

**ÜÇ FAZLI ASENKRON MAKİNE SÜRÜCÜ  
DEVRELERİ İÇİN HATA TOLERANS TABANLI  
DENETLEYİCİ TASARIMI VE UYGULAMASI**

**Hossein TOHİDİ**

**Doktora Tezi**

**Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı**

**Elektrik Makinaları Bilim Dalı**

**Doç. Dr. Köksal ERENTÜRK**

**2014**

**Her hakkı saklıdır**

**ATATÜRK ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**DOKTORA TEZİ**

**ÜÇ FAZLI ASENKRON MAKİNE SÜRÜCÜ DEVRELERİ İÇİN  
HATA TOLERANS TABANLI DENETLEYİCİ TASARIMI VE  
UYGULAMASI**

**Hossein TOHİDİ**

**ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI  
Elektrik Makinaları Bilim Dalı**

**ERZURUM  
2014**

**Her hakkı saklıdır**



T.C.  
ATATÜRK ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ



TEZ ONAY FORMU

ÜÇ FAZLI ASENKRON MAKİNE SÜRÜCÜ DEVRELERİ İÇİN HATA TOLERANS  
TABANLI DENETLEYİCİ TASARIMI VE UYGULAMASI

Doç. Dr. Köksal ERENTÜRK danışmanlığında, Hossein TOHİDİ tarafından hazırlanan bu çalışma 28.10.2014 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Elektrik-Elektronik Mühendisliği Ana Bilim Dalı Elektrik Makinalar Bilim Dalı'nda Doktora tezi olarak oybirliği/oy ~~çaldığı~~ (.../...) ile kabul edilmiştir.

Başkan : Doç. Dr. Köksal ERENTÜRK

İmza :

Üye : Prof. Dr. Ramazan BAYINDIR

İmza :

Üye : Prof. Dr. Bülent ÇAKMAK

İmza :

Üye : Doç. Dr. Tevhit KARACALI

İmza :

Üye : Doç. Dr. Abdulsamet HAŞILOĞLU

İmza :

Yukarıdaki sonuç;

Enstitü Yönetim Kurulu 06.11.2014 tarih ve 44.1511 nolu kararı ile onaylanmıştır.

Prof. Dr. İhsan EFEOĞLU  
Enstitü Müdürü

**Not:** Bu tezde kullanılan özgün ve başka kaynaklardan yapılan bildirişlerin, çizelge, şekil ve fotoğrafların kaynak olarak kullanımı, 5846 sayılı Fikir ve Sanat Eserleri Kanunundaki hükümlere tabidir.

## ÖZET

Doktora Tezi

### ÜÇ FAZLI ASENKRON MAKİNE SÜRÜCÜ DEVRELERİ İÇİN HATA TOLERANS TABANLI DENETLEYİCİ TASARIMI VE UYGULAMASI

Hossein TOHİDİ

Atatürk Üniversitesi  
Fen Bilimleri Enstitüsü  
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı  
Elektrik Makinaları Bilim Dalı

Danışman: Doç. Dr. Köksal ERENTÜRK

Güvenilir motor sürücülerine havacılık, ulaşım, sağlık ve askeri sistemler gibi tüm kritik uygulamalarda ihtiyaç vardır. Bu sistemlerdeki herhangi bir arıza motorun çalışma özelliğini kaybetmesine ve daha da önemlisi insan hayatının kaybına neden olabileceği için çok önemlidir. Bu sebeple, motor sürücülerinde herhangi bir arıza oluştuğunda bir güvenlik modunda çalışmaları gerekmektedir. Arızaya dayanıklı denetleyiciler kullanarak güvenli ve emniyetli bir çalışma sağlanabilir. Bu denetleyiciler ile sistemin performansını sağlıklı ve arızalı modlarda sürekli tutmak mümkündür. Bu tez çalışmasında üç fazlı bir asenkron motorun model belirsizlikler, dış bozukluklar ve arızaları için arızaya dayanıklı denetleyicilerin tasarımı incelenmiştir. Genel olarak, bu denetleyiciler doğrusal ve doğrusal olmayan formlarda geliştirilmektedir. Tezin ilk bölümünde, iki farklı mimariye sahip doğrusal arızaya dayanıklı denetleyici sunulmaktadır. Bu denetleyicilerin ilki adaptif durum geri beslemeli denetleyici olarak tasarlanmıştır. İkinci mimari olarak, bazı durumların ölçülebilir olmaması veya ölçüm maliyetlerinin yüksek olması sebebi ile adaptif çıkış geri beslemeli bir denetleyici önerilmiştir. Her iki denetleyicinin kararlılığı doğrusal matris eşitsizliği (DME) ve Lyapunov'un kararlılık teoremi kullanılarak analiz edilmektedir. Tezin ikinci bölümünde, asenkron motorun doğrusal olmayan dinamikleri nedeniyle, yeni bir doğrusal olmayan ve gürbüz formda arızaya dayanıklı denetleyici geliştirilmiştir. Tasarlanan denetleyici, doğrusal olmayan blok doğrusallaştırma yöntemi ve doğrusal olmayan bir kayma yüzeyine sahip kayan kipli denetim yönteminin birleşimidir. Doğrusal yöntemler ile önerilen doğrusal olmayan yöntem karşılaştırıldığında, doğrusal olmayan yöntem daha geniş bir aralıkta gürbüz çalışma özelliğine sahiptir. Sonuç olarak, önerilen doğrusal ve doğrusal olmayan dayanıklı denetim yöntemlerinin başarımı kapsamlı benzetim sonuçları ile gösterilmiştir.

**2014, 115 Sayfa**

**Anahtar Kelimeler:** Arızaya dayanıklı denetim, Adaptif durum geri beslemeli denetim, Adaptif çıkışlı geri beslemeli denetim, Doğrusal olmayan blok doğrusallaştırma, Kayan kipli denetim, Asenkron motor.

## **ABSTRACT**

Ph. D. Thesis

### **DESIGN AND IMPLEMENTATION OF FAULT-TOLERANT CONTROLLER FOR THREE PHASE INDUCTION MACHINE DRIVES**

Hossein TOHİDİ

Atatürk University  
Graduate School of Natural and Applied Sciences  
Department of Electric and Electronic Engineering  
Department of Electrical Machines

Supervisor: Assoc. Prof. Dr. Köksal ERENTÜRK

Reliable motor drives have vital importance in all critical applications such as aerospace, transportation, medical and military systems. In these systems, any fault in motor drives may damage to machine and human life. Therefore, it is necessary for the motor drives to operate in a reliable mode in the presence of faults. Reliable and safe operation can be provided using fault tolerant controllers. Using these controllers, system performance can be kept in stable form for both healthy and faulty modes. This thesis deals with designing fault tolerant controllers for a three phase induction motor in the presence of model uncertainties, external disturbance and faults. Generally, these controllers have been developed in both linear and nonlinear forms. In the first part of the thesis, two different linear fault tolerant controllers have been presented. First, an adaptive state feedback controller has been designed. Since some of the states are not measurable or the cost of the measurements is high, an adaptive output feedback controller has been suggested as a second controller. Stabilities of the both controllers have been analyzed using linear matrix inequality and Lyapunov's stability theorem. In the second part of the thesis, due to the induction motor inherent nonlinear dynamics, a novel nonlinear and robust fault tolerant controller has been developed. The designed controller is a combination of the nonlinear-block linearization and sliding mode control with a nonlinear sliding surface. Compared to the linear methods, the suggested nonlinear method has a wide range of robust operation. Finally, the effectiveness of the proposed linear and nonlinear fault tolerant controllers has been proven by simulations.

**2014, 115 Pages**

**Keywords:** Fault tolerant control, Adaptive states feedback controller, Adaptive output feedback controller, Nonlinear-block linearization, Sliding mode control, Induction motor.

## **TEŞEKKÜR**

Bu tez çalıőması sűresince yardımlarını esirgemeyen ve deęerli fikirleriyle bana yol gösteren danıőman hocam, Sayın Doç. Dr. Köksal ERENTŪRK'e çok teőekkűr eder, Őukranlarımı sunarım.

Her konuda desteklerini esirgemeyen, bilgi ve tecrűbelerinden yararlandıęım Sayın Doç. Dr. Tevhit KARACALI ve Sayın Doç. Dr. Abdulsamet HAŐILOęLU'na teőekkűrű borç bilirim.

Ayrıca tez çalışması boyunca gösterdikleri sabır, anlayıő ve desteklerinden, sağladıkları huzurlu çalışma ortamından dolayı anneme, kardeőlerime, sevgili eőime, eőimin ailesine ve moral kaynağım oğlum Arda'ya Őukranlarımı sunarım.

**Hossein TOHİDİ**

**Eylűl, 2014**

## İÇİNDEKİLER

ÖZET.....	i
ABSTRACT.....	ii
TEŞEKKÜR.....	iii
SİMGELER ve KISALTMALAR DİZİNİ.....	vi
ŞEKİLLER DİZİNİ.....	viii
ÇİZELGELER DİZİNİ.....	xi
<b>1. GİRİŞ.....</b>	<b>1</b>
<b>2. KURAMSAL TEMELLER.....</b>	<b>7</b>
2.1. Asenkron Motorun Matematiksel Modellenmesi.....	7
2.2. Asenkron Makinanın a-b-c Fazlarının qd0 Eksen Takımına Dönüşümü.....	11
2.2.1. Stator eksen dönüşümleri.....	12
2.2.2. Rotor eksen dönüşümleri.....	14
2.3. Motorun Mekanik Denklemi.....	18
2.4. Asenkron Motorun Senkron Referans Çatı Dinamik Modeli.....	20
2.5. Asenkron Motorun Duran Referans Çatı Dinamik Modeli.....	21
2.6. Asenkron Motorun Vektör Denetimi.....	23
2.7. Arıza Teşhisi ve Arızaya Dayanıklı Denetimin Genel Kavramları.....	25
2.7.1. Arıza teşhisi için mevcut olan çeşitli yöntemler.....	26
2.7.2. Arızaya dayanıklı denetim yöntemleri.....	28
2.8. Klasik Kayan Kipli Denetim.....	31
2.8.1. Kayan kipli denetim yönteminin uygulanması.....	32
2.8.2. Çatırtı olayı ve onu azaltma yöntemleri.....	35
2.8.3. Yaygın kayma kuralları.....	37
2.8.4. Doğrusal olmayan kayma kipli denetim.....	37
<b>3. MATERYAL ve YÖNTEM.....</b>	<b>40</b>
3.1. Doğrusal Arızaya Dayanıklı Denetim Tasarımı.....	40
3.1.1. Adaptif durum geri beslemeli arızaya dayanıklı denetim tasarımı.....	40
3.1.1.a. Asenkron motorun durum uzayı modeli.....	40
3.1.1.b. Problemin tanımı ve formülasyonu.....	42

3.1.1.c. Doğrudan adaptif durum geri beslemeli arızaya dayanıklı denetim.....	43
3.1.2. Adaptif çıkışlı geri beslemeli arızaya dayanıklı denetim tasarımı .....	48
3.1.2.a. Problemin tanımı ve formülasyonu .....	49
3.1.2.b. Doğrudan adaptif çıkışlı geri beslemeli arızaya dayanıklı denetim .....	51
3.2. Doğrusal Olmayan Arızaya Dayanıklı Denetim Tasarımı .....	56
3.2.1. Kayan kipli denetleyici.....	56
3.2.2. Doğrusal olmayan blok denetim formu.....	57
3.2.3. Asenkron motorun doğrusal olmayan blok denetim formu.....	60
3.2.4. Kayan kipli blok denetleyici tasarımı (KKBD) ve kontrolü .....	66
3.2.4.a. Birinci KKBD metodu.....	66
3.2.4.b. İkinci KKBD metodu .....	71
<b>4. ARAŞTIRMA BULGULARI .....</b>	<b>77</b>
4.1. Adaptif Durum Geri Beslemeli Arızaya Dayanıklı Denetleyicinin Benzetimi ...	77
4.2. Adaptif Çıkışlı Geri Beslemeli Arızaya Dayanıklı Denetleyicinin Benzetimi....	81
4.3. Kayan Kipli Blok Denetleyicinin Benzetimi.....	86
4.3.1. Birinci KKBD metodu.....	88
4.3.2. İkinci KKBD metodu .....	93
4.3.2.a. Motor yüksüz durumda iken referansı izleme başarımlı testi.....	93
4.3.2.b. Motor yüklü durumda iken referansı izleme başarımlı testi.....	98
4.3.2.c. Motora arıza ve belirsizlik uygulanırken referansı izleme başarımlı testi .....	103
<b>5. TARTIŞMA ve SONUÇ.....</b>	<b>109</b>
<b>KAYNAKLAR .....</b>	<b>112</b>
<b>ÖZGEÇMİŞ .....</b>	<b>116</b>



## SİMGELER ve KISALTMALAR DİZİNİ

$F$	Sürtünme katsayısı
$i_{as}, i_{bs}, i_{cs}$	Stator faz akımları,
$i_{qs}, i_{ds}$	Senkron çatı ekseni stator akımları, $A$
$i_{\alpha s}, i_{\beta s}$	Duran çatı ekseni stator akımları, $A$
$J$	Eylemsizlik momenti
$L_{ls}$	Stator kaçak endüktansı
$L_{lr}$	İndirgenmiş rotor kaçak endüktansı
$L_m$	Ortak endüktans
$L_s$	Stator özendüktansı
$L_r$	İndirgenmiş rotor endüktansı
$p$	Kutup çifti sayısı
$P_{in}$	Stator ve rotor sargılarının anlık giriş gücü
$q - d$	Senkron çatı eksenleri
$R_r$	İndirgenmiş rotor bir faz direnci
$R_s$	Stator bir faz direnci
$T$	Elektromekanik moment
$T_l$	Yük momenti
$V_{as}, V_{bs}, V_{cs}$	Stator faz gerilimleri, $V$
$V_{qs}, V_{ds}$	Senkron çatı ekseni stator gerilimleri, $V$
$V_{\alpha s}, V_{\beta s}$	Duran çatı ekseni stator gerilimleri, $V$
$\alpha - \beta$	Duran çatı eksenleri
$\sigma$	Kaçak faktörü
$\tau_r$	Rotor zaman sabiti

$\Psi_{\alpha s}, \Psi_{\beta s}$	Duran çatıdaki stator akıları
$\Psi_{qs}, \Psi_{ds}$	Senkron çatıdaki stator akıları
$\Psi_{\alpha r}, \Psi_{\beta r}$	Duran çatıdaki rotor akıları
$\Psi_{qr}, \Psi_{dr}$	Senkron çatıdaki rotor akıları
$\omega$	Senkron açısal hızı, rad/s
$\omega_m$	Mekanik açısal hızı, rad/s
$\omega_r$	Rotor açısal hızı, rad/s
$\omega_{sl}$	Kayma açısal hızı, rad/s

### **Kısaltmalar**

AA	Alternatif Akım
AADD	Adaptif Arızaya Dayanıklı Denetim
ABY	Arıza Belirleme ve Yalıtımı
AÇGBADD	Adaptif Çıkışlı Geri Beslemeli Arızaya Dayanıklı Denetim
ADD	Arızaya Dayanıklı Denetim
ADGBADD	Adaptif Durum Geri Beslemeli Arızaya Dayanıklı Denetim
AM	Asenkron Motor
DA	Doğru Akım
DOBD	Doğrusal Olmayan Blok Denetim
DME	Doğrusal Matris Eşitsizliği
KKD	Kayan Kipli Denetleç
KKBD	Kayan Kipli Blok Denetleç
PADD	Pasif Arızaya Dayanıklı Denetim

## ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 1.1. Üç fazlı asenkron motorunun kapalı döngüsünün çeşitli bölümlerinde arıza çıkma ihtimali .....	2
Şekil 2.1. Üç fazlı bir asenkron motorun şematik gösterilişi.....	8
Şekil 2.2. Üç fazlı motorun eşdeğer iki faz vektörleri .....	11
Şekil 2.3. Motorun dinamik $qd$ eşdeğer devresi .....	18
Şekil 2.4. Üç faz değişkenlerinden ( $abc$ ) senkron çatı eksenlerine ( $qd$ ) dönüşüm.....	20
Şekil 2.5. Üç faz değişkenlerinden ( $abc$ ) duran çatı eksenlerine ( $\alpha\beta$ ) dönüşüm.....	22
Şekil 2.6. Asenkron motorun vektör kontrol şeması .....	25
Şekil 2.7. Arıza belirleme mekanizmalı ve arızaya dayanıklı denetimli bir kapalı döngü sisteminin genel görüntüsü .....	26
Şekil 2.8. ADD ve ABY ile kapalı döngü sistemi .....	30
Şekil 2.9. Adaptif ADD ile kapalı döngü sistemi .....	30
Şekil 2.10. Kayma yüzeyi .....	34
Şekil 2.11. Kayma yüzeyinde erişme ve kayma evreleri .....	34
Şekil 2.12. İdeal olmayan anahtarlama kaynaqlanan titreme.....	35
Şekil 3.1. Asenkron motorun KKBD denetimi için blok diyagramı .....	76
Şekil 4.1. Durum değişkenlerinin zamana göre değişimi .....	78
Şekil 4.2. $t=0.2$ s’de 4 N.m sabit yük momentinin uyguladığıve $t=0.4$ s’den itibaren arızalı durumda ADGBADD denetleyiciden elde edilen sonuçlar.....	81
Şekil 4.3. Durum değişkenlerinin zamana göre değişimi .....	82
Şekil 4.4. $t=0.2$ s’de 4 N.m sabit yük momentinin uyguladığıve $t=0.4$ s’den itibaren arızalı durumda AÇGBADD denetleyiciden elde edilen sonuçlar .....	85
Şekil 4.5. Asenkron motor kontrol sisteminin Matlab/Simulink’te oluşturulan blok şeması .....	86
Şekil 4.6. Asenkron motor modelinin Matlab/Simulink’te benzetim şeması .....	87
Şekil 4.7. Değişik referans hızları, yük momentini, arıza ve belirsizlik uygulanmış durumda KKBD denetleyiciden elde edilen sonuçlar .....	89
Şekil 4.8. Değişik referans hızları, yük momentini, arıza ve belirsizlik uygulanmış durumda rotor akısının zamana göre değişimi .....	90

<b>Şekil 4.9.</b> Değişik referans hızları, yük momenti, arıza ve belirsizlik uygulanmış durumda stator faz akımlarının zamana göre değişimi.....	91
<b>Şekil 4.10.</b> Değişik referans hızları, yük momenti, arıza ve belirsizlik uygulanmış durumda stator $d - q$ akımlarının zamana göre değişimi.....	91
<b>Şekil 4.11.</b> Değişik referans hızları, yük momenti, arıza ve belirsizlik uygulanmış durumda kayma yüzeyi değişimi.....	92
<b>Şekil 4.12.</b> Değişik referans hızları ve yüksüz durumda KKBD denetleyiciden elde edilen sonuçlar.....	94
<b>Şekil 4.13.</b> Rotor akısının zamana göre değişimi ( $\omega_{ref} = 80/100/80$ rad/s'lik değişik referans hızları altında).....	95
<b>Şekil 4.14.</b> Stator faz akımlarının zamana göre değişimi ( $\omega_{ref} = 80/100/80$ rad/s'lik değişik referans hızları altında).....	96
<b>Şekil 4.15.</b> Stator $d - q$ akımlarının zamana göre değişimi ( $\omega_{ref} = 80/100/80$ rad/s'lik değişik referans hızları altında).....	96
<b>Şekil 4.16.</b> Kayma yüzeyi zamana göre değişimi ( $\omega_{ref} = 80/100/80$ rad/s'lik değişik referans hızları altında).....	97
<b>Şekil 4.17.</b> Değişik referans hızları ve yük momenti uygulanmış durumda KKBD denetleyiciden elde edilen sonuçlar.....	99
<b>Şekil 4.18.</b> Rotor akısının zamana göre değişimi ( $\omega_{ref} = 80/100/80$ rad/s'lik değişik referans hızları ve yük momenti uygulanmış durumda).....	100
<b>Şekil 4.19.</b> Stator faz akımlarının zamana göre değişimi ( $\omega_{ref} = 80/100/80$ rad/s'lik değişik referans hızları ve yük momenti uygulanmış durumda).....	100
<b>Şekil 4.20.</b> Stator $d - q$ akımlarının zamana göre ( $\omega_{ref} = 80/100/80$ rad/s'lik değişik referans hızları ve yük momenti uygulanmış durumda).....	101
<b>Şekil 4.21.</b> Kayma yüzeyi değişimi ( $\omega_{ref} = 80/100/80$ rad/s'lik değişik referans hızları ve yük momenti uygulanmış durumda).....	102
<b>Şekil 4.22.</b> Değişik referans hızları, yük momenti, arıza ve belirsizlik uygulanmış durumda KKBD denetleyiciden elde edilen sonuçlar.....	104
<b>Şekil 4.23.</b> Değişik referans hızları, yük momenti, arıza ve belirsizlik uygulanmış durumda rotor akısının zamana göre değişimi.....	105

<b>Şekil 4.24.</b> Değişik referans hızları, yük moment, arıza ve belirsizlik uygulanmış durumda stator faz akımlarının zamana göre değişimi .....	105
<b>Şekil 4.25.</b> Değişik referans hızları, yük moment, arıza ve belirsizlik uygulanmış durumda stator $d - q$ akımlarının zamana göre değişimi.....	106
<b>Şekil 4.26.</b> Değişik referans hızları, yük moment, arıza ve belirsizlik uygulanmış durumda kayma yüzeyi değişimi.....	107

## ÇİZELGELER DİZİNİ

<b>Çizelge 3.1.</b> Arıza modları .....	42
<b>Çizelge 4.1.</b> Asenkron motor parametreleri .....	77
<b>Çizelge 4.2.</b> ADGBADD metod, AÇGBADD metodla karşılaştırılması .....	85
<b>Çizelge 4.3.</b> Birinci KKBD metod, ikinci KKBD metodla karşılaştırılması.....	108

## 1. GİRİŞ

Üç fazlı asenkron motorlar yüksek verimli olmaları, az bakım istemesi, düşük üretim maliyetleri, denetleme yöntemlerinin çeşitliliği, basit ve dayanıklı yapıları nedeniyle endüstride sıklıkla kullanılmaktadır. Son yıllarda, mikroişlemciler, güç elektroniği devre elemanlarındaki hızlı ilerlemeler ve malzeme teknolojisindeki gelişmelerle alternatif akımla çalışan yüksek verimliliğe sahip üç fazlı asenkron motorun kullanımı giderek artmıştır (Bogani *et al.* 2005; Gaied and Mohamed 2010).

Bu çeşit motorların olağan denetleyicileri iki ana kısma ayrılmaktadır. Birinci grupta açık döngü kontrolü içeren denetleyiciler bulunmaktadır. Bu denetleyiciler uygulamada orta seviyede sayılabilecek bir performansa sahiptirler. Bu çeşit tasarımlara aşağıdaki örnekler gösterilebilir:

- Kararlı ve sürekli çalışma koşullarında üç fazlı asenkron motorunun sadeleştirilmiş modeline dayalı çeşitli denetleyicilerin tasarımı
- Stator geriliminin frekansa göre oranını sabit tutma esasına dayalı üç fazlı asenkron motorların kontrolü (V/f)

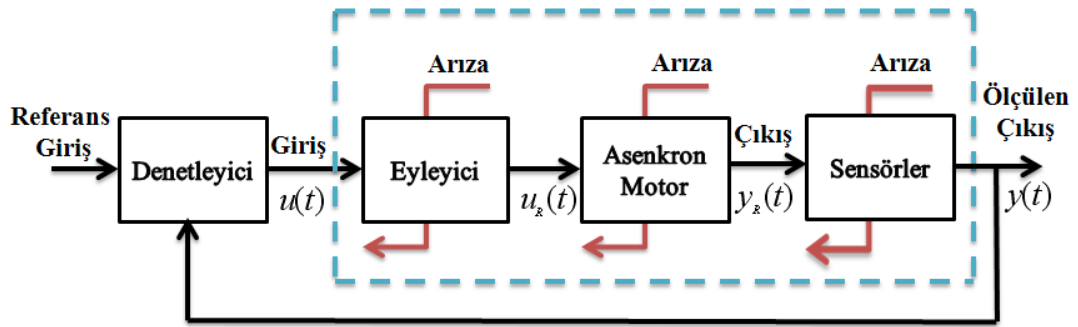
İkinci grupta, üç fazlı asenkron motor denetleyicilerinin tasarımı kapalı döngüyü kontrol içindir ve bunların performansı çalışma koşullarında birinci gruba göre çok daha yüksek olduğu gösterilmiştir (Marino *et al.* 1993). Son yıllarda, bir çok çalışma ve makalede bu tür denetleyiciler ve onların performans değerlendirilmesi hakkında incelemeler yapılmıştır (Tahami *et al.* 2006; Abid *et al.* 2007; Jamoussi *et al.* 2007; Naceri *et al.* 2007; Noaman 2008). Bu yöntemler içerisinde yoğun çalışma alanı bulan uygulamalara örnek olarak:

- Dolaylı alan yönlendirmeli kontrol yöntemi vasıtasıyla üç fazlı asenkron motorların kontrolü

- Geliştirilmiş dolaylı alan yönlendirmeli kontrol yöntemi vasıtasıyla üç fazlı asenkron motorların kontrolü
- Geri besleme doğrusallaştırma kontrol yöntemi vasıtasıyla üç fazlı asenkron motorların kontrolü
- Doğrudan moment kontrolü vasıtasıyla üç fazlı asenkron motorların kontrolü
- Pasiflik yöntemleri vasıtasıyla üç fazlı asenkron motorların kontrolü

Ancak son yıllarda, bu tür motorların kapalı döngülerinin kontrolünde ortaya çıkan arızalar yüzünden performans düşüklüğünün telafi edilmesi konusu yoğun ilgi görmektedir. Şekil 1.1’de görüldüğü gibi, üç fazlı asenkron motorların kapalı döngülerini kontrol etme sürecinden ortaya çıkan arızalar genelde üç kısma ayrılmaktadır (Isermann 2004):

- 1- Akım ve hız sensörleri dahil çeşitli sensörlerden kaynaklanan arızalar
- 2- Üç fazlı asenkron motorların sürücülerinden kaynaklanan arızalar
- 3- Üç fazlı asenkron motorların içyapıları yüzünden kaynaklanan arızalar



**Şekil 1.1.** Üç fazlı asenkron motorunun kapalı döngüsünün çeşitli bölümlerinde arıza çıkma ihtimali

Arızaların birinci çeşidi, üç fazlı asenkron motorların sensörleri ile ilgilidir. Sensörler ile ilgili arızalar daha çok DA offset, sensör kesintisi ve sensörün başarısızlığından kaynaklanmaktadır. Arızaların ikinci çeşidi üç fazlı asenkron motorların sürücülerini ile ilgilidir. Sürücü arızaları genelde iki çeşitte sınıflandırılmaktadır. Birinci çeşit arızalar



bir anahtarın herhangi bir bacağında açık devrenin veya kısa devrenin ortaya çıkmasıyla oluşurlar. Bu durumda özel şartlar altında motor bir fazlı olarak çalışmaya devam edebilir. İkinci çeşit, dengesiz üç fazlı güç kaynağı ve DA hat kondansatörünün arızalarının ortaya çıkmasıyla oluşur (Dongmo *et al.* 2007).

Arızaların üçüncü çeşidi, üç fazlı asenkron motorların içyapısı ile ilgilidir. Bu tür arızalar elektrik arızaları ve mekanik arızalar olarak iki çeşide ayrılmaktadır (Darie 2007). Elektrik arızalarına örnek olarak statorda kısa devre oluşması, rotor çubuklarının kırılması, mekanik arızalara örnek olarak ise dinamik ve statik hava boşluğu eksantrikliği (eccentricity) arızaları, rulman arızaları, şaft burulma arızası ve yük arızalarını verebiliriz. Bu tür sistemlerde en çok ortaya çıkan arızalar, rulman arızaları ve stator sargısında ortaya çıkan arızalar olarak ifade edilmiştir. Bu tür arızalarda genelde darbeleri momentin artışı, kayıpların çoğalması, rotor akısında değişiklikler, doyma olayı ve sıcaklığın yükselişi ve aynı halde motor veriminin düşmesi gibi olasılıklar mevcuttur. Bu doğrultuda, üçüncü grup arızaların kısa bir zamanda tanımlanması ve giderilmesi, onların istenmeyen etkilerinin ortadan kaldırılıp motor performansının artırılmasında önemli ölçüde etkili olmuştur. Arızalardan kaynaklanan performans düşüklüğünün telafi edilmesi, arızaların şiddeti yüzünden sürücüler, sensörler ve motorun iç yapısına ciddi bir zarar verilmemesine bağlıdır. Aksi takdirde, inceleme operasyonundan sonra motor ilgili sorumlu tarafından hemen durdurulmalıdır.

Endüstriyel sistemlerde arıza tanımlama süreci genelde iki yöntem ile yapılmaktadır: Bu yöntemlerden birinde, arızayı teşhis etmek için matematik ya da dinamik bir modele ihtiyaç yoktur. Üç fazlı asenkron motorların iç yapılarında ortaya çıkan arızalar, arızanın çeşidine bağlı olan belirli frekanslı sahte harmonik akımlar ve arızanın şiddetine bağlı olan belirsiz fazlı akımları statorda ürettiği için çeşitli arıza tanımlama yöntemleri ile modele bağlı olmayarak gerçekleştirilebilmektedir. Bunlara bir kaç örnek olarak, hızlı Fourier dönüşüm analiz yöntemi (FFT), stator akımlarında arızaların etkisini analiz etme yöntemi, stator akımlarının frekans ve zaman spektrumlarını analiz etme yöntemi, sonlu elemanlar yöntemi (FEM), yapay sinir ağları yöntemi (ANN) ve

bulanık yöntemler sayılabilir (Combastel *et al.* 2002; Li and Mechefske 2004; Abdesselam and Guy 2007; Singh and Kazzaz 2009).

Endüstriyel sistemlerde arızaların tanımı için kullanılan başka bir yöntem ise matematik ya da sistemin durum uzay modeline bağlı olan yöntemdir (Isermann 2004). Bu yöntem, bir dinamik filtrenin tasarımı (giriş ve çıkışın incelemesi) ile arıza tanımını yapmaktadır. Üç fazlı asenkron motorların iç yapılarında ortaya çıkan arızaların teşhisi için, farklı referans çatı yöntemlerinin kullanımı ve doğrusal olmayan tahmin edici esaslı olarak tasarlamak oldukça yaygındır.

Gerçek zamanlı uygulamalarda, artık (residual) sinyalin genliği endüstriyel sistemlerde ortaya çıkan arızaların şiddetini göstermektedir. Endüstriyel tasarımcılar, sistemlerin bütün durumlarında (arızalı, arızasız ve arızadan sonra) verim ve performansını yükseltmek için arızaya dayanıklı denetim (ADD) sistemini önermektedirler. Böylece arıza, şiddeti tanımlanan artık işaret miktarından az ise, sistem imkan dahilinde en uygun koşullarla çalışmaya devam edebilecektir. Üç fazlı asenkron motorların iç yapılarında meydana gelen mekanik arızalar, genelde düzeltilebilen arızalar çeşitindedir. Ancak, elektrik arızaları ve özellikle stator ve rotorun bobin sarımında ortaya çıkan arızalar çok şiddetli arızalardan sayılmakta olup, bazen motorun iç yapısına ciddi hasarlar verebilmektedirler. Buna göre, bu çeşit arızaların teşhisinden sonra motorun hemen durdurulması önemlidir.

Sistemin performansında arızanın istenmeyen etkilerini telafi etmek için arızaya dayanıklı denetim tasarımı iki farklı yaklaşım olan aktif ve pasif yaklaşım yöntemleri ile yapılmaktadır (Blanke *et al.* 2001; Isermann 2004). Pasif arızaya dayanıklı denetim (PADD) tasarımı, tasarım aşamasında sistemin arızalara karşı dayanıklı olması için kapalı döngü kontrolünde bazı belirli arızaların ortaya çıkmasını öngörmektedir. Böylece, sözkonusu arızaların ortaya çıkması durumunda sistem performans bakımından daha iyi çalışabilir. Bu kontrol sistemi, genelde yüksek güvenilirlikli bir kontrol sistemine ulaşmak için dağıtık durum geri besleme kavramını kullanarak çok kontrollü bir yapıdan faydalanmaktadır. Pasif arızaya dayanıklı denetim yöntemi çok

sürücüsü olan sistemler için kullanılmaktadır. Bu doğrultuda önerilen yöntemler, bir ya da daha çok sürücünün başarısızlığa uğradığı durumda kapalı döngü sistemini kararlı tutmaya özel önem vermektedirler. Bu strateji, üç fazlı asenkron motorların sürücülerinde güç anahtarlarının başarısızlığından kaynaklanan arızaların ortaya çıktığı ya da bir ve birden çok akım veya hız sensörünün çalışamaz olduğu durumlarda çok kullanışlıdır.

Aktif arızaya dayanıklı denetim (AADD) yönteminde ise pasif yaklaşıma zıt olarak, arıza olayı çıktıktan sonra kontrol edici yapının yeniden biçimlendirilmesi ile kapalı döngü kararlılığı sağlanır ve performans düzeltilmesi yapılır. Genel olarak bu yöntemde, arıza kısa bir zamanda teşhis edildiğinden, arızanın ortaya çıkışından sonra kontrol edicinin yeniden yapılması için fazla kontrol sinyalleri üretilmektedir. Sonuçta, sistemin uygun performansı için etkili değişikliklerin yapılmasına zemin hazırlanmaktadır. Aslında, aktif arızaya dayanıklı denetimin kullanılması, performans düşüklüğüne sebep olan arızaların ortaya çıkışından sonra, sistemin işleyişini iyileştirmek için çok uygundur. Üç fazlı asenkron motorların iç yapılarında ortaya çıkan az şiddetli arızalar motorun performansını düşüren arızalar grubundandır. Buna göre, aktif arızaya dayanıklı denetim yöntemini kullanmak, arızaların ortaya çıkışından sonra motorun performansını son derecede yükseltmek için uygundur. Sistemde arıza varken, arızaya dayanıklı denetim yöntemlerini kullanmaksızın kontrol amaçlarına varmak olanaksızdır ve olağan denetleyicilerle bu amaçların gerçekleştirilmesi imkansızdır (Bonivento *et al.* 2004; Zhang *et al.* 2004; Ye and Yang 2006; Lombaerts *et al.* 2012; Mihankhah *et al.* 2013).

Bu tez çalışması toplam beş bölümden oluşmaktadır. Birinci bölüm giriş bölümü olup, basit anlamda çalışmanın konusunu özetlemekte, amaç ve yöntemle ışık tutmaktadır. Bölüm 2’de, asenkron motorun modellenmesi için gerekli dinamik denklemlerin elde edilmesi, asenkron motorun vektör kontrolü ve bu tez çalışmasında kullanılan kontrol yöntemleri hakkında bilgiler verilmiştir. Bölüm 3’de, çözüm olarak asenkron motorun arızaya dayanıklı denetimi için doğrusal ve doğrusal olmayan denetleyicilerin tasarımı anlatılmaktadır. Doğrusal denetleyiciler içerisinde adaptif durum geri beslemeli arızaya

dayanıklı denetim (ADGBADD) ve adaptif çıkışlı geri beslemeli arızaya dayanıklı denetim (AÇGBADD) olmak üzere iki farklı denetleyici tasarlanmıştır. Doğrusal olmayan denetleyici olarak kayan kipli blok denetim (KKBD) yapısı tasarlanmıştır. Bölüm 4’de, asenkron motorun denetimi için önerilen ADGBADD, AÇGBADD ve KKBD’nin benzetim sonuçları verilmiş ve değerlendirilmiştir. Bölüm 5’de ise, bu tez çalışmasından elde edilen benzetim sonuçları genel olarak yorumlanmış ve önerilen ADGBADD, AÇGBADD ve KKBD’nin olumlu ve olumsuz yönleri değerlendirilmiştir.

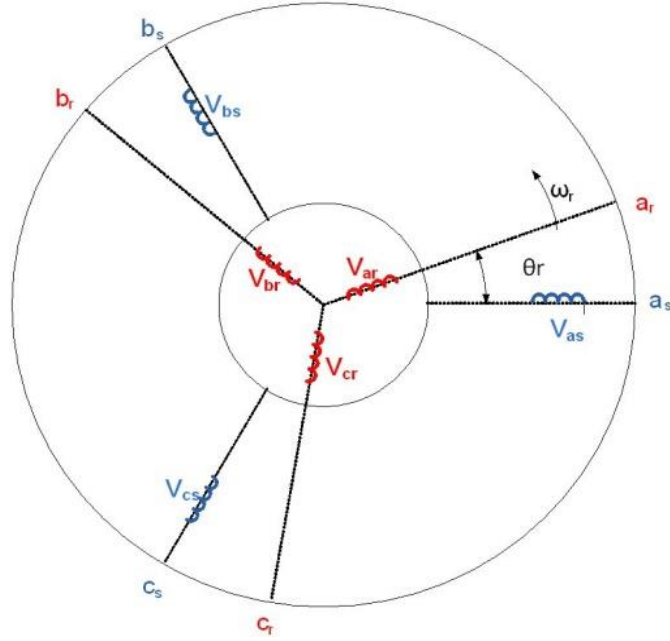
## 2. KURAMSAL TEMELLER

Bu bölümde asenkron motorunun matematiksel modelleri, eksen dönüşümleri, vektör denetimi, arızaya dayanıklı denetimin genel kavramları ve klasik kayan kipli denetim yöntemleri hakkında bilgiler verilecektir.

### 2.1. Asenkron Motorun Matematiksel Modellenmesi

Matematiksel model, motorun davranışını hem geçici ve hem de sürekli hal için temsil etmektedir. Bu nedenle asenkron motorun matematiksel modeli, onun fiziksel davranışının benzetimini yapmak veya bir algoritmaya dayanarak gerçek zamanda denetimi gerçekleştirmek için gereklidir. Matematiksel modeller, motorun gerçek fiziksel davranışına oldukça uyumlu olmalı ve o davranışı iyi bir şekilde yansıtmalıdır. Model basit olmalı ve en az varsayıma dayanarak oluşturulmalıdır. Ama asenkron motorların rotor sargıları, stator sargılarına göre hareket ettiğinden dinamik devre modelleri, doğrusal olmayan ve zamanla değişen diferansiyel denklemler ile tanımlanabilir. Bu durum motor devre modelinin çözümünün karmaşık ve zor bir hal almasına neden olur. Bu nedenle üç fazlı asenkron motorların dinamik analizinde iki eksen teorisi ile elde edilen iki faza dönüştürülmüş durum uzay modeli kullanılır (Krause *et al.* 2002).

Üç fazlı bir asenkron motorun şematik gösterilişi Şekil 2.1’de görülmektedir.



