Delta \theta \quad (48)$$

By substituting (44, 45) into the (47, 48), we get the final form of the flux observer

$$|\dot{\psi}_r| = -(x_r - \mu) \cdot |\hat{\psi}_r| + M \cdot x_r \cdot \hat{i}_d + K_\psi \cdot \frac{\mu \cdot x_r + \eta \cdot \hat{\omega}}{x_r^2 + \hat{\omega}^2} \quad (49)$$

$$\dot{\theta} = \hat{\omega} + M \cdot x_r \cdot \frac{\hat{i}_q}{|\hat{\psi}_r|} + K_\psi \cdot \frac{\mu \cdot \hat{\omega} - \eta \cdot x_r}{x_r^2 + \hat{\omega}^2} \quad (50)$$

The stator part of observer equations are given in (30, 31), the equations of flux observer are given in (49, 50) and the observer controller is given by (38). The full order flux observer of the induction motor is constructed by these simultaneous equations.

4.1 Flux Control

From (23) it follows $\dot{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} |\psi_r| & |\dot{\psi}_r| \end{bmatrix}^T$, $\mathbf{A}(\mathbf{x}, t) = \begin{bmatrix} 0 & -x_r \end{bmatrix}^T \cdot |\psi_r|$, $\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 & M \cdot x_r \end{bmatrix}^T$, $\mathbf{u} = i_d$, $D=d=constant$, and for invertable (GB), $\mathbf{G} = \begin{bmatrix} g & 1 \end{bmatrix}$, $g=constant$ selected. By using the (16)

$$i_{d(k)}^d = i_{d(k-1)}^d + \frac{1}{M \cdot x_r} \cdot \left((g + d + T \cdot g \cdot d) \cdot |\tilde{\psi}_r|_{(k)} - (g + d) \cdot |\tilde{\psi}_r|_{(k-1)} \right) \quad (51)$$

where in $|\tilde{\psi}_r| = |\psi_r|^d - |\psi_r|$, $x_{(k)} = x_{(k,T)}$

4.2 Position Control

From (27)

$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} q & \omega \end{bmatrix}^T$, $\mathbf{A}(\mathbf{x}, t) = \begin{bmatrix} \omega & -T_d^* / J_L \end{bmatrix}^T$, $\mathbf{B}(\mathbf{x}, t) = \begin{bmatrix} 0 & |\psi_r| \cdot L_r / (M \cdot J_L) \end{bmatrix}^T$, $\mathbf{u} = i_q$, $D=d=cont.$, and for invertable (GB), $\mathbf{G} = \begin{bmatrix} g & 1 \end{bmatrix}$, $g=const.$ selected. By using the (16)

$$i_{q(k)}^d = i_{q(k-1)}^d + \frac{J_L \cdot M}{L_r \cdot |\psi_r|} \cdot \left((g + d) \cdot (\tilde{\omega}_{(k)} - \tilde{\omega}_{(k-1)}) + g \cdot d \cdot (\tilde{q}_{(k)} - \tilde{q}_{(k-1)}) \right) \quad (52)$$

where in $\tilde{x} = x^d - x$, $x_{(k)} = x_{(k,T)}$.

Detailed description of the proposed method and results are given in chapter.4. Laboratory setup, realization results and photographs are included in chapter.5.

5 Conclusion

Simulation and application results indicated that the flux observer designed is robust against parameter and load variations. Position and velocity loop responses obtained are fast and accurate for large velocity working ranges. The observer performance is good enough for real applications, even when large and fast rotor time constant, stator resistance and mutual inductance variations are introduced. Thus, the observer and controller structure proposed in the study can be used in servo, CNC and other position control applications where supreme tracking performance, robustness and low torque ripple are required.

BÖLÜM 1 GİRİŞ

1.1 Endüstride Asenkron Motor

Asenkron motorlar halen endüstride en çok kullanılan motor tipidir. Buna karşın kullanım miktarının *artış hızında* belirli bir azalma görülmektedir. Bunun ana sebebi, kontrol sistemlerinin, asenkron motorun yeni kullanım alanlarına girebilmesi için gerekli bazı sorunları aşamamasıdır [1]. Bu sorunlardan önce, gelecekte mümkün yeni uygulama alanlarının neler olabileceğine bakmak gereklidir. Bu alanların herbiri 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 tezgahların tahriki.
4. Tekstil tezgahları, eksantrik pres v.b. tezgahların kontrollü sürülmesi

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

1. Elektrikli otomobil tahrikinde

- a) Yüksek verimli, dört bölge kontrolün güvenle sağlandığı evirici,
- b) Kalkış ve duruşta, düşük hız fakat yüksek ivme bölgelerinde kararlı ve dalgalanmasız moment kontrolünün sağlanması,
- c) Geniş parametre değişimlerine karşı sistem bağımlılığının giderilmesi. Dış bozucular ve parametre değişimlerine karşı dayanıklı kontrol,

- d) Çok düşük hız bölgelerinde de, nominal hızın üç katında da verimli ve kararlı kontrol,

2. Süreç kontrolünde

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

3. CNC tezgahların tahrikinde

A)Torna, freze gibi kuvvet altında çalışan tezgahlar

- a) Motor milinde hız ölçer olmadan kararlı kontrol
- b) Çok yüksek konum kontrol hassasiyeti
- c) Düşük hız ve yüksek moment şartlarında dalgalanmasız ve kararlı moment kontrolü
- d) Modellenemeyen moment ve parametre değişimlerine karşı yüksek başarılı kontrol
- e) Sıfır hızda kararlı kontrol
- f) Ana işlem kafası (spindle) motorunda yüksek ve sabit hız

B)Yükleme boşaltma, montaj, taşıma, boyama v.b robotlar

- a) Yüksek ivmelenme-durma koşullarını sağlayabilme
- b) Yüksek ivmeli değişken hız yörüngelerini çok hassas izleyebilme
- c) Sıfır hızda kararlı kontrol
- d) Motor milinde hız ölçer olmadan dalgalanmasız, kararlı kontrol

4. Tezgahların kontrollü sürülmesi

- a) Yüksek hızlarda ve sürekli olarak çalışma yönü değiştirebilme
- b) Ani durabilme
- c) Düşük hızda büyük 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, vektör kontrol yöntemlerini kullanan ve algılayıcısız (sensorless drive) kontrol de sağlayabilen sürücüler piyasaya çıkmıştır. 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. Bunlardan en önemlileri şunlardır;

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

Bu tezde önerilen yöntemlerle, yukarıda belirtilen sorunlara çözüm getirilmeye çalışılmıştır.

1.2 Uygulanan Yöntemler ve Sonuçları

Parametre bağımlılığı sorununa çözüm getirmek için dayanıklı kontrol sistemleri geliştirmek gerektiği açıktır. Son yıllarda, özellikle motor sürücülerde, başarılı sonuçları görülen kayan kipli kontrol (sliding mode control) yaklaşımının dikkat çeken özelliği dayanıklı ve kararlı kontrol sağlamasıdır. Bu çalışmada, gerek gözlemleyici yapısında gerekse hız ve konum kontrol çevrimlerinde kayan kipli kontrol kullanılmıştır. Bu kontrol yaklaşımının bilinen sakıncası olan çatırtı (chattering) ise oldukça yeni geliştirilen çatırtısız kayan kipli kontrol yaklaşımı ile giderilmiştir.

Yapılan çalışmada getirilen yenilikler gözlemleyici yapısındadır. Bilinen yöntemlerde, gözlemleyiciye uygulanan kontrol yöntemi doğrusal olmasa dahi gözlemleme hatasının geribeslenme yöntemi doğrusaldır. Başka bir deyişle, hata

fonksiyonu gözlemleyici denklemlerine toplamsal olarak eklenmektedir. Oysa kullanılan yöntemde, (1.1-4) eşitliklerinde görüldüğü gibi, hatanın fonksiyonu olan kontrol değişkenleri durum değişkenlerine çarpımsal olarak eklenmiştir.

$$\dot{\hat{\psi}}_{\alpha} = -\left(\frac{R_r}{L_r} - \mu\right) \cdot \hat{\psi}_{\alpha} + (\hat{\omega} - \eta) \cdot \hat{\psi}_{\beta} + \frac{R_r \cdot M}{L_r} \hat{i}_{\alpha} \quad (1.1)$$

$$\dot{\hat{\psi}}_{\beta} = -\left(\frac{R_r}{L_r} - \mu\right) \cdot \hat{\psi}_{\beta} - (\hat{\omega} - \eta) \cdot \hat{\psi}_{\alpha} + \frac{R_r \cdot M}{L_r} \hat{i}_{\beta} \quad (1.2)$$

$$\dot{\hat{i}}_{\alpha} = \frac{1}{\sigma L_s} \left\{ -\frac{M}{L_r} \cdot \dot{\hat{\psi}}_{\alpha} - R_s \cdot \hat{i}_{\alpha} + u_{\alpha} \right\} \quad (1.3)$$

$$\dot{\hat{i}}_{\beta} = \frac{1}{\sigma L_s} \left\{ -\frac{M}{L_r} \cdot \dot{\hat{\psi}}_{\beta} - R_s \cdot \hat{i}_{\beta} + u_{\beta} \right\} \quad (1.4)$$

Yukarıdaki eşitliklerde, μ ve η gözlemleyici kontrol değişkenleridir. Gözlemleyici hatasını sıfırlayacak şekilde çatırtısız kayan kipli kontrol yaklaşımı ile üretilirler. Bu yöntemin ilk hali V.Utkin tarafından önerilmiştir [2] ve bu tezde de yöntem-1 başlığı altında uygulanmıştır. Yöntemin bu halinde $(\hat{\omega} - \eta)$ terimi yerine, kontrol değişkeni olarak, sadece $\hat{\omega}$ vardır. Geliştirilen yöntem-2’de, gözlemleyici denklemleri, yukarıda verilen hale getirilmiştir. Bu değişiklik sistemin dayanıklılık bölgesinin genişlemesini sağlamıştır.

Yapılan önemli bir yenilik de, akı bileşenleri kestiriminde, kayan kipli kontrol yaklaşımı ile hataların sıfıra yakınsamasını sağlayan terimlerin eklenmiş olmasıdır. Bu terimlerin elde edilişi ve gözlemleyicinin son hali ile ilgili ayrıntılar bölüm.4’de verilmiştir.

Asenkron motor modelinden doğrudan hesaplanabilen terimler akı bileşenlerinin türevleridir. Oysa kontrolde kullanılan değişkenler akı bileşenlerinin kendileridir. Kullanılan açık integral alma gibi tüm yöntemler artımsal hatalara yada düşük

hızlarda kontrolün açık çevrime dönüşmesine sebep olmaktadır. Bu çalışmada geliştirilen yakınsatma terimleri ise bu sakıncaları ortadan kaldırmaktadır. Lyapunov kararlılık tanımlarından kaynaklanan yaklaşımla üretilen terimlerin eşitliklere eklenmesi ile, akı bileşenlerinin kendilerinin de, gözlemlene hatalarının sıfıra yakınsaması sağlanmıştır.

Geliştirilen bu yöntemlerle gerçekleştirilen sisteme aşağıda verilen özellikler kazandırılmıştır.

- a) Dış bozucular ve parametre değişimlerine karşı dayanıklılık sağlanmıştır.
- b) Gerek düşük hızlarda gerekse nominal hızın üstündeki hızlarda kararlı ve hassas kontrol elde edilmiştir.
- c) Çok düşük hızlarda, hatta sıfır hızda, kararlı ve dalgalanmasız moment kontrolü sağlanmıştır.

Yukarıda sayılan bu özellikler benzeşim ve gerçekleştirme sonuçları ile bölüm.4 ve 5’de sunulmuştur.

BÖLÜM 2 ASENKRON MOTORLAR VE KONTROL YÖNTEMLERİ

İndüksiyon makinası-İM (Induction motor) yada asenkron motor (asynchronous machine) olarak adlandırılan sistem, doğrusal olmayan, beşinci dereceden, dinamik ve karmaşık yapılı bir sistemdir [3]. Aşağıda modeli, kontrol yöntemleri, çözülmesi gereken sorunları kısaca ele alınmıştır. Ayrıca, bölümün sonunda bu çalışmada kullanılacak olan yöntemin farkı da kısaca belirtilmiştir.

2.1 Asenkron Motor Modeli

İM'un durağan (stasyonær) eksen takımında (α, β) , gerilim ara devreli sürme açısından durum denklemleri aşağıdaki gibi verilebilir [4]

$$\dot{\psi}_{\alpha} = -\frac{R_r}{L_r} \psi_{\alpha} - \omega \cdot \psi_{\beta} + \frac{R_r \cdot M}{L_r} i_{\alpha} \quad (2.1)$$

$$\dot{\psi}_{\beta} = -\frac{R_r}{L_r} \psi_{\beta} + \omega \cdot \psi_{\alpha} + \frac{R_r \cdot M}{L_r} i_{\beta} \quad (2.2)$$

$$i_{\alpha} = \frac{1}{\sigma L_s} \left\{ \frac{M}{L_r} \left(\frac{R_r}{L_r} \psi_{\alpha} + \omega \cdot \psi_{\beta} \right) - R_E \cdot i_{\alpha} + u_{\alpha} \right\} \quad (2.3)$$

$$i_{\beta} = \frac{1}{\sigma L_s} \left\{ \frac{M}{L_r} \left(\frac{R_r}{L_r} \psi_{\beta} - \omega \cdot \psi_{\alpha} \right) - R_E \cdot i_{\beta} + u_{\beta} \right\} \quad (2.4)$$

$$T_e = \frac{M}{L_r} (i_{\alpha} \cdot \psi_{\beta} - i_{\beta} \cdot \psi_{\alpha}) \quad (2.5)$$

Burada $R_E = R_s + R_r \cdot M^2 / L_r^2$ 'dır.

Hız ve/veya konum kontrol çevriminin değişkenleri akı ve motor momentidir. Bu değişkenlerin rotor akısı eksen takımındaki (d, q) ifadeleri çok daha kullanışlı ve anlaşılır yapıdadır. Döner (alan) eksen takımına dönüşüm için gerekli dönüşüm matrisi aşağıda verildiği gibidir,

$$T(\theta) = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

θ , iki eksen takımı arasındaki dönüşüm açısıdır. θ ile ilgili motor eşitliği (2.7) ile verilmiştir, diğer kontrol değişkeni olan akının genliği de (2.8) eşitliği ile ifade edilebilir

$$\dot{\theta} = \omega + \frac{M \cdot R_r}{L_r \cdot |\psi_r|} i_q \quad (2.7)$$

$$|\dot{\psi}_r| = \frac{R_r}{L_r} (M \cdot i_d - |\psi_r|) \quad (2.8)$$

$$i_d = i_\alpha \cdot \cos(\theta) + i_\beta \cdot \sin(\theta) = (i_\alpha \cdot \psi_\alpha + i_\beta \cdot \psi_\beta) / |\psi_r| \quad (2.9)$$

$$i_q = -i_\alpha \cdot \sin(\theta) + i_\beta \cdot \cos(\theta) = (-i_\alpha \cdot \psi_\beta + i_\beta \cdot \psi_\alpha) / |\psi_r| \quad (2.10)$$

(2.7) ve (2.8) motorun döner kısmının (rotor), kutupsal (polar) modelini oluşturmaktadır. Bu denklemlerdeki i_q ve i_d , durağan eksen takımındaki karşılıkları (2.3) ve (2.4) de verilen i_α ve i_β 'nın (2.6) yardımı ile döner eksen takımına dönüştürülmüş ifadeleridir. Bu dönüştürme işleminin açık ifadesi (2.9,10) eşitlikleri ile verilmiştir. Bu durumda i_d , akımın rotor akısı yönündeki ve i_q 'da rotor akısına dik yöndeki bileşenini ifade etmektedir. Doymasız durumda motorun üreteceği moment de aşağıdaki gibi ifade edilebilir

$$T_e = \frac{M}{L_r} |\psi_r| i_q \quad (2.11)$$

Elektriksel moment ifadesi olan (2.11)'in bilindiği gibi yük momentine eşit olması gerekir. Genel halde yük momenti ifadesi de (2.12)'deki gibi yazılabilir.

$$T_e = T_m = J_L \ddot{q} + B_L \dot{q} + G(q) + T_d \quad (2.12)$$

Böylece (2.11) ile (2.12)'nin eşitliği şartı ile (2.12)'den ivme ifadesini aşağıda verildiği gibi yazmak mümkündür

$$\ddot{q} = \frac{1}{J_L} (T_e - (B_L \dot{q} + G(q) + T_d)) \quad (2.13)$$

Tüm yavaş değişimli ve/veya sınırlı genlikli moment bileşenlerini T_d^* ile ifade ettiğimizde

$$T_d^* = B_L \dot{q} + G(q) + T_d \quad (2.14)$$

ve (2.13) eşitliğinde elektriksel momentin T_e açık ifadesini kullanarak ivme için (2.15) eşitliği yazılabilir

$$\ddot{q} = \frac{1}{J_L} \left(\frac{L_r}{M} |\psi_r| i_q - T_d^* \right) \quad (2.15)$$

Yukarıdaki eşitliklerde kullanılan indisler

d, q : Döner eksen takımı bileşenleri

α, β : Durağan eksen takımı bileşenleri

Kullanılan değişkenler

$|\psi_r|$: Rotor akı genliği

i : Stator akımı

$G(q)$: Yerçekimi etkisi

$\dot{q}, \omega$: Açısal hız

T_e : Elektriksel moment

T_d : Bozucu dış moment etkileri

u : Stator gerilimi

q : Rotor konumu

$\ddot{q}, \dot{\omega}$: İvme

T_m : Mekanik moment

Kullanılan parametreler

R_r, R_s : Rotor ve stator eşdeğer dirençleri

L_r, L_s : Rotor ve stator eşdeğer endüktansları

M : Ortak endüktans

σ : Kaçak faktörü

J_L : Yük artı motor eylemsizliği

B_L : Yük artı motor sürtünme katsayısı

Böylece (2.1-4) ve (2.15) asenkron motorun durum denklemleri takımını oluşturmaktadırlar.

2.2 Asenkron Motor Kontrolündeki Sorunlar

İM 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[3].

Hızın, sıfırdan başlayarak nominal değerinin iki katına, bazı özel uygulamalarda üç katın üstüne (elektirikli 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 (2.1-4). Ayrıca bileşenler arasındaki karşılıklı bağımlılık da yok olmakta ve durağan eksen takımı eşitlikleri, iki bağımsız (decouple) denklem takımı haline gelmektedir. Hızın sıfıra yakın olması eksen takımları arasındaki dönüşüm açısının değerinin belirlenmesini de sadece bu elektriksel değişkenlerin değerlerine bırakmaktadır (2.7). Böylece eksenler arası 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.

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 makinanın kontrolü çok güçleşmektedir. Benzer olaylar motor akısı ve/veya hızının değiştirildiği tüm çalışma bölgelerinde daha küçük ölçekli de olsa görünmektedirler.

Ayrıca çeşitli sebeplerle motor akısının doyma değerini aşması sistem parametrelerinin çok büyük miktarda değişimlerine sebep 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.

Oysa, motorun konum ve/veya hız kontrolünde kullanılan değişkenlerden biri motor akı genliğidir. Eğer, vektör kontrol yapılıyor ise akının açısı da çok önemlidir. Motor akısının doğrudan ölçülmesi de tercih edilebilir bir yöntem değildir.

Kontrol amacı ile kullanılan değişken rotor akı vektörüdür. Bu akıyı ölçebilmek için ya ek sarımlara ya da Hall-Effect gibi yarıiletken magnetik alan akı yoğunluğu ölçerlerine ihtiyaç vardır. Ölçülmek istenen büyüklük vektör olduğundan en az iki dik eksenle bu ölçüm yapılmalı ve işaret diğer değişkenlerin etkilerinden arındırılmalıdır. 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 biridir.

Böylece, hem önemli bir kontrol değişkeni hem de sistem dinamiklerini belirleyen durum değişkenlerinden biri olan akının değeri, belirlenemez hale gelmektedir.

2.3 Kullanılan Yöntemler

Yukarıda anlatılan tüm zorluklara karşın İM kontrolü, özellikle sayısal kontrol sistemleri geliştikçe, sürekli artan bir oranla sanayiye uygulanmaktadır. Tabii ki bu da, gerçekleştirilmek istenen uygulama için özellikle önemli olan, belirli sorunlara çözüm getiren yöntemlerin geliştirilmesi ile mümkün olmaktadır. Aşağıda sistemden istenen özelliklere göre kullanılan yöntemler ele alınmıştır.

Kullanılan yöntemlerin literatürdeki incelemelerinde, rotor akısına getirilen yaklaşımlar önemli bir sınıflama kriteri oluşturmaktadır. Sonuçta rotor akısı hem sistemin durum değişkeni, hem dış kontrol çevriminin kontrol değişkenidir ve hem de ölçülmesi zor bir büyüklüktür. Bütün bu koşullar motor akısı için iki temel yaklaşımın kullanılmasına sebep olmuştur. Birincisi, kontrol sisteminde akı gözlemleyicisi kullanmaktır. Gözlemleyici tabanlı kontrol sistemlerine genelde doğrudan vektör kontrolör (direct vector control) adı verilmektedir (Şek.2.1). İkinci yöntem ise kayma frekansı kontrollü (slip frequency control) yada dolaylı vektör kontrol (indirect vector control) adı verilen yöntemdir (Şek.2.2).

Doğrudan vektör kontrolü modern kontrol kuramını kullanarak yüksek başarılı sistemler gerçeklemek amacı ile kullanılır. Bu yöntemin parametre değişimlerine karşı çok daha dayanıklı sonuçlar verdiği bilinmektedir[5-9]. İki yöntem arasındaki temel fark, birinin kontrol değişkenlerini döner akı eksen takımında, diğerinin durağan eksen takımında kullanmasıdır. Burada kontrol değişkenlerinden kasıt esas olarak, mıknatıslanma akımı yada rotor akısı yönündeki akım bileşeni (i_d) ve moment akımı yada rotor akısına dik yöndeki akım bileşenidir (i_q). Ayrıca rotor akısı da, bir yöntemde kutupsal, diğer yöntemde kartezyen eksen takımında ifade edilir.

Doğrudan vektör kontrol sistemleri temel olarak kontrol işlevini döner eksen takımında gerçekleştirirler. Bunun için dönüşüm açısı (θ) ve akı genliği için bir kestirim yapılır. Kestirim metodları çok çeşitli olabilir. Başlangıça sadece basit rotor modeli temelli yöntemler kullanılmıştır. Bu durumda dolaylı vektör kontrolü ile aradaki tek fark sistemin döner eksen takımında modellenmesidir. Sadece bu fark dahi bazı önemli sonuçlar doğurmaktadır.

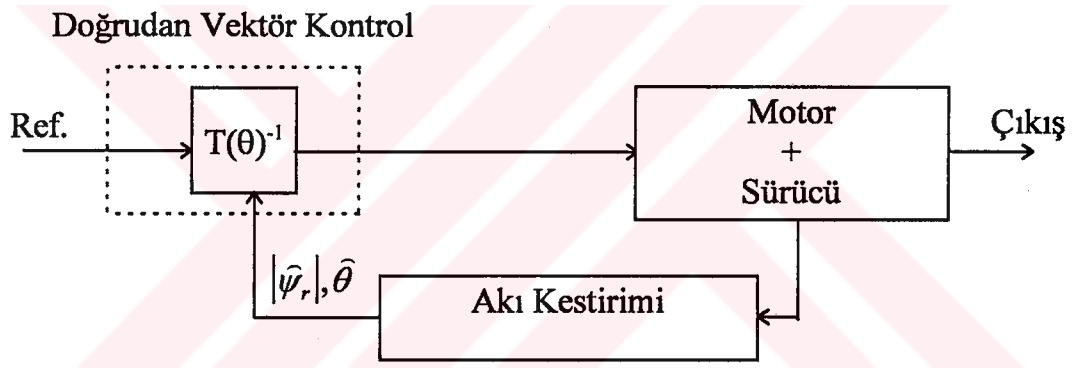
Bilindiği gibi İM'un model hatalarının en önemlileri, üzerinde doğrudan ölçüm yapılamayan, döner kısmın parametrelerinden gelmektedir [3,10]. Model döner eksen takımı için çıkarıldığında, modelleme hataları aynı eksen takımında olduğu için, gözlemleyici kontrolüne, skaler büyüklükler olarak yansır. Oysa durağan eksen takımı için yazılmış model kullanıldığında ve rotor parametrelerinde hata oluştuğunda, söz konusu hatalar, kullanılan modele döner vektörler olarak yansır. Hata giderici kontrol çevrimleri açısından bu iki hata tipi arasında önemli farklar vardır. Doğal olarak, en basit kontrol yöntemleri dahi yavaş değişimli skaler hataları gidermekte belli bir başarıma sahiptir. Hatalar döner vektörler olduğunda ise gidermek için çok daha yüksek başarımlı kontrol yöntemleri gereklidir.

Her zaman, döner eksen tabanlı kontrol metodlarının (direct vector control) durağan eksen takımı için matematiksel eşdeğerlerini bulmak mümkündür [6]. Ancak, eşdeğer olan bu iki yöntem arasında, gerçekleştirme açısından, döner eksen takımı için yazılan matematiksel ifadeler daha düşük karmaşıklığa sahiptirler. Sonuçta da sayısal kontrolörler tarafından daha kısa sürede çözülebilirler. Bu da, kontrol çevrim süresini kısaltma yada daha karmaşık metodları kullanma imkanı verir.

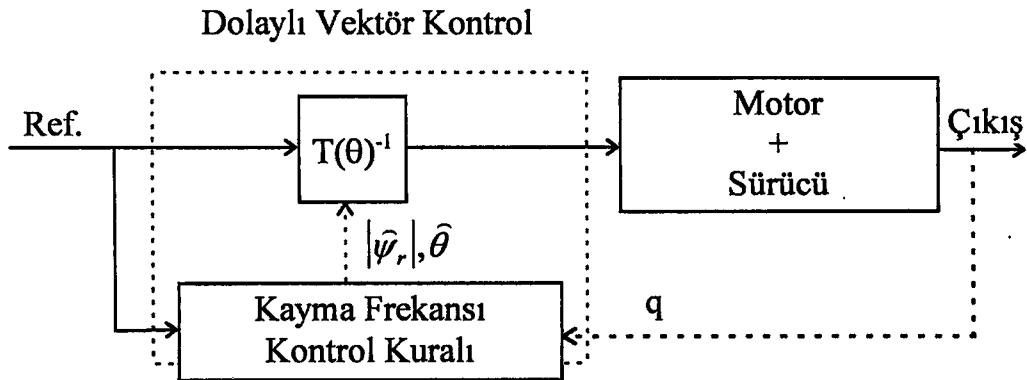
Sayısal kontrol sistemlerinin gelişmesi ile akı yönlendirmeli kontrol için çok daha karmaşık ve yüksek başarımlı kestirim metodları geliştirilmeye ve kullanılmaya başlanmıştır. Literatürde, Kalman filtresi, kayan kipli gözlemleyici, yapay sinir ağı tabanlı model uydurma yada tanıma (model matching, identification), bulanık mantık gibi bir çok gelişmiş ve karmaşık teknik yer almaktadır [7,10-21]

Akı yönlendirmeli kontrolde kullanılan kestirim, model tanıma (model identification), gözlemleyici (observer) yada işaret işleme kuramı tabanlı kestirim (estimation) yöntemleri ile yapılabilir. Uygulama yöntemleri ve yapılan ön kabuller açısından da bir çok alt metod söz konusudur.

İkinci yöntem olan dolaylı vektör kontrol yönteminin parametre bağımlılığı daha fazladır [7]. Bu yöntemde rotor modeli “ $T(\theta)$ ”, tüm parametre değerleri tamamı ile biliniyormuş gibi davranılarak, var olan koşullarda oluşması gereken akı değeri, açık çevrim hesaplanıp, kontrol sisteminde kullanılır (Şek.2.2). Burada kullanılan açık çevrimden kasıt, akı değerinde herhangi bir hata oluştuğunda, bunu düzeltecek bir hatanın hesaplanıp, varsayılan akı değerini düzeltmek üzere geri beslenmemesidir.



Şekil 2.1 Doğrudan vektör kontrol yöntemi



Şekil 2.2 Dolaylı vektör kontrol yöntemi

Dolaylı kontrol metodları değişken hız ve hız regülasyonu isteklerine belirli ölçüde cevap verebilseler dahi başarımları oldukça sınırlıdır. Bunun ana sebebi, kontrol yaklaşımları gereği, durağan hal sorunlarına çözüm bulacak özelliklere sahip olmalarıdır. Basitçe hız değiştirebilme ve sabit tutabilme isteklerine cevap verme amacı ile geliştirmiş yöntemlerdir. Gerçeklemeleri genellikle analog yada analog çözümlerinin ayırık forma getirilmesi ile yapılmaktadır. Ancak özellikle 80'lerde ve sonrasında sayısal kontrol sistemlerinde sağlanan gelişmeler bize, kabul edilebilir bedellerle, çok daha fazlasını sağlama imkanı vermiştir. Böylece senkron motorların kontrolleri ile birlikte İM'un da doğrudan vektör kontrolü hızla gelişmiştir.

Doğrudan vektör kontrolü de başlangıçta aynı sorunlara yönelik olarak geliştirilmiştir. Temelde kontrol, döner vektör sisteminde yapıldığı için parametre bağımlılığı daha düşük sistemler elde edilmiştir. Daha sonra, gözlemleyici hatalarını gidermeye yönelik gelişmeler sağlandıkça yöntemler arasındaki performans farkı artmıştır. Bu gelişim sürecinde iki yöntemin kullandıkları temel varsayımlar aynı olsa da uygulamalar arasında önemli farklar oluşmuştur.

İM kontrol sistemlerinin herbiri, gerçekleştirilmek istenen uygulamalar için özellikle önemli olan belirli sorunlara çözüm getirmek üzere geliştirilmişlerdir. Böylece, çalışmaların başlangıcından bu yana bir çok kontrol yöntemi önerilmiştir. Bunlar çeşitli açılardan birbirlerinden ayrı ele alınmaktadırlar;

- Besleme kaynağı açısından: Gerilim ara devreli evirici (Voltage-source inverter, VSI) veya akım ara devreli evirici (Current source inverter, CSI).
- Vektör kontrol yaklaşımı açısından: Doğrudan (akı geribeslemeli) veya dolaylı (kayma-frekansı kontrollü) yöntemler.
- Akı bilgisi elde etme açısından: akı gözlemleyicisi, modelden hesap (kestirim) v.s.
- Yönlendirme açısından: stator akısı, hava aralığı akısı veya rotor akısı.

- Model tanıma yöntemleri açısından : tüm model tanıma, bazı parametrelerin kestirimi v.s.

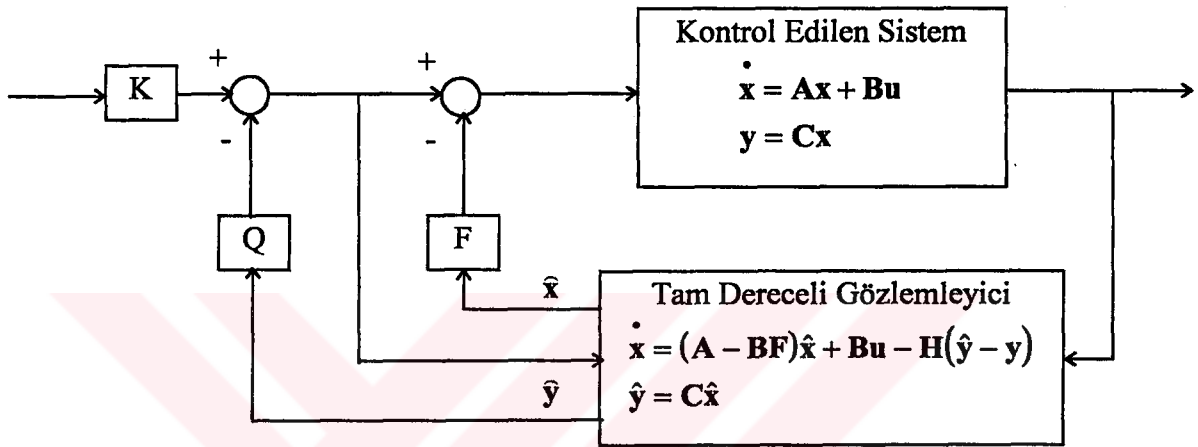
Vektör kontrol teknolojisinin bu kadar gelişmesine rağmen halen bazı çok önemli sorunlara çözüm bulunmuş değildir [6]

- Bir çok araştırmacı tarafından, farklı bakış açıları ile, çeşitli vektör kontrol yöntemleri geliştirilmiş gibi görünmektedir. Ancak, çalışmalarının özelliğini oluşturan prensipler temelde aynıdır, farklılık daha çok yöntemlerinin başarımını inceledikleri örneklerden kaynaklanmaktadır. Öyle ki, farklı yöntemlerin başarımlarını karşılaştırma imkanı yoktur.
- Bilinen kontrol yöntemlerinin arasındaki ilişkiler hala yaygın olarak anlaşılmamıştır. Örneğin, doğrudan ve dolaylı vektör kontrol sistemleri tamamı ile farklı iki yöntem gibi ele alınmaktadır.
- Doğrudan vektör kontrolü için akı gözlemleyicileri üzerinde bir çok ayrıntılı çalışma vardır. Fakat bunların dolaylı vektör kontrolüne dönüşümleri veya uygulamaları incelenmemektedir.
- Vektör kontrolünün başarımı motor parametre değişimlerine çok bağımlıdır. Bu soruna bazı sezgisel (heuristic) yaklaşımlarla çözümler önerilmiştir. Fakat daha sistematik yaklaşımlara ihtiyaç vardır.
- Hız algılayıcısı olmaksızın kontrol (sensorless drive) konusunda çeşitli yaklaşımlar geliştirilmiştir. Fakat bunlar arasındaki ilişkiler ve karşılaştırmalar bilinmemektedir.

Verilen herhangi bir iki serbestlik dereceli kararlı kontrol (2-degree-of-freedom stabilizing controller) yapısının, coprime faktörizasyonu ile, iki ayrı kararlı serbest parametre tarafından ifade edilir hale getirilebileceği bilinmektedir (Şek.2.3). Böylece, geliştirilen kontrol sistemlerinin birbirinden ayrı ele alınmasına sebep olan

yöntemleri aşağıda verilen genelleştirilmiş yapı altında ifade etmek ve karşılaştırmak mümkündür.

S.Sangwongwanich literatürdeki yaygın yöntemlerin kontrol modelleri ve performanslarının karşılaştırılması amacı ile tamamını bu ortak yapıda ifade etmiş ve karşılaştırmalarını yapmıştır [6].



Şekil.2.3 Tam dereceli gözlemleyici tabanlı iki serbestlik serceli kontrolör

Burada

$K(s)$: İleribesleme kompanzasyonunu,
 $Q(s)$: Geribesleme kompanzasyonunu,
 F : Ayrıştırma (decoupling) için durum geribeslemesini,
 H : Gözlemleyici geribesleme kazancını, ifade etmektedirler.

Bu çalışmanın sonuçları aşağıda kısaca verilmiştir [6].

a.Doğrudan ve dolaylı kontrol yöntemlerinin eşdeğerliği

Bu iki yöntem arasındaki temel fark referans eksen sistemleridir. Matematiksel olarak birisi için gerçekleştirilen kontrolörün, ilgili dönüşümle, diğer tip için eşdeğeri bulunabilir.

b. Akım ara devreli evirici (AADE) ile sürme durumu

AADE ile sürme durumunda $Q(s)=F=H=0$ ve $K(s)=I$ alınarak kayma frekansı kontrollü vektör kontrol sistemleri ifade edilebilirler. Bu durumda kontrol sadece ileribeslemeli olmakta ve gözlemleyici de modelden ibaret kalmaktadır.

Aynı sürme yönteminde doğrudan vektör kontrolü için ise gerekli dönüşüm yapıldığında sistem yeniden iki serbestlik dereceli hale gelmektedir.

c. Gerilim ara devreli evirici (GADE) ile sürme durumu

Bu yaklaşımda ayrıştırma durum geribeslemesi ile sağlanır ($F \cdot \hat{x}$). Ek olarak $Q(s)=H=0$, $K(s)=R_s \cdot I$ olarak alınarak bu sürme yöntemi altındaki basit yapılı sistemler ifade edilmiş olunur.

Yukarıda sonuçları özetlenen çalışmada ayrıca, AADE ve GADE yapıları altında klasik ve uyarlamalı tipte gerçekleştirilen gözlemleyiciler de ele alınmış ve aynı genel yapı altındaki ifadeleri elde edilmiştir. Aşağıda, ele alınan gözlemleyiciler verilmiştir;

1. Tam dereceli gözlemleyici/Tam dereceli uyarlamalı gözlemleyici
2. İndirgenmiş dereceli gözlemleyici/ İndirgenmiş dereceli uyarlamalı gözlemleyici
3. Kayan kipli gözlemleyici/ Kayan kipli uyarlamalı gözlemleyici

Sonuçta incelenen kontrol yaklaşımlarının en genel halde “tam dereceli uyarlamalı gözlemleyici” tabanlı kontrolör yapısının alt setleri olarak ifade edilebileceği gösterilmiştir.

2.4 Algılayıcısız Asenkron Motor Sürücüler

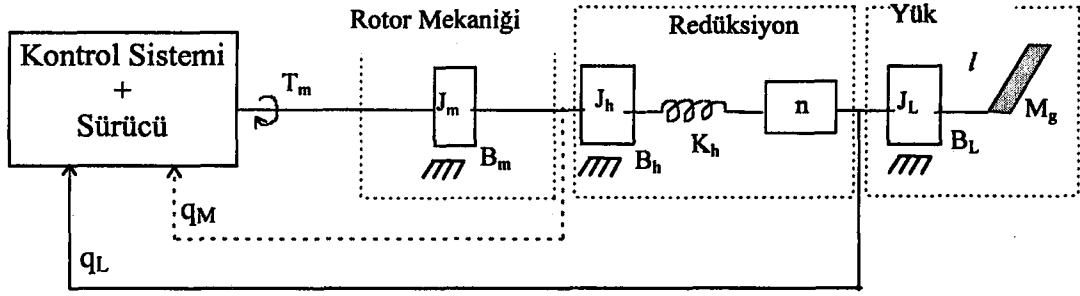
İM kontrol alanında son yıllarda üzerinde özellikle durulan konu, mekanik hız ölçer kullanılmaksızın gerçekleştirilen kontrol (sensorless drive) sistemleridir. Bu sistemlerde amaç motor miline, mekanik olarak, konum yada hız ölçeri bağlamadan,

istenen hassasiyet ve başarımı da sağlayarak, kontrol işlevini yerine getirmektedir. Sayısal kontrol sistemlerinin güçlenmesi ve ucuzlaması sonucunda oldukça karmaşık matematiksel yöntemleri uygulamak mümkün hale geldiği için, kontrol edilen sisteme mekanik ek yapmak ile ilgili tüm işlemler ortadan kaldırılmaya çalışılmaktadır.

Hız yada konum ölçer ve bunların mekanik ve elektriksel bağlantı maliyetleri, kontrolöre eklenecek özelliklerin maliyetinden daha yüksek olmaktadır. Ayrıca bu ek parçaların servis ve bakım maliyetleri ve ek arıza riskleri de, en azından uzun zamanda, yerlerine geçecek matematiksel yöntemleri tercih edilir hale getirmektedir. Söz konusu yöntemlerle de var olan tüm sorunlar çözülmüş değildir. Buna rağmen şu anda ulaşılan seviyede dahi İM kullanımı gündeş artmaktadır.

2.4.1 Algılayıcısız kontrol uygulamaları

İM'ların nominal hızları, 50Hz.lik şebeke şartlarında genelde 1500-3000devir/dakika mertebelerindedir. Konum kontrol yapılmak istenen yüklerde bu hız doğrudan kullanılamaz. Hız kontrol gerektiren uygulamalarda da, fan motoru gibi bazı uygulamalar hariç, bu mertebede hızlar doğrudan kullanılamaz. Genellikle hız düşürücü (redüktör) mekanizmalar kullanılır (Şek.2.4). Söz konusu mekanizmaların yük altında esneme, dişli boşluğu gibi bilinen etkileri vardır. Ayrıca konveyör gibi birçok uygulamada, yük ucunda hareket doğrusal harekete dönüştürülür. Bu durumda kontrol amacı ile yük noktasına konum kodlayıcı yada uygulamaya göre hız ölçer takılması gerekir. Ancak, özellikle aktarım mekanizmalarının esnekliği sebebi ile, sadece yük ucuna takılan hız yada konum ölçer ile motor hız kontrol çevrimini kararlı hale getirmek mümkün olmaz [21]. Bu sebeple ya motor miline de ölçüm cihazı takılmalı yada algılayıcısız kontrol (sensorless drive) yöntemleri kullanılmalıdır.



Şekil.2.4 Aktarım mekanizması bulunan hareket kontrol sistemi

Şekilde :

q_M : Motor milindeki konum

T_m : Mekanik moment

B_m : Rotor sürtünme katsayısı

B_h : Motor miline indirgenmiş dişli sürtünme katsayısı

J_h : Motor miline indirgenmiş dişli eylemsizliği

K_h : Motor miline indirgenmiş dişli yay katsayısı

n : Dişli çevirme oranı

B_L : Eklem yatak sürtünme katsayısı

M_g : Eklem kütlesi

q_L : Yük ucundaki konum

J_m : Rotor eylemsizliği

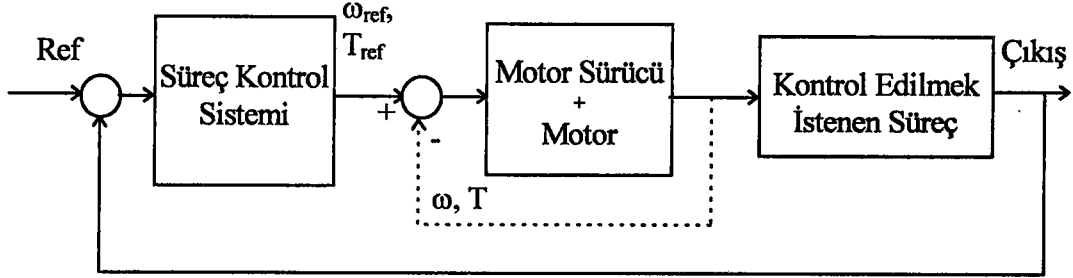
J_L : Eklem eylemsizliği

l : Kuvvet kolu

Genelde yük ve aktarım mekanizmalarının maliyetleri yanında ölçüm cihazı maliyetleri çok yüksek değildir. Gerekli hassasiyet kapalı çevrim kontrol gerektiriyorsa, yük tarafına konum yada hız ölçer takmak çok kaçınılan bir çözüm değildir. Buna karşın, İM maliyetlerine göre ölçüm cihazı maliyeti pek düşük sayılmamaktadır. Ayrıca motor milinde konum kontrol sağlamak da bu tür uygulamalarda pek anlamlı değildir. Motor milinde sağlanması gereken, hız yada moment referans değerlerinin kararlı bir kontrol çevrimi altında izlenmesidir.

