

T.C.  
SAKARYA ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**İNDÜKSİYON MOTORLARDA YİNELEMELİ YSA  
TABANLI DURUM KESTİRİMİ**

**DOKTORA TEZİ**

**Elk-Elktr Y. Müh. Aydın MÜHÜRÇÜ**

**Enstitü Anabilim Dalı : ELEKTRİK-ELEKTRONİK**  
**Enstitü Bilim Dalı : ELEKTRONİK**  
**Tez Danışmanı : Doç. Dr. Saadettin AKSOY**

**Ocak 2011**

T.C.  
SAKARYA ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

İNDÜKSİYON MOTORLARDA YİNELEMELİ YSA  
TABANLI DURUM KESTİRİMİ

DOKTORA TEZİ

Elk-Elktr Y. Müh. Aydın MÜHÜRÇÜ

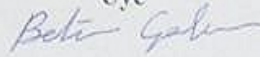
Enstitü Anabilim Dalı : ELEKTRİK-ELEKTRONİK

Bu tez 06/01/2011 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Oybirliği ile kabul edilmiştir.



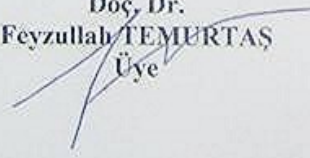
Doç. Dr.  
Saadettin AKSOY  
Jüri Başkanı

Prof. Dr.  
Bekir ÇAKIR  
Üye

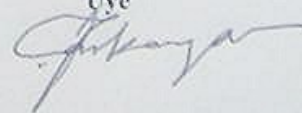


Doç. Dr.  
Cabir VURAL  
Üye

Doç. Dr.  
Feyzullah TEMERTAS  
Üye



Yrd. Doç. Dr.  
İlyas ÇANKAYA  
Üye



## TEŞEKKÜR

Tez süresince manevi desteğini benden esirgemeyen eőim Gülçin'e, araştırma sürecinin en karanlık anlarında bile bana ışık tutmaya çalışan ve çalışma azmimi artıran küçük kızım Melikem'e, akademik araőtırmalarımnda beni yönlendiren Doç.Dr. Saadettin AKSOY hocama, tez izleme sınavlarında tez kapsamında yeni araştırma fikirleri veren Doç.Dr. Cabir VURAL ve Yrd.Doç.Dr. İlyas ÇANKAYA hocalarıma ve de tez çalışmamıza mali destek sağlayan Sakarya Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri (BAP) Başkanlığına teşekkürü bir borç bilirim.

## İÇİNDEKİLER

TEŞEKKÜR.....	ii
İÇİNDEKİLER .....	iii
SİMGELER VE KISALTMALAR LİSTESİ.....	vi
ŞEKİLLER LİSTESİ .....	ix
TABLolar LİSTESİ.....	xiii
ÖZET.....	xv
SUMMARY.....	xvi

### BÖLÜM 1.

GİRİŞ.....	1
1.1. Daha Önce Yapılmış Çalışmalar.....	5
1.2. Tezin Kapsamı.....	20

### BÖLÜM 2.

DİNAMİK MODELLEME.....	22
2.1. Abc Eksen Sisteminde Dinamik Modelleme.....	22
2.2. d-q Eksen Sistemi.....	25
2.3. Durum Uzayı Dinamik Modelleme.....	28
2.3.1. Stator akım ve rotor akısına dayalı modelleme.....	30
2.3.2. Rotor akısına dayalı modelleme.....	35
2.3.3. Stator ve rotor akısına dayalı modelleme.....	36
2.3.4. Stator ve rotor akımlarına dayalı modelleme.....	37
2.4. İndüksiyon Motorunun Benzetimi İçin Dinamik Modelleme.....	39

### BÖLÜM 3.

İNDÜKSİYON MOTORLARDA DURUM KESTİRİMİ.....	46
--	----

3.1. Durum Kestirimi.....	46
3.1.1. Açık çevrimli gözlemleyici.....	46
3.1.2. Kapalı çevrimli gözlemleyiciler.....	46
3.2. Rotor Akı Kestirimi .....	49
3.2.1. Açık çevrimli rotor akı gözlemleyici .....	49
3.2.2. Kapalı çevrimli rotor akı gözlemleyici.....	51
3.3. Rotor Akı ve Stator Akımlarının Kestirimi.....	56
3.4. Kalman Filtreleme (KF) Algoritmasına Dayalı Durum Kestirimi..	59
3.4.1. Genişletilmiş Kalman filtreleme (GKF) algoritması.....	61
3.4.2. Stator akımı ve rotor akı bileşenlerinin kestirimi.....	65
3.4.3. Stator ve rotor akılarının kestirimi.....	69
<b>BÖLÜM 4.</b>	
<b>YAPAY SİNİR AĞI TABANLI DURUM KESTİRİMİ</b>	<b>74</b>
4.1. Giriş.....	74
4.2. EYSA Kestirim Algoritması.....	75
4.2.1. Yenilemeli YSA modeli.....	76
4.3. Elman-YSA Öğrenme Algoritması.....	80
4.4. PI-EYSA Kestirim Algoritması.....	89
<b>BÖLÜM 5.</b>	
<b>BENZETİM VE DENEYSEL SONUÇLAR</b>	<b>93</b>
5.1. Giriş.....	93
5.2. Motor Parametrelerinin Belirlenmesi.....	93
5.3. Benzetim Modeline Dayalı Kestirim Sonuçları.....	96
5.3.1. YSA ve GKF Algoritmalarına İlişkin Benzetim Sonuçları...	97
5.3.1.1. Sinüsoidal beslemeye ilişkin kestirim sonuçları.....	98
5.3.1.2. 6 adım beslemeye ilişkin kestirim sonuçları.....	113
5.3.1.3. PWM beslemeye ilişkin kestirim sonuçları.....	128
5.4. Deneysel Ölçümlere Dayalı Kestirim Sonuçları.....	144
5.4.1. Deneysel ölçümlere dayalı kestirim sonuçları.....	145
5.4.1.1. Sinüsoidal besleme.....	145

5.4.1.2. 6 adım besleme.....	146
<b>BÖLÜM 6.</b>	
SONUÇLAR VE ÖNERİLER.....	162
6.1. Sonuçlar.....	162
6.2. Öneriler.....	164
KAYNAKLAR.....	166
ÖZGEÇMİŞ.....	178

## SİMGELER VE KISALTMALAR LİSTESİ

$L_{ls}$	: Stator kaçak endüktansı
$L_{lr}$	: Rotor kaçak endüktansı
$L_{ss}$	: Stator endüktansı
$L_{rr}$	: Rotor endüktansı
$L_{sr}$	: Stator-rotor arasındaki karşılıklı endüktans
$L_{sm}$	: Stator sargıları arasındaki karşılıklı endüktans
$L_{rm}$	: Rotor sargıları arasındaki karşılıklı endüktans
$N_s$	: Stator sarım sayısı
$N_r$	: Rotor sarım sayısı
$P_g$	: Hava aralığının manyetik iletkenliği
$v_{qs}, v_{ds}, v_{0s}$	: d-q eksen sisteminde stator gerilim (V) bileşenleri
$i_{qs}, i_{ds}, i_{0s}$	: d-q eksen sisteminde stator akım (A) bileşenleri
$i'_{qr}, i'_{dr}, i'_{0r}$	: d-q eksen sisteminde indirgenmiş rotor akım (A) bileşenleri
$\phi_{qs}, \phi_{ds}$	: d-q eksen sisteminde stator akı (Wb) bileşenleri
$\phi'_{qr}, \phi'_{dr}$	: d-q eksen sisteminde indirgenmiş rotor akı (Wb) bileşenleri
$\phi_{mq}, \phi_{md}$	: d-q eksen sisteminde indirgenmiş stator ve rotor sargıları arasındaki karşılıklı endüktans akıları (Wb)
$X_m$	: Miknatıslanma endüktansı ( $\Omega$ )
$X_{ls}$	: Stator kaçak endüktans ( $\Omega$ )
$X'_{lr}$	: Statora indirgenmiş rotor kaçak endüktans ( $\Omega$ )
$X''_{lr}$	: Statora indirgenmiş rotor kaçak endüktans ( $\Omega$ )
$R_s, R_r$	: Stator ve indirgenmiş rotor sargı direnci ( $\Omega$ )

$L_s, L_r$	: Stator ve indirgenmiş rotor sargı indüktansları (H)
$\lambda'_{qr}, \lambda'_{dr}$	: İndirgenmiş rotor akı (Wb) dq bileşenleri
$M$	: Stator ve rotor sargıları arasındaki karşılıklı indüktans (H)
$\omega_r$	: Rotor açısal hızı (rad/sn)
$p = d / dt$	: Türev operatörü
$\omega_\zeta$	: Çerçeve frekansı
$f_s$	: Stator sargıları besleme frekansı
$\omega_b$	: Temel açısal frekans
$T_{em}$	: Elektriksel moment
$T_y$	: Yük momenti
$T_s$	: Motor milindeki sönüm momenti
$J$	: Rotor atalet momenti
$P$	: Motor kutup sayısı
$e$	: Gözlemleyici hatası
$\varepsilon$	: Kestirim hatası
$x$	: n boyutlu durum vektörü
$y$	: m boyutlu çıkış vektörü
$u$	: r boyutlu giriş vektörü
$f(\cdot), h(\cdot)$	: doğrusal olmayan fonksiyonlar
$w$	: nx1 boyutlu sistem gürültü vektörü
$v$	: rx1 boyutlu ölçüm gürültüsü vektörü
$\hat{c}$	: durum değişkeni kestirim vektörü
$\bar{x}$	: durum değişkeni önkestirim vektörü
$\hat{c}$	: parametre kestirim vektörü
$I$	: birim matrisi
$M$	: tahmin hatası kovaryans matrisi
$P$	: kestirim hatası kovaryans matrisi
$K$	: Kalman kazanç matrisi
$L$	: durum vektörüne ilişkin Kalman kazanç matrisi
$N$	: parametre vektörüne ilişkin Kalman kazanç matrisi



$Q$ ve $R$	: kovaryans matrisleri
$\Gamma, \Lambda$ ve $F$	: Jakobyen matrisleri
$w_{ii}^c$	: context katmandaki $i$ . düğümü, gizli katmandaki $i$ .ci düğüme birleştiren ağırlık katsayısı
$w_{ji}^\mu$	: giriş katmandaki $j$ .ci düğümü, gizli katmandaki $i$ .ci düğüme birleştiren ağırlık katsayısı
$w_{ir}^x$	: gizli katmandaki $i$ .ci düğümü çıkış katmandaki $r$ .ci düğüme bağlayan ağırlık katsayısı
$\mathbf{u}_j(k)$	: $k$ .cı adıma ilişkin EYSA girişleri
$\hat{y}_i(k)$	: $(k+1)$ 'ci adıma ilişkin EYSA çıkışları
$\hat{y}_i^g(k)$	: $(k+1)$ 'ci adıma ilişkin gizli katman çıkışları
$c_i(k)$	: $k$ 'cı adıma ilişkin context katman girişleri
$z^{-1}$	: birim gecikme
$f(x)$	: doğrusal olmayan aktivizasyon fonksiyonu
$g(x)$	: doğrusal aktivizasyon fonksiyonu
$\alpha$	: PI-EYSA öğrenme sabiti
$\mu$	: moment sabiti
$\eta$	: öğrenme sabiti

## ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil 1.1.	Doğrudan vektör kontrolü.....	2
Şekil 1.2.	Dolaylı vektör kontrolü.....	2
Şekil 2.1.	Simetrik bir indüksiyon motorun abc eksen sistemindeki elektriksel eşdeğer devresi .....	22
Şekil 2.2.	abc-dq dönüşümü.....	26
Şekil 2.3.	İndüksiyon motor için d-q ve abc eksen sistemi.....	27
Şekil 2.4.	İndüksiyon motorun $\omega_c$ keyfi hızda dönmekte olan dq0 eksen sistemindeki dinamik eşdeğer devresi.....	28
Şekil 2.5.	$\omega_c = 0 \text{ rad/sn}$ , direnç ve reaktanslar üzerinden indüksiyon motoru d-q model ve değişkenleri.....	40
Şekil 2.6.	3 fazlı sincap kafesli indüksiyon motorun d-q eksen sistemindeki dinamik benzetimine ilişkin blok diyagramı.....	45
Şekil 3.1.	Kapalı çevrimli Luemberger gözlemleyici.....	48
Şekil 3.2.	İndüksiyon motorun durum değişkenlerinin GKF algoritması ile kestirimine ilişkin benzetim diyagramı.....	60
Şekil 3.3.	GKF algoritmasına ilişkin akış diyagramı.....	64
Şekil 3.4.	GKF'ye dayalı kestirim algoritması.....	65
Şekil 3.5.	İndüksiyon motor'un rastsal durum uzayı modeli.....	68
Şekil 3.6.	Stator akımı ve rotor akılarına ilişkin kestirim algoritması.....	68
Şekil 3.7.	Stator ve rotor akımlarının kestirimleri için ölçüm düzeneği ve GKF algoritması.....	72
Şekil 4.1.	EYSA kestirim algoritmasının yapısı ve ölçüm düzeneği.....	76
Şekil 4.2.	Elman YSA (EYSA) algoritmasının temel yapısı.....	78
Şekil 4.3.	Öğrenme algoritması ile ağırlık katsayılarının güncellenmesi...	80
Şekil 4.4.	Gradient descent metodu ile karesel hatanın minimizasyonu.....	84
Şekil 4.5.	Düzeltilmiş Elman YSA (PI-EYSA) algoritmasının temel	

	yapısı.....	90
Şekil 4.6.	PI-EYSA kestirim algoritmasının yapısı ve deney düzeneği.....	91
Şekil 5.1.	İndüksiyon motor mili yavaşlama eğrisi.....	95
Şekil 5.2.	Benzetim verilerine dayalı kestirime ilişkin blok şeması.....	97
Şekil 5.3.	50Hz'lik sinüsoidal besleme için benzetim modelinden elde edilen giriş/çıkış eğrileri, ( $T_y=1Nm$ ).....	99
Şekil 5.4.	50Hz'lik sinüsoidal besleme için benzetim ölçümlerine dayalı $d$ eksenli akım kestirim sonuçları ( $T_y=1Nm$ ).....	100
Şekil 5.5.	50Hz'lik sinüsoidal besleme için benzetim ölçümlerine dayalı $q$ eksenli akım kestirim sonuçları ( $T_y=1Nm$ ).....	101
Şekil 5.6.	50Hz'lik sinüsoidal besleme için benzetim ölçümlerine dayalı $d$ eksenli akı kestirim sonuçları ( $T_y=1Nm$ ).....	102
Şekil 5.7.	50Hz'lik sinüsoidal besleme için benzetim ölçümlerine dayalı $q$ eksenli akı kestirim sonuçları ( $T_y=1Nm$ ).....	103
Şekil 5.8.	25Hz'lik sinüsoidal besleme için benzetim ölçümlerine dayalı kestirim sonuçları ( $T_y=1Nm$ ).....	104
Şekil 5.9.	5Hz'lik sinüsoidal besleme için benzetim ölçümlerine dayalı kestirim sonuçları ( $T_y=1Nm$ ).....	105
Şekil 5.10.	50Hz'lik sinüs besleme için trapezoidal hız değişimine ilişkin benzetim modelinden elde edilen kestirim sonuçları ( $T_y=1Nm$ ).....	110
Şekil 5.11.	25Hz'lik sinüs besleme için trapezoidal hız değişimine ilişkin benzetim modelinden elde edilen kestirim sonuçları ( $T_y=1Nm$ ).....	111
Şekil 5.12.	5Hz'lik sinüs besleme için trapezoidal hız değişimine ilişkin benzetim modelinden elde edilen kestirim sonuçları ( $T_y=1Nm$ ).....	112
Şekil 5.13.	50Hz'lik 6 adım besleme için benzetim modelinden elde edilen giriş/çıkış eğrileri, ( $T_y=1Nm$ ).....	114
Şekil 5.14.	50Hz'lik 6 adım besleme için benzetim ölçümlerine dayalı $d$ eksenli akım kestirim sonuçları ( $T_y=1Nm$ ).....	115
Şekil 5.15.	50Hz'lik 6 adım besleme için benzetim ölçümlerine dayalı $q$	

	ekseni akım kestirim sonuçları ( $T_y=1\text{Nm}$ ).....	116
Şekil 5.16.	50Hz'lik 6 adım besleme için benzetim ölçümlerine dayalı $d$ eksenli akı kestirim sonuçları ( $T_y=1\text{Nm}$ ).....	117
Şekil 5.17.	50Hz'lik 6 adım besleme için benzetim ölçümlerine dayalı $q$ eksenli akı kestirim sonuçları ( $T_y=1\text{Nm}$ ).....	118
Şekil 5.18.	25Hz'lik 6 adımlı besleme gerilimi için benzetim ölçümlerine dayalı kestirim sonuçları ( $T_y=1\text{Nm}$ ).....	119
Şekil 5.19.	5Hz'lik 6 adımlı besleme gerilimi için benzetim ölçümlerine dayalı kestirim sonuçları ( $T_y=1\text{Nm}$ ).....	120
Şekil 5.20.	50Hz'lik 6 adım besleme için trapezoidal hız değişimine ilişkin benzetim modelinden elde edilen kestirim sonuçları ( $T_y=1\text{Nm}$ ).....	125
Şekil 5.21.	25Hz'lik 6 adım besleme için trapezoidal hız değişimine ilişkin benzetim modelinden elde edilen kestirim sonuçları ( $T_y=1\text{Nm}$ ).....	126
Şekil 5.22.	5Hz'lik 6 adım besleme için trapezoidal hız değişimine ilişkin benzetim modelinden elde edilen kestirim sonuçları ( $T_y=1\text{N}$ )..	127
Şekil 5.23.	50Hz'lik PWM besleme için benzetim modelinden elde edilen giriş/çıkış eğrileri, ( $T_y=1\text{Nm}$ ).....	129
Şekil 5.24.	50Hz'lik PWM besleme için benzetim ölçümlerine dayalı $d$ eksenli akım kestirim sonuçları ( $T_y=1\text{Nm}$ ).....	130
Şekil 5.25.	50Hz'lik PWM besleme için benzetim ölçümlerine dayalı $q$ eksenli akım kestirim sonuçları ( $T_y=1\text{Nm}$ ).....	131
Şekil 5.26.	50Hz'lik PWM besleme için benzetim ölçümlerine dayalı $d$ eksenli akı kestirim sonuçları ( $T_y=1\text{Nm}$ ).....	132
Şekil 5.27.	50Hz'lik PWM besleme için benzetim ölçümlerine dayalı $q$ eksenli akı kestirim sonuçları ( $T_y=1\text{Nm}$ ).....	133
Şekil 5.28.	25Hz'lik PWM besleme için benzetim ölçümlerine dayalı kestirim sonuçları ( $T_y=1\text{Nm}$ ).....	134
Şekil 5.29.	5Hz'lik PWM besleme için benzetim ölçümlerine dayalı kestirim sonuçları ( $T_y=1\text{N}$ ).....	135
Şekil 5.30.	50Hz'lik PWM besleme için trapezoidal hız değişimine ilişkin	

	kestirim sonuçları ( $T_y=1Nm$ ).....	140
Şekil 5.31.	25Hz'lik PWM besleme için trapezoidal hız değişimine ilişkin kestirim sonuçları ( $T_y=1Nm$ ).....	141
Şekil 5.32.	5Hz'lik PWM besleme için trapezoidal hız değişimine ilişkin kestirim sonuçları ( $T_y=1Nm$ ).....	142
Şekil 5.33.	Deneysel verilerin üretildiği ölçüm düzeneği.....	144
Şekil 5.34.	Değişik dalga biçimli besleme gerilimlerine ilişkin deneysel ölçüm değerleri .....	148
Şekil 5.35.	Sinüsoidal besleme için deneysel çıkış ölçüm sonuçları ( $T_y=0Nm$ ).....	149
Şekil 5.36.	Sinüsoidal besleme için $d$ eksenindeki deneysel ölçümlere dayalı kestirim sonuçları ( $T_y=0Nm$ ).....	150
Şekil 5.37.	Sinüsoidal besleme için $q$ eksenindeki deneysel ölçümlere dayalı kestirim sonuçları ( $T_y=0Nm$ ).....	156
Şekil 5.38.	Sinüsoidal besleme için deneysel çıkış ölçüm sonuçları ( $T_y=4Nm$ ).....	152
Şekil 5.39.	Sinüsoidal besleme için $d$ eksenindeki deneysel ölçümlere dayalı kestirim sonuçları ( $T_y=4Nm$ ).....	153
Şekil 5.40.	Sinüsoidal besleme için $q$ eksenindeki deneysel ölçümlere dayalı kestirim sonuçları ( $T_y=4Nm$ ).....	154
Şekil 5.41.	6 adım besleme için deneysel çıkış ölçüm sonuçları ( $T_y=0Nm$ ).....	155
Şekil 5.42.	6 adım besleme için $d$ eksenindeki deneysel ölçümlere dayalı kestirim sonuçları ( $T_y=0Nm$ ).....	156
Şekil 5.43.	6 adım besleme için $q$ eksenindeki deneysel ölçümlere dayalı kestirim sonuçları ( $T_y=0Nm$ ).....	157
Şekil 5.44.	6 adım besleme için deneysel çıkış ölçüm sonuçları ( $T_y=4Nm$ ).....	158
Şekil 5.45.	6 adım besleme için $q$ eksenindeki deneysel ölçümlere dayalı kestirim sonuçları ( $T_y=4Nm$ ).....	159
Şekil 5.46.	6 adım besleme için $d$ eksenindeki deneysel ölçümlere dayalı kestirim sonuçları ( $T_y=4Nm$ ).....	160