**Şekil 2.1.** Üç fazlı bir asenkron motorun şematik gösterilişi

Sincap kafesli asenkron makine modelinin elde edilmesi için yapılan varsayımlar aşağıda sıralanmıştır (Ong 1997; Krause *et al.* 2002):

- Hava aralığında akı sinüsoidal biçimdedir,
- Stator sargıları yıldız bağlı, simetrik ve nötr noktaları yalıtılmıştır,
- Doyma, diş ve oluk etkileri ihmal edilmiştir,
- Magnetik kısımların geçirgenliği sonsuz varsayılmıştır,
- Histerezis ve fuko kayıpları ihmal edilmiştir,
- Akım yığılması (deri olayı) ihmal edilmiştir,
- Dirençler ve endüktansların sıcaklıktan bağımsız oldukları varsayılmıştır.

Üç fazlı asenkron motorun akı ve gerilim arasındaki bağıntılar Eşitlik (2.1) ve (2.2)'de verilen denklemlerle gösterilebilir.

Stator gerilim denklemleri:

$$\begin{aligned}
V_{as} &= R_s i_{as} + \frac{d}{dt} \lambda_{as} \\
V_{bs} &= R_s i_{bs} + \frac{d}{dt} \lambda_{bs} \\
V_{cs} &= R_s i_{cs} + \frac{d}{dt} \lambda_{cs}
\end{aligned} \tag{2.1}$$

Rotor gerilim denklemleri:

$$\begin{aligned}
V_{ar} &= R_r i_{ar} + \frac{d}{dt} \lambda_{ar} \\
V_{br} &= R_r i_{br} + \frac{d}{dt} \lambda_{br} \\
V_{cr} &= R_r i_{cr} + \frac{d}{dt} \lambda_{cr}
\end{aligned} \tag{2.2}$$

Üç fazlı asenkron motorun akı ve akımları arasındaki bağıntılar ise Eşitlik (2.3)'teki denklemlerle gösterilebilir.

$$\begin{bmatrix} \lambda_s^{abc} \\ \lambda_r^{abc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{L}_{ss}^{abc} & \mathbf{L}_{sr}^{abc} \\ \mathbf{L}_{rs}^{abc} & \mathbf{L}_{rr}^{abc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s^{abc} \\ i_r^{abc} \end{bmatrix} \tag{2.3}$$

Burada

$$[\lambda_s^{abc}]^T = [\lambda_{as}, \lambda_{bs}, \lambda_{cs}]$$

$$[\lambda_r^{abc}]^T = [\lambda_{ar}, \lambda_{br}, \lambda_{cr}]$$

$$[i_s^{abc}]^T = [i_{as}, i_{bs}, i_{cs}]$$

$$[i_r^{abc}]^T = [i_{ar}, i_{br}, i_{cr}]$$

dir.

Stator özendüktans ve rotor özendüktans matrisi

$$\begin{bmatrix} L_{ss}^{abc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{aa}^s & L_{ab}^s & L_{ac}^s \\ L_{ba}^s & L_{bb}^s & L_{bc}^s \\ L_{ca}^s & L_{cb}^s & L_{cc}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_s & L_{sm} & L_{sm} \\ L_{sm} & L_{ls} + L_s & L_{sm} \\ L_{sm} & L_{sm} & L_{ls} + L_s \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

$$\begin{bmatrix} L_{rr}^{abc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{aa}^r & L_{ab}^r & L_{ac}^r \\ L_{ba}^r & L_{bb}^r & L_{bc}^r \\ L_{ca}^r & L_{cb}^r & L_{cc}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{lr} + L_r & L_{rm} & L_{rm} \\ L_{rm} & L_{lr} + L_r & L_{rm} \\ L_{rm} & L_{rm} & L_{lr} + L_r \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

olarak bulunur. Stator ve rotor sargılarının ortak endüktans matrisi

$$\begin{bmatrix} L_{sr}^{abc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{asar} & L_{asbr} & L_{ascr} \\ L_{bsar} & L_{bsbr} & L_{bscr} \\ L_{csar} & L_{csbr} & L_{cscr} \end{bmatrix} = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos\theta_r & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos\theta_r & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos\theta_r \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

$$\begin{bmatrix} L_{rs}^{abc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{aras} & L_{arbs} & L_{arcs} \\ L_{bras} & L_{brbs} & L_{brcs} \\ L_{cras} & L_{crbs} & L_{crCs} \end{bmatrix} = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos\theta_r & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos\theta_r & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos\theta_r \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

olarak bulunur. Burada  $\theta_r = \omega_r t + \theta_0$  dir.

Yukarıdaki eşitliklerden görüldüğü gibi:

$$\begin{bmatrix} L_{rs}^{abc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{sr}^{abc} \end{bmatrix}^T$$

elde edilir.



Yukarıda çıkarılan denklemler düzenlenirse üç fazlı asenkron motorun gerilim ve akımları arasındaki bağıntılar aşağıdaki denklemlerle gösterilebilir:

$$\begin{bmatrix} V_s^{abc} \\ V_r^{abc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s^{abc} & 0 \\ 0 & R_r^{abc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s^{abc} \\ i_r^{abc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left( \begin{bmatrix} L_{ss}^{abc} & L_{sr}^{abc} \\ L_{rs}^{abc} & L_{rr}^{abc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s^{abc} \\ i_r^{abc} \end{bmatrix} \right) \quad (2.8)$$

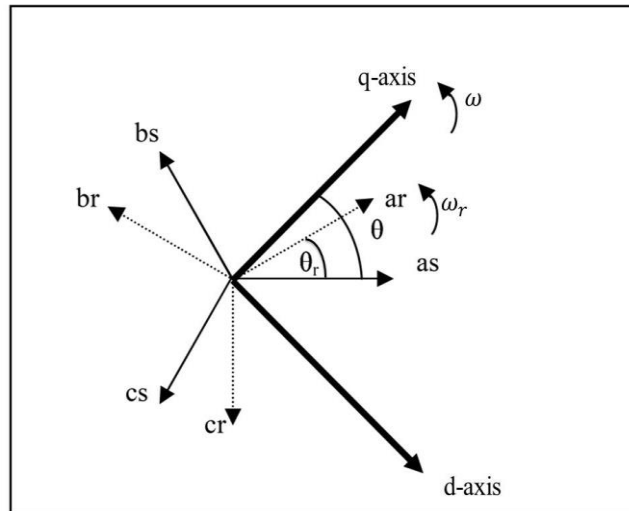
Burada

$$[R_s^{abc}] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad [R_r^{abc}] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

dir.

## 2.2. Asenkron Makinanın a-b-c Fazlarının qd0 Eksen Takımına Dönüşümü

Eksen dönüşümleri sonucunda asenkron motorların dinamik davranışının modellendiği vektör dönüşümleri ortaya çıkmış ve yüksek başarımlı hız sürücülerinin denetiminde kullanılan vektör denetim yöntemlerinin temelini oluşturmuştur.



Şekil 2.2. Üç fazlı motorun eşdeğer iki faz vektörleri

### 2.2.1. Stator eksen dönüşümleri

Statorun denklem dönüşüm bağıntıları aşağıdaki şekilde olur.

$$\begin{aligned} [f_s^{qd0}] &= [T_{qd0}(\theta)] [f_s^{abc}] \\ [f_s^{abc}] &= [T_{qd0}(\theta)]^{-1} [f_s^{qd0}] \end{aligned}$$

$$[T_{qd0}(\theta)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin\theta & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}$$

$$[T_{qd0}(\theta)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix}$$

Burada  $\theta$  eksen dönüştürme açısıdır ve  $\theta = \omega t + \theta_0$  dir.

Asenkron motorun statöründe üç faza ait büyüklükleri ( $a, b, c$ ) referans eksen sisteminden ( $qd0$ ) sistemine aşağıdaki gibi dönüştürülebilir. Eşitlik (2.1) yeniden yazılırsa,

$$[V_s^{abc}] = [R_s^{abc}] [i_s^{abc}] + \frac{d}{dt} [\lambda_s^{abc}] \quad (2.9)$$

olarak elde edilir.

$$\begin{aligned}
[V_s^{abc}] &= [T_{qd0}(\theta)]^{-1} [V_s^{qd0}] \\
[i_s^{abc}] &= [T_{qd0}(\theta)]^{-1} [i_s^{qd0}] \\
[\lambda_s^{abc}] &= [T_{qd0}(\theta)]^{-1} [\lambda_s^{qd0}]
\end{aligned} \tag{2.10}$$

Bu durumda Eşitlik (2.10), Eşitlik (2.9)'de yerine yazılırsa;

$$[T_{qd0}(\theta)]^{-1} [V_s^{qd0}] = [R_s^{abc}] [T_{qd0}(\theta)]^{-1} [i_s^{qd0}] + \frac{d}{dt} ([T_{qd0}(\theta)]^{-1} [\lambda_s^{qd0}]) \tag{2.11}$$

olarak bulunur. Burada

$$[R_s^{abc}] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} = R_s [I]$$

dır.

Eşitlik (2.11)'in her iki tarafı  $[T_{qd0}(\theta)]$  ile çarpılırsa bu denklem aşağıdaki gibi yeniden yazılabilir.

$$[V_s^{qd0}] = [R_s^{qd0}] [i_s^{qd0}] + \frac{d}{dt} [\lambda_s^{qd0}] + [T_{qd0}(\theta)] \frac{d}{dt} [T_{qd0}(\theta)]^{-1} [\lambda_s^{qd0}] \tag{2.12}$$

Burada

$$\frac{d}{dt} [T_{qd0}(\theta)]^{-1} = \frac{d}{d\theta} [T_{qd0}(\theta)]^{-1} \frac{d\theta}{dt}$$

$$\frac{d}{d\theta} [T_{qd0}(\theta)]^{-1} = \begin{bmatrix} -\sin\theta & \cos\theta & 0 \\ -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 0 \\ -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 0 \end{bmatrix}$$

dır.

$$[T_{qd0}(\theta)] \frac{d}{dt} [T_{qd0}(\theta)]^{-1} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega \quad (2.14)$$

Bu denklemler Eşitlik (2.12)'de yerine yazılarak Eşitlik (2.15), aşağıdaki gibi yeniden düzenlenebilir.

$$[V_s^{qd0}] = [R_s^{qd0}] [i_s^{qd0}] + \frac{d}{dt} [\lambda_s^{qd0}] + \omega \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} [\lambda_s^{qd0}] \quad (2.15)$$

### 2.2.2. Rotor eksen dönüşümleri

Rotorun denklem dönüşüm bağıntıları aşağıdaki şekilde olur.

$$\begin{aligned} [f_r^{qd0}] &= [T_{qd0}(\theta - \theta_r)] [f_r^{abc}] \\ [f_r^{abc}] &= [T_{qd0}(\theta - \theta_r)]^{-1} [f_r^{qd0}] \end{aligned}$$

$$[T_{qd0}(\theta - \theta_r)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \theta_r) & \cos(\theta - \theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta - \theta_r) & \sin(\theta - \theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}$$

Dönüşümünde asenkron motorun rotorunda üç faza ait büyüklükleri ( $a, b, c$ ) referans eksen sisteminden ( $qd0$ ) sistemine taşınır. Eşitlik (2.2) yeniden yazılırsa,

$$[V_r^{abc}] = [R_r^{abc}] [i_r^{abc}] + \frac{d}{dt} [\lambda_r^{abc}] \quad (2.16)$$

olarak elde edilir.

$$\begin{aligned} [V_r^{abc}] &= [T_{qd0}(\theta - \theta_r)]^{-1} [V_r^{qd0}] \\ [i_r^{abc}] &= [T_{qd0}(\theta - \theta_r)]^{-1} [i_r^{qd0}] \\ [\lambda_r^{abc}] &= [T_{qd0}(\theta - \theta_r)]^{-1} [\lambda_r^{qd0}] \end{aligned} \quad (2.17)$$

Bu durumda Eşitlik (2.17), Eşitlik (2.16)'da yerine yazılırsa;

$$[T_{qdo}(\theta - \theta_r)]^{-1} [V_r^{qdo}] = [R_r^{abc}] [T_{qdo}(\theta - \theta_r)]^{-1} [i_r^{qdo}] + \frac{d}{dt} ([T_{qdo}(\theta - \theta_r)]^{-1} [\lambda_r^{qdo}]) \quad (2.18)$$

olarak bulunur.

Rotor denklemlerin'de ise benzer şekilde dönüşümleri yapılırsa,

$$[V_r^{qd0}] = [R_r^{qd0}] [i_r^{qd0}] + \frac{d}{dt} [\lambda_r^{qd0}] + (\omega - \omega_r) \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} [\lambda_r^{qd0}] \quad (2.19)$$

olarak elde edilir.

Yukarıda çıkarılan Eşitlikler (2.15) ve (2.19), düzenlenirse asenkron motorun elektriksel devresinin modeli Eşitlik (2.20)'deki gibi yazılabilir.

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} V_{qs} \\ V_{ds} \\ V_{0s} \\ V_{qr} \\ V_{dr} \\ V_{0r} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{0s} \\ i_{qr} \\ i_{dr} \\ i_{0r} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_{qs} \\ \lambda_{ds} \\ \lambda_{0s} \\ \lambda_{qr} \\ \lambda_{dr} \\ \lambda_{0r} \end{bmatrix} \\
 + \begin{bmatrix} 0 & \omega & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\omega & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \omega - \omega_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -(\omega - \omega_r) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{qs} \\ \lambda_{ds} \\ \lambda_{0s} \\ \lambda_{qr} \\ \lambda_{dr} \\ \lambda_{0r} \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{2.20}$$

Stator ve rotor akı halkalanmaları akımlara bağlı olarak matris şeklinde aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\begin{bmatrix} \lambda_{qs} \\ \lambda_{ds} \\ \lambda_{0s} \\ \lambda_{qr} \\ \lambda_{dr} \\ \lambda_{0r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ss} & 0 & 0 & L_m & 0 & 0 \\ & L_{ss} & 0 & 0 & L_m & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} & 0 & 0 & 0 \\ L_m & 0 & 0 & L_{rr} & 0 & 0 \\ 0 & L_m & 0 & 0 & L_{rr} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L_{lr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{0s} \\ i_{qr} \\ i_{dr} \\ i_{0r} \end{bmatrix} \tag{2.21}$$

Burada  $L_{ss}, L_{rr}$  aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\begin{aligned}
 L_{ss} &= L_m + L_{ls} \\
 L_{rr} &= L_m + L_{lr}
 \end{aligned}$$

Dengeli sistemlerde  $V_{0s} = 0$  ve  $V_{0r} = 0$  değerlerindedir. Sincap kafesli bir asenkron motor için  $V_{qr} = 0$  ve  $V_{dr} = 0$  'dır. Eşitlik (2.20) 'den sıfır gerilim bileşenleri ihmal edilirse asenkron motorun elektriksel devresinin modeli Eşitlik (2.22) ve (2.23)'deki gibi yazılabilir.

Stator  $qd$  gerilim denklemleri;

$$\begin{aligned} V_{qs} &= R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \lambda_{qs} + \omega \lambda_{ds} \\ V_{ds} &= R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \lambda_{ds} - \omega \lambda_{qs} \end{aligned} \quad (2.22)$$

Rotor  $qd$  gerilim denklemleri;

$$\begin{aligned} 0 &= R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \lambda_{qr} + (\omega - \omega_r) \lambda_{dr} \\ 0 &= R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \lambda_{dr} - (\omega - \omega_r) \lambda_{qr} \end{aligned} \quad (2.23)$$

Eşitlik (2.22) ve (2.23) ' de akı yerine saniyedeki akı yazarak,

Stator  $qd$  gerilim denklemleri;

$$\begin{aligned} V_{qs} &= R_s i_{qs} + \frac{1}{\omega_b} \frac{d}{dt} \psi_{qs} + \frac{\omega}{\omega_b} \psi_{ds} \\ V_{ds} &= R_s i_{ds} + \frac{1}{\omega_b} \frac{d}{dt} \psi_{ds} - \frac{\omega}{\omega_b} \psi_{qs} \end{aligned} \quad (2.24)$$

Rotor  $qd$  gerilim denklemleri;

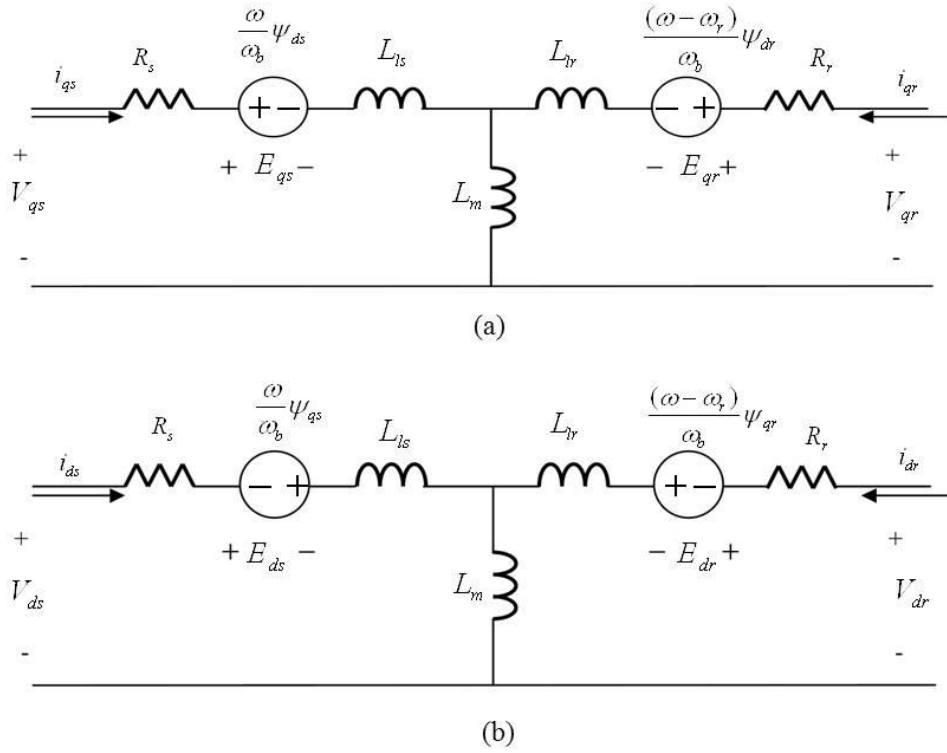
$$\begin{aligned} 0 &= R_r i_{qr} + \frac{1}{\omega_b} \frac{d}{dt} \psi_{qr} + \frac{(\omega - \omega_r)}{\omega_b} \psi_{dr} \\ 0 &= R_r i_{dr} + \frac{1}{\omega_b} \frac{d}{dt} \psi_{dr} - \frac{(\omega - \omega_r)}{\omega_b} \psi_{qr} \end{aligned} \quad (2.25)$$

olarak bulunur. Burada  $\psi$  saniyedeki akıdır ve aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\psi = \omega_b \lambda$$

Burada  $\omega_b = 2\pi f_{rated}$  saniyedeki elektriksel radyandır.

Stator ve rotor arasındaki manyetik kenetleme de dikkate alınarak elde edilen asenkron motorun  $qd$  referans çatı eşdeğer modeli Şekil 2.3'de verilmiştir.



Şekil 2.3. Motorun dinamik  $qd$  eşdeğer devresi

(a)  $q$  eşdeğer devresi, (b)  $d$  eşdeğer devresi

### 2.3. Motorun Mekanik Denklemi

$P_{in}$  ; Stator ve rotor sargılarının anlık giriş güçleri olmak üzere,

$$P_{in} = [V_s^{abc}]^T [i_s^{abc}] + [V_r^{abc}]^T [i_r^{abc}] \quad (2.26)$$



ve  $qd$  değişkenleri cinsinden anlık giriş gücü,

$$P_{in} = \frac{3}{2} [V_{qs}i_{qs} + V_{ds}i_{ds} + V_{qr}i_{qr} + V_{dr}i_{dr}] \quad (2.27)$$

olarak yazılabilir. Eşitlik (2.27)'de, (2.24) ve (2.25) Eşitlikleri yerine yazılırsa üç çeşit güç elde edilir.  $i^2R$  bakır kayıpları,  $i \frac{d}{dt} \psi$  sargılar arasındaki manyetik alan enerji değişimi oranını ve  $\omega \psi i$  ise mekanik işe dönüştürülen enerji oranını temsil etmektedir. Motorun üreteceği elektromekanik moment,  $\omega \psi i$  terimlerinin toplamı ile verilir.

$$P_T = \frac{3}{2} \left[ \frac{\omega}{\omega_b} (\psi_{ds}i_{qs} - \psi_{qs}i_{ds}) + \frac{(\omega - \omega_r)}{\omega_b} (\psi_{dr}i_{qr} - \psi_{qr}i_{dr}) \right] \quad (2.28)$$

Burada  $P_T$ ,  $\omega \psi i$  terimlerinin toplamıdır. Eşitlik (2.21)'de verilen akı bağıntılarından,

$$\psi_{ds}i_{qs} - \psi_{qs}i_{ds} = -(\psi_{dr}i_{qr} - \psi_{qr}i_{dr})$$

olarak elde edilir. Eşitlik (2.28) rotor hızına bölünürse motorun üreteceği elektromekanik moment,

$$T = \frac{P_T}{\omega_m} = \frac{3}{2\omega_b} p (\psi_{ds}i_{qs} - \psi_{qs}i_{ds}) \quad (2.29)$$

olarak elde edilir. Burada  $\omega_m$  mekanik hızdır ve

$$\omega_m = \frac{\omega_r}{p}$$

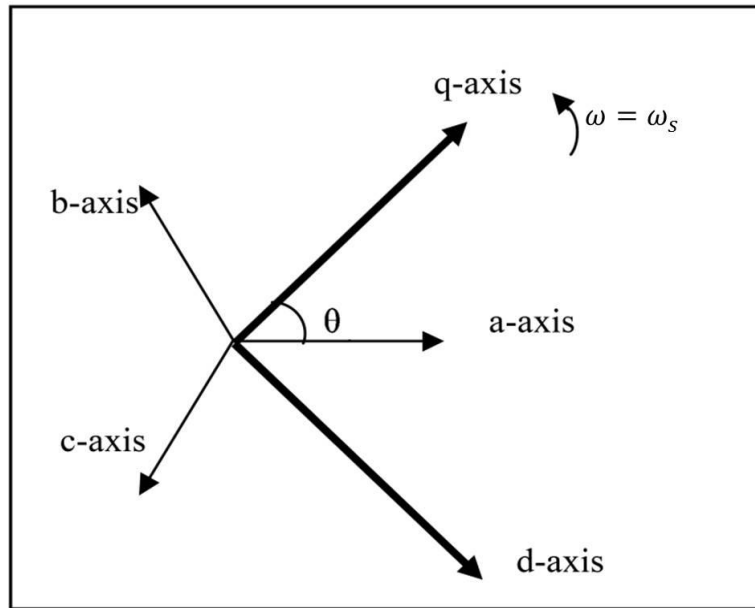
olarak bulunur. Motorun hareket denklemi yukarıdaki bilgiler ışığında aşağıdaki gibi elde edilir.

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = T - F\omega_m - T_l \quad (2.30)$$

Burada  $T_l$  yük momentini,  $J$  eylemsizlik sabitini,  $F$  sürtünme katsayısını göstermektedir.

#### 2.4. Asenkron Motorun Senkron Referans Çatı Dinamik Modeli

Üç fazlı bir asenkron motorun senkron çatı eksenlerine dönüşüm Şekil 2.4' de görüldüğü gibi elde edilebilir. Eşitlik (2.24) ve (2.25)'de  $\omega$  yerine  $\omega_s$  yazılırsa üç fazlı asenkron motor için senkron referans çatıdaki gerilim denklemleri,



**Şekil 2.4.** Üç faz değişkenlerinden ( $abc$ ) senkron çatı eksenlerine ( $qd$ ) dönüşüm

Stator  $qd$  gerilim denklemleri;

$$\begin{aligned}
V_{qs} &= R_s i_{qs} + \frac{1}{\omega_b} \frac{d}{dt} \psi_{qs} + \frac{\omega_s}{\omega_b} \psi_{ds} \\
V_{ds} &= R_s i_{ds} + \frac{1}{\omega_b} \frac{d}{dt} \psi_{ds} - \frac{\omega_s}{\omega_b} \psi_{qs}
\end{aligned} \tag{2.31}$$

Rotor  $qd$  gerilim denklemleri;

$$\begin{aligned}
0 &= R_r i_{qr} + \frac{1}{\omega_b} \frac{d}{dt} \psi_{qr} + \frac{(\omega_s - \omega_r)}{\omega_b} \psi_{dr} \\
0 &= R_r i_{dr} + \frac{1}{\omega_b} \frac{d}{dt} \psi_{dr} - \frac{(\omega_s - \omega_r)}{\omega_b} \psi_{qr}
\end{aligned} \tag{2.32}$$

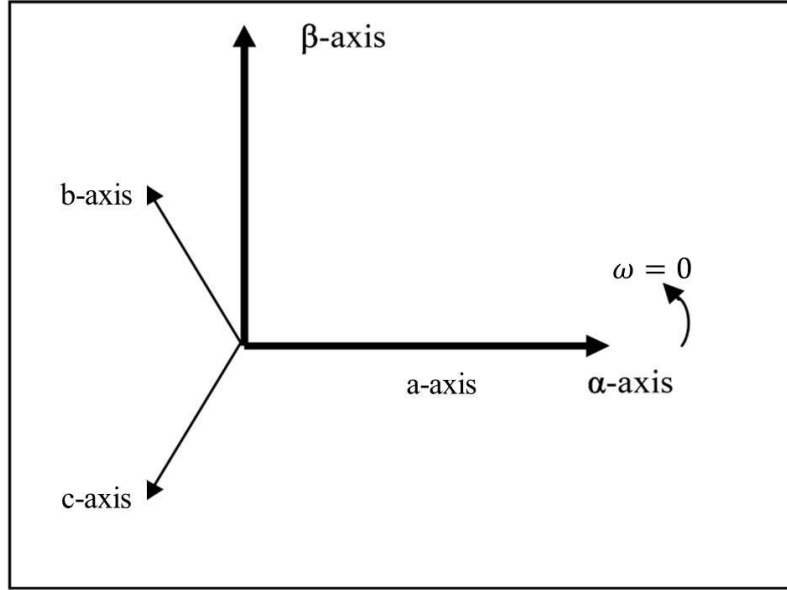
olarak yazılabilir. Moment denklemi;

$$T = \frac{3}{2\omega_b} p(\psi_{ds} i_{qs} - \psi_{qs} i_{ds}) \tag{2.33}$$

olarak elde edilir. Bu denklemlerdeki bütün değişkenler  $\omega_s$  senkron hızı ile dönmektedir.

## 2.5. Asenkron Motorun Duran Referans Çatı Dinamik Modeli

Üç fazlı bir asenkron motorun duran çatı eksenlerine dönüşüm Şekil 2.5' de görüldüğü gibi elde edilebilir. Eşitlik (2.24) ve (2.25)'de  $\omega$  yerine 0 yazılırsa üç fazlı asenkron motor için duran çatıdaki elektriksel modeli,



**Şekil 2.5.** Üç faz değişkenlerinden ( $abc$ ) duran çatı eksenlerine ( $\alpha\beta$ ) dönüşüm

Stator  $\alpha\beta$  gerilim denklemleri;

$$\begin{aligned} V_{\alpha s} &= R_s i_{\alpha s} + \frac{1}{\omega_b} \frac{d}{dt} \psi_{\alpha s} \\ V_{\beta s} &= R_s i_{\beta s} + \frac{1}{\omega_b} \frac{d}{dt} \psi_{\beta s} \end{aligned} \quad (2.34)$$

Rotor  $\alpha\beta$  gerilim denklemleri;

$$\begin{aligned} 0 &= R_r i_{\alpha r} + \frac{1}{\omega_b} \frac{d}{dt} \psi_{\alpha r} + \frac{\omega_r}{\omega_b} \psi_{\alpha r} \\ 0 &= R_r i_{\beta r} + \frac{1}{\omega_b} \frac{d}{dt} \psi_{\beta r} - \frac{\omega_r}{\omega_b} \psi_{\beta r} \end{aligned} \quad (2.35)$$

olarak yazılabilir. Moment denklemi;

$$T = \frac{3}{2\omega_b} p (\psi_{\alpha s} i_{\beta s} - \psi_{\beta s} i_{\alpha s}) \quad (2.36)$$

olarak elde edilir.

Daha önce söz edildiği gibi bir asenkron motorun modeli 5 adet doğrusal olmayan denklemden oluşmaktadır. Bu özellikler göz önüne alınarak kontrol açısından bakıldığında oldukça karmaşık ve zor bir sistem ortaya çıkmaktadır. Bu sistemin kontrolünü sağlamak için doğrusal olmayan kontrol kurallarının geliştirilmesine gerek vardır.

## 2.6. Asenkron Motorun Vektör Denetimi

Alan yönlendirmeli kontrol olarak da bilinen vektör denetimi, bir vektör ile temsil edilen stator akım ve gerilimlerini hem genlik hem de faz bakımından denetlemeyi hedeflemektedir. Bunu gerçekleştirmek için, denetim yöntemi zamana ve hıza bağımlı 3 fazlı bir sistemi zamandan bağımsız iki koordinat ( $q-d$  koordinatları) sistemine dönüştüren dönüşümlere ihtiyaç duymaktadır. Bu dönüşümler kullanıldığında AA motorun yapısının bir DA motorun yapısına benzer olduğu ve bu nedenle AA motorun DA motora benzer bir şekilde denetlenebileceği görülür. Vektör denetimli motor; giriş referansı olarak,  $q$  koordinatı ile çakışık moment bileşenine ve  $d$  koordinatı ile çakışık akı bileşenine ihtiyaç duymaktadır. Bu denetim yöntemi bahsedilen dönüşümlere gerek duyduğundan denetim yapısında elektriksel değişkenlerin ani değerleri her an için mevcuttur. Bu bakımdan vektör denetimli motorun performansı artmaktadır. Çünkü stator akımının moment ve akı bileşenlerinin referans değerlerine ulaşmak ve hatta doğrudan moment kontrolünü yapmak kolaylaşır.  $qd$  senkron referans çatıda moment ifadesi Eşitlik (2.37)'de verildiği gibi değişir.

$$T \propto \psi_{dr} i_{qs} \quad (2.37)$$

Burada  $\psi_{dr} = \psi_r$  rotor akısı sabit tutulursa veya sabit olduğu kabul edilirse moment ile moment bileşeni  $i_{qs}$  arasında doğrusal bir ilişki elde edilir. Bu nedenle vektör denetimindeki akı ve momentin birbirinden bağımsız denetimi sayesinde akı sabit

tutularak stator akımının moment bileşeni ile serbest uyarımlı bir doğru akım motoru gibi moment doğrusal olarak denetlenebilmektedir. Asenkron motorların vektör denetimi stator, rotor veya hava aralığı akı vektörlerinden birinin yönlendirilmesi ile gerçekleştirilir (Harnefors 2001; Şahin 2006).

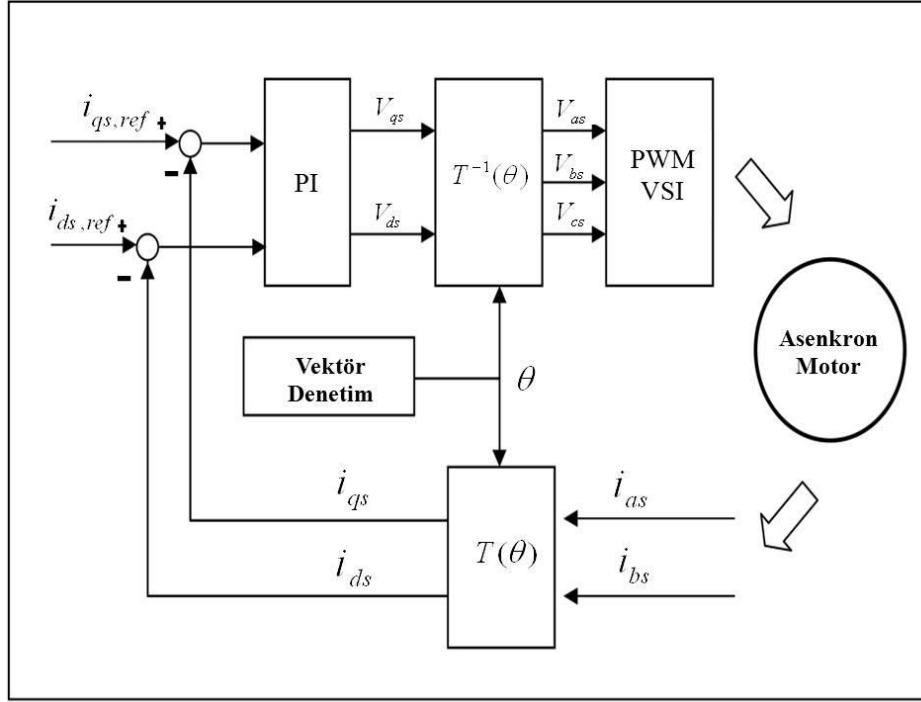
Verilen kontrol şemasına göre motor kontrolünün yapılabilmesi için motorun iki faz akımının ve hız/konumun ölçülmesi gerekir. Motorun konumuna ve 2-faz akımlarına ait bilgiler varsa, Clarke ve daha sonra Park dönüşümleriyle  $i_{ds}$  ve  $i_{qs}$  akımları hesaplanabilir. Motorun konumu ölçülüyorsa hızı, hızı ölçülüyorsa konumu hesaplanabilir. Ölçülen hız  $\omega_m$ , referans hız  $\omega_{m,ref}$  ile karşılaştırıldıktan sonra aradaki fark bilgisi hız denetleyicisi aracılığıyla motorun referans moment bileşenine  $T_{ref}$  dönüştürülmektedir. Akı bileşeni  $\psi_{r,ref}$  referans akımı da sabit bir değer olarak girilir.

Momentin ve akı bileşenlerinin referans değerlerinden  $i_{qs,ref} = \frac{2L_r T_{ref}}{3pL_m \psi_{r,ref}}$  ve

$i_{ds,ref} = \frac{\psi_{r,ref}}{L_m}$  akım referans değerleri elde edilir.  $i_{qs,ref}$  ve  $i_{ds,ref}$  belirlendikten sonra

ölçülen motor akımları  $i_{qs}$  ve  $i_{ds}$  ile karşılaştırılır. Aradaki fark akım kontrolörleri aracılığıyla referans  $V_{qs}$  ve  $V_{ds}$  gerilim değerlerine dönüştürülür. Bu gerilimler ters Clarke ve Park dönüşümleri aracılığıyla referans  $V_a, V_b$  ve  $V_c$  gerilim değerlerine dönüştürülür. Bu gerilimlerin bünyesinde hem genlik hem de frekans bakımından motora uygulanması gereken gerilimlerin bilgisi mevcuttur. Bu nedenle çeşitli modülasyon teknikleriyle kontrollü güç kaynağında bulunan yarı iletken anahtar elemanlarının sürülmesi için ilgili PWM sinyalleri üretilebilmektedir. Üç fazlı bir asenkron motorun vektör kontrol şeması Şekil 2.6'da görüldüğü gibi elde edilebilir. Vektör kontrol yöntemi iki farklı kısma ayrılır:

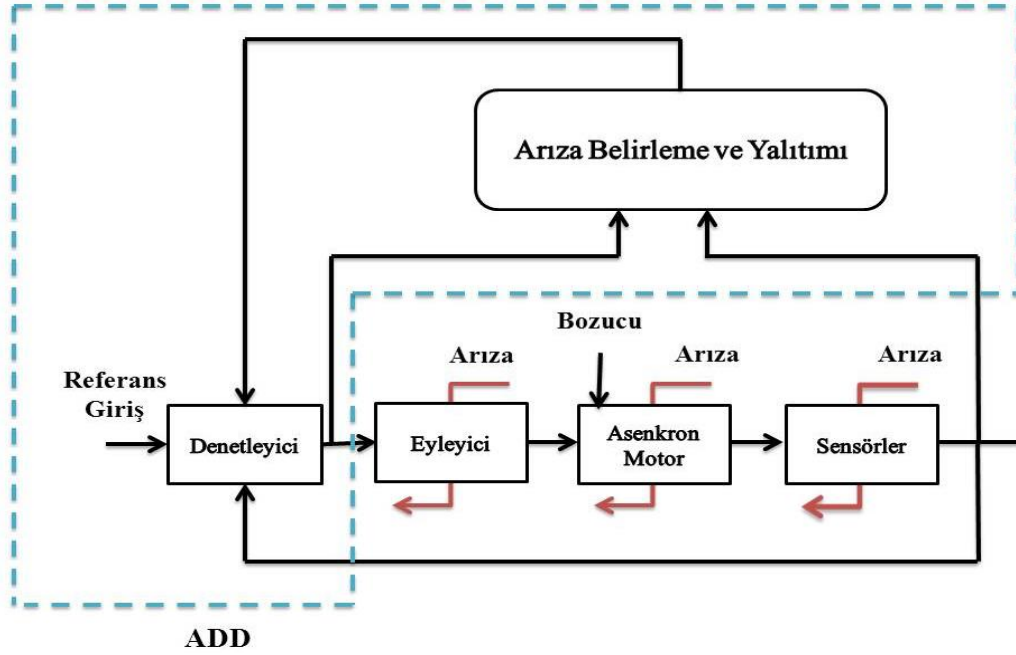
- 1) Doğrudan vektör denetim yöntemi
- 2) Dolaylı vektör denetim yöntemi



Şekil 2.6. Asenkron motorun vektör kontrol şeması

## 2.7. Arıza Teşhisi ve Arızaya Dayanıklı Denetimin Genel Kavramları

Sistem teorisi açısından genel olarak arızaya dayanıklı denetim (ADD), gerçek sistem (model) ve arızaya dayanıklı denetiminin etkileşimi ile ilişkilidir. Şekil 2.7’de denetleyici sözcüğünün genel bir kavramı vardır. Yani, denetleyici sadece normal geri ve ileri besleme döngülerine sahip olmaktan ziyade denetleyici yapıyı tayin eden bir karar verici etkindir. Bu etken, arızanın ortaya çıkışını teşhis etmek ve arızanın ortaya çıktığı takdirde kapalı döngüyü uygun performans düzeyinde tutmak için, sistemin davranışını incelemektedir. Genelde, sistemlerin ortaya çıkan arızalar karşısında dayanıklı olmaları için bir çok yaklaşımlar geliştirilmiştir. Bu yöntemlerin avantaj ve eksiklikleri göz önünde bulundurarak her kontrol sistemi için en uygun yöntem seçilmelidir.