İkinci tür uygulamalar, daha çok süreç kontrol (process control) sistemlerinde kullanılan servo sistemlerdir (Şek.2.5). Sistemden istenen, bir başka fiziksel büyüklüğün (pH, sıcaklık, basma kuvveti, yoğunluk, debi v.b.) verilen referans değerlerini izlemesidir. Bu durumda ölçüm cihazı (pH metre, termokopul, strain-gauge, kesafet ölçer, debimetre v.s.) sistem çıkışındaki fiziksel büyüklüğü okur. Ölçülen değer ile referans değer arasındaki fark kontrolde kullanılan hata işaretidir. Bu hata bir kontrolörden geçirilerek motor kontrol sisteminin hız yada moment referans girişine verilir. Sonuçta regüle edilmek istenen, motorun hızı, konumu yada

momenti değildir. Motor kontrol çevriminde sağlanması gereken, yeterli hız, moment, ivmelenme özelliklerine sahip kararlı bir kontrolördür. Asıl referansı izlemesi istenen büyüklük motor milindeki hız yada moment olmadığı için de bu uygulamalarda motor miline takılacak bir ölçüm sistemi ek masraf demektir.



Şekil.2.5 İç çevrimde motor kullanılan süreç kontrol sistemi

2.4.2 Algılayıcısız kontrol yöntemleri

Yüksek başarımlı gerektiren uygulamalarda İM kullanımının yaygınlaşması da algılayıcısız kontrol yöntemlerinin gelişmesi ile olmuştur. İM, DC servo motor uygulamalarının yerini almaktadır. Ancak, piyasadaki sürücülerle henüz çözülemeyen sorunlar hala vardır. Daha yüksek başarımlı, dış bozucular ve parametre değişimlerine karşı dayanıklılık istenen uygulamalarda hala motor milinde ölçüm cihazı kullanmak gerekmektedir. Motor milinde hız ölçülse bile istenen seviyede başarımlı elde edilemediği ve bu sebeple İM'un kullanılmadığı uygulamalar vardır. Bu sebeplerle İM vektör kontrolü, algılayıcısız sürme gibi konular üzerlerinde büyük yoğunlukla çalışılan konulardır.

Algılayıcısız kontrol yöntemlerinden en önemli görülen bazıları aşağıda verilmiştir.

2.4.2.1 Zıt elektromotor kuvvet- emk (back emf) tabanlı kestirim

Algılayıcısız vektör kontrolü konusunda Joetten'in önemli katkıları vardır[8]. Temel olarak zıt emk vektörü $\underline{u}_j$ 'yi kullanmıştır. $\underline{u}_j$ rotor akı vektörünü 90° farkla izler. Rotor akısının genliği de yavaş bir değişim gösterir. Bu yaklaşımla, stator akımı,

gerilimi ve kayma frekansı bilgileri kullanılarak rotor frekansı kestirimi yapılabilir. Aşağıda, önerilen bu yöntem kısaca anlatılmıştır.

R.Joetten yukarıda (2.7) eşitliğinin ikinci parçasında yer alan ve rotor frekansını (ω_r) temsil eden büyüklüğü ω_2 olarak adlandırarak (2.16) eşitliğini yazmıştır,

$$\omega_r \triangleq \omega_2 = \frac{M \cdot R_r}{L_r \cdot |\psi_r|} i_q \quad (2.16)$$

Burada akı genliğindeki değişimlerin diğer işaretlere göre çok daha yavaş değiştiği önkabulünü (assumption) yapmış ve böylece i_q 'yu oluşturan (2.10) bileşenlerden ψ_α ve ψ_β için,

$$\psi_\alpha \approx \frac{\dot{\psi}_\beta}{\dot{\theta}} \quad \text{ve} \quad \psi_\beta \approx \frac{\dot{\psi}_\alpha}{\dot{\theta}} \quad (2.17)$$

İfadelerini elde etmiştir. Burada kullanılan $\dot{\theta}$, eşitliği (2.7) ile verilen, senkron frekans (ω_s) olarak adlandırılan, eksenler arası dönüşüm açısının zamana göre türevi, $\dot{\psi}_\alpha$ ve $\dot{\psi}_\beta$ ise eşitlikleri (2.1) ve (2.2)'de verilen akı bileşenlerinin zamana göre türevleridir. Zıt $\mathbf{emk}$ 'yı ifade eden bu terimler stator modelinden (2.3,4) aşağıda verildiği şekilde hesaplanabilirler.

$$\dot{\psi}_\alpha = \frac{L_r}{M} \{ u_\alpha - R_s \cdot i_\alpha - \sigma \cdot L_s \cdot \dot{i}_\alpha \} \quad (2.18)$$

$$\dot{\psi}_\beta = \frac{L_r}{M} \{ u_\beta - R_s \cdot i_\beta - \sigma \cdot L_s \cdot \dot{i}_\beta \} \quad (2.19)$$

Hemen görülebileceği gibi (2.18,19) un sağ tarafları tamamı ile ölçülebilen akım ve gerilim bileşenlerinden oluşmaktadır. (2.16,18,19) eşitliklerini ve (2.17)'deki ön kabul sonucu yapılan çıkartım kullanılarak (2.20) yazılabilir.

$$\omega_r \approx \omega_s \frac{M \cdot R_r}{L_r} \frac{\dot{\psi}_\beta \cdot i_\beta + \dot{\psi}_\alpha \cdot i_\alpha}{\dot{\psi}_\alpha^2 + \dot{\psi}_\beta^2} \quad (2.20)$$

Böylece elde edilen eşitlikte, kayma frekansı (ω_s) ileri beslemesi ile, sağ tarafında yer alan tüm terimler bilinen haline gelmektedir. Bu ifade, açık çevrim kayma frekansı kontrolü tabanlı bir vektör kontrol sisteminde rotor frekansı (ω_r) kestirimi için kullanılabilir haldedir. R.Joetten ve G.Maeder bunu kullanarak bir kontrol sistemi önermişler[8] ve uygulamışlardır. Kontrol sisteminde kestirimi yapılan ω_r alçak geçiren filtreden geçirilerek, ileri beslemesi yapılan ω_s ile birlikte hız geribesleme işareti olarak da kullanılmıştır. Filtreleme işlemi dış kontrol çevriminin kararlılığını sağlamak için yapılmaktadır. Bu kontrol sisteminin moment cevap zamanının 40ms. olduğunu ve nominal hızın %3-5'ine kadar olan hızlarda dinamik hız kontrolü yapabildiğini göstermişlerdir.

2.4.2.2 Stator modeli tabanlı rotor akısı yönlendirme

Bu yöntem Ohtani[9] tarafından önerilmiştir. Bu yöntemde alan eksen takımında akım referans vektörleri oluşturulur. Bu işaret daha sonra stator eksen takımına dönüştürülerek hızlı bir akım kontrolörüne verilir. Burada hata, q -eksenindeki stator akımının set değeri ile ölçülen değer arasındaki farktır. Bu hata sinyali bir PI kontrolörü besleyerek mekanik hız kestirimini oluşturur. Buna, giriş referans değerinden hesaplanarak kestirimi yapılmış rotor frekansı eklenir ve integre edilerek alan açısı hesaplanır. Söz konusu çalışmada yenilik olarak önerilen yöntem, (2.3,4) denklemlerinden çekilen akı bileşenlerinin türevlerinin integre edilerek akı bileşenlerinin elde edilmesidir (2.21,22).

$$\dot{\Psi}_r = \mathbf{u}_s - R_s \cdot \mathbf{i}_s - \sigma \cdot L_s \cdot \dot{\mathbf{i}}_s \quad (2.21)$$

$$\Psi_r = \int_0^t (\mathbf{u}_s - R_s \cdot \mathbf{i}_s - \sigma \cdot L_s \cdot \dot{\mathbf{i}}_s) dt \quad (2.22)$$

Burada her bir değişken α ve β bileşenleri bulunan birer kompleks vektörü temsil etmektedir. Eşitlik (2.22) yukarıda belirtilen yol izlenerek iki ayrı denklem olarak da yazılabilir.

Bu yöntemin belirgin sakıncası (2.22) ile verilen açık integrasyonun kullanılmasıdır. Bu integrasyon, sürekli biriken, ofset kaymasına sebep olur. Bu sakınca bandgeçiren filtreleme işlemi ile giderilmeye çalışılır. Fakat bunun uygulanması da düşük sürme frekanslarında akı kontrolünün ortadan kalkması anlamına gelir. Bu etki kapalı çevrimde hızın yeniden artmasına ve filtrenin alt kesim frekansının belirlediği hız değerinin altına inilememesine sebep olur. Bu yöntemle 1.9rad/sn hız referansında ± 0.3 rad/sn hassasiyetle hız kontrolü yapılabildiği gösterilmiştir.

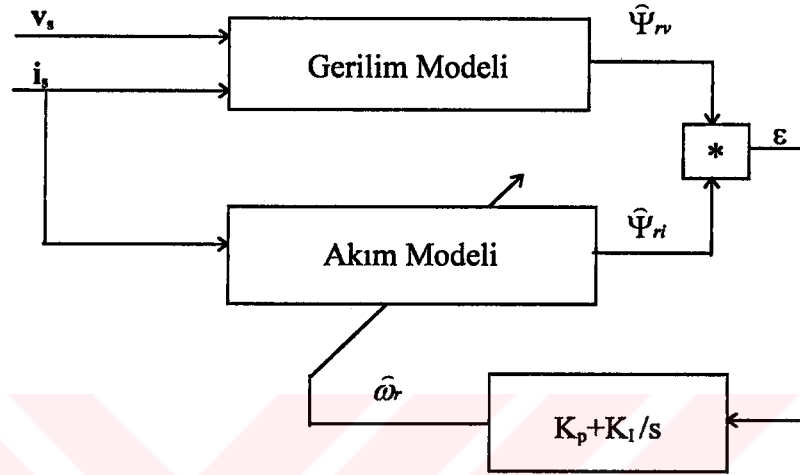
2.4.2.3 Derecesi indirgenmiş uyarlamalı rotor akı gözlemleyici

Açık çevrim kestirim modellerinin hassasiyeti, parametre duyarlılığı ve model parametreleri arasındaki baskınlık sıralamasına bağlı olarak çok değişebilir. Kapalı çevrim kontrollü parametre ayarı, kestirim hatalarını gidermek için iyi bir yöntem olabilir. Tajima ve Hori [12] rotor akı vektörünü elde etmek için doğrusal olmayan kapalı çevrim gözlemleyici kullanmışlardır.

Şek.2.6'da derecesi indirgenmiş gözlemleyicinin blok diyagramı görülmektedir. Burada gerilim modeli olarak (2.21) eşitliği, akım modeli olarak ise (2.1,2) eşitlikleri kullanılmıştır. Farklı olarak, ölçülmüş stator akım vektörü ek bir giriş olarak sisteme eklenmiştir. Bu işaret içeride gerilim modeli kullanılarak yapılan kestirimden çıkan değer ile karşılaştırılıp hata(2.23) üretilmektedir. Elde edilen bu hata (2.24) eşitliği ile hız kestiriminde kullanılmaktadır. Hız kestirim yöntemi de Şek.2.6'da görülmektedir. Bu dinamik sistemin doğrusal olmayan özelliği, gözlemleyici kutuplarının (K_p, K_i katsayıları) gerçek hız değerine göre, kararlılığı da sağlayacak şekilde, yerleştirilmesinden kaynaklanmaktadır.

$$\varepsilon = \hat{\psi}_{r\alpha} \cdot \hat{\psi}_{rv\beta} - \hat{\psi}_{rv\alpha} \cdot \hat{\psi}_{ri\beta} \quad (2.23)$$

$$\hat{\omega}_r = (K_p + K_i/s) \varepsilon \quad (2.24)$$



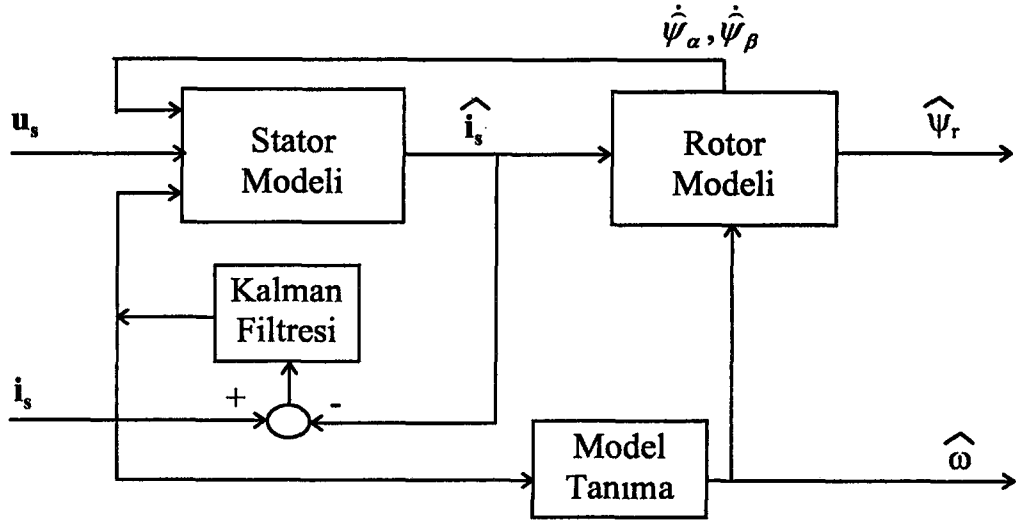
Şekil.2.6 Hız kestirim sistemi

2.4.2.4 Kalman filtresi tabanlı rotor akı gözlemleyici

Kalman filtresi tam model tabanına dayanan bir tekniktir [19]. Şek.2.7'de stator modeli adı verilen kısım (2.2,3) eşitlikleri ile, rotor modeli adı verilen kısım (2.1,2) eşitlikleri ile ifade edilebilir.

Kestirim sonucu elde edilen stator akımı ile ölçülen arasındaki hata vektörü Kalman matrisinden geçirilerek modele geri beslenir. Katsayılar sistem durumlarının değişimine bağlıdır. Stator akımı kestirim hatasını düzelter bu işareti, bir model tanıma bloğu ekleyerek hız kestirimi için kullanmak mümkündür. Kestirimi yapılan bu hız, modelin rotor parçasında da kullanılabilir.

Bu yöntemdeki büyük hesap yükü, kayan noktalı hesap yapabilen, işaret işleyici yazılım ve donanımlarının kullanımını gerektirir.



Şekil.2.7 Kalman filtresi tabanlı gözlemleyici

2.4.2.5 Kayan kipli kontrol tabanlı rotor akı gözlemleyici

Hız uyarlaması, rotor direnci ve rotor akısı kestirimi için gözlemleyici matrisi katsayılarının kayan kipli kontrol ile ayarlanması Sangwongwanich [20] tarafından önerilmiştir. Önerilen yapı Şek.2.7’de Kalman filtreleme yerine kayan kipli kontrolör yerleştirilerek elde edilebilir.

Kayma hiperyüzeyi (sliding hyperplane) stator akım kestirimi hatası ile tanımlanmıştır. Kestirim hatası, bu yüksek frekanslı doğrusal olmayan kontrolör tarafından sınırlanır ve sıfıra çekilmeye çalışılır. Bu kontrolör stator model hatasını gidermek üzere çalışır. Aynı anahtarlama işaretinin ortalama değeri, parametre ayarı amaçlı, tanıma algoritmasının giriş işareti olarak da kullanılır. Kayan kipli kontrolün dayanıklılığı (robustness) gözlemleyicinin genel kararlılığından kaynaklanır.

Bu yöntem, bilgisayarlı benzeşimler (computer simulation) ile uzun süre önce denenmiştir, ancak uygulanabilmesi için hızlı işaret işleyiciler gereklidir.

2.4.2.6 Kayan kipli doğrusal olmayan gözlemleyici yaklaşımı

Yukarıda ele alınan ve şu ana kadar literatürde yaygın olarak kullanılan gözlemleyici yapılarının tamamı, doğrusal kontrol kuramında bilinen gözlemleyici yapısındadır.

Kısaca, verilen bir sistemin durum denklemleri (2.25)'deki gibi yazılabilir. Çıkış vektörü de (2.26) eşitliği ile ifade edilebilir.

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}(\mathbf{x}, t) + \mathbf{B}(\mathbf{x}, t) \cdot \mathbf{u}(\mathbf{x}, t) \quad (2.25)$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{C}(\mathbf{x}, t) \cdot \mathbf{x} \quad (2.26)$$

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

Bu şekilde tanımlanan bir sistem için gerçekleştirilen doğrusal gözlemleyici Şek.2.3'de verildiği gibidir. Gözlemleyici durum denklemleri takımı (2.27,28)'deki gibidir.

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}} = (\mathbf{A} - \mathbf{B} \cdot \mathbf{F}) \cdot \hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B} \cdot \mathbf{u} - \mathbf{H} \cdot (\hat{\mathbf{y}} - \mathbf{y}) \quad (2.27)$$

$$\hat{\mathbf{y}} = \mathbf{C} \cdot \hat{\mathbf{x}} \quad (2.28)$$

Burada gözlemleyici hatası $\epsilon_0 = (\hat{\mathbf{y}} - \mathbf{y})$ 'dir. $\mathbf{F}$ durum geribeslemesi kazanç matrisidir.

$\mathbf{H}$ ise gözlemleyici kontrol çevrimi geribesleme kazanç matrisidir.

Görüldüğü gibi, doğrusal gözlemleyici yaklaşımında, model çıkışı ($\hat{\mathbf{y}}$) ile sistem çıkışı ($\mathbf{y}$) arasındaki fark gözlemleyici hatası olarak alınır ve gözlemleyici hatasını (ϵ_0) sıfırlamak üzere $\mathbf{H}$ kazanç faktörü ile modele geribesleme yapılır. Gözlemleyici kullanılmasıdaki amaç olan durum geribeslemesi ise, gözlemleyici içinde kestirimi yapılan durumların ($\hat{\mathbf{x}}$), sistem kontrol çevrimine, $\mathbf{F}$ kazanç faktörü ile geribeslenmesi sonucunda yapılmış olunur.

Bu yönteme “doğrusal gözlemleyici yaklaşımı” adı verilmesinin sebebi, bu tezde kullanılacak olan gözlemleyicide, çıkış hatasının toplamsal (doğrusal) bir faktör olarak gözlemleyiciye geribeslenmemesidir. Kullanılacak gözlemleyici yapısında kontrol çevriminin doğrusal bir geribesleme eşdeğeri elde edilemez.

Bu yöntem V.I.Utkin tarafından [2] önerilmiş ve bu tezin yazarı tarafından kullanılmıştır [4,21]. Bu yöntemde durum denklemleri (2.1-4) ile verilen İM için önerilen gözlemleyici yapısı (2.29-32), eşitliklerindeki gibidir.

$$\dot{\hat{\psi}}_{\alpha} = -\left(\frac{R_r}{L_r} - \mu\right) \cdot \hat{\psi}_{\alpha} - \hat{\omega} \cdot \hat{\psi}_{\beta} + \frac{R_r \cdot M}{L_r} \hat{i}_{\alpha} \quad (2.29)$$

$$\dot{\hat{\psi}}_{\beta} = -\left(\frac{R_r}{L_r} - \mu\right) \cdot \hat{\psi}_{\beta} + \hat{\omega} \cdot \hat{\psi}_{\alpha} + \frac{R_r \cdot M}{L_r} \hat{i}_{\beta} \quad (2.30)$$

$$\dot{\hat{i}}_{\alpha} = \frac{1}{\sigma L_s} \left\{ \frac{M}{L_r} \left(\left(\frac{R_r}{L_r} - \mu \right) \cdot \hat{\psi}_{\alpha} + \hat{\omega} \cdot \hat{\psi}_{\beta} \right) - R_E \cdot \hat{i}_{\alpha} + u_{\alpha} \right\} \quad (2.31)$$

$$\dot{\hat{i}}_{\beta} = \frac{1}{\sigma L_s} \left\{ \frac{M}{L_r} \left(\left(\frac{R_r}{L_r} - \mu \right) \cdot \hat{\psi}_{\beta} - \hat{\omega} \cdot \hat{\psi}_{\alpha} \right) - R_E \cdot \hat{i}_{\beta} + u_{\beta} \right\} \quad (2.32)$$

Burada “ $\hat{\cdot}$ ” kestirimi yapılan değerleri göstermektedir. Gözlemleyici kontrol değişkenleri $\hat{\omega}$ ve μ 'dür. Bunlardan $\hat{\omega}$ denklemlere açısal hızın yerine, μ ise “ R_r/L_r ” rotor zaman sabitini düzeltici faktör gibi gelmiştir. Fakat gözlemleyici açısından, gözlemleyici kontrol değişkenleri olarak kullanılmaktadırlar ve değerleri stator akımı kestirim hatasının fonksiyonu olarak hesaplanmaktadır.

Önerilen gözlemleyiciye kayan kipli kontrol uygulanmaktadır. Bu kontrolörün anahtarlama fonksiyonları (manifolds) (2.33,34) ile tanımlanmıştır. Bu anahtarlama fonksiyonları ile yapılan kontrolde, kontrol değişkenleri olan $\hat{\omega}$ ve μ ise (2.35,36) ile hesaplanmaktadır.

$$s_\omega = (i_\beta - \hat{i}_\beta) \cdot \hat{\psi}_\alpha - (i_\alpha - \hat{i}_\alpha) \cdot \hat{\psi}_\beta \quad (2.33)$$

$$s_\mu = (i_\alpha - \hat{i}_\alpha) \cdot \hat{\psi}_\alpha + (i_\beta - \hat{i}_\beta) \cdot \hat{\psi}_\beta \quad (2.34)$$

$$\hat{\omega} = -\omega_0 \cdot \text{sign}(s_\omega) \quad (2.35)$$

$$\mu = -\mu_0 \cdot \text{sign}(s_\mu) \quad (2.36)$$

Burada ω_0 , μ_0 gözlemleyici kontrol kazançları olan sabitlerdir. Kayan kipli kontrol açısından, seçilen yeterli büyüklükteki kazançlar akım gözlemleme hatalarını sıfıra götürerek $\hat{i}_\alpha = i_\alpha$ ve $\hat{i}_\beta = i_\beta$ olmasını sağlar. Kayma yüzeyi üzerinde $\dot{s}_\omega = \dot{s}_\mu = 0$ olur ve bu durumda kontrol değişkenleri “eşdeğer kontrole” eşit olur. Sistemin fiziki gereği, eğer modelde başka bir parametre hatası yoksa, eşdeğer kontrol durumunda $\hat{\omega}_{eq} = \omega$ ve $\mu_{eq} = 0$ ’dır. Kayan kipli kontrol konusunda daha fazla ayrıntı bölüm.3’de verilecektir.

Kolayca görülebileceği gibi bu yöntem “doğrusal gözlemleyici” den farklıdır. Burada, kestirim hatalarının “ $\varepsilon_o = (\hat{y} - y)$ ” fonksiyonu olan düzeltici geribesleme “ $F\hat{x}$ ”, gözlemleyiciye doğrusal bir şekilde girilmemekte, sistem modelinin parametreleri olan açısız hız ve rotor zaman sabitinin yerine konmaktadır. Bu durumda gözlemleyici kontrol değişkenleri akı bileşenlerine “ $\hat{\Psi} = [\hat{\psi}_\alpha \quad \hat{\psi}_\beta]^T$ ” çarpan olarak gelmektedirler. Sonuçta bu gözlemleyici, doğrusal bir yapı altında ifade edilemez. Gözlemleyicide kullanılan kontrol yöntemi olan kayan kipli kontrolün yerine doğrusal bir kontrol yaklaşımı kullanılsa da (PID gibi), bu yapı doğrusal değildir.

Önerilen bu yapının en önemli üstünlüğü, İM’da en önemli parametreler olan açısız hız ve rotor zaman sabitinin değişimlerine karşı tamamı ile duyarsız bir gözlemleyici kontrolü sağlamasıdır. Ayrıca gözlemleyici çıkış hatası sıfırlandığında, kontrol

değişkenlerinin ortalama değerleri doğrudan açısal hız ve rotor zaman sabiti kestiriminde kullanılabilir. Ancak bu çıkartım, motorun diğer parametrelerinde bir hata olmaması durumunda mümkündür. Eğer diğer parametrelerde de modelleme hatası varsa, gözlemleyici hatasını sıfırlayabilmek için, kontrol değişkenlerinin üzerine, karşı düştükleri parametrelerin dışında, düzeltici değerler eklenecektir. Bu durumda da kontrol değişkenlerinin değerleri parametre kestiriminde kendi başlarına kullanılamazlar.

Bu tezde önerilen gözlemleyici yapısında, yukarıda verilenden [2] farklı olarak;

- a. Klasik kayan kipli kontrol yerine çatırtısız kayan kipli kontrol (chattering-free sliding mode control) kullanılmıştır.
- b. Gözlemleyicinin stator kısmının kontrolünden elde edilen durum değişkeni ve parametre değerleri “ $\hat{\Psi} = [\hat{\psi}_\alpha \quad \hat{\psi}_\beta]^T, \hat{\omega}, \mu$ ” rotor modelinde de kullanılarak, gözlemleyicinin rotor kısmının da kapalı çevrim içinde çalışması sağlanmıştır.

Kullanılan çatırtısız kayan kipli kontrol yaklaşımı Bölüm.3’de ele alınacaktır. Bu tezde önerilen gözlemleyici yapısı ile ilgili ayrıntılar da Bölüm.4’de verilmiş ve Bölüm.5’de uygulamaları ile ele alınmıştır.

BÖLÜM 3 DEĞİŞKEN YAPILI KONTROL SİSTEMLERİ

Değişken Yapılı Kontrol Sistemleri'nde-DYKS (Variable Structure Systems-VSS) Kayan Kipli Kontrol-KKK (Sliding Mode Control-SMC), dış bozucular ve sistem parametreleri değişimlerine karşı kontrol sistemine büyük dayanıklılık sağlayan oldukça özel bir yaklaşımdır. Ayrıca, temelde Lyapunov kararlılık koşullarına dayanan bu tasarım yöntemi, doğrusal yada doğrusal olmayan sistemler için kontrolör tasarımına da büyük bir kolaylık getirmektedir [23-29].

DYKS 1950'lerin başında ilk defa S.V.Emelyanov ve birlikte çalışan araştırmacılar tarafından ortaya atılmıştır. İlk çalışmalarında, faz değişkenleri formunda modellenmiş ikinci derece doğrusal bir sistem üzerinde bu kontrol yaklaşımının uygulanmasını göstermiş ve açıklamışlardır. DYKS üzerindeki bu çalışmalar yakın zamana kadar batı dünyasında pek ilgi çekmemiştir. Batı dünyası bu süre zarfında daha çok doğrusal kontrol yaklaşımları, doğrusal çok değişkenli kontrol ve doğrusal yaklaşımlara dayanan sistem kuramını geliştirmek üzerinde çalışmıştır.

Bu ilginin olmaması, önerilen yöntemlerin değişik sistemlere uygulamaları, çatırtı (chattering) sorunu, tasarım yöntemlerinin geliştirilmesi gibi konularda batı dillerinde yayınlanmış yeterli birikimin oluşmamasına sebep olmuştur. 1970'lerin sonlarında ise araştırmalar, DYKS'nin ek özelliklerini ortaya çıkarmış ve kontrolör tasarım kurallarında önemli geliştirmeler sağlanmıştır [25,28]. Bu aşamada, genel tasarım yöntemleri ortaya konmuş ve bunlar doğrusal olmayan, çok giriş/çıkışlı, ayrık zamanlı, geniş ölçekli ve stokastik sistemlere uygulanmıştır. Bu uygulamalarda DYKS'nin, başta kararlılık olmak üzere kontrol başarımlarına önemli katkılar sağladığı gösterilmiştir. Sonuçlar, kontrol sisteminin değişmez denebilecek kadar, parametre belirsizlikleri ve dış bozuculara karşı dayanıklı olduğunu göstermiştir. Böylece DYKS'nin başarımı sadece kuramsal kestirimlerle sınırlı kalmamış, bir çok

benzetim ve gerçek uygulamayla gösterilmiştir [25-28]. Böylece yaklaşım olgunlaşarak uygulamalara hazır hale gelmiştir.

Üzerinde uzun süredir çalışmaların sürdüğü DYK yaklaşımı ile son zamanlarda özellikle güç ve motor kontrol sistemlerinde son derece başarılı sonuçlar alınmıştır [2,20-31]. Belirgin özellikleri değişmezlik (invariance), dayanıklılık (robustness), derece indirgeme (order reduction) ve kontrolde çatırdamaya yol açmasıdır [23-27,32,33]. Bunlardan tek kötü yanı olan kontrolde çatırdamaya yol açmayı gidermek için de son yıllarda bir çok çalışma yapılmış ve olumlu sonuçlar alınmıştır [4,21,32,34-52]. Bu çalışmada da genelde kullanılacak yöntem, Çatırtısız Kayan Kipli Kontrol-ÇKKK (Chattering-Free Sliding Mode Control-CF SMC) olarak adlandırılmaktadır.

Kayan Kipli Kontrol, Değişken Yapılı Kontrol Sistemi yaklaşımının özel bir halidir. Doğrusal olmayan bu kontrol yaklaşımlarının, doğrusal yada doğrusal olmayan sistemlerin kontrollerindeki etkileri oldukça ilginçtir ve bu bölümde bazı temel örneklerle ele alınacaktır.

3.1 Değişken Yapılı Sistemler ve Kayan Kipli Kontrol

Değişken Yapılı Sistemler kuramı özellikle doğrusal olmayan sistemlere uygulanmaktadır [27,33]. KKK bu kuramın bir özel halini oluşturmaktadır. Bu yaklaşımdaki ana amaç, hatayı “anahtarlama yüzeyi (switching surface)” veya “kayma yüzeyi (sliding surface)”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 (chattering) adı verilen, kontrol çıkışındaki yüksek frekanslı salınımlardır. İkincisi ise eşdeğer kontrolün (equivalent control) hesaplanmasındaki zorluktur. Çünkü, eşdeğer kontrol terimi kontrol edilecek sistemin tüm dinamiklerinin bilinmesini ve hesaba katılmasını gerektirir [25,53]. 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 [32]. Eşdeğer kontrolü hesaplama zorluğu da en küçük kareler yöntemiyle kestirim (least square estimation-LSE) veya ardışıl enküçük kareler yöntemiyle kestirim (recursive LSE) teknikleri ile aşılmaya çalışılmıştır [53]. 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

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}(\mathbf{x}, t) + \mathbf{B}(\mathbf{x}, t) \cdot \mathbf{u}(t) \quad (3.1)$$

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

DYK tasarımı iki aşamada ele alınabilir.

a) Manifold seçimi veya $s(\mathbf{x})$ vektör formunda yazılmış, m adet anahtarlama fonksiyonunun seçimi.

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

Burada $\phi(t)$, olmasını istediğimiz durum değerlerinin fonksiyonudur " $\phi(t)=f(\mathbf{x}^*)$ ". Referans değerler zamanın fonksiyonu olduğundan $\phi(t)$ olarak ifade edilmektedir. $\varphi(\mathbf{x})$ ise durum değişkenlerinin fonksiyonudur " $\varphi(\mathbf{x})=g(\mathbf{x})$ ". 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, kontrolün hesaplanması işlemidir. Sonuç olarak, seçilmiş olan anahtarlama yüzeyi $s(x)$ 'in işaretine göre farklı kontrol yapılarının uygulanması ile (3.3) DYK elde edilmiş olur.

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

DYKS'lerinin 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 (boundary layer)" 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 $S_{(m \times 1)}$, (3.2)'deki tanımlama ile seçilir [32]. Burada $\phi(t)$, $\varphi(x)$ ve $s(x)$ fonksiyonları (3.4)'teki gibi tanımlanır.

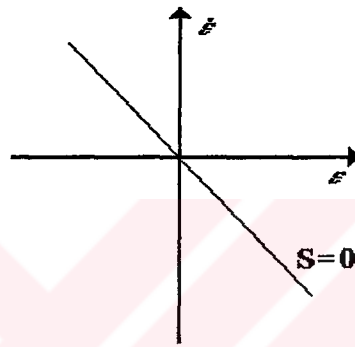
$$\phi(t) = G \cdot x^r \quad \text{ve} \quad \varphi(x) = G \cdot x \quad \Rightarrow \quad s(x, t) = \phi(t) - \varphi(x) = G \cdot (x^r - x) \quad (3.4)$$

Burada $G_{(m \times n)}$ 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.

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

Böylece s_i sıfıra gittiğinde ε_i 'de sıfıra gider.

KKK'de amaç sistem durumlarını kayma yüzeyine itmek ve bu yüzeyde tutmaktır. Birkez 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 Klasik 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 skalar bir fonksiyonu olan V , birinci dereceden türevleri tanımlı olmak üzere aşağıdaki koşulları sağladığında sistem $S=0$ ' da asimptotik kararlıdır [33].

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

3.1.3.2 Kontrolör tasarımı

Lyapunov fonksiyonu aşağıdaki gibi kesin pozitif olarak seçilir

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

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,

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

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

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

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

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

(3.6)'nın türevini alıp (3.7)'ye eşitlediğimizde (3.10) eşitliği elde edilir.

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

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

$$\dot{S} = \dot{\phi}(t) - \frac{\partial S_a}{\partial \mathbf{x}} \cdot \dot{\mathbf{x}} = \dot{\phi}(t) - G.(A(\mathbf{x}) + B\mathbf{u}) \quad (3.11)$$

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

$$\mathbf{u}_{eq}(t) = -(G.B)^{-1}(G.A(\mathbf{x}) - \dot{\phi}(t)) \quad (3.12)$$

Ayrıca eşitlik (3.11)'i (3.10)'da yerine yerleştirip $\mathbf{u}$ çekilerek kontrol için (3.12) ifadesi yazılabilir

$$\mathbf{u}(t) = \mathbf{u}_{eq}(t) + (G.B)^{-1}.D.sign(S(\mathbf{x},t)) \quad (3.12)$$

3.1.4 Genelleştirilmiş kayan kipli kararlı kontrolörler

Bu bölümde kararlılık kriterlerinde bir bozulmaya yol açamadan klasik KKK tasarımının genelleştirilmiş hali verilmiştir.

Eşitlik (3.6) ile seçilen kesin pozitif Lyapunov fonksiyonunun türevini yine kesin negatif tanımlı olarak, (3.7)'nin genelleştirilmiş hali ile, (3.14)'deki gibi seçebiliriz.

$$\dot{V} = -S^T.D.h(S) \quad (3.14)$$

Burada $h(S)$ ile ifade edilen fonksiyon, (3.15) ile belirtildiği gibi S 'in her elemanına ayrı ayrı uygulanan bir $h(.)$ operatörüdür, öyle ki, $h(S)$ S 'in uygulandığı elemanı ile her zaman aynı işaretlidir.

$$h(S) = [h(S_1) \quad \dots \quad h(S_m)]^T \quad (3.15)$$

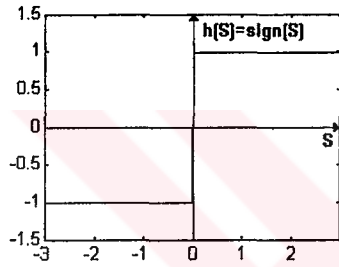
Kullanılabilir bazı $h(S)$ fonksiyonları Şek.3.2-7'de verilmiştir. Eşitlik (3.6)'nın türevinde (3.14) eşitliğini yerine koyarak (3.16) eşitliğini yazabiliriz.

$$\dot{S} = -D.h(S) \quad (3.16)$$

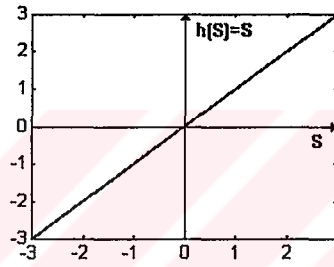
S 'in türevini tanımlayan eşitlik (3.11)'i (3.16)'da yerine koyarak kontrol kuralı aşağıdaki gibi yazılabilir

$$U(t) = U_{eq}(t) + (G.B)^{-1} . D.h(S) \quad (3.17)$$

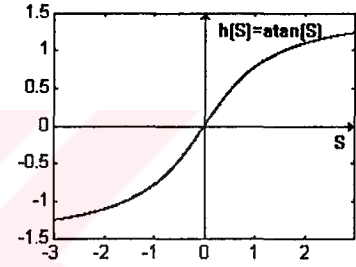
Burada da $u_{eq}(t)$ eşitlik (3.13) ile tanımlandığı şekildedir



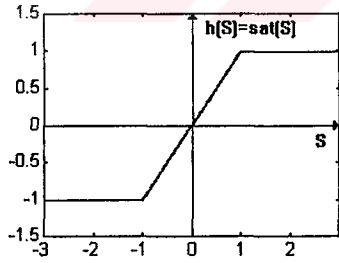
Şekil.3.2 Signum
fonksiyonu



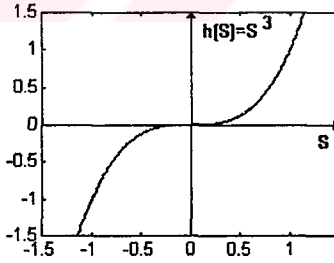
Şekil.3.4 Doğrusal
fonksiyon



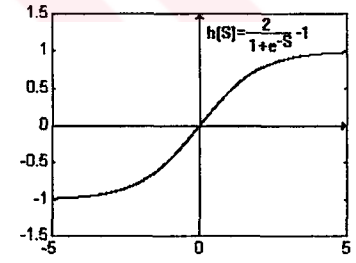
Şekil.3.6 $\tan^{-1}()$
fonksiyonu



Şekil.3.3 Doymalı
doğrusal fonksiyon



Şekil.3.5 Üstel tek
fonksiyon



Şekil.3.7 Kaydırılmış
sigmoid fonksiyonu

Eğer $h(S)$ Şek.3.2'deki işaret fonksiyonu olarak seçilirse sonuçta klasik KKK elde edilir. Şek.3.3'de çokça kullanılan doymalı doğrusal (saturation) fonksiyon görülmektedir.

Diğer fonksiyonlar, KKK'de anahtar fonksiyonunun genelleştirilmesi ile birlikte oldukça yeni önerilmişlerdir ve sınırlı sayıda uygulamaları vardır [32,34,35,40,42,45,46]

Şek.3.3'de bazı örnekleri verilen $h(S)$ 'in uyması gereken kurallar aşağıda sıralanmışlardır

h(s) seçim kriterleri;

1. $h(S)$, S ile her zaman aynı işarete sahip olmalıdır

$$\text{sign}(h(s)) = \text{sign}(s) \quad (3.18)$$

2. S artarken $h(s)$ 'de artmalı yada sabit kalmalıdır.

$$s_1 > s_0 \Rightarrow h(s_1) \geq h(s_0) \quad (3.19)$$

3. $h(s)$ 'in eğimi $S=0$ 'da 1'e yakın olmalıdır.

Tasarım kriteri 1- Genelleştirilmiş KKK'un kararlılığı

Seçim kriteri 1'e uygun seçilen tüm $h(s)$ 'ler ile (3.17) eşitliğine uygun tasarlanan kontrolörler kararlıdır.

İspat :

Eşitlik (3.6) ile seçilen Lyapunov fonksiyonu her zaman kesin pozitif tanımlıdır. Kriter 1'e uygun seçilen tüm $h(s)$ 'ler için, eşitlik (3.14)'e uygun tasarımlarda, Lyapunov fonksiyonunun türevi her zaman kesin negatif tanımlıdır. Böylece Lyapunov kararlılık kriterleri tamamı ile sağlanmış olurlar ve sistem her zaman kararlıdır.

Tasarım kriteri 2-Çatırtı giderme

Verilen üç kritere de uygun seçilen tüm $h(s)$ 'ler ile (3.17)'ye uygun tasarlanan kontrolörler çatırtısız kontrol sağlar.

İspat

Eşitlik (3.17) ile tasarlanan kontrolörün iki alt parçası vardır; eşdeğer kontrol ve ek terim. Eşdeğer kontrol her zaman sürekli ve çatırtı içermez. Ek terim ise $h(s)$ 'in bir sabit kazançla çarpımı yada $h(s)$ 'in oransal bir fonksiyonudur. Sistem durumları kayma yüzeyine yaklaştığında ek terim gittikçe küçülür. Eğer $h(s)$ yukarıdaki üç şartı sağlıyor ise, s sıfır civarında iken, ek kontrol terimi eşdeğer kontrole göre çok küçük değerlidir. Bunun anlamı kontrolörün çatırtı yapmamasıdır.

KKK'ün bu tezde kullanıldığı sistemlerde çatırtıyı bastırmak ve çatırtısız bir kontrol sağlamak oldukça önemlidir. Bunun ana sebebi, genelde de olduğu gibi, kontrol çatırtısının kontrol edilen sistemin iç dinamiklerini (doğal frekanslar) uyarak kararsız salınımlara yol açmasıdır. İM'un doğrusal olmayan yapısı bu eğilimi artırmaktadır. Ayrıca parametre belirsizliklerinin büyük olduğu ve parametrelerin birçok etkene bağlı olarak modellenemeyen bir şekilde değiştiği de bilinmektedir. Bu model hataları çatırtının miktarını artırıcı etkenlerdir.

Anahtarlama frekansları çok yüksek seçilip, genel hata mertebelerini düşük tutmak ve aynı zamanda sistemin doğal frekanslarının çok üzerine çıkılarak bu etkiyi çok azaltmak mümkündür. Fakat bu, pratikte yüksek maliyetli kontrol sistemleri ve güç sürücülerine anlamına gelmektedir. Ayrıca yeterince dayanıklı tasarlanmayan bir kontrol sisteminde ileride açıklanacak olan ikincil hata salınımları engellenememektedir. Bu tezde akım kontrol çevriminde de KKK yaklaşımı kullanılarak darbe genişlik modülasyonunda ikincil hata salınımları giderilmiştir.