## TABLolar LİSTESİ

Tablo 5.1.	Sinüsoidal besleme ve %00 yük momenti için ortalama karesel hata değerleri.....	107
Tablo 5.2.	Sinüsoidal besleme ve %20 yük momenti için ortalama karesel hata değerleri .....	108
Tablo 5.3.	Sinüsoidal besleme ve %40 yük momenti için ortalama karesel hata değerleri .....	108
Tablo 5.4.	Sinüsoidal besleme ve %60 yük momenti için ortalama karesel hata değerleri .....	108
Tablo 5.5.	Sinüsoidal besleme ve %80 yük momenti için ortalama karesel hata değerleri .....	109
Tablo 5.6.	Sinüsoidal besleme ve %100 yük momenti için ortalama karesel hata değerleri .....	109
Tablo 5.7.	6 adım besleme ve %00 yük momenti için ortalama karesel hata değerleri .....	122
Tablo 5.8.	6 adım besleme ve %20 yük momenti için ortalama karesel hata değerleri .....	123
Tablo 5.9.	6 adım besleme ve %40 yük momenti için ortalama karesel hata değerleri .....	123
Tablo 5.10.	6 adım besleme ve %60 yük momenti için ortalama karesel hata değerleri .....	123
Tablo 5.11.	6 adım besleme ve %80 yük momenti için ortalama karesel hata değerleri .....	124
Tablo 5.12.	6 adım besleme ve %100 yük momenti için ortalama karesel hata değerleri .....	124
Tablo 5.13.	PWM besleme ve %00 yük momenti için ortalama karesel hata değerleri .....	137

Tablo 5.14.	PWM besleme ve %20 yük momenti için ortalama karesel hata değerleri .....	137
Tablo 5.15.	PWM besleme ve %40 yük momenti için ortalama karesel hata değerleri .....	138
Tablo 5.16.	PWM besleme ve %60 yük momenti için ortalama karesel hata değerleri .....	138
Tablo 5.17.	PWM besleme ve %80 yük momenti için ortalama karesel hata değerleri .....	138
Tablo 5.18.	PWM besleme ve %100 yük momenti için ortalama karesel hata değerleri .....	139



## ÖZET

Anahtar Kelimeler: İM, yenilenebilir YSA, ileri beslemeli YSA, Elman, PI-Elman, GKF, kestirim, durum değişkeni, parametre, kontrol, gözlemleyici

Vektör kontrolü olarak da bilenen alan uyumlu kontrol, yüksek performanslı indüksiyon motor (İM) kontrolü için oldukça kullanışlı bir tekniktir. Alan uyumlu kontrollü sürücülerin kullanıldığı yüksek performanslı İM kontrolünde, rotor akısı, stator akısı ve rotor akımı gibi durum değişkenlerine ihtiyaç duyulur. Özellikle hız sensörsüz İM kontrolünde doğrudan ölçülemeyen rotor akısının kestirimi oldukça önemlidir. Yüksek performanslı kontrol için İM'nin ölçülemeyen durum değişkenlerinin kestiriminin yanı sıra parametre adaptasyonu veya değişen parametrelerinin kestirimi de önem arz etmektedir.

Bu tez çalışmasında öncelikle durum değişkenlerini esas alan indüksiyon motorun d-q eksen sistemi durum uzayı matematiksel modelleri düzenlenmiştir. Ardından yüksek performanslı alan uyumlu İM kontrolü için uygun durum uzay modellerinin kullanıldığı asimtotik gözlemleyicilere, KF ve GKF algoritmalarına ve Yapay Sinirsel Ağ (YSA) dayalı durum kestirim algoritmaları ayrıntılı olarak ele alınıp değişik çalışma koşulları için incelenmiştir. Özellikle dolaylı alan uyumlu kontrol için önem arz eden rotor akı bileşenlerinin kestirimi için Elman Yapay Sinirsel Ağ (EYSA) ve PI-EYSA'ya dayalı iki yeni kestirim algoritması önerilmiştir. Önerilen algoritmalar ve GKF algoritması değişik çalışma koşulları altında ve farklı dalga biçimli besleme gerilimleri için İM'den elde edilen benzetim ve deneysel çıkış ölçümlerine dayalı çevrim içi ve çevrim dışı olarak ayrı ayrı test edilmiştir. Geliştirilen kestirim algoritmaları ve GKF ile elde edilen kestirim sonuçları birbirleri ve gerçek sonuçlar ile karşılaştırılarak gerekli irdelemeler yapılmıştır.

# **RECURRENT NEURAL NETWORK BASED IM STATE ESTIMATION**

## **SUMMARY**

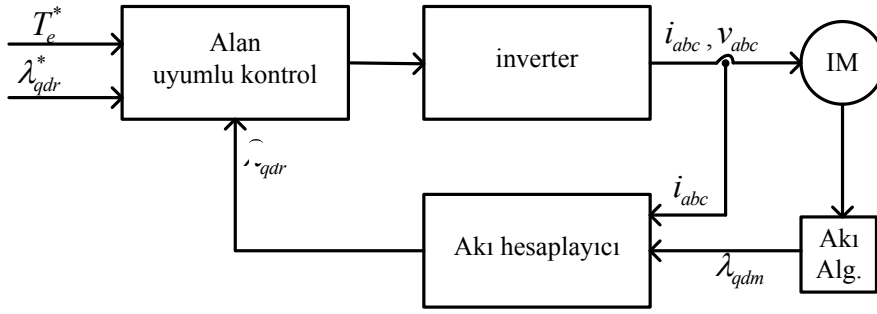
Key Words: IM, recurrent NN, Elman, PI-Elman, GKF, estimation, state variables, parameter, control, observer

The field oriented control also known as the vector control is a useful high-performance technique to control an induction motor (IM). With high-performance control of IM are used field oriented controlled drives where there are needed state variables as rotor fluxes, stator fluxes and rotor currents to be known. In particular for speed sensorless IM control, estimation of the rotor fluxes that can not be measured directly is very important. For high-performance IM control, estimation of unmeasurable state variables as well as estimation of changing parameters or the parameter adaptation is also of great importance.

In this thesis study, state variables of state space mathematical models of the induction motor based on d-q axis system has been organized primarily. After, asymptotic observers, Kalman Filter (KF) and Extended Kalman Filter (EKF) algorithms and Artificial Neural Network (ANN) algorithms based on the state estimation has been investigated for different operating conditions for the high performance field compatible IM control. To estimate the rotor flux components especially for indirect field oriented control there has been proposed two new estimation algorithms based on Elman Artificial Neural Network (ENN) and PI-ENN. Proposed algorithms and EKF algorithm has been tested separately with on-line and off-line simulational and experimental IM measurements based on under different working conditions with different waveformd supply voltages. For estimation and actual results obtained by the devoloped algorithms and EKF are compared with each other with making the necessary examinations.

## BÖLÜM 1. GİRİŞ

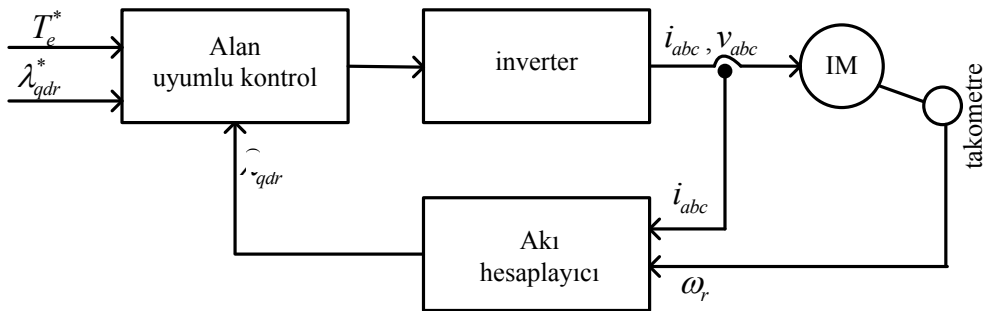
Endüstriyel prosesler, haddeleme tesisleri ve robotik uygulamalar başta olmak üzere sanayinin büyük bir kesiminde değişken hızlı sürücü düzeneklere ve konum kontrol uygulamalarına ihtiyaç vardır. Dünyadaki toplam elektrik kullanımının %14 ile %27'sinin ayarlanabilir motor hız sürücü düzenekleri tarafından tüketildiği tahmin edilmektedir. Haddeleme sistemlerinde maksimum momentte ve çok düşük hızda çalışabilme, robotik uygulamalarında ise hızlı sönüm ve belirli bir cevap eğrisi gibi özelliklerin sağlanması gerekir. Bu tür ve benzer uygulamalarda kontrol dinamiğinin basitliği ve yüksek performansı sebebiyle doğru akım (DC) motorları kullanılmaktadır. Ancak indüksiyon motorlar maliyet, arıza yapma, güç ve hız gibi özellikleri bakımından DC motorlardan daha üstün olduğundan son yıllarda DC motorların yerine kullanılabilmesi için yoğun çalışmalar süre gelmekte ve değişik kontrol yöntemleri uygulanmaktadır. Yarı iletken teknolojilerindeki gelişmeler, DC motor performansına yakın mikro işlemci destekli İM sürücü uygulamalarını mümkün kılmaktadır. Vektör kontrolü olarak da bilinen alan uyumlu kontrol, indüksiyon motorların DC motor performansına yakın kontrolü için kullanılan en etkin uyarlamalı kontrol yöntemlerinden biridir. Alan uyumlu kontrol doğrudan ve dolaylı vektör kontrolü olmak üzere iki türe sahiptir. Blashke tarafından geliştirilen doğrudan vektör kontrolünde hava aralığı akısı algılayıcısı (hall probu) veya diğer akı algılayıcılarından biri kullanılarak doğrudan ölçülür [121]. Ölçülen hava aralığı akısı kontrolöre geri besleme işareti olarak uygulanır (Şekil 1.1).



Şekil 1.1. Doğrudan vektör kontrolü.

Bu yöntem, arzulan bir uyarlamalı kontrol yöntemi olmasına rağmen, akı ölçümünün zor ve pahalı oluşu, yöntemin mahsurlu yönüdür. Akı ölçümünün önemli bir endüstriyel problem olduğu doğrudan vektör kontrolü, sadece yüksek güçlü konvertör-motor sistemleri için ekonomik olan akı sensörleri kullanılarak çözülebilmektedir. Doğrudan vektör kontrolü düşük hızlarda akı ölçümü için zor olduğundan ancak %10'nun üstündeki hızlar için uygulanabilir. Yüksek hızlarda akı gerilimin integralinden hesaplanabilir. Düşük hız bölgesinde ise rotor akısı, hız ve stator akımlarından doğru olarak belirlenebilir. Akı belirleme yönteminde kullanılan matematiksel eşitlikler rotor açısal hızının sıfırdan nominal hız değer aralığı için geçerlidir. Fakat bu matematiksel eşitlikler motor parametrelerine bağlıdır. Özellikle yüksek sıcaklıkta rotor direnç değişimi yüksek olacağından baskın olmaktadır.

Hasse tarafından geliştirilen dolaylı vektör kontrolünde ise akı, rotor hızı gerilim ve akım ölçümlerinden dolaylı olarak hesaplanır. Kestirilen akı, akı ve moment kontrolünde ileri besleme olarak uygulanır [122].



Şekil 1.2. Dolaylı vektör kontrolü.

Dolaylı vektör kontrolünün basit blok gösterimi Şekil 1.2’de verilmiştir. İleri besleme nedeniyle dolaylı vektör denetimli bir indüksiyon motorun sürekli ve geçici hal kontrol performansı motor parametrelerine ve rotor akısındaki değişimlere oldukça duyarlıdır. Ne yazık ki indüksiyon motor parametreleri sıcaklık, frekans ve akının genliği ile önemli ölçüde değişir. Bu nedenle, dolaylı vektör kontrolünde kontrol kazancı ayarlanmasında hata doymaya sebep olabilir. Hata, özellikle yüksek güçlü motorlarda dinamik davranışın kötüleşmesine sebep olan aşırı uyarıya önderlik eder. Eğer motor sabit akı bölgesinde çalışıyor ise doymanın etkisi önemsizdir ve rotor endüktansı sabit kabul edilebilir. Ancak sıcaklığa, çalışma frekansına ve deri etkisine bağlı olarak önemli ölçüde değişen rotor omik direncinin yüksek performanslı kontrol için çevrimiçi olarak belirlenmesi gerekir. Ayrıca, sargı sıcaklığının ve frekansın değişimi ile oluşan stator direnç değişimi düşük hızlarda doğrudan moment kontrol performansını da etkiler.

Buraya kadarki incelemelerin ışığında, indüksiyon motorun durum uzayı modelini kullanan alan uyumlu kontrol için rotor akısının bilinmesi gerektiğini söyleyebiliriz. Ancak rotor akısı indüksiyon motorlarda doğrudan ölçülemez. Rotor akısına sahip olabilmek için besleme gerilimi, stator akımı ve rotor açısal hızı gibi üç büyüklüğü kullanan gözlemleyici veya kestiricilere ihtiyaç duyulur. Stator akısına veya rotor akımına dayalı durum uzayı modellerinin kullanıldığı değişik uyarlamalı kontrol algoritmaları da kullanılabilir. Bu durumda, motor uç büyüklüklerinden stator akısının veya rotor akımının kestirimi için gözlemleyiciye veya kestiriciye ihtiyaç vardır.

İndüksiyon motor kontrolünde başta rotor direnci (veya rotor zaman sabiti) olmak üzere sıcaklık, frekans, akının genliği vb. gibi çalışma koşulları ile değişebilen motor parametrelerinin kestirimi de önemli bir sorundur. Alan uyumlu kontrolde indüksiyon motorlara uygulanan gerilimin frekansı değiştirilerek hız ayarı yapıldığından, değişen besleme frekansına bağlı olarak motor parametreleri de değişecektir. Bunun için çevrim içi parametre kestirimi gereklidir. Parametre kestirimi çevrim içi ve çevrim dışı olmak üzere ana iki gruba ayrılabilir. İndüksiyon motorun performans incelemesi ve benzetim analizi için motor parametreleri genellikle çevrim dışı açık devre ve kilitli rotor deneyleri ile belirlenir [118].

Uyarlanır kontrol algoritmaları için ise genellikle on-line kestirim algoritmaları kullanılır. Literatürde indüksiyon motorlarının gerçel zamanda durum değişkenleri ve parametrelerinin kestirimi için Genişletilmiş Kalman Filtreleme (GKF) algoritması ve kayan kipli gözlemleyicilere dayalı değişik yöntemler mevcuttur [50-55]. Özellikle son yıllarda akı ve rotor parametre kestirimi üzerine yoğun çalışmalar yapılmaktadır [1-39]. GKF algoritması doğrusal sistemlere uygulanabildiğinden, bu yöntemle ilişkin kestirim algoritmalarında motorun pratikteki dinamik davranışına ilişkin doğrusallaştırılmış durum uzayı modeli kullanılır. Ancak doğrusallaştırma kestirim performansını azaltmaktadır.

YSA dayalı durum kestirimi ve sistem modellemesi alanında literatürde var olan yaklaşımlar genel olarak üç grupta toplanabilir. Birinci grup literatür çalışmasında, GKF veya KF kestirim algoritmalarından biri YSA ile ortaklaşa kullanılmaktadır, [123]. GKF veya KF'nin kullanım sebebi, sistemde ölçülemeyen durum değişkeninin mevcut olmasından kaynaklanmaktadır. GKF veya KF ile kestirilen bu değişkenler YSA'ya uygulanır. YSA algoritması bu değişkenleri kestirim sürecinde taklit etmeye çalışır. İkinci grup literatür çalışmasında, kestirim işlemi durum değişkenleri ölçülebilen sistemlere dayalı gerçekleştirilmektedir, [108]. Bu çalışma grubunda bulunan YSA, modele ait durum değişkenlerini çalışma anında kolayca taklit edebilmektedir. Bu iki grup literatür çalışmalarında YSA dinamik bir yapıya sahip olup, kestirim esnasında ağırlıkları sürekli güncellenen ayarlamalı bir filtre işlevi görmektedir. Üçüncü grup literatür çalışmasında ise durum değişkenlerinin etkin değeri (RMS) üzerinden yapılan çalışmalar yer almaktadır, [98]. Bu kestirim çalışması türünde YSA modelleri önceden eğitilmiş olup kestirim sürecinde dinamik bir yapıya sahip değildir. Eğitim süreci kestirim esnasında değil, önceden belirlenmiş sınırlı koşullar altında gerçekleştirilmektedir. Bundan dolayı da özellikle doğrusal olmayan sistemlerin kestirimi sürecinde YSA'nın güçlü bir kestirim başarısı beklenemez.

Bu tez çalışmasında ilk kez önerilen YSA tabanlı İM durum değişkenleri kestirim algoritmaları yukarıda anlatılan YSA tabanlı kestirim algoritmalarından ayrılmaktadır. Önerilen algoritmalarda YSA dinamik bir yapıya sahip olup,

ölçülemeyen İM durum değişkenleri GKF kestirim algoritmasını kullanmadan kendi bünyesinde kestirerek durum değişkenlerinin uyarlamalı bir şekilde filtreler.

GKF algoritmasının yürütülmesi esnasında, sistem gürültüsü ve ölçüm gürültüsü Beyaz Gauss gürültüsü olarak seçilmiştir. GKF kestirim algoritması rassal bir algoritma olmasından dolayı, kestirilecek olan model de rassal bir karakteristiğe sahip olmalıdır. Deneysel verilere dayalı GKF kestirim sonuçlarından sistem ve ölçüm gürültüsü için Beyaz Gauss gürültüsünün kullanılmadığı zaman kestirim performansının önemli ölçüde azaldığı gözlemlenmiştir. Önerilen algoritmalar ile bu sorun ortadan kaldırılmıştır.

Buraya kadarki bilgilerin ışığı altında dolaylı vektör kontrollü sürücüler ile yüksek performansta gerçek zamanlı indüksiyon motor kontrolü için fazla işlem gerektirmeyen yeterli doğrulukta rotor akı kestiriminin önemli bir sorun olduğunu söyleyebiliriz. Yine söz konusu kontrol için besleme gerilimi ve çalışma frekansı vb. gibi çalışma koşullarında değişiklik gösteren motor parametrelerinin fazla işlem gerektirmeyen gerçek zamanlı bir kestirim algoritması ile yeterli doğrulukta kestiriminin de gerekli olduğunu söyleyebiliriz.

### **1.1. Daha Önce Yapılmış Çalışmalar**

Literatürde son yıllarda doğrudan ve dolaylı vektör kontrollü ve hız sensörsüz vektör kontrollü sürücüler ile yüksek performanslı İM kontrolüne ilişkin rotor akısı, stator akımı, rotor akısı, yük momenti ve rotor açısal hızı gibi değişkenler ile çalışma koşullarına göre değişen motor parametrelerinin kestirimi için birçok çalışma yapılmıştır [1-55].

Motor parametrelerinin değişik metotlar ile kestirimi [1-39] referanslarında önemli olan çalışmaların özeti aşağıda verilmiştir.

İndüksiyon motorun, yaklaşık termal dinamik modeli üzerinden stator akım ve frekansın fonksiyonu olarak stator sargı sıcaklığından türetilmiş olan quasy-fuzzy metoda dayalı çevrimiçi stator direnci kestirim yöntemi [1]'de önerilmiştir. İM'un

dinamik modeli ve klasik kestirim algoritmalarından biri kullanılmadığı için kestirim algoritması karmaşık hesaplamalar içermemiştir.

Sürücülü indüksiyon motorlarda parametre belirlemesi için mevcut yöntemler [2]'de ele alınıp incelenmiştir. Parametre kestiriminin yüksek verimli moment kontrolü için önemi benzetim sonuçları ile gösterilmiştir.

İndüksiyon motor rotor hızı ile endüktansının eş zamanlı olarak kestirildiği yeni bir hız kestirim metodu [3]'de verilmiştir.

Sensörsüz hız kontrol sistemi için, geçici durumda rotor direncinin kestirimi [4]'de amaçlanmıştır. Algoritmada en küçük kareler metodu ile uyarlanır bir algoritma kullanılmıştır. Algoritma deneysel ve benzetim sonuçları ile doğrulanmıştır.