**Şekil 2.7.** Arıza belirleme mekanizmalı ve arızaya dayanıklı denetimli bir kapalı döngü sisteminin genel görüntüsü

Aşağıdaki bölümlerde özet olarak, arıza teşhisi kavramı için önemli yaklaşımlar ve arızaya dayanıklı denetim kavramları incelenmiştir.

### 2.7.1. Arıza teşhisi için mevcut olan çeşitli yöntemler

Sistemlerde arızayı teşhis eden yöntemleri aşağıdaki gibi iki genel biçimde sınıflandırabiliriz (Mattone and Luca 2006; Pertew *et al.* 2007; Liand Dahhou 2008).

**1- Arızayı bazı sinyallerin sınırsal incelenmesi yardımı ile teşhis etmek:** Arızayı teşhis eden geleneksel yöntemler, sinyallerin sınırsal incelenmesi ya da özel seçilmiş sinyallerin spektrum analizini içermektedirler. Bu yöntemlerde belirli sinyaller gözlenir ve onların miktarları sürekli olarak eşik bir miktarla mukayese edilir. Eğer gözlenen sinyallerin miktarı eşik limitinden daha çok olursa, arızayı teşhis eden sistem çalışmaya başlar ve sistemde arızanın ortaya çıktığını gösterir.

**2- Model tabanlı arıza teşhis yöntemleri:** Bu yöntemde, bir sinyalin gerçek ve analitik



olarak ölçülmesinden elde edilen iki farklı değer birbiri ile mukayese edilir ve bu ölçülen değerlerin farklılıkları arızayı teşhis etmek için bir ölçüt gibi kullanılabilir. Bu tür yöntemler, modele dayalı (model tabanlı) yöntemler diye adlandırılmaktadır.

Arızayı teşhis etme ve sonuçta arızaya dayanıklı denetim sistemini tasarlayanın geleneksel yöntemleri aşağıda değinilecek nedenler yüzünden çok yüksek maliyetli ve daha çok donanımına sahip yöntemlerdir. Bu yöntemlerde, birkaç takım fazla sensör, sürücü ve bilgisayar belirli parametrelerin kontrolü ya da ölçülmesi için kullanılmaktadır. Bu tür sistemlerde, sensörler, sürücüler ya da sistemin her hangi bir bölümünde bir arıza çıkınca yedekleri çalışmaya başlamakta ve arızalı bölüm izole edilmektedir. Bu durumda, arıza teşhis sistemi çalışır ve sistemin bir parçasının yedeğini kullandığını ve asıl parçanın bozuk olduğunu gösterir. Böylece, operatör bozuk parçayı sağlam olan parça ile değiştirebilir ve onu yeniden yedek parça gibi kullanabilir.

Model tabanlı arıza teşhis yöntemlerinde arızayı teşhis etmek için artık işaret diye bir işaret kullanılmaktadır. Bu artık işaret, genelde ölçülen işaret ve onun tahmin edilmiş miktarının farkıdır. Bu tahmin, sistemin matematiksel modeline dayalıdır. Böylece, tahmin sinyali ve ölçülen sinyalin karşılaştırılması ile ortaya çıkan arızanın bir katsayısı hesaplanır. Bu sayede sistemde arıza çıktığı anlaşılabilir. Sistemin kendisi sağlam ise ve sistemde bir arıza ortaya çıkmamışsa, bu iki miktarın farkı yaklaşık sifıra eşit olmalıdır. Ancak, sistemde her hangi bir nedenle bir arıza ortaya çıkmışsa, bu durumda sensörün ölçtüğü miktar arızanın olmadığı durumdaki miktar ile farklı olacak ve artık işaret sıfır olmayacaktır. Artık işaretin sıfır olmaması, sistemde bir arızanın ortaya çıktığını göstermektedir (Mhaskar *et al.* 2006).

Günümüzde, daha çok model tabanlı arıza teşhis yöntemleri kullanılmaktadır. Arızaya dayanıklı denetim sistemlerinin tasarımı matematik modeller ile yapılabilir. Arıza, online olarak model ve ölçülmüş işaretlerin bilgileri ile teşhis edilir. Daha sonra model, arızanın çıktığı durum ile karşılaştırılır ve kapalı döngü denetim sistemi kendine uygun çalışma sağlayabilmesi için yeniden tasarlanır.

Artık işaret kullanma yönteminde bazı sınırlamalar mevcuttur. Örneğin, artık işaret, sistemde ortaya çıkan arızanın büyüklüğü ya da miktarı hakkında bize bir bilgi vermemektedir. Başka bir deyişle, artık işaret sadece sistemde arızanın çıkışını teşhis edebilir ve bu sinyali incelemekle arızanın çıktığı yer bilgisi de elde edilebilir. Günümüzde, sistemlerde ortaya çıkan arızanın büyüklüğü ve miktarı hakkında bilgi edinme yöntemleri arıza tahmini esasına dayalıdır. Bir kontrol sisteminde, ortaya çıkan arızanın büyüklüğünü tahmin etme yaklaşım ve sürecine, arıza tahmin süreci denir (Mhaskar *et al.* 2006).

Arızaya dayanıklı denetim sistemleri tasarımında bazı etkin yaklaşımlar arıza tahmin esasına dayalıdır. Bu konuda dikkat edilmesi gereken konu, arıza tahmin süreci iyi yapılırsa ve sistemde ortaya çıkan arıza iyice düzeltilirse, bu yöntem, artık işaret üretimine dayalı arıza teşhis yöntemleri için iyi bir alternatif sayılabilir. Aslında arızayı tahmin etmekle, hem sistemde arızanın varlığı teşhis edilir, hem de arızanın yeri belirlenir. Ayrıca ortaya çıkan arızanın büyüklüğü ve miktarı hakkında da bir sıra bilgiler elde edilir. Sonuç olarak, genelde modele dayalı arızaya dayanıklı denetim sistemleri, fiziksel fazlalığa dayalı eski yöntemler karşısında sistemlerin güvenilirliğini artırmak için daha ucuz bir yöntem olarak sayılabilmektedir.

### **2.7.2. Arızaya dayanıklı denetim yöntemleri**

Arızaya dayanıklı denetim yöntemleri genelde iki kısma ayrılmaktadır (Mattone and Luca 2006; Mhaskar *et al.* 2006; Pertew *et al.* 2007; Li and Dahhou 2008).

1. Pasif ya da etkin olmayan yöntem
2. Aktif ya da etkin yöntem

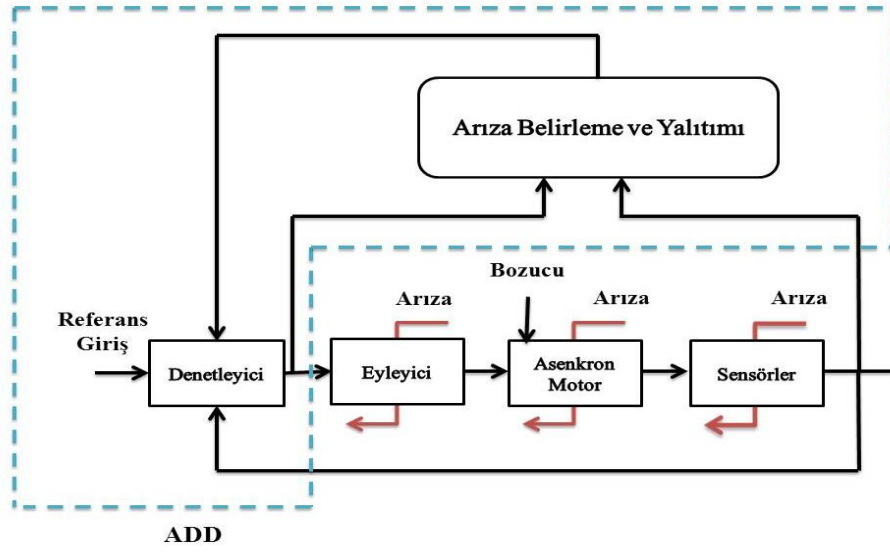
Pasif ve aktif denetim yöntemleri arızaya dayanıklı denetim yöntemlerinin iki genel çeşitidir. Pasif yöntemlerde, denetim teknikleri bir sabit denetleyici tasarımı için kullanılır ve bir sıra önceden öngörölmüş arızalar karşısında sistemin uygun çalışması ve kararlılığı sağlanır (Zhang and Jiang 2008; Goodwin and Sin 2009).

Pasif yöntemde, denetleyicinin tasarımı kolaydır. Çünkü, denetleyici öngörülmuş arızalar için tasarlanmaktadır. Öte yandan bu tür denetleyicilerin sabit dinamikleri olduğu için arızaya dayanıklılık kapasitesi sınırlıdır. Bilinmeyen arızalar için denetleyicinin tasarımı çok muhafazakârlıkla yapılmakta ve denetim performansı uygun olmayabilir. Halbuki, aktif yöntemlere dayalı arızaya dayanıklı denetim yöntemleri öngörülmemiş arızalar için de kullanılabilir özelliktedir. Bu iki yöntem karşılaştırılacak olursa, aktif yöntemler çeşitli ve tanımlanmamış arıza türleri için pasif yöntemlere göre daha az muhafazakârlık yapılmakta ve buna göre aktif yöntem çoğu durumda tercih edilmektedir. Ancak, aktif yöntem de eksiksiz değildir ve kendine özgü sınırlamaları vardır. Bu sınırlamalar ilgili bölümde açıklamalı olarak incelenecektir.

Aktif yöntemlerde iki genel yaklaşım vardır. Bunlar sırasıyla (Zhang and Jiang 2008; Goodwin and Sin 2009; Benosman 2010; Yang *et al.* 2010);

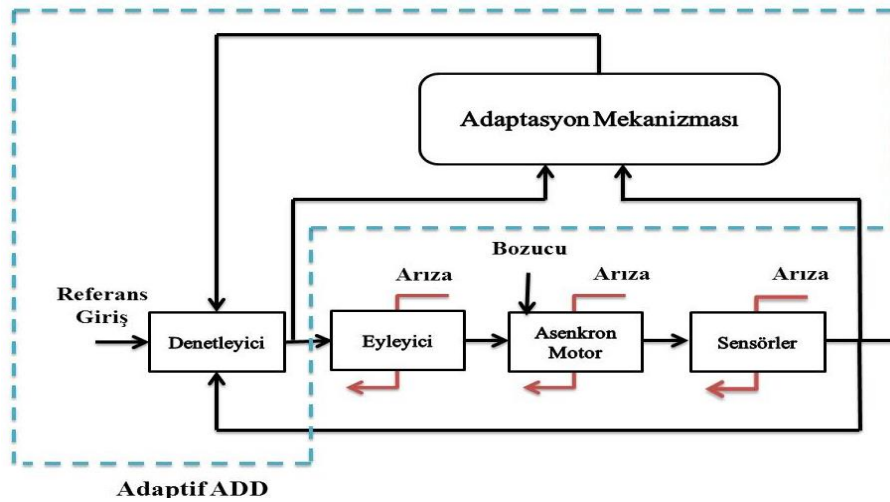
- Arıza belirleme ve arıza yalıtım yaklaşımları
- Arızaya dayanıklı denetim için adaptif yaklaşımlar

Çeşitli denetim sistemlerinin seçimi için aktif arızaya dayanıklı denetim yöntemi, pasif arızaya dayanıklı denetim yöntemine göre daha esnektir. Nitekim daha uygun denetim sistemi seçilip en iyi performans elde edilebilir. Aktif arızaya dayanıklı denetim sistemi, bir hata yalıtıcı mekanizması ve bir de arıza varlığını teşhis etme mekanizmasından oluşan yalıtım ve teşhis yöntemleri esasına göre tasarlanır. Bu sistem Şekil 2.8'de gösterilmiştir. Arızayı belirleme ve yalıtım (ABY) mekanizması, arızanın kesin zamanı ve arızanın kesin konumu gibi bilgileri içermelidir.



Şekil 2.8. ADD ve ABY ile kapalı döngü sistemi

Arızayı telafi etmenin bir başka yöntemi ise adaptif yöntemdir. Arıza belirleme ve yalıtım (ABY) mekanizması genelde sistem kusurlarından meydana gelen arızaların çeşidi hakkında operatör için kesin bilgiler vermemektedir (Zhang *et al.* 2004; Zhang and Qin 2009). Bu yapı Şekil 2.9’da gösterilmiştir.



Şekil 2.9. Adaptif ADD ile kapalı döngü sistemi

Arızaya dayanıklı denetim tasarımı için mevcut olan çeşitli yaklaşımların tanıtıldığını gözönünde bulundurarak açıklanan yaklaşımları aşağıdaki gibi sınıflandırabiliriz:

- 1- Arızanın zamanı, durumu ve büyüklüğünü teşhis etme temelli olan yaklaşımlar: Sistemin arıza çıkışı bilinmeli ve arızanın çeşidi ile konumu belirlenmelidir.
- 2- Denetimin yeniden tasarlanması: Denetleyici, bütün sistemin arzu edilen amaca ulaşması için, arızanın ortaya çıktığı zaman kendini sistemin varolan durumuna uydurmalıdır.

Sistemde arıza varken, arızaya dayanıklı denetim yöntemlerini kullanmaksızın kontrol amaçlarına varmak olanaksızdır ve klasik denetleyicilerle bu amaçlar gerçekleştirilemez.

## 2.8. Klasik Kayan Kipli Denetim

Bu bölümde, klasik kayan kipli denetimin özellikleri ve uygulama yöntemleri incelenecektir.

Aşağıdaki  $n$  dereceli doğrusal olmayan sistem göz önüne alınacak olursa:

$$\begin{cases} x_1(t) = x_2(t) \\ \vdots \\ x_i(t) = x_{i+1}(t) \\ \vdots \\ x_n(t) = f(x, t) + g(x, t)u(t) + \Delta f(x, t) + d(t) \end{cases} \quad (2.38)$$

Bu sistemde  $x(t) = [x_1(t), \dots, x_n(t)]^T$  durum vektörü,  $f(x, t)$  ve  $g(x, t) \neq 0$  durum ve zaman vektörlerinin belirli fonksiyonları,  $|\Delta f(x, t)| < \gamma_f$  model düzeltmenin belirsizliği,  $u(t)$  denetim vektörü ve  $|d(t)| < \gamma_d$  ise zamana bağlı bozucudan ibarettirler ( $\gamma_f$  ve  $\gamma_d$  belirli parametrelerdir). Amaç, modelin belirsizliklerine ve dış bozuculara rağmen, durum vektörü  $x(t)$  referans vektörünü  $x_{ref}(t)$  izleyebileceği bir denetim kuralını tasarlamaktır.

### 2.8.1. Kayan kipli denetim yönteminin uygulanması

Kayan kipli denetim yöntemi tasarımının aşamaları aşağıda verildiği gibidir (Slotine and Li 1991):

**1- Kayma yüzeyinin seçilmesi:** Kayma yüzeyi, sistemin dinamik özelliklerine göre seçilir. Örneğin, Eşitlik (2.38)'deki sistem için kayma yüzeyi aşağıdaki gibi tanımlanabilir:

$$s(t) = e_n(t) + \sum_{i=1}^{n-1} c_i e_i(t) \quad (2.39)$$

Burada,  $e_i(t) = x_{i,ref}(t) - x_i(t)$  izleme hatası,  $x_{i,ref}(t)$  arzu edilen durum değişkeni ve  $c_1, \dots, c_n$  ise kayma yüzey katsayıları olup değerleri  $P(s) = s^{n-1} + c_{n-1}s^{n-2} + \dots + c_2s + c_1$  polinomunun köklerinin  $s$  düzleminin sol yarısında olacak şekilde seçilmelidir. Eşitlik (2.39)'daki hata terimi ilişkisinin doğrusal olduğu için sözkonusu kayma yüzeyine doğrusal ya da normal kayma yüzeyi denir.

**2- Süreksiz denetim kuralı önerisi:** Süreksiz denetim stratejisi sonlu zaman içinde kayma yüzeyine varmak için uygulanır. Asıl amaç, anahtarlamalı denetimin tasarımıdır. Öyle ki, sistemi kayma yüzeyine ulaştırıp onun üzerinde tutabilsin. Bu harekete kayma hareketi denir ve aşağıda ifade edildiği gibi iki önemli aşaması vardır (Slotine and Li 1991):

- a) Erişme evresi aşaması: Bu aşamada, sistemin durumu her hangi birincil noktadan sonlu zamanda, kayma yüzeyine getirilir.
- b) Kayma evresi aşaması: Kayma yüzeyinde, sistemin kayma hareketi vardır ve bu yüzeyde kalır. Başka bir deyişle, kayma yüzeyi çekici olarak görev yapmaktadır.

Kayma hareketinin karakterize edilmesinde ve süreksiz denetim kuralınının eldesinde

Lyapunov yöntemi kullanılır. Denetim kuralını belirlemek için Lyapunov fonksiyonu aşağıdaki gibi tanımlanır:

$$V(t) = 0.5s^2(t) \quad (2.40)$$

Burada,  $V(0) = 0$  ve birincil durum hariç  $V(t) > 0$  olmalıdır. Çok girişli sistemler için  $s(t)$  vektörel yapıda olduğu için Lyapunov fonksiyonu  $V(t) = 0.5s^T(t).s(t)$  biçiminde tanımlanır.

Eşitlik (2.38)'de tanımlanan sisteminin kararlılığı için gerek ve yeter şart Eşitlik (2.41)'deki gibidir:

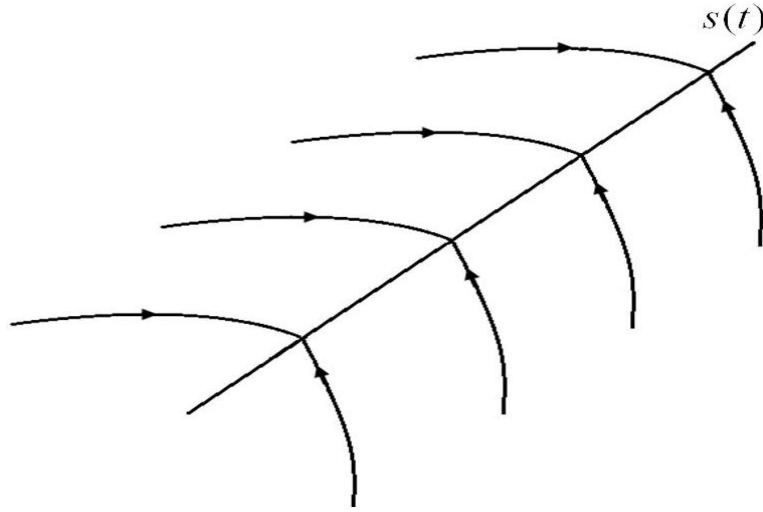
$$\dot{V}(t) = 0.5 \frac{d}{dt}(s^2(t)) \leq -\eta|s(t)| \quad \eta > 0 \quad (2.41)$$

Başka bir deyişle

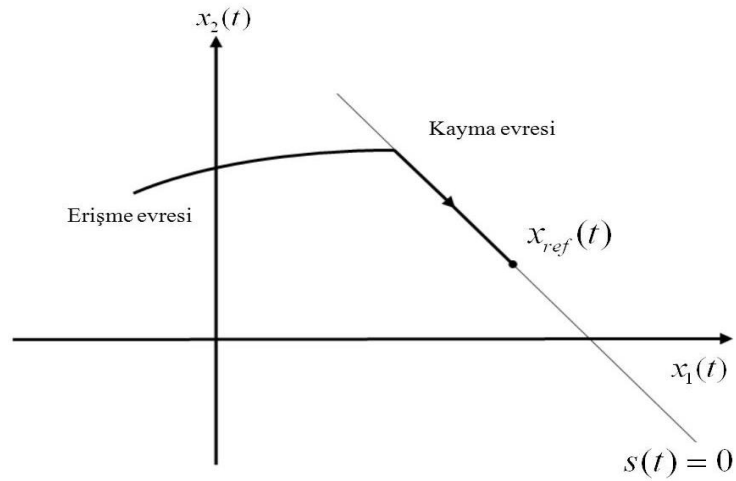
$$\dot{s}(t).sgn(s(t)) \leq -\eta \quad \text{veya} \quad \dot{s}(t) \leq -\eta sgn(s(t)) \quad (2.42)$$

Yukarıdaki denkleme kayma yüzeyine ulaşma koşulu denir. Eşitlik (2.41)'de  $sgn(\bullet)$  signum fonksiyonudur.

Kayma yüzeyine ulaşmanın anlamı Şekil 2.10 ve 2.11'de gösterilmiş ve burada kayma hareketi bir  $n = 2$  sistemi için gösterilmiştir (Slotine and Li 1991).  $s(t)$  dışındaki  $x(t)$  sistem durumu ona doğru hareket etmeye başlamış ve belirsizlikler ile bozukluklara rağmen istenilen miktara doğru kaymaktadır.



Şekil 2.10. Kayma yüzeyi



Şekil 2.11. Kayma yüzeyinde erişme ve kayma evreleri

Sürekli denetim kuralının tasarımı için önce  $u_{eq}(t)$  eşdeğer kontrol kanunu sistemin kayma yüzeyine gitmesini sağlayacak biçimde tanımlanır. Daha sonra, belirsizlik terimleri ve kayma yüzeyinde hareketin sağlanması için bir anahtarlama terimi eklenir. Bu kavram (2.43) bağıntısında açıklanmıştır:

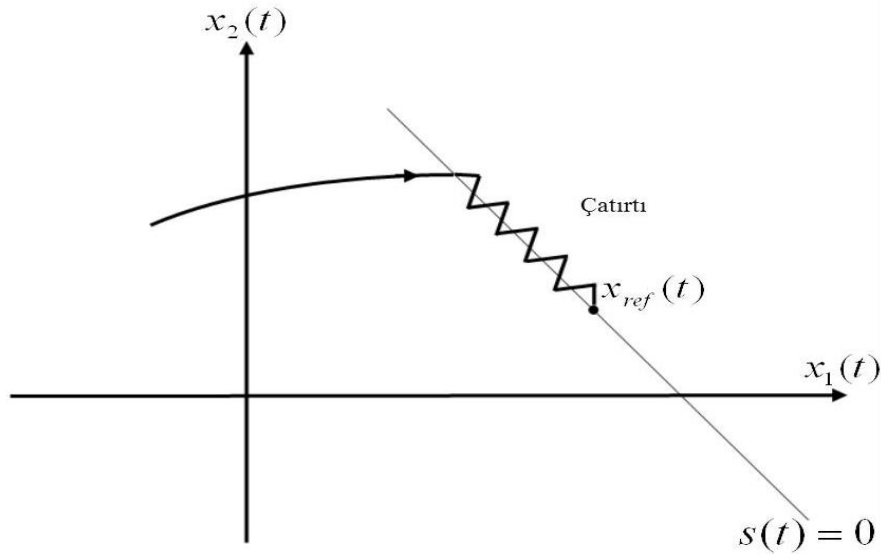


$$\begin{aligned}
u_{eq} &= \frac{1}{g(x,t)} \left( -f(x,t) + \dot{x}_{n,ref}(t) - \sum_{i=1}^{n-1} c_i e_{i+1}(t) \right) \\
u(t) &= u_{eq} - K_{sw} \operatorname{sgn}(s(t)) \\
K_{sw} &\geq \gamma_d + \gamma_f
\end{aligned} \tag{2.43}$$

Yukarıdaki denklemde,  $K_{sw}$  kayma kazancıdır.

### 2.8.2. Çatırtı olayı ve onu azaltma yöntemleri

Kayma kiplinin ideal davranışı, anahtarlama frekansının sonsuz olduğu zamandır. Ancak, anahtarlama zaman gecikmesi, rotanın kayma yüzeyinden biraz sapmasına sebep olur. Bu sapma, defalarca tekrarlanır ve rota yine kayma yüzeyine geri döner. Bu titremeler  $u(t)$  kontrol kuralının süreksizliği ile sonuçlanıp pratikte sistemin yıpranmasına sebep olur. Şekil 2.12’de çatırtı (chattering) olayı açıkça gösterilmiştir (Perruquetti and Barbot 2002).



**Şekil 2.12.** İdeal olmayan anahtarlama kaynaklı titreme

Genel olarak, çatırtı olayı ya da istenmeyen osilasyonlar çok zararlıdır. Çünkü denetleyici çabasını çok fazla harcar. Sonunda, modelde sıcaklık kayıplarına ve

mekanik yıpranmalara yol açar. Bunun için çatırtının azaltılması çok önemlidir.

Kayan kipli denetim yönteminde çatırtı'yı azaltmanın üç yöntemi mevcuttur. Bunlar:

1- Signum fonksiyonları yerine sürekli yaklaşımları kullanmak (Slotine and Li 1991; Perruquetti and Barbot 2002):

a) Doyum fonksiyonu

$$\text{sat}\left(\frac{s(t)}{\phi}\right) = \begin{cases} \frac{s(t)}{\phi} & |s(t)| \leq \phi \\ \text{sgn}(s(t)) & |s(t)| > \phi \end{cases} \quad (2.44)$$

b) Hiperbolik tanjant fonksiyonu

$$\tan\left(\frac{s(t)}{\rho}\right) = \frac{e^{\frac{s(t)}{\rho}} - e^{-\frac{s(t)}{\rho}}}{e^{\frac{s(t)}{\rho}} + e^{-\frac{s(t)}{\rho}}} \quad (2.45)$$

c) Yaklaştırma yöntemlerini

$$\text{sgn}(s(t)) \cong \frac{s(t)}{|s(t)| + \delta} \quad (2.46)$$

Yukarıdaki denklemlerde,  $\phi > 0$  ,  $\rho > 0$  ve  $\delta > 0$  parametreleri, kontrol altındaki sistem çeşidine göre seçilmektedir.

2- Kayma terimini bulanık, sinirsel vb. bir yaklaşıtrıcı ile değişmek (Yu and Kaynak 2009).

3- Dinamik kayan kipli denetim yöntemini kullanmak (Al-Muthairi and Zribi 2004).

### 2.8.3. Yaygın kayma kuralları

Doğrusal olmayan sistemlerin kontrolünde yaygın olarak kullanılan kayma kuralları şöyle sıralanabilir (Bandyopadhyay *et al.* 2009):

1- Sabit kazançlı kayma kuralı

$$\dot{s}(t) = -K_{sw} \operatorname{sgn}(s(t)) \quad (2.47)$$

2- Sabit ve orantılı kazançlı kayma kuralı (üstel kontrol kuralı)

$$\dot{s}(t) = -Ks(t) - K_{sw} \operatorname{sign}(s(t)) \quad (2.48)$$

3- Kuvvet kayma kuralı

$$\dot{s}(t) = -A|s(t)|^a \operatorname{sign}(s(t)) \quad (2.49)$$

Yukarıdaki denklemlerde,  $K_{sw}$  ve  $K$  pozitif elemanlı köşegen matrisler,  $A$  bir pozitif skaler ve  $a \in (0,1)$  dir. Bu parametrelerin uygun seçilmesi kayma yüzeyine ulaşmayı sağlar ve sonuçta, adı geçen kayma kuralları kontrol kuralını belirlemek için kullanılabilir.

### 2.8.4. Doğrusal olmayan kayma kipli denetim

Doğrusal kayma yüzeyi olan kayan kipli denetim yöntemi çoğu kontrol yöntemlerine göre daha hızlı ve performansı daha yüksek olsa da; doğrusal olmayan kayma yüzeyini (terminal) tanımlamak doğrusal olan kayan kipli denetimden daha iyi bir performans

elde edilmesini sağlayabilir (Chiu 2012). Bu yöntem, doğrusal olmayan kayma yüzeyini kullandığı için, doğrusal olmayan ya da terminal kayma kipli denetim adı ile tanınmaktadır.

Sonraki bölümde, doğrusal olmayan kayma yüzeyi kavramı kullanıldığı için, bu bölümde, bağıllık derecesi bir olan doğrusal olmayan kayan kipli denetim özet olarak açıklanacaktır.

Bağıllık derecesi bir olan ( $n=1$ ) Eşitlik (2.41) ile tanımlanan sistem için aşağıdaki kesir dereceli kuvvetli doğrusal olmayan kayma yüzeyi göz önüne alınsın:

$$s(t) = e(t) + \lambda \int_0^t e^{\frac{p}{q}}(\tau) d\tau \quad (2.50)$$

Yukarıdaki denklemde,  $\lambda > 0$  olan bir katsayı,  $e(t)$  izleme hatası ve  $p$  ile  $q$ ,  $q > p > 0$  şartıyla tek tam sayı olan katsayıdır.

$s(t) = 0$  kayma yüzeyinde:

$$e(t) + \lambda \int_0^t e^{\frac{p}{q}}(\tau) d\tau = 0 \quad (2.51)$$

(2.50) Eşitliğinden türev alarak aşağıdaki ifadeyi elde edebiliriz:

$$\dot{e}(t) + \lambda e^{\frac{p}{q}}(t) = 0 \rightarrow \dot{e}(t) = -\lambda e^{\frac{p}{q}}(t) \quad (2.51)$$

Bu durumda, (2.51) dinamik Eşitliğinin her iki tarafının integrali alınacak olursa,  $e(t)$  izleme hatasının yakınsama zamanı aşağıdaki gibi hesaplanır:

$$T_f = \frac{|e(0)|^{1-p/q}}{\lambda(1-p/q)} \quad (2.52)$$

Yukarıdaki denkleme göre,  $p/q$  oranı için uygun miktar seçmekle daha hızlı yakınsama zamanına ulaşılabilir.

### 3. MATERYAL ve YÖNTEM

Modern kontrol sistemlerinin artan karmaşıklığı ile, arızaya dayanıklı denetim (ADD) son birkaç yıl içinde çokça kullanılmıştır. ADD bileşen arıza durumunda genel sistem kararlılığı ve kabul edilebilir performansı sağlamak için yüksek başarı sağlayan bir kontrol tekniğidir. Genelde doğrusal olmayan sistemler için arızaya dayanıklı denetleyici tasarım metotları iki kategoriye ayrılabilir. Bunlardan ilki doğrusal olmayan sistemi, doğrusal sisteme yaklaştırmak ve doğrusal denetim kuralları uygulamaktır. Diğer kategorideki yaklaşımlarda ise doğrusal olmayan sistemlerin denetiminde, doğrusal olmayan denetim sistemlerinin kullanılmasıdır. (Mendes and Cardoso 2006; Jadot *et al.* 2009; Najafabadi *et al.* 2011; Gaeid *et al.* 2012; Tabbache *et al.* 2013 ).

#### 3.1. Doğrusal Arızaya Dayanıklı Denetim Tasarımı

Doğrusal geri beslemeli denetim sistemleri, analiz ve tasarım basitliği sebebi ile analizciler tarafından düşünülmüş bir ideal modeldir. Öte yandan bozucu etkilere ve arızalara karşı başarılı performans sergileyen başlıca ilk ana yöntem adaptif kontrol yöntemleridir (Apkarian *et al.* 1995; Janardhanan and Bandyopadhyay 2006; Benbouzid *et al.* 2007; Zidani *et al.* 2008; Alavije and Akhbari 2011).

##### 3.1.1. Adaptif durum geri beslemeli arızaya dayanıklı denetim tasarımı

Bu bölümde asenkron motorun durum uzayı modeli, adaptif durum geri besleme arızaya dayanıklı denetleyici (ADGBADD) prensipleri ve ADGBADD'nin tasarımı sunulacaktır. ADGBADD'nin kullanılması durumunda üç fazlı asenkron motor, bozucu ve arıza varlığında daha kararlı olacaktır.

##### 3.1.1.a. Asenkron motorun durum uzayı modeli

Bir asenkron motor, senkron referans düzleminde aşağıdaki durum uzay denklemleri ile

tanımlanabilir (Krause *et al* 2002).

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) + B_1w(t) \quad (3.1)$$

Burada,  $x(t)$  durum değişken vektörü,  $u(t)$  girişi vektörü,  $w(t)$  bozucu vektörü,  $A$  sistem matrisi,  $B$  giriş matrisi,  $B_1$  sisteme uygulanan bozucu matrisidir.

Önceki bölümde bahsedildiği gibi, çıkarılan denklemler düzenlenirse asenkron motorun durumuzay Eşitlikleri (3.2)'deki gibi yazılabilir.

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}i_{ds} &= \zeta R_s i_{ds} + \omega_s i_{qs} + \mu L_m \omega_m i_{qs} + \mu R_r i_{dr} + \mu L_r \omega_m i_{qr} + \zeta V_{ds} \\ \frac{d}{dt}i_{qs} &= -\omega_s i_{ds} - \mu L_m \omega_m i_{ds} - \zeta R_s i_{qs} - \zeta L_m \omega_m i_{dr} + \mu R_r i_{qr} + \zeta V_{qs} \\ \frac{d}{dt}i_{dr} &= \mu R_s i_{ds} - \delta L_m \omega_m i_{qs} - \delta R_r i_{dr} + \omega_s i_{qr} - \zeta L_s \omega_m i_{qr} - \mu V_{ds} \\ \frac{d}{dt}i_{qr} &= \mu L_s \omega_m i_{ds} + \mu R_s i_{qs} - \omega_s i_{dr} + \zeta L_s \omega_m i_{dr} - \delta R_r i_{qr} - \mu V_{qs} \\ \frac{d}{dt}\omega_m &= \frac{3}{2} \frac{p^2}{J} L_m (i_{qs} i_{dr} - i_{ds} i_{qr}) - \frac{n_p}{J} T_L \end{aligned} \quad (3.2)$$

Burada  $i_{ds}, i_{qs}$  stator akımı,  $i_{dr}, i_{qr}$  rotor akımı,  $\omega_m$  rotor hızı,  $V_{ds}, V_{qs}$  stator gerilimi,  $\omega_s$  is senkron hızı,  $T_L$  yük momentini,  $p$  çift kutup sayısı,  $J$  eylemsizlik momentini,  $\alpha_r, \mu, \delta$  ve  $\zeta$  sabit değerler olup aşağıdaki gibi tanımlanabilmektedirler.

$$\alpha_r = L_s L_r - L_m^2, \quad \mu = \frac{L_m}{\alpha_r}, \quad \delta = \frac{L_s}{\alpha_r}, \quad \zeta = \frac{L_r}{\alpha_r}$$

Yukarıdaki eşitlik doğrusal olmadığından dolayı kullanımını kolay değildir. Doğrusallaştırma ile bu karmaşık model basit bir hale indirgenebilir. Doğrusal modeli elde etmek için yukarıdaki modele çalışma noktasında doğrusallaştırma uygulanır.

### 3.1.1.b. Problemin tanımı ve formülasyonu

Bu bölümde, ilk olarak aktüatör modelleme etkinlik kaybı için iyi bilinen bir model sunulacaktır (Corless and Leitmann 1981; Zhang *et al.* 2004; Astol *et al.* 2008; Goodwin and Sin 2009; Wang *et al.* 2012).

$$u_i^F(t) = \rho_i u_i(t), i = 1, 2, \dots, m \quad (3.3)$$

Burada  $\rho_i$  bilinmeyen zaman içinde değişen aktüatör verimlilik faktörüdür  $\underline{\rho}_i$  ve  $\overline{\rho}_i$ ,  $\rho_i$  verimlilik faktörünün sırasıyla bilinen alt ve üst sınırlarını göstermektedir. Çizelge 3.1'de aktüatör arıza modları gösterilmektedir.

**Çizelge 3.1.** Arıza modları

Arıza modu	$\underline{\rho}_i$	$\overline{\rho}_i$
Normal	1	1
Etkinliğinin kaybı	> 0	< 1

Eşitlik (3.3)'den

$$u^F(t) = \rho u(t) \quad (3.4)$$

olarak elde edilir. Burada  $\rho = \text{diag}_i \{\rho_i\}, i = 1, 2, \dots, m$  olup,

$$\Delta_\rho = [\rho : \rho = \text{diag}_i \{\rho_i\}, \rho_i \in [\underline{\rho}_i, \overline{\rho}_i]]. \quad (3.5)$$

şeklinde tanımlanır. Eşitlik (3.6)'de verilen sürekli zaman doğrusal sistem göz önüne alınacak olursa



$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu^F(t) + B_1w(t) \quad (3.6)$$

Burada  $x(t) \in R^n$  durum vektörü,  $u^F \in R^m$  arızalı denetim vektörü,  $w(t) \in R^q$  sınırlı dış bozucu etkileri gösteren sürekli bir vektör fonksiyonudur.  $A, B$  ve  $B_1$  uygun boyutları olan ve bilinen reel sabit matrislerdir. Eşitlik (3.4), Eşitlik (3.6)'da yerine yazılırsa,

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + B\rho u(t) + B_1w(t) \quad (3.7)$$

şeklinde elde edilir. Arızaya dayanıklı denetleyicinin hedeflerine ulaşılmasını sağlamak için, ADD tasarımında aşağıdaki varsayımlar yapılır.

**Varsayım 1.** Sınırlı bir fonksiyon olan dış bozucu etkileri  $w$  için Eşitlik (3.8)'yi sağlayacak bir  $\bar{w}$ , pozitif değer tanımlanabilir.

$$\|w\| \leq \bar{w}, \quad (3.8)$$

**Varsayım 2.** Her bir  $\rho \in \Delta\rho$  için ve arızaların herhangi modu için,  $(A, B_2\rho)$  çiftinin kontrol edilebilir olması gerekir.

**Varsayım 3.** Stator akımları, rotor akımları ve rotor hızı ölçülebilir.

### 3.1.1.c. Doğrudan adaptif durum geri beslemeli arızaya dayanıklı denetim

Bu bölümde, Eşitlik (3.7)'deki için Eşitlik (3.9)'da verilen ADD kuralı tasarlanacaktır (Tohidi and Erenturk 2014).

$$u(t) = k_1x(t) + k_2(\dot{x}(t)), \quad (3.9)$$

Burada  $k_1 \in R^{m \times n}$  ve  $k_2(t) \in R^m$  zamanla değişen matris kazançlarıdır. Bunlara ait tasarım detayları daha sonra verilecektir. Böylece kapalı çevrimli sistem, Eşitlik (3.7) ve (3.9)'dan

$$\dot{x}(t) = (A + B\rho k_1)x(t) + B\rho k_2(t) + B_1w(t) \quad (3.10)$$

olarak elde edilir. Burada  $k_2(t)$ 'nin yapısı aşağıdaki şekilde tanımlanır.

$$k_2(t) = [k_{2,1}(t), k_{2,2}(t), \dots, k_{2,m}(t)]^T \in R^m$$

Adaptif ADD'yi tasarlamak için aşağıdaki adaptif kural önerilmektedir.

$$k_2(t) = \frac{-(x^T PB)^T \beta \hat{k}_3(t)}{\|x^T PB\| \alpha} \quad (3.11)$$

Burada  $\alpha$  ve  $\beta$  uygun pozitif sabitlerdir ve aşağıdaki eşitsizliği sağlarlar.

$$\frac{\alpha}{\beta} \leq \|\sqrt{\rho}\|^2, \quad (3.12)$$

Eşitlik (3.11), Eşitlik (3.13) tarafından güncellenir.

$$\frac{d\hat{k}_3}{dt} = \frac{\gamma(\|x^T PB\| \hat{k}_3 - \|x^T PB\| k_3)}{\hat{k}_3 - k_3}, \quad (3.13)$$

Burada  $\gamma$  pozitif bir sabittir. ADD'nin hedefine (kapalı döngü kararlılığı ve bozucu azaltma) ulaşmasını sağlamak amacıyla aşağıdaki teoremin doğru olduğu kabul edilir.