3.1.5 Eşdeğer kontrolün kestirimi

Kayma fonksiyonunun (S) türevini sıfır yapan kontrole eşdeğer kontrol adı verilir [23-25,32].

$$\dot{S} \Big|_{U=U_{eq}} = 0 \quad (3.20)$$

Eşdeğer kontrolün (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 (3.21,22).

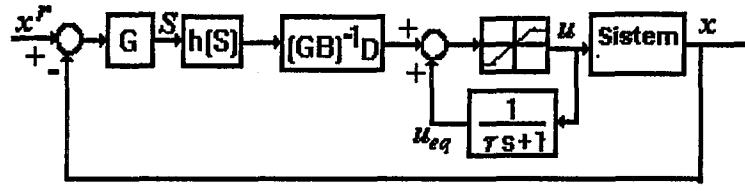
$$\tau_i \dot{\hat{u}}_{eq_i}(t) + \hat{u}_{eq_i}(t) = \hat{u}_i(t) \quad (3.21)$$

$$\hat{u}_{eq_i} = \frac{1}{\tau_i \cdot s + 1} u_i \quad (3.22)$$

Burada $\hat{u}_{eq_i}$, u_{eq_i} 'nin kestirilmiş değeri ve “s” Laplace operatörüdür. Görüldüğü gibi bu birinci dereceden alçak-geçiren bir filtredir. Tanımı gereği u_{eq_i} kayma fonksiyonunun türevini sıfır yapan kontroldür. Özellikle kayma yüzeyine ulaşıldıktan sonra u_{eq_i} için uygulanan kontrolün ortalama değeridir denebilir ve önerilen kestirim yöntemini kullanmak uygundur. Böylece (3.17) ile verilen kontrol kuralı şu şekilde yazılabilir.

$$u(t) = \hat{u}_{eq}(t) + (G.B)^{-1} . D.h(S) \quad (3.23)$$

Tüm sistem Şek.3.8'de verildiği gibi gösterilebilir. Bu şekilde, kontrol çıkışı sınırlandırıcıdan geçmektedir. Çünkü pratikte, uygulanabilir kontrol genliği sınırlıdır.



Şekil.3.8-Eşdeğer kontrol kestirimi ile KKK

Yukarıda sürekli formda verilen tasarımın günümüzde kullanılan sayısal kontrol sistemlerinde kullanılabilmesi için ayrık forma getirilmesi gerekir. $h(S)$ olarak Şek.3.4'deki doğrusal fonksiyon kullanılırsa ve eşitlik (3.23)'e Euler enterpolasyonu uygulanırsa kontrolör için eşitlik (3.24)'teki son durum elde edilir.

$$\mathbf{u}_{(t)} = \mathbf{u}_{(t-\delta t)} + \frac{(G.B)^{-1}}{\delta t} \left((D.\delta t + 1).S_{(t)} - S_{(t-\delta t)} \right) \quad (3.24)$$

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

BÖLÜM 4 ASENKRON MOTOR AKI GÖZLEMLEYİCİSİ VE KONTROLÜ

Sistemlerin durum uzayı gösterimleri, kontrol sistemi tasarımında kullanmak için oldukça güçlü bir araçtır. Çok girişli-Çok çıkışlı (Multi Input/Multi Output-MIMO) bir sistemin durum denklemleri takımı aşağıdaki biçimde verilsin

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}(\mathbf{x}, t) + \mathbf{B}(\mathbf{x}, t) \cdot \mathbf{u}(\mathbf{x}, t) \quad (4.1)$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{C}(\mathbf{x}, t) \cdot \mathbf{x} + \mathbf{D}(\mathbf{x}, t) \cdot \mathbf{u}(\mathbf{x}, t) \quad (4.2)$$

Burada :

$\mathbf{x}$: Durum değişkenleri vektörü (n adet durum)

$\mathbf{y}$: Çıkış değişkenleri vektörü (k adet çıkış)

$\mathbf{u}$: Giriş değişkenleri veya kontrol vektörü (m adet giriş)

$\mathbf{A}(\mathbf{x}, t)$: Sistem dinamiklerini ifade eden matris (nxn boyutlu)

$\mathbf{B}(\mathbf{x}, t)$: Girişe bağlı dinamikleri ifade eden matris (nxm boyutlu)

$\mathbf{C}(\mathbf{x}, t)$: Çıkışların durumlara bağımlı kısmını ifade eden matris (kxn boyutlu)

$\mathbf{D}(\mathbf{x}, t)$: Çıkışların girişlere doğrudan bağımlı kısmını ifade eden matris(kxm boyutlu)

Bu gösterilim altında çeşitli tipte sistemler ifade edilebilir.

a) Doğrusal sistemler; $\mathbf{A}(\mathbf{x}, t) = \mathbf{A}(t) \cdot \mathbf{x}$ şeklinde ayrıştırılabilir ve $\mathbf{A}(t)$, $\mathbf{B}(t)$, $\mathbf{C}(t)$ ve $\mathbf{D}(t)$ fonksiyon matrisleri de sistem durumlarına bağımlı değildir.

b) Zamanla değişmeyen sistemler; $\mathbf{A}$, $\mathbf{B}$, $\mathbf{C}$, $\mathbf{D}$ fonksiyon matrislerinin elemanları zamana bağımlı değildir.

c) Doğrusal-Zamanla Değişmeyen sistemler; $\mathbf{A}(\mathbf{x}, t) = \mathbf{A} \cdot \mathbf{x}$ şeklinde ayrıştırılabilir ve $\mathbf{A}$, $\mathbf{B}$, $\mathbf{C}$ ve $\mathbf{D}$ matrislerinin tüm elemanları sabit skalerdirler.

Asenkron motor modelinin verildiği (2.1-2.4,2.12) eşitliklerini bu formda ifade edersek;

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_\alpha \\ \dot{i}_\beta \\ \dot{\psi}_\alpha \\ \dot{\psi}_\beta \\ \dot{\omega} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R_E}{\sigma.L_s} & 0 & \frac{M.R_r}{\sigma.L_s.L_r^2} & \frac{M}{\sigma.L_s.L_r}\omega & 0 \\ 0 & \frac{-R_E}{\sigma.L_s} & \frac{-M}{\sigma.L_s.L_r}\omega & \frac{MR_r}{\sigma.L_s.L_r^2} & 0 \\ \frac{R_r.M}{L_r} & 0 & \frac{-R_r}{L_r} & -\omega & 0 \\ 0 & \frac{R_r.M}{L_r} & \omega & -\frac{R_r}{L_r} & 0 \\ \frac{-L_r}{M.J_L}\psi_\beta & \frac{L_r}{M.J_L}\psi_\alpha & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ \psi_\alpha \\ \psi_\beta \\ \omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma.L_s} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma.L_s} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-1}{J_L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ T_d^* \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ \omega \\ T_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ -\frac{L_r}{M}\psi_\beta & \frac{L_r}{M}\psi_\alpha & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ \psi_\alpha \\ \psi_\beta \\ \omega \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

Görüldüğü gibi sistem doğrusal değildir. Ayrıca, matris elemanları olan motor parametreleri çeşitli etkenlere bağlı olarak değişir. Bu sebeple İM, zamanla değişen, doğrusal-olmayan bir sistem olarak adlandırılabilir.

Durum uzayı yaklaşımı ile yapılan tasarımlarda (kutup yerleştirme, optimal kontrol gibi) çoğunlukla durum geribeslemesi yöntemi kullanılır. Geribeslemede kullanılacak durumların tamamının çıkış vektöründe bulunmaması halinde bu yöntem doğrudan uygulanamaz. Dinamik gözlemleyici veya dinamik çıkış geribeslemesi ile bu sorun çözülmeye çalışılır [54]. İM'un akı bileşenleri elektrik yada mekanik kapısından ölçülebilir büyüklüklerden değildir ve çıkış vektöründe yer almaz. Oysa akı bileşenleri elektriksel çıkış momentini (T_m) doğrudan, diğer çıkış büyüklüklerini ise dinamikleri yoluyla ($A(x,t)$) etkiler.

Motor akı bileşenlerinin momentini belirleyici olmaları sebebi ile motor konum veya hız çevriminin kontrol değişkenleridirler.

İM durum uzayı gösterilimine bakıldığında çıkış eşitliğinde (4.4) kontrol vektörünün (u) etkisi doğrudan görülmez. Başka bir deyişle sistem ileribesleme (feed-forward) içermemektedir. Kontrol vektörü, durum değişkeni dinamiklerini etkiler (4.3), durum değişkenleri de çıkış vektörünü belirler (4.4). Eşitlik (4.3)'e bakıldığında akı bileşenlerinin tüm durum değişkenlerinin dinamiklerini etkilediği görülmektedir. Motor hızı (ω) için de aynı durum söz konusudur. Sistem durumları üzerinden yapılacak her türlü kontrol için bu değişkenlerin değerlerini bilmek gerektiği açıktır. Bölüm.2.2 ve 2.4'de ele alındığı gibi akı bileşenlerinin ve motor hızının ölçülmesi tercih edilmemektedir. Bu halde, sistem durumlarından sadece stator akımları ve giriş olan gerilimler bilinen büyüklükler olmaktadır.

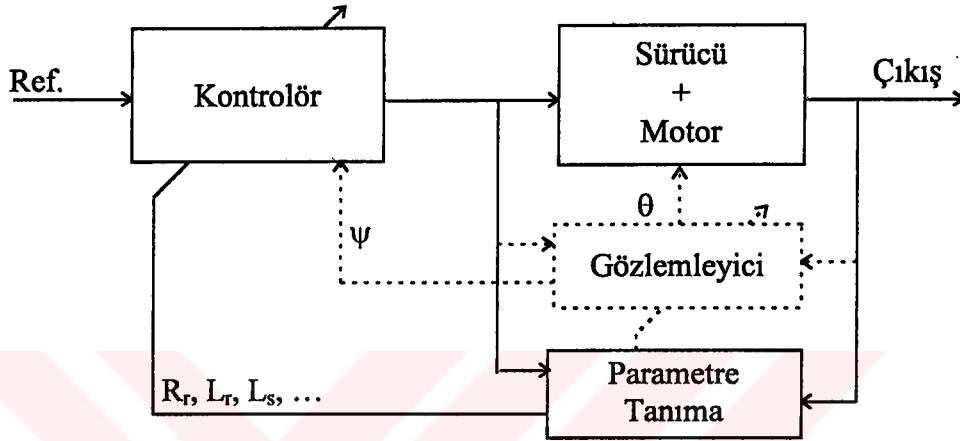
4.1 Değişken ve Parametre Belirsizliği Sorunlarının Çözüm Yöntemleri

İM vektör kontrol uygulamalarında kullanılan üç temel yaklaşım olduğu söylenebilir;

1. Ek bir devre veya algoritma ile motor parametrelerinin tanınip (parameter identification), kontrolör (self-tuning controllers) yada gözlemleyici parametrelerinin uyarlanması [15,55-61],
2. Model tabanlı uyarlamalı kontrol (model reference adaptive control) yöntemleri kullanarak sistemin tanımlanan modeldeki gibi çalışmasını sağlamak [62-64],
3. Bilinmeyenler ve bozuculara karşı dayanıklı (robust) gözlemleyici gerçekleştirmek [4,21,65-69].

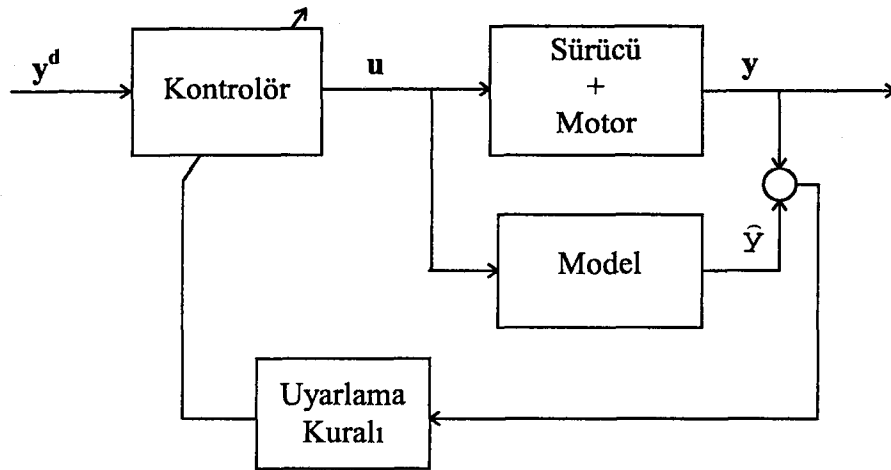
Parametre tanıma yöntemleri genelde İM un bir kısmının yada tamamının evrik modelinin (inverse model) kullanılması esasına dayanır. Ancak söz konusu model analitik yöntemle çözümlenemediği için bu tür işlemler bazı ön kabullere ve basitleştirmelere dayanmak zorundadır. Parametrelerin herbiri için geliştirilen farklı yaklaşımlarla parametre kestirimleri yapılır. Kestirimi yapılan bu parametreler kontrolörde doğrudan kullanılır. Ayrıca bazı parametreler kontrol katsayılarının ayarı için de kullanılabilir. İM kontrol sistemleri her zaman modelin bazı kısımlarını

kullanmak zorunda olduklarından, kullanılan bu parametrelerdeki bilinmezlik yada değişkenlik kontrol başarımını etkiler. Bu yöntemle parametrelerin değerleri yeniden düzeltilerek kontrol başarımı artırılmaya çalışılır. Çoğunlukla rotor zaman sabiti gibi önemli görülen bazı parametreler için tanıma işlemi yapılır ve göreceli olarak basit yapıları kontrol sistemleri elde edilmeye çalışılır (Şek.4.1).



Şekil 4.1 Parametre tanıma ile uyarlamalı asenkron motor kontrol

Model tabanlı uyarlamalı kontrol (MTUK) yaklaşımında (Şek.4.2) makinanın varsayılan modeli ile gerçek sistemin çıkışları arasındaki fark hata işareti olarak değerlendirilir. Bu işaret uyarlama kuralı yardımı ile kontrolör parametrelerinin ayarlanmasında kullanılır. Böylece, gerçek sistemin varsayılan modelle aynı şekilde davranması sağlanmaya çalışılır. Ancak MTUK yaklaşımının kullanıldığı bildirilen bir çok çalışmada hata işareti modelin düzeltilmesinde kullanılmaktadır. Bu durumda, aslında, MTUK yerine parametre tanıma yöntemi uygulanmış olmaktadır. Klasik kontroldeki yaklaşımdan bu farklılaşmanın sebebi ise, İM kontrolünde, bazı parametrelerin bilinmesinin kontrol başarımını çok etkilemesidir. Sonuçta gerçekleştirilecek her türlü kontrolör, ya parametre değerlerini doğru olarak kestirebilmeli yada parametre değişimlerine karşı duyarsız olmalıdır.



Şekil 4.2 Model tabanlı uyarlamalı asenkron motor kontrolü

Özellikle durum geribeslemesi veya doğrudan vektör kontrol yöntemlerinde gözlemleyici kullanımı gereklidir. Ancak parametreler de bir çok çalışma koşulundan etkilenmektedir. Bu durumda yukarıda ele alınan parametre tanıma ile gözlemleyici hatalarının düzeltilmesi mümkündür. Bundan başka, dayanıklı kontrol yöntemleri kullanılarak parametre duyarsızlığı sağlanabilir. Dayanıklı kontrol yaklaşımı iki açıdan düşünülebilir;

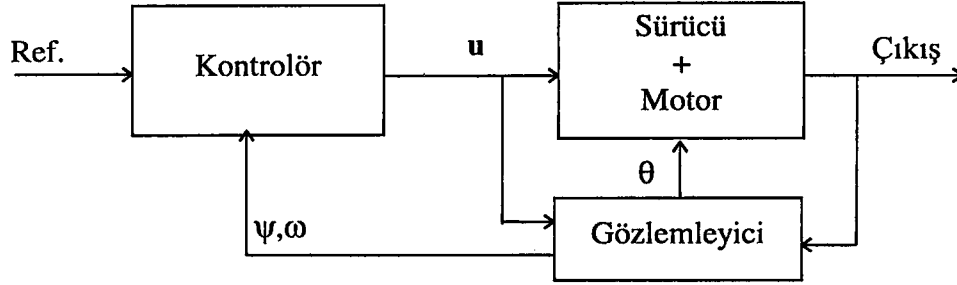
1. Parametre belirsizliklerine dayanıklı kontrolör tasarımı

Bu durumda, makina, gözlemleyici yada kontrolörde kullanılan motor parametrelerinde var olan hataların sonucu etkilememesine çalışılır. Referans değer asıl olarak hız veya konumdur. Tasarlanan dayanıklı bir kontrolör istenen bu referansı sağlayabilir. Ancak yine de bazı sorunlar olacaktır. Örneğin, parametre hataları sebebi ile varsayılan akı genliği oldukça yanlış olabilir, hatta motor doymaya girmiş olabilir. Bu durumda, istenen hız eğrisi izlense dahi motorun aşırı güç kaybı sebebi ile zarar görmesi mümkündür. Ayrıca, dış kontrol çevrimi ne kadar duyarsız olursa olsun, doymaya girme gibi, durum değişkenlerindeki aşırı hatalar sonucu etkileyecektir.

2. Parametrelere duyarsız gözlemleyici tabanlı kontrolör tasarımı

Bu durumda, gözlemleyicinin çıkışında ürettiği durum değişkeni değerlerinin parametre (rotor direnci, endüktansı v.b.) hatalarına duyarsız olup gerçek

değerlerine yakınsaması söz konusudur. Böylece modelleme hatalarının veya bilinmeyen değerlerin (mekanik yük, sıcaklık v.b) kontrol başarımına etkisi ortadan kaldırılır. Akı genliği gibi önemli iç durum değişkenleri de kontrol altında tutulduğu için doymaya girme veya benzeri hatalar da söz konusu değildir.



Şekil 4.3 Gözlemleyici tabanlı asenkron motor kontrol

Yüksek başarılı bir vektör kontrol sisteminin gereksinimlerini karşılayan en basit ve güvenli yöntem olması açısından, bu tezde de, dayanıklı gözlemleyici tabanlı vektör kontrol yöntemi tercih edilmiştir [21].

4.2 Gözlemlenebilirlik

Gözlemleyici yaklaşımı, durum uzayı tasarım metodları ile kontrol kuramında uzun süredir kullanılan bir tasarım yöntemidir. İM kontrolünde, sistem durumlarından sadece stator akımları ve gerilimler, bilinen büyüklüklerdir. Durumların bazılarını ulaşılamadığında, olduğu böyle durumlarda dinamik gözlemleyici yaklaşımı kullanılabilir. Bu açıdan öncelikle sistemin gözlemlenebilirliğini incelemek gereklidir.

Doğrusal kontrol kuramında sistemlerin gözlemlenebilirliği konusundaki inceleme yöntemleri, çok uzun süredir bilinmekte ve uygulanmaktadır. Bu yöntemlerin İM'da doğrudan kullanılması mümkün değildir. Ancak temel tanımlar kullanılarak bu çerçevede çeşitli yaklaşımlarda bulunmak mümkündür. Gözlemlenebilirlik konusuna doğrusal kontrol kuramı yaklaşımı aşağıda kısaca verilmiştir.

Tanım :

Durum denklemleri takımı (4.1,2) veya C, A matris çifti verilen bir sistem, ancak ve ancak, kontrol “ u ” ve çıkış “ y ” değerlerinin sonlu zaman aralığında ($0 < t < t_f$) bilinmesi ile başlangıç durumu “ $x(t_0)$ ” elde edilebilirse, *gözlemlenebilirdir*.

Teorem:

C, A matris çifti ancak ve ancak *gözlemlenebilirlik matrisinin* (Γ_O) rankı (durum değişkeni sayısı) n ise 'gözlemlenebilir' dir.

$$\Gamma_O = [C^T \quad A^T C^T \quad (A^T)^2 C^T \quad \dots \quad (A^T)^{n-1} C^T] \quad (4.5)$$

Burada üst indis olarak kullanılan “ T ” matrislerin devrik (transpose) olduğunu ifade etmektedir.

Bu noktada doğrudan ilgili olmasa da önemli bir gösterge olan “kontrol edilebilirlik” hakkındaki tanım ve teoremi de vermekte yarar vardır. Ayrıca amaçlardan birisi de durumların kontrol edilmesi olduğundan bu tanım önemlidir.

Tanım :

Durum denklemleri takımı (4.1,2) veya A, B matris çifti verilen bir sistem, ancak ve ancak, başlangıç durumlarını “ $x(t_0)$ ” herhangi bir “ $x(t_f)$ ” durumuna sonlu zamanda (T) ulaştıracak bir kontrol “ u ” bulunabilirse, *'kontrol edilebilir'* dir.

Teorem:

A, B matris çifti ancak ve ancak *kontrol edilebilirlik matrisinin* (Γ_C) rankı (durum değişkeni sayısı) n ise gözlemlenebilirdir.

$$\Gamma_C = [B \quad AB \quad A^2B \quad \dots \quad A^{n-1}B] \quad (4.6)$$

Ancak İM modelindeki durum dinamikleri $A(x,t)=A.x$ şeklinde ayrıştırılamadığından doğrusal kontrol kuramının bu yaklaşımlarını doğrudan kullanmak mümkün değildir. Ancak sistemin alt parçalarını ayrı ayrı inceleyerek tanımı sağlayıp sağlamadıklarına bakılabilir. Bu amaçla sistem durum değişkenleri $i_s=[i_\alpha \ i_\beta]$, $\Psi_r=[\psi_\alpha \ \psi_\beta]$, ω olarak üç parçaya ayrılabilir. Böylece sistem durum eşitlikleri takımı da aşağıda (4.7-9) eşitlikleri ile verildiği gibi ayrılır. Bunlardan (4.7,8) durum denklemleri, (4.9) eşitliği ise çıkış denklemleridir. Hemen görülebileceği gibi motorun açısal hız ve momentinin ölçülemediği varsayılarak çıkış eşitliğinden çıkartılmıştır. Bu durumda motorun ölçülebilen büyüklükleri sadece çıkış vektörü olan stator akımı $i_s=[i_\alpha \ i_\beta]$ ve kontrol vektörü olan stator gerilimidir $u_s=[u_\alpha \ u_\beta]$.

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_\alpha \\ \dot{i}_\beta \\ \dot{\psi}_\alpha \\ \dot{\psi}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -k_1 & 0 & k_2.x_r & k_2.\omega \\ 0 & -k_1 & -k_2.\omega & k_2.x_r \\ M.x_r & 0 & -x_r & -\omega \\ 0 & M.x_r & \omega & -x_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ \psi_\alpha \\ \psi_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} k_3 & 0 \\ 0 & k_3 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

$$\dot{\omega} = \frac{L_r}{M.J_L} \begin{bmatrix} -\psi_\beta & \psi_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} - \frac{T_d^*}{J_L} \quad (4.8)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ \psi_\alpha \\ \psi_\beta \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

Burada $k_1 = R_E/\sigma.L_s$, $k_2 = M/\sigma.L_s.L_r$, $k_3 = 1/\sigma.L_s$, $x_r = R_r/L_r$ kısaltmaları kullanılmıştır.

(4.7,9) eşitliklerinin tanımladığı sistemin gözlemlenebilirlik matrisi (Γ_o) hesaplandığında (4.10) elde edilir. Bu matrisin rankını bulmak amacı ile yapılacak işlemler sonucunda matris rankının 4 olduğu bulunur. Bu da tanımlanan alt sistem derecesine eşittir.

$$\Gamma_o = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -k_1 & 0 & k_1^2 + M.x_r^2.k_2 & -M.x_r.k_2.\omega \\ 0 & 1 & 0 & -k_1 & M.x_r.k_2.\omega & k_1^2 + M.x_r^2.k_2 \\ 0 & 0 & k_2.x_r & -k_2.\omega & k_2.(\omega^2 - x_r^2 - k_1.x_r) & k_2.\omega.(k_1 + 2.x_r) & \dots \\ 0 & 0 & k_2.\omega & k_2.x_r & -k_2.\omega.(k_1 + 2.x_r) & k_2.(\omega^2 - x_r^2 - k_1.x_r) & \dots \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} M.x_r.k_2.(\omega^2 - x_r^2 - 2.k_1.x_r) - k_1^3 & 2.M.\omega.x_r.k_2.(k_1 + x_r) \\ -2.M.\omega.x_r.k_2.(k_1 + x_r) & M.x_r.k_2.(\omega^2 - x_r^2 - 2.k_1.x_r) - k_1^3 \\ (k_1.k_2 + M.x_r.k_2^2).(x_r^2 - \omega^2) + x_r.k_2.(k_1^2 + x_r^2 - 3.\omega^2) & -\omega.k_2.(k_1^2 + 3.x_r^2 - \omega^2) - 2.\omega.x_r.k_2.(k_1 + x_r.k_2.M) \\ \omega.k_2.(k_1^2 + 3.x_r^2 - \omega^2) + 2.\omega.x_r.k_2.(k_1 + x_r.k_2.M) & (k_1.k_2 + M.x_r.k_2^2).(x_r^2 - \omega^2) + x_r.k_2.(k_1^2 + x_r^2 - 3.\omega^2) \end{bmatrix}$$

(4.10)

Gözlemlenebilirlik matrisi, değişken olan motor hızı ω 'yı da içermektedir. Bu sebeple matris rankının, ω 'nın alabileceği tüm çalışma aralığı için değerlendirilmesi gereklidir. Gözlemlenebilirlik matrisi rankının 4'den daha küçük olması için, ω 'nın alacağı değere göre tüm bir satırın sıfır yada başka bir satırla doğrusal bağımlı hale gelmesi gereklidir. Bunu sağlayabilir bir ω değeri yoktur. Bu durumda, İM'un akım ve akı bileşenlerinin tamamının, hızdan da bağımsız olarak, gözlemlenebilir olduğu söylenebilir. Ancak, bu durumda akı bileşenlerinin gözlemlenmesi sorunu bitmemektedir. Çünkü gözlemlenme sonucunda elde edilecek sonuçta, gözlemlenebilirlik matrisinden de görüleceği gibi, motor hızının değeri ve parametre değerleri etkilidir. Özellikle hızın ölçülmediği düşünüldüğünde, akı değerlerinin gözlemlenmesinde, hızın da gözlemlenebilirliği önemli hale gelmektedir.

Hızın gözlemlenebilirliğini incelemek üzere, $A(x,t)$ matrisi elemanlarını değişik bir tarzda yazmak mümkündür. Durum denklemlerinde ω ile akı bileşenlerinin çarpımlarının yer aldığı terimleri, ω yerine akı bileşenlerini $A(x,t)$ içinde bırakacak şekilde yazabiliriz. Bu durumda eşitlik (4.3), eşitlik (4.11)'deki gibi yazılabilir.

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_\alpha \\ \dot{i}_\beta \\ \dot{\psi}_\alpha \\ \dot{\psi}_\beta \\ \dot{\omega} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -k_1 & 0 & k_2.x_r & 0 & k_2.\psi_\beta \\ 0 & -k_1 & 0 & k_2.x_r & -k_2.\psi_\alpha \\ M.x_r & 0 & -x_r & 0 & -\psi_\beta \\ 0 & M.x_r & 0 & -x_r & \psi_\alpha \\ -k_4.\psi_\beta & k_4.\psi_\alpha & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ \psi_\alpha \\ \psi_\beta \\ \omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} k_3 & 0 & 0 \\ 0 & k_3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{J_L} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ T_d^* \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

Burada, ek olarak, $k_4 = L_r/M.J_L$ kısaltması kullanılmıştır.

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ \psi_\alpha \\ \psi_\beta \\ \omega \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

Eşitlik (4.11,12) ile tanımlanan sistemin gözlemlenebilirlik matrisi (4.13) ile verilmiştir. Bu şekilde hesaplanan gözlemlenebilirlik matrisinin rankı yine 4'dür ve yeni sistemin derecesinden bir düşüktür. Bu durumda sisteme yeni katılan değişken olan ω 'nın gözlemlenemez olduğu düşünülebilir. Ancak burada uygulanan yöntemin doğrusal kontrol kuramından kaynaklandığını ve yukarıda verilen sisteme tam uygulanamayacağını unutmamak gereklidir.

$$\Gamma_o = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -k_1 & 0 & k_1^2 - k_2(\psi_\beta^2.k_4 - M.x_r^2) & k_2.k_4.\psi_\alpha.\psi_\beta \\ 0 & 1 & 0 & -k_1 & k_2.k_4.\psi_\alpha.\psi_\beta & k_1^2 - k_2(\psi_\alpha^2.k_4 - M.x_r^2) \\ 0 & 0 & k_2.x_r & 0 & -k_2.x_r.(k_1 + x_r) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & k_2.x_r & 0 & -k_2.x_r.(k_1 + x_r) \\ 0 & 0 & \psi_\beta.k_2 & -\psi_\alpha.k_2 & -\psi_\beta.k_2.(k_1 + x_r) & -\psi_\alpha.k_2.(k_1 + x_r) \\ -k_1^3 + k_2(\psi_\beta^2.k_4 - M.x_r^2).(2.k_1 + x_r) & -\psi_\alpha.\psi_\beta.k_2.k_4.(2.k_1 + x_r) & -k_1^3 + k_2(\psi_\alpha^2.k_4 - M.x_r^2).(2.k_1 + x_r) & \dots \\ -k_2.x_r.((\psi_\beta^2.k_4 - M.x_r^2).k_2 - x_r^2 - k_1^2 - x_r.k_1) & \psi_\alpha.\psi_\beta.x_r.k_2^2.k_4 & -k_2.x_r.((\psi_\alpha^2.k_4 - M.x_r^2).k_2 - x_r^2 - k_1^2 - x_r.k_1) & \dots \\ -\psi_\beta.k_2.(|\psi_r|^2.k_4 - M.x_r^2).k_2 - x_r^2 - k_1^2 - x_r.k_1 & -\psi_\alpha.k_2.(|\psi_r|^2.k_4 - M.x_r^2).k_2 - x_r^2 - k_1^2 - x_r.k_1 & \dots \\ k_1^4 - k_2(\psi_\beta^2.k_4 - M.x_r^2).(x_r^2 + 2.k_1.x_r + 3.k_1^2 + M.x_r^2.k_2) + \psi_\beta^2.k_2^2.k_4.(|\psi_r|^2.k_4 - M.x_r^2) & -\psi_\alpha.\psi_\beta.k_2.k_4.(k_2.(|\psi_r|^2.k_4 - 2.M.x_r^2) - x_r^2 - 2.k_1.x_r - 3.k_1^2) & \dots \\ k_2.(k_1 + x_r).(2.k_2(\psi_\beta^2.k_4 - M.x_r^2) - k_1^2 - x_r^2) & -2.\psi_\alpha.\psi_\beta.x_r.k_2^2.k_4.(k_1 + x_r) & \dots \\ \psi_\beta.k_2.(k_1 + x_r).(2.k_2.(|\psi_r|^2.k_4 - M.x_r^2) - k_1^2 - x_r^2) & -\psi_\alpha.\psi_\beta.k_2.k_4.(k_2.(|\psi_r|^2.k_4 - 2.M.x_r^2) - x_r^2 - 2.k_1.x_r - 3.k_1^2) & \dots \\ k_1^4 - k_2(\psi_\alpha^2.k_4 - M.x_r^2).(x_r^2 + 2.k_1.x_r + 3.k_1^2 + M.x_r^2.k_2) + \psi_\alpha^2.k_2^2.k_4.(|\psi_r|^2.k_4 - M.x_r^2) & -2.\psi_\alpha.\psi_\beta.x_r.k_2^2.k_4.(k_1 + x_r) & \dots \\ k_2.(k_1 + x_r).(2.k_2(\psi_\alpha^2.k_4 - M.x_r^2) - k_1^2 - x_r^2) & \psi_\alpha.k_2.(k_1 + x_r).(2.k_2.(|\psi_r|^2.k_4 - M.x_r^2) - k_1^2 - x_r^2) & \dots \end{bmatrix} \quad (4.13)$$

4.3 Asenkron Motor Akı Gözlemleyicisi

Bölüm.2’de literatürde yer alan önemli gözlemleyici yaklaşımlarından bazıları verilmiştir.

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

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_\alpha \\ \dot{i}_\beta \end{bmatrix} = -k_1 \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + k_2 \begin{bmatrix} x_r & \omega \\ -\omega & x_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_\alpha \\ \psi_\beta \end{bmatrix} + k_3 \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} \quad (4.14)$$

Şeklinde verilebilir. Modelde bilinmeyenlerden oluşan kısım aşağıdaki gibi tanımlanır

$$\mathbf{f} = \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_r & \omega \\ -\omega & x_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_\alpha \\ \psi_\beta \end{bmatrix} \quad (4.15)$$

Söz konusu tanım bölüm 2.4.2.1’de verilen ve Joetten’in önerdiği, zıt-emk tabanlı kestirim yönteminde, bazı varsayımlarla birlikte bu bilgi motor hız kestirimi için kullanılmıştır. Yöntemin başarısı kestirimde kullanılan, rotor zaman sabitinin değerinin bilinmesine çok bağlıdır.

Bölüm 2.4.2.4 ve 2.4.2.5’de verilen yöntemlerde ise stator için bir gözlemleyici tasarlanmış ve Kalman filtresi yada kayan kipli kontrol yaklaşımları ile bu modelin hataları sıfırlanmaya çalışılmıştır. Stator parçası için kullanılan kontrol işaretleri model tanıma algoritması ile hız kestiriminde kullanılmış ve bu hız değeri rotor modeline de girilmiştir. Rotor modelinden (4.14) yardımı ile hesaplanan $\mathbf{f}$ statora geri beslenmiştir. Bu yöntemlerin belirgin sakıncası ise, hemen tüm yöntemlerde olduğu gibi, modelin rotor tarafının açık çevrim çalışmasıdır. Motor hızı

kestiriminde yapılacak hata veya rotor zaman sabitindeki hata akı bileşenlerinin de yanlış hesaplanmasına yol açacaktır.

Öncelikle, eşitlik (4.16)'daki gibi, herhangi bir değişken (x) ve kestirilmiş değeri ($\hat{x}$) arasındaki farkı Δx olarak tanımlayalım

$$x = \hat{x} + \Delta x \quad (4.16)$$

Klasik gözlemleyici yaklaşımında, durum denklemleri takımı (4.1,2) ile verilen bir sistem için gözlemleyici kontrolü (4.17,18) eşitliklerinde görüldüğü gibi çıkış vektöründeki kestirim hatasının H kazancı ile modele geri beslenmesi ile yapılır.

$$\dot{\hat{x}} = (A - B.F).\hat{x} + B.u - H.(\hat{y} - y) \quad (4.17)$$

$$\hat{y} = C.\hat{x} \quad (4.18)$$

Bu yaklaşımın asenkron motor gözlemleyicisine uygulanması, stator akımı kestirim hatasının (Δi_s) bir kazanç faktörü ile eşitlik (4.14)'e eklenmesi ile yapılır. Daha genel bir deyişle Δi_s 'in bir fonksiyonu olan hata faktörünün (4.14)'e eklenmesi söz konusudur. Kayan kipli kontrol, Kalman filtresi kullanımı gibi yöntemlerde bu hata fonksiyonu skaler bir kazanç terimi değil yakınsamayı sağlayıcı doğrusal olmayan bir fonksiyondur [4,63,66-69]. Bu durumda $g(\Delta i_s)$, (4.19) ile verildiği gibi, Δi_s 'in bir fonksiyonu olmak üzere stator gözlemleyici denklemleri (4.20) ile verilebilir.

$$g(\Delta i_s) = [g_\alpha(\Delta i_\alpha, \Delta i_\beta) \quad g_\beta(\Delta i_\alpha, \Delta i_\beta)]^T \quad (4.19)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{i}}_\alpha \\ \dot{\hat{i}}_\beta \end{bmatrix} = -k_1 \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha \\ \hat{i}_\beta \end{bmatrix} + k_2 \begin{bmatrix} \hat{f}_\alpha \\ \hat{f}_\beta \end{bmatrix} + k_3 \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} g_\alpha \\ g_\beta \end{bmatrix} \quad (4.20)$$

Burada “ $\sim$ ” işareti kestirilmiş değerleri göstermek için kullanılmıştır. Ayrıca tanımı (4.15) ile verilen f fonksiyon vektörü (4.14)’deki yerine konarak (4.20)’deki yazım elde edilmiştir.

Bu yaklaşımda gözlemleyici kontrolü statör eksen takımında yapılmaktadır. Hata fonksiyonları statör akımı değişim hızına sahiptir. Statör akımı bileşenleri ise sistemde en hızlı değişen işaretlerdir. Ayrıca hatanın kaynağı akı bileşenleri, hız, rotor zaman yada rotor modelinin diğer parametrelerinden kaynaklandığında gözlemleyicinin rotor parçasındaki hata düzeltilemeyecektir. Oysa asıl amaç rotor gözlemleyicisini gerçekleştirerek akı yada parametre kestirimi yapmaktır. İM modelinin rotor parçası (4.7) eşitliğinden ayrıştırılarak ve (4.15) ile verilen tanım kullanılarak aşağıda verilmiştir (4.21)

$$\begin{bmatrix} \dot{\psi}_\alpha \\ \dot{\psi}_\beta \end{bmatrix} = -\begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} + M \cdot x_r \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (4.21)$$

Yukarıdaki yaklaşımın devamı olarak, akı kestirimindeki hatanın da düzeltilmesi için rotor kestirim modeline bir hata faktörü eklenmesi gereklidir. Eşitlik (4.20) ile verilen gözlemleyici modeli kullanıldığında ve akım kestirim hatası sıfıra eriştiğinde, kolayca görülebileceği gibi, kontrol fonksiyonunun (g) sıfırdan farklı olması rotor parçasının etkisinden kaynaklanacaktır (Δf). $\Delta i_s=0$, $\Delta \dot{i}_s=0$ olduğu düşünülürse ve gerilim vektörü giriş olduğundan buradan gelen hata da sıfır olacağından Δf , $g(\Delta i_s)$ ’in $(-1/k_2)$ faktörü ile çarpımından elde edilebilir. Modelden gelen $(-1/k_2)$ faktörünü de içine alacak şekilde belirlenen kontrol kazancı K ile, gözlemleyicinin rotor parçası (4.22) ile verilebilir.

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{\psi}}_\alpha \\ \dot{\hat{\psi}}_\beta \end{bmatrix} = -\begin{bmatrix} \hat{f}_\alpha \\ \hat{f}_\beta \end{bmatrix} + M \cdot x_r \cdot \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha \\ \hat{i}_\beta \end{bmatrix} + K \cdot \begin{bmatrix} g_\alpha \\ g_\beta \end{bmatrix} \quad (4.22)$$

4.3.1 Önerilen yöntem - 1

(4.14) eşitliği kullanılarak gerçekleştirilecek stator gözlemleyicisinde hatanın (4.15) ile tanımlanan kısımdan geleceği söylenebilir. Çünkü gerilim ve akım vektörleri bilinen büyüklüklerdir. Geriye bilinmeyen olarak sadece $\mathbf{f}$ vektörü kalmaktadır. Bu vektörün değerinin gerçekteki ile aynı olması durumunda akım gözlemleme hatasının sıfıra gideceği söylenebilir. Bu durumda kullanılan gözlemleyici modeli aşağıdaki gibidir.

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{i}}_{\alpha} \\ \dot{\hat{i}}_{\beta} \end{bmatrix} = -k_1 \begin{bmatrix} \hat{i}_{\alpha} \\ \hat{i}_{\beta} \end{bmatrix} + k_2 \begin{bmatrix} \hat{f}_{\alpha} \\ \hat{f}_{\beta} \end{bmatrix} + k_3 \begin{bmatrix} u_{\alpha} \\ u_{\beta} \end{bmatrix} \quad (4.23)$$

(4.23) eşitliği ile stator modelinin verildiği (4.14) denklemleri birbirinden çıkarılırsa

$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{i}_{\alpha} \\ \Delta \dot{i}_{\beta} \end{bmatrix} = -k_1 \begin{bmatrix} \Delta i_{\alpha} \\ \Delta i_{\beta} \end{bmatrix} + k_2 \begin{bmatrix} \Delta f_{\alpha} \\ \Delta f_{\beta} \end{bmatrix} \quad (4.24)$$

Elde edilir. $\hat{\mathbf{f}}$ vektörü üzerinden kontrol ederek $\Delta \mathbf{i}_s = 0$ ve $\Delta \dot{\mathbf{i}}_s = 0$ olması sağlanabilir. Bu şart sağlandığında (4.24)'den açıkça görüleceği gibi $\Delta \mathbf{f} = 0$ olacaktır. Bunun anlamı, stator gözlemleyici hatası sıfırlandığında rotor modelinin (4.21) bilinmeyen kısmını oluşturan $\mathbf{f}$ vektörünün elde edilmiş olunacağıdır.

Eşitlik (4.21)'i kestirim değerleri açısından yazarsak (4.25) elde edilmiş olunur.

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{\psi}}_{\alpha} \\ \dot{\hat{\psi}}_{\beta} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} \hat{f}_{\alpha} \\ \hat{f}_{\beta} \end{bmatrix} + M \cdot x_r \cdot \begin{bmatrix} \hat{i}_{\alpha} \\ \hat{i}_{\beta} \end{bmatrix} \quad (4.25)$$

Rotor modeli kestirimini oluşturan eşitlik (4.25) içinde bilinmeyen terim kalmamıştır. Akım kestirimi hatası stator gözlemleyicisi ile sıfırlanmış, $\hat{\mathbf{f}}$ vektörü de aynı denklemden hatasız olarak elde edilmiştir. Ancak henüz tüm sorunlar çözülmüş

değildir. Öncelikle, eşitlik (4.25)'den akı bileşenlerinin türevleri elde edilebilir. Oysa gerekli olan akı bileşenlerinin kendi değerleridir.

İkinci sorun ise parametrelerden M veya x_r ' in yanlış olması durumunda yapılacak kestirim hatasıdır. Buna rağmen, akı bileşenlerinin kendi değerlerinin kestirimi doğru olarak yapılırsa, yani kestirim hatası sıfıra götürülebilirse istenen bilgiler elde edilir.