Akım beslemeli indüksiyon motor kontrol algoritmalarında kontrol performansını iyileştirmek için çevrimiçi stator ve rotor direnç kestirimi [5]'de ele alınmıştır.

Rotor direnci ve rotor açısal hızı kullanmaksızın stator parametrelerinin (stator direnci, endüktansı ve kaçak endüktansı) kestirimi için bir algoritma [7]'de önerilmiştir. Sadece stator akım ve gerilim ölçümlerinin kullanıldığı algoritma 15 KW'lık bir indüksiyon motordan alınan ölçümlerle deneysel ve benzetim ortamında test edilmiştir.

3. Dereceden indüksiyon motor modeli kullanılarak, model parametrelerinin belirlenmesi için uyarlamalı genetik bir algoritma [8]'de önerilmiştir.

Stator sargı direncinin kestirimi ile stator sargı sıcaklığın izlenmesi [10]'da amaçlanmıştır. Elde edilen deneysel sonuçlar ile kestirim algoritmasının doğruluğu gösterilmiştir.

Sensörsüz stator alan uyumlu indüksiyon motor kontrolü için stator direnç kestirimi [11]'de amaçlanmıştır. Aynı zamanda hız kestiriminin de yapıldığı algoritma 3



KW'lık bir indüksiyon motora uygulanarak benzetim ve deneysel sonuçlar elde edilmiştir.

Sensörsüz indüksiyon motor sürücüleri için, indüksiyon motorun motor ve jeneratör çalışma koşulları için kullanılabilen bir parametre kestirim metodu [12]'de önerilmiştir.

Hız sensörsüz rotor alan uyumlu motor sürücülü indüksiyon motorun stator direncinin kestirimi [13]'de amaçlanmıştır. Algoritma benzetim ve deneysel olarak test edilmiştir.

Model referans uyarlanır kontrole dayalı, indüksiyon motorun elektriksel parametrelerini kestirimi için az işlem gerektiren, kısa sürede yüksek doğrulukta sonuç veren yeni bir metot [17]'de önerilmiştir. Parametre kestirim sürecinde aynı zamanda rotor akısı da kestirilmiştir. Önerilen kestirim algoritması benzetim ve deneysel olarak test edilmiştir.

Tek fazlı beslemeye ilişkin indüksiyon motor modeli [18]'de tanımlanmıştır. Modele dayalı olarak parametre kestirimine ilişkin yinelemeli algoritmalar sunulmuştur. Algoritmaların performansı benzetim ve deneysel sonuçlar ile incelenmiştir.

Sinüsoidal işaret ile uyarma durumundaki modeline dayalı indüksiyon motorlar için iki kestirim metodu [19]'da geliştirilmiştir.

Sincap kafesli bir motorun parametrelerinin belirlenmesi için basit bir metot [21]'de sunulmuştur. Eşdeğer devre parametreleri boşa, kilitli rotor ve aşırı yükleme deneylerinde hesaplanmıştır. Metot moment ölçümüne ihtiyaç duymamaktadır. Söz konusu iteratif algoritma 16 farklı parametrelili motor için test edilerek oldukça iyi bir yakınsama olduğu gösterilmiştir.

İndüksiyon motorun stator ve rotor direncinin eşzamanlı çevrimiçi kestirimi için bir algoritma [22]'de verilmiştir. Algoritma Luenberger gözlemleyicili model referans

uyarlanır kontrol yaklaşımının uyarlanır kontrol teorisine dayanır. Algoritma ile klasik uyarlanır metotlar arasında benzetim ortamında karşılaştırmalar yapılmıştır.

Sürekli durum bölgesinde gerçekleştirilen çevrimiçi stator direnci kestiriminin algoritması [24]'de önerilmiştir. Algoritma bir dış uyarı gerektirmez. Sunulan algoritmada vektör kontrollü motorda akı seviyesi sabit olduğundan endüktansların değişmediği varsayılmıştır. Sıcaklığa bağlı olarak stator ve rotor dirençleri değişmektedir. Ancak bu değişim yavaştır. Algoritma fazla işlem gerektirmeden gerçek zaman uygulamaları için uygundur.

İndüksiyon motor sürücüleri için model referans uyarlanır kontrole dayalı olarak rotor zaman sabiti ve rotor açısız hız kestirimi [27]'de amaçlanmıştır. Amaçlanan metot hata işaretine formülize etme için, ani ve sürekli durumdaki reaktif gücü kullanır. Deneysel ve benzetim sonuçları ile yöntemin geçerliliği gösterilmiştir.

İndüksiyon motorlarda çok düşük hız ile maksimum hız arasında hız kestirimi için parametre adaptasyonu önemlidir. Bu çalışmada sensörsüz indüksiyon motor sürücülerinin geniş bir çalışma hızı aralığında hız kestirimi için stator direncinin ve rotor hızının eş zamanlı olarak kestirimine ilişkin paralel bir kestirim algoritması [32]'de verilmiştir. Kestirim algoritmaları kayan kipli akım gözlemleyici ile birleştirilmiştir. Amaçlanan kayan kipli gözlemleyici tabanlı ve çevrimiçi stator direnç adaptasyonu ile birleştirilmiş hız kestiriminin performansı düşük ve sıfır hız için gösterilmiştir. Metotlar benzetim ve deneysel olarak test edilmiştir.

Durum uzayı modelleri ve gözlemleyici teorisi kullanılarak vektör kontrollü indüksiyon motorun yüksek performanslı kontrolü amacıyla sadece durum değişkenlerinin kestirildiği değişik metotlar [40-49] referanslarında sunulmuştur. Bu çalışmalardan önemlilerini kısaca özetleyelim.

Gözlemleyici teorisi ile alan uyumlu kontrol için gerekli olan akı kestirimi [40]'da ele alınmıştır. İndirgenmiş gözlemleyiciler ile rotor akıları, tam mertebeli gözlemleyiciler ile stator akım ve rotor akı bileşenlerinin kestirimi verilmiştir. Açık ve kapalı çevrimli gözlemleyiciler ile elde edilen akı ve akım kestirimi değişik

çalışma koşulları için özdeğer kavramı ile irdelenmiştir. Sonuçların doğruluğu benzetim sonuçları ile test edilmiştir.

Stator ve rotor direncinin çevre koşullarına göre çevrimiçi olarak kestirildiği uyarlanırlı bir akı gözlemleyici [42]'de amaçlanmıştır. Çalışma esnasında motor parametrelerinin değişimi kontrolün ve akı kestiriminin performansını düşürmektedir. İndüksiyon motor parametrelerinden rotor direnci akı kestirimi için kritik bir parametredir. Düşük çalışma hızları için ise stator direnci de kritik bir parametredir. Bu yüzden önerilen algoritmada sürekli uyarma koşulları altında rotor akısının doğru olarak kestirebilmek için rotor ve stator dirençlerinin doğru değerlerinin eş zamanlı olarak kestirilir. Benzetim ve kestirim çalışmaları ile rotor akısının tüm çalışma koşulları için doğru kestirildiği ve kestirilen stator ve rotor dirençlerinin yüklü durumda nominal değerlerine yakınsadığı gösterilmiştir.

İndüksiyon motor sürücülerinin akı kestirimi ile ilgili bir çalışma [43]'de gerçekleştirilmiştir. Rotor akı kestirimi ve moment üretimi ile ilgili parametre duyarlılığı içeren eşitlikler tam mertebeli rotor akı kestirimi için türetilmiştir. Çalışmada parametre duyarlılık analizine dayalı olarak akım modeli ve gerilim modeli ile birleştirilmiş güçlü gözlemleyici kazançlarının tasarlandığı pratik metotlar amaçlanmıştır. Amaçlanan kazançlar basit gözlemleyici yapılarına önderlik eder ve kolayca ayarlanabilir. Doğru olmayan parametrelerin kestirimi için deneysel sonuçlardan üretilen momente ilişkin dinamik ve sürekli durum hatalarının akım modeli ile karşılaştırıldığında oldukça küçük olduğu görülmüştür.

İndüksiyon motorun sensörsüz doğrudan moment kontrolü için uyarlanırlı kontrol teorisine dayalı olarak stator akı bileşenlerinin ve rotor hızının kestirimi [45]'de amaçlanmıştır. Stator akı kestirimi için doğrusal gözlemleyici Lyapunov Teorisini kullanarak sentezlenmiştir. Uyarlanırlı gözlemleyici indüksiyon motorun direk moment kontrolü için kullanılmıştır. Gözlemleyicilerin performansı benzetim sonuçları ile gösterilmiştir.

Hız kestirimi için sabit kazançlı yeni bir uyarlanırlı akı gözlemleyici [46]'da sunulmuştur. Uyarlanırlı akı gözlemleyici ve hız kestiricisi için Lyapunov Kararlılık

Teorisi kullanılır. Akı gözlemleyicinin kararlılığı doğrusal matris eşitliği ile garanti edilir ve sabit gözlemleyici kazancı bu matrisin çözümünden elde edilir. Sensörsüz indüksiyon motor sürücüsü uyarlamalı hız kestirim planı ve moment stator akı kontrol için direk moment kontrolü tekniği kullanılarak tasarlanmıştır. Hız sensörsüz doğrudan moment kontrollü indüksiyon motor sürücü sistemi çok düşük hız ile yüksek hız arasında çalışabilme yeteneğine sahip olup, iyi bir dinamik ve sürekli durum çalışma performansı sergiler. Amaçlanan sensörsüz sürücünün söz konusu sürekli durum ve dinamik performansı benzetim ve deneysel sonuçlar kullanılarak gösterilmiştir.

İnvertör beslemeli indüksiyon motorun hız sensörsüz vektör kontrolü için genişletilmiş bir Luenberger gözlemleyici [47]'de amaçlanmıştır. Gözlemleyici kazanç seçimi için, hız bağımlılığının yok edildiği ve gözlenen hızın uygun hataya düşürüldüğü 2 basit metot amaçlanmıştır. Geleneksel uyarlanır hız gözlemleyiciler sadece akı ve hızı kestirmesine karşın genişletilmiş Luenberger gözlemleyicisi ise akı ve rotor hızının yanı sıra, mekanik modelin kullandığı yük momentini de kestirir. Benzetim ve deneysel sonuçlar ile amaçlanan algoritmanın verimliliği gösterilmiştir.

Hız sensörsüz indüksiyon motorlar için stator direnç adaptasyonu ile indirgenmiş mertebeli akı gözlemleyici ile ilgili bir çalışma [48]'de gerçekleştirilmiştir. Gözlemleyici kazancı kararlılığı için genel bir analitik çözüm verilmiştir. Kazanç ifadesi çalışma noktasına bağlı olabilen pozitif 2 parametreye sahiptir. Bu parametrelerin seçimi sönüm, yakınsama hızı ve gözlemleyicinin diğer özelliklerini önemli ölçüde etkiler. Stator direnç adaptasyonu için genel bir kararlılık koşulu türetilmiştir. Amaçlanan gözlemleyici tasarımı 45 KW'lık bir indüksiyon motor sürücüsü kullanılarak test edilmiştir. Farklı yük koşullarında çok düşük hızlardaki çalışmanın kararlı olduğu gösterilmiştir.

Durum ve parametre kestiriminin bir arada yürütüldüğü çalışmaların ikisini kısaca özetleyelim.

Rotor akısının ve parametrelerinin gerçek zamanda kestirimi için yeni bir metot [50]'de sunulmuştur. Metot değişik güçte motorlar ve farklı yüklere ilişkin kontrolör

parametreleri otomatik olarak ayarlanabilen sürücülerin tasarımı için kullanışlıdır. Diğer uygulamalar ise hataların tespiti olarak verilebilir. Kestirim metodu, rotor koordinat sisteminde tanımlanan indüksiyon motorun standart modeline dayanmaktadır. Stator akımı ve rotor açısal hızının ölçüldüğü varsayılmıştır. Benzetim ve deneysel verilerden elde edilen sonuçlardan parametre kestiriminin hızlı olduğu gösterilmiştir. Ayrıca, elde edilen farklı deneysel sonuçlar, duran motor için standart frekans cevabı testleri kullanılarak elde edilen sonuçlar ile karşılaştırılarak, algoritmanın geçerliliği gösterilmiştir.

İndüksiyon motorun doğrusal olmayan modeli kullanılarak, rotor zaman sabitinin tersi ve rotor akısının eş zamanlı olarak kestirimine ilişkin bir algoritma [51]'de sunulmuştur. Algoritma farklı iki doğrusal olmayan gözlemleyicinin birleştirilmesine dayalıdır. Birinci gözlemleyici rotor zaman sabitini; ikinci gözlemleyici ise rotor akısının kestirimi için kullanılır. Sayısal benzetim sonuçları ile kestirim algoritmasının performansı incelenmiştir.

Son yıllarda özellikle sensörsüz hız kontrolü için kayan kipli gözlemleyici teorisine dayalı durum ve parametre kestirim çalışmaları mevcuttur [52-55]. Bu çalışmalardan önemlilerini kısaca özetleyecek olursak;

İndüksiyon motorun sensörsüz hız kontrolü için uyarlanır bir kayan kip akı gözlemleyici [52]'de amaçlanmıştır. Metotta akı ve hız kestiriminin parametre değişimlerine karşı duyarlılığı azaltmak için kayan kipli iki akım gözlemleyici kullanılmıştır. Uyarlanır hız kestirimi, kararlılık teorisine dayalı akım ve akı gözlemleyicilerinden türetilmiştir. Benzetim ve deneysel sonuçlar algoritmanın doğruluğunu göstermek için sunulmuştur.

Akı ölçümü olmaksızın alan uyumlu kontrol teknikleri motor parametrelerine bağlıdır (özellikle rotor direnci veya rotor zaman sabiti). Bu parametreler sıcaklığın fonksiyonu olarak sürekli değişir. Bu nedenle rotor direncinin veya rotor zaman sabitinin çevrimiçi kestirimi alan uyumlu kontrol için çok önemlidir. Bu çalışmada 4. Dereceden bir kayan kipli akı gözlemleyici [53]'de geliştirilmiştir. Kestirilen rotor akı, stator akım hatalarının kombinasyonlarını gösteren iki kayma yüzeyi akı ve akım

kestirim değerlerini gerçek değerlerine zorlamak için kullanılır. Benzetim ve deneysel sonuçlar amaçlanan yaklaşımın geçerliliğini göstermiştir.

İndüksiyon motorların sensörsüz hız kontrolü problemi için gözlemleyici tabanlı iki çözüm [54]'de sunulmuştur. Motor hızının ve akı kestiriminin eşzamanlı olarak yürütüldüğü gözlemleyiciler, kayan kipli kontrolün temel prensibine dayanır. Rotor akı bileşenlerini ve bilinmeyen rotor direncini eşzamanlı olarak kestiren bir gözlemleyici tasarlanmıştır. Ayrıca, bilinmeyen rotor direncinden bağımsız olarak stator akı dinamiğinin tanımlandığı ikinci bir gözlemleyici tasarlanmıştır.

İndüksiyon motor sürücü sistemlerin verimliliği ve performansı rotor zaman sabiti ve stator direnci gibi kritik parametrelerin evrimii kestirimi ile artırılabilir. Söz konusu parametre değişimlerinin etkisini azaltmak için parametre adaptasyonuna sahip bir Luenberger kayan kipli gözlemleyici [55]'de amaçlanmıştır. Gözlemleyici basittir,önceki gözlemleyicilere göre gürbüzdür ve evrimii yürütmek için uygundur. Bir FPGA tabanlı donanım ile amaçlanan algoritma gerçekleştirilmiştir.

Yine literatürde durum değişkenlerinin kestirimi için indüksiyon motorların sistem velm gürültülerini içeren doğrusal olmayan durum değişkenlerinin kullanıldığı Kalman ve genişletilmiş Kalman filtreleme algoritma tabanlınemli çalışmalar yapılmıştır [56-69]. Bu alışmaları kısacazetlemeye çalışalım.

İndüksiyon motorunda rotor akı bileşenlerinin kestirimi için kullanılan doğrusal bir Kalman filtreleme algoritmasının verimli bir şekilde kullanımı [56]'da sunulmuştur. Kestirici, optimizasyon işlemi ile ayarlanan 3 parametreye sahiptir. Algoritma indirgenmiş mertebeli bir kestirici olup tam mertebeli kestirim algoritmalarına göre daha az işlem gerektirdiğinden ucuz mikroişlemciler ile yürütülebilmektedir. Algoritma GKF algoritması için kullanılarak rotor akı bileşenleri ile birlikte rotor hızını da kestirebilmektedir.

GKF algoritması, indüksiyon motorun doğrudan vektör kontrolü için [57]'de kullanılmıştır. Stator akımlmlerinin kullanıldığı algoritma ile rotor direnci, rotor akısı, rotor açısal hızı ve yük momentini kestirilmektedir. Benzetim çalışmalarından

elde edilen sonuçlardan gürbüz ve iyi bir kestirim performansının sergilendiği gösterilmiştir.

Sensörsüz indüksiyon motorlarda gürbüz hız kestirimi elde edebilmek için yeni bir yaklaşım [59]'da amaçlanmıştır. Metot, indüksiyon motorların indirgenmiş ayırık durum denklemlerinin kullanıldığı GKF'ni kullanır. Söz konusu algoritmayla rotor hızı ile birlikte rotor akısı da kestirilmiştir. Bu algoritma ile ayarlanan elemanların sayısı azaltıldığı için kovaryans matrislerinin ayarı ile ilgili zorluklar olmaksızın algoritmanın icra süresi azaltılmıştır.

Sensörsüz İM kontrolünde hız kestirimi için tam mertebeli GKF ile karşılaştırmalı bir indirgenmiş GKF algoritması [60]'da sunulmuştur. Tam mertebeli GKF algoritmasında rotor hızı ile birlikte rotor akısı ve rotor akımının da kestirilmesine karşın, amaçlanan indirgenmiş mertebeli GKF algoritması rotor hızı ile birlikte sadece rotor akısını kestirmektedir. Böylece algoritmanın icra süresi azaltılmıştır.

[61] çalışması, rotor akı kestirimi için Luenberger ve Kalman kestiricinin kullanıldığı vektör kontrollü indüksiyon motor sürücü sisteminin hızı ile ilgilidir. Çalışma özellikle düşük hız ve yüksek hız bölgesinde yoğunlaşmıştır. Sunulan her bir kestirici türündeki kestirim, kestiricinin özdeğerlerinin karşılaştırılması ilkesine dayanmaktadır.

Sensörsüz indüksiyon motor pozisyon kontrol sistemleri için rotor akısı, hızı ve filtrelenmiş stator akımının kestirildiği tam mertebeli bir GKF tasarımı için yeni bir metot [62]'de amaçlanmıştır. Metot, stator akım ölçümlerini kullanarak sistem ve ölçüm kovaryans matrislerinin PID tipi algoritmalar vasıtasıyla çevrimiçi olarak ayarlanmasına dayanır. Yukarıdaki değişkenleri doğru bir şekilde kestirebilmek için yük momenti de durum değişkenine dahil edilir ve kestirilir.

İndüksiyon motorların hız sensörsüz alan uyumlu kontrolü ve doğrudan moment kontrolü kombinasyonunda kullanılabilen çok düşük hız bölgesini de içeren geniş bir hız bölgesinde geçici ve sürekli durumlar için minimum kestirim hatasını amaçlayan bir GKF algoritması [63]'de amaçlanmıştır. Çalışmanın ana amacı, çok düşük ve sıfır

hızda rotor tarafındaki bilgileri stator tarafından gözlemlenemez yapan rotor ile stator arasındaki kuplaj etkisinin kaldırılmasıdır. Problemin çözümü olarak yük momenti ve rotor açısal hızı eşzamanlı olarak kestirilmiştir. Rotor ve stator akılarına dayalı olarak geliştirilen kestirim algoritmaları öngörülen değişimler, motorun ters yönde dönmesi ve sıfır hız ve geniş hız bölgesinde adım adım ve hız ile doğrusal olarak değişen yük momenti altında deneysel olarak test edilmiştir. Tüm çalışma koşullarında akım kestirim hatasının oldukça dar bir hata bandı içinde kaldığı, aynı zamanda kabul edilebilir hız kestirim hatasının sağlandığı gösterilmiştir.

Rotor açısal hızı ile birlikte rotor akı bileşenlerinin kestirildiği indirgenmiş bir GKF algoritması [64]'de amaçlanmıştır.

Luenberger kestirici, Kalman filtreleme ve YSA kestiricileri kullanılarak indüksiyon motorların sensörsüz vektör kontrolleri arasında bir karşılaştırma [67]'de sunmaktadır. İlk iki metot DSP kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Yöntemin yürütülmesindeki karmaşıklığın azaltılmasına ilişkin farklı ihtimaller tartışılmıştır. Üçüncü metodun performansı ise benzetim testleri ile incelenmiştir.