**Teorem 1.** Eşitlik (3.10)'daki kapalı döngü sistemi, 1,2 ve 3 varsayımları altında herhangi bir  $Q$  pozitif matrisi ile asimtotik kararlılığı garanti eder ise herhangi bir  $\rho \in \Delta\rho$  için  $R$  pozitif bir matris ve  $Z$  sabit matris aşağıdaki eşitsizliğinden elde edilebilir.

$$\begin{bmatrix} \mu & R \\ R & -Q^{-1} \end{bmatrix} < 0, \quad \mu = RA^T + AR + Z^T \rho^T B^T + B\rho Z \quad (3.14)$$

**İspat.** Adaptif bir kapalı döngü sistemi için, ilk olarak bir Lyapunov fonksiyonu Eşitlik (3.15)'deki gibi tanımlanabilir:

$$V(x, \tilde{k}_3) = x^T P x + \gamma^{-1} \tilde{k}_3^2 \quad (3.15)$$

Burada  $\tilde{k}_3$  hata terimidir ve dinamiği

$$\tilde{k}_3(t) = \hat{k}_3(t) - k_3 \quad (3.16)$$

şeklinde elde edilir. Burada  $k_3$  sabittir.

Eşitlik (3.10) ve (3.13)'den Lyapunov fonksiyonunun zamana göre türevi

$$\frac{dV(x, \tilde{k}_3)}{dt} = x^T \left[ (A + B\rho k_1)^T P + P(A + B\rho k_1) \right] x + 2x^T P B \rho k_2 + 2x^T P B_1 w + 2\gamma^{-1} \tilde{k}_3 \dot{\tilde{k}}_3 \quad (3.17)$$

olarak yazılabilir. Eşitlik (3.11)'deki ifadenin her iki tarafı  $\|x^T P B\|$  ile çarpılıp elde edilen ifade Eşitlik (3.17)'de yerine yazılacak olursa;

$$\frac{dV(x, \tilde{k}_3)}{dt} = x^T \left[ (A + B\rho k_1)^T P + P(A + B\rho k_1) \right] x - 2x^T PB\rho \frac{(x^T PB)^T \beta \|x^T PB\| \hat{k}_3}{\|x^T PB\|^2 \alpha} + 2x^T PB_1 w + 2\gamma^{-1} \tilde{k}_3 \dot{\tilde{k}}_3 \quad (3.18)$$

eşitliği elde edilir. (3.12) numaralı Eşitlik yapısı (3.18)'e uygulanacak olursa,

$$\frac{dV(x, \tilde{k}_3)}{dt} \leq x^T \left[ (A + B\rho k_1)^T P + P(A + B\rho k_1) \right] x - 2\|x^T PB\| \hat{k}_3 + 2x^T PB_1 w + 2\gamma^{-1} \tilde{k}_3 \dot{\tilde{k}}_3 \quad (3.19)$$

olur. Çünkü  $x^T PB_1 w$  skalerdir, ve varsayım 1'in uygulanması ile

$$2x^T PB_1 w \leq 2\|x^T PB_1\| \|w\| \leq 2\|x^T PB_1\| \bar{w} \quad (3.20)$$

elde edilir. (3.20) numaralı Eşitlik (3.19) numaralı Eşitlikte yerine yazılacak olursa.

$$\frac{dV(x, \tilde{k}_3)}{dt} \leq x^T \left[ (A + B\rho k_1)^T P + P(A + B\rho k_1) \right] x - 2\|x^T PB\| \hat{k}_3 + 2\|x^T PB_1\| \bar{w} + 2\gamma^{-1} \tilde{k}_3 \dot{\tilde{k}}_3 \quad (3.21)$$

olarak elde edilebilir.  $k_3$  sabitinin aşağıdaki eşitsizliği sağladığı varsayılacak olursa,

$$k_3 \geq \bar{w} \quad (3.22)$$

Eşitlik (3.21) ve (3.22)'den ve denetleyicinin parametrelerinin hata dinamiğinin kullanılmasıyla, adaptiflik şartlarından Eşitlik (3.13)'ün ispatı sağlanmış olacaktır.

$$-2\|x^T PB\| \hat{k}_3 + 2\|x^T PB_1\| k_3 + 2\gamma^{-1} \tilde{k}_3 \dot{\tilde{k}}_3 = 0$$

$$k_3 = cte \Rightarrow \dot{\tilde{k}}_3 = \hat{\dot{k}}_3$$

$$\gamma^{-1} \tilde{k}_3 \dot{\hat{k}}_3 = \|x^T PB\|_{\hat{k}_3} - \|x^T PB_1\|_{k_3}$$

$$\frac{d\hat{k}_3}{dt} = \frac{\gamma(\|x^T PB\|_{\hat{k}_3} - \|x^T PB_1\|_{k_3})}{\hat{k}_3 - k_3}$$

Bundan dolayı Lyapunov fonksiyonunun türevi aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$\frac{dV(x, \tilde{k}_3)}{dt} \leq x^T \left[ (A + B\rho k_1)^T P + P(A + B\rho k_1) \right] x \quad (3.23)$$

Aşağıda verildiği şekil pozitif bir  $Q$  matrisi tanımlanacak olursa,

$$(A + B\rho k_1)^T P + P(A + B\rho k_1) \leq -Q$$

o zaman

$$(A + B\rho k_1)^T P + P(A + B\rho k_1) + Q \leq 0 \quad (3.24)$$

olarak bulunur.  $R = P^{-1}$  ve  $k_1 = ZP$ , şeklinde tanımlanırken

$$RA^T + AR + Z^T \rho^T B^T + B\rho Z + RQR < 0 \quad (3.25)$$

olarak elde edilebilir. Schur lemma kullanımı ile (3.25) numaralı Eşitlik doğrusal matris eşitsizliği (DME) şeklinde yazılırsa,

$$\begin{bmatrix} \mu & R \\ R & -Q^{-1} \end{bmatrix} < 0, \quad \mu = RA^T + AR + Z^T \rho^T B^T + B\rho Z \quad (3.26)$$

$$R = P^{-1}, \quad k_1 = ZP$$

olarak elde edilebilir. (3.23) ve (3.24) Eşitliklerin

$$\frac{dV(x, \tilde{k}_3)}{dt} \leq -x^T Qx < 0 \quad (3.27)$$

olarak elde edilir.

Böylece, sistemdeki bozucu etkiler ortadan kaldırılarak genel adaptif hata toleranslı kompanzasyon kontrol problemi çözülebilir. Kapalı döngü ADD sistemi, asimptotik kararlıdır ve  $x(t)$  durum değişkenlerinin sıfıra asimptotik yakınlaştığı görülür.

Aşağıdaki algoritma ADGBADD sistem tasarımının kısa bir özetini göstermektedir:

Adım 1: 1, 2 ve 3 numaralı varsayımların sağlandığının kontrolü.

Adım 2:  $Q^T = Q > 0$  varsayarak (3.26) ile  $P$  ve  $k_1$  matrislerinin hesaplanması.

Adım 3:  $k_2(t)$  kazanç Eşitlik (3.11) ve (3.13) ile hesaplanması.

Adım 4: Eşitlik (3.9) ile adaptif kontrol kanununun hesaplanması.

### 3.1.2. Adaptif çıkışlı geri beslemeli arızaya dayanıklı denetim tasarımı

Adaptif çıkışlı geri beslemeli metot ile adaptif durum geri beslemeli metot karşılaştırıldığında, adaptif çıkışlı geri beslemeli metot daha basit bir yapıya sahiptir. Çünkü adaptif durum geri beslemeli metotta durumların tamamının ölçülmesi gerekmektedir. Fakat bazı durumlar ( rotorun akısı ve akımı gibi) hem maliyet ve hem de elde olmayan sebeplerden dolayı ölçülememektedir. Bu nedenle adaptif çıkışlı geri beslemeli metot, gerçekleşme kolaylığı ve maliyetinin düşüklüğü sebebi ile daha çok uygulamalarda kullanımı yaygındır.

Yukarıda bahsedildiği gibi, çıkarılan denklemler düzenlenirse asenkron motorun durum uzayı denklemleri Eşitlik (3.28)'deki gibi yazılabilir.

$$\begin{aligned}\dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t) + B_1w(t) \\ y(t) &= Cx(t)\end{aligned}\quad (3.28)$$

Burada,  $x(t) = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4 \ x_5]^T = [i_{ds} \ i_{qs} \ i_{dr} \ i_{qr} \ \omega_m]^T$  durum değişken vektörü,  $y(t) = (i_{ds}, i_{qs}, \omega_m)$  çıkış ölçüm vektörü,  $u(t) = (V_{ds}, V_{qs})^T$  denetim vektörü,  $w(t)$  bozucu vektörü,  $A$  sistem matrisi,  $B$  giriş matrisi,  $B_1$  sisteme uygulanan bozucu matrisi,  $C$  çıkış matrisidir.

### 3.1.2.a. Problemin tanımı ve formülasyonu

Eşitlik (3.29)'da verilen sürekli zaman doğrusal sistem göz önüne alınacak olursa

$$\begin{aligned}\dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu^F(t) + B_1w(t) \\ y(t) &= Cx(t)\end{aligned}\quad (3.29)$$

elde edilir. Burada  $x(t) \in R^n$  durum değişken vektörü,  $y(t)$  çıkış ölçüm vektörü,  $u^F \in R^m$  arızalı denetim vektörü,  $w(t) \in R^q$  sınırlı bir dış bozuklukları gösteren sürekli bir vektör fonksiyonudur.  $A, B_1, B$  ve  $C$  uygun boyutları olan ve bilinen reel sabit matrislerdir.

Genelde aktüatör modelleme etkinlik kaybı aşağıdaki denklem ile tanımlanır (Corless and Leitmann 1981; Zhang *et al.* 2004; Astol *et al.* 2008; Goodwin and Sin 2009; Wang *et al.* 2012).

$$u_i^F(t) = \rho_i u_i(t), \quad i = 1, 2, \dots, m \quad (3.30)$$

Burada  $\rho_i$  bilinmeyen zaman içinde değişen aktüatör verimlilik faktörüdür  $\underline{\rho}_i$  ve  $\overline{\rho}_i$   $\rho_i$  verimlilik faktörünün sırasıyla bilinen alt ve üst sınırlarını göstermektedir. Çizelge 3.1’de aktüatör arıza modlarında gösterildiği gibi, eşitlik (3.30)’dan

$$u^F(t) = \rho u(t) \quad (3.31)$$

olarak elde edilir. Burada  $\rho = \text{diag}_i \{\rho_i\}, i = 1, 2, \dots, m$  olup,

$$\Delta_\rho = [\rho : \rho = \text{diag}_i \{\rho_i\}, \rho_i \in [\underline{\rho}_i, \overline{\rho}_i]]. \quad (3.32)$$

şeklinde tanımlanır.

Eşitlik (3.31), Eşitlik (3.29)’da yerine yazılırsa,

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= Ax(t) + B\rho u(t) + B_1 w(t) \\ y(t) &= Cx(t) \end{aligned} \quad (3.33)$$

elde edilir. Arızaya dayanıklı denetleyicinin hedeflerine ulaşmasını sağlamak için, ADD tasarımında aşağıdaki varsayımlar yapılır.

**Varsayım 1.** sınırlı bir fonksiyon olan dış bozucu etki  $\omega$  için Eşitlik (3.34)’yi sağlayacak bir  $\overline{\omega}$ , pozitif değer tanımlanabilir.

$$\|\omega\| \leq \overline{\omega}, \quad (3.34)$$

**Varsayım 2.** Her bir  $\rho \in \Delta_\rho$  için ve arızaların herhangi modu için,  $(A, B_2\rho)$  çifti kontrol edilebilir olmalıdır.



**Varsayım 3.** Stator akımları ve rotor hızı ölçülebilir olmalıdır.

### 3.1.2.b. Doğrudan adaptif çıkışlı geri beslemeli arızaya dayanıklı denetim

Bu bölümde, Eşitlik (3.33) için aşağıdaki ADD kanunu tasarlanacaktır.

$$u(t) = k_1 y(t) + k_2(t) \quad (3.35)$$

Burada  $k_1 \in R^{m \times n}$  ve  $k_2(t) \in R^m$  zamanla değişen matris kazançlarıdır ve tasarımları sonra detaylandırılacaktır. Böylece kapalı çevrimli sistem, Eşitlik (3.33) ve (3.35)'den

$$\dot{x}(t) = (A + B\rho(t)k_1 C)x(t) + B\rho(t)k_2(t) + B_1 w(t) \quad (3.36)$$

olarak elde edilir. Burada  $k_2(t)$ 'nin yapısı aşağıdaki şekilde tanımlanır.

$$k_2(t) = [k_{2,1}(t), k_{2,2}(t), \dots, k_{2,m}(t)]^T \in R^m$$

Adaptif FTC'yi tasarlamak için Eşitlik (3.37)'deki adaptif kural önerilmektedir.

$$k_2(t) = \frac{-(y^T PCB)^T \beta \hat{k}_3(t)}{\|y^T PCB\|_\alpha} \quad (3.37)$$

Burada  $\alpha$  ve  $\beta$  uygun pozitif sabitleridir ve aşağıdaki eşitsizliği sağlarlar.

$$\frac{\alpha}{\beta} \leq \|\sqrt{\rho}\|^2, \quad (3.38)$$

Eşitlik (3.37), Eşitlik (3.39) tarafından güncellenir.

$$\frac{d\hat{k}_3}{dt} = \frac{\gamma(\|x^T C^T PCB\|_{\hat{k}_3} - \|x^T C^T PCB_1\|_{k_3})}{\hat{k}_3 - k_3} \quad (3.39)$$

Burada  $\gamma$  pozitif bir sabittir. ADD'nin hedefine (kapalı döngü kararlılığı ve bozucu azaltma) ulaşılmasını sağlamak amacıyla aşağıdaki teoremin doğru olduğu kabul edilir.

**Teorem 2.** Eşitlik (3.36)'daki kapalı döngü sistemi, 1, 2 ve 3 varsayımları altında herhangi bir  $Q$  pozitif matrisi ile asimtotik kararlı ise herhangi bir  $\rho \in \Delta\rho$  için  $R$  pozitif bir matris ve  $Z$  sabit matris aşağıdaki eşitsizliğinden elde edilebilir.

$$\begin{bmatrix} \mu & R \\ R & -Q^{-1} \end{bmatrix} \prec 0, \quad \mu = RA^T + AR + Z^T \rho^T B^T + B\rho Z \quad (3.40)$$

**İspat.** Adaptif kapalı döngü sistemi için, ilk olarak Eşitlik (3.41)'da verildiği gibi bir Lyapunov fonksiyonu tanımlanabilir:

$$V(y, \tilde{k}_3) = y^T P y + \gamma^{-1} \tilde{k}_3^2 \quad (3.41)$$

Burada  $\tilde{k}_3$  hata terimidir ve dinamiği

$$\tilde{k}_3(t) = \hat{k}_3(t) - k_3 \quad (3.42)$$

şeklinde elde edilir. Burada  $k_3$  sabittir. Eşitlik (3.41) yeniden düzenlirse

$$V(x, \tilde{k}_3) = x^T C^T P C x + \gamma^{-1} \tilde{k}_3^2 \quad (3.42)$$

olarak elde edilebilir. Eşitlik (3.36) ve (3.39)'den Lyapunov fonksiyonunun zamana göre türevi

$$\frac{dV(x, \tilde{k}_3)}{dt} = x^T \left[ (A + B\rho k_1)^T P + P(A + B\rho k_1) \right] x + 2x^T PB\rho k_2 + 2x^T PB_1 w + 2\gamma^{-1} \tilde{k}_3 \dot{\tilde{k}}_3 \quad (3.43)$$

olarak yazılabilir. Eşitlik (3.37)'den ifadenin her iki tarafın  $\|x^T C^T PCB\|$  ile çarpılıp elde edilen ifade Eşitlik (3.43)'de yerine yazılacak olursa:

$$\begin{aligned} \frac{dV(x, \tilde{k}_3)}{dt} &= x^T \left[ (A + B\rho k_1 C)^T C^T PC + C^T PC(A + B\rho k_1 C) \right] x \\ &- 2x^T C^T PCB\rho \frac{(x^T C^T PCB)^T \beta \|x^T C^T PCB\| \hat{k}_3(t)}{\|x^T C^T PCB\|^2 \alpha} + 2x^T C^T PCB_1 w + 2\gamma^{-1} \tilde{k}_3 \dot{\tilde{k}}_3 \end{aligned} \quad (3.44)$$

Eşitliği elde edilir. (3.38) numaralı Eşitlik yapısı (3.44)'e uygulanacak olursa,

$$\frac{dV(x, \tilde{k}_3)}{dt} \leq x^T \left[ (A + B\rho k_1 C)^T C^T PC + C^T PC(A + B\rho k_1 C) \right] x - 2\|x^T C^T PCB\| \hat{k}_3 + 2x^T C^T PCB_1 w + 2\gamma^{-1} \tilde{k}_3 \dot{\tilde{k}}_3 \quad (3.45)$$

olur. çünkü  $x^T PB_1 w$  skalerdir. Varsayım 1'in uygulanması ile

$$2x^T C^T PCB_1 w \leq 2\|x^T C^T PCB_1\| \|w\| \leq 2\|x^T C^T PCB_1\| \bar{w} \quad (3.46)$$

elde edilir. (3.46) numaralı Eşitlik (3.45) numaralı Eşitlikte yerine yazılacak olursa.

$$\begin{aligned} \frac{dV(x, \tilde{k}_3)}{dt} &\leq x^T \left[ (A + B\rho k_1 C)^T C^T PC + C^T PC(A + B\rho k_1 C) \right] x \\ &- 2\|x^T C^T PCB\| \hat{k}_3 + 2\|x^T C^T PCB_1\| \bar{w} + 2\gamma^{-1} \tilde{k}_3 \dot{\tilde{k}}_3 \end{aligned} \quad (3.47)$$

olarak elde edilebilir.  $k_3$  sabiti aşağıdaki eşitsizliği sağladığı varsayılacak olursa,

$$k_3 \geq \bar{w} \quad (3.48)$$

Eşitlik (3.47) ve (3.48)'den ve denetleyicinin parametrelerinin hata dinamiğini kullanarak, adaptiflik şartlarından Eşitlik (3.39)'ün ispatı sağlanmış olacaktır.

$$-2\|x^T C^T PCB\|\hat{k}_3 + 2\|x^T C^T PCB_1\|\bar{w} + 2\gamma^{-1}\tilde{k}_3\dot{\tilde{k}}_3 = 0$$

$$k_3 = cte \Rightarrow \dot{\tilde{k}}_3 = \dot{\hat{k}}_3$$

$$\gamma^{-1}\tilde{k}_3\dot{\hat{k}}_3 = \|x^T C^T PCB\|\hat{k}_3 - \|x^T C^T PCB_1\|k_3$$

$$\frac{d\hat{k}_3}{dt} = \frac{\gamma(\|x^T C^T PCB\|\hat{k}_3 - \|x^T C^T PCB_1\|k_3)}{\hat{k}_3 - k_3}$$

Bundan dolayı Lyapunov fonksiyonunun türevi aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$\frac{dV(x, \tilde{k}_3)}{dt} \leq x^T [(A + B\rho k_1 C)^T C^T PC + C^T PC(A + B\rho k_1 C)]x \quad (3.49)$$

Aşağıdaki gibi pozitif bir  $Q$  matrisi tanımlanacak olursa,

$$(A + B\rho k_1 C)^T C^T PC + C^T PC(A + B\rho k_1 C) \leq -Q$$

O zaman;

$$(A + B\rho k_1 C)^T C^T PC + C^T PC(A + B\rho k_1 C) + Q \leq 0 \quad (3.50)$$

olarak bulunur. Eşitlik (3.50)'nin her iki tarafı  $(C^T PC)^{-1}$  çarpılacak olursa

$$(C^T PC)^{-1} \{(A + B\rho k_1 C)^T C^T PC + C^T PC(A + B\rho k_1 C) + Q\} (C^T PC)^{-1} \leq 0 \quad (3.51)$$

olarak elde edilebilir.  $R = (C^T P C)^{-1}$  ve  $Z = k_1 C R$ , şeklinde tanımlanırken

$$RA^T + AR + Z^T \rho^T B^T + B \rho Z + R Q R < 0 \quad (3.52)$$

olarak elde edilebilir. Schur lemma kullanımını ile (3.52) numaralı Eşitlik doğrusal matris eşitsizliği (DME) şeklinde yazılırsa,

$$\begin{bmatrix} \mu & R \\ R & -Q^{-1} \end{bmatrix} < 0, \quad \mu = RA^T + AR + Z^T \rho^T B^T + B \rho Z \quad (3.53)$$

$$P = \left[ (C C^T)^{-1} C \right] R^{-1} \left[ C^T (C C^T)^{-1} \right]$$

$$k_1 = Z R^{-1} \left( C^T (C C^T)^{-1} \right)$$

elde edilebilir. (3.49) ve (3.50) Eşitliklerden

$$\frac{dV(x, \tilde{k}_3)}{dt} \leq -x^T Q x < 0 \quad (3.54)$$

olarak elde edilir.

Böylece, sistemdeki bozucu etkiler ortadan kaldırılarak genel adaptif hata toleranslı kompanzasyon kontrol problemi çözülebilir. Kapalı döngü ADD sistemi, asimptotik kararlıdır ve  $x(t)$  durum değişkenlerinin sifira asimptotik yakınlığı görülür.

Aşağıdaki algoritma AÇGBADD sistem tasarımının kısa bir özetini göstermektedir:

Adım 1: 1, 2 ve 3 numaralı varsayımların sağlandığının kontrolü.

Adım 2:  $Q^T = Q > 0$  varsayarak (3.53) ile  $P$  ve  $k_1$  matrislerinin hesaplanması.

Adım 3:  $k_2(t)$  kazancı Eşitlik (3.37) ve (3.39) ile hesaplanması.

Adım 4: Eşitlik (3.35) ile adaptif kontrol kanununun hesaplanması.

### **3.2. Doğrusal Olmayan Arızaya Dayanıklı Denetim Tasarımı**

Doğrusal olmayan sistemlerin kontrolüyle ilgili birçok çalışma yapılmıştır ve buna rağmen halen gelişmeye açık bir alan olarak karşımıza çıkmaktadır. Asenkron motorun doğrusal olmaması, geri beslemeli doğrusallaştırma (feedback linearization), kayan kipli kontrol olan değişken yapıli kontrol (variable structure control) ve uyarlamalı geri adımlama (adaptive backstepping) gibi etkili kontrol algoritmalarının uygulanmasına büyük kısıtlamalar getirmektedir.

Değişken yapıli kontrolün özel bir durumu olan kayan kipli denetleyici (KKD), bir dayanıklı kontrol yöntemi olarak basitliği ve başarılı uygulamaları ile öne çıkan bir yöntemdir. Bu yöntemle, kayma yüzeyinin izlenmesi sonucu belirli bir sistem davranışı hesaplanırken, bozuculara ve motor parametrelerindeki belirsizliklere karşı dayanıklılık elde edilir.

#### **3.2.1. Kayan kipli denetleyici**

Kayan kipli denetim, doğrusal olmayan bir denetim yöntemi olup en önemli avantajı parametrik ve yük belirsizliklerine karşı kararlılığı büyük ölçüde garanti etmesidir. Tasarımında oldukça esneklik sağlaması ve diğer doğrusal olmayan denetim yöntemlerine göre uygulanabilirliğinin daha kolay olması ve kısa zaman içinde etkin sonuçlar alınabilmesi diğer özellikleri olarak sayılabilir. Başka bir deyişle, kayan kipli kontrol yüksek hızlı, doğrusal olmayan bir geri besleme ile önceden belirlenen bir kayma yüzeyi üzerinde zamanda süresiz bir şekilde anahtarlama yapılarak elde edilen, belirgin, doğrusal olmayan, dayanıklı bir kontrol yöntemidir.

Kayan kipli denetim algoritmasındaki amaç, belirlenmiş bir yüzeye sistemin durum yörüngesini yaklaştırmak ve daha sonra bu yörünge üzerinde kalmasını sağlamaktır. Durum yörüngesinin erişimini sağlamak için anahtarlama kontrol sinyali, orada

kalmasını sağlamak için ise eşdeğer kontrol sinyali kullanılır. Kapalı devre sistemin kontrol işareti bu iki kontrol sinyalinin toplamından oluşur. Erişim tamamlandığında ya da belirsizliklerin mevcut olmadığı durumlarda anahtarlama kontrol sinyalinin sifıra yaklaşması beklenir. Ancak gerçek sistemlerde belirsizlikler sürekli mevcut olduğundan anahtarlama sinyalinin de değişik büyüklüklerde kontrol işaretine katkısı her zaman mevcuttur. Bu durumdan dolayı kontrol işaretinde oluşan yüksek frekanslı aşırı salınım gerçek sistemler için tehlikeli boyutlara ulaşabilmektedir ve en aza indirilmesi sağlıklı bir kontrol işareti üretmek açısından oldukça önemlidir. Çatırdama (chattering) olarak adlandırılan kontrol işareti üzerindeki bu istenmeyen büyüklükteki salınım, geleneksel kayan kipli denetim algoritmalarının en önemli sorunudur (Furat and Eker 2013).

### 3.2.2. Doğrusal olmayan blok denetim formu

Doğrusal olmayan herhangi bir sistem aşağıdaki gibi gözönüne alınmış olsun (Loukianov 2002; Loukianov *et al.* 2002).

$$\dot{x} = f(x, t) + B(x, t)u(t) + \Delta f(x, t) + D(x, t)w(t) \quad (3.55)$$

Burada  $x \in X \subset R^n$ ,  $u \in U \subset R^m$ ,  $w \in W \subset R^s$  dir.  $x$  sistemin durum vektörünü,  $f(x, t)$  sistemin kontrolsüz dinamiklerini,  $u(t)$  giriş vektörünü,  $w(t)$  bozucu vektörünü ve  $\Delta f(x, t)$  parametrelerin değişkenini göstermektedir.

Eşitlik (3.55)'in doğrusal olmayan blok denetim (DOBD) formu ( $r$  blokla) aşağıdaki gibi tanımlansın:

$$\dot{x}_i = f_i(x_1, \dots, x_i, t) + B_i(x_1, \dots, x_i, t)x_{i+1} + \Delta f_i(x_1, \dots, x_i, t) + D_i(x_1, \dots, x_i, t)w(t) \quad (3.56)$$

$$i = 1, \dots, r-1$$

$$\dot{x}_r = f_r(x_1, \dots, x_r, t) + B_r(x_1, \dots, x_r, t)u(t) + \Delta f_r(x_1, \dots, x_r, t) + D_r(x_1, \dots, x_r, t)w(t)$$

Burada  $x_i$ ,  $n_i \times 1$  boyutludur. Her blokta  $x_{i+1}$ , sanal bir kontrol giriş vektörü olarak düşünülecek olursa aşağıdaki bağıntı yazılabilir.

$$\text{rank}(B_i) = n_i, \quad \forall x \in X, \quad \forall t \geq 0 \quad (3.57)$$

$\dot{x}_i$  durumu göz önünde bulundurularak, dönüştürme yöntemi aşağıdaki adımlarla tanımlanabilir: ( $i = 1, \dots, r-1$ )

**Adım 1:**  $i=1$  ise Eşitlik (3.56)'daki  $x_2$  (sanal denetim kuralı), aşağıdaki formda tanımlanır:

$$x_2 = B_1^{-1}(z_1, t) \left( -f_1(z_1, t) + k_1 z_1 + E_{1,1} z_2 \right) \quad (3.58)$$

Burada  $z_1 = x_1$  ve  $z_2$  yeni değişkenler vektörü ve sırasıyla  $n_1 \times 1$ ,  $n_2 \times 1$  boyutlu,  $k_1$  pozitif skaler katsayısı ve  $E_{1,1} = [I_{n_1}, 0] \in R^{n_1 \times n_2}$  dir.

Eşitlik (3.58), Eşitlik (3.56)'da yerine yazılırsa, birinci dönüştürülmüş blok aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\dot{z}_1 = k_1 z_1 + E_{1,1} z_2 + \Delta f_1(z_1, t) + D_1(z_1, t)w(t) \quad (3.59)$$

Eşitlik (3.58)'den  $z_2$  değişkeni çekilecek olursa:

$$z_2 = \alpha_1(z_1, x_2, t) = \bar{B}_1(z_1, t)x_2 + \bar{f}_1(z_1, t) - k_1 z_1 \quad (3.60)$$

olarak elde edilir.



**Adım 2:** (3.56) ve (3.59) Eşitlik leri kullanılarak, Eşitlik (3.60)'in türevi aşağıdaki Eşitlik (3.61)'deki gibi bulunur.

$$\dot{z}_2 = \bar{f}_2(z_1, z_2, t) + \bar{B}_2(z_1, z_2, t)x_3 + \Delta\bar{f}_2(z_1, z_2, t) + \bar{D}_2(z_1, z_2, t)w(t) \quad (3.61)$$

Burada

$$\begin{aligned} \bar{f}_2(z_1, z_2, t) &= (\partial\alpha_1/\partial z_1)(k_1 z_1 + E_{1,1}z_2) + (\partial\alpha_1/\partial x_2)f_2 + \partial\alpha_1/\partial t, \quad \bar{B}_2 = \bar{B}_1 B_2 \\ \Delta\bar{f}_2 &= (\partial\alpha_1/\partial z_1)\Delta f_1 + (\partial\alpha_1/\partial x_2)\Delta f_2, \quad \bar{D}_2 = (\partial\alpha_1/\partial z_1)D_1 + (\partial\alpha_1/\partial x_2)D_2 \end{aligned}$$

dir.

Adım 1'deki gibi Eşitlik (3.61)'deki  $x_3$ , aşağıdaki gibi tanımlanabilir:

$$x_3 = \bar{B}_2^{-1}(z_1, z_2, t)(-\bar{f}_2(z_1, z_2, t) + k_2 z_2 + E_{2,1}z_3) \quad (3.62)$$

Burada  $z_3$  yeni değişken vektörü ve  $n_3 \times 1$  boyutlu,  $k_2$  pozitif skaler katsayısı ve  $E_{2,1} = [I_{n_2} \quad 0] \in R^{n_2 \times n_3}$  dür.

Eşitlik (3.62), Eşitlik (3.61)'de yerine yazılırsa:

$$\dot{z}_2 = k_2 z_2 + E_{2,1}z_3 + \Delta\bar{f}_2(z_1, z_2, t) + \bar{D}_2(z_1, z_2, t)w(t) \quad (3.63)$$

olarak bulunur. Adım 1'deki gibi, Eşitlik (3.62)'den  $z_3$  Eşitlik (3.64)'deki gibi

$$z_3 = \alpha_2(z_1, z_2, x_3, t) = \bar{B}_2(z_1, z_2, t)x_3 + \bar{f}_2(z_1, z_2, t) - k_2 z_2 \quad (3.64)$$

elde edilir.

**Adım  $i$ :** Bu süreç  $r - 1$  'inci adıma kadar tekrarlanacaktır ( $i = 3, \dots, r - 1$ ).

$$x_{i+1} = \bar{B}_i^{-1}(z_1, \dots, z_i, t) \left( -\bar{f}_i(z_1, \dots, z_i, t) + k_i z_i + E_{i,1} z_{i+1} \right) \quad (3.65)$$

Burada  $\bar{B}_i = \bar{B}_{i-1} B_i$ ,  $k_i$  pozitif bir skaler katsayı ve  $E_{i,1} = [I_{n_i} \quad 0] \in R^{n_i \times n_{i+1}}$  dir.

$z_{i+1}$  değişkeni Eşitlik (3.65)'den aşağıdaki gibi

$$\begin{aligned} z_{i+1} = \alpha_i(z_1, \dots, z_i, x_{i+1}, t) = \bar{B}_i(z_1, \dots, z_i, t) x_{i+1} + \bar{f}_i(z_1, z_2, t) - k_i z_i \\ i = 1, \dots, r - 1 \end{aligned} \quad (3.66)$$

elde edilir. Burada  $z_{i+1}$ ,  $n_{i+1} \times 1$  boyutlu ve  $E_{i,2} = [0 \quad I_{n_{i+1}-n_i}] \in R^{(n_{i+1}-n_i) \times n_{i+1}}$  dir.

Sonunda, Eşitlik (3.56) aşağıdaki gibi yeniden düzenlenebilir.

$$\begin{aligned} \dot{z}_i = k_i z_i + E_{i,1} z_{i+1} + \Delta \bar{f}_i(z_1, \dots, z_i, t) + \bar{D}_i(z_1, \dots, z_i, t) w(t) \\ i = 1, \dots, r - 1 \end{aligned} \quad (3.67)$$

$$\dot{z}_r = \bar{f}_r(z_1, \dots, z_r, t) + \bar{B}_r(z_1, \dots, z_r, t) u(t) + \Delta \bar{f}_r(z_1, \dots, z_r, t) + \bar{D}_r(z_1, \dots, z_r, t) w(t)$$

### 3.2.3. Asenkron motorun doğrusal olmayan blok denetim formu

Eksen dönüşümleri sonucunda üç fazlı asenkron motorların dinamik davranışının modellendiği vektör dönüşümleri (2.30), (2.31) ve (2.32) Eşitliklerinde elde edilmiş ve yüksek başarılı hız sürücülerinin denetiminde kullanılan vektör denetim yöntemlerinin temelini oluşturmuştur.  $d - q$  eksen takımındaki durum uzay modeli belirlenen durum

değişkenleri için diferansiyel denklemler düzenlendiğinde Eşitlik (3.68)'deki formda elde edilir.

$$\begin{aligned}
\frac{d\omega_m}{dt} &= \frac{pL_m}{L_r J} i_{qs} \psi_{dr} - \frac{F}{J} - \frac{T_L}{J} \\
\frac{d\psi_{dr}}{dt} &= \frac{L_m}{\tau_r} i_{ds} - \frac{1}{\tau_r} \psi_{dr} \\
\frac{di_{ds}}{dt} &= -a i_{ds} + \omega_s i_{qs} + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r \tau_r} \psi_{dr} + \frac{v_{ds}}{\sigma L_s} \\
\frac{di_{qs}}{dt} &= -a i_{qs} - \omega_s i_{ds} - \frac{L_m p}{\sigma L_s L_r} \omega_m \psi_{dr} + \frac{v_{qs}}{\sigma L_s}
\end{aligned} \tag{3.68}$$

Model son haliyle iki adet stator akımı, bir adet rotor akısı ve bir adet açısal hız için olmak üzere dört adet birinci dereceden diferansiyel denklemden oluşan bir sistemdir. Açısal hızın diğer denklemlerde durum değişkenleri ile çarpım halinde olmasından dolayı durum uzay modeli, doğrusal olmayan bir diferansiyel denklem takımıdır.

$$\text{Burada } \omega_s = p\omega_m + \frac{L_m}{\tau_r} i_{qs}, \quad a = \left( \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma \tau_r} \right), \quad \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \quad \text{ve} \quad \tau_r = \frac{L_r}{R_r}$$

Bu bölümde ele alınan arızalar aşağıdaki gibi iki sınıfta özetlenebilir (Choet *et al.* 1992; Vas 1994; Bonivento *et al.* 2004; Karami *et al.* 2010; Djeghali *et al.* 2013; Mekki *et al.* 2013):

- Statik veya dinamik eksantriklik arızaları,
- Kırık rotor çubuğu arızaları,

İlk arıza nedeni stator ve rotor asimetridir. Stator ve rotor arızalarının varlığında, asenkron motorda asimetriler üretilir. Bu nedenle stator sargısında bazı harmonikler oluşur. Stator akım değerlerine sinüzoidal bir bozucu terimi ekleyerek bu etkinin modelini oluşturmak mümkündür. Böylece stator akım değerleri aşağıdaki gibi ifade

edilebilir.

$$\begin{aligned} i_{sd}^f(t) &= i_{sd}^{uf} + A \sin(\omega_c(t) + \theta_s(t) + \phi), \\ i_{sq}^f(t) &= i_{sq}^{uf} + A \cos(\omega_c(t) + \theta_s(t) + \phi) \end{aligned}$$

Burada  $A$  ve  $\phi$  bilinmemektedir ve bunlar stator ve rotor arızaları varlığına bağlıdır. Statik eksantriklik oluştu ise;

$$\omega_c(t) + \theta_s(t) = 2\pi f t + (p\omega_{m,ref} + \omega_{sl})t + \theta_{s0}$$

Dinamik eksantriklik oluştu ise;

$$\omega_c(t) + \theta_s(t) = 2(\pi f \pm 2k\omega_{sl})t + (p\omega_{m,ref} + \omega_{sl})t + \theta_{s0}$$

Burada  $k = 1, \dots, N$  sonlu tamsayı ve  $\theta_{s0}$  arıza oluştuğunda sonra referans senkron çatının bilinmeyen konumudur.

Ayrıca kırık rotor çubukları, rotor direncinin değişimine yol açabilir.  $\Delta R_r$  rotor direncinin değişimi olarak ele alınsın. Rotor direncinin yerine  $R_r + \Delta R_r$  yazılacak olursa, rotor direncinin değişimi ve stator akım harmoniklerinin varlığında asenkron motorun modeli Eşitlik (3.68)'den aşağıdaki gibi elde edilecektir.

$$\begin{aligned} \frac{d\omega_m}{dt} &= \frac{pL_m}{L_r J} i_{qs} \psi_{dr} - \frac{F}{J} \omega_m + h_1(t) \\ \frac{d\psi_{dr}}{dt} &= \frac{L_m}{\tau_r} i_{ds} - \frac{1}{\tau_r} \psi_{dr} + h_2(t) \\ \frac{di_{ds}}{dt} &= -a i_{ds} + \omega_s i_{qs} + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r \tau_r} \psi_{dr} + \frac{v_{ds}}{\sigma L_s} + h_3(t) \\ \frac{di_{qs}}{dt} &= -a i_{qs} - \omega_s i_{ds} - \frac{L_m p}{\sigma L_s L_r} \omega_m \psi_{dr} + \frac{v_{qs}}{\sigma L_s} + h_4(t) \end{aligned} \tag{3.69}$$

Burada  $h_1(t) = -\frac{T_L}{J} + h_1(\Delta i_{dq})$ ,  $h_2(t) = h_2(\Delta i_{dq}, \Delta R_r)$ ,  $h_3(t) = h_3(\Delta i_{dq}, \Delta R_r)$  ve  $h_4(t) = h_4(\Delta i_{dq}, \Delta R_r)$  arıza terimlerini göstermektedirler. Bilinmeyen yük moment belirsizliği  $h_1(t)$  olarak ele alınmıştır.