Akı bileşenleri ile ilgili bilgi f vektöründe yer almaktadır. Eşitlik (4.15) ile tanımlanan bu vektörü, (4.26,27) eşitliklerinde karmaşık sayı gösterimleri ile, tanımlanan parametre (P) ve akı (Ψ) vektörlerinin çarpımı ile ifade etmek mümkündür. Bu iki karmaşık sayının çarpımları hesaplandığında eşitlik (4.28) elde edilir. Çarpım ifadesinin bileşenleri eşitlik (4.15)'den de görülebileceği gibi, (4.29)'da verildiği gibidir.

$$\bar{P} \triangleq x_r - j\omega \quad ; \quad x_r = \text{Re}\{\bar{P}\}, \quad \omega = -\text{Im}\{\bar{P}\} \quad (4.26)$$

$$\bar{\Psi} \triangleq \psi_\alpha + j\psi_\beta \quad ; \quad \psi_\alpha = \text{Re}\{\bar{\Psi}\}, \quad \psi_\beta = \text{Im}\{\bar{\Psi}\} \quad (4.27)$$

$$\bar{P} \cdot \bar{\Psi} = \bar{\Psi} \cdot \bar{P} = (x_r \cdot \psi_\alpha + \omega \cdot \psi_\beta) + j(x_r \cdot \psi_\beta - \omega \cdot \psi_\alpha) \quad (4.28)$$

$$f_\alpha = \text{Re}\{\bar{P} \cdot \bar{\Psi}\}, \quad f_\beta = \text{Im}\{\bar{P} \cdot \bar{\Psi}\} \quad (4.29)$$

Gözlemleyicinin stator kısmından elde edilen f 'in bileşenlerinin, eşitlik (4.29)'dan parametre ve akı vektörlerinin çarpımının bileşenlerine eşit olduğunu görülmektedir. Buradan çıkartılabilecek ilk sonuç; parametreler (x_r , ω) yada akı bileşenlerinden (ψ_α , ψ_β) bir çift bilindiğinde diğer çiftin bulunabileceğidir. İkinci sonuç ise, ek bir bilgi veya ön kabul olmaksızın parametreler veya akı bileşenleri konusunda kestirim yapılamayacağıdır.

4.3.1.1 Gözlemleyici tasarımı

Yukarıda açıklanan yöntemde $\mathbf{f}$, kontrol vektörü olarak kullanılarak stator gözlemleyici hataları sıfıra götürülmektedir. Modelin stator parçasına ait denklem, eşitlik (4.14)'deki haliyle 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 $\Delta \mathbf{f}$ 'de sıfıra gidecektir. Ancak amacımız akı gözlemleme hatasını sıfıra götürmektir.

Gözlemleyici kontrol vektörü olarak kullanılacak $\mathbf{f}^*$ 'i aşağıdaki gibi yazalım.

$$\hat{\mathbf{f}} = \begin{bmatrix} \hat{f}_\alpha \\ \hat{f}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_r - \mu & \hat{\omega} \\ -\hat{\omega} & x_r - \mu \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\psi}_\alpha \\ \hat{\psi}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{\psi}_\alpha & \hat{\psi}_\beta \\ \hat{\psi}_\beta & -\hat{\psi}_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_r - \mu \\ \hat{\omega} \end{bmatrix} \quad (4.30)$$

Gözlemleyicinin stator parçasından $\Delta \mathbf{f}$ sıfıra götürülecektir. Başka bir deyişle, stator akım ve akım türevlerinin hatalarını sıfıra götüren $\hat{\mathbf{f}}$, gerçek $\mathbf{f}$ 'e eşit olacaktır. Bu da $\mathbf{f}$ 'in bilinmesi demektir. Eşitlik (4.30)'daki μ ve $\hat{\omega}$ gözlemleyici kontrol değişkenleridir ve $\hat{\Psi} = \begin{bmatrix} \hat{\psi}_\alpha & \hat{\psi}_\beta \end{bmatrix}^T$ gözlemlenen akı vektörüdür. Bu yaklaşım, daha önce açıklandığı gibi V.I.Utkin tarafından önerilmiştir [2].

Bu yöntemde, akı gözlemleme hatası sıfırlandığında, modelde başka bir parametre hatası yoksa μ rotor sabiti hatasını, $\hat{\omega}$ ise motor hız kestirimini oluşturmaktadır.

4.3.1.2 Stator gözlemleyicisi

Eşitlik (4.23) ile tanımlanan stator gözlemleyici modeli, gözlemleyici kontrol vektörü olarak $\hat{\mathbf{f}}$ kullanıldığında, gözlemleyici kontrolü açısından genelleştirilmiş formda aşağıdaki verilebilir

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}(\hat{\mathbf{x}}, t) + \mathbf{B} \cdot \mathbf{u}(\hat{\mathbf{x}}, t) \quad (4.31)$$

burada $\hat{\mathbf{x}} = [\hat{i}_\alpha \quad \hat{i}_\beta]^T$, $\mathbf{A}(\hat{\mathbf{x}}, t) = -k_1 \hat{\mathbf{x}} + k_3 [u_\alpha \quad u_\beta]^T$, $\mathbf{B} = k_2$, $\mathbf{u}(\hat{\mathbf{x}}, t) = [\hat{f}_\alpha \quad \hat{f}_\beta]^T$ ’dır.

Gözlemleyici açısından referans değerler gerçek akımlardır $\mathbf{x}' = [i_\alpha \quad i_\beta]^T$. Bu durumda gözlemleyici kontrol hatası da gözlemeleme hatasıdır $\tilde{\mathbf{x}} = \Delta \mathbf{x} = \mathbf{x}' - \hat{\mathbf{x}}$. Böylece bölüm.2’de elde edilen ÇKKK yaklaşımı ile elde edilen eşitlik (4.32) uygulandığında gözlemleyici kontrolü için (4.33) eşitliği yazılabilir. Eşitlik (4.33)’de

$$\mathbf{s} = \mathbf{G} \Delta \mathbf{x}, \quad \mathbf{G} = \mathbf{g} \cdot \mathbf{I}, \quad \mathbf{D} = d \cdot \mathbf{I} \quad \text{ve} \quad \mathbf{I} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \text{ alınmıştır.}$$

$$\mathbf{u}(t) = \mathbf{u}(t-T) + \frac{(\mathbf{G} \cdot \mathbf{B})^{-1}}{T} \cdot ((\mathbf{D} \cdot T + \mathbf{I}) \cdot \mathbf{s}(t) - \mathbf{s}(t-T)) \quad (4.32)$$

$$\begin{bmatrix} \hat{f}_\alpha \\ \hat{f}_\beta \end{bmatrix}_{(t)} = \begin{bmatrix} \hat{f}_\alpha \\ \hat{f}_\beta \end{bmatrix}_{(t-T)} + \frac{1}{k_2 \cdot T} \cdot \begin{bmatrix} (d \cdot T + 1) \cdot \Delta i_{\alpha(t)} - \Delta i_{\alpha(t-T)} \\ (d \cdot T + 1) \cdot \Delta i_{\beta(t)} - \Delta i_{\beta(t-T)} \end{bmatrix} \quad (4.33)$$

Eşitlik (4.33)’de $\hat{\mathbf{f}}$ ’nın eşitlik (4.30) ile verilen tanımını yerine koyup, akı bileşenlerinin akımlar yanında çok yavaş değiştiği ve T süresi içindeki değişimlerinin ihmal edilebileceği varsayımı yapılarak aşağıdaki ifade yazılabilir

$$\begin{bmatrix} x_r - \mu \\ \hat{\omega} \end{bmatrix}_{(t)} = \begin{bmatrix} x_r - \mu \\ \hat{\omega} \end{bmatrix}_{(t-T)} + \frac{1}{k_2 \cdot T} \cdot \begin{bmatrix} \hat{\psi}_\alpha & \hat{\psi}_\beta \\ \hat{\psi}_\beta & -\hat{\psi}_\alpha \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} (d \cdot T + 1) \cdot \Delta i_{\alpha(t)} - \Delta i_{\alpha(t-T)} \\ (d \cdot T + 1) \cdot \Delta i_{\beta(t)} - \Delta i_{\beta(t-T)} \end{bmatrix} \quad (4.34)$$

Eşitlik (4.34) açılarak aşağıdaki gibi yazılabilir

$$\begin{bmatrix} x_r - \mu \\ \hat{\omega} \end{bmatrix}_{(t)} = \begin{bmatrix} x_r - \mu \\ \hat{\omega} \end{bmatrix}_{(t-T)} + \frac{1}{k_2 \cdot T \cdot |\hat{\psi}_r|} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\hat{\theta}) & \sin(\hat{\theta}) \\ \sin(\hat{\theta}) & -\cos(\hat{\theta}) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} (d \cdot T + 1) \cdot \Delta i_{\alpha(t)} - \Delta i_{\alpha(t-T)} \\ (d \cdot T + 1) \cdot \Delta i_{\beta(t)} - \Delta i_{\beta(t-T)} \end{bmatrix} \quad (4.35)$$

Böylece, eşitlik (4.35)'deki kontrol uygulandığında stator gözlemleyicisinde hem akımların hem de türevlerinin hatalarını sıfıra götüren kontrol elde edilmiş olunur ($\Delta i_s \rightarrow 0$ ve $\Delta(di_s/dt) \rightarrow 0$).

4.3.1.3 Akı gözlemleyicisi

Stator gözlemleyicisi ile rotor akı bileşenlerinin türevleri elde edilmiştir. Elde edilmek istenen akı bileşenleri ise integrasyon yada modelden hesaplanabilir. Ancak, bu durumda hesaplama hassasiyetinden veya parametre hatalarından etkilenirler. Bu sakıncaları gidermek için, kayan kipli kontrol yaklaşımı kullanılarak

$$\Delta \dot{\psi}_\alpha + K \cdot \Delta \psi_\alpha = 0 \quad \text{ve} \quad \Delta \dot{\psi}_\beta + K \cdot \Delta \psi_\beta = 0 \quad (4.36)$$

koşulunu sağlayan kontrol tasarlanmıştır. Böylece kontrol altında akı bileşenleri kestirim hataları da sıfıra gidecektir. Bu durumda, istenen akı gözlemleyicisi de gerçekleştirilmiş olacaktır. *Bu tezde sağlanan önemli katkılardan biri bu yaklaşımın getirilmesidir.*

Aşağıda kayan kipli kontrol yaklaşımı ile bu gözlemeleyinin tasarımı açıklanmıştır. Stator gözlemleyicisi kontrol vektörü f 'in kestirim hatası aşağıdaki gibi (4.37,38) yazılabilir.

$$\Delta f_\alpha = f_\alpha - \hat{f}_\alpha = x_r \cdot (\psi_\alpha - \hat{\psi}_\alpha) + \mu \cdot \hat{\psi}_\alpha + \hat{\omega} \cdot (\psi_\beta - \hat{\psi}_\beta) = x_r \cdot \Delta \psi_\alpha + \hat{\omega} \cdot \Delta \psi_\beta + \mu \cdot \hat{\psi}_\alpha \quad (4.37)$$

$$\Delta f_\beta = f_\beta - \hat{f}_\beta = x_r \cdot (\psi_\beta - \hat{\psi}_\beta) + \mu \cdot \hat{\psi}_\beta - \hat{\omega} \cdot (\psi_\alpha - \hat{\psi}_\alpha) = x_r \cdot \Delta \psi_\beta - \hat{\omega} \cdot \Delta \psi_\alpha + \mu \cdot \hat{\psi}_\beta \quad (4.38)$$

Stator gözlemleyicisi ile $\Delta i_s \rightarrow 0$ ve $\Delta(di_s/dt) \rightarrow 0$ sağlanarak $\Delta f_\alpha \rightarrow 0$, $\Delta f_\beta \rightarrow 0$ olması da sağlandığına göre, (4.37,38)'in sıfıra eşitliği kullanılarak akı bileşenleri kestirim hataları için (4.39,40) eşitlikleri yazılabilir.

$$\Delta\psi_\alpha = \frac{-\mu}{x_r^2 + \hat{\omega}^2} \cdot (x_r \cdot \hat{\psi}_\alpha - \hat{\omega} \cdot \hat{\psi}_\beta) \quad (4.39)$$

$$\Delta\psi_\beta = \frac{-\mu}{x_r^2 + \hat{\omega}^2} \cdot (\hat{\omega} \cdot \hat{\psi}_\alpha + x_r \cdot \hat{\psi}_\beta) \quad (4.40)$$

Rotor akısı genlik ve açı olarak, kutupsal formda, bileşenleri cinsinden aşağıdaki eşitlikler verilebilir,

$$|\dot{\psi}_r| = \frac{1}{|\psi_r|} \cdot (\psi_\alpha \cdot \dot{\psi}_\alpha + \psi_\beta \cdot \dot{\psi}_\beta) \quad (4.41)$$

$$\dot{\theta} = \frac{1}{|\psi_r|^2} \cdot (\psi_\alpha \cdot \dot{\psi}_\beta - \psi_\beta \cdot \dot{\psi}_\alpha) \quad (4.42)$$

Akı bileşenleri kestirimi için eşitlik (4.25) ve bu eşitlikteki $\hat{\mathbf{f}}$ vektörü için (4.30)'daki tanımlama kullanılırsa (4.41,42) eşitlikleri ile kutupsal formda akı bileşenleri kestirim değerleri için (4.43,44) yazılabilir.

$$|\dot{\hat{\psi}}_r| = -x_r \cdot |\hat{\psi}_r| + M \cdot x_r \cdot \hat{i}_d + \mu \cdot |\hat{\psi}_r| \quad (4.43)$$

$$\hat{\theta} = \hat{\omega} + M \cdot x_r \cdot \frac{\hat{i}_d}{|\hat{\psi}_r|} \quad (4.44)$$

Bu eşitlikler elde edildikten sonra, θ ve ψ_r 'ın kestirim hatalarının da sıfıra gitmesini garanti edebilmek için, kayan kipli kontrol yaklaşımından kaynaklanan eşitlik (4.36) kutupsal formda da kullanılabilir. Eşitlik (4.16) ile tanımlanan kestirim hatası ve kayan kipli kontrol yaklaşımı kullanıldığında (4.45,46) eşitlikleri elde edilir.

$$|\dot{\psi}_r| = |\dot{\hat{\psi}}_r| + \Delta|\dot{\psi}_r| \quad \text{ve} \quad \Delta|\dot{\psi}_r| + K_\psi \cdot \Delta|\psi_r| = 0 \text{ ise}$$

$$|\dot{\psi}_r| = -x_r \cdot |\hat{\psi}_r| + M \cdot x_r \cdot \hat{i}_d + \mu \cdot |\hat{\psi}_r| - K_\psi \cdot \Delta|\psi_r| \quad (4.45)$$

$$\dot{\theta} = \dot{\hat{\theta}} + \Delta\dot{\theta} \quad \text{ve} \quad \Delta\dot{\theta} + K_\psi \cdot \Delta\theta = 0 \text{ ise}$$

$$\dot{\theta} = \hat{\omega} + M \cdot x_r \cdot \frac{\hat{i}_q}{|\hat{\psi}_r|} - K_\psi \cdot \Delta\theta \quad (4.46)$$

Burada K_ψ kayma yüzeyi eğimidir. Eşitlik (4.40,41)'deki $\Delta\theta$ ve $\Delta|\psi_r|$ 'ın yerlerine karşılıkları yazılabildiğinde akı bileşenlerinin gözlemleme hatalarını sıfıra götürecek çözüm bulunmuş olunacaktır.

Eşitlik (4.39,40) ile akı bileşenlerinin gözlemleme hataları kartezyen formda yazılmıştı. Bu ifadeleri kullanarak kutupsal formdaki eşdeğerlerini yazmak mümkündür. Kartezyen eksenler ile kutupsal eksenler arasındaki (4.47) tanımlaması kullanılarak, küçük farklar yaklaşımı ile eksenler arasındaki dönüşüm için (4.48,49) eşitlikleri elde edilir.

$$|\psi_r| = \sqrt{\psi_\alpha^2 + \psi_\beta^2} \quad \text{ve} \quad \theta = \tan^{-1} \left(\frac{\psi_\beta}{\psi_\alpha} \right) \quad (4.47)$$

$$\Delta|\psi_r| = \frac{1}{|\psi_r|} \cdot (\psi_\alpha \cdot \Delta\psi_\alpha + \psi_\beta \cdot \Delta\psi_\beta) \quad (4.48)$$

$$\Delta\theta = \frac{1}{|\psi_r|^2} \cdot (\psi_\alpha \cdot \Delta\psi_\beta - \psi_\beta \cdot \Delta\psi_\alpha) \quad (4.49)$$

Bu eşitliklerde (4.39,40) yerine konursa (4.50,51) elde edilir.

$$\Delta|\psi_r| = \frac{-\mu \cdot x_r \cdot |\hat{\psi}_r|}{x_r^2 + \hat{\omega}^2} \quad (4.50)$$

$$\Delta\theta = \frac{-\mu \cdot \hat{\omega}}{x_r^2 + \hat{\omega}^2} \quad (4.51)$$

Kutupsal formda elde edilen bu gözlemleme hatası terimlerini eşitlik (4.45,46)'da yerine koyduğumuzda akı gözlemleyicisinin son hali olarak eşitlik (4.52,53) elde edilir.

$$|\dot{\psi}_r| = -x_r \cdot |\hat{\psi}_r| + M \cdot x_r \cdot \hat{i}_d + \mu \cdot |\hat{\psi}_r| \cdot \left(1 + \frac{K_\psi \cdot x_r}{x_r^2 + \hat{\omega}^2}\right) \quad (4.52)$$

$$\dot{\theta} = M \cdot x_r \cdot \frac{\hat{i}_q}{|\hat{\psi}_r|} + \hat{\omega} \cdot \left(1 + \frac{K_\psi \cdot \mu}{x_r^2 + \hat{\omega}^2}\right) \quad (4.53)$$

Gözlemleyicinin stator parçası eşitlik (4.23) ile, rotor parçası (4.52,53) eşitlikleri ile ve gözlemleyici kontrolü de eşitlik (4.35) ile verilmiştir. Böylece tam bir asenkron motor akı gözlemleyicisi elde edilmiş olmaktadır. Önerilen bu yöntemin benzeşim ve gerçekleştirme sonuçları aşağıda verilmiştir.

4.3.1.4 Yöntem -1 sonuçları

Aşağıdaki benzeşimler C programlama dilinde yazılan benzeşim programı ile elde edilmiştir. Aktarılan verilerin grafikleri ise MATLAB'de çizdirilmiştir. Gerçek motoru temsil eden model için çevrim periyodu $T=1$ mikrosaniye, kontrol ve gözlemleyici için ise çevrim periyodu $T=200$ mikrosaniye alınmıştır. Kontrol ve gözlemleme çevrim periyodu olan $T=200$ mikrosaniye TMS320C31 Sayısal İşaret İşlemcisi (Sİİ) tarafından çok rahatlıkla gerçekleştirilebilir bir süredir. Yöntemin gerçekleştirilmesinde de bu işlemci kullanılmış ve bir çok ek işlem daha yapılmasına karşın çevrim periyodu $T=80$ mikrosaniye'ye kadar indirilmiştir.

Benzeşim ve gerçekleştirilmede kullanılan motorun parametreleri aşağıda verilmiştir.

$$R_s=26.4 \text{ Ohm}$$

$$R_r=21.7 \text{ Ohm}$$

$$M=0.571 \text{ Henri}$$

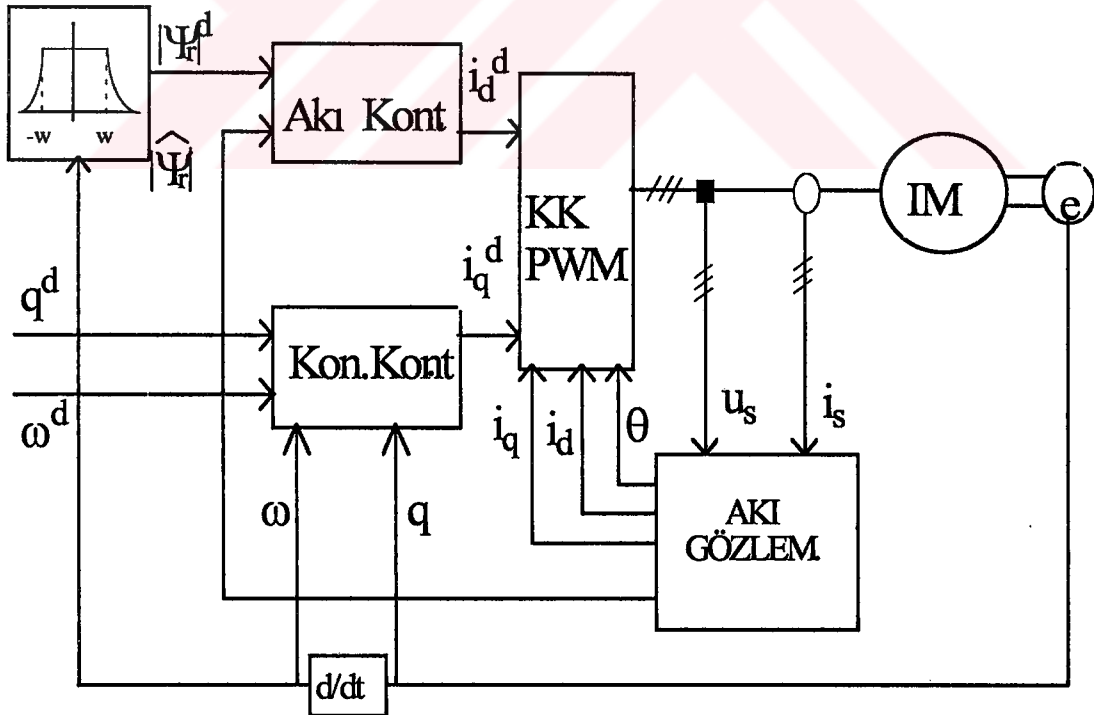
$$L_r=0.6294 \text{ Henri}$$

$$L_s=0.6294 \text{ Henri}$$

$$\omega_n=1357 \text{ devir/dakika}=142 \text{ rad/saniye}$$

$$P_n=0.38 \text{ KVA}$$

Aşağıda, önerilen gözlemleyicinin de içinde yer aldığı tüm kontrol sisteminin blok çizimi görünmektedir (Şek.4.4). Akı gözlemleyicisi, akı genliği açısı kestirimi ve döner eksen takımında stator akı bileşenlerinin hesabında kullanılmaktadır. Akım anahtarlama kayan kipli akım kontrolör tarafından yapılmaktadır. Akı referansı maksimum moment üretilecek şekilde seçilmektedir. Dış kontrol çevriminde akı ve konum, kayan kipli kontrol yöntemi ile denetlenmektedir. Şekilde üs işareti 'd' referans değerler için kullanılmıştır, diğer tüm semboller gerçek işaretleri göstermektedir.

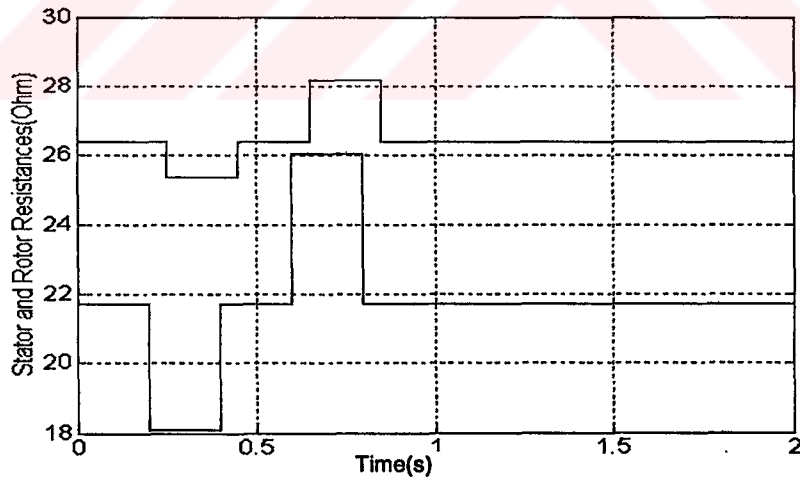


Şekil 4.4 Önerilen kontrol yöntemi

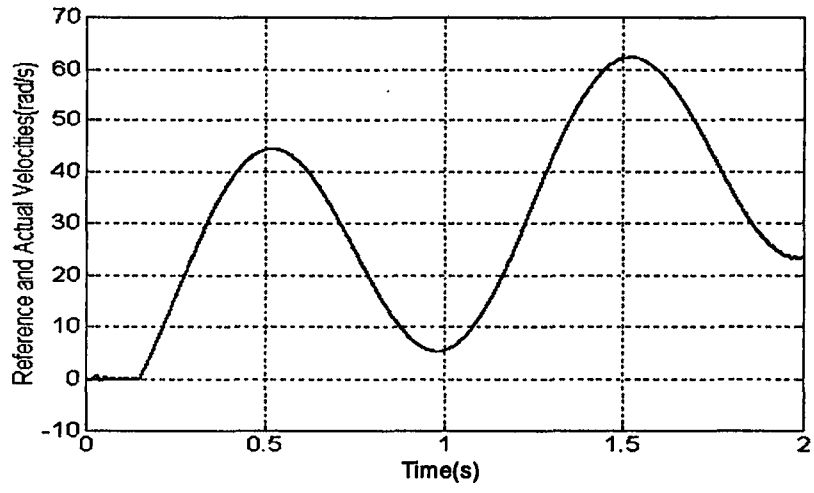
4.3.1.4.1 Benzeşim sonuçları

Aşağıdaki benzeşimlerde hız çalışma bölgesi çok geniş seçilmiştir (Şek.4.6). Nominal hızı 142 rad/s olan motorun çok düşük hız bölgelerinde dahi çok yüksek başarımla kontrol edilebildiği (Şek.4.7) ve kestirim hatalarının da çok küçük olduğu görülmektedir. Akı kestirim ve kontrolü özellikle düşük hız bölgelerinde çok başarılıdır (Şek.4.10,11). Konumlama hatası da çok küçüktür (Şek.4.8,9). Bu başarımın oldukça büyük bozucu moment etkileri altında elde edildiği düşünüldüğünde yöntemin başarısı anlaşılmaktadır.

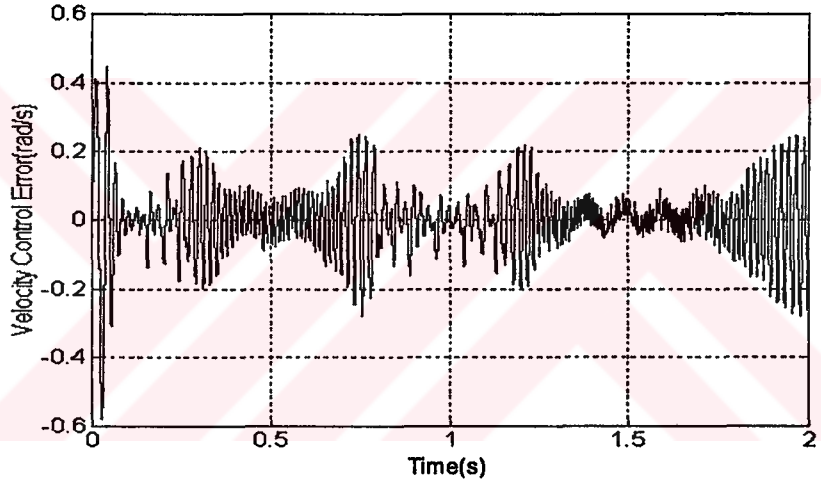
Gözlemleyici başarımı da diğer yöntemlere göre oldukça iyi ve hızlıdır. Rotor ve stator dirençlerinde büyük ve hızlı değişimler (sırasıyla $\pm\%20$ ve $\pm\%8$) verilmesine karşın gözlemleyici hızla cevap vermektedir ve hatalar çok küçüktür (Şekil10-13). Bu benzeşimlerde yük olarak $M_L=0.3\text{kg}$. ağırlığında ve ağırlık merkezi $L=300\text{ mm}$. olan bir çekiç kullanılmıştır. Daha sonra, benzeşimi yapılan bu yük gerçeklemelerde kullanılmıştır.



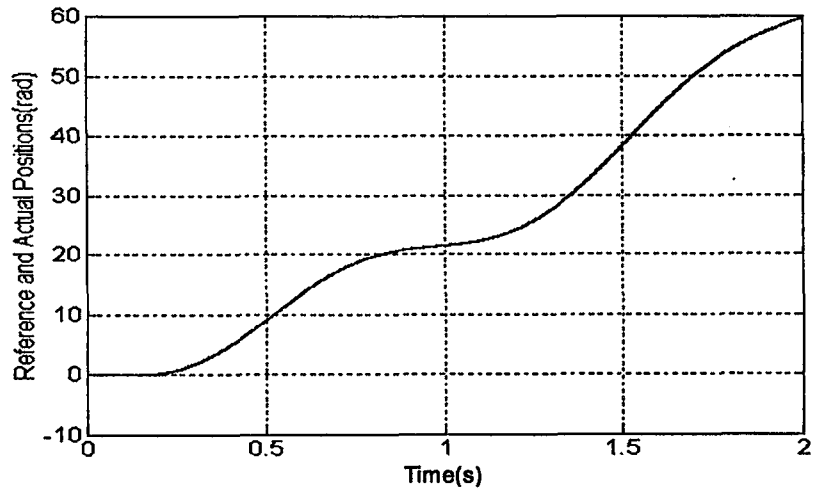
Şekil 4.5 Rotor ve stator direnci değişimleri



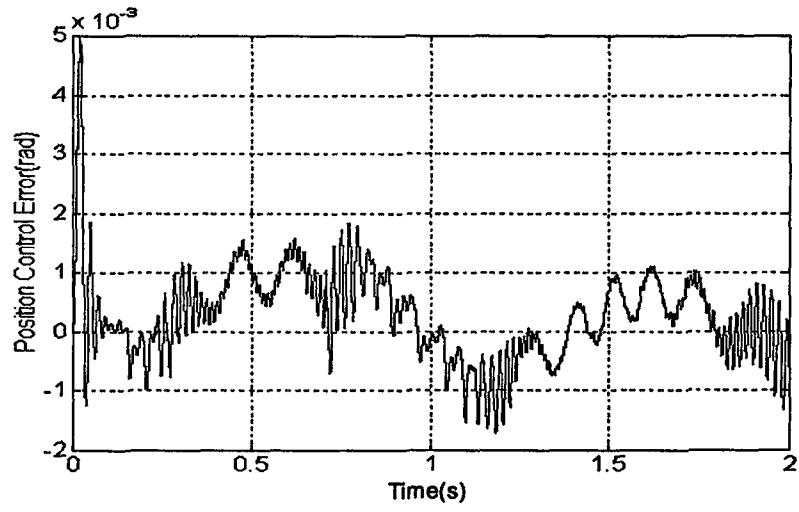
Şekil 4.6 Referans ve gerçek açısal hızlar



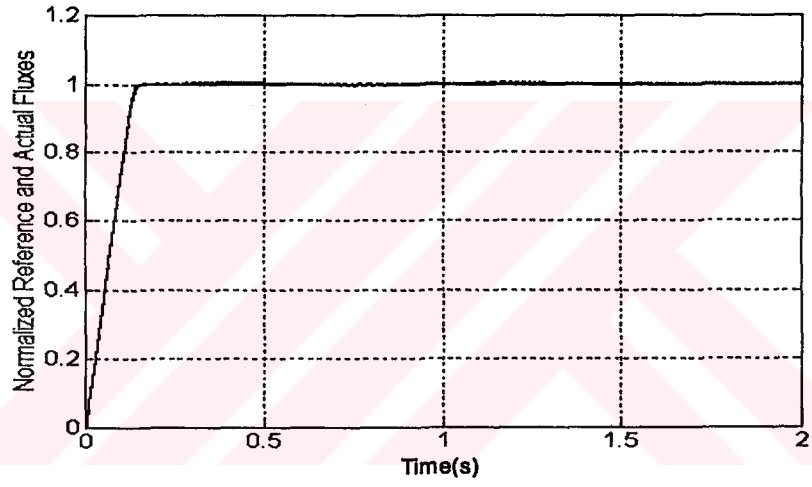
Şekil 4.7 Hız kontrol hatası



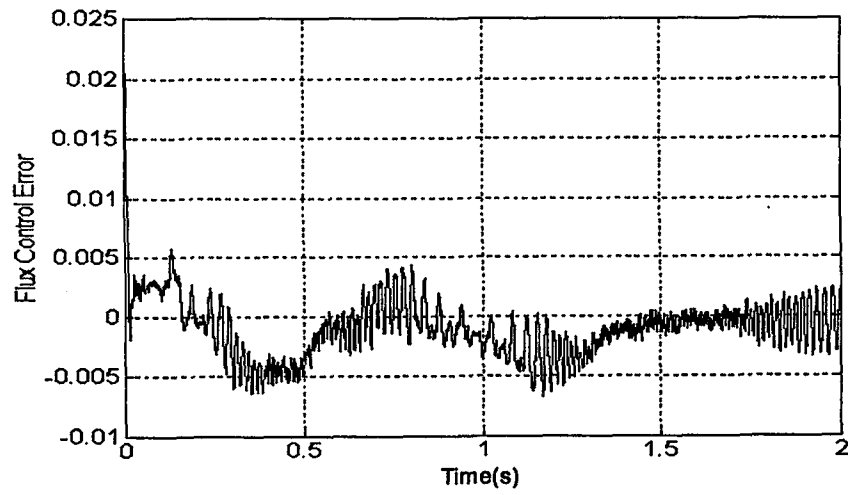
Şekil 4.8 Referans ve gerçek rotor konumları



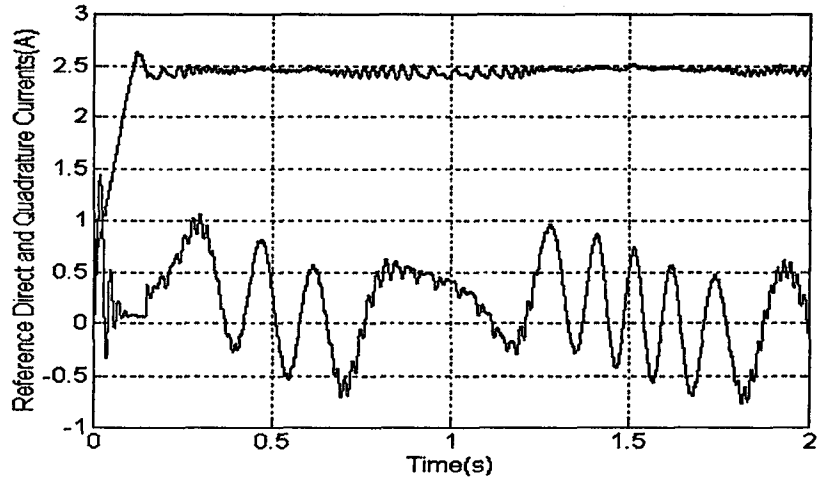
Şekil 4.9 Konum kontrol hatası



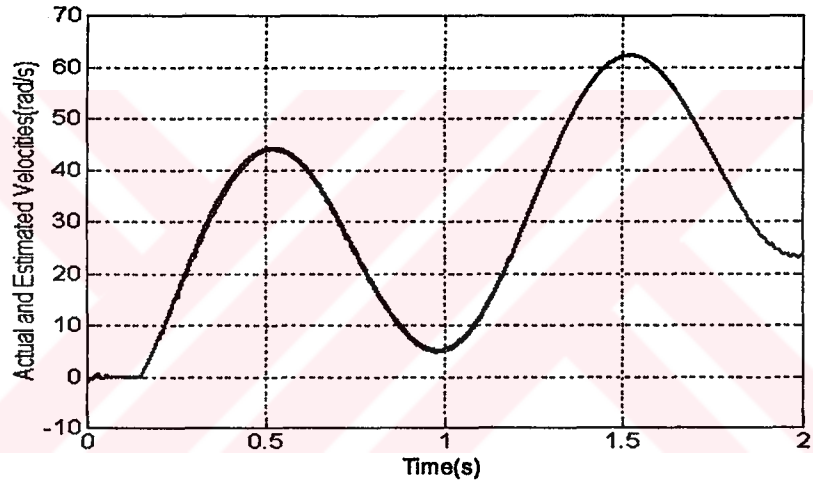
Şekil 4.10 Normalize edilmiş referans ve gerçek rotor akısı



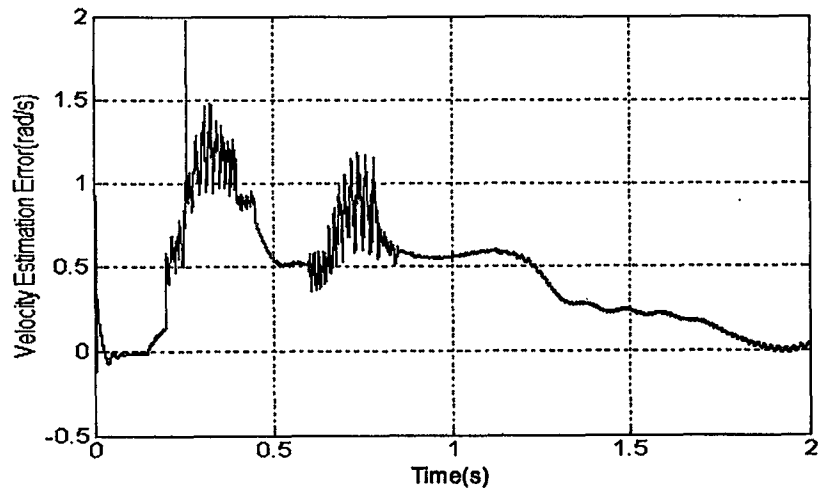
Şekil 4.11 Akı kontrol hatası



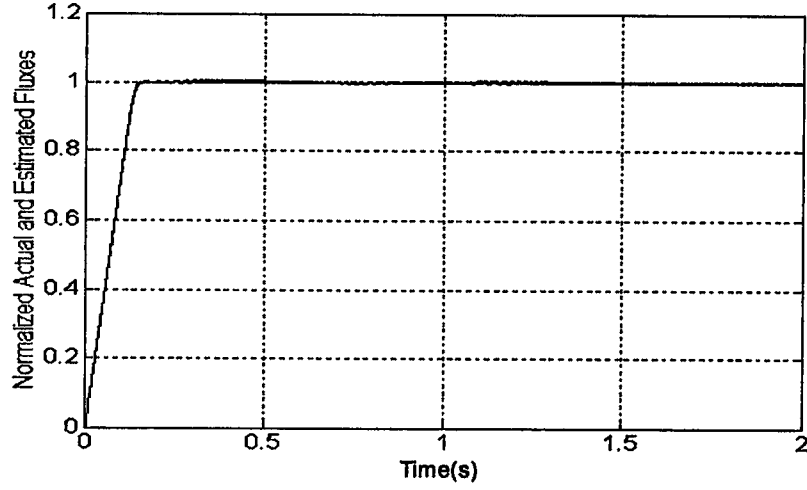
Şekil 4.12 Dış kontrol çevrimi kontrol değişkenleri i_d^d, i_q^d



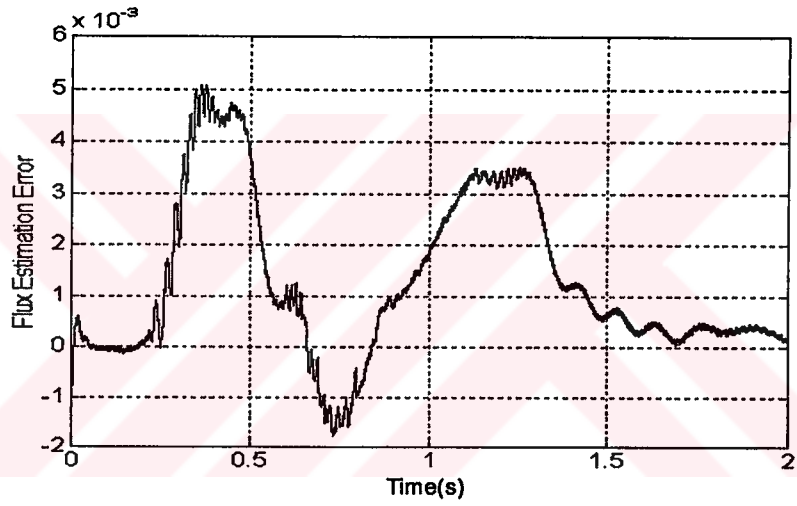
Şekil 4.13 Gerçek ve kestirilmiş açısal hızlar



Şekil 4.14 Hız kestirim hatası



Şekil 4.15 Normalize gerçek ve kestirilmiş akılar



Şekil 4.16 Akı kestirim hatası

4.3.2 Önerilen yöntem - 2

Önerilen yöntem-1 ile 2'nin temel farkı eşitlik (4.30) ile tanımlanmış olan $\hat{\mathbf{f}}$ vektörünün aşağıda eşitlik (4.54)'de görüldüğü şekilde tanımlanmasıdır. Diğer eşitliklerdeki farklılıklar ve bunların sonuçlara yansımaları (4.54)'ün farklı tanımlanmasından kaynaklanmaktadır.

$$\hat{\mathbf{f}} = \begin{bmatrix} \hat{f}_\alpha \\ \hat{f}_\beta \end{bmatrix} \cong \begin{bmatrix} x_r - \mu & \hat{\omega} - \eta \\ -(\hat{\omega} - \eta) & x_r - \mu \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \hat{\psi}_\alpha \\ \hat{\psi}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{\psi}_\alpha & \hat{\psi}_\beta \\ \hat{\psi}_\beta & -\hat{\psi}_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_r - \mu \\ \hat{\omega} - \eta \end{bmatrix} \quad (4.54)$$

Burada, $\hat{\omega}$ hız kestirim değeri ve η gözlemleyici kontrol değişkenidir. Bu yazım şekli ile kontrol vektörü dengeli hale getirilmiştir. Hız kestirimi literatürdeki herhangi bir yöntemle yapılarak yada doğrudan hız ölçülüp $\hat{f}$ vektörüne beslenerek gözlemleyici çalıştırılabilir. Ancak bu durumda gözlemleyici derecesi indirgenmiş gözlemleyici adını alır. Bu tezde kullanılan yöntem ise farklıdır. Yöntem-1’de gözlemleyici kontrol değişkeni adını alan ve hatalar sıfırlandığında hız kestirimi yerine geçen $\hat{\omega}$ yerine yöntem-2’de ‘ $\hat{\omega}-\eta$ ’ kullanılmaktadır. Aynı yaklaşımla yeni değişkenin de hız kestirimi yerine geçebileceği söylenebilir. Çünkü denklemlere sokulduğu nokta modelde hızın bulunması gereken yerdir. Dolayısı ile model çıkış hataları sıfırlandığında bu değişkenin rotor hızına karşılık düşmesi gerekir. Bu bakış açısı ile hız kestirimi $\hat{\omega}$, ‘ $\hat{\omega}-\eta$ ’nın alçak geçiren filtreden geçirilmiş hali olarak alınmıştır. Aşağıda ayrık formdaki alçak geçiren filtreleme ile hız kestirimi için kullanılan eşitlik yer almaktadır (4.55).

$$\hat{\omega}_{(t)} = \hat{\omega}_{(t-T)} - \eta \cdot \omega_f \cdot T \quad (4.55)$$

Burada ‘ T ’ kontrol çevrim süresi, ω_f ise alçak geçiren filtrenin köşe frekansıdır. Eşitlik (4.54)’ün kullanımı ile oluşan gözlemleyicinin tasarımı aşağıda verildiği gibidir.