İndüksiyon motorun GKF algoritmasına dayalı bir stator akı kestirim metodu [68]'de amaçlanmıştır. Filtrelemenin doğruluğunu iyileştirebilmek amacıyla gürültü matrisinin optimize edilmesi ve aynı zamanda GKF'deki parametrelerin filtrelenmesi için genetik bir algoritma tanımlanmıştır. Benzetim sonuçları, optimize edilmiş filtreleme parametrelili akı gözlemleyicinin düşük hızdaki kestirim doğruluğunun ve dinamik performansının oldukça iyi olduğunu göstermiştir.

Durum ve parametrelerin bir arada kestirildiği Kalman filtreleme algoritmalarına ilişkin birkaç çalışmayı kısaca verelim.

İndüksiyon motorun doğrudan vektör kontrolü için kullanılan bir GKF algoritması [72]'de geliştirilmiştir. Algoritma rotor direnci, rotor akısı, rotor açısal hızı ve yük momentini kestirmektedir. Stator akımları çıkış olarak kullanılmaktadır. Benzetim sonuçları ile kestirim performansı test edilmiştir.



İndüksiyon motor hız akı ve moment kestirimi için GKF teorisine dayalı olan bir model [71]'de amaçlanmıştır. Sistem performanslarını göstermek için 1.5KW'lık bir indüksiyon motor sürücüsü ile ilgili deneysel sonuçlar kullanılmıştır.

Vektör kontrollü indüksiyon motorun rotor akı bileşenleri ve ana elektriksel parametrelerinin kestirimi için çevrimiçi parametre belirleme metodolojisi [73]'de sunulmuştur.

Hız sensörü kullanmadan dolayı vektör kontrollü sürücüler ile sürülen indüksiyon motorun uyarlanır kontrolü için gerekli olan rotor akısı, stator akısı, stator akım, yük momenti ve rotor açısal hızı gibi değişkenlerin yanı sıra özellikle sıcaklık ve çalışma frekansı ile değişen stator ve rotor direncinin doğru değerlerinin kestirimi önemli bir işlemdir. Literatürde, vektör kontrol sürücülü indüksiyon motorların söz konusu parametre ve durum kestirimi ile ilgili YSA'ya dayalı son yıllarda birçok çalışma yapılmıştır [74-109].

[74, 75, 78-82, 87-90, 92] referansları ile verilen makalelerde dolaylı vektör kontrolü ve sensörsüz vektör kontrollü indüksiyon motorların rotor direnci veya rotor zaman sabiti ile stator direncinin ayrı ayrı kestirimine ilişkin değişik metotlar sunulmuştur. Çalışmalarda, sinirsel ağ eğitimi için en dik iniş (steepest descent) yayılım algoritmaları ve en küçük kareler algoritması kullanılmıştır. Arzu edilen durum değişkenleri ile gerçek durum değişkenleri arasındaki hata ile geri yayılım algoritması üzerinden YSA parametreleri uyarlanmaktadır. Söz konusu çalışmaların önemlilerini kısaca özetleyecek olursak;

Dolaylı vektör kontrollü sürücülü İM kontrolörüne ilişkin rotor direncinin kestirimi için bir algoritma [74]'de önerilmiştir. Benzetim çalışmaları ile rotor direncinin nominal değer etrafında değiştirilmesi durumunda kestirim algoritmasının performansının yanı sıra sürücünün rotor akısı ve moment cevapları da incelenmiştir.

[75] ve [78] çalışmalarında, hız sensörsüz dolaylı vektör kontrollü indüksiyon motorun YSA'ya dayalı rotor zaman sabitinin kestirimine ilişkin bir algoritma ele alınmıştır. Söz konusu kestirim performansları hız ve yük momenti bozucuları ile

rotor direncinin nominal değerinden farklı değerleri için benzetim ortamında test edilmiştir. Programlanabilir bir seri alçak geçiren filtre, stator gerilim ve akım ölçümlerinden rotor akı kestirimi için kullanılmıştır. Ayrıca, rotor akısı ve kestirilen kayma hızından rotor açısal hızı kestirilmiştir.

İM sargılarının sıcaklık değişimi baz alınarak dalgacık (Wavelet) fonksiyonu taklit etmiş olan bir YSA modeline dayalı stator direnç kestirim algoritması [82]'de sunulmuştur. Benzetim sonuçları, düşük hızlardaki doğrudan moment kontrolünde direnç değişiminin doğru olarak kestirilebildiğini ve kontrol performansının iyileştirildiğini göstermiştir.

[87] ve [92] çalışmalarında, indüksiyon motor sürücülerinin YSA ile kontrolünde kullanılan model referans uyarlamalı sistemlerin parametre adaptasyonu için rotor zaman sabitesinin kestirimi amaçlanmıştır.

YSA'nın kullanıldığı doğrudan vektör kontrollü sürücülü indüksiyon motorun stator direncinin çevrimiçi kestirimi [88]'de ele alınmıştır. Benzetim sonuçları kestirim algoritmasının performansının ve sürücünün moment cevabının iyi olduğunu göstermiştir.

Dolaylı vektör kontrollü sürücü ile indüksiyon motor kontrolünde rotor zaman sabitinin çevrimiçi kestirimine ilişkin iki metot [90]'da sunulmuştur. Stator akım, gerilim ve rotor açısal hızının kullanıldığı metotlarda, problem rotor zaman sabitinin değişiminden etkilenen rotor akı hatasının belirlenmesi ile formülize edilmiştir ve buradan rotor zaman sabiti kestirilmiştir. Algoritmanın verimliliği benzetim ortamında test edilmiştir.

[76, 77, 79-81, 83-85, 91] çalışmalarında, dolaylı vektör kontrollü indüksiyon motorların stator ve sensörsüz vektör kontrollü indüksiyon motorun stator ve rotor dirençlerinin birlikte kestirimine ilişkin araştırmalar gerçekleştirilmiştir.

[76, 79-81, 91] referanslarında, dolaylı vektör kontrollü indüksiyon motorların stator ve rotor dirençlerinin çevrimiçi kestirimi için YSA tabanlı farklı metotlar

sunulmuştur. Sunulan metotlarda YSA'nın eğitimi için geri yayılım algoritması kullanılmıştır. Moment ve rotor direncinin nominal değerleri etrafındaki değişimleri için İM'un durum değişkenleri kestirim hatası deneysel ve benzetim ortamında test edilmiştir. Stator ve rotor dirençleri vektör kontrollü indüksiyon motor sürücülerinde deneysel olarak kestirilerek doğru sonuçların elde edildiği gösterilmiştir.

YSA ve basit bir PI dengeleyici kullanarak dolaylı vektör kontrollü sürücüye sahip indüksiyon motorun stator ve rotor direncinin çevrimiçi kestirimi için bir algoritma [77]'de sunulmuştur. Kestirime ilişkin YSA'nın eğitimi için geri yayılım algoritması kullanılmıştır. Rotor direnç kestirimine ilişkin hatayı gidermek bir PI dengeleyici, rotor direnç kestiriminde kullanılmıştır. Nominal rotor ve stator direnci etrafındaki değişimler için stator direnç gözlemleyicisinin rotor direnç kestirimi üzerindeki etkisini analiz edebilmek amacıyla amaçlanan kestiriciler ile sürülen indüksiyon motorun performansı benzetim ve deneysel sonuçlar ile gösterilmiştir.

Dolaylı vektör kontrollü sürücü ile sürülen indüksiyon motorun rotor direnci için bulanık mantık tabanlı stator direnci gözlemleyici eklenmiş olan bir YSA algoritmasının kullanıldığı yeni bir gözlemleyici [83]'de sunulmuştur.

[84] ve [85] referanslarında, hız sensörsüz dolaylı vektör kontrollü sürücü ile sürülen indüksiyon motorun stator ve rotor direncinin çevrimiçi kestirimi için YSA tabanlı kestirim algoritmaları verilmiştir.

[93-109] referansları, son yıllarda alan uyumlu kontrol ve sensörsüz İM kontrolü için hız kestirimi ile ilgili yapılan çalışmaları kapsamaktadır. Söz konusu çalışmalardan bazılarını kısaca inceleyelim.

İndüksiyon motor hız sensörsüz alan uyumlu kontrolü için uyarlamalı bir kestirici algoritması [94]'de sunulmuştur. İndüksiyon motorun faz gerilim ve akımlarını ölçülerek, rotor akı bileşenleri ve rotor hızı için sinirsel ağ tabanlı bir kestirici tanımlanmıştır. Amaçlanan kestirici, biri rotor akı bileşenlerini ve rotor hızının diğeri ise stator akımını kestirmek üzere iki tane yinelemeli sinirsel ağ içerir. İyileştirilmiş bir yinelemeli hata tahmin algoritması kullanılarak, çevrimiçi uyarlamalı kestirim

gerçekleştirilmiştir. Benzetim sonuçları kestirim algoritmasının yüksek doğruluğunu göstermekte ve algoritmanın kullanılabilirliğini doğrulamaktadır.

Sinirsel ağ tabanlı bir stator akı kestiricisi [95]'de sunulmuştur. Ağ topolojisinin standart çok katmanlı bir perseptron modeli olmasına rağmen, eğitim algoritması yenidir. Bu çalışma değişken yapıli kontrol teorisi ve kayma kipli denetim tabanlı, çevrimiçi eğitim algoritmasını içermektedir. Gözlemleyici sonuçları, iyi bir yakınsama hızı ve indüksiyon motor parametreleri ile ilgili kayda değer bir gürbüzlük gösterilmektedir.

YSA kullanarak indüksiyon motorlar için değişik bir stator akı kestirimi metodu [97]'de sunulmuştur. Amaçlanan kestirim planı herhangi bir vektör kontrollü sürücüde, (örneğin doğrudan moment kontrolünde) veya stator alan uyumlu kontrol sürücüsünde kullanılabilir. Tümüyle integrasyon işlemi kullanılmadığından dolayı, kayma ve başlangıç koşullarıyla ilgili bir problem yoktur. Ayrıca, herhangi bir stator direnç uyarılama algoritmasına ihtiyaç duyulmaz. Çok katmanlı bir perseptron, stator akı uzayı vektörüne yaklaşmak için çevrim dışı olarak eğitilir. Yaklaşım uzayı, farklı alçak geçiren filtrelerden geçirilen stator gerilimleri ve akımları tarafından taranır. Stator alan uyumlu kontrollü sürücünün yukarıdaki rotor akı kestiricili performansı benzetim ortamında incelenmiştir. Geliştirilen kestirici algoritmasının stator direnç değişimlerine oldukça duyarlı olduğu gözlemlenmiştir.

YSA yaklaşımının kullanıldığı verimli bir optimizasyon ile vektör kontrollü indüksiyon motor sürücüsü [98]'de sunulmuştur. Rotor direnci ve karşılıklı endüktans için çevrimiçi kestiriciler sinirsel ağ için ek girişleri oluşturur. Modelleme ve benzetim sonuçları ile amaçlanan metodun geçerliliği gösterilmiştir.

İndüksiyon motor hızını belirleyen basit gözlemleyicinin geliştirilmesi [99]'da amaçlanmıştır. Doğrudan alan uyumlu indüksiyon motor sürücü sistemi rotor akı gözlemleyicisine ve rotor açısal hız belirleyicisine ihtiyaç duyar. Geri yayımlı öğrenme algoritması ile ANFIS, üç fazlı indüksiyon motorun rotor açısal hızını belirlemek için ve rotor akısını kestirmek için uygulanmıştır. Benzetimlerden

sonuçların 200 rpm üzerindeki hızlar için iyi, 200 rpm altındaki hızlar için ise kötü olduğu gözlenmiştir.

Doğrusal olmayan ve karmaşık işlemlerden dolayı indüksiyon motorlar özellikle geçici çalışmada özel kontrol stratejilerine ihtiyaç duyarlar. [102]'deki çalışmada, hız ve rotor akı denklemlerinin ayrışımı ve eşzamanlı kontrolleri yüksek verim ve hızlı dinamik performansın başarılması için kullanılmıştır. Maksimum verim uygun akı seçildiğinde yakalanır ve hız ve rotor akı denklemlerinin dinamik ayrışımı sonucunda, rotor akısı maksimum verime ulaşılabilmesi için ve istenen hızın sağlanabilmesi için düzeltilir. Bu değişikliklerin kesin kontrolü Radyal Taban fonksiyonlu (RBF) sinirsel ağ kullanılarak yapılmıştır.

Dahili ve harici belirsizliklerin var olduğu durumlarda ayırık zamanlı bir indüksiyon motor modelinin durum kestirimi için doğrusal olmayan bir ayırık zamanlı sinirsel gözlemleyici [104]'de sunulmuştur. Söz konusu gözlemleyici GKF tabanlı algoritma ile eğitilmiş olan ayırık zamanlı yüksek dereceden yinelemeli bir sinirsel ağdır. Gözlemleyici, paralel bir yapılandırma kullanarak, ayırık zaman doğrusal sistemin bilinmeyen durumlarını kestirir. Çalışma aynı zamanda, Lyapunov yaklaşımına dayalı bir kararlılık ispatı içermektedir. Çalışma, uygulanabilirliği gösterebilmek için gerçek zaman sonuçları içermektedir.

Üç fazlı bir indüksiyon motor sürücüsündeki geri besleme işaretlerinin kestirimi [105]'de gösterilmiştir. İndüksiyon motor sürücülerinin vektör kontrolü olarak da bilinen alan uyumlu kontrolü yüksek performanslı hız cevabı elde etmek için oldukça kullanışlı bir tekniktir. Alan uyumlu kontrolün yürütülebilmesi için rotor akısına ilişkin anlık genlik ve konum bilgilerine ihtiyaç duyulur. Çalışmada rotor akısının anlık genlik ve konumu ve yük momenti kestiricisi iki aşamalı bir sinirsel ağ formunda sunulmuştur. Sinirsel ağ indüksiyon motorun söz konusu parametrelerini doğru bir şekilde kestirebilir. Bu çalışma ile sinir ağlarının programlanabilir bir DSP kiti gibi diğer rotor akı ve yük momenti kestirim metotlarına alternatif bir metot olabileceği gösterilmiştir.

İndüksiyon motorlarda sinirsel ağ ve geri yayılım tekniği kullanarak hız ve elektromanyetik moment kestiricilerinin yürütülmesi için bir taslak [106]'da sunulmuştur. Kestirici modelleri indüksiyon motorun dinamik eşitliklerine dayalı olarak sayısal yöntemlerle geliştirilmiş ve benzetimi yapılmıştır. Benzetim sonuçları, sinirsel ağ kestiricilerin yürütülmesi için kullanılmıştır. Sonuçta, amaçlanan kestiriciler ile motorun dinamik modelinden elde edilen sonuçlar arasındaki karşılaştırmalı performans analizi sunulmuştur.

## 1.2. Tezin Kapsamı

Özellikle dolaylı vektör kontrolü olmak üzere indüksiyon motorların uyarlamalı kontrolü için gerçek zamanlı rotor akı kestirimini amaçlayan bu tez çalışması 6 bölümden oluşmaktadır.

1. bölümde, problemin tanıtımı, konu ile ilgili daha önce yapılmış çalışmalar ve tezin kapsamı sunulmuştur.

2. bölümde, indüksiyon motorların d-q eksen sistemindeki durum uzayı matematiksel modelleri, amaçlanan kestirim algoritmalarında kullanılmak üzere farklı durum değişkenleri temel alınarak düzenlenmiştir.

3. bölümde, indüksiyon motorun yüksek performanslı alan uyumlu kontrolü için değişik durum uzayı matematiksel modellerin kullanıldığı gözlemleyici ve genişletilmiş Kalman filtreleme (GKF) algoritmasına dayalı durum ve parametre kestirim algoritmaları farklı çalışma koşulları için ayrıntılı olarak ele alınmıştır. GKF algoritmasına dayalı durum ve parametre kestirimi Matlab-Simulink ortamında deneysel verilerle çevrim dışı (off-line) ve benzetim ortamında da çevrim içi (on-line) olmak üzere iki farklı çalışma türü için kestirim başarısı test edilmiştir.

4. bölümde, YSA tabanlı İM durum değişkenlerinin kestirimini amaçlayan algoritmalar ve kestirim yöntemlerine ait bir istifleme yapılarak irdelenmiştir. Tez kapsamında geliştirilen yenilemeli YSA tabanlı durum değişkenleri kestirim algoritmasının bu istiflemenin neresinde olduğu açıklanarak algoritmaya ait kestirim

süreci ve matematiksel ifadeleri türetilmiştir. Önerilen durum değişkenleri kestirim algoritması Elman yapay sinirsel ağ (EYSA) ve PI-EYSA olmak üzere iki farklı yapıda sunulmuştur. Kestirim algoritmasının yapısında bulunan YSA'ya ait ağırlık güncellemesi amacıyla kullanılan geri yayılım algoritması için ilgili matematiksel ifadeler elde edilmiştir.

5. bölüm, geliştirilen kestirim algoritmasının Matlab-Simulink ortamında test sonuçlarını içermektedir. Bu bölümde öncelikle testler için kullanılmış olan 1.5KW'lık bir indüksiyon motoruna ait parametreler boşa çalışma, kilitli rotor ve rotor mili yavaşlama eğrisi deneyleri gerçekleştirilerek belirlenmiştir. Aynı motorun 2 farklı gerilim dalga şekline (sinüs ve 6 adım PWM) sahip besleme gerilimleri ile tahrik edilmesi sonucu elde edilen stator akımı ve rotor açısal hızının ölçüldüğü bir deney düzeneği hazırlanmıştır. Deney düzeneği, genliği ayarlanabilir sinüsoidal besleme gerilimi için bir adet 3 fazlı oto transformatörü, mikro işlemci tabanlı 3 fazlı 6 adım bir gerilim kaynağı üretici ile motorun besleme gerilimlerinin, stator akımlarının ve rotor açısal hızının eşzamanlı olarak ölçülüp PC'ye aktarılması için tasarlanmış elektronik bir ölçüm düzeneğinden oluşmaktadır.

Geliştirilen YSA tabanlı rotor akı ve stator akımı kestirim algoritmaları ve GKF tabanlı rotor akı ve stator akımı kestirimi için indüksiyon motorun benzetiminden ve deney düzeneğinden değişik besleme gerilimleri ve farklı çalışma koşulları için elde edilen çıkış ölçümlerinin (stator akımı ve rotor açısal hızı) kullanıldığı kestirim sonuçları elde edilmiştir.

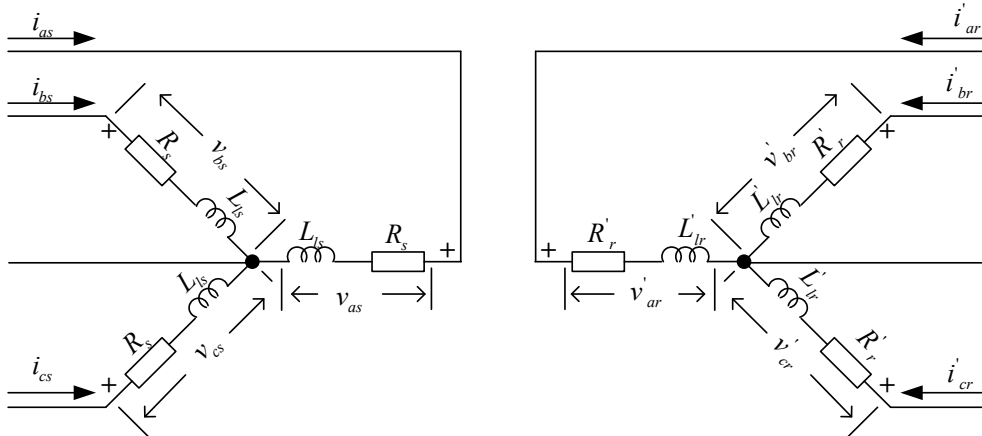
6. bölümde, geliştirilen YSA tabanlı algoritmalar ve GKF ile de elde edilen kestirim sonuçlarına ilişkin gerekli karşılaştırmalar yapılmıştır.

## BÖLÜM 2. DİNAMİK MODELLEME

Doğrusal olmayan bir karakteristiğe sahip olan indüksiyon motorların kontrolü için matematiksel modeli gereklidir. Özellikle yüksek performanslı kontrol uygulamalarında İM'nin d-q eksen sistemindeki modeli kullanılmaktadır. Simetrik, bir 3 fazlı İM için abc eksen sistemindeki stator ve rotoruna ilişkin matematiksel modelleme için 6 adet durum eşitliği gerekli olmasına karşın d-q eksen sisteminde denklem sayısı 4'de düşmektedir. Az sayıda eşitlik ile modelleme, İM kontrolü için önemli bir üstünlük olduğu açıktır. Yüksek performans İM kontrolü için kullanılan algoritmalar İM'ye ilişkin farklı durum değişkenlerine dayalı durum uzayı matematiksel modellerini kullanmaktadırlar. Bu durum değişkenleri rotor akısı, stator akısı veya rotor akımı olarak seçilebilir. Bu bölümde İM'nin d-q eksen sistemindeki durum değişkenlerinden söz konusu farklı durum değişkenlerine dayalı durum uzayı modelleri türetilecektir.