Asenkron motorun doğrusal olmayan blok kontrol formunu elde etmek için aşağıdaki varsayımlar yapılmıştır:

$$x_{11} = \omega_m, \quad x_{12} = \psi_{dr}, \quad x_{21} = i_{ds}, \quad x_{22} = i_{qs}$$

Yukarıdaki varsayımlar altında asenkron motorun Eşitlik (3.69)'dan birinci ve ikinci diferansiyel Eşitlikler yeniden yazılırsa,

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} x_{11} &= \frac{pL_m}{L_r J} x_{12} x_{22} - \frac{F}{J} x_{11} + h_1(t) \\ \frac{d}{dt} x_{12} &= \frac{L_m}{\tau_r} x_{21} - \frac{1}{\tau_r} x_{12} + h_2(t) \end{aligned} \quad (3.70)$$

olarak elde edilir. Doğrusal olmayan sistem için birinci blok dönüşüm yapılacak olursa, birinci blok aşağıdaki gibi elde edilecektir.

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_{11} \\ \dot{x}_{12} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{F}{J} x_{11} \\ -\frac{1}{\tau_r} x_{12} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \frac{pL_m}{L_r} x_{12} \\ \frac{L_m}{\tau_r} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{21} \\ x_{22} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} h_1(t) \\ h_2(t) \end{bmatrix} \quad (3.71)$$

Eşitlik (3.71)'de yeniden yazılırsa birinci blok Eşitlik (3.72)'deki gibi elde edilir.

$$\dot{X}_1 = f_1(X_1) + B_1(X_1)X_2 + H_1(t) \quad (3.72)$$

Burada

$$X_1 = \begin{bmatrix} x_{11} \\ x_{12} \end{bmatrix}, f_1(X_1) = \begin{bmatrix} -\frac{F}{J} x_{11} \\ -\frac{1}{\tau_r} x_{12} \end{bmatrix}, B_1(X_1) = \begin{bmatrix} 0 & \frac{pL_m}{L_r} x_{12} \\ \frac{L_m}{\tau_r} & 0 \end{bmatrix},$$

$$X_2 = \begin{bmatrix} x_{21} \\ x_{22} \end{bmatrix}, H_1(t) = \begin{bmatrix} h_1(t) \\ h_2(t) \end{bmatrix}$$

şeklinde tanımlanmıştır.

Yukarıdaki varsayımlar altında asenkron motorun Eşitlik (3.69)'dan üçüncü ve dördüncü diferansiyel denklemleri yeniden yazılırsa,

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} x_{21} &= -ax_{21} + \omega_s x_{22} + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r \tau_r} x_{12} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{ds} + h_3(t) \\ \frac{d}{dt} x_{22} &= -ax_{22} - \omega_s x_{21} - \frac{L_m p}{\sigma L_s L_r} x_{11} x_{12} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{qs} + h_4(t) \end{aligned} \quad (3.73)$$

olarak elde edilir. Doğrusal olmayan sistem için ikinci blok dönüşüm yapılırsa, ikinci blok aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_{21} \\ \dot{x}_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -ax_{21} + \omega_s x_{22} + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r \tau_r} x_{12} \\ -ax_{22} - \omega_s x_{21} - \frac{L_m p}{\sigma L_s L_r} x_{11} x_{12} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} h_3(t) \\ h_4(t) \end{bmatrix} \quad (3.74)$$

Eşitlik (3.74) yeniden yazılırsa ikinci blok Eşitlik (3.75)'deki forma dönüşecektir.

$$\dot{X}_2 = f_2(X_1, X_2) + B_2 u(t) + H_2(t) \quad (3.75)$$

Burada

$$f_2(X_1, X_2) = \begin{bmatrix} -ax_{21} + \omega_s x_{22} + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r \tau_r} x_{12} \\ -ax_{22} - \omega_s x_{21} - \frac{L_m p}{\sigma L_s L_r} x_{11} x_{12} \end{bmatrix} \quad B_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \end{bmatrix}$$

$$u(t) = \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} \quad H_2 = \begin{bmatrix} h_3(t) \\ h_4(t) \end{bmatrix}$$

şeklinde tanımlanmaktadır.

Gözönüne alınan herhangi bir asenkron motor, blok formda iki alt sistem halinde aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\begin{aligned} \dot{X}_1 &= f_1(X_1) + B_1(X_1)X_2 + H_1(t) \\ \dot{X}_2 &= f_2(X_1, X_2) + B_2 u(t) + H_2(t) \end{aligned} \quad (3.76)$$

Burada  $X_2$  ilk blok için sanal giriş vektörü,  $H_1(t)$  arıza ve eşleşik olmayan (unmatched) belirsizliklerin vektörü ve  $H_2(t)$  arıza ve eşleşik (matched) belirsizliklerin vektörüdür.

Arıza ve belirsizlik vektörlerinin limitini aşağıdaki gibi varsayalım,

$$\|H_1(t)\| < H_{1\max}$$

$$\|H_2(t)\| < H_{2\max}$$

Burada  $H_{1\max}$  ve  $H_{2\max}$  bilinen pozitif sabitlerdir.

### 3.2.4. Kayan kipli blok denetleyici tasarımı (KKBD) ve kontrolü

#### 3.2.4.a. Birinci KKBD metodu

Tasarlanacak olan denetleyicinin amacı, motorun pozisyonunun bilinen bir referans sinyalini yani  $X_{1,ref}$  'yi takip etmesidir. Ayrıca asenkron motor modelinde parametrik belirsizliklere, doğrusal olmayan davranışlara ve bozucu etkilere karşı dayanıklı olması gerekmektedir. Bu amaçla (3.76)'daki sisteme ait hata fonksiyonu aşağıdaki gibi tanımlanır:

$$Z_1 = \begin{bmatrix} z_{11} \\ z_{12} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_{11,ref} - x_{11} \\ x_{12,ref} - x_{12} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \omega_{m,ref} - \omega_m \\ \psi_{dr,ref} - \psi_{dr} \end{bmatrix} \quad (3.77)$$

$$Z_1 = X_{1,ref} - X_1 \Rightarrow X_1 = -Z_1 + X_{1,ref} \quad ve \quad \dot{X}_1 = -\dot{Z}_1 + \dot{X}_{1,ref} \quad (3.78)$$

Burada  $X_{1,ref}$  ,  $X_1$  'in arzu edilen referans değeridir.

Eşitlik (3.76) ve (3.78) kullanılarak,

$$\dot{Z}_1 = -f_1(X_1) + \dot{X}_{1,ref} - B_1(X_1)X_2 - H_1(t) \quad (3.79)$$

olarak yazılabilir.

Bir sanal kontrol kuralı aşağıdaki gibi tanımlanır (Khalil 1996):

$$X_2 = B_1^{-1}(X_1)[-f_1(X_1) + \dot{X}_{1,ref} + K_1 Z_1 - Z_2] \quad (3.80)$$



Burada  $Z_2$  yeni bir değişken,  $K_1 = \begin{bmatrix} k_{11} & 0 \\ 0 & k_{12} \end{bmatrix}$ ,  $k_{11} > 0$ ,  $k_{12} > 0$  dır.

Eşitlik (3.80), Eşitlik (3.79) 'da yerine yazılırsa,

$$\dot{Z}_1 = -K_1 Z_1 + Z_2 - H_1(t) \quad (3.81)$$

elde edilir. Eşitlik (3.80) kullanılarak,

$$Z_2 = f_1(X_1) - \dot{X}_{1,ref} - K_1 Z_1 + B_1(X_1)X_2 \quad (3.82)$$

olarak yazılabilir. (3.82) Eşitliğinin zamana göre türevi alındığında Eşitlik (3.83) elde edilir.

$$\dot{Z}_2 = \frac{d}{dt}(f_1(X_1)) - \ddot{X}_{1,ref} - K_1 \dot{Z}_1 + \frac{d}{dt}(B_1(X_1))X_2 + B_1(X_1)\dot{X}_2 \quad (3.83)$$

Eşitlik (3.83) aşağıdaki gibi yeniden yazılırsa,

$$\dot{Z}_2 = F(Z_1, Z_2, X_1, X_{1,ref}, X_2) + B(X_1)u(t) + H(t) \quad (3.84)$$

elde edilir. Burada

$$F(Z_1, Z_2, X_1, X_{1,ref}, X_2) = \begin{bmatrix} -\frac{F}{J} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{\tau_r} \end{bmatrix} (K_1 Z_1 - Z_2 + \dot{X}_{1,ref}) - \ddot{X}_{1,ref} - K_1(-K_1 Z_1 + Z_2) \\ + \begin{bmatrix} 0 & \frac{pL_m}{L_r J} (k_{12} z_{12} - z_{22} + \dot{x}_{12,ref}) \\ 0 & 0 \end{bmatrix} X_2 + B_1(X_1) f_2(X_1, X_2)$$

$$B(X_1) = B_1(X_1) B_2$$

$$H(t) = \left( K_1 + \begin{bmatrix} -\frac{F}{J} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{\tau_r} \end{bmatrix} \right) H_1(t) + B_1(X_1) H_2(t) + \begin{bmatrix} \frac{pL_m}{L_r J} \\ 0 \end{bmatrix} h_{12}$$

dir.

Böylece, asenkron motorun yeni değişkenleri ile blok kontrol formu aşağıdaki gibi elde edilebili:.

$$\begin{aligned} \dot{Z}_1 &= -K_1 Z_1 + Z_2 - H_1(t) \\ \dot{Z}_2 &= F(Z_1, Z_2, X_1, X_{1,ref}, X_2) + B(X_1) u(t) + H(t) \end{aligned} \quad (3.85)$$

Kayan kipli denetleyici tasarlanırken ilk aşama, kayma yüzeyinin belirlenmesidir. Bu aşamada denetleyiciye uygun bir kayan yüzey seçerek denetleyicinin istenen referans değerine ulaşması sağlanabilir. Kayma yüzeyi, Eşitlik (3.86) ile tanımlanmıştır.

$$s(t) = Z_2(t) = 0 \quad (3.86)$$

Kayan kipli denetimin amacı, durum değişkenlerini kayma yüzeyine ( $s(t) = 0$ ) zorlamak ve bu yüzeyde kalmasını sağlamaktır.

Eşitlik (3.85) ile gösterilen açık çevrim dinamiğinde hatayı sifira götürecekt kontrolcü işareti, bir sonraki bölümde verilecek kararlılık analizi yardımı ile aşağıdaki gibi tasarlanabilir:

$$u(t) = B^{-1}(X_1)[-F(Z_1, Z_2, X_1, X_{1,ref}, X_2) - K_2 Z_2 - K_{sw2} \text{sgn}(S(t))] \quad (3.87)$$

Burada  $K_{sw2} = \begin{bmatrix} k_{sw21} & 0 \\ 0 & k_{sw22} \end{bmatrix} > 0$  ve  $K_2 = \begin{bmatrix} k_{21} & 0 \\ 0 & k_{22} \end{bmatrix}$ ,  $k_{21} > 0$ ,  $k_{22} > 0$  dir.

Kayma kipli denetimde kayma yüzeyine ulaşmanın garanti edilmesi için bilinmeyen bozucuların, belirsizliklerin ve arızaların üst sınırının bilinmesi gerekir.

$$\|H(t)\| < H_{\max}$$

Burada  $H_{\max}$ ,  $H(t)$  nin üst sınırını ifade etmektedir.

$K_{sw2} > H_{\max} > \|H(t)\|$  ifadesinin sağlandığı varsayım altında Eşitlik (3.87) ile verilen kontrol girişi (3.85)'de verilen açık çevrim hata dinamiğine uygulanacak olursa, kapalı çevrim hata dinamiği aşağıdaki gibi elde edilebilir:

$$\begin{aligned} \dot{Z}_1 &= -K_1 Z_1 + Z_2 - H_1(t) \\ \dot{Z}_2 &= -K_2 Z_2 - K_{sw2} \text{sgn}(S(t)) + H(t) \end{aligned} \quad (3.88)$$

## 1. Kararlılık Analizi

Sistemin kapalı çevrim kararlılık analizi Lyapunov tarzı yaklaşımlar kullanılarak yapılmıştır. Aşağıdaki fonksiyon, aday Lyapunov fonksiyonu olarak seçilirse,

$$V = \frac{1}{2} s^T(t) s(t) = \frac{1}{2} Z_2^T Z_2 \quad (3.89)$$

Yakınsamanın sağlanabilmesi için Lyapunov fonksiyonun zamana göre türevinin negatif olması gerekir (DeCarlo *et al.* 1999).

$$\dot{V} = Z_2^T \dot{Z}_2 < 0 \quad (3.90)$$

Eşitlik (3.88) ve (3.90)'na göre Eşitlik (3.91) aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\begin{aligned} \dot{V} &= s^T(t) \dot{s}(t) = Z_2^T \dot{Z}_2 \\ &= Z_2^T (F(Z_1, Z_2, X_1, X_{1,ref}, X_2) + B(X_1)u(t) + H(t)) \\ &= Z_2^T (-K_2 Z_2 - K_{sw2} \text{sgn}(s(t)) + H(t)) \\ &= -K_2 Z_2^T Z_2 + Z_2^T (-K_{sw2} \text{sgn}(s(t)) + H(t)) \end{aligned} \quad (3.91)$$

Burada  $K_2$ 'nin pozitif bir skaler katsayısı olması sebebi ile aşağıdaki eşitsizliğin sağlanması gereklidir.

$$-K_2 Z_2^2 < 0$$

(3.91) Eşitliğinde görüldüğü üzere  $K_{sw2}$  hata değerinden büyük olduğu müddetçe kayma yüzeyine yakınsama sağlanacaktır. Yani  $K_{sw2}$  aşağıdaki eşitsizliğe göre seçilirse;

$$K_{sw2} > H_{\max} > \|H(t)\|$$

$$K_2 > 0 \text{ ve } K_{sw2} > H_{\max}$$

olmak üzere

$$\dot{V} < 0,$$

eşitsizliği sağlanır ve böylece asimptotik kararlılık elde edilir.

Eğer limit durumunda  $Z_2(t) \rightarrow 0$  'a yaklaşırsa Eşitlik (3.88) aşağıdaki forma indirgenebilir.

$$\dot{Z}_1 = -K_1 Z_1 + 0 - H_1(t) \quad (3.92)$$

Burada  $H_1(t)$  arıza terimi ve eşleşik olmayan (unmatched) belirsizlik vektörüdür ve  $Z_1$  'in sifıra yakınsamasını zorlaştırıcı özelliktedir. Ancak  $H_1(t)$  'nin etkisini azaltmak için  $K_1$  'in yeteri kadar büyük bir değere sahip olması gerekir. Böylece belirsizlik ve arıza etkilerine rağmen, doğrusal olmayan sistemin kararlılığı sağlanmaktadır.

### 3.2.4.b. İkinci KKBD metodu

Birinci metotun aşağıdaki gibi üç önemli problemi vardır:

- 1- Hesaplama yönteminin kullanılması oldukça zor hale gelmiştir.
- 2-  $K_1$  sayısına büyük değerler verilirse hız izleme hatası azaltılabilir. Ama kalıcı hatayı kaldırmak mümkün değildir. Çünkü  $H_1(t)$  'nin kayıp olmayan terimi ( $T_L$ ) halen mevcuttur. ( $\psi_{dr} \rightarrow \psi_{dr,ref}$ ,  $\omega_{m,ref} - \omega_m \rightarrow \varepsilon \neq 0$ )
- 3- Birinci metod  $X_1 = [\omega_m, \psi_{dr}]^T$  değişkenlerinin yakınsamasını garanti ederken  $X_2 = [i_{ds}, i_{qs}]^T$  değişkenlerinin yakınsamasını dikkate almamakta ve bu sebeple akım dalgalanmasının artmasına neden olmaktadır.

Yukarıda belirttiğimiz problemleri çözmek için ikinci KKBD metodu önerilmektedir. Bununla birlikte izleme hatasını azaltmak için yeni kayma yüzeyi tanımlanmaktadır ve

bu yöntem doğrusal olmayan kayan kipli denetim yöntemi olarak adlandırılmaktadır. Ayrıca belirsizliklerin ve bozucuların ( $H_1(t)$ ) etkilerini azaltmak için sanal kontrolcüye dayanaklı bir terim eklenmektedir.

Bu hedeflere ulaşmak için aşağıdaki şekilde yeni bir hata fonksiyonunun tanımlanması gereklidir:

$$Z_1 = X_{1,ref} - X_1 = \begin{bmatrix} z_{11} \\ z_{12} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_{11,ref} - x_{11} \\ x_{12,ref} - x_{12} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \omega_{m,ref} - \omega_m \\ \psi_{dr,ref} - \psi_{dr} \end{bmatrix} \quad (3.93)$$

$$Z_2 = X_{2,ref} - X_2 = \begin{bmatrix} z_{21} \\ z_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_{21,ref} - x_{21} \\ x_{22,ref} - x_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{ds,ref} - i_{ds} \\ i_{qs,ref} - i_{qs} \end{bmatrix} \quad (3.94)$$

(3.94) ve (3.76) Eşitlikleri, Eşitlik (3.93)'ün türevini aldıktan sonra yerine yazılacak olursa:

$$\begin{aligned} \dot{Z}_1 &= \dot{X}_{1,ref} - \dot{X}_1 = \dot{X}_{1,ref} - f_1(X_1) - B_1(X_1)(X_{2,ref} - Z_2) - H_1(t) \\ &= -f_1(X_1) + \dot{X}_{1,ref} - B_1(X_1)X_{2,ref} + B_1(X_1)Z_2 - H_1(t) \end{aligned} \quad (3.95)$$

şeklinde elde edilir. Bu metotta,  $X_{2,ref}$  bir sanal değişken olarak göz önüne alınırsa, sanal kontrol kuralı aşağıdaki gibi tanımlanabilir:

$$X_{2,ref} = B_1^{-1}(X_1) \left( -f_1(X_1) + \dot{X}_{1,ref} + K_1 Z_1 + K_{sw1} \tanh(Z_1 / \rho_1) \right) \quad (3.96)$$

Burada  $\tanh(\bullet)$  terimi eşleşik olmayan (unmatched) belirsizliklere ( $H_1(t)$ ) karşı

tanımlanmış  $K_{sw1} = \begin{bmatrix} k_{sw11} & 0 \\ 0 & k_{sw12} \end{bmatrix}$  kayma kazancını göstermekte olup

$\|K_{sw1}\| > H_{1max} > \|H_1(t)\|$  şartını sağlamalıdır ve  $\rho_1$  yeterince küçük pozitif bir sabittir.

Eşitlik (3.96) Eşitlik (3.95)'de yerine yazılırsa, birinci blok aşağıdaki gibi elde edilir:

$$\dot{Z}_1 = -K_1 Z_1 + B_1(X_1)Z_2 - K_{sw1} \tanh(Z_1 / \rho_1) - H_1(t) \quad (3.97)$$

Diğer yandan, Eşitlik (3.94)'un türevinden ve Eşitlik (3.76)'dan ikinci blok aşağıdaki gibi elde edilir:

$$\dot{Z}_2 = \dot{X}_{2,ref} - \dot{X}_2 = -f_2(X_1, X_2) + \dot{X}_{2,ref} - B_2 u(t) - H_2(t) \quad (3.98)$$

(3.97) ve (3.98) Eşitliklerini entegre ederek (3.99) Eşitliği aşağıdaki gibi elde edilir:

$$\begin{aligned} \dot{Z}_1 &= -K_1 Z_1 + B_1(X_1)Z_2 - K_{sw1} \tanh(Z_1 / \rho_1) - H_1(t) \\ \dot{Z}_2 &= -f_2(X_1, X_2) + \dot{X}_{2,ref} - B_2 u(t) - H_2(t) \end{aligned} \quad (3.99)$$

(3.99) Eşitliğinin yakınsak olması için doğrusal olmayan integral kayma yüzeyi aşağıdaki şekilde tanımlanır:

$$s(t) = Z_2(t) + c \int_0^t Z_2^\mu(\tau) d\tau \quad (3.100)$$

Burada  $s(t) = [s_1(t), s_2(t)]^T$ ,  $0 < \mu = \frac{p}{q} < 1$ ,  $p, q$  tek sayılar ve  $c > 0$  dir.  $p$  ve  $q$  parametrelerinin kullanılmasının sebebi yakınsama süresini iyileştirmek ve izleme hatasını azaltmaktır.

Eşitlik (3.100)'ün türevinden ve Eşitlik (3.99)'dan, Eşitlik (3.101) aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\dot{s}(t) = \dot{Z}_2 + c Z_2^\mu = -f_2(X_1, X_2) + \dot{X}_{2,ref} + c Z_2^\mu - B_2 u(t) - H_2(t) \quad (3.101)$$

Eşitlik (3.101)'in kararlılığını sağlamak için aşağıdaki kontrol kuralı önerilmektedir.

$$u(t) = B_2^{-1} \left( -f_2(X_1, X_2) + \dot{X}_{2,ref} + cZ_2'' + K_2 s(t) + K_{sw2} \operatorname{sgn}(s(t)) \right) \quad (3.102)$$

Böylece  $Z_1$  ve  $Z_2$ 'nin sifıra yakınsaması garanti edilmektedir. Burada

$$K_2 = \begin{bmatrix} k_{21} & 0 \\ 0 & k_{22} \end{bmatrix} > 0 \quad \text{ve} \quad \|K_{sw2}\| > H_{2\max} > \|H_2(t)\| \text{ dir.}$$

### 1. Kararlılık analizi

Sistemin kapalı çevrim kararlılık analizi, Lyapunov tarzı yaklaşımlar kullanılarak yapılmıştır. Aşağıdaki fonksiyon, aday Lyapunov fonksiyonu olarak seçilirse;

$$V(t) = 0.5s^T(t)s(t) \quad (3.103)$$

Buna göre aşağıdaki denklemler elde edilir:

$$\begin{aligned} V(t) &= 0.5s^T(t)s(t) \\ \dot{V}(t) &= s^T(t)\dot{s}(t) \\ \dot{V}(t) &= s^T(t) \left( -f_2(X_1, X_2) + \dot{X}_{2,ref} + cZ_2'' - B_2 u(t) - H_2(t) \right) \\ \dot{V}(t) &= s^T(t) \left( -K_2 s(t) - K_{sw2} \operatorname{sgn}(s(t)) - H_2(t) \right) \\ \dot{V}(t) &= -s^T(t)K_2 s(t) + s^T(t) \left( -K_{sw2} \operatorname{sgn}(s(t)) - H_2(t) \right) \end{aligned} \quad (3.104)$$

Burada  $\|K_{sw2}\| > H_{2\max}$  seçilirse,  $\dot{V}(t) = -s^T(t)K_2 s(t) < 0$  olacaktır.

$s(t)$ 'nin yakınsak olması nedeniyle  $Z_2 \rightarrow 0$  yakınsaması da garanti edilecektir.

Dolayısıyla, Eşitlik (3.99) aşağıdaki forma indirgenecektir.



$$\dot{Z}_1 = -K_1 Z_1 + 0 - K_{sw1} \tanh(Z_1 / \rho_1) - H_1(t) \quad (3.105)$$

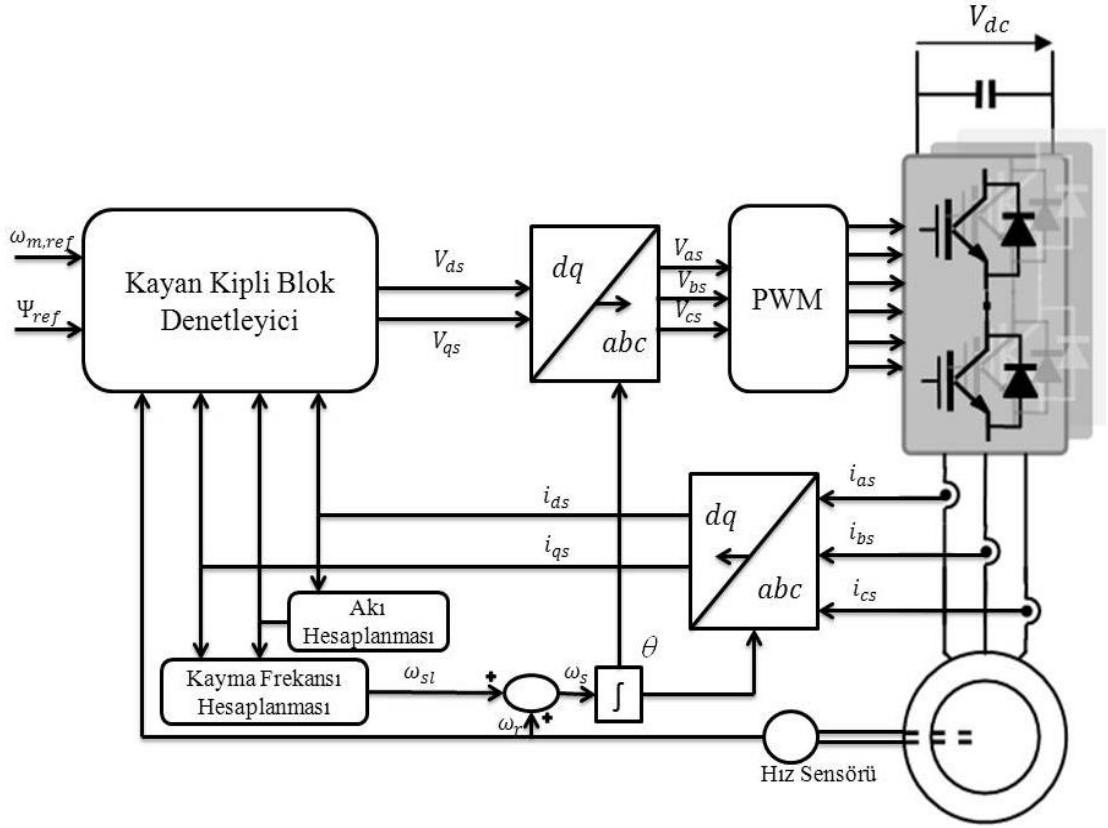
$V_1(t) = 0.5Z_1^T Z_1$  Lyapunov fonksiyonunu tanımlayarak;

$$\begin{aligned} V_1(t) &= 0.5Z_1^T Z_1 \\ \dot{V}_1(t) &= Z_1^T \dot{Z}_1 = Z_1^T (-K_1 Z_1 - K_{sw1} \tanh(Z_1 / \rho_1) - H_1(t)) \\ \dot{V}_1(t) &= -Z_1^T K_1 Z_1 + Z_1^T (-K_{sw1} \tanh(Z_1 / \rho_1) - H_1(t)) \end{aligned} \quad (3.106)$$

elde edilir.

$\|K_{sw1}\| > H_{1\max}$  seçilirse  $\dot{V}_1(t) = -Z_1^T K_1 Z_1 < 0$  olup,  $Z_1$  değişkeninin yakınsaması ( $Z_1 \rightarrow 0$ ) eşleşik olmayan (unmatched) bozuculara ve belirsizliklere rağmen garanti edilir hale gelecektir.

Yukarıdaki denetleyici tasarımı ve kararlılık analizinden açık bir şekilde görülmektedir ki, (3.102) ile verilen denetleyici sinyali tüm denetleyici kazançları uygun şekilde seçildiğinde (3.101)'deki kapalı çevrimi asimptotik bir şekilde sıfır değerine götürmekte ve sistemin kararlılığını garanti etmektedir. Asenkron motorun KKBD denetimi için blok diyagramı Şekil 3.1'de görülmektedir.



Şekil 3.1. Asenkron motorun KKBD denetimi için blok diyagramı

#### 4. ARAŞTIRMA BULGULARI

Üç fazlı asenkron motorların denetiminin gerçekleştirilmesi amacıyla tasarlanan adaptif durum geri beslemeli arızaya dayanıklı denetim (ADGBADD) sisteminin, adaptif çıkışlı geri beslemeli arızaya dayanıklı denetim (AÇGBADD) sisteminin ve kayan kipli denetim (KKD) sisteminin başarısının test edilebilmesi için benzetim çalışmaları karşılaştırmalı olarak gerçekleştirilmiştir.

##### 4.1. Adaptif Durum Geri Beslemeli Arızaya Dayanıklı Denetleyicinin Benzetimi

Önerilen adaptif durum geri beslemeli arızaya dayanıklı denetimin simülasyonu için, algoritması daha önce açıklanan adımlar izlenecektir. Sistemin MATLAB/Simulink modeli çıkartılmış ve bilgisayar ortamında simülasyonu yapılarak gerçek sistemin davranışı hakkında genel bir bilgi elde edilmiştir.

Deneyle için 4 kW'lık sincap kafesli bir asenkron motor gözönüne alınmıştır. Motorun parametreleri Çizelge 4.1'de verilmiştir.

**Çizelge 4.1.** Asenkron motor parametreleri (Benbouzid *et al.* 2007)

$P_m$ -Ortalama Güç	4 kW
$I_n$ -Stator Akımı	16 A
$U_n$ -Stator Gerilimi	380 V
$R_s$ -Stator Direnci	1.2 $\Omega$
$R_r$ -Rotor Direnci	1.8 $\Omega$
$L_s$ -Stator Endüktansı	0.1554 H
$L_r$ -Rotor Endüktansı	0.1566 H
$L_m$ -Ortak Endüktans	0.15 H
$J$ -Eylemsizlik Sabiti	0.024 kg. m <sup>2</sup>
$F$ -Sürtünme Katsayısı	0.011 IS
$f_{sn}$ -Stator Frekansı	50 Hz
$p$ -Kutup Çifti sayısı	2

Başlangıçta  $0 \leq t \leq 0.2$  zaman aralığında motorun normal çalıştığı varsayılacak olursa, bu durumda  $\rho = 1$  olacaktır.

Motor durumları başlangıç koşulları  $x(0) = [4, 4, 1, 1, 10]^T$  olarak seçilmiştir. Aşağıdaki sabitler benzetim için göz önüne alınan katsayılardır.

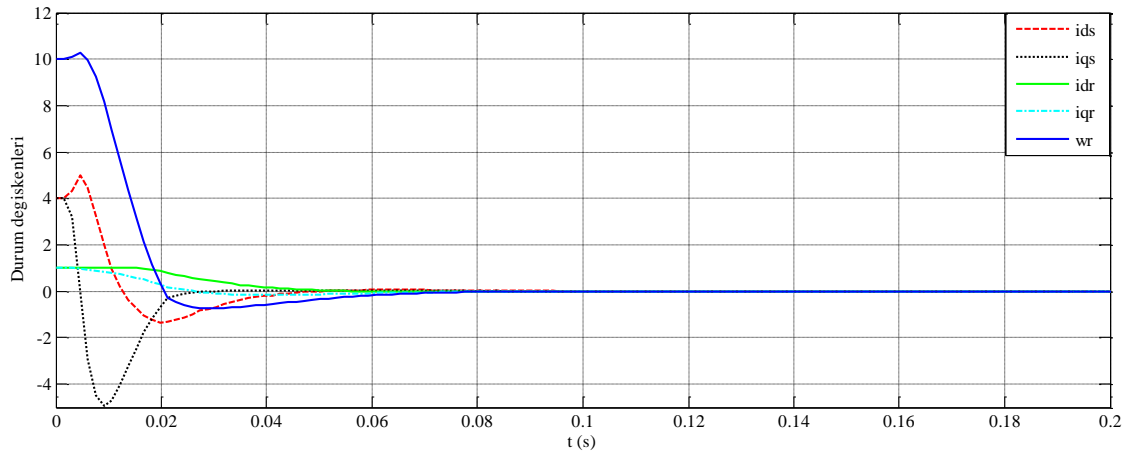
$$\gamma = 50, \quad \alpha = 10, \quad \beta = 20, \quad Q = I_5,$$

Eşitsizlik (3.26)'dan doğrusal matris eşitsizliği (DME) optimizasyon algoritmasını MATLAB program ile çözerek  $P$  ve  $k_1$  aşağıdaki gibi elde edilebilir:

$$k_1 = \begin{bmatrix} 31.3198 & 54.2543 & 36.3926 & 37.4848 & -7.4969 \\ 156.8406 & 105.1832 & 177.2575 & 100.9172 & -2.3716 \end{bmatrix},$$

$$P = \begin{bmatrix} 3.9102 & 5.0484 & 4.3809 & 4.6873 & 0.0950 \\ 5.0484 & 36.2473 & 7.3945 & 34.3687 & -1.8239 \\ 4.3809 & 7.3945 & 5.3520 & 6.9827 & 0.0419 \\ 4.6873 & 34.3687 & 6.9827 & 32.7983 & -1.7876 \\ 0.0950 & -1.8239 & 0.0419 & -1.7876 & 0.2753 \end{bmatrix}$$

Şekil 4.1'de motorun durum değişkenlerinin zamana göre değişimi gösterilmiştir.



**Şekil 4.1.** Durum değişkenlerinin zamana göre değişimi

Şekil 4.1’de sisteme ait, durum değişkenlerinin gerek elektriksel ve mekanik zaman sabitlerine göre ve gerekse (Ye and Yang 2006; Benbouzid *et al.* 2007; Noaman 2008; Gaied and Mohamed 2010; Mekki *et al.* 2013) gibi önceki çalışmalardan elde edilen sonuçlarla karşılaştırıldığında daha kısa sürede sifira yaklaşmış olduğu görülmektedir. Böylece kapalı döngü ADD sistemi asimptotik kararlıdır ve  $x(t)$  durum değişkenlerinin sifira asimptotik yakınlaştığı açıkça görülür.

Motorun bozucu girişlere karşı başarımının incelenebilmesi amacıyla, motora  $t=0.2$  s’de 4 N.m sabit yük momenti uygulanmıştır. Ayrıca aşağıdaki arıza modlarının varlığı göz önüne alınmıştır.

Mod 1) motor normal modda:

$$\left. \begin{array}{l} 0 \leq t \leq 0.4 \\ t \geq 0.44 \end{array} \right\} \Rightarrow \rho = 1$$

Mod 2) motora % 30 sürücü arızasının uygulandığı durum:

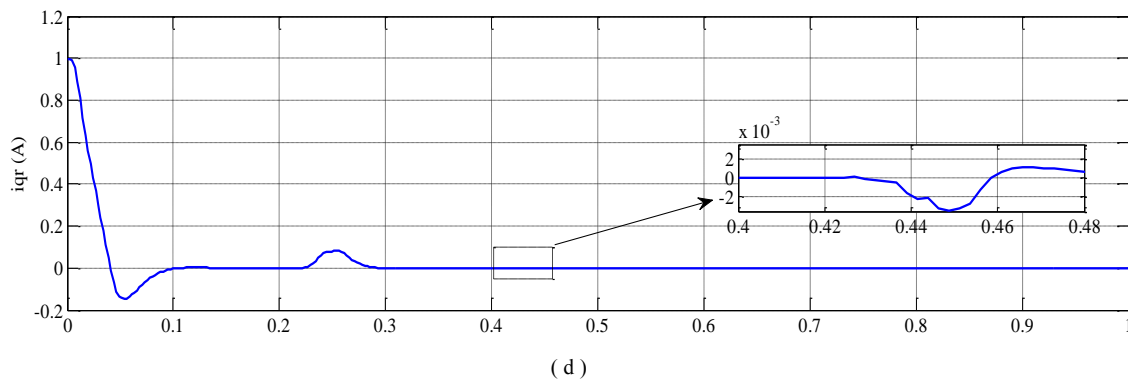
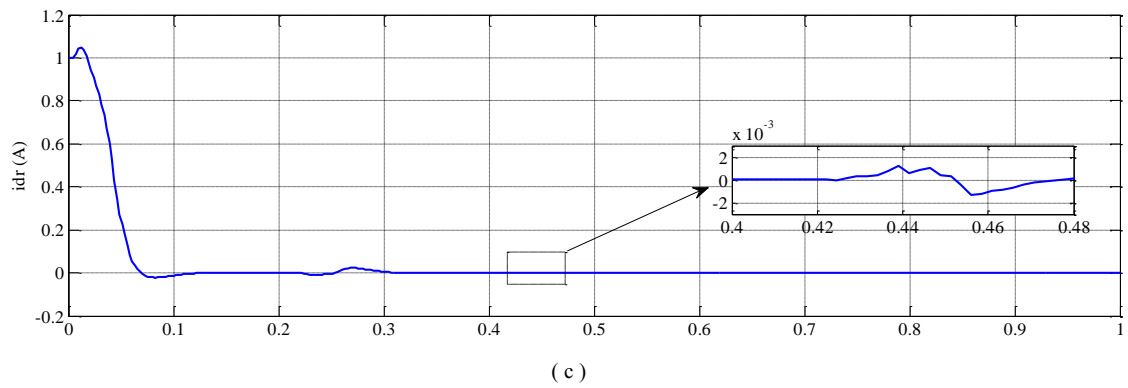
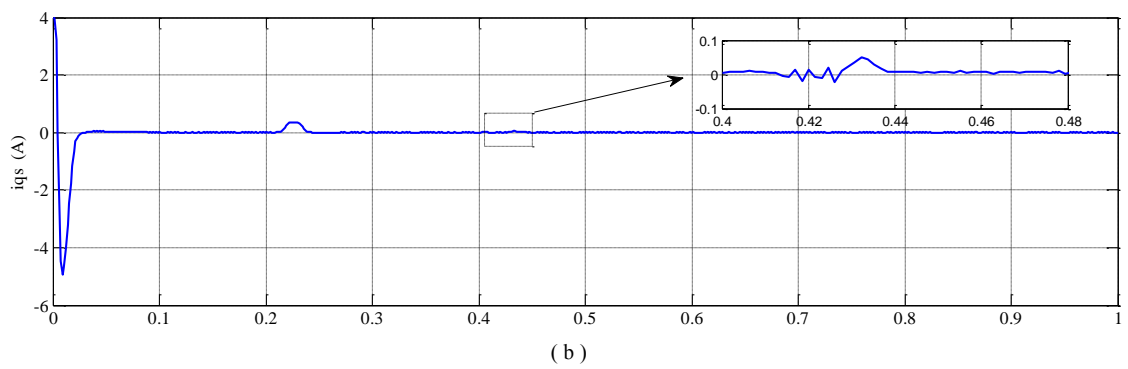
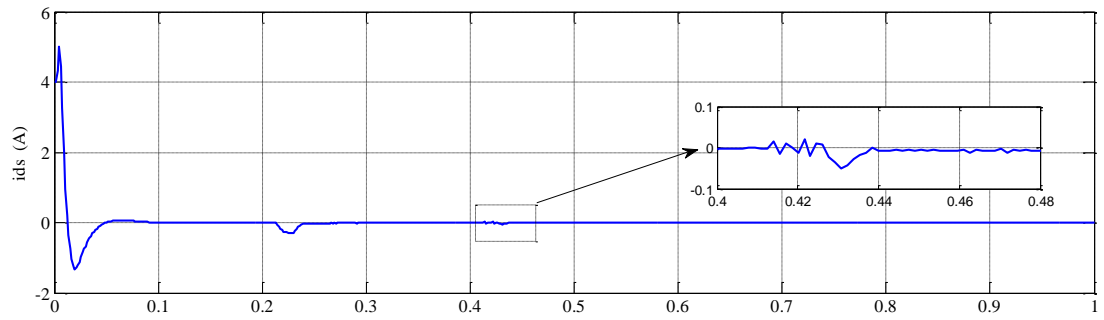
$$0.4 \leq t \leq 0.42 \Rightarrow \rho = 0.7$$

Mod 3) motora % 50 sürücü arızasının uygulandığı durum:

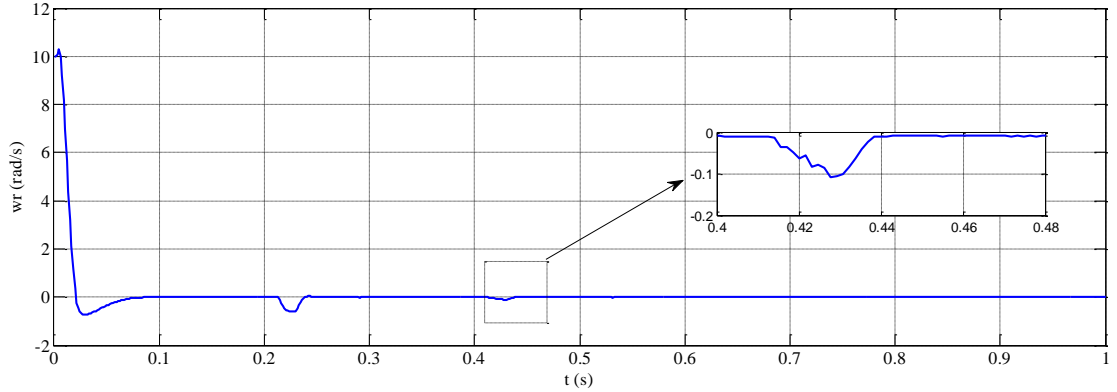
$$0.42 \leq t \leq 0.44 \Rightarrow \rho = 0.5$$

Burada başlangıç koşulları  $x(0) = [4, 4, 1, 1, 10]^T$ , olarak seçilmiştir.