4.3.2.1 Stator gözlemleyicisi-2

Gözlemleyici kontrol vektörü $\hat{f}$ ’in yeni tanımı ile stator gözlemleyicisinin yapısı değişmemekte ve eşitlik (4.33) aynı ile geçerli olmaktadır. Ancak $\hat{f}$ ’in yeni tanımı ile birlikte eşitlik (4.35), (4.56)’daki hali almaktadır.

$$\begin{bmatrix} x_r - \mu \\ \hat{\omega} - \eta \end{bmatrix}_{(t)} = \begin{bmatrix} x_r - \mu \\ \hat{\omega} - \eta \end{bmatrix}_{(t-T)} + \frac{1}{k_2 \cdot T \cdot |\hat{\psi}_r|} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\hat{\theta}) & \sin(\hat{\theta}) \\ \sin(\hat{\theta}) & -\cos(\hat{\theta}) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} (d \cdot \Delta t + 1) \cdot \Delta i_{a(t)} - \Delta i_{a(t-T)} \\ (d \cdot \Delta t + 1) \cdot \Delta i_{\beta(t)} - \Delta i_{\beta(t-T)} \end{bmatrix} \quad \dots(4.56)$$

Eşitlik (4.56)'da sabit olan x_r ve yavaş değişen $\hat{\omega}$ her iki taraftan çıkarıldığında eşitlik (4.57) elde edilir.

$$\begin{bmatrix} \mu \\ \eta \end{bmatrix}_{(t)} = \begin{bmatrix} \mu \\ \eta \end{bmatrix}_{(t-T)} - \frac{1}{k_2.T.\hat{\psi}_r} \begin{bmatrix} \cos(\hat{\theta}) & \sin(\hat{\theta}) \\ \sin(\hat{\theta}) & -\cos(\hat{\theta}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (d.T+1).\Delta i_{\alpha(t)} - \Delta i_{\alpha(t-T)} \\ (d.T+1).\Delta i_{\beta(t)} - \Delta i_{\beta(t-T)} \end{bmatrix} \quad (4.57)$$

Böylece, eşitlik (4.57)'deki kontrol uygulanarak gözlemleyicinin stator kısmında hem akımların hem de türevlerinin hatalarını sıfıra götüren kontrol elde edilmiş olunur ($\Delta i_s \rightarrow 0$ ve $\Delta(d\hat{i}_s/dt) \rightarrow 0$).

4.3.2.2 Akı gözlemleyicisi-2

Yönerim-1'de kullanılan eşitlik (4.36)'daki koşullar konularak aynı işlemler yapılırsa (4.37,38) eşitlikleri yerine (4.58,59) elde edilir.

$$\Delta f_\alpha = f_\alpha - \hat{f}_\alpha = x_r.\Delta\psi_\alpha + \hat{\omega}.\Delta\psi_\beta + \mu.\hat{\psi}_\alpha + \eta.\hat{\psi}_\beta \quad (4.58)$$

$$\Delta f_\beta = f_\beta - \hat{f}_\beta = x_r.\Delta\psi_\beta - \hat{\omega}.\Delta\psi_\alpha + \mu.\hat{\psi}_\beta - \eta.\hat{\psi}_\alpha \quad (4.59)$$

Stator gözlemleyicisi ile $\Delta i_s \rightarrow 0$ ve $\Delta(d\hat{i}_s/dt) \rightarrow 0$ sağlanarak $\Delta f_\alpha \rightarrow 0$, $\Delta f_\beta \rightarrow 0$ olması da sağlandığına göre, (4.58,59)'un sıfıra eşitliği kullanılarak akı bileşenleri kestirim hataları için (4.60,61) eşitlikleri yazılabilir.

$$\Delta\psi_\alpha = \frac{-\mu}{x_r^2 + \hat{\omega}^2} \cdot (x_r.\hat{\psi}_\alpha - \hat{\omega}.\hat{\psi}_\beta) - \frac{\eta}{x_r^2 + \hat{\omega}^2} \cdot (\hat{\omega}.\hat{\psi}_\alpha + x_r.\hat{\psi}_\beta) \quad (4.60)$$

$$\Delta\psi_\beta = \frac{-\mu}{x_r^2 + \hat{\omega}^2} \cdot (\hat{\omega}.\hat{\psi}_\alpha + x_r.\hat{\psi}_\beta) + \frac{\eta}{x_r^2 + \hat{\omega}^2} \cdot (x_r.\hat{\psi}_\alpha - \hat{\omega}.\hat{\psi}_\beta) \quad (4.61)$$

Yukarıdaki rotor akısı kestirim hatalarının kutupsal formdaki karşılıkları da (4.62,63) ile verilebilir.

$$\Delta|\psi_r| = \frac{-(\mu.x_r + \eta.\hat{\omega}).|\hat{\psi}_r|}{x_r^2 + \hat{\omega}^2} \quad (4.62)$$

$$\Delta\theta = \frac{-\mu.\hat{\omega} + \eta.x_r}{x_r^2 + \hat{\omega}^2} \quad (4.63)$$

Kutupsal formda elde edilen bu gözlemleme hatası terimlerini eşitlik (4.45,46)'da yerine koyduğumuzda akı gözlemleyicisinin son hali olarak eşitlik (4.64,65) elde edilir.

$$|\dot{\psi}_r| = -(x_r - \mu).|\hat{\psi}_r| + M.x_r.\hat{i}_d + K_\psi.\frac{\mu.x_r + \eta.\hat{\omega}}{x_r^2 + \hat{\omega}^2} \quad (4.64)$$

$$\dot{\theta} = (\hat{\omega} - \eta) + M.x_r.\frac{\hat{i}_q}{|\hat{\psi}_r|} + K_\psi.\frac{\mu.\hat{\omega} - \eta.x_r}{x_r^2 + \hat{\omega}^2} \quad (4.65)$$

Gözlemleyicinin stator parçası eşitlik (4.23) ile, rotor parçası (4.64,65) eşitlikleri ile ve gözlemleyici kontrolü de eşitlik (4.57) ile verilmiştir. Böylece tam bir asenkron motor akı gözlemleyicisi elde edilmiş olmaktadır. Önerilen bu yöntemin sonuçları yöntem-1'in sonuçları ile karşılaştırmalı olarak bölüm.4.5'de verilmiştir.

4.4 Konum ve Akı Kontrol Çevrimleri

Yukarıda gözlemleyici için geliştirilen iki yöntem verildi. Ancak Şek.4.4'de verilen kontrol sisteminin tamamlanması için dış kontrol çevrimleri olan akı, hız ve konum kontrolörlerinin de tasarlanması gereklidir. Aşağıda, bölüm.2'de genel halde verilen kayan kipli kontrol tasarımının, asenkron motor modeline uygulanması ile konum ve akı kontrol ifadelerinin elde edilişi verilmiştir.

4.4.1 Akı kontrol

Akı genliği için bölüm.2’de verilen (4.66) eşitliği

$$|\dot{\psi}_r| = \frac{R_r}{L_r} (Mi_d - |\psi_r|) \quad (4.66)$$

Genelleştirilmiş hal olan (4.67)’deki formda yazılırsa

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}(\mathbf{x}, t) + \mathbf{B}(\mathbf{x}, t) \cdot \mathbf{u}(\mathbf{x}, t) \quad (4.67)$$

$$\dot{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} |\psi_r| & |\dot{\psi}_r| \end{bmatrix}^T, \quad \mathbf{A}(\mathbf{x}, t) = \begin{bmatrix} 0 & -x_r \end{bmatrix}^T \cdot |\psi_r|, \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 & M \cdot x_r \end{bmatrix}^T, \quad \mathbf{u} = i_d, \text{ olur ve}$$

$D=d=sabit$, (GB) ’nin tersinin alınabilmesi için de $\mathbf{G} = \begin{bmatrix} g & 1 \end{bmatrix}$, $g=sabit$ seçilir. Bu durumda, bölüm.3’de verilen kontrolörün ayrık formdaki ifadesi olan (4.68) kullanılarak

$$\mathbf{u}_{(t)} = \mathbf{u}_{(t-T)} + \frac{(GB)^{-1}}{T} \left((D \cdot T + 1) \cdot S_{(t)} - S_{(t-T)} \right) \quad (4.68)$$

Akı kontrol dışçevrimi için eşitlik (4.69) elde edilir.

$$i_{d(k)}^d = i_{d(k-1)}^d + \frac{1}{M \cdot x_r} \cdot \left((g + d + T \cdot g \cdot d) \cdot |\tilde{\psi}_r|_{(k)} - (g + d) \cdot |\tilde{\psi}_r|_{(k-1)} \right) \quad (4.69)$$

Burada $|\tilde{\psi}_r| = |\psi_r|^d - |\psi_r|$, $\mathbf{x}_{(k)} = \mathbf{x}_{(k,T)}$ ‘dir.

4.4.2 Hız ve konum kontrol

Motor ivmesi için bölüm.2’de verilen (4.70) ifadesi (4.67)’deki genel formda yazılırsa.

$$\ddot{q} = \frac{1}{J_L} \left(\frac{L_r}{M} |\psi_r| i_q - T_d^* \right) \quad (4.70)$$

$\mathbf{x} = [q \ \omega]^T$, $\mathbf{A}(\mathbf{x}, t) = [\omega \ -T_d^*/J_L]^T$, $\mathbf{B}(\mathbf{x}, t) = [0 \ |\psi_r| \cdot L_r / (M \cdot J_L)]^T$, $\mathbf{u} = i_q$ olur ve $D = d = \text{sabit}$, (GB) 'nin tersinin alınabilmesi için de $\mathbf{G} = [g \ 1]$, $g = \text{sabit}$ seçilir. Bu durumda, (4.68)'de yerine konarak hız ve konum kontrolü için (4.71) eşitliği elde edilir.

$$i_{q(k)}^d = i_{q(k-1)}^d + \frac{J_L \cdot M}{L_r \cdot |\psi_r|} \cdot \left((g + d) \cdot (\tilde{\omega}_{(k)} - \tilde{\omega}_{(k-1)}) + g \cdot d \cdot (\tilde{q}_{(k)} - \tilde{q}_{(k-1)}) \right) \quad (4.71)$$

Burada $\tilde{x} = x^d - x$, $x_{(k)} = x(k.T)$ ' dir.

4.5 Yöntem-1 ve 2'nin Karşılaştırmalı Sonuçları

Aşağıda, öncelikle yöntem-1'in benzeşim sonuçları verilmiştir (Şek.4.17-29). Devamında da aynı koşullar için yöntem-2'nin benzeşim sonuçları verilmiştir (Şek.4.30-42). Benzeşimlerde kullanılan motor modeli daha önce Bölüm.4.1.3.4'de verilenle aynıdır. Ancak, uygulanan hız referans eğrileri (Şek.4.17,30) ve parametre değişim modeli (Şek.4.26,39) farklıdır. Kolaylıkla görülebileceği gibi, aşağıda sonuçları yer alan benzeşimlerde motor ve kontrol sistemi daha fazla zorlanmıştır. Özellikle, bilinmeyen parametre değişimleri (gözlemleyici için) %20'ye ulaşan genliklerde verilmiştir. Motorun bilinen tüm parametreleri (R_s , R_r ve M sebebi ile L_s , L_r , σ) verilen değişimlerden büyük oranlarda etkilenmektedir. Bu sebeplerle, yöntem-1 uygulandığında, akı ve hız kestirimleri parametre belirsizliklerinden etkilenmeye başlamıştır (Şek.4.19,23). Buna karşın yöntem-2 uygulandığında elde edilen sonuçlar kabul edilebilir düzeydedir (Şek.4.32,36). Çünkü, kestirim hataları kararlı bir rejimle sifıra götürülebilmektedir. Daha iyi sonuçlar alabilmek için parametre tanıma yöntemleri (parameter identification) kullanmak gerektiği anlaşılmaktadır. Gözlemleyici kontrol değişkenleri (η ve μ) bu amaçla kullanılmaya son derece uygundur.

Temelde aynı yaklaşıma sahip olan yöntemlerin aralarındaki tek fark, birincisinde $\hat{\omega}$ kullanılan yerde ikincisinde $\hat{\omega} - \eta$ 'nin kullanılmasıdır. Yöntem-1'de $\hat{\omega}$ değişkeni,

açısız hız kestirimi ile gözlemleyici hatalarını sıfırlama işlevini aynı anda yapmaya çalışmaktadır. Yöntem-2’de ise bu iki faktör ayrıştırılmıştır. Kontrol değişkeni η sadece gözlemleyici hatalarını sıfırlamak için kullanılmaktadır. Böylece Yöntem-2’de çatırtı olmaksızın daha yüksek gözlemleyici kazançları uygulamak mümkündür. Ayrıca kontrol değişkeninin karşılamak zorunda olduğu belirsizlik miktarı düştüğü için sistemin dayanıklılık (robustness) ve kararlılık sınırları genişlemiştir.

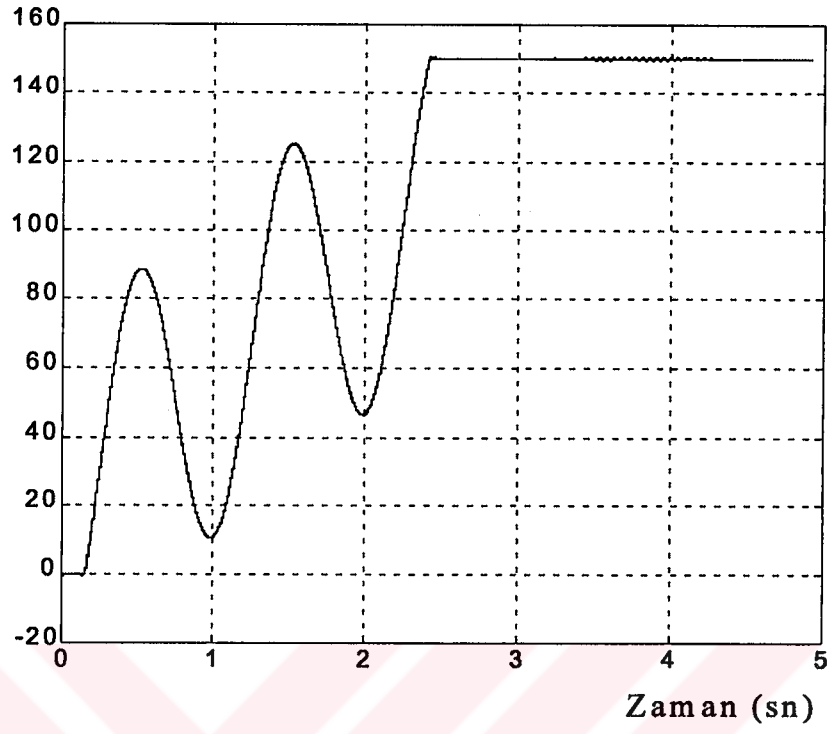
Yöntem-2’de, hız kestirimi bilgisi $\hat{\omega}$, başka bir kaynaktan da alınıp sisteme girilebilir. Bu kaynak, bağımsız bir hız kestirim algoritması olabileceği gibi motordan alınan ölçüm sonucu da olabilir. Bu durumda, gözlemleyicinin derecesi indirgenmiş olacaktır (reduced order observer). Motordan alınan ölçüm kullanıldığında ise gözlemleyici için artık algılayıcısız (sensorless) denilemeyecektir. Bu çalışmada ise $\hat{\omega}$, kontrol işaretinin basit alçak geçiren filtreden geçirilmesi ile oluşturulmaktadır. Bu yaklaşımın sonuçları da aşağıda verilmiştir (Şek.4.30-42). Yapılan hız kestirimi sadece gözlemleyici modelinde kullanılmakta ve böylece motor miline hız veya konum ölçer bağlamayı gereksiz hale getirmektedir. Ancak, yük ucundaki kontrol için artımsal bir konum kodlayıcı kullanılmaktadır. Bu kullanım tarzıyla ilgili açıklamalar Bölüm.2’de verilmiştir.

Sonuçlardan da görülebileceği gibi gözlemleyici hataları dış kontrol çevrimine (hız, konum) hemen yansımamaktadır. Bunun ana sebebi, dış kontrol çevriminde de, dayanıklılığı bilinen, KKK yönteminin kullanılmış olmasıdır. Ancak, akı kontrolünde büyük genlikli ve hızlı salınımlar oluştuğunda bundan hız kontrol çevriminin de etkilendiği görünmektedir (Şek.4.17-22).

4.5.1 Yöntem-1 benzeşim sonuçları

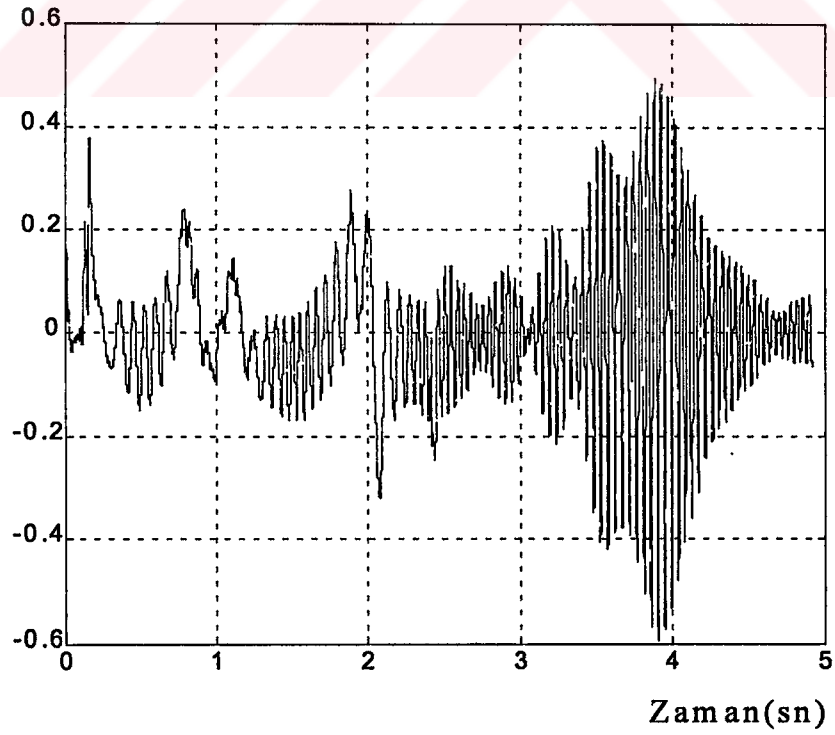
Gözlemleyicinin stator parçasının hatalarını ifade eden Şek.4.29’un son bölgesinden görüldüğü gibi gözlemleyicinin dayanıklılık sınırı aşılmıştır. Hız kestirim hatası ve akı genliği kestirim hatasını ifade eden Şek.4.20 ve 24’de bu durumun sonuçları görülmektedir. Gözlemleyici hataları Şek.4.18’de görüldüğü gibi, az da olsa hız kontrol çevrimini de etkilemiştir.

Açısal hız(rad/sn)



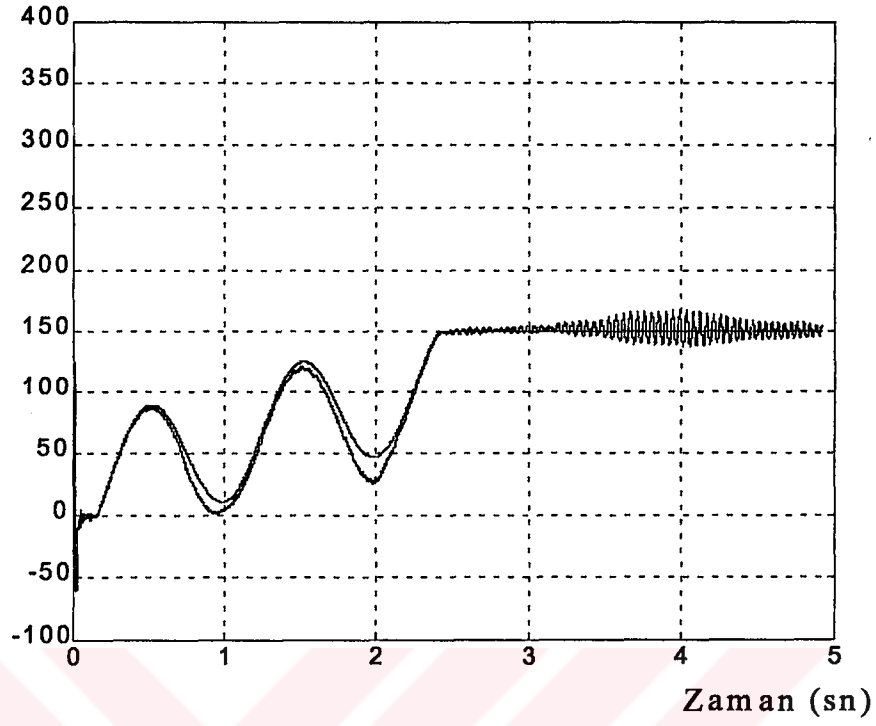
Şekil 4.17 Referans ve Gerçek Hız

Hız kontrol hatası (rad/sn)



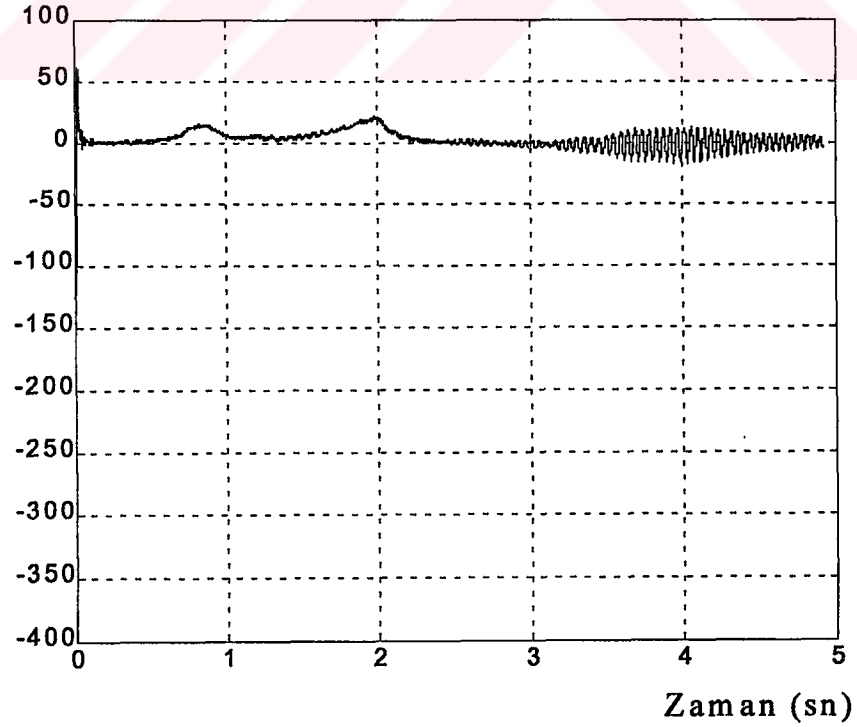
Şekil 4.18 Hız kontrol hatası

Açısal hız (rad/sn)

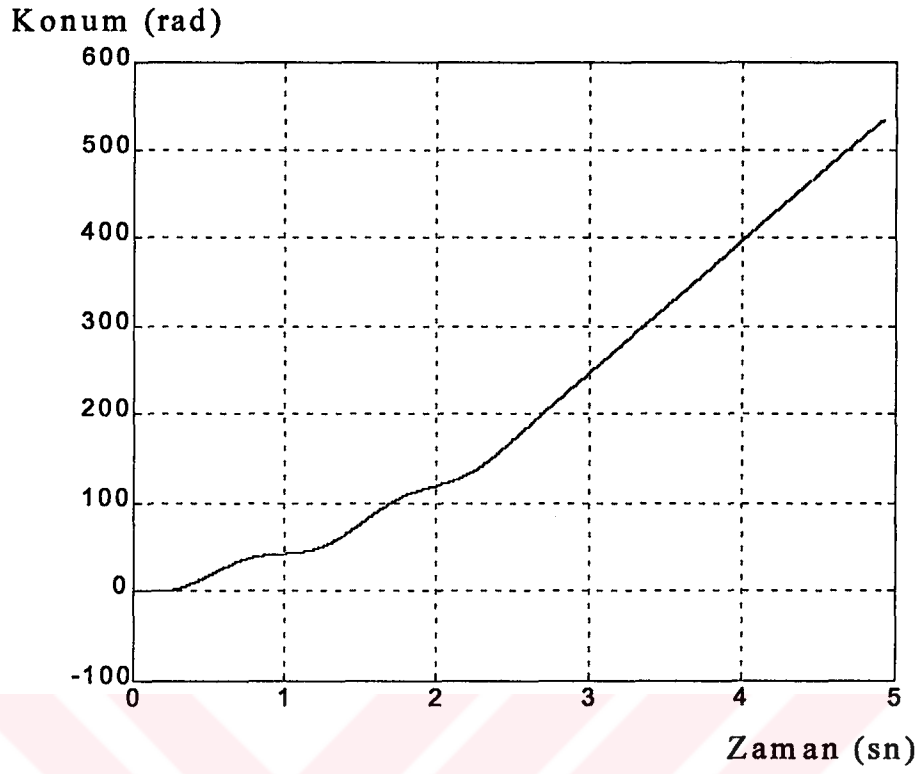


Şekil 4.19 Gerçek ve kestirilmiş açısal hızlar

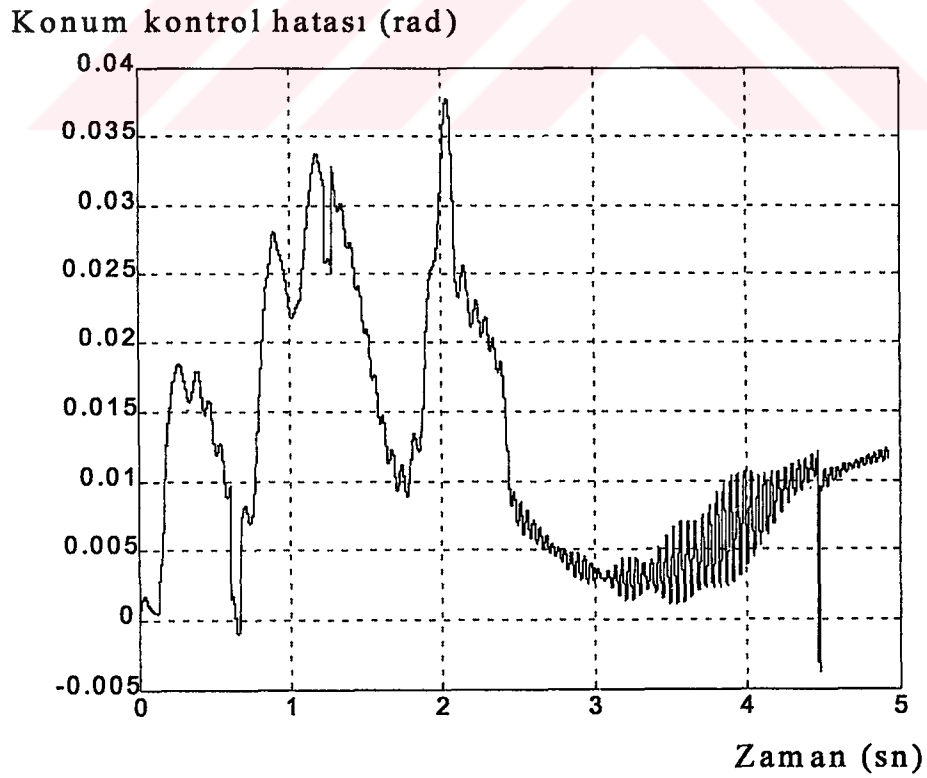
Hız kestirim hatası (rad/sn)



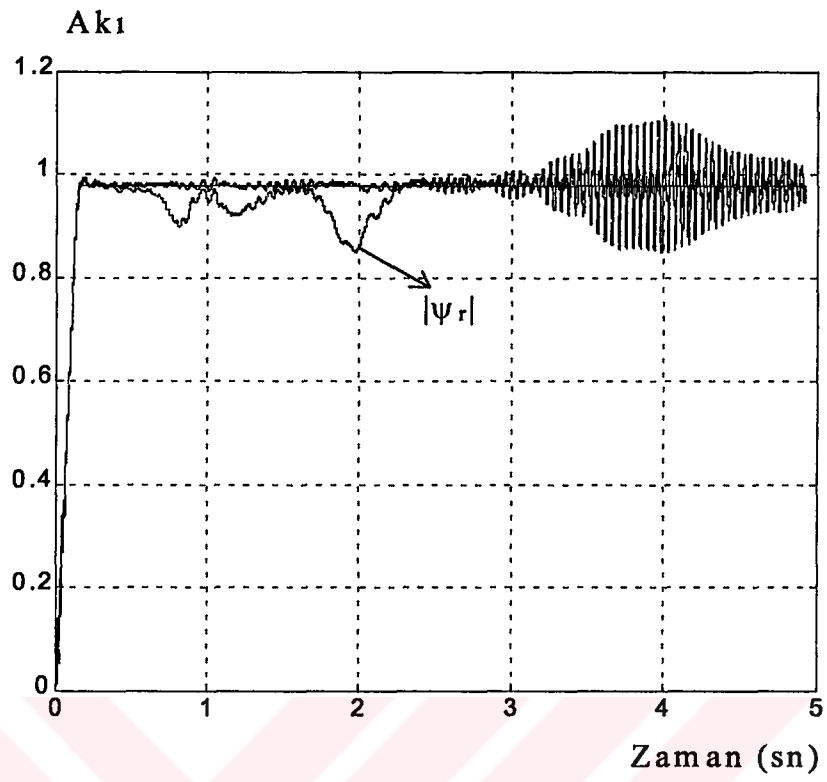
Şekil 4.20 Hız kestirim hatası



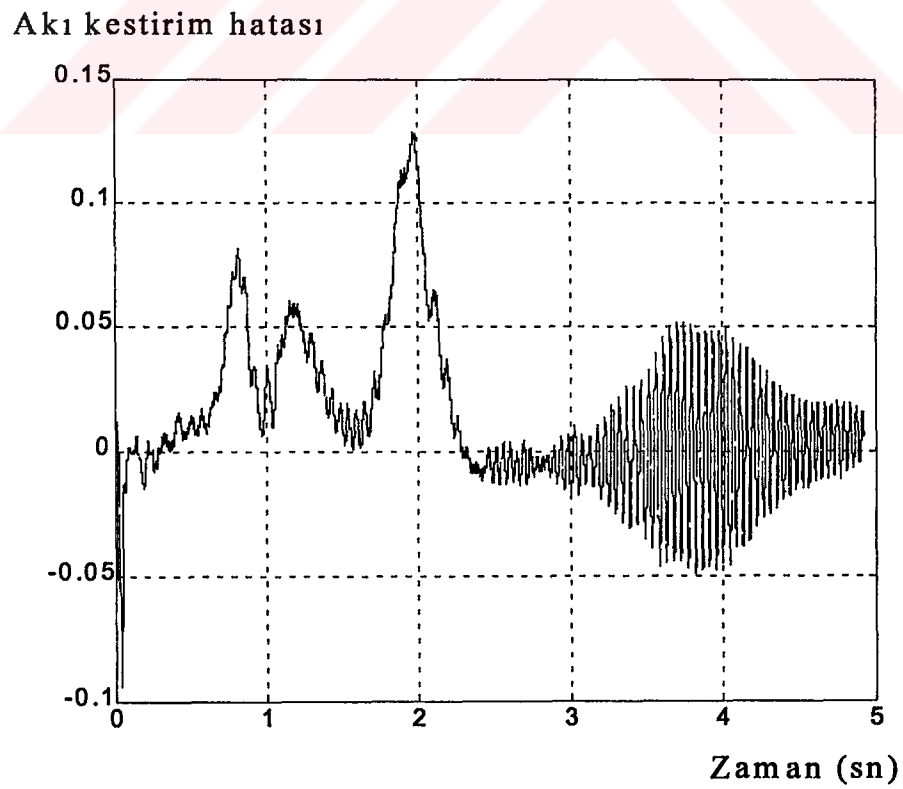
Şekil 4.21 Referans ve gerçek konum



Şekil 4.22 Konum kontrol hatası

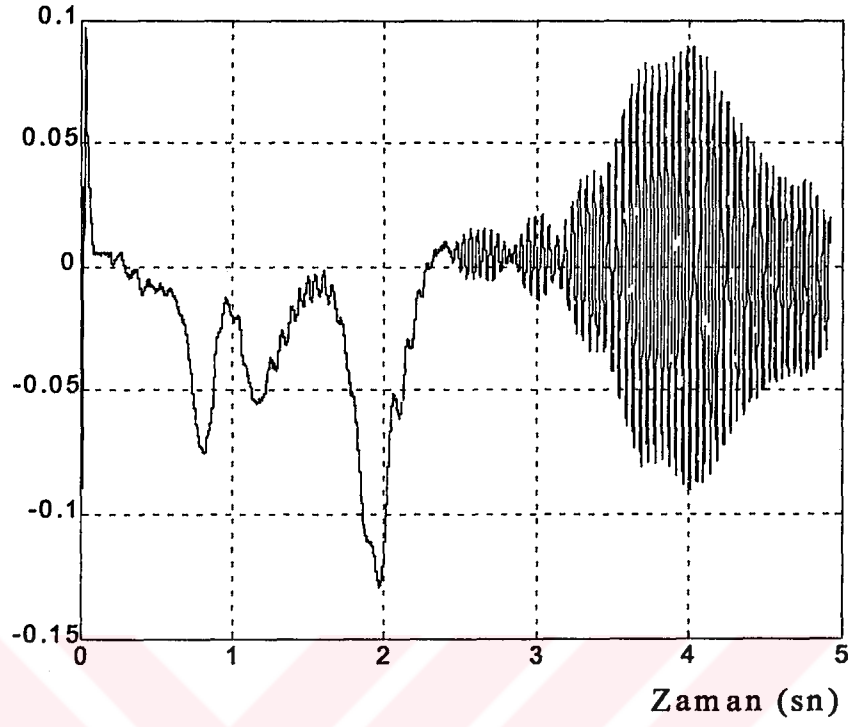


Şekil 4.23 Normalize referans, kestirilmiş ve gerçek akılar



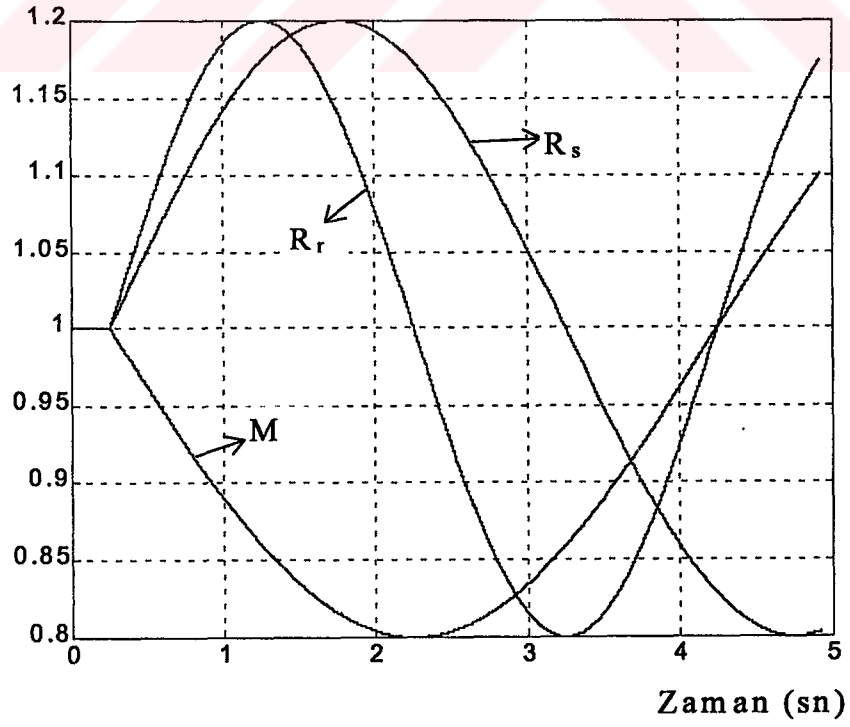
Şekil 4.24 Akı kestirim hatası

Akı Kontrol Hatası



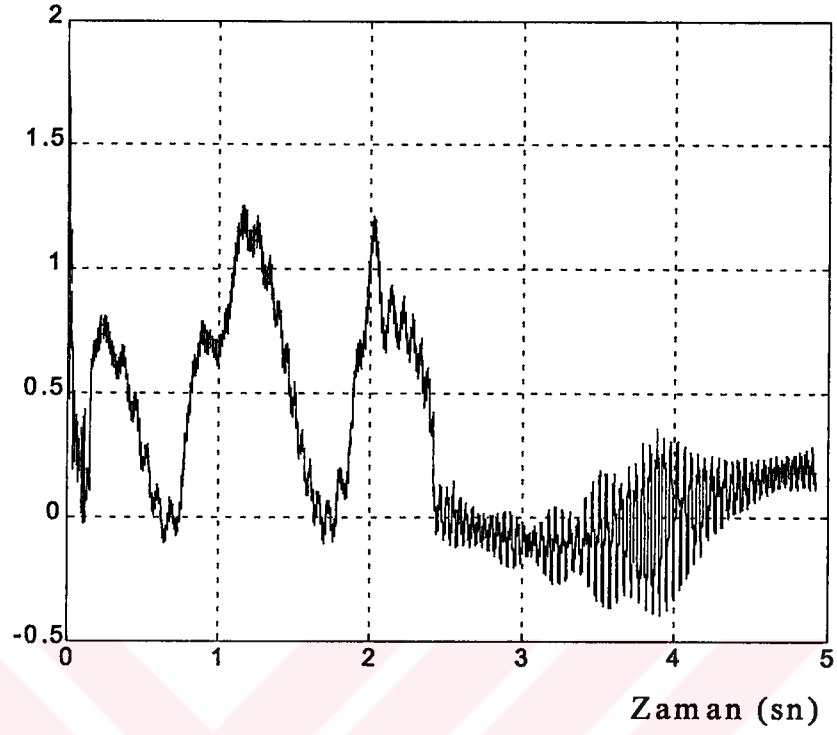
Şekil 4.25 Akı kontrol hatası

Parametre Değişimleri (%)



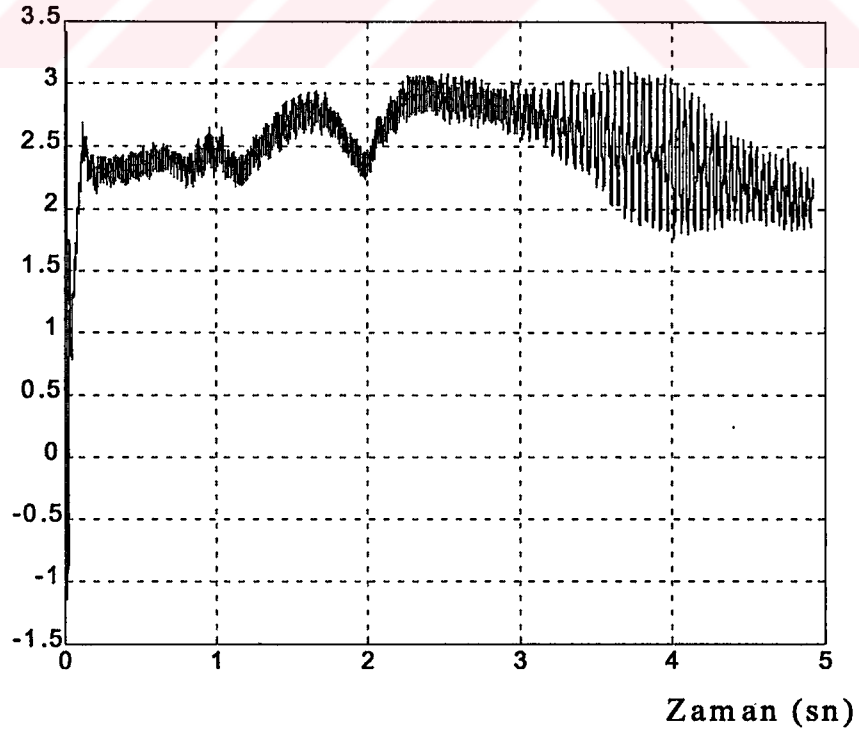
Şekil 4.26 Modellenmeyen parametre değişimleri

Moment akımı (A)



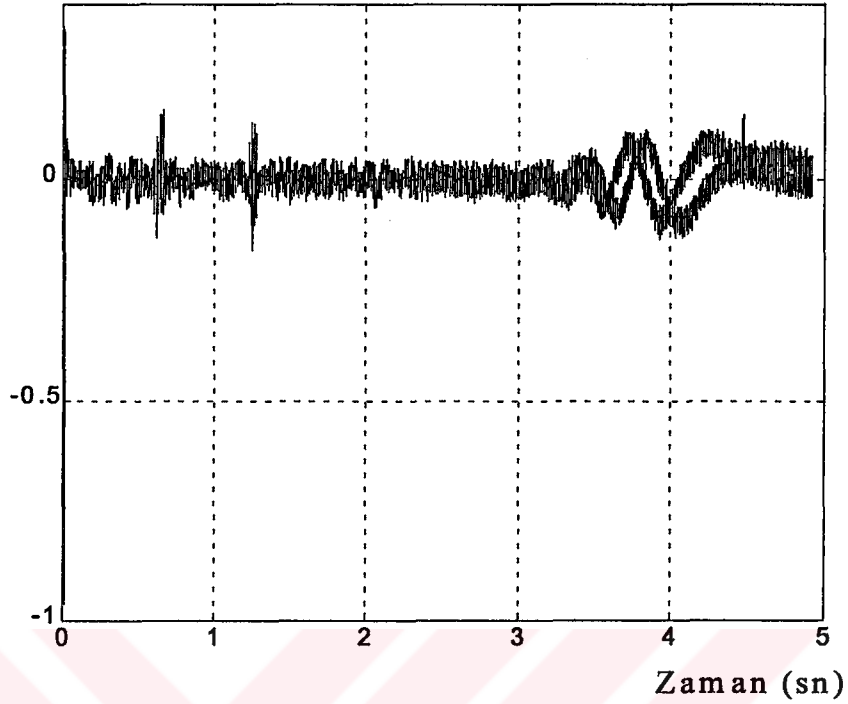
Şekil 4.27 Moment akımı (i_q)

Mıknatıslama Akımı (A)



Şekil 4.28 Mıknatıslama akımı (i_d)

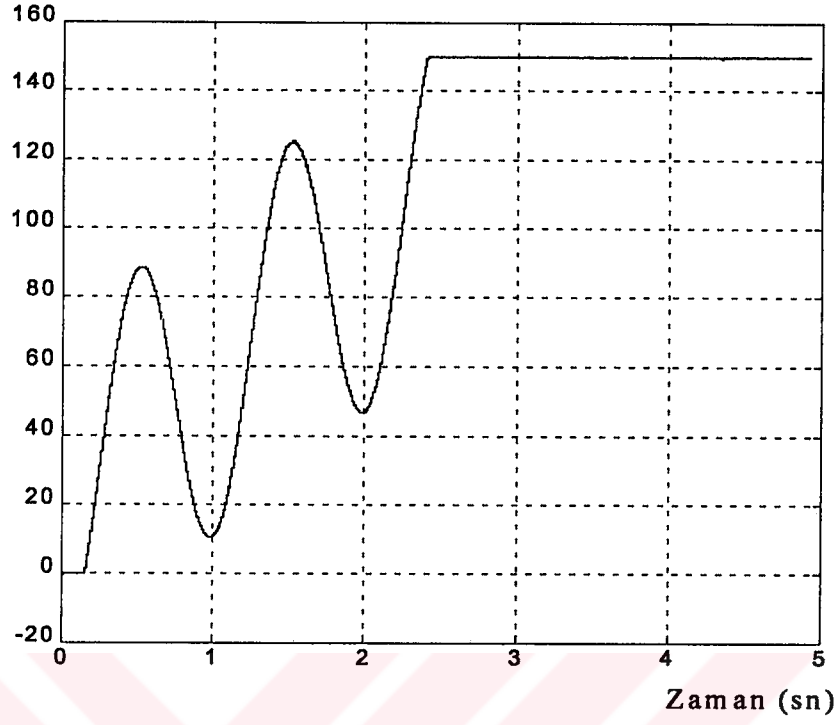
Akım kestirim hataları (A)

Şekil 4.29 Stator akımı kestirim hataları (Δi_a , Δi_p)

4.5.2 Yöntem-2 benzeşim sonuçları

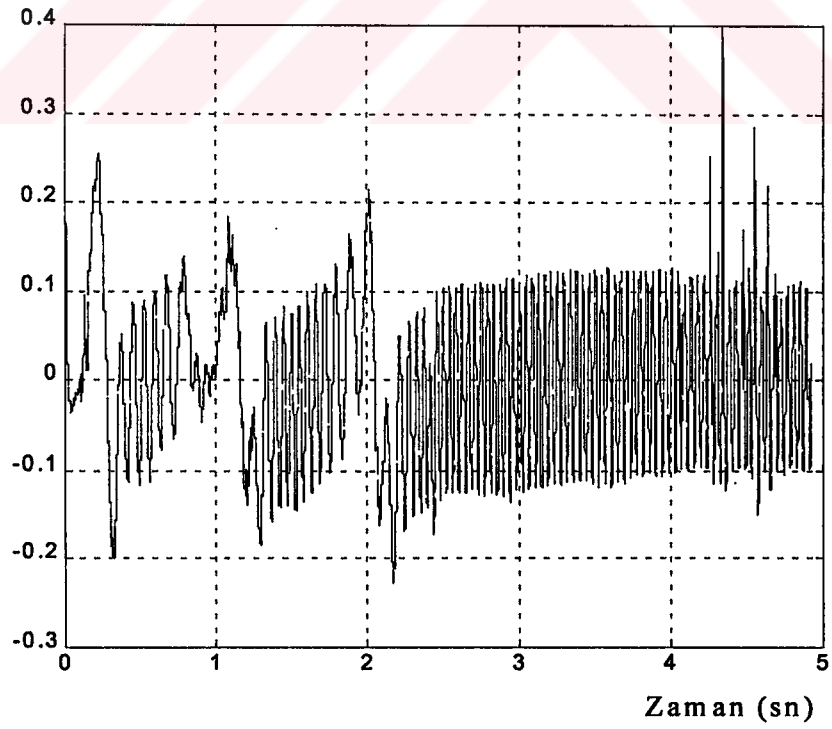
Stator akımı gözlemleme hatalarını ifade eden Şek.4.42'de de görüldüğü gibi, yöntem-2 uygulandığında gözlemleyici, dış bozucular ve modelleme hatalarından etkilenmemektedir. Yöntem-1 ile aynı kontrol kazançları kullanılmasına rağmen elde edilen bu sonuç, gözlemleyicinin dayanıklılık sınırlarının genişletildiğini göstermektedir. Kestirim hatalarını ifade eden Şek.4.33 ve 37 gözlemleyicinin, parametre bozulmalarına uyum sağlayarak, hataları sıfıra yakınsattığını göstermektedir. Hız ve konum kontrol çevrimi hatalarından da (Şek.4.31,35) yöntem-2'nin 1'den daha iyi başarımlı sağladığı (Şek.4.18,22) görülmektedir.