### 2.1. Abc Eksen Sisteminde Dinamik Modelleme

Şekil 2.1'de, 3 fazlı simetrik bir asenkron motorun abc eksen sistemindeki elektriksel eşdeğer devresi verilmiştir.



Şekil 2.1. Simetrik bir indüksiyon motorun abc eksen sistemindeki elektriksel eşdeğer devresi.



Bu eşdeğer devre için motorun stator ve rotoruna ilişkin dinamik eşitlikler aşağıdaki bağlantılar ile verilebilir [118]:

$$v_{as} = i_{as} R_s + \frac{d\lambda_{as}}{dt} \quad (2.1.a)$$

$$v_{bs} = i_{bs} R_s + \frac{d\lambda_{bs}}{dt} \quad (2.1.b)$$

$$v_{cs} = i_{cs} R_s + \frac{d\lambda_{cs}}{dt} \quad (2.1.c)$$

$$v_{ar} = i_{ar} R_r + \frac{d\lambda_{ar}}{dt} \quad (2.2.a)$$

$$v_{br} = i_{br} R_r + \frac{d\lambda_{br}}{dt} \quad (2.2.b)$$

$$v_{cr} = i_{cr} R_r + \frac{d\lambda_{cr}}{dt} \quad (2.2.c)$$

(2.1) ve (2.2) eşitliklerindeki stator ve rotora ilişkin akı ve akım değişkenleri için

$$\boldsymbol{\lambda}_s^{abc} = [\lambda_{as} \quad \lambda_{bs} \quad \lambda_{cs}]^T$$

$$\boldsymbol{\lambda}_r^{abc} = [\lambda_{ar} \quad \lambda_{br} \quad \lambda_{cr}]^T$$

$$\mathbf{i}_s^{abc} = [i_{as} \quad i_{bs} \quad i_{cs}]^T$$

$$\mathbf{i}_r^{abc} = [i_{ar} \quad i_{br} \quad i_{cr}]^T$$

vektörel gösterimleri kullanılarak, akı değişkenleri

$$\begin{bmatrix} \lambda_s^{abc} \\ \lambda_r^{abc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{L}_{ss}^{abc} & \mathbf{L}_{sr}^{abc} \\ \mathbf{L}_{rs}^{abc} & \mathbf{L}_{rr}^{abc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_s^{abc} \\ \mathbf{i}_r^{abc} \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

matrisel ifadeleri ile yazılabilir. Son bağıntıdaki endüktans matrisleri ise aşağıdaki eşitlikler ile verilir.

$$\mathbf{L}_{ss}^{abc} = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_{ss} & L_{sm} & L_{sm} \\ L_{sm} & L_{ls} + L_{ss} & L_{sm} \\ L_{sm} & L_{sm} & L_{ls} + L_{ss} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{L}_{rr}^{abc} = \begin{bmatrix} L_{lr} + L_{rr} & L_{rm} & L_{rm} \\ L_{rm} & L_{lr} + L_{rr} & L_{rm} \\ L_{rm} & L_{rm} & L_{lr} + L_{rr} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{L}_{sr}^{abc} = [\mathbf{L}_{sr}^{abc}]^T = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta_r & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta_r \end{bmatrix}$$

$$L_{ss} = N_s^2 P_g$$

$$L_{sm} = N_s^2 P_g \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right)$$

$$L_{sr} = N_s N_r P_g$$

$$L_{rr} = N_r^2 P_g$$

$$L_{rm} = N_r^2 P_g \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right)$$

Yukarıdaki denklemlerde parametrelerin neye karşılık geldiği aşağıda verilmiştir:

$L_{ls}$  : stator kaçak endüktansı

$L_{lr}$  : rotor kaçak endüktansı

$L_{ss}$  : stator endüktansı

$L_{rr}$  : rotor endüktansı

$L_{sr}$  : stator-rotor arasındaki karşılıklı endüktans

$L_{sm}$  : stator sargıları arasındaki karşılıklı endüktans

$L_{rm}$  : rotor sargıları arasındaki karşılıklı endüktans

$N_s$  : stator sarım sayısı

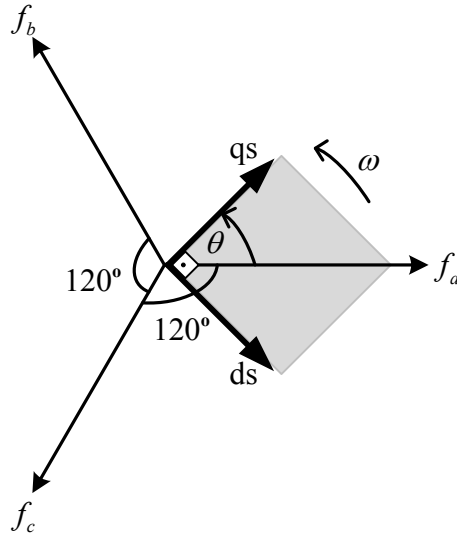
$N_r$  : rotor sarım sayısı

$P_g$  : hava aralığının manyetik iletkenliği

(2.1) ve (2.2) eşitlikleri ile verilen simetrik 3 fazlı indüksiyon motora ilişkin 6 adet stator ve rotor gerilim eşitlikleri 4'e indirgemek ve endüktanslar arasında kuplaj etkisini ortadan kaldırmak için bu gerilim eşitlikleri,  $\omega_c$  hızında dönmekte olan d-q eksen sistemine dönüştürülebilir. Bu dönüşüm için d-q eksen sistemi hakkında kısaca bilgi vermek yerinde olacaktır.

## 2.2. d-q Eksen Sistemi

abc eksen sistemindeki herhangi bir  $f(t)$  fonksiyonunun d-q eksen sistemine dönüşümüne ilişkin grafiksel gösterim Şekil 2.2'de verilmiştir.



Şekil 2.2. abc-dq dönüşümü.

$$\begin{bmatrix} f_q \\ f_d \\ f_0 \end{bmatrix} = [\mathbf{T}_{qd0}(\theta)] \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

$$[\mathbf{T}_{qd0}(\theta)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin \theta & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

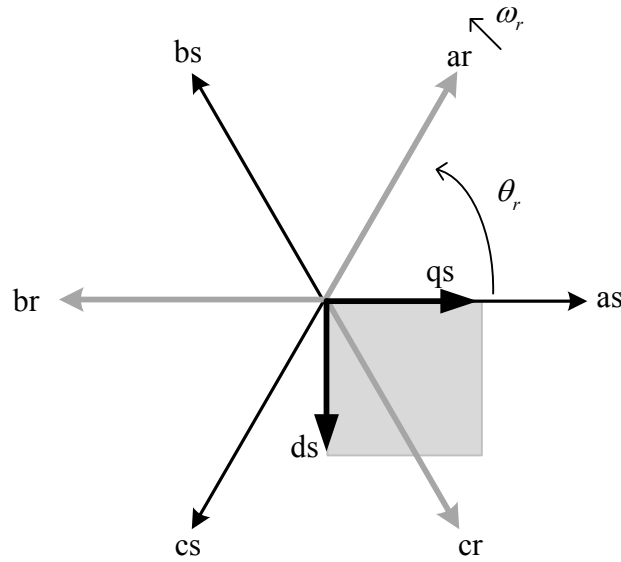
$$\theta = \int_0^t \omega(\tau) d\tau + \theta(0) \quad (2.6)$$

Yukarıda verilen denklemler yardımı ile  $f_{abc}$  fonksiyonu, abc eksen sisteminden d-q eksen sistemine dönüştürülebilir.  $f_{dq}$  fonksiyonunun d-q eksen sisteminden abc eksen sistemine dönüşümü için ise

$$[\mathbf{T}_{qd0}(\theta)]^{-1} \begin{bmatrix} f_q \\ f_d \\ f_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

$$[\mathbf{T}_{qd0}(\theta)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

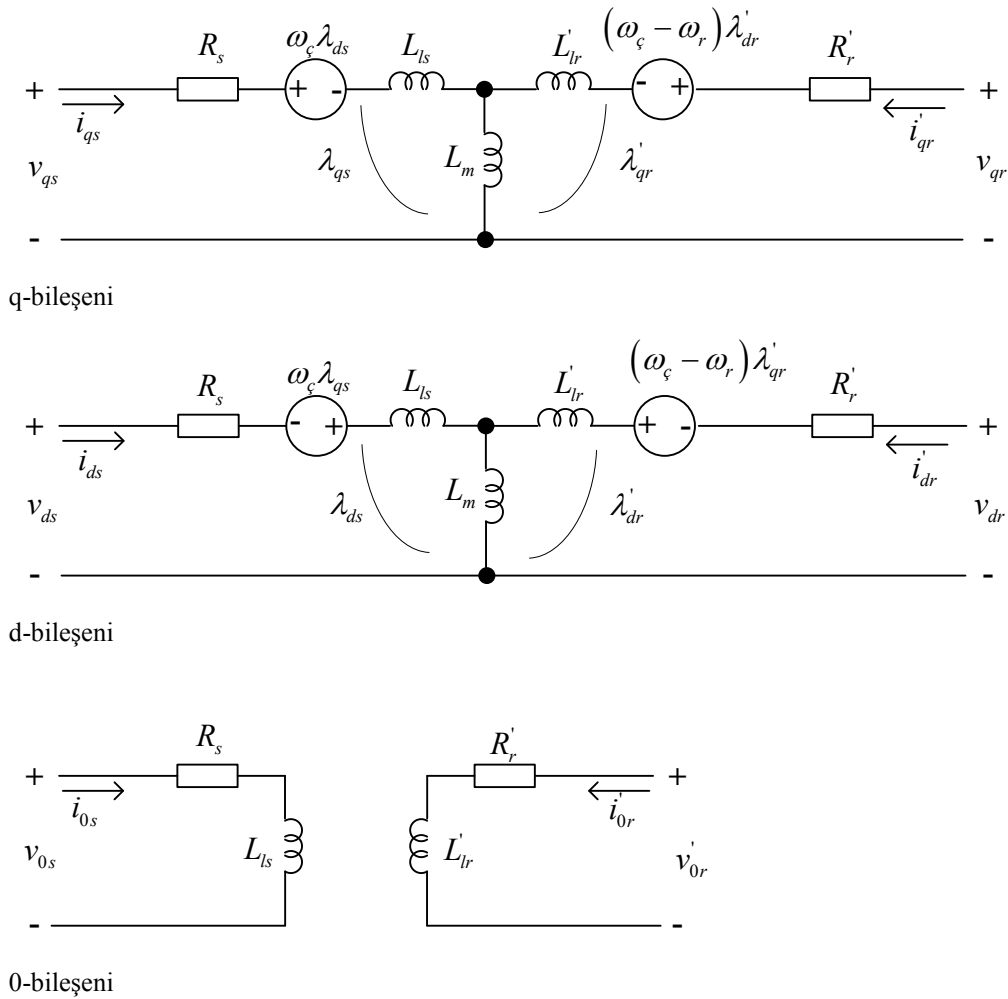
eşitlikleri yazılabilir. Dönüşümdeki  $f(t)$  fonksiyonu; asenkron motorun abc eksen sistemindeki gerilim, akım veya akı büyüklükleri için kullanılabilir. (2.6) eşitliğindeki değeri 0 alınabilir. Çünkü q-ekseni ile stator değişkenlerine ilişkin a-ekseni çakışmış ve statora ilişkin referans çerçevesinin dönme hızı 0 alınmıştır (Şekil 2.3).



Şekil 2.3. İndüksiyon motor için d-q ve abc eksen sistemi.

### 2.3. Durum Uzayı Dinamik Modelleme

Şekil 2.3’de verilen dönüşüm göz önüne alınarak 3-fazlı indüksiyon motor için referans çerçevesinin keyfi  $\omega_\zeta$  açısal hızında dönmekte olan d-q eksen sistemindeki dq modeli Şekil 2.4’de verilmiştir.



Şekil 2.4. İndüksiyon motorun  $\omega_\zeta$  keyfi hızda dönmekte olan dq0 eksen sistemindeki dinamik eşdeğer devresi.

Şekil 2.4’den sincap kafesli ( $v_{qr} = 0, v_{dr} = 0$ ) indüksiyon motor için keyfi hızda dönmekte olan d-q eksen sistemindeki gerilim ve akı eşitlikleri

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + p \lambda_{qs} + \omega_\zeta \lambda_{ds} \quad (2.9.a)$$

$$v_{ds} = R_s i_{ds} + p \lambda_{ds} - \omega_\zeta \lambda_{qs} \quad (2.9.b)$$

$$0 = R_r i_{qr} + (\omega_\zeta - \omega_r) \lambda_{dr} + p \lambda_{qr} \quad (2.9.c)$$

$$0 = R_r i_{dr} - (\omega_\zeta - \omega_r) \lambda_{qr} + p \lambda_{dr} \quad (2.9.d)$$

$$L_s = L_{ls} + L_m \quad (2.10.a)$$

$$L'_r = L'_{lr} + L_m \quad (2.10.b)$$

$$\lambda_{qs} = L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \quad (2.10.c)$$

$$\lambda_{ds} = L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \quad (2.10.d)$$

$$\lambda_{qr} = L_r i_{qr} + L_m i_{qs} \quad (2.10.e)$$

$$\lambda_{dr} = L_r i_{dr} + L_m i_{ds} \quad (2.10.f)$$

olarak yazılır. Denklemlerde, parametre

$v_{qs}, v_{ds}$  (V) : stator gerilim d-q bileşenleri

$i_{qs}, i_{ds}$  (A) : stator akım d-q bileşenleri

$i_{qr}, i_{dr}$  (A) : indirgenmiş rotor akım d-q bileşenleri

$R_s, R_r$  (Ohm) : stator ve indirgenmiş rotor direnci

$L_s, L_r$  (H) : stator ve indirgenmiş rotor sargı indüktansları

$\lambda'_{qr}, \lambda'_{dr}$  (Wb) : indirgenmiş rotor akı d-q bileşenleri

$L_m \triangleq$  (H) : mıknatıslanma indüktans

$\omega_r$  (rad/sn) : rotor açısal hızı

$p = \frac{d}{dt}$  : türev operatörü

anlamına gelmektedir.

İndüksiyon motorun (2.9) ve (2.10) eşitliklerindeki akı ve akım değişkenleri baz alınarak durum uzayı dinamik modellenmesine ilişkin değişik modeller verilebilir. İndüksiyon motorun uyarılarını kontrolü için gerekli olan durum uzayı modellerini vermek faydalı olacaktır.

### 2.3.1. Stator akım ve rotor akısına dayalı modelleme

Denklem (2.10)'daki akı eşitlikleri Denklem (2.9) gerilim eşitliklerinde yerine yerleştirilirse, (2.9) bağıntıları

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + p(L_s i_{qs} + M i_{qr}) + \omega_\zeta (L_s i_{ds} + M i_{dr}) \quad (2.11.a)$$

$$v_{ds} = R_s i_{ds} + p(L_s i_{ds} + M i_{dr}) - \omega_\zeta (L_s i_{qs} + M i_{qr}) \quad (2.11.b)$$

$$p\lambda_{qr} = -(\omega_\zeta - \omega_r)\lambda_{dr} - R_r i_{qr} \quad (2.11.c)$$

$$p\lambda_{dr} = (\omega_\zeta - \omega_r)\lambda_{qr} - R_r i_{dr} \quad (2.11.d)$$

olur. (2.10.c) ve (2.10.d) bağıntılarından  $i_{qr}$  ve  $i_{dr}$  çekilip (2.11.a-b)'ye yerleştirilirse,

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + pL_s i_{qs} + \omega_\zeta L_s i_{ds} + p\frac{M}{L_r} \lambda_{qr} - p\frac{M^2}{L_r} i_{qs} + \omega_\zeta \frac{M}{L_r} \lambda_{dr} - \omega_\zeta \frac{M^2}{L_r} i_{ds} \quad (2.12.a)$$



$$v_{ds} = R_s i_{ds} + p L_s i_{ds} - \omega_\zeta L_s i_{qs} + p \frac{M}{L_r} \lambda_{dr} - p \frac{M^2}{L_r} i_{ds} - \omega_\zeta \frac{M}{L_r} \lambda_{qr} + \omega_\zeta \frac{M^2}{L_r} i_{qs} \quad (2.12.b)$$

elde edilir. (2.10.c) ve (2.10.d) bağıntılarından  $i_{qr}$  ve  $i_{dr}$  çekilip (2.11.c-d)'ye yerleştirilirse,

$$p \lambda_{qr} = -(\omega_\zeta - \omega_r) \lambda_{dr} - \frac{R_r}{L_r} \lambda_{qr} + \frac{R_r}{L_r} M i_{qs} \quad (2.12.c)$$

$$p \lambda_{dr} = (\omega_\zeta - \omega_r) \lambda_{qr} - \frac{R_r}{L_r} \lambda_{dr} + \frac{R_r}{L_r} M i_{ds} \quad (2.12.d)$$

bulunur. (2.12.a) ve (2.12.b) denklemlerini tekrar düzenlersek,

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + \left( L_s - \frac{M^2}{L_r} \right) p i_{qs} + \omega_\zeta \left( L_s - \frac{M^2}{L_r} \right) i_{ds} + \frac{M}{L_r} p \lambda_{qr} + \omega_\zeta \frac{M}{L_r} \lambda_{dr} \quad (2.13.a)$$

$$v_{ds} = R_s i_{ds} + \left( L_s - \frac{M^2}{L_r} \right) p i_{ds} - \omega_\zeta \left( L_s - \frac{M^2}{L_r} \right) i_{qs} + \frac{M}{L_r} p \lambda_{dr} - \omega_\zeta \frac{M}{L_r} \lambda_{qr} \quad (2.13.b)$$

$$p \lambda_{qr} = -(\omega_\zeta - \omega_r) \lambda_{dr} - \frac{1}{\tau} \lambda_{qr} + \frac{M}{\tau} i_{qs} \quad (2.13.c)$$

$$p \lambda_{dr} = (\omega_\zeta - \omega_r) \lambda_{qr} - \frac{1}{\tau} \lambda_{dr} + \frac{M}{\tau} i_{ds} \quad (2.13.d)$$

sonuçlanır. Burada  $\tau = \frac{L_r}{R_r}$  rotor zaman sabitidir. (2.13.a-b) eşitliği (2.13.c-d)'de yerleştirilirse,