Arıza ve bozucu ile elde edilen benzetim sonuçları Şekil 4.2’de sırasıyla, stator akımları, rotor akımları ve hız değişimi için elde edilmiştir.



Şekil 4.2 (devam)



( e )

**Şekil 4.2.**  $t=0.2$  s’de 4 N.m sabit yük momentinin uyguladığı ve  $t=0.4$  s’den itibaren arızalı durumda ADGBADD denetleyiciden elde edilen sonuçlar.

a)  $i_{ds}$  akımının değişimi, b)  $i_{qs}$  akımının değişimi, c)  $i_{dr}$  akımının değişimi, d)  $i_{qr}$  akımının değişimi, e) motor hızının değişimi

Bu şekillerde, meydana gelen bozucu ve arızaların adaptif durum geri beslemeli ADD tarafından tolere edildiği görülmektedir. Yükün bindirildiği (0.2 s) ve arızanın olduğu anda (0.4 s) tasarlanan denetleyici motor hızının çok düşmesine izin vermeyip, literatürde daha önce yapılmış benzer bir çalışmalar ile karşılaştırıldığında daha kısa bir süre içinde sistemin arızalarının düzeltildiği söylenebilir. Böylece motor arızaları ve bozuklukları konusunda (Ye and Yang 2006; Benbouzid *et al.* 2007; Noaman 2008; Gaied and Mohamed 2010; Mekki *et al.* 2013) göre daha iyi bir performans ve kararlılık elde edilmiştir. Şekil 4.2’de motorun arıza olduğu andaki davranışlarını daha rahat görebilmek amacıyla grafiklerin 0.4 ile 0.48 saniye aralığı büyüteç formunda gösterilmektedir.

#### 4.2. Adaptif Çıkışlı Geri Beslemeli Arızaya Dayanıklı Denetleyicinin Benzetimi

Önerilen adaptif çıkışlı geri beslemeli arızaya dayanıklı denetimin (AÇGBADD) simülasyonu için algoritması daha önce açıklanan adımlar izlenecektir. Sistemin MATLAB/Simulink modeli çıkartılmış ve bilgisayar ortamında benzetimi yapılarak gerçek sistemin davranışı hakkında genel bir bilgi elde edilmiştir.

Başlangıçta motorun normal çalıştığı varsayılacak olursa,

$0 \leq t \leq 0.2$  zaman aralığında  $\rho = 1$  olacaktır.

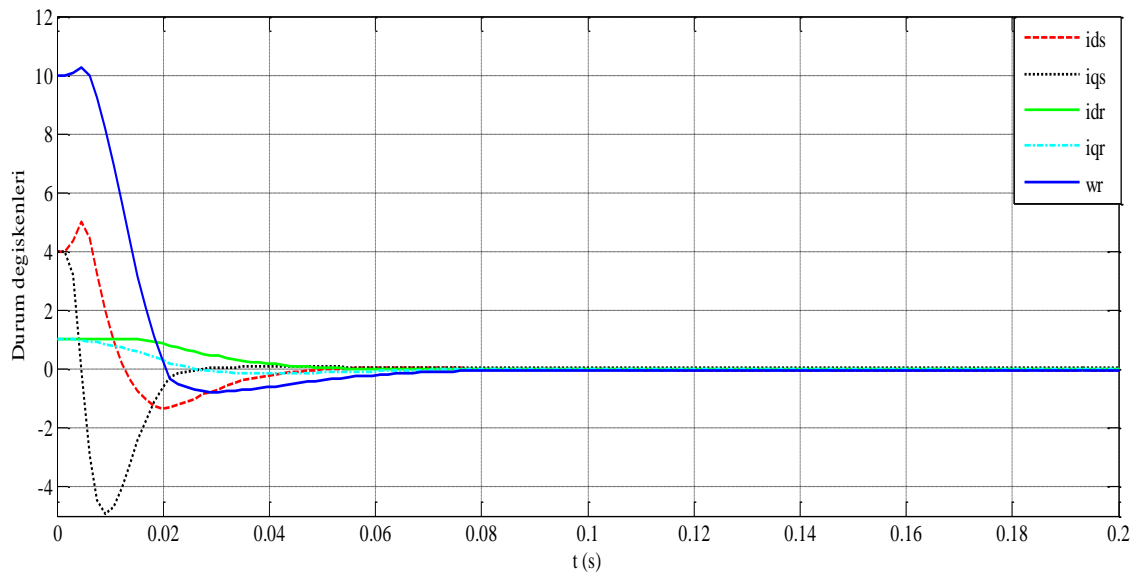
Motor için başlangıç koşulları  $x(0) = [4, 4, 1, 1, 10]^T$  olarak seçilmiştir. Aşağıdaki sabitler benzetim için göz önüne alınan katsayılardır.

$$\gamma = 50, \quad \alpha = 10, \quad \beta = 20, \quad Q = I_5,$$

Eşitsizlik (3.53)'den doğrusal matris eşitsizliği (DME) optimizasyon algoritmasını MATLAB program ile çözerek  $P$  ve  $k_1$  aşağıdaki gibi elde edilebilir:

$$k_1 = \begin{bmatrix} 3.1 & 3565.6 & -12.3 \\ -3374.8 & 2.8 & 163.07 \end{bmatrix}, \quad P = \begin{bmatrix} 3.0130 & 0 & -1.3516 \\ 0 & 2.9262 & -0.0001 \\ -1.3516 & -0.0001 & 21.0354 \end{bmatrix}$$

Şekil 4.3'de motorun durum değişkenlerinin zamana göre değişimi gösterilmiştir.



Şekil 4.3. Durum değişkenlerinin zamana göre değişimi



Şekil 4.1'deki gibi Şekil 4.3'de sisteme ait durum değişkenlerinin gerek elektriksel ve mekanik zaman sabitlerine göre ve gerekse (Ye and Yang 2006; Benbouzid *et al.* 2007; Noaman 2008; Gaied and Mohamed 2010; Mekki *et al.* 2013) gibi önceki çalışmalardan elde edilen sonuçlarla karşılaştırıldığında daha kısa bir zaman içinde sifıra doğru yaklaşmış olduğunu göstermektedir. Böylece kapalı döngü ADD sistemi asimptotik kararlıdır ve  $x(t)$  durum değişkenlerinin sifıra asimptotik yakınlaştığı görülmektedir. ADGBADD ve AÇGBADD'den elde edilen cevaplara göre her iki denetleyiciden iyi sonuç verdiği gözlemlenmiştir.

Motorun bozucu girişlere karşı başarımının incelenebilmesi amacıyla, motora  $t=0.2$  s'de 4 N.m sabit yük momenti uygulanmıştır. Ayrıca motora uygulanan arıza modları,

Mod 1) motor normal modda:

$$\left. \begin{array}{l} 0 \leq t \leq 0.4 \\ t \geq 0.44 \end{array} \right\} \Rightarrow \rho = 1$$

Mod 2) motora % 30 sürücü arızasının uygulandığı durum:

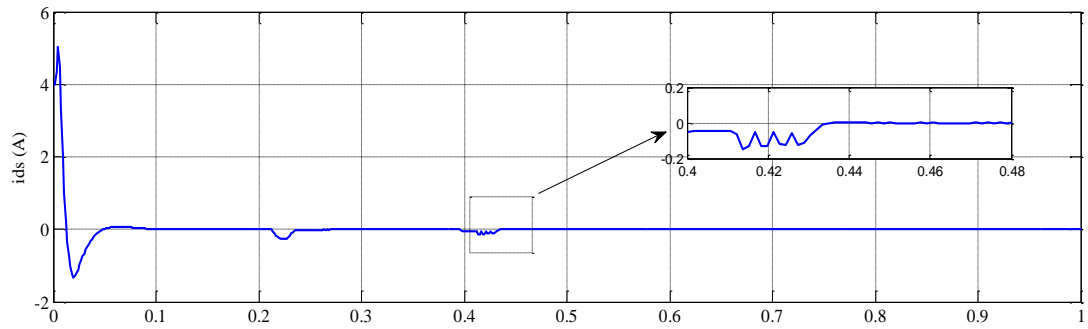
$$0.4 \leq t \leq 0.42 \Rightarrow \rho = 0.7$$

Mod 3) motora % 50 sürücü arızasının uygulandığı durum:

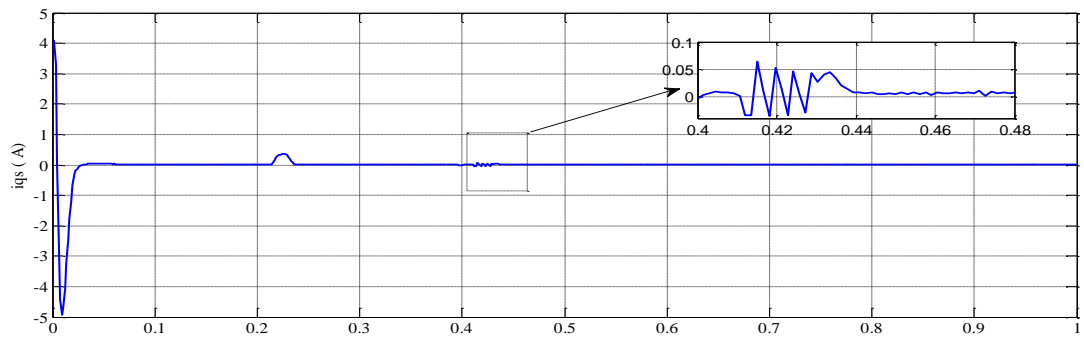
$$0.42 \leq t \leq 0.44 \Rightarrow \rho = 0.5$$

olacak gözönüne alınmıştır. Burada başlangıç koşulları  $x(0) = [4, 4, 1, 1, 10]^T$ , olarak seçilmiştir.

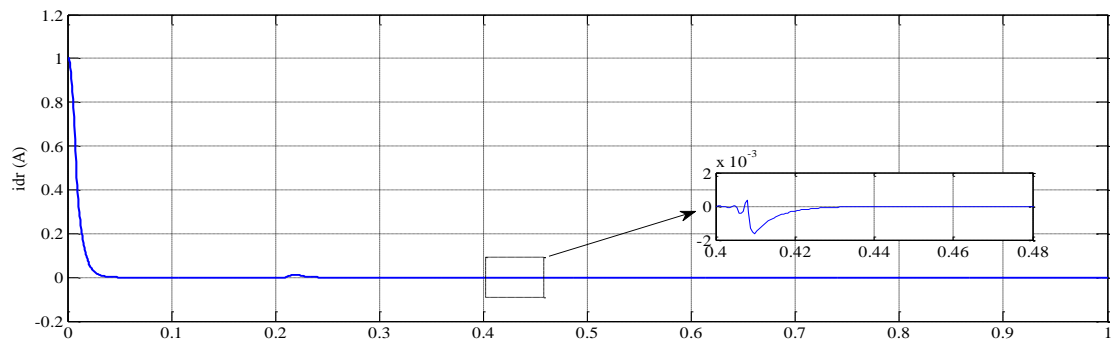
Arıza ve bozucu ile elde edilen benzetim sonuçları Şekil 4.4'de sırasıyla, stator akımları, rotor akımları ve hız değişimi için gösterilmektedir.



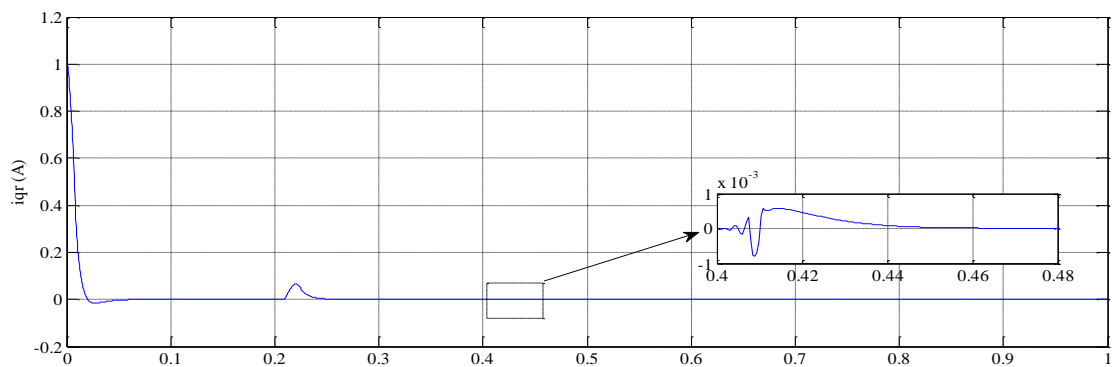
(a)



(b)

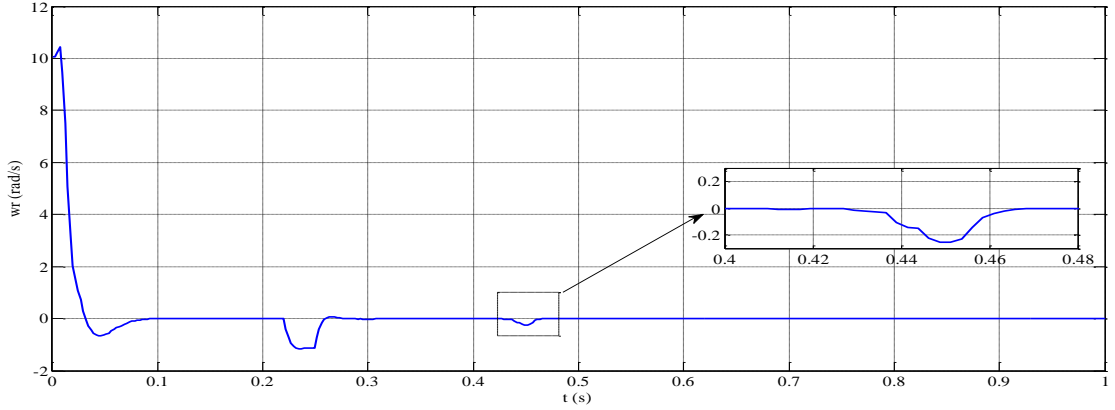


(c)



(d)

Şekil 4.4. (devam)



(e)

**Şekil 4.4.**  $t=0.2$  s’de 4 N.m sabit yük momentinin uyguladığı ve  $t=0.4$  s’den itibaren arızalı durumda AÇGBADD denetleyiciden elde edilen sonuçlar

a)  $i_{ds}$  akımının değişimi b)  $i_{qs}$  akımının değişimi c)  $i_{dr}$  akımının değişimi d)  $i_{qr}$  akımının değişimi e) motor hızının değişimi

Benzetim sonuçları, durumlar hatası açısından AÇGBADD denetleyicinin performansını göstermektedir. Yükün bindirildiği (0.2 s) ve arızanın olduğu anda (0.4 s) motor hızının çok düşmesine izin vermeyip, literatürde daha önce yapılmış benzer (Mekki *et al.* 2013) çalışma ile karşılaştırıldığında kısa bir süre içinde sistemin arızalarının düzeltildiği söylenebilir. Böylece AÇGBADD denetleyici sayesinde, motor arızaları ve bozucuları için (Ye and Yang 2006; Benbouzid *et al.* 2007; Noaman 2008; Gaied and Mohamed 2010; Mekki *et al.* 2013) göre daha iyi bir performans ve kararlılık elde edilmiştir. Adaptif çıkışlı geri beslemeli, adaptif durum geri beslemeli ile karşılaştırıldığında, daha basit bir yapıya sahiptir. Dolayısıyla gerçek uygulamalarda kolay ve düşük maliyetle kullanılabilir. Çizelge 4.2’de ADGBADD metod, AÇGBADD metodla karşılaştırılmıştır.

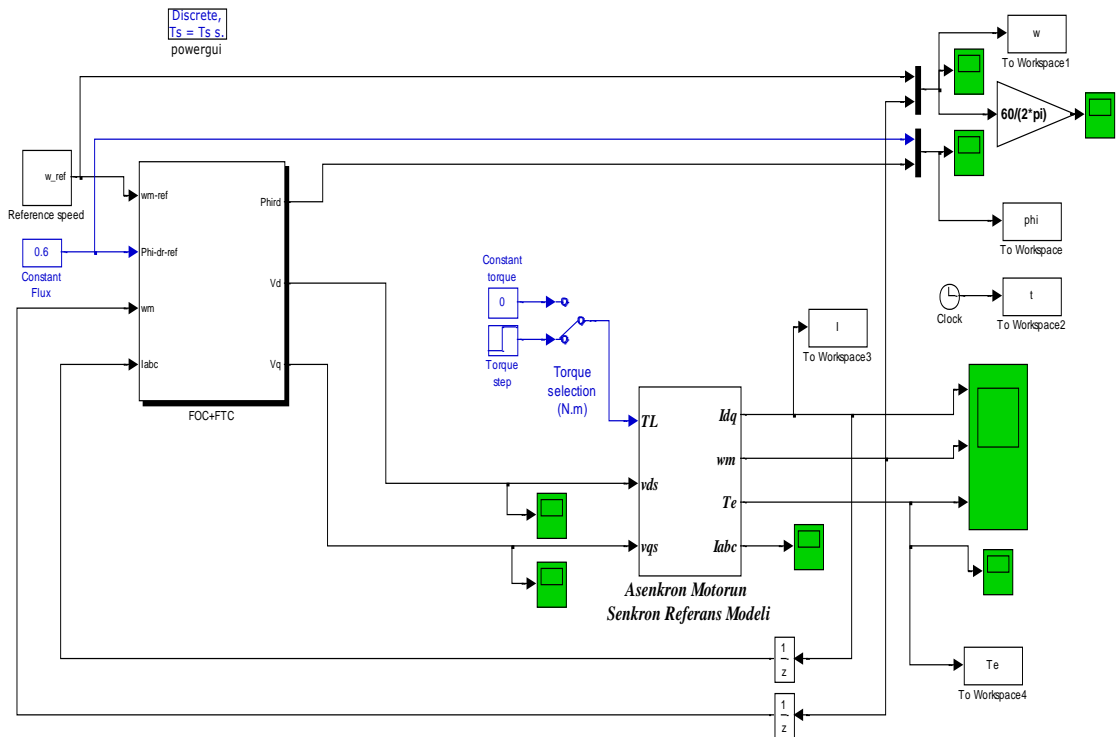
**Çizelge 4.2.** ADGBADD metod, AÇGBADD metodla karşılaştırılması

Yöntem	Oturma süresi	Aşım	Stator akım dalgalanması	Rotor akım dalgalanması
ADGBADD	0.08 s	0.1 rad/s	0.05 A	0.001 A
AÇGBADD	0.08 s	0.2 rad/s	0.1 A	0.001 A

Rotor hızının, stator akımlarının ve rotor akımlarının performansları karşılaştırıldığında, çalışma esnasında sabit yük uygulaması ve meydana gelen arıza etkilerine karşı ADGBADD yöntemi AÇGBADD yönteminden daha önce kararlı çalışma durumuna geçtiği gözlemlenmiştir.

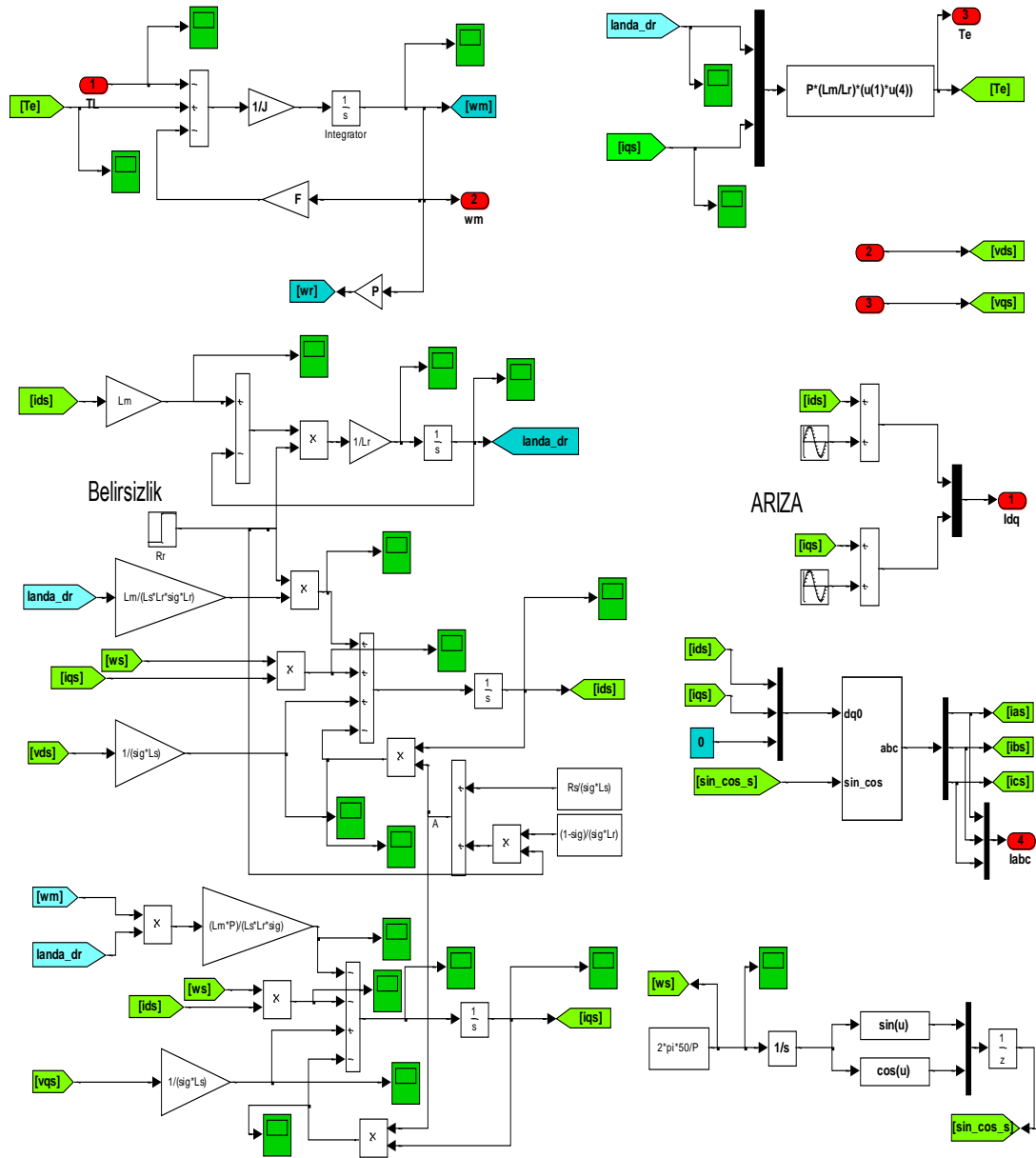
### 4.3. Kayan Kipli Blok Denetleyicinin Benzetimi

Bu tez çalışmasında, asenkron motorun KKBD ile dayanıklı hız denetiminin gerçekleştirilmesi için öncelikle benzetim çalışmaları yapılmıştır. Önerilen KKBD'lı hız denetim sistemiyle elde edilen benzetim çalışmalarında, Şekil 4.5'de verilen denetim yapısı kullanılmıştır. Burada verilen sonuçlar Matlab/Simulink bölümündeki bloğuları kullanarak oluşturulan simülasyondan elde edilen test sonuçlarıdır. Seçilen asenkron motorun parametreleri Çizelge 4.1'de verildiği gibi alınmıştır.



Şekil 4.5. Asenkron motor kontrol sisteminin Matlab/Simulink'te oluşturulan blok şeması

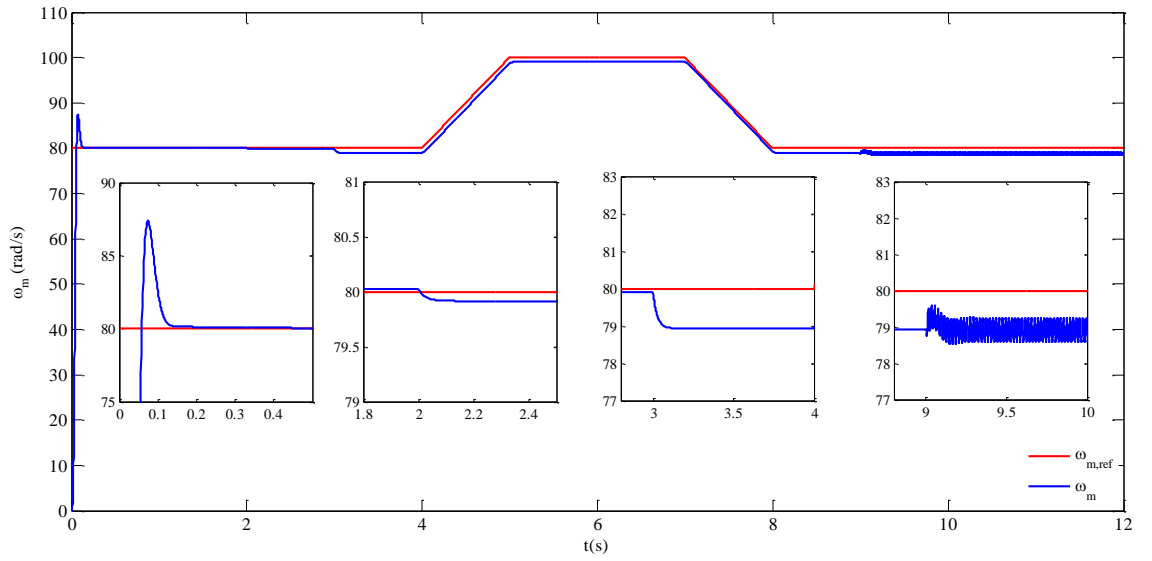
Asenkron motorun KKBD ile arızalara ve belirsizliklere karşı başarımının incelenebilmesi amacıyla, asenkron motorun benzetim modeli Matlab/Simulink'te yapılmıştır. Şekil 4.6'da motorun benzetim yapısı görülmektedir.



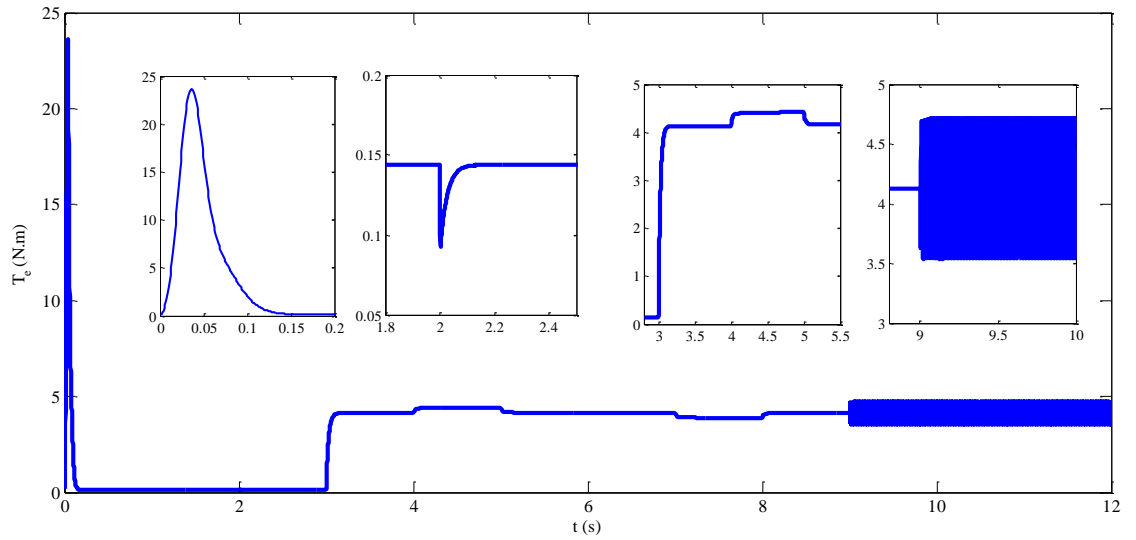
Şekil 4.6. Asenkron motor modelinin Matlab/Simulink'te benzetim şeması

#### 4.3.1. Birinci KKBD metodu

Motora  $t=2$  s'de belirsizlikler,  $t=3$  s'de sabit 4 (N.m) yük momenti,  $t=4$  s'de değişik referans hızlar ve  $t=9$  s'de arıza uygulanmıştır. Bu bölümde uygulanan belirsizlikler, rotor direncinin varyasyonlarıdır ( $\%100R_r$ ). Uygulanan arızalar ise stator akım değerlerine bozucu bir harmonik terim ekleyerek elde edilmiştir. Bu arızanın genliği 1A ve frekansı stator frekansına eşit olan bir bozucu terimdir. Birinci KKBD denetleyiciden elde edilen hız ve moment cevapları Şekil 4.7'de verilmiştir. Şekil 4.7 (a)'da motorun referans hızı izleme başarımı gösterilmiştir. Başlangıçta yüksüz durumda 7 rad/s bir aşma olmuş, motora belirsizlik uygulandığı anda motor hızında 0.1 rad/s bir düşüş olmuş, motora yük momenti uygulandığı anda motor hızında 1 rad/s'lik bir düşüş olmuş ve motora arıza uygulandığı anda motor hızında dalgalanmalar olmuştur. Şekil 4.7 (b)'de moment değişimi görülmektedir. Şekilden görüldüğü gibi belirsizlik uygulandığı anda motor momentinde 0.05 N.m bir düşüş olmuş ve arıza uygulandığı anda motor momentinde dalgalanmalar görülmektedir.



(a)

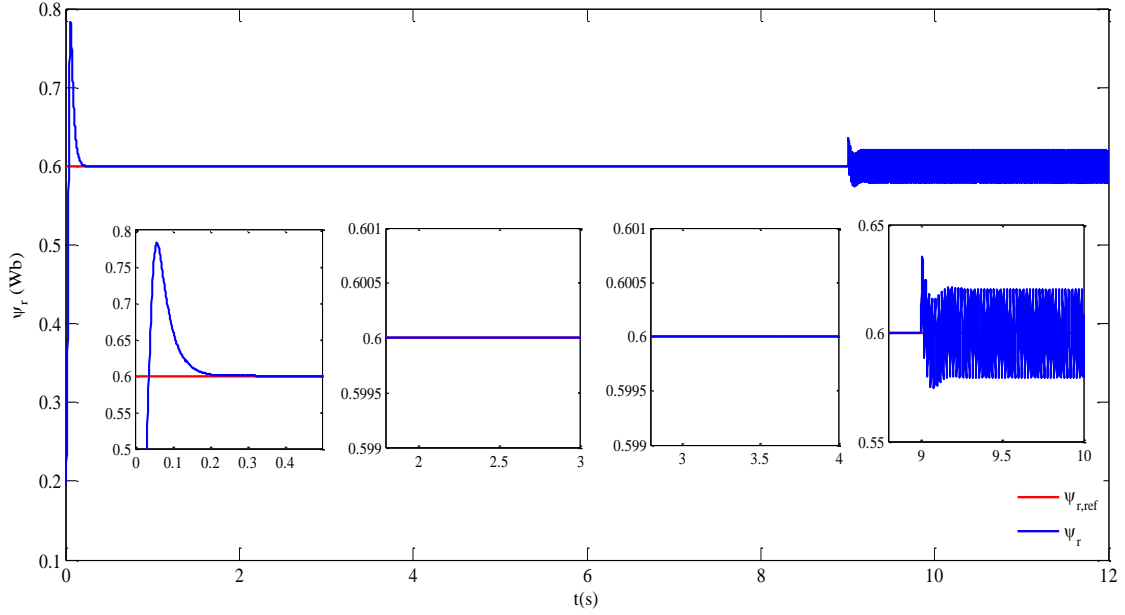


(b)

**Şekil 4.7.** Değişik referans hızları, yük moment, arıza ve belirsizlik uygulanmış durumda KKBD denetleyiciden elde edilen sonuçlar  
 (a) Referans hız ile motor hızının değişimi (b) Moment değişimi

Şekil 4.8'de birinci KKBD denetleyici ile referans akısını izleme başarımı gösterilmiştir. Başlangıçta yüksüz durumunda 0.2 Wb'lik bir aşma olmuş ve motora arıza uygulandığı anda motor akısında dalgalanmalar gözlemlenmiştir. Motora

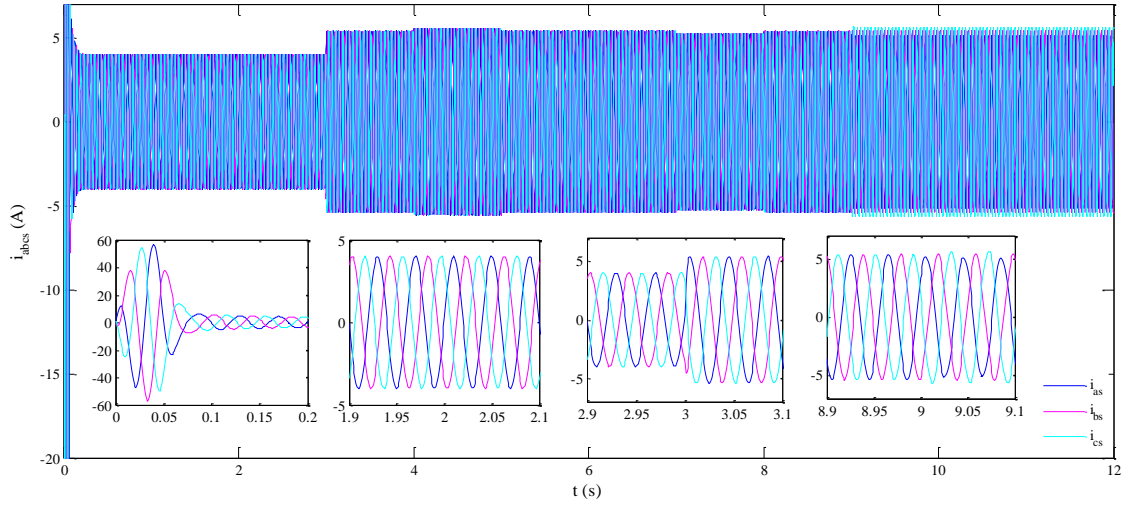
belirsizlik ve yük momenti uygulandığı anda motor akısı referans akıyı hatasız izlemeye devam etmiştir.



**Şekil 4.8.** Değişik referans hızları, yük momenti, arıza ve belirsizlik uygulanmış durumda rotor akısının zamana göre değişimi

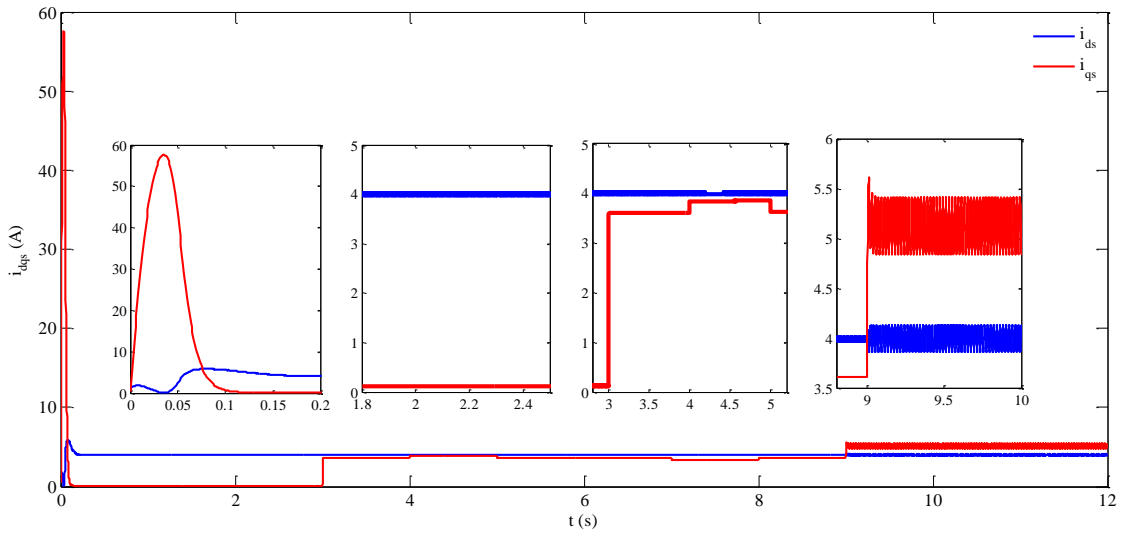
Şekil 4.9'da ise stator faz akımlarının zamana göre değişimi gösterilmiştir. Bu akımlar incelendiğinde, ilk yol alma anında motor nominal akımın yaklaşık 6 katı bir akım çekmiştir. Daha sonra motor sürekli durumda ve boşta akım çekerken  $t=3$  s'de 4 N.m'lik yük momentinin binmesi ile beraber akım tekrar yükselmiştir. Şekil 4.9'dan görüldüğü gibi motora arıza uygulandığı anda stator akımlarında dalgalanmalar olmuştur.