Referans ve gerçek hız (rad/sn)



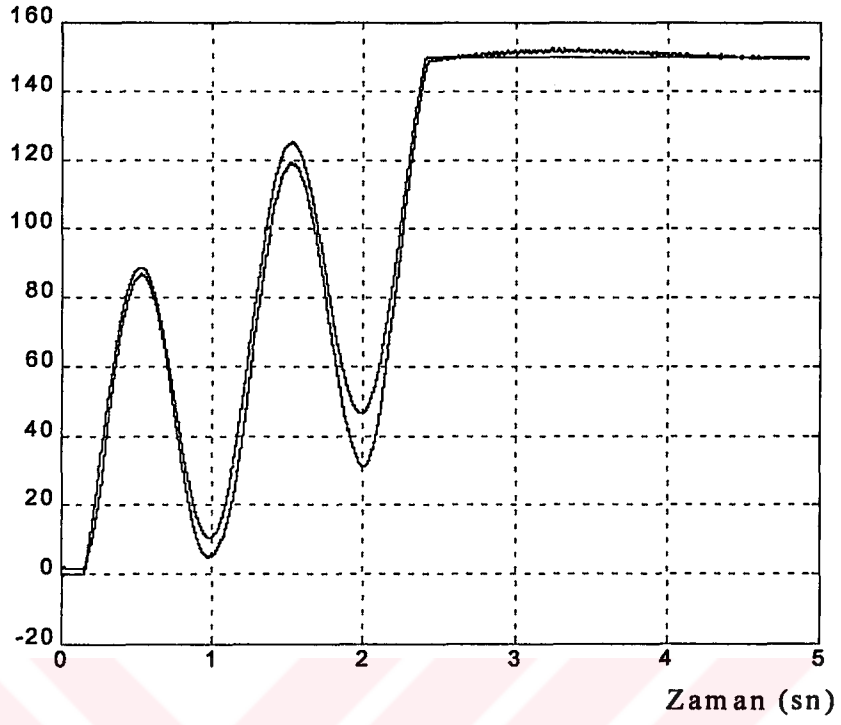
Şekil 4.30 Referans ve Gerçek Hız

Hız kontrol hatası (rad/sn)



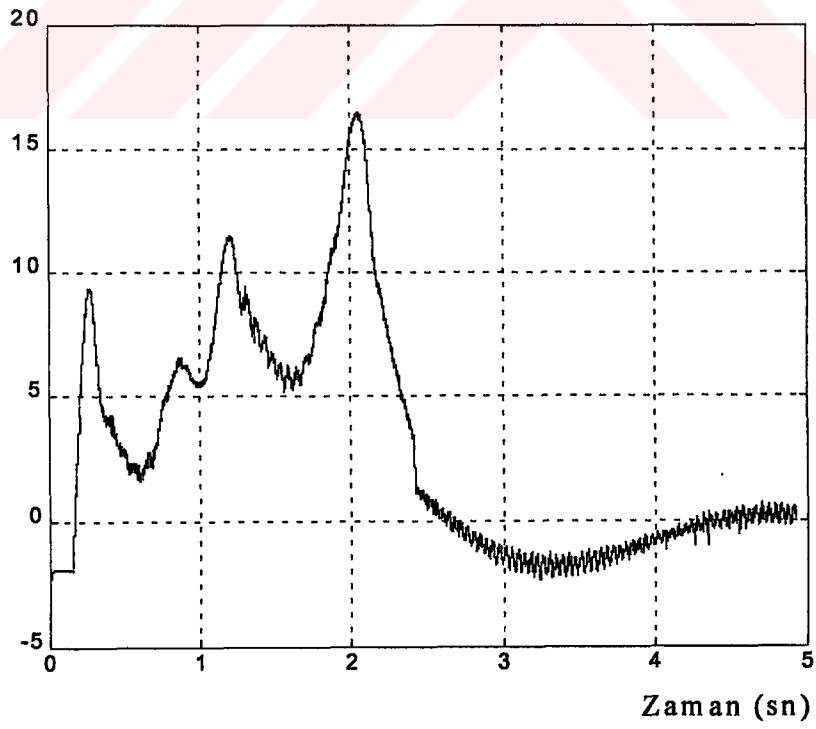
Şekil 4.31 Hız kontrol hatası

Gerçek ve kestirilmiş açısal hız (rad/sn)



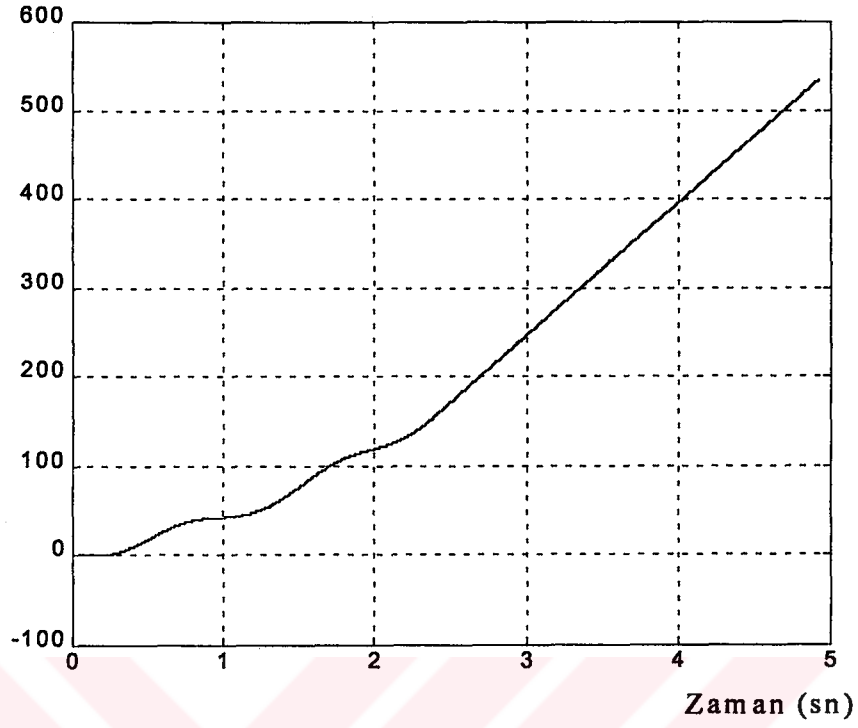
Şekil 4.32 Gerçek ve kestirilmiş açısal hızlar

Hız kestirim hatası (rad/sn)



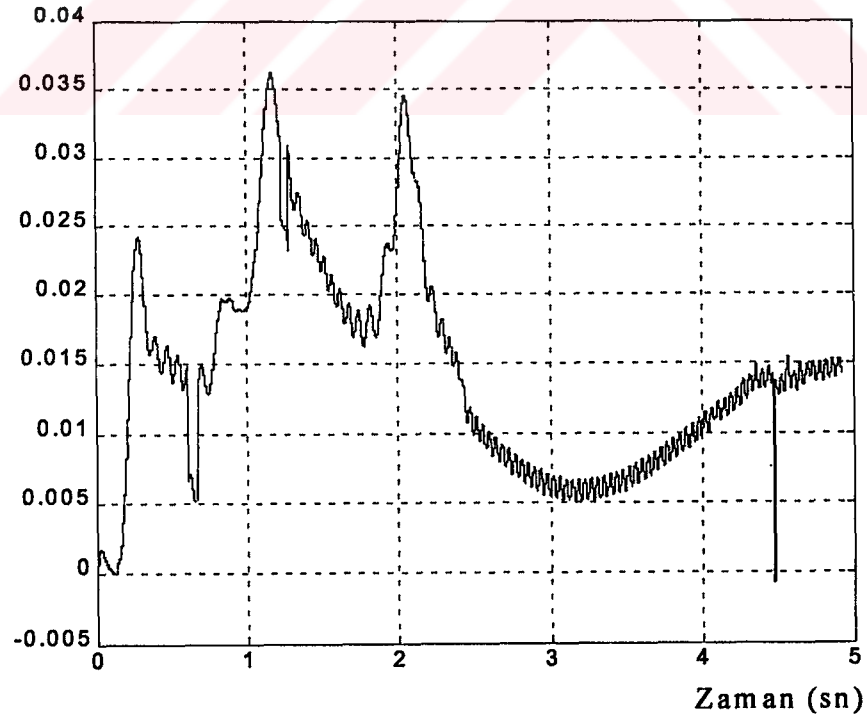
Şekil 4.33 Hız kestirim hatası

Referans ve gerçek konum (rad)

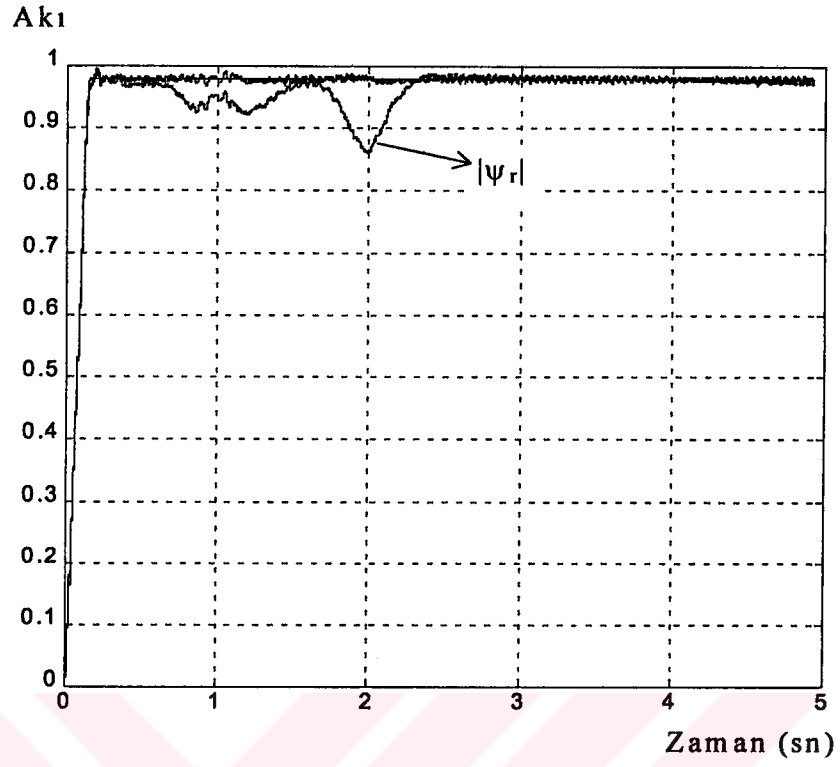


Şekil 4.34 Referans ve gerçek konum

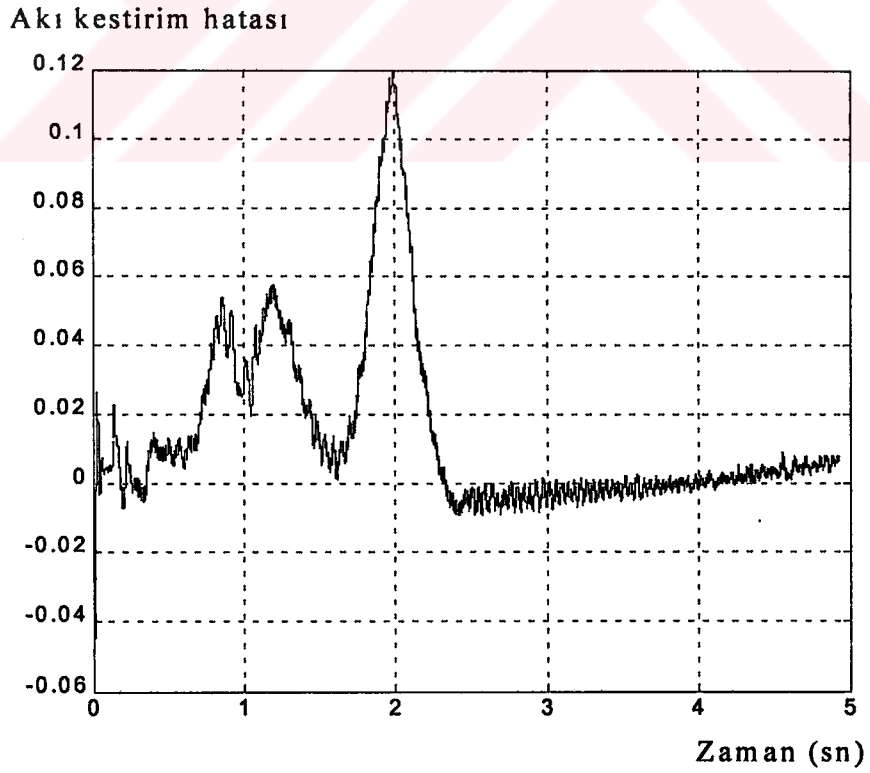
Konum kontrol hatası (rad)



Şekil 4.35 Konum kontrol hatası

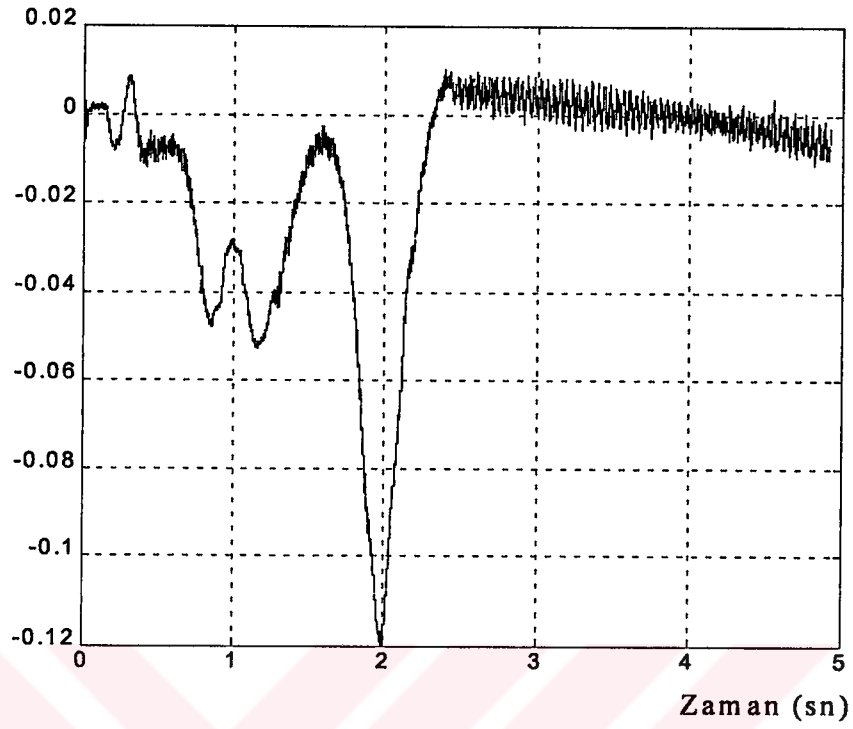


Şekil 4.36 Normalize referans, kestirilmiş ve gerçek akılar



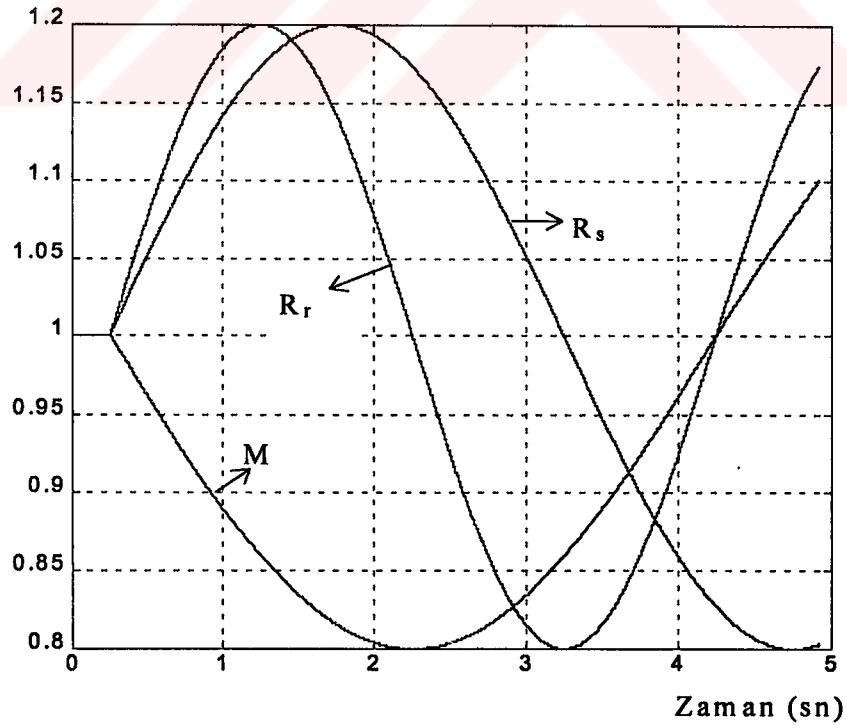
Şekil 4.37 Akı kestirim hatası

Akı kontrol hatası



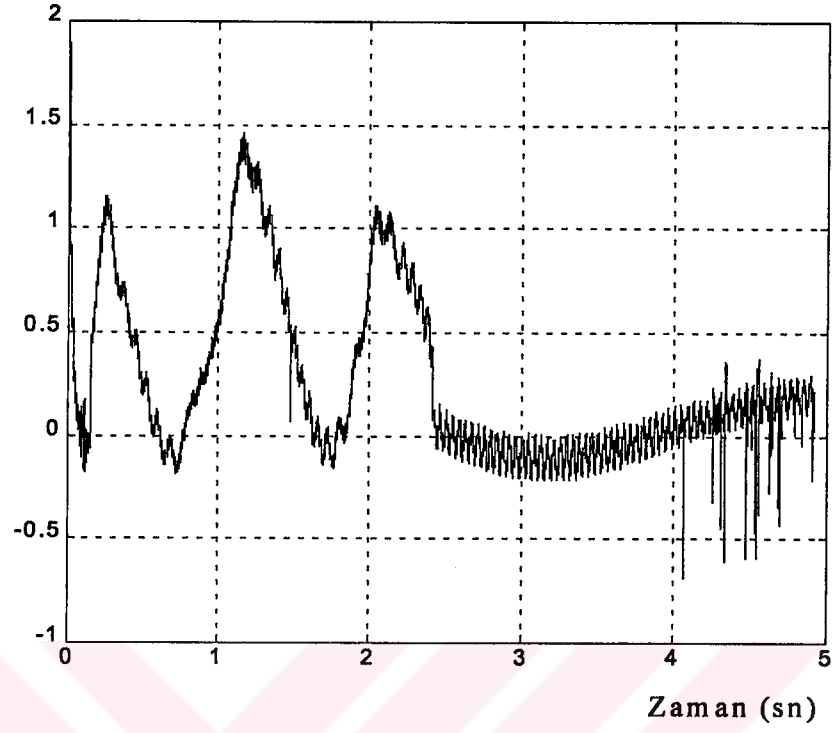
Şekil 4.38 Akı kontrol hatası

Parametre değişimleri (%)

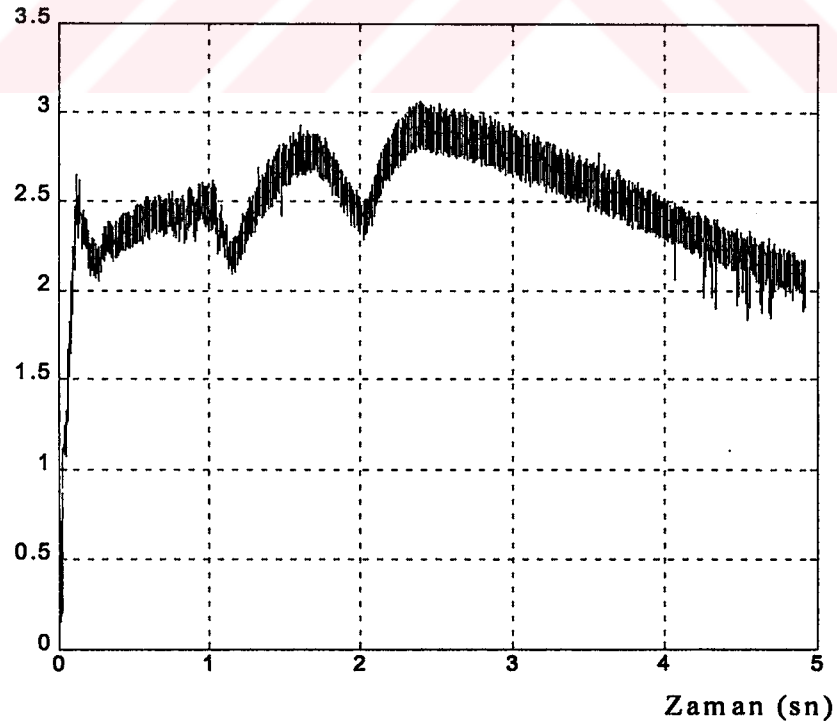


Şekil 4.39 Modellenmeyen parametre değişimleri

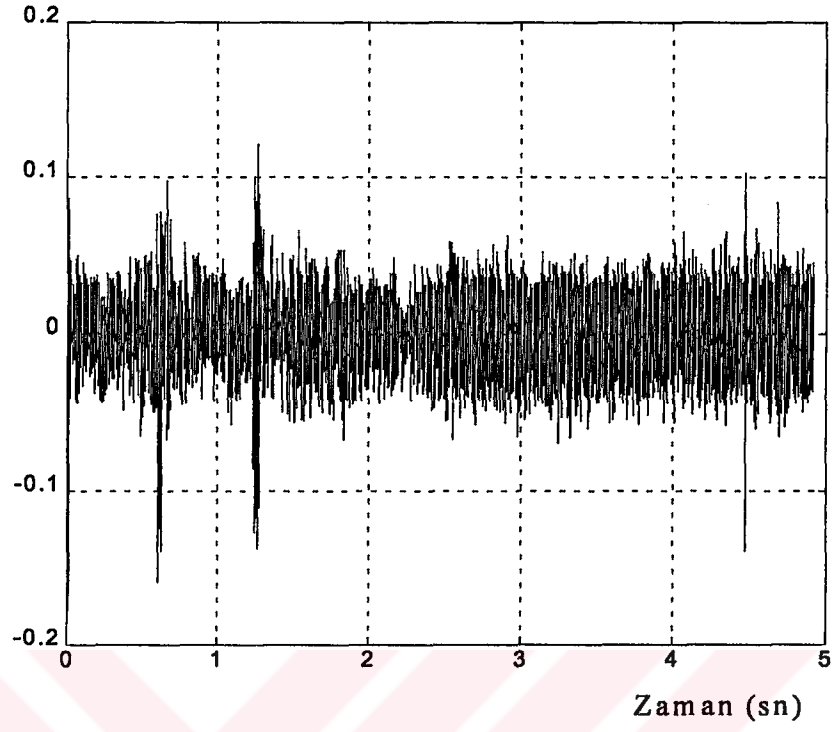
Moment akımı (A)

Şekil 4.40 Moment akımı (i_q)

Mıknatıslama akımı (A)

Şekil 4.41 Mıknatıslama akımı (i_d)

Akım kestirim hataları (A)



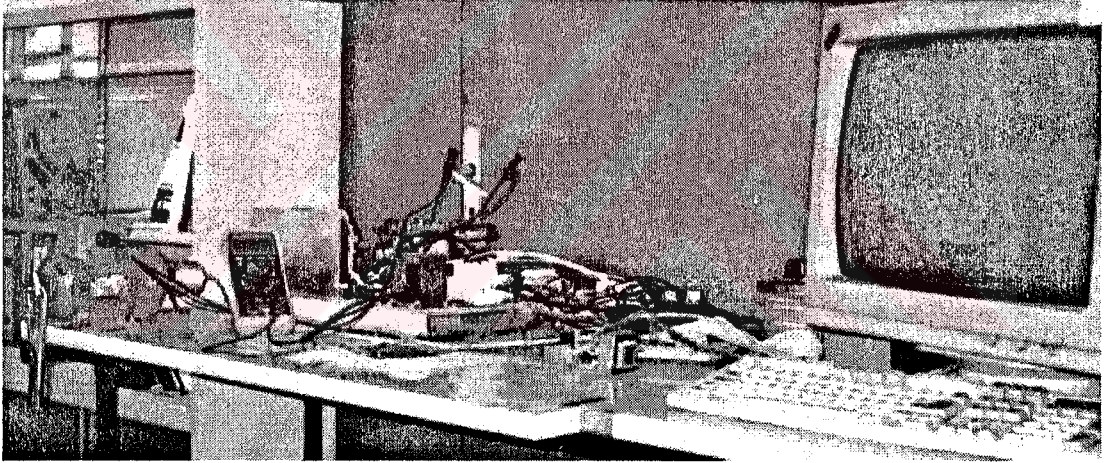
Şekil 4.42 Stator akımı kestirim hataları (Δi_α , Δi_β)

BÖLÜM 5 DENEYSEL SONUÇLAR

Bu bölümde, geliştirilen yöntemlerin deneysel sonuçlarının alınması için kullanılan deney seti, geliştirilen yazılımlar ve alınan deneysel sonuçlar yer almaktadır. Deneysel sonuçlar Bölüm.4'de açıklanan yöntem-1'e aittir.

5.1 Deney Düzeneği

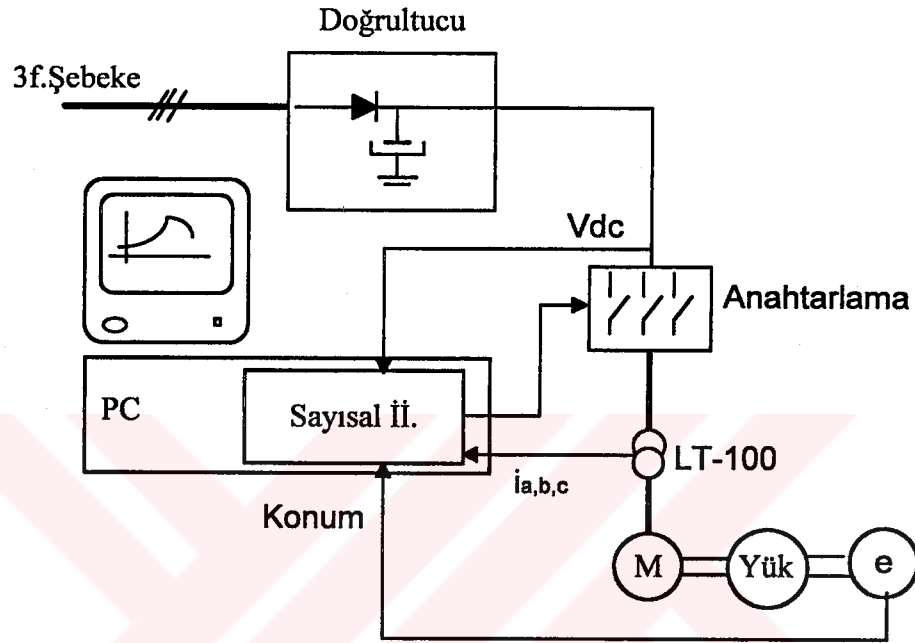
Deney düzeneği, aşağıda Şekil 5.1'de fotoğrafı ve Şekil 5.2'de blok çizimi görüldüğü gibidir.



Şekil 5.1 Deney düzeneğinin fotoğrafı

Gerçekleştirilen deney setinde üç faz şebeke ($3 \times 380V \sim$) doğrultularak bara gerilimi (V_{dc}) elde edilir. Kontrol kartının sayısal çıkışları, doğru akım barasına bağlı altılı köprü tranzistor grubunu anahtarlama kullanılmaktadır. Bu anahtarlama ile motor sürme işlemi gerçekleştirilerek motor çıkışında istenen mekanik hareket sağlanır. Yük tarafına bağlı artımsal konum kodlayıcıdan alınan bilgi ile de konum kontrol çevrimi için geribesleme sağlanır.

Doğrultulmuş bara gerilimi (V_{dc}) optik bağlayıcı ile ADC (analog-sayısal dönüştürücü) girişine verilmekte, akım işaretleri ($i_{a,b,c}$) ise LEM firmasının ürettiği LT 100-P kodlu 1000:1 çevirme oranlı akım algılayıcıları ile ADC girişlerine uygulanmaktadır.



Şekil 5.2 Deney düzeneğinin blok çizimi

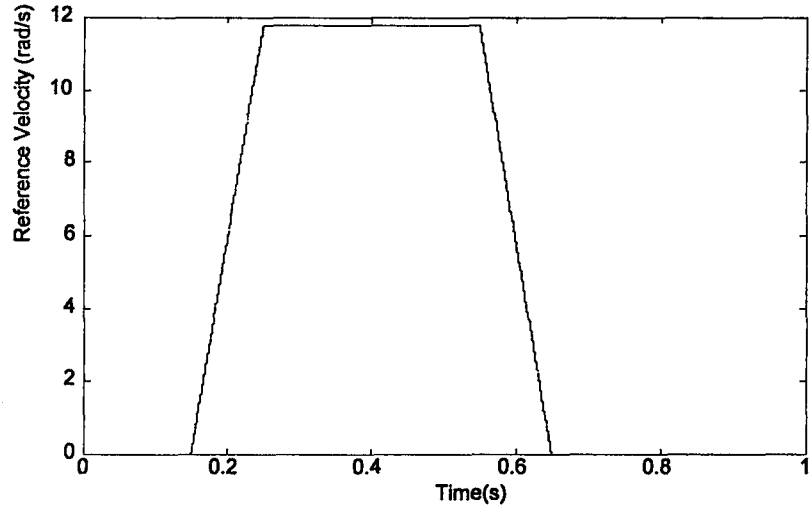
Geliştirilen algoritma 16 bitlik PC-ISA Bus'a takılan dSPACE firmasının DS1102 kartı üzerinde koşturulmaktadır. Programın çalışması sırasında ölçülen akım, gerilimler ve algoritma içinde hesaplanan değişkenlerin güncel değerleri PC'ye veri yolu üzerinden aktararak kaydedilmekte ve istenilen şekilde grafikleri elde edilmektedir. Bölüm 5.4'de verilen gerçekleştirme sonuçları bu şekilde elde edilmişlerdir.

DS1102 kartı TexasInstruments'in TMS320C31 sayısal işaret işleyicisini içeren bir kontrol kartıdır. Bu işlemci, saniyede 40 Milyon kayan noktalı aritmetik işlem (Mega Floating Point Instruction Per Second -MFLOPS) yapabilmektedir. Kartın üzerinde dört kanal ADC (ikisi 16 bit, ikisi 12 bit), dört kanal 12 bit DAC (Sayısal-örneksel çevirici) ve ayrıca iki kanal artımsal konum kodlayıcı girişi vardır. DS1102 kartında, sayısal giriş/çıkış işlemleri için ayrıca bir de TMS320C14 işlemcisi vardır.

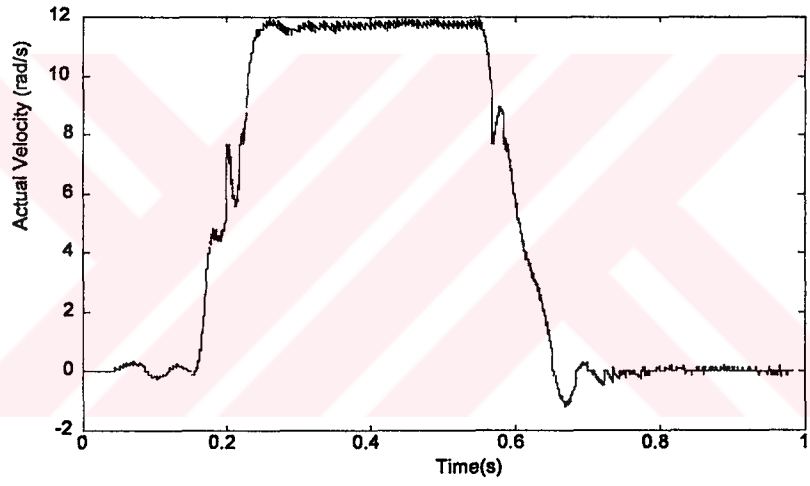
Ancak geliştirilen algoritmalar, hazır darbe genişlik modülasyonu imkanlarını kullanmadığından, bu işlemcinin bulunması, tranzistorlara verilen anahtarlama çıkışlarını yavaşlatmaktadır. Doğrudan TMS320C31'e bağlı basit bir sayısal tutucu (latch F/F) çok daha hızlı sonuç elde edilmesini sağlayacaktır. Endüstriyel gerçeklemede DS1102 kartı kullanımı düşünülemeyecek kadar pahalıdır. Ancak algoritma bu kartın hazır imkanlarından pek yararlanmamaktadır. TexasInstruments'in Sİİ'ler için geliştirdiği çoklu analog bağlaşım tümdevrelerinden birisi ve 8bit sayısal çıkış/8 bit sayısal girişli basit bir kart aynı işi daha hızlı görecektir ve maliyeti de oldukça uygun olacaktır.

5.2 Deneysel Sonuçlar

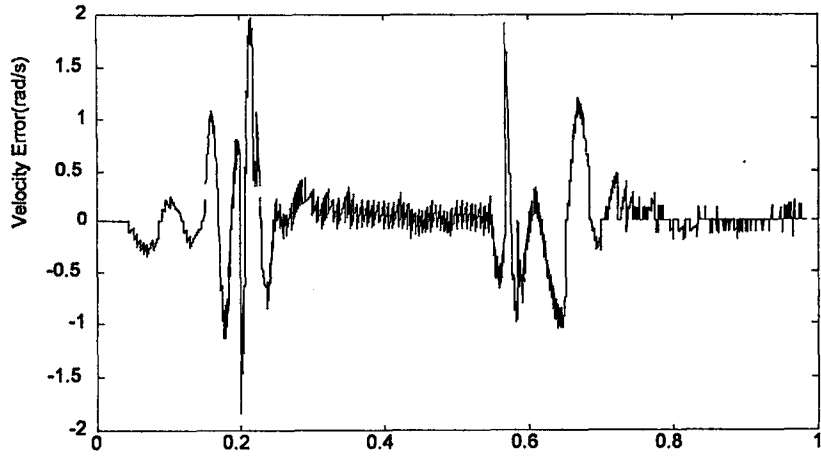
Benzeşim yazılımları ve gerçeklemede kullanılan yazılımlar yukarıda verilmişti. Gerçeklemede kullanılan yöntem ve algoritmalar benzeşim ile aynıdır. Aşağıda, önerilen yöntemin gerçekleştirme sonuçları verilmiştir. Hız ve konum referansı olarak sonuçları daha iyi görünebilir ve mekanik olarak daha güvenli trapezoidal referans uygulanmıştır (Şek.5.3). Sistemde ölçüm elemanı olarak takogeneratör kullanılmayıp, hız, konum bilgisi türevinin doğrusal olmayan filtreden geçirilmesi ile elde edilmiştir. Hızın yavaş değişimli bölgelerindeki çığırtilar bu kuantalamanın etkisi ile oluşmaktadır. Hız trapezinin inen ve çıkan kenarlarındaki dalgalanmalar ise motorun güç sınırına ulaşılması sebebi ile (Şek.5.10 akım limiti 3A'dir) oluşmaktadır. Çünkü bu denemede 0.38 KVA'lık bir asenkron motorun miline doğrudan takılmış 300mm. kol uzunluğuna sahip 0.300 kg. ağırlığında bir çekiç kullanılmıştır (Şek.5.18,19). İzlenen konum referansı da bu çekici 0.5sn. içinde düşey konumdan saat yönünde 270 derece çevirerek yatay konuma getirmekte ve orada tutmaktadır. Bu sürede ulaşılabilen maksimum hız nominal hızın %10'u civarındadır. Ancak ivmelenme miktarları 120 rad/s^2 ye ulaşmaktadır (Şek 5.3,4). Bu ivmelenme ve frenlemeler sırasında motor moment sınırına gelmektedir. Ancak hız ve konum kontrol hatalarının çok küçük olduğu sırası ile Şek.5.5 ve Şek.5.8'de görülmektedir. Akı kontrol başarımının da çok yüksek olduğu Şek.5.13'de görülmektedir.