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + \left( L_s - \frac{M^2}{L_r} \right) p i_{qs} + \omega_\zeta \left( L_s - \frac{M^2}{L_r} \right) i_{ds} - \frac{M}{L_r} (\omega_\zeta - \omega_r) \lambda_{dr} - \frac{M}{L_r \tau} \lambda_{qr} + \frac{M^2}{L_r \tau} i_{qs} + \omega_\zeta \frac{M}{L_r} \lambda_{dr} \quad (2.14.a)$$

$$v_{ds} = R_s i_{ds} + \left( L_s - \frac{M^2}{L_r} \right) p i_{ds} - \omega_\zeta \left( L_s - \frac{M^2}{L_r} \right) i_{qs} - \frac{M}{L_r \tau} \lambda_{dr} + \frac{M^2}{L_r \tau} i_{ds} - \omega_\zeta \frac{M}{L_r} \lambda_{qr} + \frac{M}{L_r} (\omega_\zeta - \omega_r) \lambda_{qr} \quad (2.14.b)$$

elde edilir. (2.13.c) ve (2.13.d) eşitliklerinin her iki yanını  $\tau$  ile çarpılıp düzenleme yapılırsa,

$$M i_{qs} - (1 + p\tau) \lambda_{qr} - (\omega_\zeta - \omega_r) \tau \lambda_{qr} = 0 \quad (2.14.c)$$

$$M i_{ds} - (1 + p\tau) \lambda_{dr} - (\omega_\zeta - \omega_r) \tau \lambda_{dr} = 0 \quad (2.14.d)$$

elde edilir. (2.14.a) ve (2.14.b) eşitlikleri tekrar düzenlenirse

$$v_{qs} = \left[ R_s + \frac{M^2}{L_r \tau} + \left( L_s - \frac{M^2}{L_r} \right) p \right] i_{qs} + \omega_\zeta \left( L_s - \frac{M^2}{L_r} \right) i_{ds} - \frac{M}{L_r \tau} \lambda_{qr} + \omega_r \frac{M}{L_r} \lambda_{dr} \quad (2.15.a)$$

$$v_{ds} = \left[ R_s + \frac{M^2}{L_r \tau} + \left( L_s - \frac{M^2}{L_r} \right) p \right] i_{ds} - \omega_\zeta \left( L_s - \frac{M^2}{L_r} \right) i_{qs} - \frac{M}{L_r \tau} \lambda_{dr} - \frac{M}{L_r} \omega_r \lambda_{qr} \quad (2.15.b)$$

elde edilir. (2.14.c) ve (2.14.d) eşitliklerinin her iki yanını  $\left( \frac{M}{L_r} \right)$  terimi ile çarparsak,

$$\frac{M^2}{L_r} i_{qs} - (1 + p\tau) \frac{M}{L_r} \lambda_{qr} - (\omega_\zeta - \omega_r) \frac{M}{L_r} \tau \lambda_{qr} = 0 \quad (2.15.c)$$

$$\frac{M^2}{L_r} i_{ds} - (1 + p\tau) \frac{M}{L_r} \lambda_{dr} - (\omega_\zeta - \omega_r) \frac{M}{L_r} \tau \lambda_{dr} = 0 \quad (2.15.d)$$

olur. Nitekim (2.15) eşitlikleri için

$$L_o = \frac{M^2}{L_r} \text{ ve } \tau = \frac{R_r}{L_r} \text{ olmak üzere}$$

$$\begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \left[ R_s + L_o \frac{1}{\tau} + (L_s - L_o) p \right] & \omega_\zeta (L_s - L_o) & -\frac{1M}{\tau L_r} & \omega_r \frac{M}{L_r} \\ -\omega_\zeta (L_s - L_o) & \left[ R_s + L_o \frac{1}{\tau} + (L_s - L_o) p \right] & -\omega_r \frac{M}{L_r} & -\frac{M}{\tau L_r} \\ \frac{M^2}{L_r} & 0 & -(1 + p\tau) \frac{M}{L_r} & -\tau (\omega_\zeta - \omega_r) \frac{M}{L_r} \\ 0 & \frac{M^2}{L_r} & -\tau (\omega_\zeta - \omega_r) \frac{M}{L_r} & -(1 + p\tau) \frac{M}{L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ \lambda'_{qr} \\ \lambda'_{dr} \end{bmatrix} \quad (2.15.c)$$

matrisel eşitliği elde edilir. (2.15) eşitliği stator akım ve rotor akı bileşenleri cinsinden düzenlenirse

$$p i_{qs} = -\frac{R_s + \frac{L_o}{\tau}}{L_s - L_o} i_{qs} - \omega_\zeta i_{ds} + \frac{M}{(L_s - L_o) \tau L_r} \lambda'_{qr} - \frac{M \omega_r}{(L_s - L_o) L_r} \lambda'_{dr} + \frac{v_{qs}}{L_s - L_o} \quad (2.16.a)$$

$$p i_{ds} = -\frac{R_s + \frac{L_o}{\tau}}{L_s - L_o} i_{ds} + \omega_\zeta i_{qs} + \frac{M}{L_r (L_s - L_o) \tau} \lambda'_{dr} + \frac{M \omega_r}{L_r (L_s - L_o)} \lambda'_{qr} + \frac{v_{ds}}{L_s - L_o} \quad (2.16.b)$$

$$p \lambda'_{qr} = \frac{L_o}{\tau} \frac{L_r}{M} i_{qs} - \frac{1}{\tau} \lambda'_{qr} - (\omega_\zeta - \omega_r) \lambda'_{dr} \quad (2.16.c)$$

$$p\lambda'_{dr} = \frac{L_0}{\tau} \frac{L_r}{M} i_{ds} + (\omega_\zeta - \omega_r) \lambda'_{qr} - \frac{1}{\tau} \lambda'_{dr} \quad (2.16.d)$$

elde edilir. Son bağıntılar matrisel durum uzayı formunda düzenlenirse

$$\begin{bmatrix} pi_{qs} \\ pi_{ds} \\ p\lambda'_{qr} \\ p\lambda'_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s + \frac{L_0}{\tau}}{L_s - L_0} & -\omega_\zeta & \frac{1}{(L_s - L_0)\tau} \frac{M}{L_r} & -\frac{\omega_r}{L_s - L_0} \frac{M}{L_r} \\ \omega_\zeta & -\frac{R_s + \frac{L_0}{\tau}}{L_s - L_0} & \frac{\omega_r}{L_s - L_0} \frac{M}{L_r} & \frac{1}{(L_s - L_0)\tau} \frac{M}{L_r} \\ \frac{L_0}{\tau} \frac{L_r}{M} & 0 & -\frac{1}{\tau} & -(\omega_\zeta - \omega_r) \\ 0 & \frac{L_0}{\tau} \frac{L_r}{M} & (\omega_\zeta - \omega_r) & -\frac{1}{\tau} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ \lambda'_{qr} \\ \lambda'_{dr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{v_{qs}}{L_s - L_0} \\ \frac{v_{ds}}{L_s - L_0} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

elde edilir. Son ifade rotor akı bileşenleri için

$$\varphi_{qr} = \frac{M}{L_r} \lambda_{qr}$$

$$\varphi_{dr} = \frac{M}{L_r} \lambda_{dr}$$

tanımlamaları kullanılırsa,

$$\begin{bmatrix} pi_{qs} \\ pi_{ds} \\ p\varphi_{qr} \\ p\varphi_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s + \frac{L_0}{\tau}}{L_s - L_0} & -\omega_\zeta & \frac{1}{(L_s - L_0)\tau} & -\frac{\omega_r}{L_s - L_0} \\ 0 & -\frac{R_s + \frac{L_0}{\tau}}{L_s - L_0} & \frac{\omega_r}{L_s - L_0} & \frac{1}{(L_s - L_0)\tau} \\ \frac{L_0}{\tau} & 0 & -\frac{1}{\tau} & -(\omega_\zeta - \omega_r) \\ 0 & \frac{L_0}{\tau} & (\omega_\zeta - \omega_r) & -\frac{1}{\tau} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ \varphi_{qr} \\ \varphi_{dr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{v_{qs}}{L_s - L_0} \\ \frac{v_{ds}}{L_s - L_0} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

yazılabilir.

İndüksiyon motorlarda parametre ve durum değişkenlerinin kestiriminde kullanılan genişletilmiş Kalman filtreleme (GKF) algoritması için gerekli d-q eksen sistemi dinamik durum denklemlerinde çerçeve hızı  $\omega_\zeta=0$  rad/s alınır [118]. Böylece (2.18.a) durum denklemi  $\omega_\zeta=0$  rad/s için,

$$\begin{bmatrix} p i_{qs} \\ p i_{ds} \\ p \varphi_{qr} \\ p \varphi_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s + \frac{L_0}{\tau}}{L_s - L_0} & 0 & \frac{1}{(L_s - L_0)\tau} & -\frac{\omega_r}{L_s - L_0} \\ 0 & -\frac{R_s + \frac{L_0}{\tau}}{L_s - L_0} & \frac{\omega_r}{L_s - L_0} & \frac{1}{(L_s - L_0)\tau} \\ \frac{L_0}{\tau} & 0 & -\frac{1}{\tau} & \omega_r \\ 0 & \frac{L_0}{\tau} & -\omega_r & -\frac{1}{\tau} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ \varphi_{qr} \\ \varphi_{dr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{v_{qs}}{L_s - L_0} \\ \frac{v_{ds}}{L_s - L_0} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

biçimine dönüşür.

### 2.3.2. Rotor akısına dayalı modelleme

(2.9.b)'den  $i_{qr}$  ve  $i_{dr}$  terimleri çekilerek (2.10.c)'de yerleştirilip  $\omega_\zeta=0$  ve  $\tau = L_r/R_r$  için gerekli düzenlemeler yapılırsa

$$p \lambda_{qr} = -\frac{1}{\tau} \lambda_{qr} + \omega_r \lambda_{dr} + \frac{M}{\tau} i_{qs} \quad (2.20)$$

$$p \lambda_{dr} = -\omega_r \lambda_{qr} - \frac{1}{\tau} \lambda_{dr} + \frac{M}{\tau} i_{ds} \quad (2.21)$$

elde edilir. Son bağıntılar

$$\boldsymbol{\lambda}_r = \begin{bmatrix} \lambda_{qr} & \lambda_{dr} \end{bmatrix}^T, \quad \mathbf{I}_s = \begin{bmatrix} i_{qs} & i_{ds} \end{bmatrix}^T$$

$$\mathbf{I} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \text{ ve } \mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix}$$

tanımlamaları kullanılarak

$$p\lambda_r = \left[ -\frac{1}{\tau} \mathbf{I} + \omega_r \mathbf{J} \right] \lambda_r + \frac{M}{\tau} \mathbf{I}_s \quad (2.22)$$

biçiminde durum uzayı eşitliği formunda elde edilmiş olur.

### 2.3.3. Stator ve rotor akısına dayalı modelleme

(2.9) ve (2.10) eşitlikleri  $\omega_\zeta = 0$  olmak üzere

$$\mathbf{V}_s = R_s \mathbf{i}_s + p\lambda_s \quad (2.23)$$

$$0 = R_r \mathbf{i}_r + \omega_r \mathbf{J} \lambda_r + p\lambda_r \quad (2.24)$$

$$\lambda_s = L_s \mathbf{i}_s + M \mathbf{i}_r \quad (2.25)$$

$$\lambda_r = L_r \mathbf{i}_r + M \mathbf{i}_s \quad (2.26)$$

biçiminde yazılabilir. Son bağlantılardaki vektör ve matrisler,

$$\mathbf{V}_s = \begin{bmatrix} v_{qs} & v_{ds} \end{bmatrix}^T, \lambda_s = \begin{bmatrix} \lambda_{qs} & \lambda_{ds} \end{bmatrix}^T, \lambda_r = \begin{bmatrix} \lambda_{qr} & \lambda_{dr} \end{bmatrix}^T$$

$$\mathbf{I}_s = \begin{bmatrix} i_{qs} & i_{ds} \end{bmatrix}^T, \mathbf{I}_r = \begin{bmatrix} i_{qr} & i_{dr} \end{bmatrix}^T, \mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

olarak tanımlanmıştır. (2.25)'den  $\mathbf{i}_s$  çekilerek (2.23) bağıntısında yerleştirip gerekli düzenlemeler yapılırsa,

$$p\lambda_s = -\frac{R_s L_r}{L_s L_r - M^2} \lambda_s + \frac{R_s M}{L_s L_r - M^2} \lambda_r + \mathbf{v}_s \quad (2.27)$$

bağıntısı elde edilir. Benzer Şekilde (2.26)'dan  $\mathbf{i}_r$  çekilerek (2.24) bağıntısında yerleştirilip, gerekli düzenlemeler sonunda

$$p\lambda_r = \frac{R_r M}{L_s L_r - M^2} \lambda_s - \frac{R_r L_s}{L_s L_r - M^2} \lambda_r - \omega_r \mathbf{J} \lambda_r \quad (2.28)$$

bulunur. Nitekim (2.27) ve (2.28) bağıntıları düzenlenirse aşağıdaki matrisel ifade elde edilir.

$$\begin{bmatrix} p\lambda_s \\ p\lambda_r \end{bmatrix} = \left\{ -\mathbf{R}\mathbf{L}^{-1} + \omega_r \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \mathbf{J} \end{bmatrix} \right\} \begin{bmatrix} \lambda_s \\ \lambda_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{v}_s \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

Burada,

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} L_s \mathbf{I} & \mathbf{M} \\ \mathbf{M} & L_r \mathbf{I} \end{bmatrix} \text{ dir.}$$

#### 2.3.4. Stator ve rotor akımlarına dayalı modelleme

(2.10.b) ve (2.10.c) eşitlikleri (2.9) eşitliklerine yerleştirirsek  $\omega_\phi = 0$  için

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + p(L_s i_{qs} + M i_{qr}) \quad (2.30.a)$$

$$v_{ds} = R_s i_{ds} + p(L_s i_{ds} + M i_{dr}) \quad (2.30.b)$$

$$0 = R_r i_{qr} - \omega_r (L_r i_{dr} + M i_{ds}) + p (L_r i_{qr} + M i_{qs}) \quad (2.31.a)$$

$$0 = R_r i_{dr} - \omega_r (L_r i_{qr} + M i_{qs}) + p (L_r i_{dr} + M i_{ds}) \quad (2.31.b)$$

elde edilir. Yukarıdaki eşitlikleri stator ve rotor akım bileşenlerinin türevleri sol tarafta olacak şekilde tekrar düzenlersek

$$p i_{qs} = -\frac{R_s}{L_s} i_{qs} - \frac{M}{L_s} p i_{qr} + \frac{1}{L_s} v_{qs} \quad (2.32.a)$$

$$p i_{ds} = -\frac{R_s}{L_s} i_{ds} - \frac{M}{L_s} p i_{dr} + \frac{1}{L_s} v_{ds} \quad (2.32.b)$$

$$p i_{qr} = -\frac{M}{L_r} p i_{qs} + \omega_r \frac{M}{L_r} i_{ds} + \omega_r i_{dr} - \frac{R_r}{L_r} i_{qr} \quad (2.33.a)$$

$$p i_{dr} = -\frac{M}{L_r} p i_{ds} - \omega_r \frac{M}{L_r} i_{qs} - \omega_r i_{qr} - \frac{R_r}{L_r} i_{dr} \quad (2.33.b)$$

olur. (2.32) eşitliklerinin sağ tarafındaki türevsel ifadelerin yerine (2.33) eşitlikleri ve (2.33) eşitliklerin sağ tarafındaki türevsel ifadelerin yerine ise (2.32) eşitlikleri yerleştirip düzenleme yapılırsa

$$p i_{qs} = -\frac{R_s L_r}{a_0} i_{qs} - \omega_r \frac{M^2}{a_0} i_{ds} + \frac{M R_r}{a_0} i_{qr} - \omega_r \frac{M L_r}{a_0} i_{dr} + \frac{1}{L_s} v_{qs} \quad (2.34.a)$$

$$p i_{ds} = -\frac{M^2 \omega_r}{a_0} i_{qs} - \omega_r \frac{R_s L_r}{a_0} i_{ds} + \omega_r \frac{M L_r}{a_0} i_{qr} - \omega_r \frac{M R_r}{a_0} i_{dr} + \frac{L_r}{a_0} v_{ds} \quad (2.34.b)$$

$$p i_{qr} = -\frac{M R_s}{a_0} i_{qs} + \omega_r \frac{M L_s}{a_0} i_{ds} - \frac{R_r L_s}{a_0} i_{qr} + \omega_r \frac{L_s L_r}{a_0} i_{dr} - \frac{M}{a_0} v_{qs} \quad (2.35.a)$$



$$pi_{dr} = -\omega_r \frac{ML_s}{a_0} i_{qs} + \frac{MR_s}{a_0} i_{ds} - \omega_r \frac{L_s L_r}{a_0} i_{qr} + \frac{R_r L_s}{a_0} i_{dr} - \frac{M}{a_0} v_{ds} \quad (2.35.b)$$

$$a_0 = L_s L_r - M^2$$

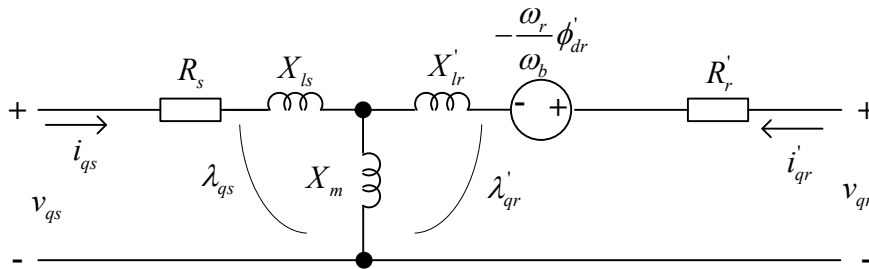
elde edilir. Matrisel düzenleme yapılırsa

$$\begin{bmatrix} pi_{qs} \\ pi_{ds} \\ pi_{qr} \\ pi_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s L_r}{a_0} & -\omega_r \frac{M^2}{a_0} & \frac{MR_r}{a_0} & -\omega_r \frac{ML_r}{a_0} \\ \omega_r \frac{M^2}{a_0} & -\frac{R_s L_r}{a_0} & \omega_r \frac{ML_r}{a_0} & \frac{MR_r}{a_0} \\ \frac{MR_s}{a_0} & \omega_r \frac{ML_s}{a_0} & -\frac{R_s L_r}{a_0} & \omega_r \frac{L_s L_r}{a_0} \\ -\omega_r \frac{ML_s}{a_0} & \frac{MR_s}{a_0} & -\omega_r \frac{L_s L_r}{a_0} & -\frac{R_s L_r}{a_0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{qr} \\ i_{dr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{L_r}{a_0} & 0 \\ 0 & \frac{L_r}{a_0} \\ -\frac{M}{a_0} & 0 \\ 0 & -\frac{M}{a_0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \end{bmatrix} \quad (2.36)$$

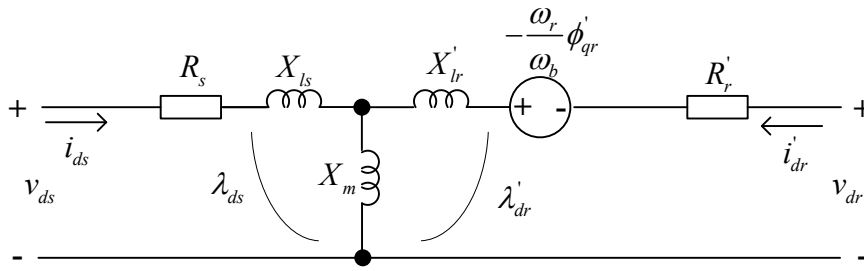
durum denklemi elde edilir.

#### 2.4. İndüksiyon Motorunun Benzetimi İçin Dinamik Modelleme

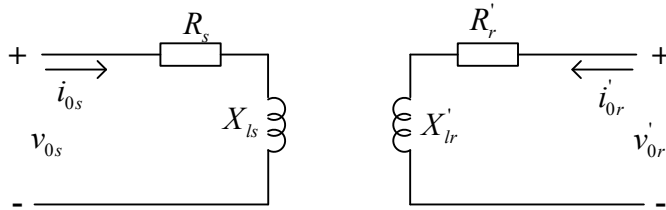
İndüksiyon motorun benzetimi için Şekil-2.4'de keyfi  $\omega_\zeta$  çerçeve hızı için verilen d-q eksen sistemindeki modelinde çerçeve frekansı  $\omega_\zeta = 0$  rad/s alınıp; stator sargıları besleme frekansı  $f_s$  için  $\omega_b = 2\pi f_s$  temel açısal frekans kullanılarak Şekil 2.5'deki durağan d-q eksen sistemindeki model elde edilmiş olur [112].



(a) q-bileşeni



(b) d-bileşeni



(c) 0-bileşeni

Şekil 2.5.  $\omega_\varphi = 0 \text{ rad/sn}$ , direnç ve reaktanslar üzerinden indüksiyon motoru d-q model ve değişkenleri.