**Şekil 4.9.** Değişik referans hızları, yük momentini, arıza ve belirsizlik uygulanmış durumda stator faz akımlarının zamana göre değişimi

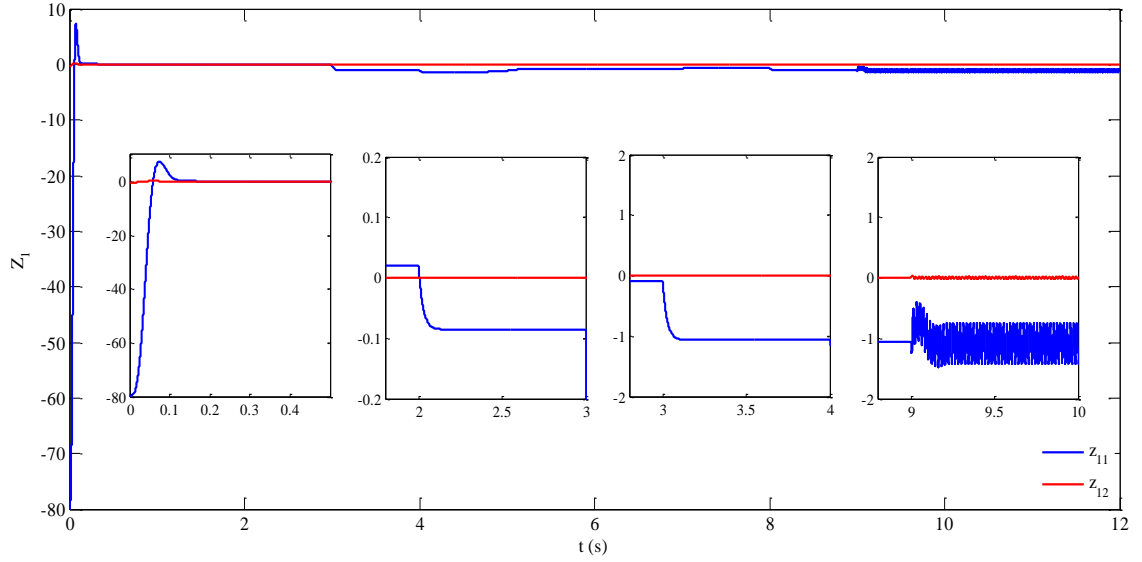
Şekil 4.10'da ise stator  $d - q$  akımlarının zamana göre değişimi gösterilmiştir.



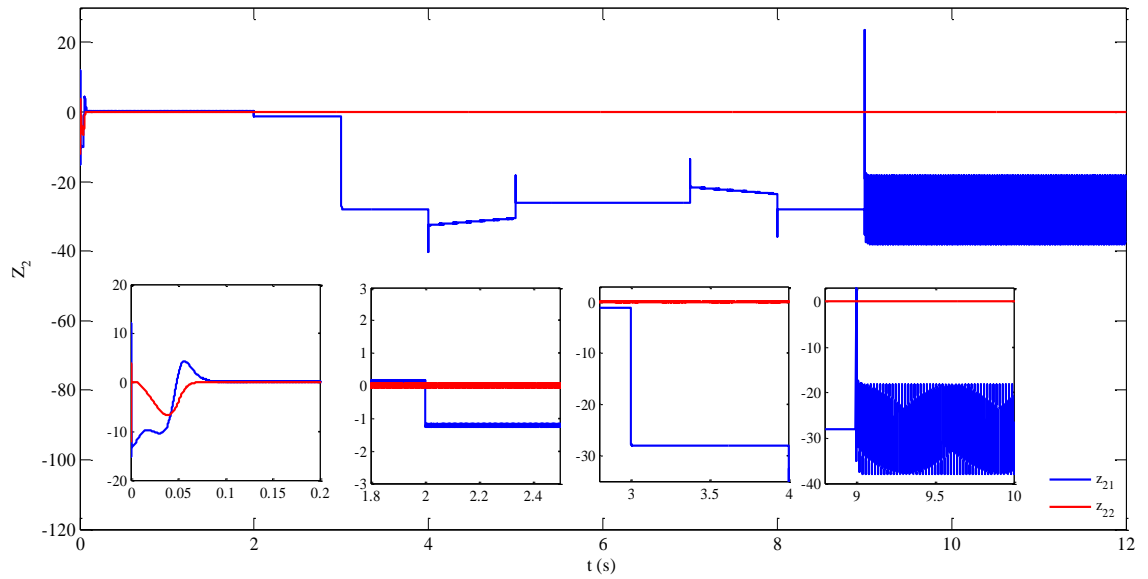
**Şekil 4.10.** Değişik referans hızları, yük momentini, arıza ve belirsizlik uygulanmış durumda stator  $d - q$  akımlarının zamana göre değişimi

Şekil 4.11 (a) ve (b)'de kayma yüzeyinin zamana göre değişimi gösterilmiştir. Şekilde görüldüğü gibi ilk 0.1 saniye içerisinde kayma yüzeyi değeri '0' civarına getirilmiş olup, motora yük momentini uygulandığı anda kayma yüzeyi değeri '-27' civarına

getirilmiş olup ve motora arıza uygulandığı anda kayma yüzeyinde dalgalanmalar net olarak görülmektedir.



(a)



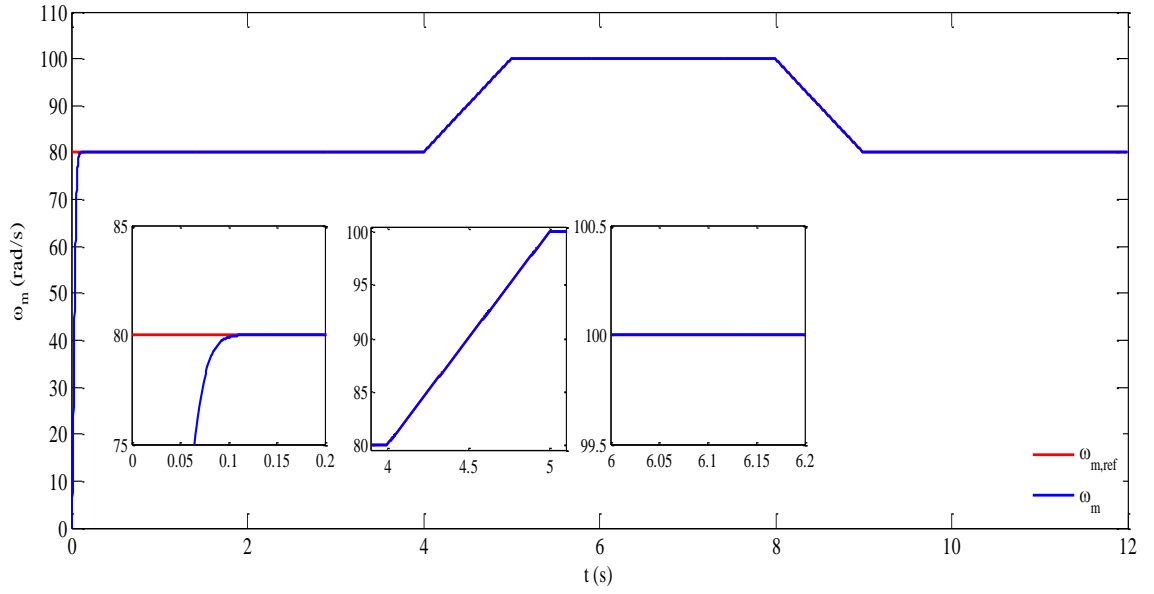
(b)

**Şekil 4.11.** Değişik referans hızları, yük momenti, arıza ve belirsizlik uygulanmış durumda kayma yüzeyi değişimi

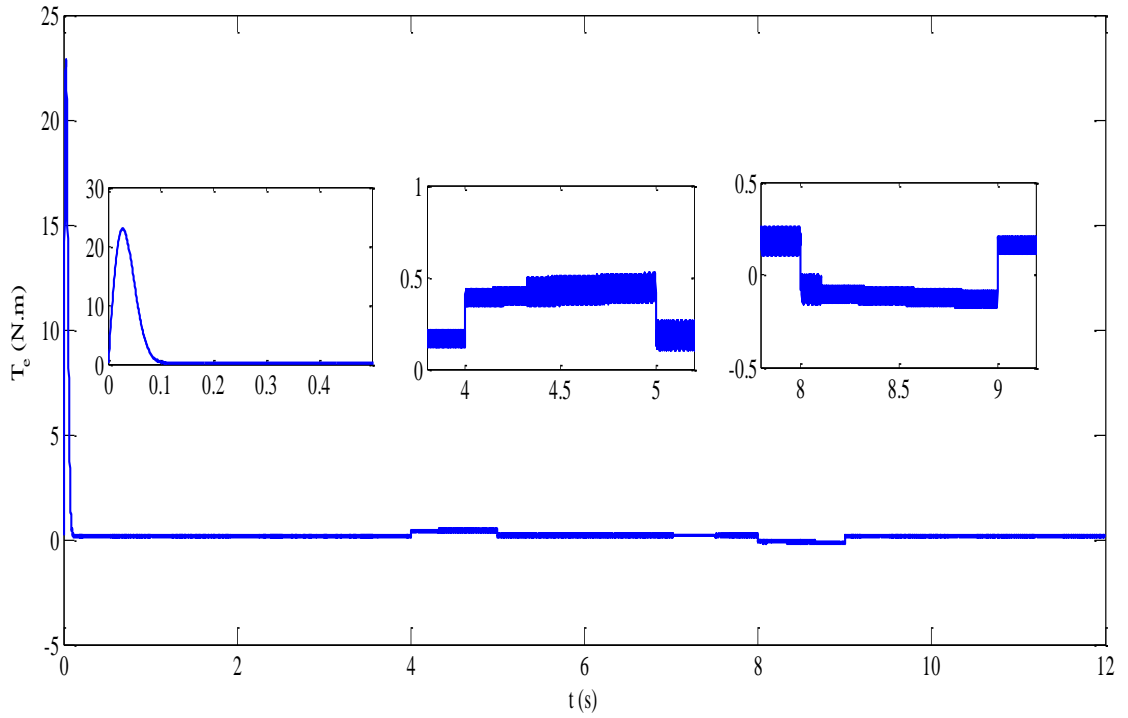
### **4.3.2. İkinci KKBD metodu**

#### **4.3.2.a. Motor yüksüz durumda iken referansı izleme başarıml testi**

Şekil 4.12(a)'da motor yüksüz durumda iken motor hızının ikinci KKBD denetleyici ile 80/100/80 rad/s'lik değişik referans hızları izleme başarımlı gösterilmiştir. Şekil 4.12(a)'dan görüldüğü gibi, KKBD aşma yapmadan referans hızı başarılı bir şekilde izlemektedir. İkinci KKBD denetleyicide motor hızı, arzu edilen hızı sürekli durum hatası olmaksızın başarılı bir şekilde izlemektedir. Şekil 4.12(b)'de ise ikinci KKBD'den elde edilen moment değişimi görülmektedir. Moment grafiğine dikkat edilecek olursa, motorun sadece referans hıza ulaşma süresi içinde yüksek değerde moment ürettiği bunun dışında sürekli durumda sadece kayıpları karşılayacak kadar bir moment ürettiği görülmektedir.



(a)

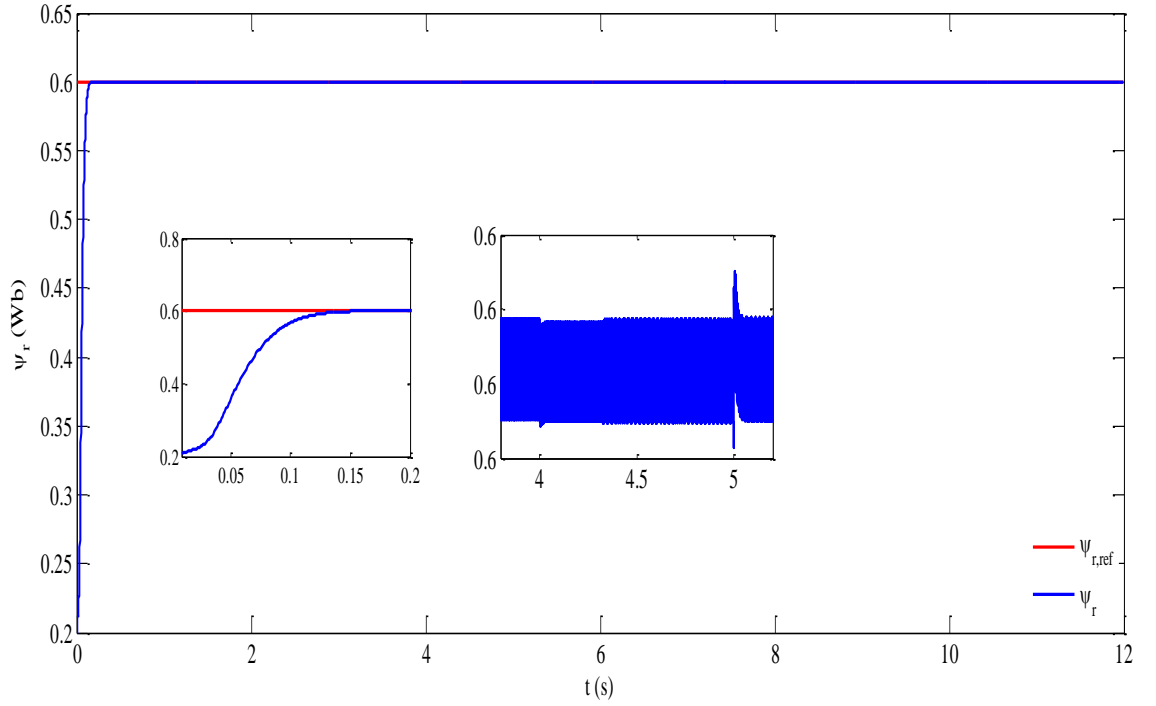


(b)

**Şekil 4.12.** Değişik referans hızları ve yüksüz durumda KKBD denetleyiciden elde edilen sonuçlar.

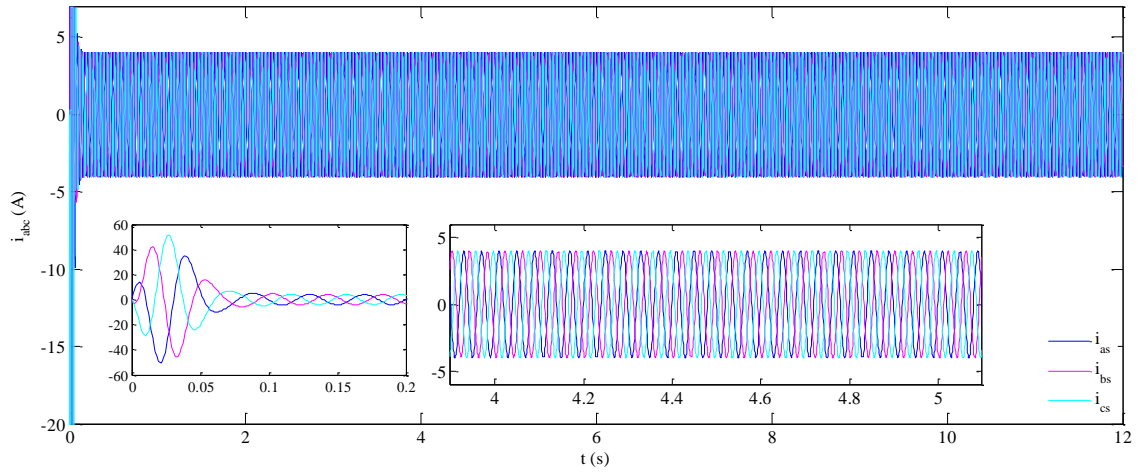
(a) Referans hız ile motor hızının değişimi (b) Moment değişimi

Şekil 4.13’de motor başlangıçtan itibaren yüksüz durumda iken motor akımının KKBD denetleyici ile 80/100/80 rad/s’lik değişik referans hızlarda referans akısını izleme başarımı gösterilmiştir. Bu şekilden görüleceği gibi bütün hız durumlarında aşma yapmadan referans akısını başarılı bir şekilde izlemekte olduğu görülecektir.



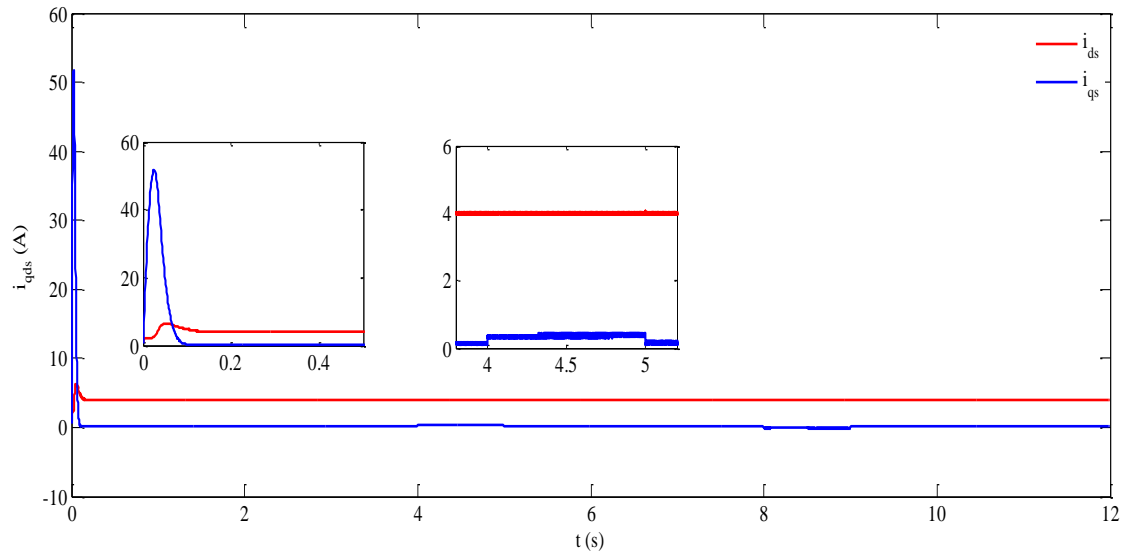
**Şekil 4.13.** Rotor akısının zamana göre değişimi ( $\omega_{ref}=80/100/80$  rad/s’lik değişik referans hızları altında)

Şekil 4.14’de stator faz akımlarının zamana göre değişimi gösterilmiştir. Bu akımlara bakıldığında, ilk yol alma anında motor nominal akımın yaklaşık 4 katı bir akım çekmiştir. Bu şekilden görüldüğü gibi, akım dalgalanması çok düşüktür.



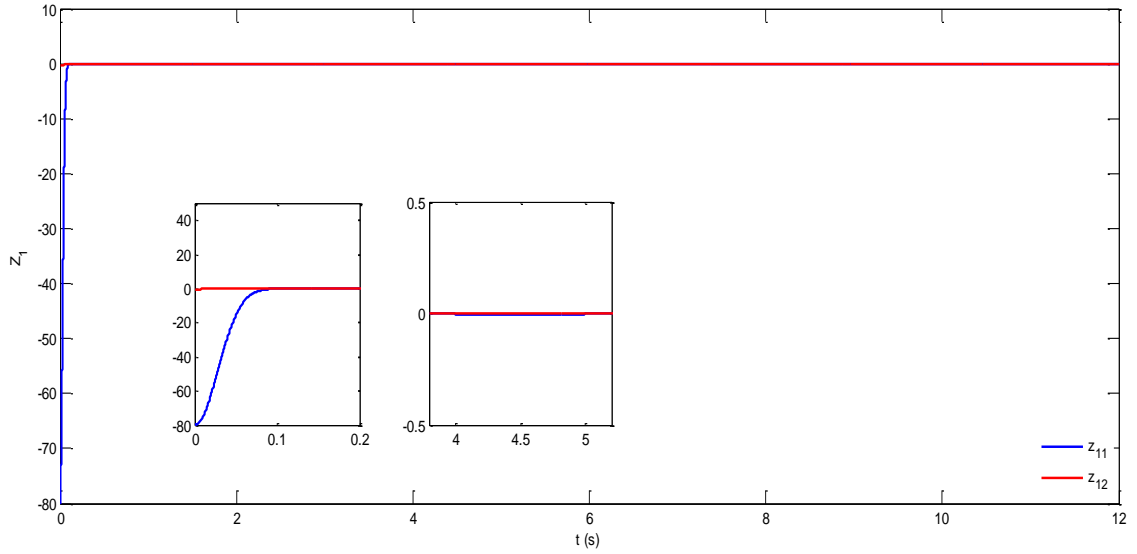
**Şekil 4.14.** Stator faz akımlarının zamana göre değişimi ( $\omega_{ref} = 80/100/80$  rad/s'lik değişik referans hızları altında)

Şekil 4.15'de ise stator  $d - q$  akımlarının zamana göre değişimi gösterilmiştir.

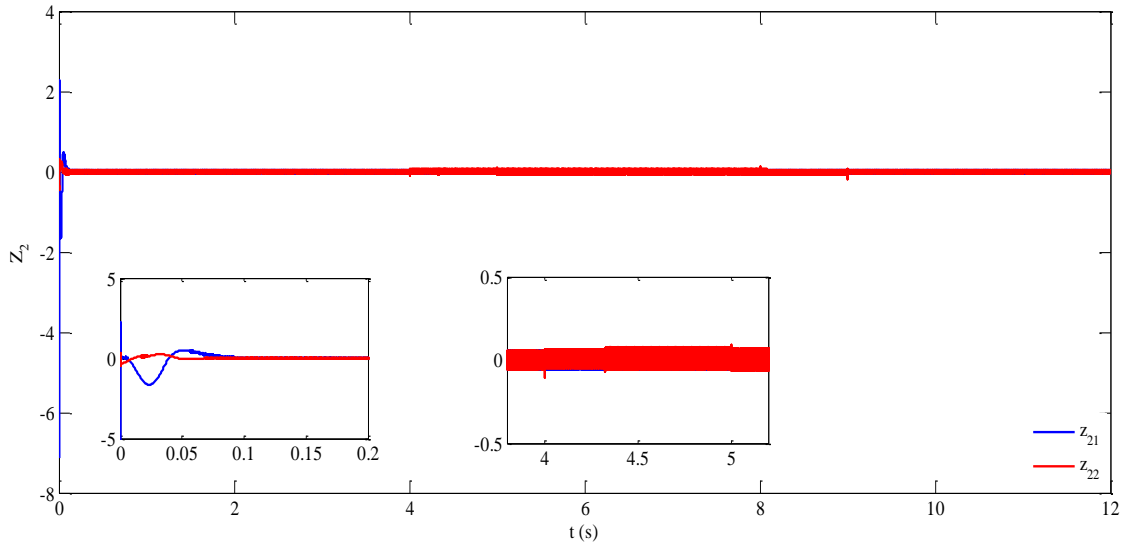


**Şekil 4.15.** Stator  $d - q$  akımlarının zamana göre değişimi ( $\omega_{ref} = 80/100/80$  rad/s'lik değişik referans hızları altında)

Şekil 4.16 (a) ve (b)'de kayma yüzeyinin zamana göre değişimi gösterilmiştir. Bu sonuçta ilk 0.1 saniye içerisinde kayma yüzeyi değeri '0' civarına getirilmiş olup bunun sonucunda çattırtı etkisinin azaltılabildiği görülmektedir.



(a)



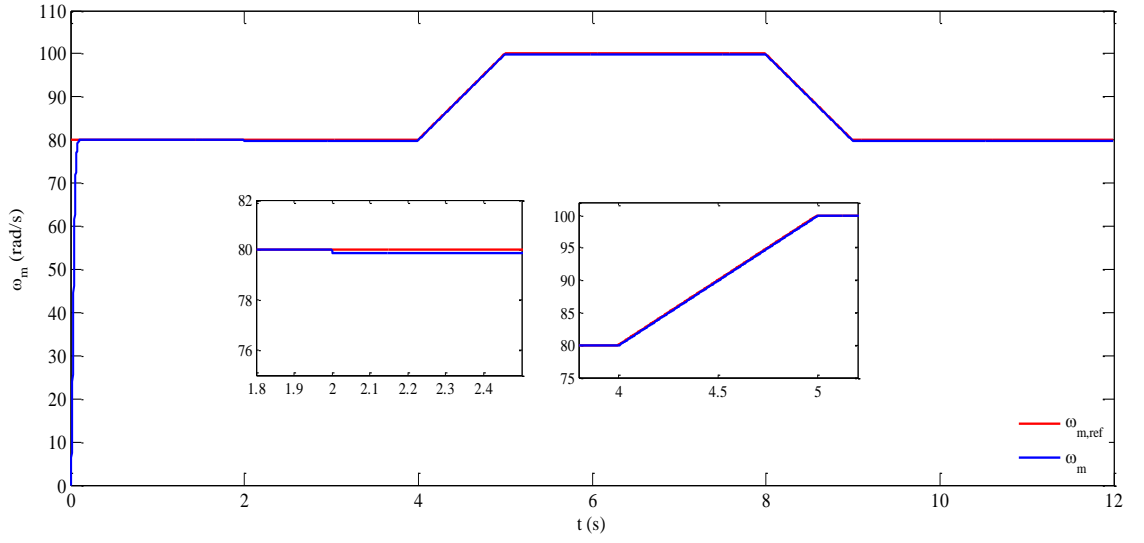
(b)

Şekil 4.16. Kayma yüzeyi zamana göre değişimi ( $\omega_{ref} = 80/100/80$  rad/s'lik değişik referans hızları altında)

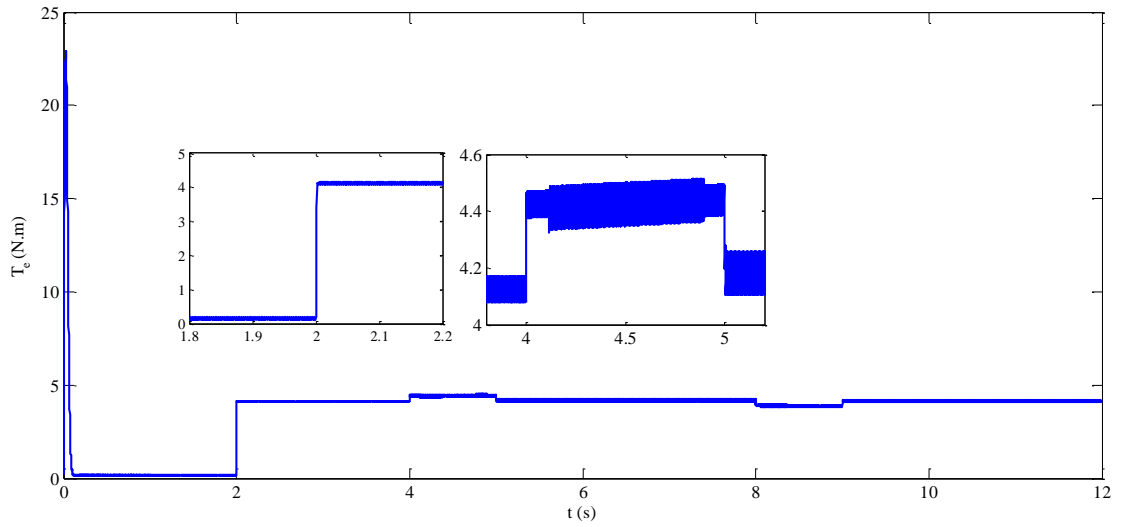
#### **4.3.2.b. Motor yüklü durumda iken referansı izleme başarım testi**

Motorun bozucu girişlere karşı başarımının incelenebilmesi amacıyla, motora  $t=2$  s'den sabit 4 N.m yük momenti uygulanmıştır. KKBD denetleyiciden elde edilen hız ve moment cevapları Şekil 4.17'de verilmiştir. Şekil 4.17 (a)'da motora yük bindirildiği anda motor hızında çok az bir düşüş olmuş, sonra hızla toparlanarak referans hızı izlemeye devam etmiştir. Şekil 4.17 (b)'de moment değişimi görülmektedir. Şekillerden de görüldüğü gibi motora yük bindirilmeden önce sadece kayıpları karşılamak için moment üretmektedir. Yük bindirildikten sonra yükü ve kayıpları karşılayacak bir moment üretmiştir.





(a)

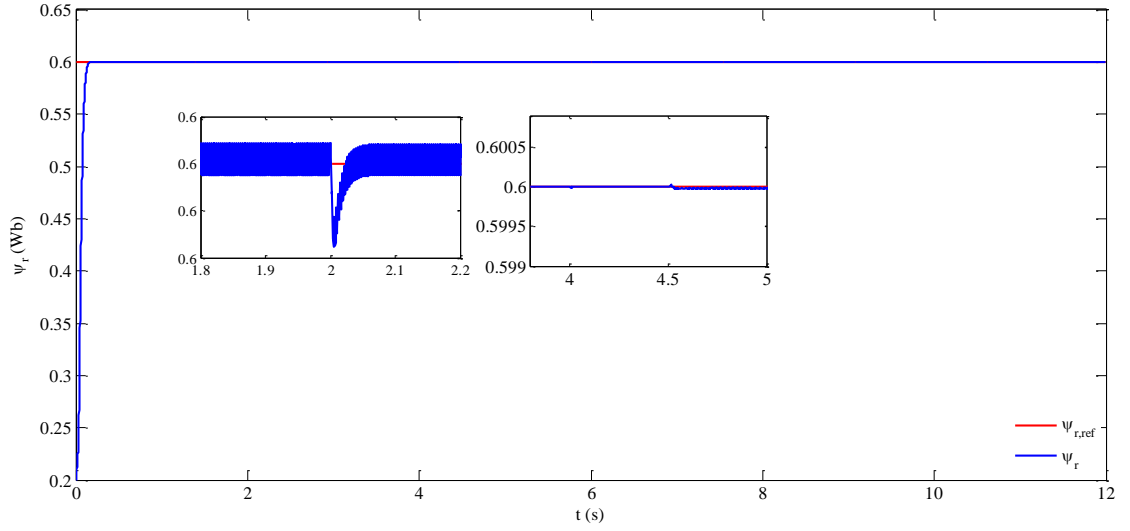


(b)

**Şekil 4.17.** Değişik referans hızları ve yük momenti uygulanmış durumda KKBD denetleyiciden elde edilen sonuçlar

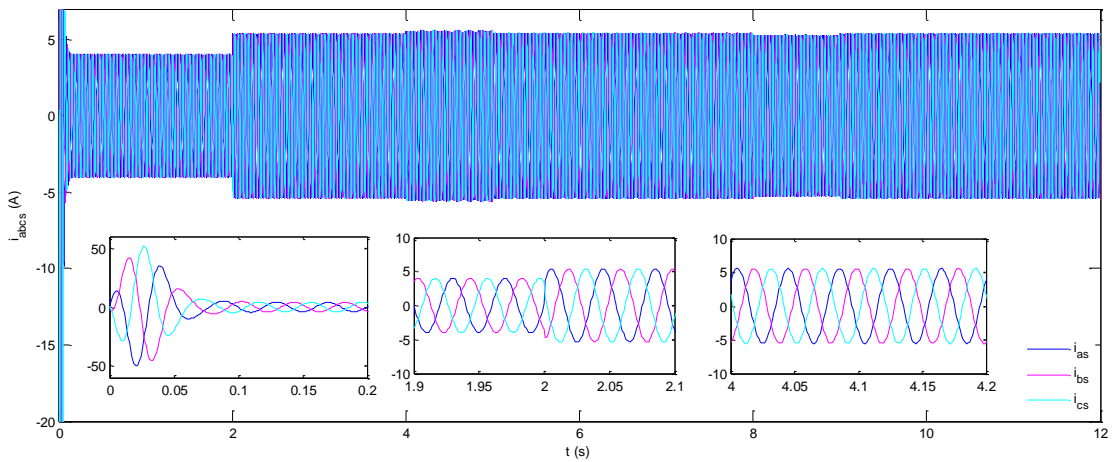
(a) Referans hız ile motor hızının değişimi (b) Moment değişimi

Şekil 4.18'de,  $t=2$ 'inci saniyede, motora 4 Nm yük bindiği ve 80/100/80 rad/s'lik değişik referans hızlar gözönüne alındığında motor akısının KKBD denetleyici ile referans akısını izleme başarımı gösterilmiştir. Bu şekilden görüldüğü gibi motora yük bindirildiği anda ve değişik referans hızlar için aşma yapmadan referans akısını başarılı bir şekilde izlemektedir.



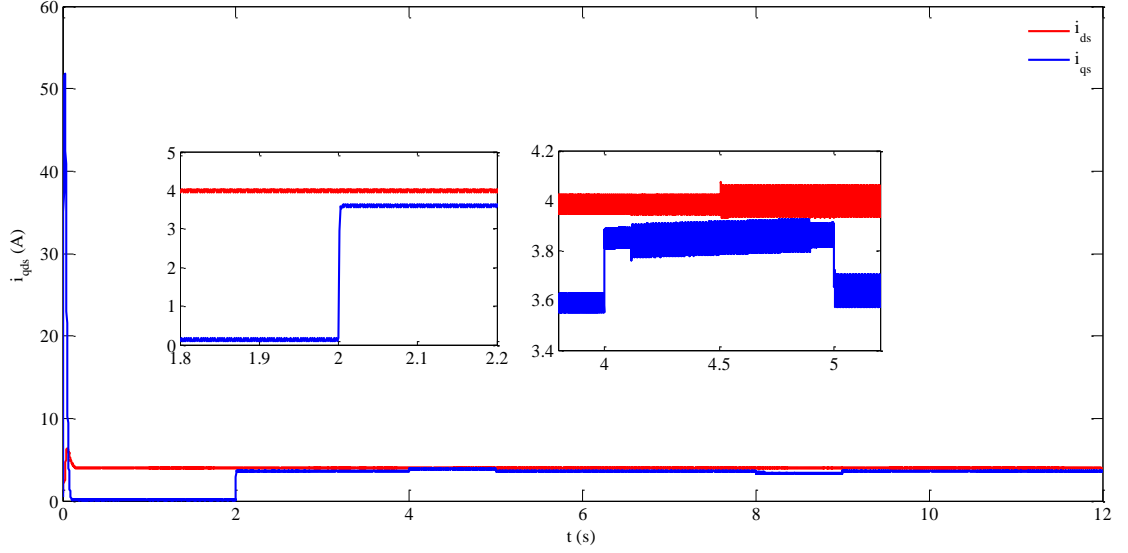
**Şekil 4.18.** Rotor akısının zamana göre değişimi ( $\omega_{ref} = 80/100/80$  rad/s'lik değişik referans hızları ve yük momentini uygulanmış durumda)

Şekil 4.19'da ise stator faz akımlarının zamana göre değişimi gösterilmiştir. Bu akımlar incelendiğinde, ilk yol alma anında motor nominal akımın yaklaşık 4 katı bir akım çekmiştir. Daha sonra motor sürekli durumda ve boşta akım çekerken  $t=2$  inci s'de 4 Nm'lik yük momentinin binmesi ile beraber akım tekrar yükselmiştir. Bu şekilden görüldüğü gibi yük bindirildiği anda ve değişik referans hız durumlarda, akım dalgalanması çok düşüktür.



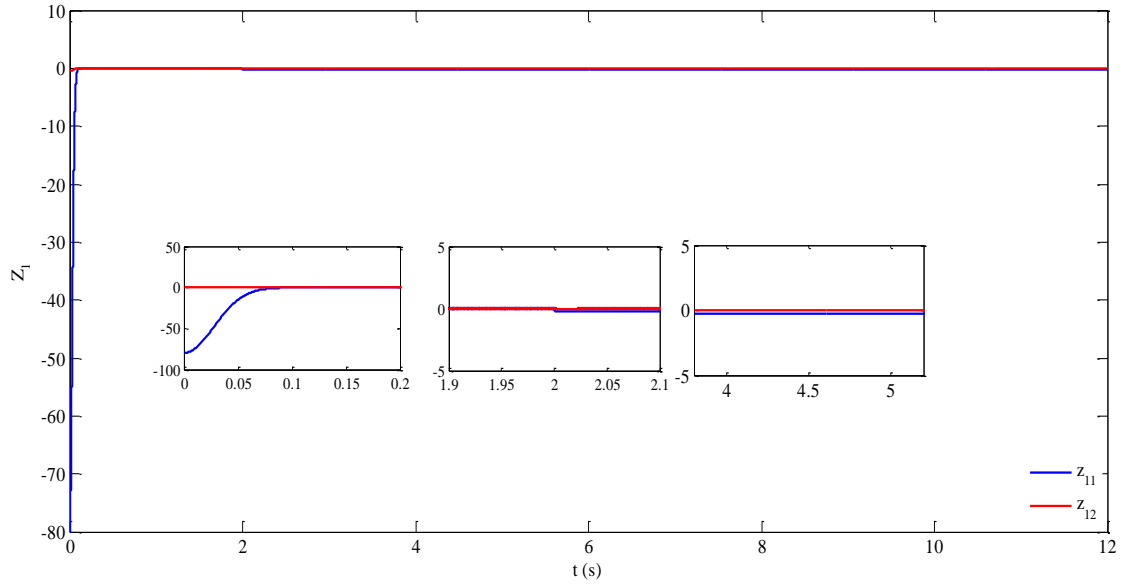
**Şekil 4.19.** Stator faz akımlarının zamana göre değişimi ( $\omega_{ref} = 80/100/80$  rad/s'lik değişik referans hızları ve yük momentini uygulanmış durumda)

Şekil 4.20’de ise stator  $d - q$  akımlarının zamana göre değişimi gösterilmiştir.