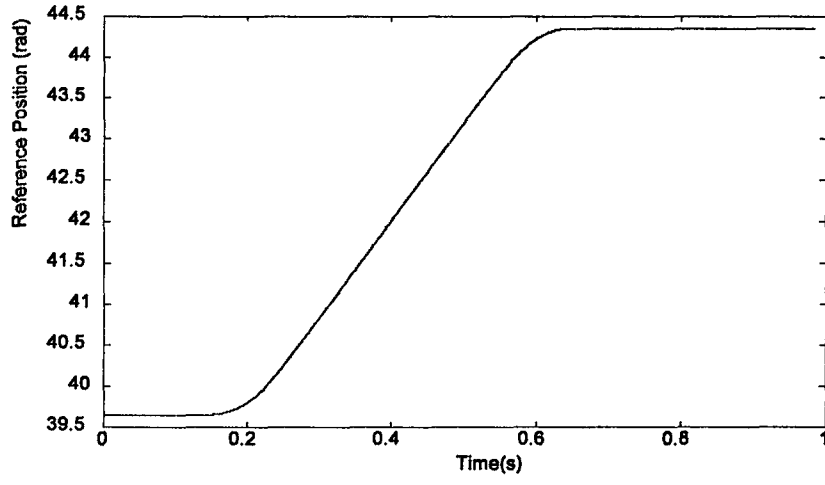
Şekil 5.3 Açısal hız referansı



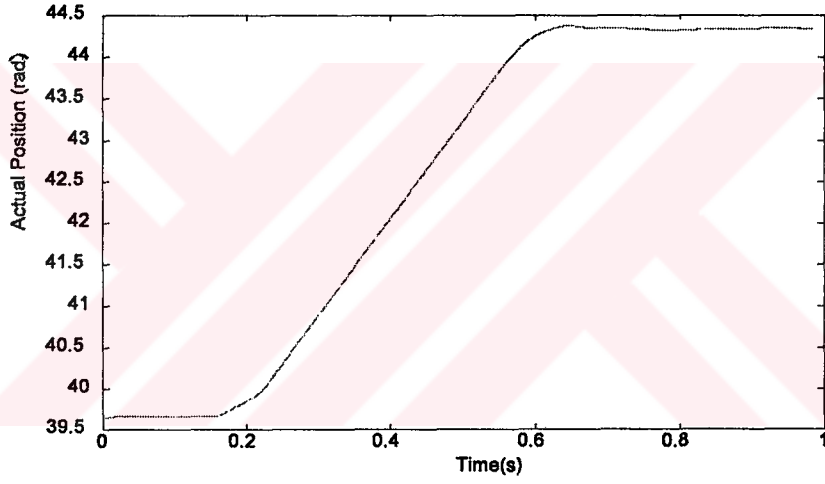
Şekil 5.4 Gerçek açısal hız



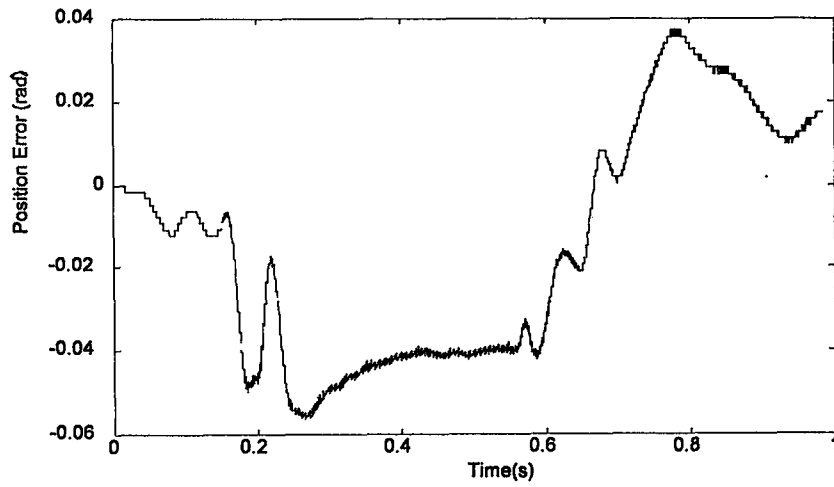
Şekil 5.5 Hız kontrol hatası



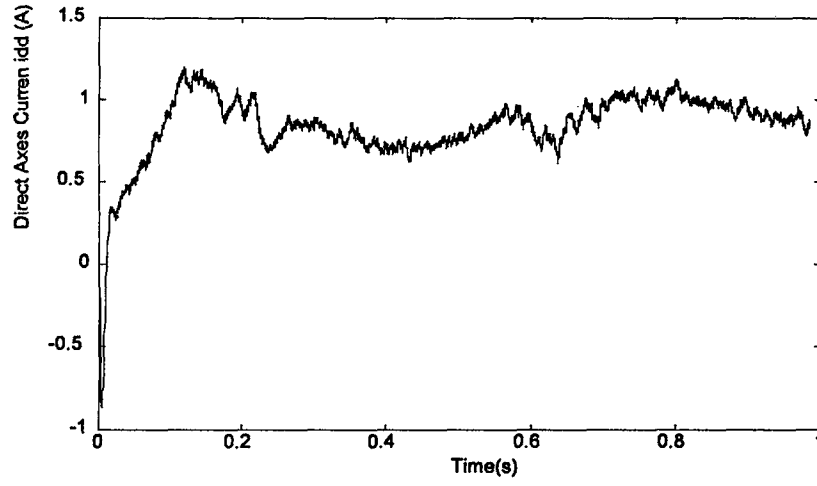
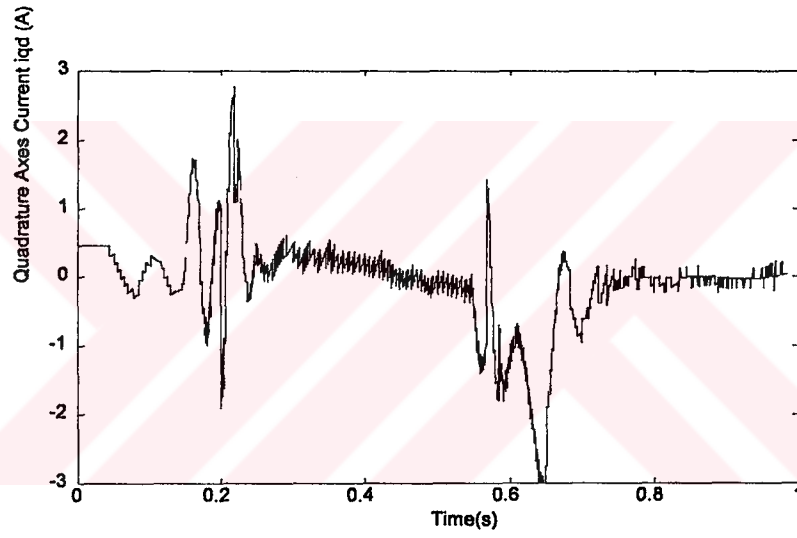
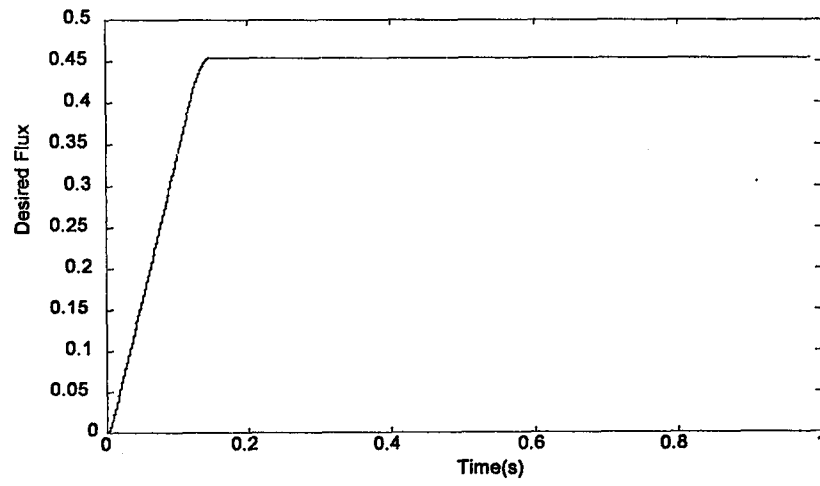
Şekil 5.6 Konum referansı



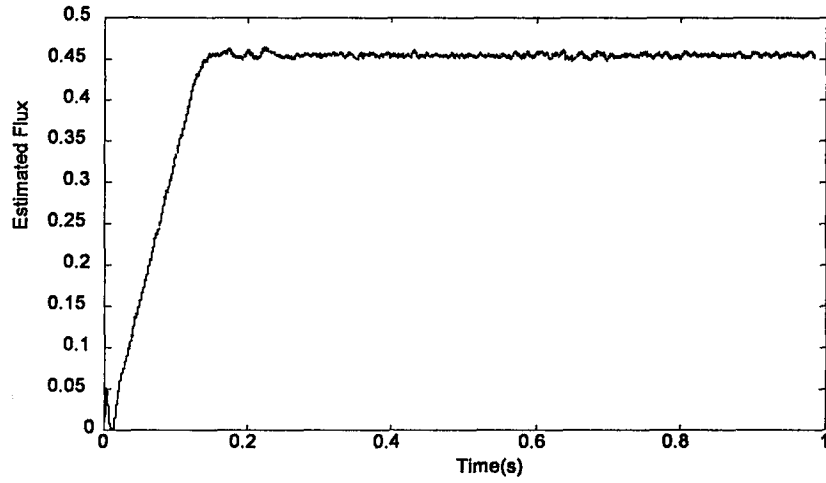
Şekil 5.7 Gerçek konum



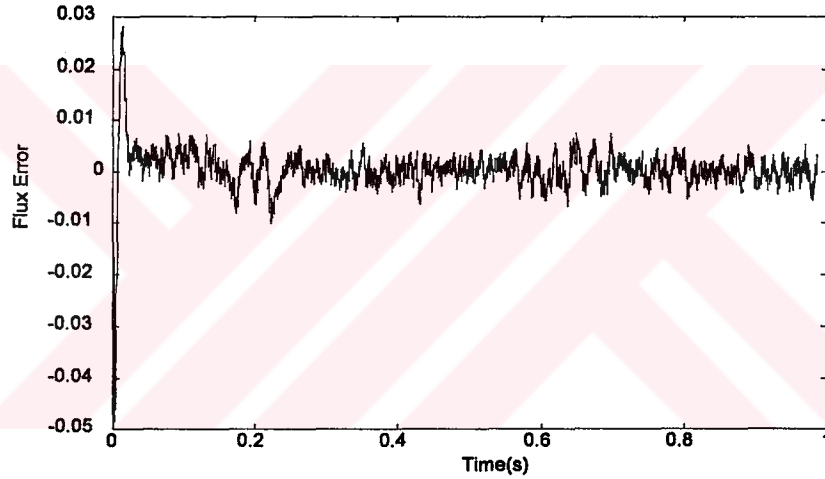
Şekil 5.8 Konum kontrol hatası

Şekil 5.9 Mıknatıslama akımı i_d Şekil 5.10 Moment akımı i_q 

Şekil 5.11 Rotor akı referansı

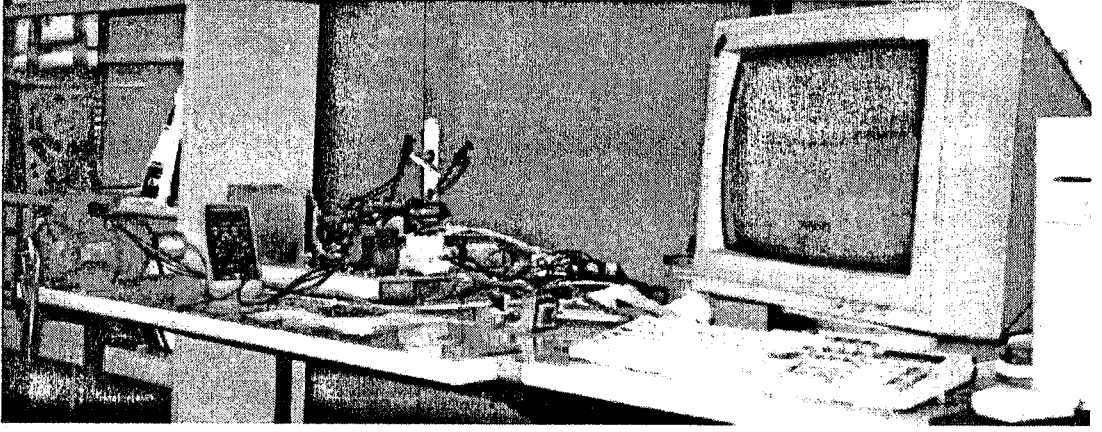


Şekil 5.12 Rotor akı kestirimi

Şekil 5.13 Referans ve kestirilmiş akıların farkı
(Akı kontrol hatası)

Yukarıda sonuçları verilen deneyler önerilen yöntemin oldukça yüksek bir başarıma sahip olduğunu göstermektedir. Aynı denemeler motor soğukken ve saatlerce çalıştırıldıktan sonra tekrarlanmıştır ve aynı sonuçlar elde edilmiştir. Bu da parametre değişimlerine karşı da duyarsız bir sistem elde edildiğini göstermektedir.

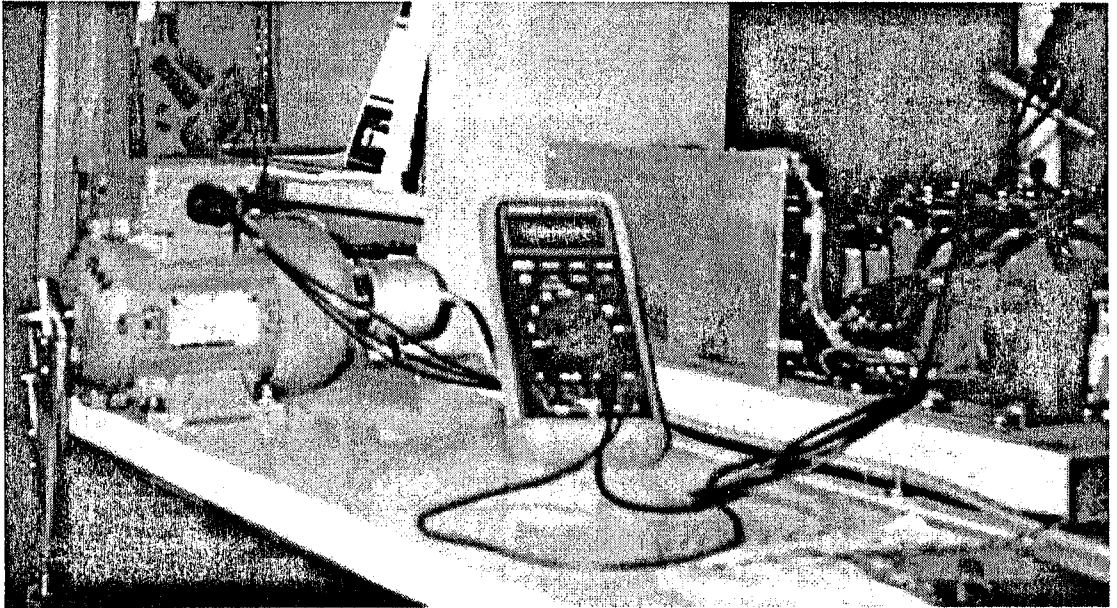
Aşağıda ise deneyler sırasında çekilen fotoğraflar yer almaktadır. Yukarıda verilen sonuçlar, Şek.5.18,19'da görülen çekicin yük olarak kullanıldığı deneyler içindir. Motorun sıfır hızda ve yük altında kararlı davranışını göstermek amacı ile Şek.5.19'da çekicin üzerine bir vida konulmuştur.



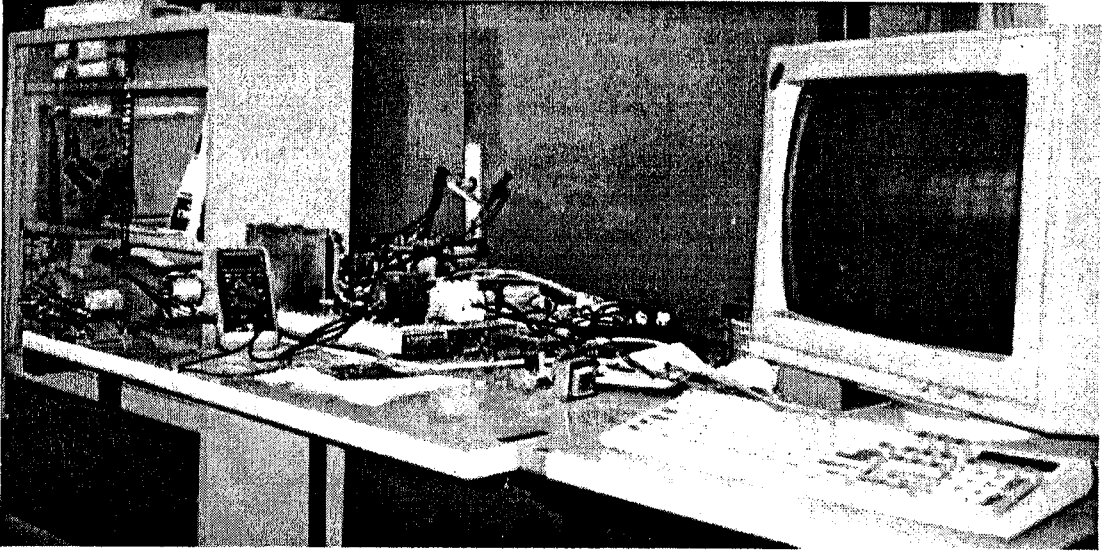
Şekil 5.14 Motor miline bağlı pense başlangıç konumunda

Yukarıda Şek.5.14’de yük olarak görülen penseye de Şek.5.3,6’daki hız ve konum referansları uygulanmıştır. Aşağıda başlangıç konumundaki durumun yakından görünüşü yer almaktadır.

Deney setinin orta kısmında, Şek.5.15’in sağ tarafında görünen güç katı, kullanılan motora göre oldukça büyük, bipolar tranzistorlu, eski teknoloji, bir güç katıdır. Söz konusu güç katının özellikleri anahtarlama frekansını kısıtlamaktadır. Ancak yine de yeterli başarıma sahip sonuçlar elde edilmiştir.



Şekil 5.15 Motor ve pensenin yakından görünüşü



Şekil 5.16 Motor miline bağlı pense sonuç konumunda

Yukarıda Şek.5.16'da pense, 0.5 saniyede 270 derece döndükten sonra yatay konumda durukken görünmektedir. Aşağıda Şek.17'de de daha yakından görünüş yer almaktadır. Daha önceki bölümlerde de belirtildiği gibi asenkron motorların sıfır hızda kararlı olarak kontrolleri oldukça güçtür.



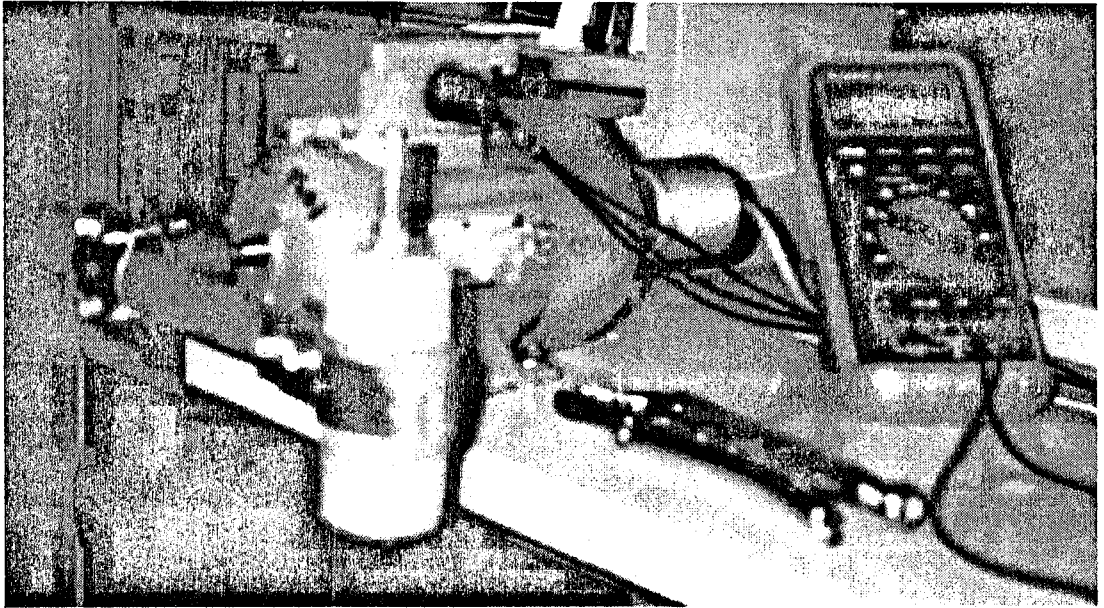
Şekil 5.17 Son konumdaki pensenin yakından görünüşü

Aşağıda Şek.5.18'de yük olarak çekicin kullanıldığı durum görünmektedir. Referans olarak Şek.5.3,6'daki hız ve konum eğrileri verilmiş ve Şek.5.4,7'deki cevaplar alınmıştır.



Şekil 5.18 Çekiçle yapılan deneyde son konumda duruş

Görüldüğü gibi motora göre oldukça büyük bir yük ve yük kolu kullanılmasına rağmen oldukça başarılı sonuçlar alınmıştır. Yük olarak kullanılan çekicin, motor miline tutturmak için kullanılan kavrama elemanı ile birlikte ağırlığı 0.500 kg.'ı geçmektedir. Aşağıda görülen Şek.5.19'da ise sıfır hızda ve yük altında kararlı ve titreşimsiz kontrolü göstermek amacı ile çekicin üzerine bir vida konmuştur.



Şekil 5.19 Kararlı halde çekiç ve üzerinde duran vida

SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Bu çalışmada öncelikle, asenkron motorlar için dayanıklı akı gözlemleyicisi geliştirilmeye çalışılmıştır. Gözlemleyici modeline kontrol terimleri doğrusal olmayan bir yöntemle eklenerek yüksek başarılı bir gözlemleyici elde edilmiştir. Ayrıca, Lyapunov kararlılık kriterleri kullanılarak yakınsatma terimleri türetilmiştir. Bu yakınsatma terimlerinin etkisi ile bilinen metodların sakıncaları giderilmeye çalışılmıştır. Sistemin dış bozulalara ve parametre değişimlerine karşı dayanıklılığını artırmak amacı ile de, gerek gözlemleyici kontrolünde gerekse hız ve konum kontrol çevrimlerinde kayan kipli kontrol yöntemi kullanılmıştır. Oldukça yeni geliştirilmiş olan çatırtısız kayan kipli kontrol yöntemi kullanılarak, kontrolde çatırtının getireceği olumsuz etkiler giderilmeye çalışılmıştır.

Gelinen aşamada, benzeşim ve deney sonuçlarının birlikte değerlendirilmesi gözlemleyici başarımının yüksek olduğunu göstermektedir. Öncelikle benzeşimlerde elde edilen sonuçlar oldukça başarılıdır. Ayrıca benzeşimler, akı kestiriminde hata oluştuğunda ve özellikle dayanıklılık bölgesinin dışına çıktığında bunun hız ve konum kontrol çevrimlerini de etkilediğini göstermiştir. Yapılan hız ve konum kontrol uygulamalarında oldukça iyi sonuçlar elde edilmiştir. Uzun süreli ve değişik çalışma bölgelerini içeren deneylerle sistem, değişken motor parametreleri ve yük koşulları altında denenmiştir. Sonuçların iyi olması gözlemleyici hatalarının yeterince küçük olduğu ve bozulardan etkilenmediği yargısını oluşturmuştur. Gözlemleyicinin başarımı konusunda daha kesin kanıtlar elde etmek için doğrudan akı ölçme sistemi gereklidir. Bunun yerine dinamik moment ölçme sistemi de kullanılabilir. Motorun ürettiği moment, (2.5) eşitliği ile verildiği gibi stator akımlarının ve akı bileşenlerinin fonksiyonudur. Stator akımları ölçülmektedir. Eğer moment de ölçülür ve değeri gözlemleyici çıkışı ile uyumlu olursa akı kestiriminin doğru yapıldığı söylenebilir.

Elde edilen sonuçların iyi olmasına dayanılarak, güncel olan ve/veya gelecekte düşünülen asenkron motor uygulamalarının birçoğuna doğrudan cevap verebilir yöntemler geliştirildiği söylenebilir. Kontrol başarımları yanında parametre değişikliklerine ve dış bozuculara karşı dayanıklılık da sistemin endüstriye uygulanabileceğini göstermektedir. Ancak, yöntemde daha fazla geliştirme yapmak da mümkündür. Bu çalışmada önerilen yöntemler dayanıklı gözlemleyici geliştirmek esasına dayanmaktadır. Geline aşamada herhangi bir parametre tanıma yöntemi kullanılmamıştır. Oysa, parametre tanıma ve düzeltme algoritmalarının eklenmesi sistemin dayanıklılık sınırlarını genişletecektir. Gözlemleyici kontrol değişkenleri olan η ve μ parametre tanıma amaçlı kullanılmaya son derece uygundur. Bundan sonra yapılacak geliştirmenin bu yönde olması yararlı olacaktır.

Deneysel sonuçların elde edildiği sistem, hazır alınan sistemlerin birleştirilmesinden oluşturulmuştur ve sadece gözleme ve kontrol yöntemlerinin geliştirilip denenmesine ağırlık verilmiştir. Biraraya getirilen sistem parçaları laboratuvar çalışması yapmaya yöneliktir. Dolayısı ile endüstriyel bir sistem için bazı kötü özelliklere sahiptirler.

Tranzistorlu bir eviricinin çıkışı güç katı olarak kullanılmıştır. Tranzistorlu güç katı anahtarlama sıklığını sınırlamıştır. Sonuçta, akım hata bandı çok küçültülememiştir. Akım işareti üzerindeki anahtarlama parazitleri momente de yansıdığından hız kontrol çevrimi etkilenmiştir. Ayrıca, akı gözlemleyicisinin kontrol işareti akım gözleme hatalarından türettiği için gözlemleyici kontrolü de söz konusu parazitten etkilenmiştir. Yapılan benzeşimlerde, anahtarlama hızının artırılmasının sistemdeki tüm işaretlere olumlu etkisi gözlemlenmiştir.

Geliştirilen algoritmaları koşturmakta kullanılan kartın üzerinde sistem geliştirme ve konum kontrolüne yönelik bir çok ek donanım vardır. Ancak geliştirilen algoritma bu yardımcı donanımlardan bir çoğunu kullanmamaktadır. Ayrıca endüstriyel bir sistemde yüksek hızlı PC bağlantısının da gereği yoktur. Sistemi izlemeyi sağlayan bu bağlantı kontrol çevrim süresinin önemli bir bölümünü almaktadır. Sonuçta amaca uygun geliştirilecek bir kontrol kartı çok daha yüksek başarımlar sağlayacaktır.

KAYNAKLAR

- [1] **Stefanovic, V.R.** Opportunities in Motor Drive Research-A View form Industry, Proc.IEEE 21.Int.Conf. on Ind.Elec.Cont. and Inst., IECON'95, Vol:2, pp.xxxvi-xxxx, ISBN:0-7803-3026-9, Orlando, Florida-USA, 6-10 November 1995
- [2] **Utkin, V.I.** Sliding Mode Control Design Principles and Application to Electric Drives, IEEE Trans.on Ind.Elec., Vol:40, No:1, pp.23-36, Feabruary 1993
- [3] **Holtz, J.** The Induction Motor-A Dynamic System, Proc.IEEE 20th. Int.Conf.on Ind.Elec.Cont.and Instr., IECON'94, ISBN: 0-7803-1328-3, Vol:1, sayfa:1-6, Bologna, Italy, 5-9 September1993
- [4] **Şahin, C., Şabanoviç, A., Gökaşan, M.** Robust Position Control Based on Chattering Free Sliding Modes For Induction Motors, Proc.IEEE 21.Int. Conf.on Ind.Elec.,Cont.and Inst., IECON'95, Vol:1, pp.512-517, ISBN: 0-7803-3026-9, Florida-Orlando,USA, 6-10 November1995
- [5] **Doki, S., Kinpara, Y., Okuma, S., Sangwongwanich, S.** Unified Interpretation of Indirect and Direct Vector Control, Proc.of Power Conv.Conf., PCC Yokohama, pp.297-302, ISBN:0-7803-0471-3, 19-21 April 1995, Yokohama, JAPAN
- [6] **Sangwongwanich, S.** Generalized Controllers for Induction Motor Drive Systems, IEEE Proc.of Power Conv.Conf., PCC-Yokohama'93, ISBN: 0-7803-0471-3, pp.450-455, Yokohama, Japan, 19-21 April 1993
- [7] **Holtz,J.** Speed Estimation and Sensorless Control of AC Drives, Proc.IEEE Int.Conf.on Ind.Elec.Cont.and Instr., IECON'93, ISBN:0-7803-0891-3, Vol:2, sayfa:649-654, Hawaii, USA, 15-19 November 1993
- [8] **Joetten, R., Maeder, G.** Control Methods for Good Dynamic Performance IM Drives Based on Current and Voltage as Measured Quantities, IEEE Trans.on Industry Appl., Vol:19, No:3, pp.356-363, 1983
- [9] **Ohtani, T., Takada, N., Tanaka, K.** Vector Control of Induction Motor Without Shaft Encoder, IEEE Trans.on Ind.Appl. Vol:28, No:1, pp.157-165, 1992
- [10] **Ansuj, S., Shokooh, F., Schinziger, R.** Parameter Estimation for IM Based on Sensivity Analysis, IEEE Trans.on Ind.Appl., Vol:25, No:6, pp.1035-1040, November/December 1989

- [11] **Ben-Brahin, L., Kawamura, A.** A Fully Digitized Field-Oriented Controlled IM Drive Using Only Current Sensors, *IEEE Trans.on Ind.Elec.*, Vol:39, No:3, pp.241-249, June 1992
- [12] **Tajima, H., Hori, Y.** Speed Sensorless Field-Orientation Control of the IM, *IEEE Trans. on Ind.Appl.*, Vol:29, No:1, pp.175-180, February 1993
- [13] **Ferrah, A., Bradley, K.J., Asher, G.M.** An FFT-Based Novel Approach to Noninvasive Speed Measurement in IM Drives, *IEEE Trans. on Inst.and Meas.*, Vol:41, No:6, pp.797-802, December 1992
- [14] **Bottura, C.P., Silvino, J.L., Resende, P.** A Flux Observer for IM Based on a Time-Variant Discrete Model, *IEEE Trans.on Ind.Appl.*, Vol:29, No:2, pp.349-354, Marh/April 1993
- [15] **Yang, G., Chin, T.H.** Adaptive-Speed Identification Scheme for a Vector-Controlled Speed Sensorless Inverter-IM Drive, *IEEE Trans.on Ind.Appl.*, Vol:29, No:4, pp.820-825, July/August 1993
- [16] **Khambadkone, A.M., Holtz, J.** Vector-Controlled IM Drive with a Self-Commissioning Scheme, *IEEE Trans. On Ind.Elec.*, Vol:38, No:5, pp.322-327, October 1991
- [17] **Ljansen, P., Lorenz, R.D.** Method and Apparatus for Transducerless Flux Estimation in Drives for Induction Machines, *United States Patent*, No:5,559,419, September 24, 1996
- [18] **Yamamoto, Y.** Vector Control System for Induction Motor, *United States Patent*, No: 5,481,173, January 2, 1996
- [19] **Henneberger, G., Brunsbach, B.J., Klepsch, T.** Field Oriented Control of Synchronous and Asynchronous Drives Without Mechanical Sensors Using a Kalman Filter, *Proc.Europ.Conf.Pow.Elec. and Appl. EPE*, Vol:3, pp.664-671, Florenz 1991
- [20] **Sangwongwanic, S., Doki, S., Yonemoto, T., Okuma, S.** Adaptive Sliding Observers for Direct Field-Oriented Control of Induction Motors, *Proc.IEEE Int.Conf.on Ind.Elec.Cont.and Instr., IECON '90 Asilomar*, pp.915-920, 1990
- [21] **Şahin, C., Sabanovic, A., Göktaşan, M.** Sliding Mode Flux Observer Based Robust Vector Control for Induction Motor, *Proc.Int.Agean Conf.on Elec.Machines and Power Elec., ACEMP'95*, Vol:2, pp.399-404, ISBN: 975-429-081-4, Kuşadası-Turkey, 5-7 June 1995
- [22] **Şahin, C., Ertuğrul, M. ve dig.** CMAC Tabanlı Adaptif Öğrenme Yöntemi ile Hareket Kontrolü, *First Int.Aerospace and Adv.Tech.Sym.*, pp.540-549, 8-10 March 1995, İstanbul

- [23] **Utkin, V.I.** Sliding Modes in Control Optimization, Springer-Verlag, 1981.
- [24] **Utkin, V.I.** Sliding Modes and Their Application in Variable Structure Systems, MIR PUBLISHER MOSCOW, English edition 1978
- [25] **Utkin, V.I.** Variable Structure Systems with Sliding Modes IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. AC-22, pp.212-222, Apr.1977.
- [26] **Slotine, J.J., Sastry, S.S.** Tracking Control of Nonlinear Systems Using Sliding Surfaces with Applications to Robot Manipulators, International Journal of Control, Vol 38. pp.465-492, 1983.
- [27] **Hung, J.Y., Gao, W., Hung, J.C.** Variable Structure Control : A Survey, IEEE Trans.on Ind.Elec., Vol:40, No:1, ISSN: 0278-0046, February 1993
- [28] **Young, K.D.** Controller design for a manipulator using theory of variable structure systems, IEEE Trans.on Sys.Man and Cyb., Vol. SMC-8 pp.210-218, Feb. 1978.
- [29] **Sabanovic, N., Sabanovic, A., Ertuğrul, M., Hadzimejlic, N.,** Sliding Modes in Three-Phase Switching Converters Control, Proc.International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics, ACEMP'95, pp.656-661, Kusadasi-Turkey, June 5-7, 1995.
- [30] **Sabanovic, N., Sabanovic, A., Ertuğrul, M.,** The Principals of Operation and Control of Switching Power Converters, Tübitak-MRC Technical Report, March, 1994
- [31] **Ertuğrul, M., Sabanovic, N., Sabanovic, A.,** Microprocessor and PC Solutions For Current Control of Three Phase Switching Inverters-Hardware and Software, MRC Tecnical Report, December, 1994
- [32] **Sabanovic, A.,** Chattering Free Sliding Modes, First Turkish Automatic Control, Istanbul-Turkey, April,1994.
- [33] **Slotine, J.J., Li, W.,** Applied Nonlinear Control, Prentice Hall, 1991.
- [34] **Şahin, C., Erbatur, K., Ertuğrul, M., Şabanoviç, A.** NN and Fuzzy Control Techniques for Motion Control Applications, Tübitak-MRC Technical Report, March 1996
- [35] **Ertuğrul, M., Kaynak, O., Şabanoviç, A.** Generalized Chattering Free Sliding Mode Controller Design For Robot Trajectory Control Application, 1996 European Science Foundation Scientific Program on Control of Complex Systems (COSY), Valencia, Spain, 10-13 October, 1996.
- [36] **Ertuğrul, M., Kerestecioğlu, F., Kaynak, O.** Gain Adaptation in Sliding Mode Control of Robotic Manipulators, World Automation Congress WAC'96, ISRAM'96, March 1996, Montpellier, France.

- [37] Ertuğrul, M., Kaynak, O., Başbuğ, R., Şahin, C. Chattering Free Sliding Mode Controller Design for 3 DOF Robot Manipulators, (In Turkish), 2nd Industrial Automation Technologies, OTOMASYON'95, pp.271-278, Istanbul-Turkey, March 30-31, 1995.
- [38] Ertuğrul, M., Sabanovic, A., Kaynak, O. Various VSS Techniques on the Control of Automated Guided Vehicles and Autonomous Mobile Robots, Tübitak-MRC Technical Report, October, 1994
- [39] Ertuğrul, M., Erbatur, K., Kaynak, O., Sabanovic, A. Controller Designs for Automated Guided Vehicles (In Turkish), 2nd Industrial Automation Technologies, OTOMASYON'95, pp.229-240, Istanbul-Turkey, March 30-31, 1995.
- [40] Ertuğrul, M., Sabanovic, A., Kaynak, O., Erbatur, K. A Novel Sliding Mode Control Approach For Autopilot Design" (In Turkish), First International Symposium on Aerospace and Higher Technologies, HITEKS'95, pp. 532-539, Istanbul-Turkey, March 8-10, 1995.
- [41] Ertuğrul, M., Kaynak, O., Sabanovic, A. Control of Automated Guided Vehicles, First International Symposium on Aerospace and Higher Technologies, HITEKS'95, pp.31-40 Istanbul-Turkey, March 8-10, 1995.
- [42] Ertuğrul, M., Kaynak, O., Sabanovic, A. A Modification of the Classical Approach in Sliding Mode Control and Its Application to Automated Guided Vehicles, Proc.International Workshop on Mechatronics Design and Modeling, MODISA'95, pp.119-130, Ankara, Turkey, November 13-17, 1995.
- [43] Ertuğrul M. Control of Automated Guided Vehicles, M. Sc. Thesis, Boğaziçi University, 1994.
- [44] Ertuğrul, M., Kaynak, O. Neural network Adaptive Sliding Mode Control and Its Application to Scara Type Robot Manipulator, Proc.IEEE Int.Conf. on Rob.and Auto., New Mexico, USA, April 1997.
- [45] Ertuğrul, M., Kaynak, O., Şabanoviç, A., Ohnishi, K. A Generalized Approach For Lyapunov Design of Sliding Mode Controllers For Motion Control Applications, Proc.Int. Workshop on Adv.Motion Cont., AMC'96, March 1996, Japan.
- [46] Ertuğrul, M., Kaynak, O. A Novel Modification in Sliding Mode Control For Chattering Elimination, Submitted to 1997 3rd Int. Workshop on Mechatronics Design and Modeling, MODISA'97, Ankara, TURKEY, September 15-18, 1997.

- [47] **Şahin, C., Erbatur, K., Ertuğrul, M., Şabanoviç, A.** NN and Fuzzy Control Techniques for Motion Control Applications, Tübitak-MRC Technical Report, No.I2-30, March 1996
- [48] **Ertuğrul, M., Kaynak, O., Başbuğ, R., Şahin, C.** 3 Eklemlı Robotun Çatırtısız Kayan Kiplı Denetımı, End.Otom.Tek.-95 Semp, Mart 1995, İstanbul
- [49] **Ertuğrul, M., Şahin, C., Erbatur, K.** Neuro-Controllers for Robot Manipulators and Neuro-Sliding Mode Control, Tübitak-MRC Technical Report, No.I2-32, June 1996
- [50] **Ertuğrul, M., Erbatur, K., Şahin, C., Sancak, K.V., Şabanoviç, A.** VSS Controller Development and Applications for Robotic Systems, Tübitak-MRC Technical Report, No.I2-28, March 1996
- [51] **Erbatur, K., Ertuğrul, M., Şabanoviç, A., Şahin, C.** Adaptive VSS Techniques for Industrial Robots, Tübitak-MRC Technical Report, No.I2-29, March 1996
- [52] **Ertuğrul, M., Kaynak, O., Şabanoviç, A.** A Comparison of Various VSS Techniques on the Control of Automated Guided Vehicles, Proc.IEEE Int.Symp.on Ind.Eng., ISIE'95 Greece, 1995.
- [53] **Astrom, K. J., Wittenmark, B.** Adaptive Control, Addison-Wesley Pub.1989.
- [54] **De Vegte, J.V.** Feedback Control Systems-Second edition, Prentice-Hall Int.Editions, pp.338-371, ISBN :0-13-313495-4, Toronto-Canada, 1990
- [55] **Salvatore, L., Stasi, S., Tarchioni, L.** A New EKF-Based Algorithm for Flux Estimation in Induction Machine, IEEE Trans.on Ind.Elec., Vol:40, No:5, pp.496-504, October 1993
- [56] **Park, S.S., Cho, G.H.** Rotor Flux Controlled Induction Motor Drive For High Performance Applications, Electronic Letters, Vol:26, No:7, pp.439-440, March 1990
- [57] **Tungpimolrut, K., Peng, F.Z., Fukao, T.** A Robust Rotor Time Constant Estimation Method for Vector Control Of Induction Motor Under Any Operating Conditions, Proc.IECON'94, Vol:1, pp.275-280, ISBN: 0-7803-1328-3, 5-9 September, Bologna, ITALY
- [58] **Alogne, F., Raimondi, T.** Adaptive Observer-Based Robust Control For Motion Control Systems with Induction Motors, Proc.IECON'94, Vol:3, pp.2091-2096, ISBN: 0-7803-1328-3, 5-9 September, Bologna, ITALY
- [59] **Yoo, H.S., Ha, I.J., Lee, S.H., Yoon, S.J.** A Polar Coordinate-Oriented Method of Identifying Rotor Flux and Speed of Induction Motors without Rotational Transducers, Proc.IECON'94, Vol:3, pp.2116-2121, ISBN: 0-7803-1328-3, 5-9 September, Bologna, ITALY

- [60] **Akın, E., Ertan, H.B., Üçtuğ, M.Y.** A Method for Stator Resistance Measurement Suitable for Vector Control", Proc.IECON'94, Vol:3, pp.2122-2126, ISBN: 0-7803-1328-3, 5-9 September, Bologna, ITALY
- [61] **Theocharis, J., Petridis, V.** Neural Network Observer for Induction Motor Control, IEEE Control Systems, pp.26-37, April 1994
- [62] **Zhou, D., Spee, R., Wallace, A.K.** Model Reference Adaptive Speed Control for Doubly-Fed Machines, Proc.IECON'93, Vol:2, pp.1175-1180, ISBN:0-7803-0891-3, 15-19 November, Hawaii, USA
- [63] **Alogne, F., Raimondi, T.** Indirect Adaptive Speed Control of Induction Motor Systems Based on Model Reference Identifiers, Proc.IECON'95, Vol:2, pp.1035-1040, ISBN:0-7803-3026-9, 6-10 November 1995, Orlando-Florida, USA
- [64] **Buja, G.S., Menis, R., Valla M.I.** MRAS Identification of the Induction Motor Parameters in PWM Inverter Drives at Standstill", Proc.IECON'95, Vol:2, pp.1041-1047, ISBN:0-7803-3026-9, 6-10 November 1995, Orlando-Florida, USA
- [65] **Planinc, A., Jezernik, K.** A Modified Sliding Observer for Robust Estimation of Rotor Magnetizing Current of AC IM Drive, Proc.Power Conv.Conf., PCC Yokohama, pp.316-321, ISBN:0-7803-0471-3, 19-21 April 1993, Yokohama, JAPAN
- [66] **Pradeep, A.K., Lyons, J.P., MacMinn, S.R.** Application of Sliding Mode Observers For State Estimation in Rotating Machines, Proc.VARSCON'91, pp.57-64
- [67] **Kubota, H., Matsuse, K., Nakano, T.** DSP-Based Speed Adaptive Flux Observer of Induction Motor, IEEE Trans.on Ind.Appl., Vol:29, No:2, pp.344-348, March/April 1993
- [68] **Roboam, X., Andrieux, C., Fornel, B., Hapiot, J.C.** Rotor Flux Observation and Control in Squirrel-Cage Induction Motor: Reliability with respect to Parameter Variations, IEE-Proceedings-D, Vol:139, No:4, July 1992
- [69] **Jansen, P.L., Thompson, C.O., Lorenz, R.D.** Observer-Based Direct Field Orientation for Both Zero and Very High Speed Operation, Proc.of Power Conv.Conf., PCC Yokohama, pp.432-437, ISBN:0-7803-0471-3, 19-21 April 1993, Yokohama, JAPAN
- [70] **Nilsen, R., Kazmierkowski, M.P.** Reduced-Order Observer with Parameter Adaption for Fast Rotor Flux Estimation in Induction Machines, IEE Proc.-D, Vol:136, No:1, January 1989

BENZEŞİM YAZILIMLARI

Aşağıda yer alan, 'Yöntem2.C' Bölüm.4'de açıklanan yöntem-2'nin benzeşim yazılımıdır. Bu programın kullandığı 'my.m' parametre dosyası devamında verilmiştir. Ayrıca çıkışların kaydedildiği 'my.dat' dosyasına kaydedilen verilerin grafiklerini MATLAB ortamında okumak için kullanılan 'mygw.m' dosyası da aşağıda yer almaktadır. Grafiklerin elde edilmesi için MATLAB komut penceresinde

```
>a=mygw('my.dat',18);
```

komutunun girilmesi gerekmektedir.