Şekil 2.5’de kullanılan değişkenlerden

$$\phi = \omega_b \lambda \quad [V]$$

$$X = \omega_b L \quad [\Omega]$$

$$\omega_b = 2\pi f_s \quad [rad/sn]$$

dönüşümleri kullanılmıştır. İndüksiyon motorun Şekil 2.5’deki durağan d-q modelinden aşağıdaki gerilim, akı ve  $T_{em}$  elektriksel moment bağlantıları yazılabilir.

$$v_{qs} = \frac{p}{\omega_b} \phi_{qs} + R_s i_{qs} \quad (2.37)$$

$$v_{ds} = \frac{p}{\omega_b} \phi_{ds} + R_s i_{ds} \quad (2.38)$$

$$v_{0s} = \frac{P}{\omega_b} \phi_{0s} + R_s i_{0s} \quad (2.39)$$

$$v_{qr}' = \frac{P}{\omega_b} \phi_{qr}' - \frac{\omega_r}{\omega_b} \phi_{dr}' + R_r i_{qr}' \quad (2.40)$$

$$v_{dr}' = \frac{P}{\omega_b} \phi_{dr}' - \frac{\omega_r}{\omega_b} \phi_{qr}' + R_r i_{dr}' \quad (2.41)$$

$$v_{0r}' = \frac{P}{\omega_b} \phi_{0r}' + R_r i_{0r}' \quad (2.42)$$

$$\phi_{qs} = (X_{ls} + X_m) i_{qs} + X_m i_{qr}' \quad (2.43)$$

$$\phi_{ds} = (X_{ls} + X_m) i_{ds} + X_m i_{dr}' \quad (2.44)$$

$$\phi_{0s} = X_{ls} i_{dr}' \quad (2.45)$$

$$\phi_{qr}' = (X_{lr}' + X_m) i_{qr}' + X_m i_{qs} \quad (2.46)$$

$$\phi_{dr}' = (X_{lr}' + X_m) i_{dr}' + X_m i_{ds} \quad (2.47)$$

$$\phi_{0r}' = X_{lr}' i_{0r}' \quad (2.48)$$

$$\begin{aligned} T_{em} &= \frac{3}{2} \frac{P}{2\omega_b} (\phi_{qr}' i_{dr}' - \phi_{dr}' i_{qr}') \\ &= \frac{3}{2} \frac{P}{2\omega_b} (\phi_{ds}' i_{qs}' - \phi_{qs}' i_{ds}') \\ &= \frac{3}{2} \frac{P}{2\omega_b} X_m (i_{dr}' i_{qs}' - i_{qr}' i_{ds}') \end{aligned} \quad (2.49)$$

Burada P motor kutup sayısıdır. Yukarıdaki bağıntılar kullanılarak aşağıdaki eşitlikler yazılabilir.

$$\phi_{qs} = \omega_b \int \left\{ v_{qs} + \frac{R_s}{X_{ls}} (\phi_{mq} - \phi_{qs}) \right\} dt \quad (2.50)$$

$$\phi_{ds} = \omega_b \int \left\{ v_{ds} + \frac{R_s}{X_{ls}} (\phi_{md} - \phi_{ds}) \right\} dt \quad (2.51)$$

$$i_{0s} = \frac{\omega_b}{X_{ls}} \int \{ v_{0s} - i_{0s} R_s \} dt \quad (2.52)$$

$$\phi'_{qr} = \omega_b \int \left\{ \frac{\omega_r}{\omega_b} \phi'_{dr} + \frac{R'_r}{X'_{lr}} (\phi_{mq} - \phi'_{qr}) \right\} dt \quad (2.53)$$

$$\phi'_{dr} = \omega_b \int \left\{ -\frac{\omega_r}{\omega_b} \phi'_{qr} + \frac{R'_r}{X'_{lr}} (\phi_{md} - \phi'_{dr}) \right\} dt \quad (2.54)$$

$$i'_{0r} = \frac{\omega_b}{X'_{lr}} \int \{ -i'_{0r} R'_{r,s} \} dt \quad (2.55)$$

$$\phi_{mq} = X_M \left( \frac{\phi_{qs}}{X_{ls}} + \frac{\phi'_{qr}}{X'_{lr}} \right) \quad (2.56)$$

$$\phi_{md} = X_M \left( \frac{\phi_{ds}}{X_{ls}} + \frac{\phi'_{dr}}{X'_{lr}} \right) \quad (2.57)$$

$$i_{qs} = \frac{\phi_{qs} - \phi_{mq}}{x_{ls}} \quad (2.58)$$

$$i_{ds} = \frac{\phi_{ds} - \phi_{md}}{x_{ls}} \quad (2.59)$$

$$i'_{qr} = \frac{\phi'_{qr} - \phi_{mq}}{x'_{lr}} \quad (2.60)$$

$$i'_{dr} = \frac{\phi'_{dr} - \phi_{md}}{x'_{lr}} \quad (2.61)$$

kullanılan parametreler aşağıda açıklanmıştır.

$$\frac{1}{X_M} = \frac{1}{X_m} + \frac{1}{X_{ls}} + \frac{1}{X'_{lr}}$$

$$\phi_{mq} = X_m (i_{qs} + i'_{qr})$$

$$\phi_{md} = X_m (i_{ds} + i'_{dr})$$

$v_{qs}, v_{ds}, v_{0s}$  [V] : d-q eksen sisteminde stator gerilim bileşenleri

$i_{qs}, i_{ds}, i_{0s}$  [A] : d-q eksen sisteminde stator akım bileşenleri

$i'_{qr}, i'_{dr}, i'_{0r}$  [A] : d-q eksen sisteminde indirgenmiş rotor akım bileşenleri

$\phi_{qs}, \phi_{ds}$  [Wb] : d-q eksen sisteminde stator akı bileşenleri

$\phi'_{qr}, \phi'_{dr}$  [Wb] : d-q eksen sisteminde indirgenmiş rotor akı bileşenleri

$\phi_{mq}, \phi_{md}$  [Wb] : d-q eksen sisteminde indirgenmiş stator ve rotor sargıları arasındaki

karşılıklı endüktans akıları.

$X_m$  [Ω] : mıknatıslanma endüktansı

$X_{ls}$  [Ω] : stator kaçak endüktans

$X'_{lr}$  [Ω] : statora indirgenmiş rotor kaçak endüktans

$R_s$  [Ω] : stator sargı direnci

$R'_r$  [Ω] : statora indirgenmiş rotor direnci

$\omega_b$  [rad/s] : stator sargılarına uygulanan gerilim açısal frekansı

İndüksiyon motorun rotoruna ilişkin mekanik türevsel denklemi ise

$$\omega_r = \frac{P}{2J\omega_b} \int (T_{em} - T_y - T_s) dt \quad (2.62)$$

olarak yazılabilir. Burada,

$T_{em}$  : motorun ürettiği elektriksel tork

$T_y$  : yük momenti

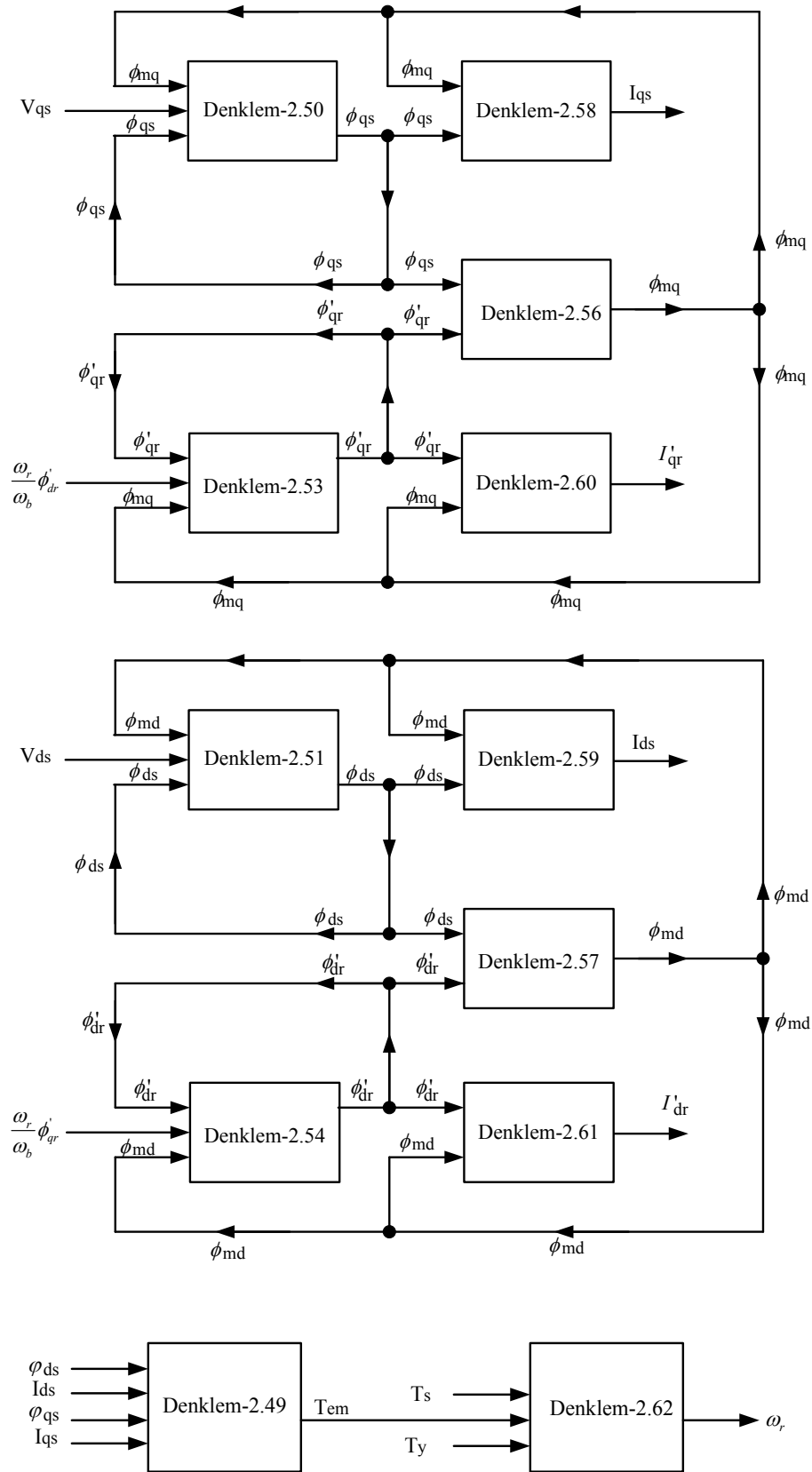
$T_s$  : motor milindeki sönüm momenti

$J$  : rotor atalet momenti

$P$  : kutup sayısı

olarak yazılabilir.

Şekil 2.6'da 3 fazlı sincap kafesli bir indüksiyon motorun d-q eksen sisteminde dinamik benzetimine ilişkin blok diyagramı verilmiştir.



Şekil 2.6. 3 fazlı sincap kafesli indüksiyon motorun d-q eksen sistemindeki dinamik benzetimine ilişkin blok diyagramı.

## **BÖLÜM 3. İNDÜKSİYON MOTORLARDA DURUM KESTİRİMİ**

### **3.1. Durum Kestirimi**

Dinamik doğrusal sistemlerin ölçülemeyen durum değişkenlerinin, ölçülebilen giriş/çıkış ölçümlerine dayalı olarak belirlenmesi için gözlemleyiciler (observer) kullanılır. Dinamik sistemin gürültü içermeyen dinamik modelini kullanan gözlemleyiciler farklı iki biçimde düzenlenir.

#### **3.1.1. Açık çevrimli gözlemleyici**

Kestirimi amaçlanan dinamik durum değişkenine ilişkin durum denkleminin gerçek zamanlı benzetimine dayanan bu yaklaşım, tahmin hatasından türetilen doğrulama terimine sahip değildir. Dolayısıyla kestirim hatasının sifıra yakınsaması ve yakınsama hızı doğrudan durum matrisinin özdeğerlerine yani sistemin doğasına bağlıdır.

#### **3.1.2. Kapalı çevrimli gözlemleyiciler**

Uygulamada genellikle benimsenen bu yaklaşımda tahmin hatalarından türetilen bir doğrulama terimi vardır. Böylece doğrulama terimi ile kestirimi amaçlanan durum değişkenlerinin gerçek değerlerini açık çevrim gözlemleyicilerinden daha kısa sürede yakalaması mümkün olur. İndüksiyon motorun durum değişkenlerinin kestirim metotlarını incelemeden önce söz konusu gözlemleyici teorisini incelemek faydalı olacaktır.

Doğrusal zamanla değişmeyen çok giriş/çok çıkışlı sistem için aşağıdaki dinamik eşitliği göz önüne alalım.



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

Burada  $\mathbf{x}(t)$   $1 \times n$  boyutlu durum vektörü,  $\mathbf{u}(t)$  ise bilinen  $1 \times m$  boyutlu giriş vektörüdür.  $\mathbf{A}$  ve  $\mathbf{B}$  ise sırasıyla  $n \times n$  boyutlu durum ve  $n \times m$  boyutlu giriş matrisleridir. Sistemin ölçüm çıkışlarının ise

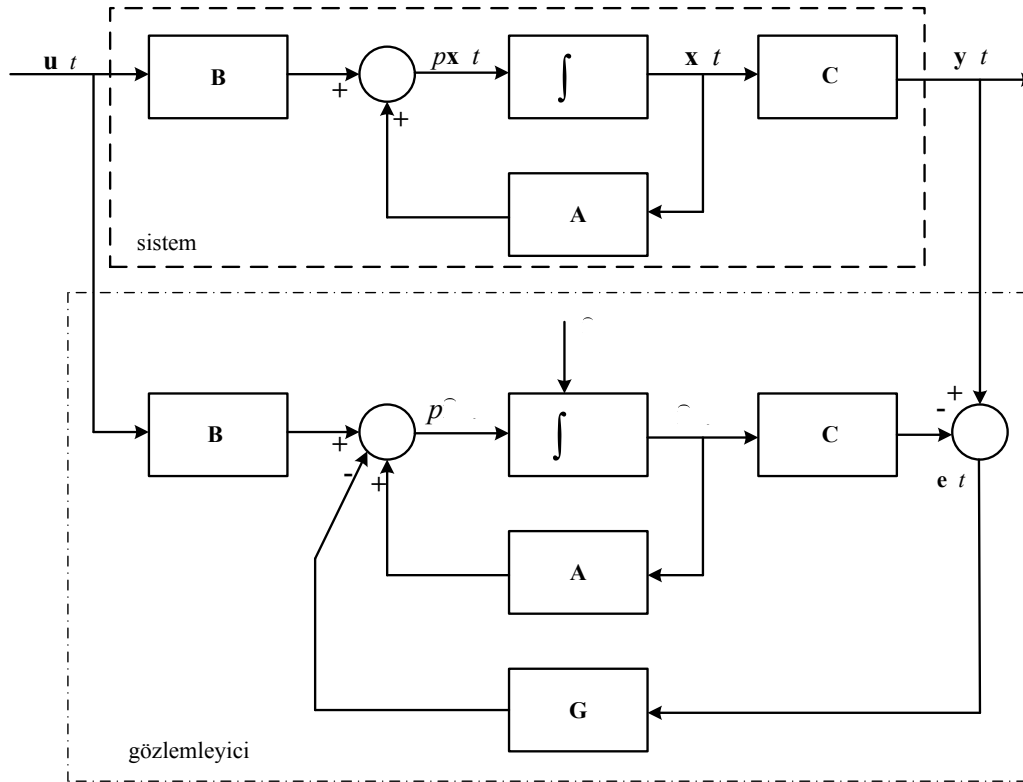
$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{C}\mathbf{x}(t) \quad (3.2)$$

eşitliği ile modellendiğini varsayalım. Burada  $\mathbf{y}$ ,  $1 \times r$  boyutlu çıkış vektörü,  $\mathbf{C}$  ise  $r \times n$  boyutlu çıkış matrisidir. Gözlemleyici teorisi yalnızca  $\mathbf{u}(\cdot)$  ve  $\mathbf{y}(\cdot)$  işaretlerini kullanarak, yukarıdaki dinamik modele ilişkin  $\mathbf{x}(t)$  durum vektörünü gerçek zamandaki kestirimini amaçlar. (3.1) modeli için söz konusu kestirim vektörünü elde edebilmek için basit bir yaklaşım (3.1) eşitliğinin gerçek zamanlı benzetimidir. Bu işlem literatürde açık çevrim gözlemleyici olarak bilinir.

Gözlemleyiciyi bir adım daha ileri götürebilmek için gerçek  $\mathbf{y}(t)$  çıkışı ile gözlemleyiciye ilişkin kestirim arasındaki farklılığı kullanarak söz konusu gerçek zamanlı benzetimi doğrulayabiliriz. Böylece gözlemleyici dinamiğine ilişkin

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}}(t) = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t) - \mathbf{G}(\mathbf{y}(t) - \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}}(t)) \quad (3.3)$$

eşitliğini yazabiliriz. Son eşitlikteki köşeli parantez terimi tahmin hatası,  $\mathbf{G}$  ise gözlemleyici kazancı olarak isimlendirilir. Tahmin hatası sıfır olduğu zaman (3.3) eşitliği (3.1)'nin gerçek zamanlı benzetim bağıntısına dönüşür.  $\mathbf{u}(\cdot)$  ve  $\mathbf{y}(\cdot)$  giriş çıkış ölçümlerinden (3.3) eşitliği, verilen herhangi bir  $\mathbf{x}(0)$  başlangıç koşulu için analog ve/veya sayısal metotlar kullanılarak (veya bir mikroişlemci kullanılarak) gerçek zamanda ileri integrasyon ile çözülebilir. Şekil 3.1'de benzetim diyagramı ile verilen bu kestirim metodu, literatürde Luenberger türü kapalı çevrimli asimtotik gözlemleyici olarak bilinir [118].



Şekil 3.1. Kapalı çevrimli Luenberger gözlemleyici.

Gözlemleyicinin geçerliliği

$$\mathbf{e}(t) = \mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}} \quad (3.4)$$

kestirim hatasının dinamiğinin test edilmesi ile belirlenir. (3.1), (3.2) ve (3.3) eşitliklerinden gözlemleyici hatasına ilişkin türevsel

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{p}}\mathbf{e}(t) &= \dot{\mathbf{x}} - \dot{\hat{\mathbf{x}}} \\ &= \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u} - \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}} \\ &= \mathbf{A}(\mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}}) \end{aligned}$$

$$\dot{\mathbf{p}}\mathbf{e}(t) = (\mathbf{A} - \mathbf{G}\mathbf{C})\mathbf{e}(t), \mathbf{e}(0) = \mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}} \quad (3.5)$$

biçiminde kolayca elde edilir. (3.5) eşitliğinin dinamik davranışı sistem kararsız olsa bile  $\mathbf{A}-\mathbf{GC}$  'nin özdeğerleri tarafından kontrol edilebilir. Eğer  $\mathbf{G}=0$  seçersek söz konusu davranış sadece  $\mathbf{A}$  'nın özdeğerleri tarafından kontrol edilecektir. Bu durumda gözlemleyicinin yakınsaması ( $\lim_{t \rightarrow \infty} \mathbf{e} = 0$ ) sistemin kararlı olmasına bağlıdır.

### 3.2. Rotor Akı Kestirimi

Yüksek performanslı İM kontrolüne ilişkin alan uyumlu kontrol algoritmaları ile indüksiyon motorlarının izlenmesi ve kontrolüne ilişkin bazı yaklaşımlar için rotor akılarının kestirimine ihtiyaç vardır. Söz konusu akı kestirimi farklı iki biçimde gerçekleştirilebilir.

#### 3.2.1. Açık çevrimli rotor akı gözlemleyici

Uygulamada alan uyumlu kontrol için uygulanan rotor akı dinamiğine ilişkin

$$p\lambda_r = \begin{bmatrix} \mathbf{I} & \mathbf{J} \end{bmatrix} \lambda_r + \mathbf{i}_s \quad (3.6)$$

eşitliğini göz önüne alalım. (3.6) modeline ilişkin açık çevrimli gözlemleyici dinamik denklemi

$$p\hat{\lambda}_r = \begin{bmatrix} \mathbf{I} & \mathbf{J} \end{bmatrix} \hat{\lambda}_r + \mathbf{i}_s - \mathbf{e} \quad (3.7)$$

olur. Burada rotor hızı  $\omega$  ve stator akım vektörü  $\mathbf{i}_s$  bilinmektedir, böylece (3.7) durum eşitliğinin çözümü analog veya sayısal tekniklerle kolayca elde edilebilir [40].

(3.8) eşitliğinden hesaplanan akı kestirim hatası

$$\mathbf{e} = \lambda_r - \hat{\lambda}_r \quad (3.8)$$

dir. Bu hatanın çözümü için gerekli hata dinamik denklemi, (3.7) ile (3.6) eşitliklerinin farkı alınarak

$$p\mathbf{e} = \lambda - \hat{\omega}$$

$$= \begin{bmatrix} \mathbf{I} & \mathbf{J} \end{bmatrix} \lambda - \mathbf{i} \begin{bmatrix} \mathbf{I} & \mathbf{J} \end{bmatrix} \hat{\omega}$$

$$= \begin{bmatrix} \mathbf{I} & \mathbf{J} \end{bmatrix} \lambda - \hat{\omega}$$

$$p\mathbf{e} = \mathbf{M} \mathbf{e} \quad (3.9)$$

$$\mathbf{M} \omega = -\frac{1}{\tau} \mathbf{I} + \mathbf{J} \quad (3.10)$$

biçiminde kolayca elde edilir. Bilinen bir  $\omega$  dalga biçimi için (3.9) bağıntısı doğrusaldır. Ancak genellikle  $\omega$  zamanla değişen bir fonksiyon olduğu için (3.9) eşitliğinin yakınsama özellikleri  $\mathbf{M}$ 'nin özdeğerleri ile basitçe incelenemez.  $\omega$  hızı sabit olduğu zaman bu matris de sabit olacaktır.  $\mathbf{M}$  matrisinin özdeğerleri (3.9) eşitliğine ilişkin

$$|\lambda \mathbf{I} - \mathbf{M}| = \quad (3.11)$$

karakteristik polinomun çözümünden

$$\begin{vmatrix} \lambda + \frac{1}{\tau} & -1 \\ \omega & \lambda + \frac{1}{\tau} \end{vmatrix} =$$

$$\left( \begin{array}{c} \phantom{\lambda} \\ \phantom{\lambda} \end{array} \right) + \frac{\omega}{\tau} + \frac{1}{\tau} +$$

$$\lambda = -\frac{\omega}{\tau} \pm \frac{\sqrt{\omega^2 - \frac{1}{\tau^2}}}{2}$$

$$\lambda = -\frac{1}{\tau} \pm \phantom{\omega} \quad (3.12)$$

olarak hesaplanır.  $\omega$  'nin zamanla değiştiği genel durum için hata analizi şu şekilde yapılabilir. (3.9) eşitliğinin her iki yanını  $2e^*$  ile çarpılıp,  $e^*Je =$  ifadelerini göz önüne alırsak

$$p e^*e = - e^*e \frac{1}{\tau} \quad (3.13)$$

yazılabilir. Böylece hatanın genliği,  $\tau =$  rotor zaman sabiti ile sönmünecektir. Bu analiz,  $e^*e$ 'nin Lyapunov fonksiyonu olarak kullanıldığı Lyapunov fonksiyonu analizidir. Lyapunov kararlılık kuralı gereği  $e^*e$  Lyapunov fonksiyonu türevi negatif olduğunda (3.9) kararlı olacaktır.