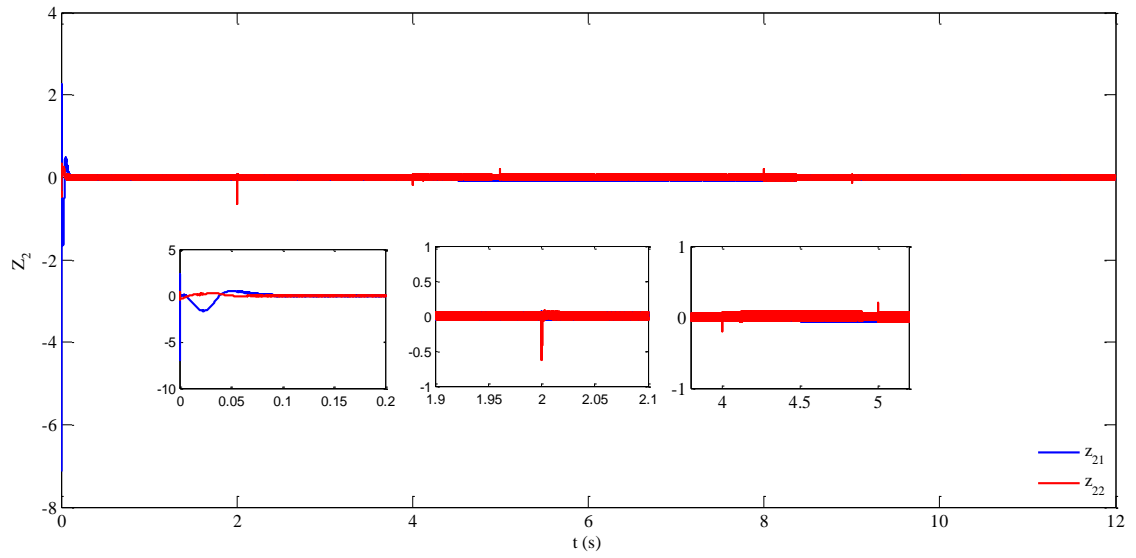


**Şekil 4.20.** Stator  $d - q$  akımlarının zamana göre ( $\omega_{ref} = 80/100/80$  rad/s’lik değişik referans hızları ve yük momenti uygulanmış durumda)

Şekil 4.21 (a) ve (b)’de kayma yüzeyinin zamana göre değişimi gösterilmiştir. Bu şekilden görüldüğü gibi motora yük bindirildiği anda ve değişik referans hızlar için çok az bir aşım olmuş, sonra hızla toparlanarak kayma yüzeyi değeri ‘0’ civarına getirilmiştir.



(a)

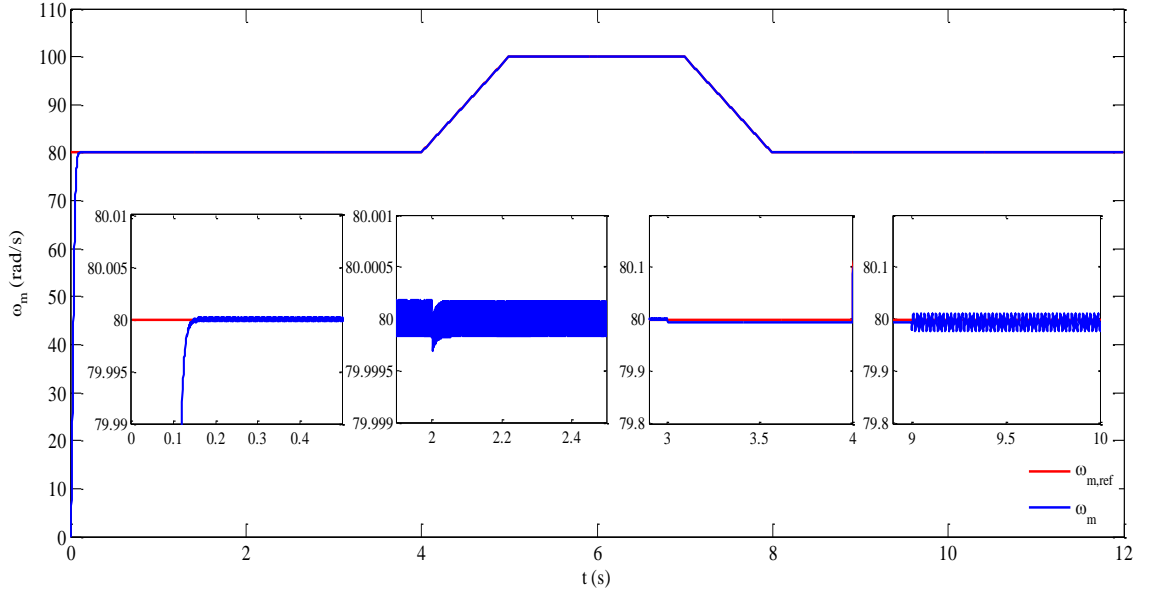


(b)

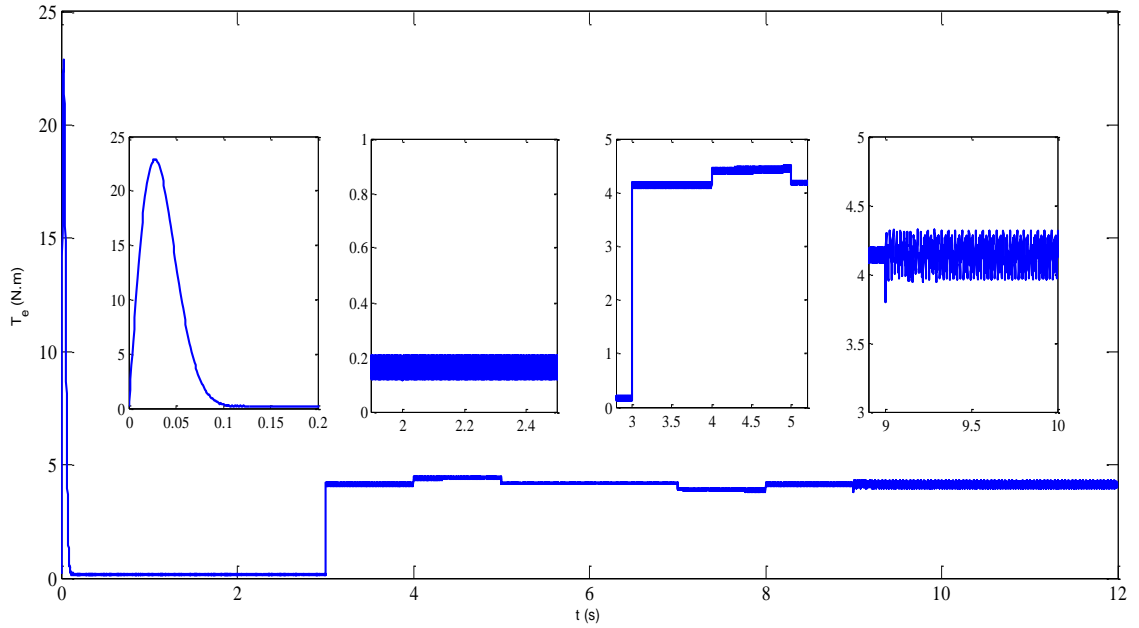
**Şekil 4.21.** Kayma yüzeyi değişimi ( $\omega_{ref} = 80/100/80$  rad/s'lik değişik referans hızları ve yük momenti uygulanmış durumda)

#### 4.3.2.c. Motora arıza ve belirsizlik uygulanırken referansı izleme başarım testi

Motora  $t=2$  s'de belirsizliklere,  $t=3$  s'de sabit 4 (N.m) yük momenti,  $t=4$  s'de değişik referans hızlar ve  $t=9$  s'de arıza uygulanmıştır. Burada uygulanan belirsizlikler, rotor direncinin varyasyonları ( $\%100R_r$ ) ve uygulanan arızalar, stator akım değerlerine harmonik bir bozucu terimi ekleyerek test edilmiştir. Bu arızanın genliği 1A ve frekansı stator frekansına eşit olan bir bozucu terimidir. İkinci KKBD denetleyiciden elde edilen hız ve moment cevapları Şekil 4.22'de verilmiştir. KKBD denetleyiciden elde edilen hız ve moment cevapları Şekil 4.22'de verilmiştir. Şekil 4.22 (a)'da motora belirsizlik uygulandığı anda motor hızında hiçbir düşüş olmamış, motora  $t=9$  uncu s'de arıza uygulandığında motor hızında çok az bir dalgalanma olmuştur. Şekil 4.22(b)'de moment değişimi görülmektedir. Şekilden görüldüğü gibi belirsizlik uygulandığı anda motor momentinde değişiklik görülmemektedir. İncelenen durum için sadece yükü ve kayıpları karşılayacak bir moment üretmiştir. Şekilden görüldüğü gibi arıza uygulandığı anda motor momentinde çok az bir dalgalanma görülmektedir.



(a)



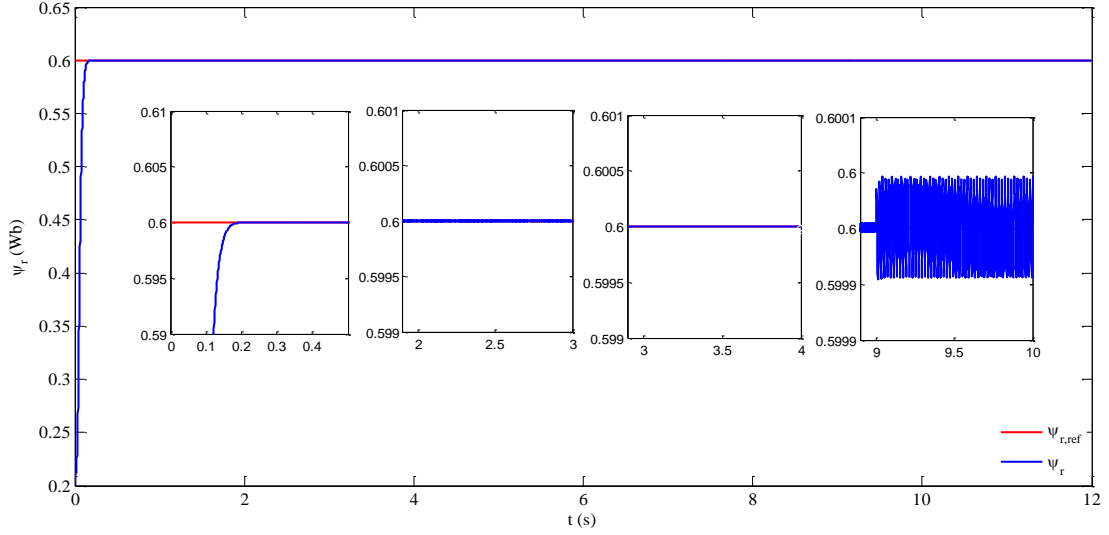
(b)

**Şekil 4.22.** Değişik referans hızları, yük moment, arıza ve belirsizlik uygulanmış durumda KKBD denetleyiciden elde edilen sonuçlar

(a) Referans hız ile motor hızının değişimi (b) Moment değişimi

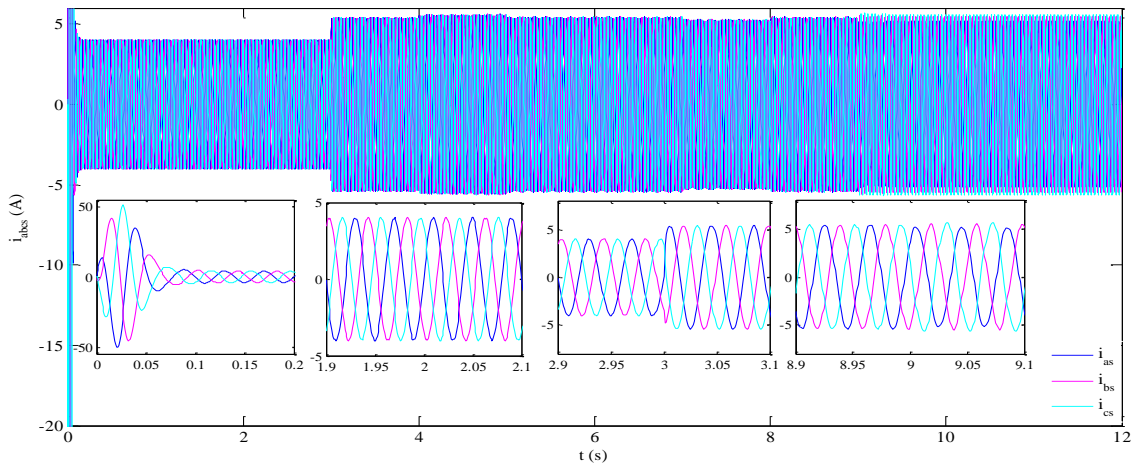
Şekil 4.23'de, KKBD denetleyici ile referans akısını izleme başarımı gösterilmiştir. Bu şekilden görüldüğü gibi motora arıza ve belirsizlik uygulandığı anda motor akısında

çok az bir aşama olmuş, sonra hızla toparlanarak referans akıyı izlemeye devam etmiştir.



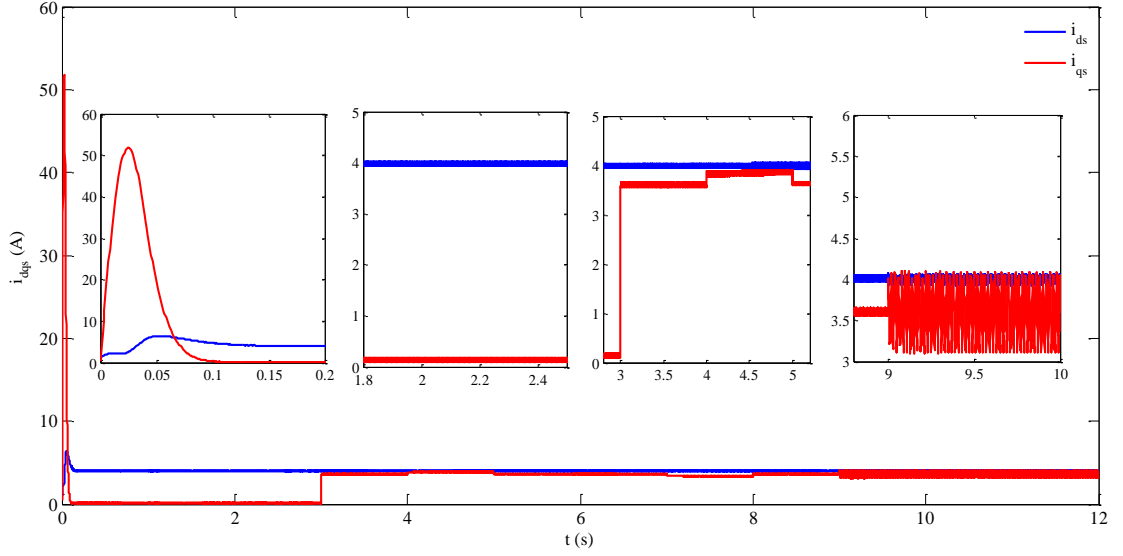
**Şekil 4.23.** Değişik referans hızları, yük momentini, arıza ve belirsizlik uygulanmış durumda rotor akısının zamana göre değişimi

Şekil 4.24'de ise stator faz akımlarının zamana göre değişimi gösterilmiştir. Şekil 4.24'den görüldüğü gibi motora arıza ve belirsizlik uygulandığı anda akım dalgalanması çok düşüktür.



**Şekil 4.24.** Değişik referans hızları, yük momentini, arıza ve belirsizlik uygulanmış durumda stator faz akımlarının zamana göre değişimi

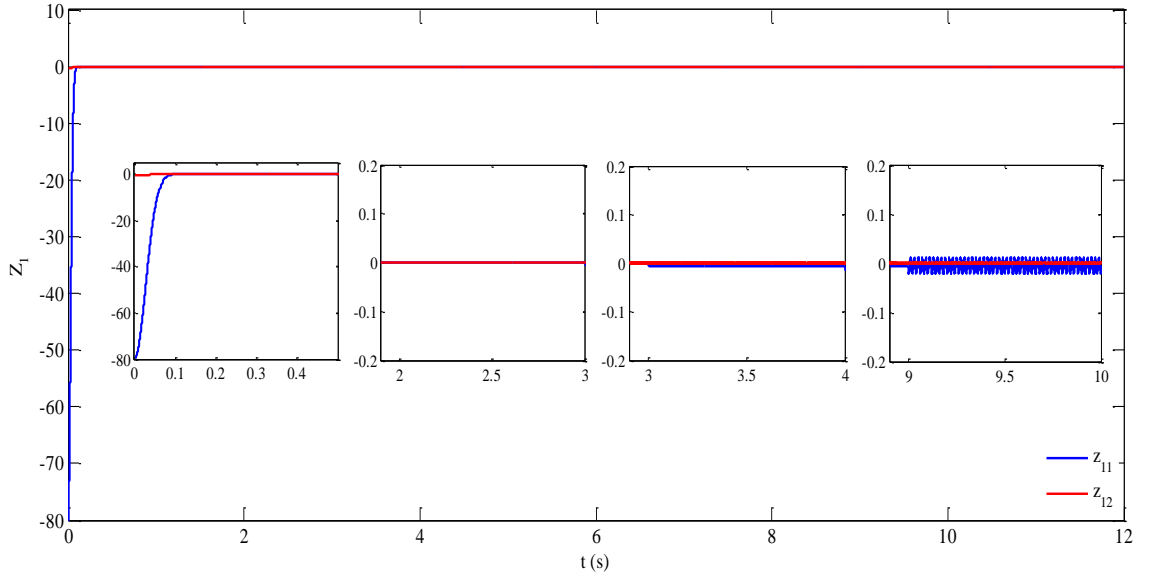
Şekil 4.25’de ise stator  $d - q$  akımlarının zamana göre değişimi gösterilmiştir.



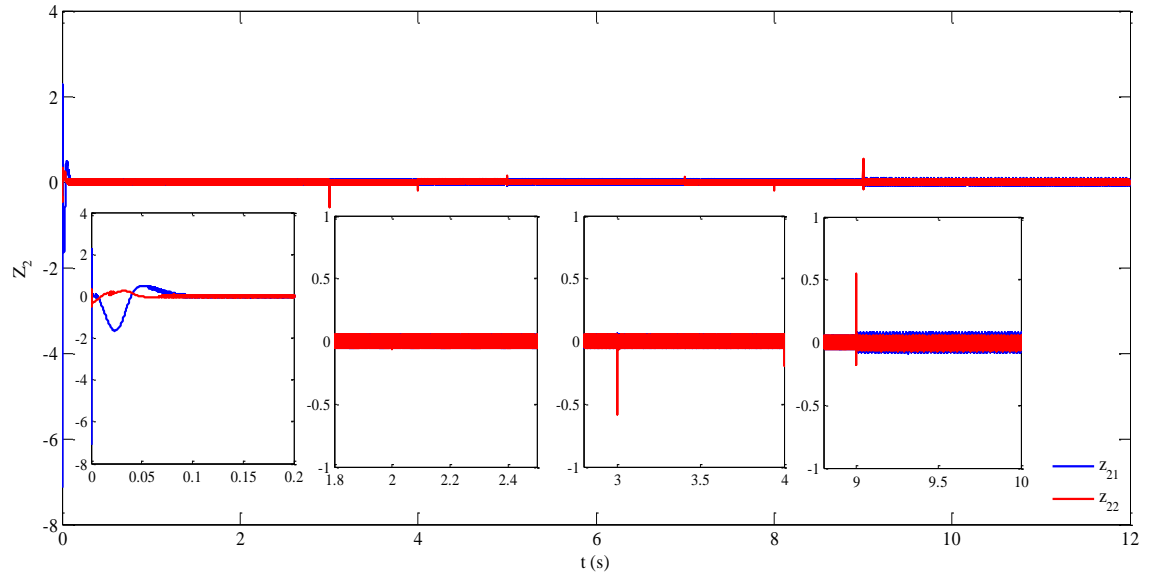
**Şekil 4.25.** Değişik referans hızları, yük momenti, arıza ve belirsizlik uygulanmış durumda stator  $d - q$  akımlarının zamana göre değişimi

Şekil 4.26 (a) ve (b)’de kayma yüzeyinin zamana göre değişimi gösterilmiştir. Şekil 4.26’den görüldüğü gibi motora belirsizlik ve arıza uygulandığı anda KKBD denetleyici ile kayma yüzeyi değeri ‘0’ civarına getirilmiş ve orada kalmasını sağlamıştır.





(a)



(b)

**Şekil 4.26.** Değişik referans hızları, yük momentleri, arıza ve belirsizlik uygulanmış durumda kayma yüzeyi değişimi

Çizelge 4.3’de Birinci KKBD metod, ikinci KKBD metodla karşılaştırılmıştır.

**Çizelge 4.3.** Birinci KKBD metod, ikinci KKBD metodla karşılaştırılması

Yöntem	Oturma süresi	Aşım	akı dalgalanması	Stator akım dalgalanması
Birinci KKBD	0.2 s	8 rad/s	0.02 Wb	0.8 A
İkinci KKBD	0.12 s	0 rad/s	0.0001 Wb	0.1 A

Hız performansları karşılaştırıldığında, birinci KKBD metod ile verilen referans hız değerine ortalama 0.2s’de ve ikinci KKBD metodla verilen referans hız değerine ortalama 0.12s’de ulaşarak referans değeri başarı ile takip ettikleri görülmüştür. Çalışma esnasında meydana gelen belirsizlik, bozucu, arıza ve hız değişimlerinde, ikinci KKBD kararlı çalışma durumuna geçtiği gözlemlenmiştir.

Moment performansları bakımından karşılaştırmada; dikkati çeken nokta arızanın meydana geldiği noktadır. Birinci KKBD’ nin momentinin dalgalanması, ikinci KKBD’ den yaklaşık 6 kat yüksek olduğu gözlemlenmiştir.

Akı performansları bakımından her iki yöntem karşılaştırıldığında ise kalkınma ve arızanın meydana geldiği noktalar en önemli olan noktalardır. İkinci KKBD metodunun birinci KKBD metoduna göre daha önce kararlı çalışma durumuna geçtiği gözlemlenmiştir.

Akım performansları açısından bir karşılaştırma yapılacak olursa arızanın meydana geldiği noktalar akım performansı açısından büyük bir öneme sahiptir. Akım dalgalanmasının ikinci KKBD’ de, birinci KKB denetim yöntemine göre daha düşük olduğu gözlemlenmiştir.

## 5. TARTIŞMA ve SONUÇ

Bu tez çalışmasında belirsizlikler, bozucular ve arızalar oluştuğunda üç fazlı asenkron motor için arızaya dayanıklı denetleyiciler tasarlanmıştır. Önerilen denetim sistemlerinin yapısı, doğrusal ve doğrusal olmayan denetleyici teorilerine göre tasarlanmıştır.

Doğrusal arızaya dayanıklı denetim yöntemlerinden olan adaptif durum geri beslemeli arızaya dayanıklı denetim (ADGBADD) ve adaptif çıkışlı geri beslemeli arızaya dayanıklı denetim (AÇGBADD) yöntemleri önerilmiştir. Her iki yöntemde de Lyapunov kararlılık teorisi ve doğrusal matris eşitsizliği (DME) kullanılarak denetleyicinin katsayılarını ayarlamak için çevrimiçi bir algoritma sunulmuştur. Böylece, motorun bozucular ve arızaların varlığında kararlı bir şekilde çalışması sağlanmıştır.

ADGBADD yöntemi ile AÇGBADD yöntemi karşılaştırıldığında, AÇGBADD yöntemi, daha basit bir yapıya sahiptir. Çünkü ADGBADD yönteminde durumların tamamının ölçülmesi gerekmektedir. Fakat bazı durumlar (rotor akısı ve akımı gibi), hem maliyetinin yüksek olmasından hem de elde olmayan bazı sebeplerden dolayı ölçülememektedir. Bu nedenle AÇGBADD yöntemi, daha basit bir yapıya sahiptir. Dolayısıyla gerçek uygulamalarda kolay ve düşük maliyetle kullanılabilir.

Doğrusal olmayan motor dinamikleri ve parametre belirsizlikleri nedeniyle doğrusal olmayan dayanıklı bir denetim sistemine ihtiyaç duyulmuştur. Bu amaçla kayan kipli blok denetim (KKBD) yöntemi önerilmiştir. Önerilen denetleyici, doğrusal olmayan-blok doğrusallaştırma yöntemi ve doğrusal olmayan kayma yüzeyi ile bir kayan kipli denetim yönteminin kombinasyonudur. Böylece motorun arızalar, belirsizlikler ve bozucular karşısında dayanıklılığı artırılmıştır.

ADGBADD, AÇGBADD ve KKBD kullanılarak asenkron motorun hız denetiminden elde sonuçlar karşılaştırıldığında aşağıdaki değerlendirmeler yapılmıştır:

- ADGBADD ve AÇGBADD denetleyicilerin başarımının belirlenmesi amacıyla benzetim sonuçlar elde edilmiş ve değerlendirilmiştir. Her iki yöntemde de benzetim sonuçları göstermektedir ki, her türlü başlangıç koşullarında kararlılık şartı sağlanmıştır. Yükün ani değişimlerinde ve arızalı durumda bile oldukça iyi sonuçlar alınmıştır.
- KKBD denetleyicinin başarımının belirlenmesi amacıyla motor; yüksüz, yüklü, arızalı ve belirsizlik olarak benzetim sonuçları alınmış ve değerlendirilmiştir. Benzetim sonuçlarına bakıldığında, denetleyicinin referans girdiyi izleme, belirsizlik, bozucu ve arıza etkilerin bastırma konusunda literatürdeki daha önceki çalışmalara göre yüksek başarımlar sağladığı görülmüştür. Böylece KKBD denetleyici, motorun doğrusalsızlıklarına, belirsizliklerine, bozucu ve arıza etkilerine karşı dayanıklı bir denetim sağlamıştır.

Sonuç olarak önerilen doğrusal olmayan KKBD'nin, parametre değişimlerine, doğrusal olmayan motor dinamiklerine, motor yüklerine ve arızalara karşı dayanıklı olduğu ve sürekli durum hatalarını önlediği belirlenmiştir. Benzetim sonuçlarına göre, KKBD denetleyicinin uyarlanabilir ve dayanıklı yapısıyla asenkron motorların hız denetimindeki başarımının literatürdeki daha önceki çalışmalar ile karşılaştırıldığında daha tatmin edici olduğu gözlemlenmiştir. Böylece önerilen KKBD denetleyici, üç fazlı asenkron motor üzerinde literatürdeki daha önceki çalışmalara göre yüksek performans elde edilmiştir.

Bundan sonraki çalışmalarda, aşağıda verilen araştırmalara yönelik çalışmaların gerçekleştirilmesi öngörülmektedir.

- Daha büyük bir arıza meydana geldiğinde iyi bir performans elde etmek amacıyla, hibrid arızaya dayanıklı denetim yöntemlerinin geliştirilmesi.

- Sensörlerin sayısının azaltılması ile arızaya dayanıklı denetim yöntemlerinin geliştirilmesi (özellikle motor hız sensörü).
- Önerilen yöntemler deneysel olarak incelenerek benzetimlerle deneysel sonuçların karşılaştırılması.

**KAYNAKLAR**

- Abid, M., Aissaoui A. G., Ramdani Y. and Zebelah A. K., 2007. Sliding mode speed and flux control of field-oriented induction machine. *Acta Electrotechnica et informatica*, 7(1), 1-7.
- Alavije, H.S. and Akhbari M., 2011. Investigation of induction motor drive behavior in low-cost fault tolerant control for electric vehicles. *Power Engineering and optimization conference*, 176-181.
- Al-Muthairi, N. F. and Zribi M., 2004. Sliding mode control of a magnetic levitation system. *Mathematical Problems in Engineering*, 2004, 93-107.
- Apkarian, P., Gahinet P. and Becker G., 1995. Self-scheduled  $H_{\infty}$  control of linear parameter-varying systems: a design example. *Automatica*, 31(9), 1251-1261.
- Astol, A., Karagiannis D. and Ortega R., 2008. *Nonlinear and adaptive control with applications*. Springer Verlag, 33-89, London.
- Bandyopadhyay, B., Deepak F. and Kim K. S., 2009. *Sliding mode control using novel sliding surfaces*. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 42-95.
- Benbouzid, M.E.H., Diallo D. and Zeraouia M., 2007. Advanced fault-tolerant control of induction-motor drives for EV/HEV traction applications: from conventional to modern and intelligent control techniques. *IEEE Trans on Vehicular Technology*, 56(2), 519-528.
- Benosman, M., 2010. A survey of some recent results on nonlinear fault tolerant control. *Mathematical Problems in Engineering*, 2010, 1-25.
- Blanke, M., Staroswiecki M. and Wu N. E., 2001. Concepts and methods in fault-tolerant control. *American Control Conference (ACC)*, 2606-2620.
- Bogani, T., Lidozzi A., Solero L. and Di Napoli A., 2005. Synergetic control of PMSM drives for high dynamic applications. *IEEE Conf. Electric Machines and Drives*, 710-717.
- Bonivento, C., Isidori A., Marconi L. and Paoli A., 2004. Implicit fault-tolerant control: application to induction motors. *Automatica*, 40(3), 355-371.
- Chiu, C. S., 2012. Derivative and integral terminal sliding mode control for a class of MIMO nonlinear systems. *Automatica*, 48(2), 314-326.
- Cho, K. R., Lang J. H. and Umans S. D., 1992. Detection of broken rotor bars in induction motors using state and parameter estimation. *IEEE Trans on Industry Applications*, 28(3), 702-709.
- Combastel, C., Lesecq S., Petropol S. and Gentil S., 2002. Model-based and wavelet approaches to induction motor on-line fault detection. *Control Engineering Practice*, 10(5), 493-509.
- Corless, M.J. and Leitmann G., 1981. Continuous state feedback guaranteeing uniform ultimate boundedness for uncertain dynamic systems. *IEEE Trans Automatic Control*, 26(5), 1139-1144.
- Darie, E., 2007. About monitoring of induction motor fault. *International Conference on Electromechanical and Power Systems*, 172-175.
- DeCarlo, R.A., Zak S.H. and Drakunov S.V., 1999. *The control handbook*. CRC Press Inc, 941-951.

- Djeghali, N., Ghanes M., Djennoune S. and Barbot J.P., 2013. Sensorless fault tolerant control for induction motors. *International Journal of Control Automation and Systems*, 11(3), 563-576.
- Dongmo, J. E., Kwatny H. G., Bajpay G. and Teolis C., 2007. Variable structure design of fault tolerant control system for induction motors. *Electric Ship Technologies Symposium*, 531-535.
- Furat, M., and Eker İ., 2013. Kayan Kipli Kontrol Algoritmalarında Kontrol İşaretindeki Salınımın Azaltılarak Performansın Arttırılması. *Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı*, 360-365.
- Gaeid, K.S., Ping H.W., Khalid M. and Masaoud A., 2012. Sensor and sensorless fault tolerant control for induction motors using wavelet index sensors. *Sensors*, 12(4), 4031-4050.
- Gaied, K. S. and A. F. Mohamed H., 2010. Diagnosis and fault tolerant control of the induction motors techniques: a review. *Australian Journal of Basic and Applied Sciences*, 4(2), 227-247.
- Goodwin, G.C. and Sin K.S., 2009. Adaptive filtering prediction and control. Dover Publications, 47-105, New York.
- Harnefors, L., 2001. Design and analysis of general rotor flux oriented vector control systems. *IEEE Trans on Industrial Electronics* , 48(2), 383-390.
- Isermann, R., 2005. Model-based fault detection and diagnosis-status and application. *International Federation of Automatic Control*, 29(1), 71-85.
- Jadot, F., Malrait F., Moreno J. and Sepulchre R., 2009. Adaptive regulation of vector-controlled induction motors. *IEEE Trans on Control Systems Technology*, 17(3), 646-657.
- Jamoussi, K., Ouali M. and Charradi H., 2007. A sliding mode speed of an induction motor. *American Journal of Applied Sciences*, 12(4), 987-994.
- Janardhanan, S. and Bandyopadhyay B., 2006. Output feedback sliding-mode control for uncertain systems using fast output sampling technique. *IEEE Trans on Industrial Electronics*, 53(15), 1677-1682.
- Karami, F., Poshtan J. and Poshtan M., 2010. Detection of broken rotor bars in induction motors using nonlinear Kalman filters. *ISA Transactions*, 49(2), 189-195.
- Khalil, H. K., 1996. *Nonlinear systems* . Prentice Hall, 2 edition, 588-601, US.
- Krause, P.C., Wasynczuk O. and Sudhoff S.D., 2002. *Analysis of electric machinery and drive systems*. Wiley-IEEE Press, 311-336, New York.
- Lebaroud, A. and Clerc G., 2008. Classification of induction machine faults by optimal time–frequency representations. *IEEE Trans on industrial electronics*, 55(12), 4290-4298.
- Li, W. and Mechefske C.K., 2006. Detection of induction motor faults: a comparison of stator current, vibration and acoustic methods. *Journal of Vibration and Control*, 12(2), 165-188.
- Li, Z. and Dahhou B., 2008. A new fault isolation and identification method for nonlinear dynamic systems: application to a fermentation process. *Applied Mathematical Modelling*, 32(12), 2806-2830.
- Lombaerts, T.J.J., Looye G.H.N., Chu Q.P. and Mulder J.A., 2012. Design and simulation of fault tolerant flight control based on a physical approach. *Aerospace Science and Technology*, 23(1), 151–171.

- Loukianov, AG., 2002. Robust block decomposition sliding mode control design. *Mathematical Problems In Engineering*, 8(4), 349-365.
- Loukianov, AG., Toledo BC. and Dodds S., 2002. Robust stabilization of a class of uncertain system via block decomposition and VSC. *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, 12(15), 1317-1338.
- Marino, R., Peresada S. and Valigi P., 1993. Adaptive input-output linearizing control of induction motor. *IEEE Trans on Automatic Control*, 38(2), 208 – 221.
- Mattone, R., and De Luca A., 2006. Nonlinear fault detection and isolation in a three-tank heating system. *IEEE Trans on Control Systems Technology*, 14(6), 1158-1166.
- Mekki, H., Benzineb O., Boukhetala D. and Tadjine M., 2013. Fault tolerant control based sliding mode application to induction motor. *International Conference on Control Engineering & Information Technology*, 3, 1-6.
- Mhaskar, P., McFall C. A. and Christofides P. D., 2006. Fault-tolerant control of nonlinear systems: Fault-detection and isolation and controller reconfiguration. *IEEE American Control Conference Minnesota USA*, 5115-5122.
- Mihankhah, A., Salmasi F. R. and Salahshoor K., 2013. Partial and total actuator faults accommodation for input-affine nonlinear process plants. *ISA Transactions*, 52(3), 351-357.
- Naceri, F., Belkacem S., Kercha M. and Benmokrane T., 2007. Performance analysis of field oriented control and direct torque control for sensorless induction motor drives. *Proceeding of the 15th Mediterranean Conference Control & Automation*, 1-6.
- Najafabadi, T.A., Salmasi F.R. and Jabehdar P., 2011. Detection and isolation of speed-, DC-Link voltage-, and current-sensor faults based on an adaptive observer in induction-motor drives. *IEEE Trans on Industrial Electronics*, 58(5), 1662-1672.
- Noaman, N. M., 2008. Speed control for IFOC induction machine with sliding mode controller. *Asian Journal of Scientific Research*, 1(4), 324-337.
- Ong, C.M., 1997. *Dynamic Simulations of Electric Machinery: Using MATLAB/SIMULINK*. Prentice Hall, 167-183, UK.
- Perruquetti, W. and Barbot J. P., 2002. *Sliding mode control in engineering*. Marcel Dekker Inc, 1-56.
- Pertew, A. M., Marquez H.J. and Zhao Q., 2007. LMI-based sensor fault diagnosis for nonlinear Lipschitz systems. *Automatica*, 43(8), 1464-1469.
- Singh, G. K. and Kazzaz S., 2009. Isolation and identification of dry bearing faults in induction machine using wavelet transform. *Tribology International*, 42(6), 849-861.
- Slotine, J. J. E. and Li W., 1991. *Applied nonlinear control*. Englewood Cliffs, NJ Prentice-Hall, 276-307, USA.
- Şahin, K., 2006. Asenkron motorların dinamik yapay sinir ağları ile hız kontrolü. Y. Lisans Tezi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Fırat Üniversitesi.
- Tabbache, B., Rizoug N., Benbouzid M.E.H. and Kheloui A., 2013. A control reconfiguration strategy for post-sensor FTC in induction motor-based Evs. *IEEE Trans on Vehicular Technology*, 62(3), 965-971.
- Tahami, F., Shojaei A. and Ahmadi Khatir D., 2006. A diversity based reconfigurable method for fault tolerant control of induction motors. *International symposium on Power Electronics , Electrical Drives, Automation and Motion*, 12-17.



- Tohidi, H. and Erenturk K., 2014. Robust Adaptive Fault Tolerant Controller Design, Applied to Three Phase Induction Motor. PEMC'2014 conference, 1-6.
- Tohidi, H. and Erenturk K., 2014. Robust Adaptive Fault-Tolerant Tracking Control of Three-Phase Induction Motor. Advances in Electrical Engineering, 2014, 1-7.
- Vas, P., 1994. Parameter estimation, condition monitoring, and diagnosis of electrical machines. Oxford, Clarendon, 14-31, UK.
- Wang, L., Mo S., Zhou D., Gao F. and Chen X., 2012. Robust delay dependent iterative learning fault-tolerant control for batch processes with state delay and actuator failures. Journal of Process Control, 22(7), 1273-1286.
- Yang, H., Jiang B. and Cocquempot V., 2010. Fault tolerant control design for hybrid systems. Springer-Verlag Berlin Heidelberg.
- Ye, D. and Yang G. H., 2006. Adaptive fault-tolerant tracking control against actuator faults with application to flight control. IEEE Trans. Control Systems Technology, 14(6), 1088-1096.
- Yu, X. and Kaynak O., 2009. Sliding-Mode Control with Soft Computing: A Survey. IEEE Trans. On Industrial Electronics, 56(9), 3275 – 3285.
- Zhang, X., Parisini T. and Polycarpou M.M., 2004. Adaptive fault-tolerant control of nonlinear uncertain systems: an information-based diagnostic approach. IEEE Transactions on Automatic Control, 49(8), 1259-1274.
- Zhang, Y. and Jiang J., 2008. Bibliographical review on reconfigurable fault-tolerant control systems. Annual Reviews in Control, 32(2), 229-252.
- Zhang, Y. and Qin S.J., 2009. Adaptive actuator fault compensation for linear systems with matching and unmatching uncertainties. Journal of Process Control, 19(6), 985-990.
- Zidani, F., Diallo D., Benbouzid M. and Said R., 2008. A fuzzy-based approach for the diagnosis of fault modes in a voltage-fed PWM inverter induction motor drive. IEEE Trans. Industrial Electronics, 55(2), 586-593.

## ÖZGEÇMİŞ

1980 yılında İran'da doğdu. İlk, orta ve lise öğrenimini İran'da tamamladı. 1999 yılında IAU Üniversitesi Fen Bilimler Fakültesi Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü'nde lisans öğrenimine başlayarak 2003 yılında mezun oldu. 2004 yılında IAU Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı Elektrik Güç Bilim Dalı'nda yüksek lisans öğrenimine başlayarak 2006 yılında mezun oldu. 2011 yılında Atatürk Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü elektrik ve elektronik mühendisliği Anabilim Dalı elektrik makinaları bilim dalında direk doktora eğitimine başladı.