Yöntem2.C

*// Bu program Yöntem-2'nin benzeşim programıdır.
 // Yöntem-1'in farkı Gözlemleyici (Observer) kısmında belirtilmiştir.
 // Bu programda değişken olmayan Runge-Kutta yöntemi ile motor modeli
 //benzeşimi yapılmıştır.*

```
#include <math.h>
#include <stdio.h>
#include <stdlib.h>
```

// Motor Parametreleri

```
#define Rsm          26.4
#define Rrm          21.71
#define DLsm         0.0584
#define DLrm         0.0584
#define Lmm          0.571
```

//Yük Parametreleri

```
#define Jm           0.002
#define g            9.81
#define k            1e-4
#define L            0.25
#define M            0.03
```

//Anahtar gerilimleri

```
#define vk1          380.0*0.94281
#define vk2          380.0*0.4714
```

//Akım histeresis bandları

```
#define hys_d        0.05
```

```

#define hys_q          0.02

//Akım sınırları
#define iqd_max        3.0
#define idd_max        3.0

//Gözlemleyici kazancı
#define km              50.0

//Örnekleme hızları
#define dti              1.0e-6           // Simulation time step, initial
#define kto              100.0e-6        // Number of cycle for observer
#define ktp              400.0e-6        // Number of cycle for cur.cont.

//Referans değer sabitleri
#define wr_a            300.0             // Slope for vel.reference
#define fr_a            1000.0           // Slope for flux reference
#define KK4              1.0
#define wr_max          314.0            // Maximum velocity

void Initialize(void);           // Değişkenkoşullamaları
void Cur_Cont(void);           // Akım kontrol çevrimi
void Observer(void);           // Gözlemleyici
void induction_motor(void);     // Motor modeli

FILE *file,*file1;

// Motor değişkenleri
double ua,ub,uc,ix,iy,fx,fy,fr,w,tet,te,tl,id,iq,fri;
double uan,ubn,ucn,wr_max,Rrf,po,Rr,Rs,Ls,Lr,Lm;

// Gözlemleyici değişkenleri
double fr,ar,wr,pr,epr,epr,ixm,iym,fxm,fym,frm,tetm,idm,iqm,idd,iqd;
double eta,mju,mju1,smju,sif,siw,wro,dwro,isif,fr2,osix,osiy,cte,ste;
double Lsm,Lrm,Rasm,we,we1;
double uao,ubo,uco,ixo,iyo;
int ucnt;

// Gözlemleyici sabitleri
double k1m,k2m,k3m,k4m,k4e,k5m,kd,kq,kid,kiq,kid1,kiq1;
double kmw,kmj,kmji,kmj1,KK,KK1,KK2,KK3;
float ftmp;
double nsuw,suw,kuw,uw;

// Döngü değişkenleri
double cyc,ttoo,tco,tton,ttn,stime;
int i;

```

// Akım kontrol değişkenleri

```

double ud[8],uq[8],satisfy[8],old_sw,udeq,uqeq,sid,siq;
double lud,luq,beta,gamma,ueqw,nsid,nsiq,TM;
int kk,sw_conf;
int sw[8][3]={1,0,0,1,1,0,0,1,0,0,1,1,0,0,1,1,0,1,1,1,1,0,0,0};
long int sw1c,sw2c,sw3c;
long int sw1d,sw2d,sw3d;
const double CT[6]={1.0, 0.5, -0.5, -1.0, -0.5, 0.5};
const double ST[6]={0.0, 0.8660254, 0.8660254, 0.0, -0.8660254,-0.8660254};
const double uam[8]={vk1,vk2,-vk2,-vk1,-vk2,vk2,0,0};
const double ubm[8]={-vk2,vk2,vk1,vk2,-vk2,-vk1,0,0};
const double ucm[8]={-vk2,-vk1,-vk2,vk2,vk1,vk2,0,0};
const int sw_sel[9]={7,6,7,6,7,6,7,8};

void main(void)
{
file=fopen("my.m","r");
if(file==NULL){printf("\n Filer cannot open!");goto ennd;}
Initialize();
fclose(file);
file1=fopen("my.dat","w");
if(file1==NULL){printf("\n Filew cannot open!");goto ennd;}
while(cyc < sttime)
{induction_motor();
Cur_Cont();

tton=cyc/kto-floorl(cyc/kto+1e-9);
if((ttoo-tton)>0.0)
{Observer();}

tten=cyc/ktp-floorl(cyc/ktp+1e-9);
if((ttco-tten)>0.0)
{fprintf(file1," %f%f%f%f%f%f%f%f%f%f%f%f%f%f%f%f%f
%f", cyc, wr, w, we, pr, po, frr/1.344, fr/1.344, frm/1.344, ix-ixm, iy-iy, iqd, iq, idd,
id, Rs/Rsm, Rr/Rrm, Lm/Lmm);}
cyc +=dti;
ttoo=tton;
ttco=tten;
}

fclose(file);

printf("\n sw1=%lu sw2=%lu sw3=%lu",sw1c,sw2c,sw3c);
printf("\n sw1e=%lu sw2e=%lu sw3e=%lu",sw1d,sw2d,sw3d);
ennd:
}

```

```

void Initialize()
{
// Motor model parameters
Lsm=Lmm+DLsm;
Lrm=Lmm+DLrm;
Rasm=1.0-Lmm*Lmm/(Lsm*Lrm);
k1m=1.0/(Rasm*Lsm);
k2m=Lmm/Lrm;
k3m=Rrm/Lrm;
k4m=Rsm+Rrm*Lmm*Lmm/(Lrm*Lrm);
k4e=k4m/1000.0;
k5m=Rrm*Lmm/Lrm;
ud[6]=0.0; ud[7]=0.0;
uq[6]=0.0; uq[7]=0.0;
cyc=0.0;
KK=exp(-kto*k1m*k4m);
KK1=(1.0-KK)/k4m;
KK3=KK1/k1m;
KK2=1/(KK1*k2m);

fr=0.0;
// fr2=57.14285714;
fr2=0.0;
uw=0.0;    suw=0.0;
tl=0.1;
idd=0.0;    iqd=0.0;
tetm=0.00001;
ixm=0.0;    iym=0.0;
frm=0.001;
eta=0.0;    mju=0.0;    mju1=k3m;    smju=0.0;
sif=0.0;    siw=0.0;    isif=0.0;
osix=0.0;    osiy=0.0;
ix=0.0;    iy=0.0;    fx=0.0;    fy=0.0;
w=0.0;    dwro=0.0;    wro=0.0;    wr=0.0;    we=0.0;    wel=0.0;
po=0.0;    pr=0.0;    epro=0.0;
kk=0;
old_sw=7;
ua=0.0;    ub=0.0;    uc=0.0;
udeq=0.0;    uqeq=0.0;
sid=0.0;    siq=0.0;
idm=0.0;    iqm=0.0;    idd=0.0;    iqd=0.0;
ttoo=1.0;    ttco=1.0;
uan=0.0;    ubn=0.0;    ucn=0.0;    ua=0.0;    ub=0.0;    uc=0.0;
// Parametre girişi
fscanf(file,"%f",&ftmp); kd=ftmp;
fscanf(file,"%f",&ftmp); kid=ftmp;
fscanf(file,"%f",&ftmp); kid1=ftmp;
fscanf(file,"%f",&ftmp); kq=ftmp;

```

```

fscanf(file,"%f",&ftmp); kiq=ftmp;
fscanf(file,"%f",&ftmp); kiql=ftmp;
fscanf(file,"%f",&ftmp); kmj=ftmp;
fscanf(file,"%f",&ftmp); kuw=ftmp;
fscanf(file,"%f",&ftmp); kmw=ftmp;
fscanf(file,"%f",&ftmp); ueqw=ftmp;
fscanf(file,"%f",&ftmp); wr_max=ftmp;
fscanf(file,"%f",&ftmp); fri=ftmp;
fscanf(file,"%f",&ftmp); Rrf=ftmp;
fscanf(file,"%f",&ftmp); sttime=ftmp;

```

```

beta=exp(-dti/ueqw);
gamma=1.0-beta;
uao=0.0; ubo=0.0; uco=0.0;
ixo=0.0; iyo=0.0;
ucnt=0;
sw1c=0; sw2c=0; sw3c=0;
sw1d=0; sw2d=0; sw3d=0;
cte=0.0; ste=0.0;
}

```

```

void Observer() // Gözlemleyici
{
double ko,dtetm,dfrm,ux,uy,f1,f2;
double six,siy,nsif,nsiw;
double dwr,ddwr,sf1,sf2,S1,S2,S3,S4;
double fr1,diqd,didd,wf;

```

// 3 faz Kartezyen gerilim vektörü dönüşümü

```

uao=uao/ucnt; ubo=ubo/ucnt; uco=uco/ucnt;
ux=-1.2247449*(ubo+uco);
uy=0.70710678*(ubo-uco);
uao=0.0; ubo=0.0; uco=0.0;

```

// Gözlemleyici modeli

```

ixm=ixm*KK1+KK*(k2m*(mju1*fxm+uw*fym)+ux);
iym=iym*KK1+KK*(k2m*(mju1*fym-uw*fxm)+uy);
ko=km/(k3m*k3m+we*we);
dtetm=uw+k5m*iqm/frm+ko*(eta*k3m-mju*we);
dfrm=-mju1*frm+k5m*idm-frm*ko*(k3m*mju+eta*we);

```

```

// -----
//      Yöntem-1 de üstteki üç satır aşağıdaki gibidir
//
//      ko=km/(k3m*k3m+uw*uw);
//      dtetm=uw+k5m*iqm/frm-uw*mju*ko;
//      dfrm=-k3m*frm+k5m*idm+mju*frm*(1.0-ko*k3m);
// -----

```

// Integrasyon Kısmı

```

frm +=kto*dfrm;
tetm+=kto*dtetm;
tetm=tetm-floor(tetm/(2.0*M_PI))*2.0*M_PI;

```

// Akı Bileşenleri

```

cte=cos(tetm);
ste=sin(tetm);
fxm=frm*cte;
fym=frm*ste;

```

// Vektör kestirimi

```

idm= ixm*cte+iy m*ste;
iqm=-ixm*ste+iy m*cte;

```

// Akım kestirim hatası

```

ixo=ixo/ucnt; iyo=iy o/ucnt;

```

```

six=ixo-ixm;
siy=iy o-iy m;
ixo=0.0; iyo=0.0; ucnt=0;

```

// Gözlemleyici kontrolü

```

if(fabs(six)<0.02) S1=1.0;
else S1=0.3;

```

```

if(fabs(siy)<0.02) S2=1.0;
else S2=0.3;

```

```

f1=(kmw*50.0*KK3/S1+1.0)*six-osix;
f2=(kmw*50.0*KK3/S2+1.0)*siy-osiy;
sf1=kmj*0.05*KK2*(f1*cte+f2*ste)/(frm+0.01);
sf2=kuw*0.05*KK2*(f1*ste-f2*cte)/(frm+0.01);

```

```

if(fabs(sf1)<0.1) S3=1.0;
else S3=3.0;
if(fabs(sf2)<0.1) S4=1.0;
else S4=3.0;

```

```

mju1=mju1+S3*sf1;
uw =uw+S4*sf2;

```

```

osix=six;
osiy=siy;

```

```

mju=k3m-mju1;

```

```
// -----
//      Yöntem-1 de alttaki eta'ya ait satır ve we kestirimi için yazılan
//      satır yoktur
// -----
```

```
eta=we-uw;
we -=eta*kto*wf;
//
// Akı ve hız kontrolü
//
// Referans eğrileri
```

```
if((cyc>0.15) && (wr< 150)) {ar=wr_a*(0.12+sin(2.0*M_PI*cyc));}
else ar=0.0;
wr+=ar*kto;
pr+=wr*kto;
dwr=ar;
ddwr=dwr-dwro;
dwro=dwr;
wro=wr;
```

```
// Akı kontrolü
if(cyc<0.01) fr1=fr_a;
else if(cyc<0.12) fr1=0.0;
      else if(cyc<0.15) fr1=-fr_a/3.0;
      else {fr1=0.0; fr2=0.0;}
```

```
fr2+=fr1*kto;
frr+=fr2*kto;
```

```
nsif=frr-frm;
isif+=nsif;
```

```
didd=50.0/k5m*(1.05*nsif-sif);
```

```
if(didd>1e5*kto) didd=1e5*kto;
else if(didd<-1e5*kto) didd=-1e5*kto;
if(cyc<0.15) didd=2.0*didd;
else didd=didd/3.0;
idd+=didd;
if(idd>idd_max) idd=idd_max;
else if(idd<-idd_max) idd=-idd_max;
sif=nsif;
```

```
// Hız kontrolü
nsiw=wr-w;
epr=pr-po;
```

```

diqd=Jm/k2m*(800.0*(1.005*nsiw-siw)+50.0*(1.001*epr-epr));
if(diqd>1e5*kto) diqd=1e5*kto;
else if(diqd<-1e5*kto) diqd=-1e5*kto;
if(cyc<0.12) diqd=5.0*diqd;
else diqd=diqd/3.0;
iqd+=diqd;
if(iqd>iqd_max) iqd=iqd_max;
else if(iqd<-iqd_max) iqd=-iqd_max;

siw=nsiw;
epro=epr;
}

```

```
void Cur_Cont()
```

```
// Akım Kontrol çevrimi
```

```

{
double stet,sumd,sumq,umin,dd[8],dq[8],dsd[8],dsq[8];
double thrd,thrq,KK5,hyd,hyq;
int num,number;

```

```
// Akım vektör hesapları
```

```

id= ix*cte+iy*ste;
iq=-ix*ste+iy*cte;

```

```
// Akım anahtarlama
```

```

nsid=idd-id;
nsiq=iqd-iq;

```

```

hyd=hys_d*(0.04+fabs(idd));
hyq=hys_q*(0.04+fabs(iqd));

```

```

if(nsid>hyd) sid=1.0;
else if(nsid<(-1.0*hyd)) sid=-1.0;
else if(nsid>0.0){if(sid==-1.0) sid=0.0;}
else if(nsid<0.0){if(sid==1.0) sid=0.0;}
else if(nsid==0.0) sid=0.0;

```

```

if(nsiq>hyq) siq=1.0;
else if(nsiq<(-1.0*hyq)) siq=-1.0;
else if(nsiq>0.0){if(siq==-1.0) siq=0.0;}
else if(nsiq<0.0){if(siq==1.0) siq=0.0;}
else if(nsiq==0.0) siq=0.0;

```

```
// printf("\n ef=%f fr=%f w=%f",fr-frm,fr,w);
```

```
// Anahtarlamanın x,y den d,q ya dönüşümü
```

```

for(i=0;i<6;i++)
{ud[i]=CT[i]*cte+ST[i]*ste;
uq[i]=ST[i]*cte-CT[i]*ste;

```

```

}
ud[6]=0.0; ud[7]=0.0;
uq[6]=0.0; uq[7]=0.0;

```

```
num=0;
```

// Bölge seçimi

```

if((sid==0.0) && (siq==0.0)){sw_conf=old_sw;goto cc_end;}
else
{for(i=0;i<8;i++) {dd[i]=ud[i]-udeq; dq[i]=uq[i]-uqeq;}
  for(i=0;i<8;i++)
  {if(((dd[i]*sid)>=0.0) && ((dq[i]*siq)>=0.0))
    {satisfy[num]=i; num++;}
  }
}

```

// Uygun anahtar bulunamadı

```

if(num==0) {sw_conf=old_sw;goto cc_end;}
// if(num==0) {udeq1=udeq1/2.0; uqeq1=uqeq1/2.0;goto basl;}

```

// Sadece biri uygunsa

```
if(num==1) { sw_conf=satisfy[0];goto cc_end;}
```

// Birden fazla uygun anahtar varsa

```

thrd=nsid*KK5*idd_max;
thrq=nsiq*KK5*iqd_max;
if (num>=2)
{for(i=0;i<num;i++)
  {dsd[i]=dd[satisfy[i]]-thrd;
   dsd[i]*=dsd[i];
   dsq[i]=dq[satisfy[i]]-thrq;
   dsq[i]*=dsq[i];
   dsq[i]+=dsd[i];
  }
  umin=dsq[0]; sw_conf=satisfy[0];
  for(i=1;i<num;i++) {if(dsq[i]<umin) {umin=dsq[i]; sw_conf=satisfy[i];}}

  if((sw_conf==6) || (sw_conf==7)){sw_conf=sw_sel[old_sw];}
}

```

```
cc_end:
```

```

if(sw[sw_conf][0]!=sw[old_sw][0]) sw1c++;
if(sw[sw_conf][1]!=sw[old_sw][1]) sw2c++;
if(sw[sw_conf][2]!=sw[old_sw][2]) sw3c++;

```

```

if(cyc>0.3)
{
    if(sw[sw_conf][0]!=sw[old_sw][0]) sw1d++;
    if(sw[sw_conf][1]!=sw[old_sw][1]) sw2d++;
    if(sw[sw_conf][2]!=sw[old_sw][2]) sw3d++;
}

lud=ud[sw_conf];
luq=uq[sw_conf];
old_sw=sw_conf;
udeq=beta*udeq+gamma*lud;
uqeq=beta*uqeq+gamma*luq;

// Çıkış Güncelleme
ua=uan;ub=ubn;uc=ucn;
uao+=ua; ubo+=ub; uco+=uc; ucnt++;
ixo+=ix; iyo+=iy;
// Switch to voltage
uan=uam[sw_conf]; ubn=ubm[sw_conf]; ucn=ucm[sw_conf];
}

void induction_motor()
{
    double ux,uy,Ras,J,k1,k2,k3,k4,k5;
    double dixn,diyn,dfxn,dfyn,dwn;
    double ixn,iyn,fxn,fyn,wn,hh;
    // double hix,hiy,hfx,hfy,hw,maxh;
    // 3 to 2 phase voltage conversion
    ux=-1.2247449*(ub+uc);
    uy=0.70710678*(ub-uc);

    // ux=-1.5*(ub+uc);
    // uy=0.866025403*(ub-uc);

    // Gerçek Motor parametreleri
    // Parametre bozulma modeli
    if(cyc>0.25) {Rr=Rrm+Rrm*(Rrf-1.0)*sin(2.0*M_PI*(cyc-0.25)/6.0);
        Lm=Lmm-Lmm*(Rrf-1.0)*sin(2.0*M_PI*(cyc-0.25)/8.0);
    //      Rr=Rrm;
    //      Lm=Lmm;
        Rs=Rsm+Rsm*(Rrf-1.0)*sin(2.0*M_PI*(cyc-0.25)/4.0);
    //      Rs=Rsm;
    }
    else {Rr=Rrm;Lm=Lmm;Rs=Rsm;}

    Ls=Lm+DLsm;
    Lr=Lm+DLrm;
    Ras=1.0-Lm*Lm/(Ls*Lr);

```

```

J=Jm;
k1=1.0/(Ras*Ts);
k2=Lm/Lr;
k3=Rr/Lr;
k4=Rs+Rr*Lm*Lm/(Lr*Lr);
k5=Rr*Lm/Lr;

```

//Motor modeli

```

dixn=k1*(k2*k3*fx+k2*w*fy-k4*ix+ux);
diyn=k1*(k2*k3*fy-k2*w*fx-k4*iy+uy);
dfxn=-k3*fx-w*fy+k5*ix;
dfyn=-k3*fy+w*fx+k5*iy;

```

//Yük modeli

```

te=fx*iy-fy*ix;
dwn=1.0/J*(k2*te-tl-k*w-M*g*L*sin(po));
hh=0.5*dti;

```

```

ixn=ix+hh*dixn;
iyn=iy+hh*diyn;
fxn=fx+hh*dfxn;
fyn=fy+hh*dfyn;
wn=w+hh*dwn;

```

```

dixn=k1*(k2*k3*fxn+k2*wn*fyn-k4*ixn+ux);
diyn=k1*(k2*k3*fyn-k2*wn*fxn-k4*iyn+uy);
dfxn=-k3*fxn-wn*fyn+k5*ixn;
dfyn=-k3*fyn+wn*fxn+k5*iyn;

```

//Yük modeli

```

te=fxn*iyn-fyn*ixn;
dwn=1.0/J*(k2*te-tl-k*w-M*g*L*sin(po));

```

```

TM=J*dwn+k*w+M*g*L*sin(po)+tl;

```

//İntegrasyon kısmı

```

ix +=dti*dixn;
iy +=dti*diyn;
fx +=dti*dfxn;
fy +=dti*dfyn;
w +=dti*dwn;
po +=dti*w;

```

```

fr=sqrt(fx*fx+fy*fy);
if((fx==0.0) && (fy==0.0)) {tet=0.0;}
else {tet=atan2(fy,fx);
      if(tet<0.0) tet=2.0*M_PI-tet;}
}

```

my.m

```
150.0 20.0 40.0 10.0 5.0 15.0 0.1 0.1 100.0 0.03 314.0 1.0 1.2 5.0
kd kid kid1 kq kiq kiql kmj kuw kmw ueqw wmax frr Rrf stop
```

mygw.m

```
function a=mygw(filestr,nofcols)
global result
```

```
fid1=fopen(filestr);
list=fscanf(fid1,'%f');
m=size(list,1)
m=ceil(m/nofcols)
m=m*nofcols
list=list(1:m);
a=reshape(list,nofcols,m/nofcols);
whitebg;
plot(a(:,1),a(:,2),'k',a(:,1),a(:,3),'k');          grid;
figure;
plot(a(:,1),a(:,2)-a(:,3),'k');                      grid;
figure;
plot(a(:,1),a(:,3),'k',a(:,1),a(:,4),'k');          grid;
figure;
plot(a(:,1),a(:,3)-a(:,4),'k');                      grid;
figure;
plot(a(:,1),a(:,5),'k',a(:,1),a(:,6),'k');          grid;
figure;
plot(a(:,1),a(:,5)-a(:,6),'k');                      grid;
figure;
plot(a(:,1),a(:,7),'k',a(:,1),a(:,8),'k',a(:,1),a(:,9),'k'); grid;
figure;
plot(a(:,1),a(:,7)-a(:,8),'k');                      grid;
figure;
plot(a(:,1),a(:,8)-a(:,9),'k');                      grid;
figure;
plot(a(:,1),a(:,10),'k',a(:,1),a(:,11),'k');        grid;
figure;
plot(a(:,1),a(:,12),'k',a(:,1),a(:,13),'k');        grid;
figure;
plot(a(:,1),a(:,14),'k',a(:,1),a(:,15),'k');        grid;
figure;
plot(a(:,1),a(:,16),'k',a(:,1),a(:,17),'k',a(:,1),a(:,18),'k'); grid;
```

GERÇEKLEMEDE KULLANILAN YAZILIMLAR

Önerilen sistem ve algoritmaların gerçeklemede kullanılan yazılımlar aşağıda yer almaktadır. Aşağıdaki program PC-ISA Bus üzerinden dSPACE firmasının DS1102 kartına yüklenmekte ve çalıştırılmaktadır.

Yön1DSP.C

(C) 1996 Coskun SAHIN

\$RCSfile: yon1dsp.c \$ \$Revision: 1.1 \$ \$Date: 1996/07/23 19:29:33 \$

```

-----*/
/* Temel gercek zaman destekleri */
#include <brtENV.h>
#include <math.h>
#include <stdarg.h>
#include <float.h>
#include <limits.h>
#include <stdlib.h>
/*-----*/

/* I/O macro'ları */
/* Yuk konumu okuma */
#define inenc(pos) \
    pos=ds1102_inc(ENC1)

/* Akım-gerilim okumaları */
#define input(ia,ib,ic,aen) \
    ds1102_ad_start(); \
    ia=500.0*ds1102_ad(1)/91.4; \
    ib=500.0*ds1102_ad(2)/91.4; \
    ic=500.0*ds1102_ad(3)/91.2; \
    aen=ds1102_ad(4)
/*-----*/

/* Sabit tanımlamaları */
#define DT 2.0e-4 /* 100 us simulation step size */
#define MLP 6.433981755e7 /* 12867.96351/DT */
#define MLPP 12867.96351
#define ENC1 1 /* Encoder channel 1 */
#define ENC2 2 /* Encoder channel 2 */
#define Rsm 26.2
#define Rrm 21.71
#define Lsm 0.6294
#define Lrm 0.6294

```

```

#define Lmm          0.571
#define Rasm         0.17696
#define k1m          8.976      /*1.0/(Rasm*Lsm)*/
#define k2m          0.9072     /*Lmm/Lrm*/
#define k3m          34.49      /*Rrm/Lrm*/
#define k4m          44.068     /*Rsm+Rrm*Lmm*Lmm/(Lrm*Lrm)*/
#define k5m          19.696     /*Rrm*Lmm/Lrm*/
#define KK           0.924      /*exp(-DT*k1m*k4m)*/
#define KK1          1.726e-3   /*(1.0-KK)/k4m*/
#define KK2          6.3864e2   /*1.0/(KK1*k2m) */
#define KK4          14.0
#define km           50.0
#define PI           3.141592654
#define PIM2         6.283185307
#define bbd          12.0       /*1.5*2*PI*(2^-12)/DT*/
#define frd_lim      0.6
#define wd_lim       150.0
#define frda         300.0
#define wda          300.0
#define idmax        3.0
#define iqmax        3.0
#define hyd_d        0.05
#define hyq_d        0.025
#define beta         0.7
#define gamma        0.3
#define Jm           1.0e-3

const double uak[8]={ 1.0, 0.5, -0.5, -1.0, -0.5, 0.5, 0.0, 0.0};
const double ubk[8]={-0.5, 0.5, 1.0, 0.5, -0.5,-1.0, 0.0, 0.0};
const double uck[8]={-0.5,-1.0, -0.5, 0.5, 1.0, 0.5, 0.0, 0.0};

float sif,epro,siw,epro,pr;
float ud[8],uq[8],uqeq,udeq;
float sid,siq,aen,wdlo,wdo;
int old_sw;

float ia,ib,ic,ix,iy,ub,uc,ux,uy;      /* input value */
float te,six,siy,mju,smj,smjo,mju1;
float ixm,iym,fxm,fym,uw,iqd,idd,id,iq;
float frm,tetm,idm,iqm,suw,suwo,ttm;
int ph,pho;
long swv[8],swo;
float pos, poso,flt,flm;                /* Baslangic durumu */
float w,wo,so,fmdo,fmd,mxo,mno;        /* Dogrusal olmayan hiz filtresi deg.*/
float mx,mn,filo;
float ENF,ENV,frd,wd,fr2;

```

```

/* Calisma zamani degiskenleri*/
#define TMR0 0                                /* timer0 definition */
float exec_time;                             /* execution time.*/
unsigned long count0;                        /* timer0 time count */

/* Son dual-port mem. Konumu icin hata bayragi CHKERR */
volatile int *error = (int *) (DP_MEM_BASE + DP_MEM_SIZE - 1);
void varinit(void);
void hardinit(void);
void swinit(void);

void varinit(void)
{six=0.0; siy=0.0; ixm=0.0; iym=0.0;
 fxm=0.0; fym=0.0; frm=0.0; tetm=0.0;
 uw=0.0; suwo=0.0; mju=0.0; smjo=0.0; mju1=k3m;
 ub=0.0; uc=0.0; iqm=0.0; idm=0.0;
 iqd=0.0; idd=0.0; sid=0.0; siq=0.0;
 udeq=0.0; uqeq=0.0; old_sw=7; ttm=0.0;
 wdlo=0.0; wdo=0.0; flt=0.0; flm=-1.0;
 frd=0.0; fr2=0.0; wd=0.0;
}
void swinit()
{ds1102_p14_pin_io_init (0x00000FFF);
 ds1102_p14_pin_io_set (0x00000FFF);
 wd=0.0; pr=pos*MLPP;
 ENF=1.0; ENV=0.0;
}
void hardinit()
{init();                                     /* Donanim kosullama */
 ds1102_ad_calibrate();
 ds1102_p14_pin_io_init (0x00000FFF);
 ds1102_p14_pin_io_set (0x00000FFF);

ENF=1.0; ENV=0.0;
ph=0; pho=0; pos=0.0; poso=0.0; wo=0.0;
so=0.0; fmdo=0.0; filo=0.0;
mxo=0.0; mno=0.0; fmd=0.0;
sif=0.0; epro=0.0; siw=0.0; epro=0.0; pr=0.0;
ud[6]=0.0; ud[7]=0.0; uq[6]=0.0; uq[7]=0.0;

/* Anahtar tablosu */
swo=0x00000FFF;
swv[0]=0x00000F57;
swv[1]=0x00000D5F;
swv[2]=0x00000DDD;
swv[3]=0x00000777;
swv[4]=0x0000057F;
swv[5]=0x00000FD5;

```

```

swv[6]=0x000005FD;
swv[7]=0x000007F5;
}
/*-----*/
void isr_t0()          /* timer0 kesme hizmet dongusu */
{
    float sn,md,ko;          /* NN hiz filtresi lokal deg.. */
    long sw0,sw1,outvec;
    float dfrm,dtetm,gmd,cte,ste;
    float nsif,nsiw,epr,diqd,didd,ddwd,hyd,hyq;
    float sumd,sumq,umin,nsid,nsiq,fr1,wd1;
    float kuw,kuwi,kup,kupi,stet;
    float thrd,thrq,dsd[8],dsq[8],dd[8],dq[8];
    int num,number,i,sw_conf,stf[8],evel;

    begin_isr_t0(*error);          /* asiri yuk kontrolu */
    service_trace();              /* call TRACE code */
    count0 = count_timer(TMR0);    /* guncel timer degerini sakla*/
    /* Girisler */
    inenc(pos);
    input(ia,ib,ic,aen);
    if(aen<0.2) {varinit();swinit(); goto by_pass;}
    /*
    gmd=ia*ia+ib*ib+ic*ic;
    if(gmd<0.05) {varinit();} */
    /* Vektor donusumleri */

    ix=0.8164966*(ia-0.5*(ib+ic));
    iy=0.70719678*(ib-ic);
    ux=-1.2247449*(ub+uc);
    uy=0.70710678*(ub-uc);

    /*Gözlemleyici modeli*/
    ixm=ixm*KK1+KK*(k2m*((k3m-mju)*fxm+2.0*uw*fym)+ux);
    iym=iym*KK1+KK*(k2m*((k3m-mju)*fym-2.0*uw*fxm)+uy);

    ko=km/(k3m*k3m+4.0*uw*uw);
    dtetm=k5m*iqm/(frm+0.01)+2.0*uw*(1.0-mju*ko);
    dfrm=-k3m*frm+k5m*idm+mju*frm*(1.0-ko*k3m);

    frm +=DT*dfrm;
    tetm+=DT*dtetm;
    tetm=tetm-(PIM2*floor(tetm/PIM2));

    cte=cos(tetm);
    ste=sin(tetm);

```

```

iqm=iym*cte-ixm*ste;
idm=ixm*cte+iym*ste;

six=ix-ixm;
siy=iy-iym;

fxm=frm*cte;
fym=frm*ste;

smj=six*cte+siy*ste;
suw=six*ste-siy*cte;

mju1+=5.0e3*DT*(1.05*smj-smjo);
uw +=5.0e3*DT*(1.05*suw-suwo);

mju=k3m-mju1;
smjo=smj;
suwo=suw;
/* Model Sonu */
/*Dogrusal Olmayan Filtreleme ile Yuk hizi kestirimi */
/*On hiz hesabi*/
w=(pos-poso)*MLP;
poso=pos;

sn=w-wo;
if(w>mx) mx=w;
if(w<mn) mn=w;
md=(mx+mn)/2.0;
flt+=flm;
if(flt<0.0) flt=0.0;
else if(flt>150.0) flt=150.0;
flm=-1.0;

if((mx-mn)>bbd)
{ if((mno>(mn+1.0)) || ((mxo+1.0)<mx)) fmd=0.0;
  else if(mxo>(mx+0.1)) fmd=md-mx;
    else fmd=fmdo+(20.0+flt)*DT*(md-w-fmdo);
  }
else
{ if(((mxo+1.0)<mx) || ((mno+1.0)<mn)) fmd=md-mn;
  else if((mno>(mn+1.0)) || (mxo>(mx+1.0))) fmd=md-mx;
    else fmd=fmdo+(20.0+flt)*DT*(md-w-fmdo);
  }
}

filo=md-fmd;
mxo=mx;
mno=mn;
wo=w;

```

```

so=sn;
fmdo=fmd;
/*Hiz Filtresi sonu */
/* Dis cevrim kontrol*/
/* Akı ve konum referans egrileri */
ttm+=DT;
/* Akı referansi */
if(ttm<0.01) fr1=frda;
else if(ttm<0.12) fr1=0.0;
    else if(ttm<0.15) fr1=-frda/3.0;
        else {fr1=0.0; fr2=0.0;}

fr2+=fr1*DT;
frd+=fr2*DT;

/* Hiz Referansi */
if(ttm<0.15) wd1=0.0;
else if(ttm<0.65) wd1=wda;
    else if(ttm<1.15) wd1=-wda;
        else {wd1=0.0; wd=0.0;}

wd+=wd1*DT;
pr+=wd*DT;

ddwd=wd1-wd1o;
wd1o=wd1;
wdo=wd;

/* Aki Kontrol */
nsif=frd-frm;

didd=250.0/k5m*(1.05*nsif-sif);
idd+=didd;
/* idd=0.5;*/
if(idd>idmax) idd=idmax;
else if(idd<-idmax) idd=-idmax;
sif=nsif;

/* Hiz kontrol */
nsiw=wd-filo;
epr=pr-pos*MLPP;

if(fabs(nsiw)>(fabs(wd*0.05)+2.0)) {kuw=250.0; kuwi=1.005;}
else {kuw=80.0; kuwi=1.002;}

if(fabs(epr)>0.5) {kup=350.0; kupi=1.05;}
else {kup=150.0; kupi=1.01;}

```

```

diqd=3.0*Jm/k2m*(kuw*(kuwi*nsiw-siw)+kup*(kupi*epr-epr));
iqd+=diqd;
/* iqd=0.1;*/
if(iqd>iqmax) iqd=iqmax;
else if(iqd<=-iqmax) iqd=-iqmax;

siw=nsiw;
epro=epr;
/* Akim kontrol hatasi */
/* Vektor donusumu*/
id= ix*cte+iy*ste;
iq=-ix*ste+iy*cte;

/* Akim anahtarlama*/
nsid=idd-id;
nsiq=iqd-iq;
hyd=hyd_d*fabs(idd)+0.002;
hyq=hyq_d*fabs(iqd)+0.002;

if(nsid>hyd) sid=1.0;
else if(nsid<(-1.0*hyd)) sid=-1.0;
    else if(nsid>0.0){if(sid==1.0) sid=0.0;}
    else if(nsid<0.0){if(sid==1.0) sid=0.0;}
    else if(nsid==0.0) sid=0.0;

if(nsiq>hyq) siq=1.0;
else if(nsiq<(-1.0*hyq)) siq=-1.0;
    else if(nsiq>0.0){if(siq==1.0) siq=0.0;}
    else if(nsiq<0.0){if(siq==1.0) siq=0.0;}
    else if(nsiq==0.0) siq=0.0;

/* AKIM KONTROL */
/* Anahtar vektorleri icin x,y den d,q ya donusum*/
for(i=0;i<6;i++)
{ud[i]=cos((float)i*PI/3.0-tetm);
uq[i]=sin((float)i*PI/3.0-tetm);
}
bas:
num=0;
/* Bolge secimi*/
if((sid==0.0) && (siq==0.0)){sw_conf=old_sw;goto cc_end;}
else
{for(i=0;i<8;i++) {dd[i]=ud[i]-udeq; dq[i]=uq[i]-upeq;}
for(i=0;i<8;i++)
{if(((dd[i]*sid)>=0.0) && ((dq[i]*siq)>=0.0))
{stf[num]=i; num++;}
}
}
}

```

```

/* Uygun anahtar yok */
if(num==0)
{if((upeq==0.0) && (udeq==0)) {stet=0.0;}
else {stet=atan2(upeq,udeq);}
stet=stet+tetm;
stet=stet-(PIM2*floor(stet/PIM2));
stf[0]=(int)(stet*3.0/PI);
if(stf[0]>5) {stf[0]=0;}
sw_conf=stf[0];
}
/* Bir tek uygun anahtar var*/
if(num==1) { sw_conf=stf[0];goto cc_end; }
/* Birden fazla uygun anahtar var */
if (num>=2)
{thrd=fabs(nsid*KK5/idmax);
thrq=fabs(nsiq*KK5/iqmax);
for(i=0;i<num;i++)
{dsd[i]=fabs(dd[stf[i]])-thrd;
dsd[i]=dsd[i]*dsd[i];
dsq[i]=fabs(dq[stf[i]])-thrq;
dsq[i]=dsq[i]*dsq[i];
}
umin=dsd[0]+dsq[0];
number=stf[0];
for(i=1;i<num;i++)
{if((dsd[i]+dsq[i])<umin)
{umin=dsd[i]+dsq[i];
number=stf[i];
}
}
}
if((number==6) | (number==7))
{if ((old_sw==0)|(old_sw==2)|(old_sw==4)|(old_sw==7))
{number=7;}
else
{number=6;}
}
sw_conf=number;
}
cc_end:

old_sw=sw_conf;
udeq=beta*udeq+gamma*ud[sw_conf];
upeq=beta*upeq+gamma*uq[sw_conf];
/* Switch to voltage*/
ub=ubk[sw_conf]*200.0;
uc=uck[sw_conf]*200.0;
/*Switch Outputs*/
outvec=swv[sw_conf];

```

```

sw1=((~swo) & (outvec));
sw0=((swo) & (~outvec));

ds1102_p14_pin_io_set (sw1);
ds1102_p14_pin_io_clear (sw0);
swo=outvec;
/* Anahtarlamanin sonu */
by_pass:
/* Calisma zamani hesabi */
    exec_time = time_elapsed(TMR0, count0);
    end_isr_t0();
/* Kesme hizmet dongusu sonu */
}

/*-----*/
void main(void)
{
    hardinit();
    varinit();

    *error = NO_ERROR;                /*Hata bayragini sil */
    start_isr_t0(DT);                 /* Zamanlayiciyi kosulla */

    ds1102_inc_clear_counter(ENC1);

    while (*error == NO_ERROR)        /* Arkaplan calismasi */
}

```

ÖZGEÇMİŞ

Adı Soyadı : Coşkun ŞAHİN

Doğum Yer ve Tar. : Bursa, 1966

Eğitim

Lise : Eskişehir Tek.Lisesi, Elektronik Böl., Eskişehir 1980-83

Lisans : İ.T.Ü., Elek.-Elektro.Fak., Elek.ve Hab. Müh., İstanbul 1983-87

Y.Lisans : İ.T.Ü., Fen Bil. Enst., Elek. ve Hab. Müh., İstanbul 1987-90

Yayınları

Ondan fazla teknik raporu ve on yurtiçi ve dışında sunulmuş bildirisi vardır. Bunlardan bazıları;

-*Şahin, C., Şabanoviç, A., Gökaşan, M.* Robust Position Control Based on Chattering Free Sliding Modes For Induction Motors, Proc.IECON'95, Vol:1, pp.512-517, Florida-Orlando,USA, 6-10 November1995

-*Şahin, C., Sancak, K.V.* MAMROB/ER15 Endüstriyel Robot Tasarım ve Gerçekleşmesi , Rap.No: I2-11, Tübitak-MAM,Gebze Kocaeli.,1994

Bazı projeleri

-MAMROB ile kaynak uygulaması, TÜBİTAK-MAM (proje yürütücüsü), 1997

-SEKA Akdeniz ve Çaycuma Kağıt Fabrikaları modernizasyon fizibilitesi, 1995

-Endüstriyel Robot Geliştirme Projesi, TÜBİTAK-MAM, 1994 .

-TÜLOMSAŞ AŞ. için CNC sac kesme makinesi, TÜBİTAK-MAM, 1994

-Bolu-Ankara ve Aydın-İzmir otoban yolları için asfalt altı plantı kontrol sistemi, TARGE, 1989

Verdiği Dersler

Elektrik motorları ve kontrolü, Elektrik el becerileri, Devre analizi, Lojik devre tasarımı, Mikroişlemciler-Mikrobilgisayarlar, Bilgisayar donanımı.