### 3.2.2. Kapalı çevrimli rotor akı gözlemleyici

Yukarıdaki gerçek zamanlı kestiriciden daha hızlı yakınsayan bir rotor akı kestirimine sahip olabilmek için Şekil 3.1'de benzetim diyagramı verilen kapalı çevrim gözlemleyici kullanılmalıdır. Şekilden de görüldüğü gibi  $e$  hatasından türetilen doğrulama işareti (3.7) ile verilen kestiriciye ilave edilir. Şimdi (3.7) ile verilen açık çevrim rotor akı kestirici eşitliği için doğrulama işareti oluşturabilmek için gerekli  $\mathbf{v}_s = \left[ \phantom{\phantom{v_s}} \right]^T$  stator besleme geriliminin rotor akısına ve stator akımına bağlı ifadelerini elde edebilmek için (2.9.a) ve (2.10.b) eşitliklerinden

$$\mathbf{v}_s = \begin{bmatrix} \phantom{0} \\ \phantom{0} \\ \phantom{0} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{i}_s = \begin{bmatrix} \phantom{0} \\ \phantom{0} \\ \phantom{0} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{i}_r = \begin{bmatrix} \phantom{0} \\ \phantom{0} \\ \phantom{0} \end{bmatrix}$$

$$\boldsymbol{\lambda}_s = \begin{bmatrix} \phantom{0} \\ \phantom{0} \\ \phantom{0} \end{bmatrix}$$

$$\boldsymbol{\lambda}_r = \begin{bmatrix} \phantom{0} \\ \phantom{0} \\ \phantom{0} \end{bmatrix}$$

olmak üzere

$$\mathbf{V}_s = \mathbf{i} + \boldsymbol{\lambda} \quad (3.14)$$

$$\boldsymbol{\lambda}_s = \mathbf{i} + \mathbf{i} \quad (3.15)$$

yazılabilir. Öte yandan  $\mathbf{i}_r$  için (2.10.c)'den

$$\mathbf{i}_r = \frac{1}{L_r} \boldsymbol{\lambda} - \frac{M}{L_r} \mathbf{i} \quad (3.16)$$

kolayca yazılabilir. (3.15) ve (3.16) eşitlikleri (3.4)'da yerleştirerek gerekli düzenlemeler yapılırsa,

$$\mathbf{v}_s = \frac{M}{L_r} \boldsymbol{\lambda} + \left( \phantom{0} \right) \mathbf{i} + \mathbf{i} \quad (3.17)$$

elde edilir. Eğer stator gerilimi  $v_s$  ölçülürse, (3.17) eşitliğine  $\boldsymbol{\lambda}_r$  yerine  $\hat{\omega}_r$  yerleştirilerek elde edilen

$$\hat{v}_s = L_r \left( \frac{d}{dt} \hat{i} + \hat{i} \right) \quad (3.18)$$

eşitliğinden hesaplan  $\hat{v}_s$  değeri ile karşılaştırılabilir. Böylece geri beslemeli akı gözlemleyici için

$$\hat{p}_{\hat{v}_s} = \left[ \begin{array}{c} \hat{v}_s \\ \hat{i} \end{array} \right] - \left[ \begin{array}{c} \hat{v}_s \\ \hat{i} \end{array} \right] = -\hat{e} \quad (3.19)$$

yazılabilir. Burada  $\hat{v}_s$  ölçülen stator gerilim bileşenleri,  $\hat{i}$  ise (3.18)'den hesaplanan stator gerilimi bileşenleridir.  $\mathbf{G}$  ise 2x2 boyutlu gözlemleyici kazanç matrisidir.

(3.6) eşitliği ile (3.19) eşitliğinin farkı alınarak gerekli düzenlemeler sonunda kapalı çevrimli gözlemleyici için  $\mathbf{e} = \lambda - \hat{v}_s$  hata dinamiği denklemi

$$\mathbf{p}\mathbf{e} = \left[ \begin{array}{c} \lambda - \hat{v}_s \\ \hat{i} \end{array} \right] - \left[ \begin{array}{c} \lambda - \hat{v}_s \\ \hat{i} \end{array} \right] = \mathbf{J}\mathbf{e} - \mathbf{G}\mathbf{e} \quad (3.20)$$

$$\mathbf{p}\mathbf{e} = \left[ \begin{array}{c} \lambda - \hat{v}_s \\ \hat{i} \end{array} \right] - \left[ \begin{array}{c} \lambda - \hat{v}_s \\ \hat{i} \end{array} \right] = \mathbf{J}\mathbf{e} - \mathbf{G}\mathbf{e} \quad (3.21)$$

olarak elde edilir. Son bağıntıdan gözlemleyici kazanç matrisinin farklı seçilmesi farklı hata dinamiklerine sebep olacağı aşikârdır. Örneğin,  $g$  skaler gözlemleyici kazancı olmak üzere, gözlemleyici kazanç matrisini

$$\mathbf{G} = \mathbf{I} \quad (3.22)$$

olarak seçelim. Eğer rotor açısal hızı ( $\omega$ ) sabit kabul edilirse (3.21) doğrusal zamanla değişmeyen bir sistemdir ve gözlemleyici hata dinamiği özdeğerleri

$\begin{bmatrix} \mathbf{I} \end{bmatrix}$  terimini ölçekleme terimi olarak göz önüne alarak, (3.21) eşitliğinin karakteristik polinomu için yazılan

$$\left| \lambda \mathbf{I} - \begin{bmatrix} \mathbf{I} & \mathbf{J} \end{bmatrix} \right| \quad (3.23)$$

bağıntısından özdeğerler kolayca hesaplanabilir. Nitekim (3.24) eşitliğinde söz konusu özdeğerler

$$\lambda_i = \left( \begin{array}{c} \phantom{\lambda_i} \\ \phantom{\lambda_i} \end{array} \right) \left( \begin{array}{c} \phantom{\lambda_i} \\ \phantom{\lambda_i} \end{array} \right) \quad (3.24)$$

olarak hesaplanır. (3.24) ile verilen özdeğerler açık çevrimli akı gözlemleyici için hesaplanan (3.12) özdeğerlerin  $\left( \begin{array}{c} \phantom{\lambda_i} \\ \phantom{\lambda_i} \end{array} \right)$  çarpımı ile ölçeklenmiş hali olduğu görülmektedir. Böylece  $\mathbf{G}$  gözlemleyici kazancını değiştirerek,  $\mathbf{e}$  hatasının azalmasını ve sönümlenme frekansını değiştirebiliriz. Rotor hızının zamanla değişen genel durumu için, açık çevrim gözlemleyici için elde ettiğimiz (3.9) eşitliğine ilişkin prosedür kullanılarak

$$p \mathbf{e}^* \mathbf{e} = - \left( \begin{array}{c} \phantom{\lambda_i} \\ \phantom{\lambda_i} \end{array} \right) \left( \begin{array}{c} \phantom{\lambda_i} \\ \phantom{\lambda_i} \end{array} \right) \mathbf{e} \mathbf{e} \quad (3.25)$$

elde edilir. Böylece hatanın genliği,  $g$  kazancı ve  $\left( \begin{array}{c} \phantom{\lambda_i} \\ \phantom{\lambda_i} \end{array} \right)$  zaman sabiti ile azalır.

Bu zaman sabitini ayarlayarak  $\tau$ 'dan yeterince küçük yapılabileceği aşıkardır. (3.18) ve (3.19) eşitlikleri ile verilen kapalı çevrimli akı gözlemleyicinin yürütülmesinde türev terimlerinin bulunması uygun değildir. Bu amaçla aşağıdaki  $\mathbf{Z}$  yardımcı değişkenini tanımlayalım ve türevleyelim.



$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} \mathbf{I} & \mathbf{G} \\ \mathbf{I} & \mathbf{G} \end{bmatrix} \hat{\mathbf{z}} \quad (3.26)$$

$$p\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} \mathbf{I} & \mathbf{G} \\ \mathbf{I} & \mathbf{G} \end{bmatrix} \hat{\mathbf{z}} \quad (3.27)$$

Öte yandan (3.18) ifadesini (3.19)'de yerleştirirsek

$$p\hat{\mathbf{z}}_r = \begin{bmatrix} \mathbf{I} & \mathbf{G} \\ \mathbf{I} & \mathbf{G} \end{bmatrix} \hat{\mathbf{z}} \quad (3.28)$$

elde edilir. Son ifadenin sağ yanındaki  $p\hat{\lambda}_r$  ve  $p\mathbf{i}_s$  türevlerini içeren terimler sol tarafa geçirilip düzenleme yapılırsa

$$\begin{bmatrix} \mathbf{I} & \mathbf{G} \\ \mathbf{I} & \mathbf{G} \end{bmatrix} \hat{\mathbf{z}} \quad (3.29)$$

elde edilir. Son ifadenin sol tarafı (3.27) ifadesinin sağ tarafına eşit olduğundan

$$p\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} \mathbf{I} & \mathbf{J} \\ \mathbf{I} & \mathbf{J} \end{bmatrix} \hat{\mathbf{z}} \quad (3.30)$$

yazılabilir. Ayrıca (3.26)'den

$$\hat{\mathbf{z}}_r = \begin{bmatrix} \mathbf{I} & \mathbf{G} \\ \mathbf{I} & \mathbf{G} \end{bmatrix} \mathbf{Z} \mathbf{G} \quad (3.31)$$

yazılır. (3.31) eşitliği ile verilen  $\hat{\mathbf{z}}_r$  (3.30)'de yerleştirilirse

$$p\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} \mathbf{I} & \mathbf{J} \\ \mathbf{I} & \mathbf{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{I} & \mathbf{G} \\ \mathbf{I} & \mathbf{G} \end{bmatrix} \mathbf{Z} \begin{bmatrix} \mathbf{I} & \mathbf{J} \\ \mathbf{I} & \mathbf{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{I} & \mathbf{G} \\ \mathbf{I} & \mathbf{G} \end{bmatrix} \mathbf{G} \quad (3.32)$$

elde edilir. (3.32) diferansiyel eşitliği  $\mathbf{Z}(0)$  başlangıç koşulu ile çözülerek  $\mathbf{Z}$  hesaplanır. Hesaplanan  $\mathbf{Z}$ , (3.31) eşitliğine yerleştirilerek amaçlanan  $\hat{u}$  akı kestirimi elde edilmiş olur. Böylece gözlemleyici herhangi bir işaretinin türevini almadan yürütülmüş olur.

Ele alınan kapalı çevrimli akı gözlemleyicisini genişletebilmek için (3.22) eşitliğinde seçilen  $\mathbf{G}$  kazancı gösterim basitliği için seçilmiştir. Genel durum için gözlemleyici kazancı,

$$\mathbf{G} = \mathbf{I} + \mathbf{I} \quad (3.33)$$

olarak verilebilir. Eğer rotor açısal hızı ( $\omega$ ) sabit ise,  $g_1$  ve  $g_2$  kazanç katsayılarının uygun seçilmesi ile hata dinamiğın özdeğerleri sol yarı S düzleminde istenen bir yere yerleştirilebilir. Örneğın hata dinamiğının özdeğerleri  $S_{1,2} = -\pm$  olarak seçilmek isteniyorsa (yani hata vektörü bileşenleri b frekanslı osilasyon yaparak,  $1/a$  sn zaman sabiti ile azalması isteniyor ise), gözlemleyici kazanç matrisindeki  $g_1$  ve  $g_2$  skaler kazanç katsayıları

$$g_1 = \frac{r}{M} \left( \begin{array}{c} \phantom{1} \\ \phantom{1} \end{array} \right) \frac{1}{\omega + \tau} \quad (3.34)$$

$$g_2 = \frac{r}{M} \left( \begin{array}{c} \phantom{1} \\ \phantom{1} \end{array} \right) \frac{1}{\omega + \tau} \quad (3.35)$$

olarak hesaplanabilir [40].  $\omega$  yavaş değıştiğı zaman, yukarıdaki hata dinamiğindeki değışimi kontrol etmek için  $g_1$  ve  $g_2$  kazanç katsayıları da değışmiş olacaktır.

### 3.3. Rotor Akı ve Stator Akımlarının Kestirimi

Yukarıda ele alınan rotor akı kestirimine ilişkin gözlemleyici, durum değişkenlerinin tümünü içermediğinden indirgenmiş mertebeli bir gözlemleyicidir. Burada ele alınacak olan gözlemleyicide indüksiyon motorun durum uzayı modeline ilişkin rotor akı ( $\lambda_r$ ) ve stator akım ( $i_s$ ) durum değişkenlerinin kestirimi amaçlandığından tam mertebeli gözlemleyici olarak isimlendirilebilir. Stator akım ölçüm değerleri elimizde mevcut olmasına rağmen kestiriminin gereksiz olduğu düşünülebilir. Ancak sözkonusu ham stator akım ölçümleri, ölçüm hataları ve quantalama hataları içermektedir. Böylece tam mertebeli gözlemleyici ile rotor akı bileşenlerinin kestirimi yanı sıra; stator akım bileşenlerinin de filtrelenmiş hali elde edilmiş olacaktır. Burada ele alınacak olan tam mertebeli gözlemleyicide gürültünün olmadığı varsayılacaktır. Ancak daha sonradan Kalman filtreleme ve yapay sinir ağı teknikleri kullanılarak pratik kullanım için oldukça kullanışlı olan gürültülü kestirim algoritmaları detaylı olarak incelenecektir. Bölüm 2’de (2.16) eşitlikleri ile verilen stator ve rotor akı bileşenlerine dayalı durum uzay modeli,  $\omega =$  için

$$b = -$$

$$v = - \frac{\omega^2}{L_s L_r}$$

$$d =$$

$$c = + \frac{1}{\omega L_r}$$

$$\mathbf{v}_s = \begin{bmatrix} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{i}_s = \begin{bmatrix} \end{bmatrix}$$

$$\lambda_r = \begin{bmatrix} \vdots \\ \vdots \\ \vdots \end{bmatrix}$$

tanımlamalar kullanılarak,

$$\begin{bmatrix} \mathbf{i} \\ \lambda \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{I} & \mathbf{I} \\ \mathbf{I} & \mathbf{I} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{J} \\ \mathbf{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i} \\ \lambda \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{I} \\ \mathbf{I} \end{bmatrix} \mathbf{v} \quad (3.36)$$

biçiminde yazılabilir. Daha önce verilmiş olan kapalı çevrimli gözlemleyici formu gereği ( $\mathbf{i}_s - \hat{\mathbf{i}}_s$ ) ölçüm verilerini kullanarak aşağıdaki gözlemleyiciyi yazabiliriz.

$$\begin{bmatrix} \hat{\mathbf{i}}_s \\ \hat{\lambda} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{I} & \mathbf{I} \\ \mathbf{I} & \mathbf{I} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{J} \\ \mathbf{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_s - \hat{\mathbf{i}}_s \\ \lambda - \hat{\lambda} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{I} \\ \mathbf{I} \end{bmatrix} \mathbf{v} \quad (3.37)$$

Burada  $k_1, k_2, k_3$  ve  $k_4$  kazanç katsayıları skalerdir. Rotor akı kestirimine benzer gözlemleyici hata dinamiği için ise

$$p\mathbf{e} = \begin{bmatrix} \mathbf{I} & \mathbf{I} \\ \mathbf{I} & \mathbf{I} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{J} & \mathbf{J} \\ \mathbf{J} & \mathbf{J} \end{bmatrix} \mathbf{e} \quad (3.38)$$

olur. (3.38) eşitliğinin sağ tarafındaki skaler kazanç katsayılarını keyfi olarak belirleyebiliriz. Eğer  $k_1$  ve  $k_3$

$$k_1 = -\frac{L}{\tau} \quad (3.39.a)$$

$$k_3 = -\frac{M}{\tau} = -\frac{L}{\tau} \quad (3.39.b)$$

olarak seçilirse, hata dinamiği

$$p\mathbf{e} = \mathbf{A}\mathbf{Q} \quad \mathbf{e} \quad (3.40)$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \mathbf{I} & \mathbf{I} \\ \mathbf{I} & \mathbf{I} \end{bmatrix} \quad (3.41)$$

$$\mathbf{Q}(\omega) = \begin{bmatrix} \mathbf{I} & \mathbf{J} \\ & \mathbf{I} \cdot \mathbf{J} \end{bmatrix} \quad (3.42)$$

biçiminde yazılabilir.  $\mathbf{A}$  matrisinin özdeğerlerini aşağıdaki karakteristik polinomun kökleri olarak  $k_1$  ve  $k_4$  katsayıları ile keyfi olarak belirleyebiliriz.

$$\begin{bmatrix} \lambda & \lambda \\ & \end{bmatrix} \quad (3.43)$$

Eğer  $\mathbf{A}$ 'nın özdeğerleri (3.43) polinomun katlı iki kökü olan  $\lambda$  ve  $\lambda$  ise,  $\mathbf{A}\mathbf{Q}(\omega)$ 'nin özdeğerleri ise

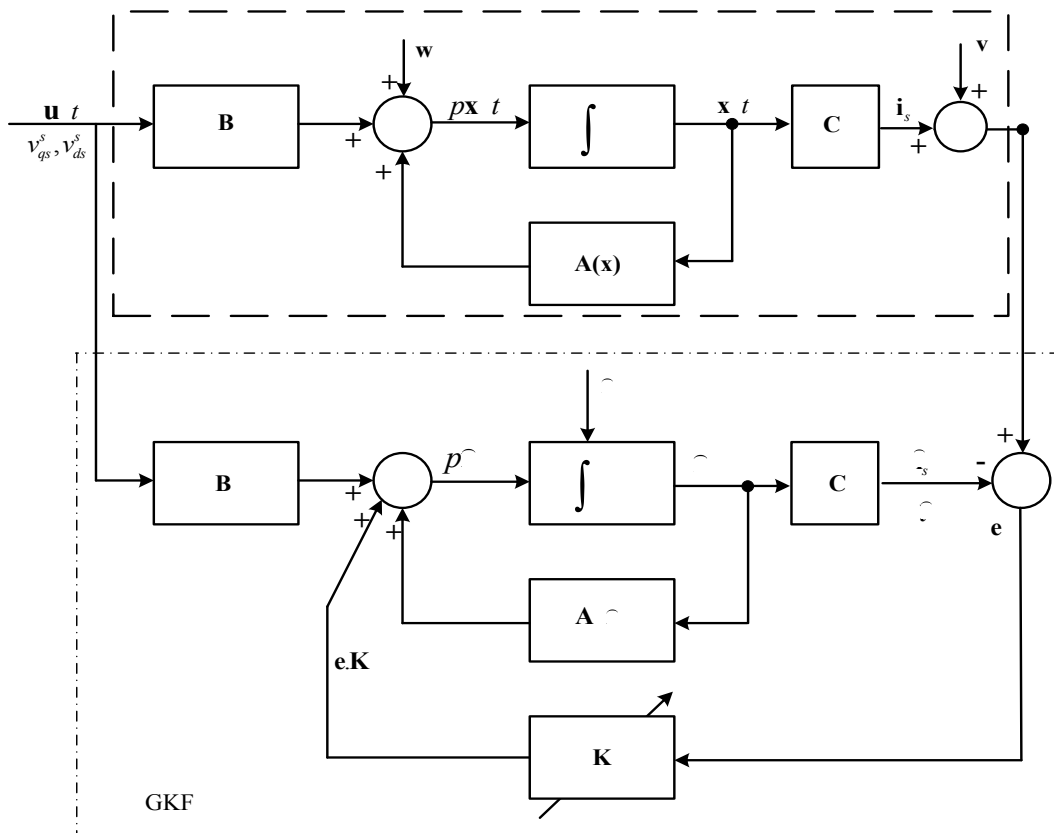
$$\begin{bmatrix} \end{bmatrix} \quad (3.44.a)$$

$$\begin{bmatrix} \end{bmatrix} \quad (3.44.b)$$

olarak elde edilir. Eğer motor açısal hızı ( $\omega$ ) yaklaşık olarak sabit ise, (3.38) hata dinamiği (3.44) özdeğerleri ile kontrol edilebilir. Bu yönlendirme  $\mathbf{e}$  hata vektörünün mümkün olduğunca kısa sürede azalarak sıfır olacak şekilde uygulanmalıdır.

### 3.4. Kalman Filtreleme (KF) Algoritmasına Dayalı Durum Kestirimi

Buraya kadarki durum kestirim çalışmalarında İM'run durum uzay modelini kullanıldığı gözlemleyiciler incelendi. Gözlemleyicilerde uygulamadaki gerek sistem gürültüsü, gerekse ölçüm düzeneklerinden ve sayısallaştırma işleminden kaynaklanan ölçüm gürültüsü ihmal edilir. Bu nedenle pratik dinamik sistemlerde ölçülemeyen durum değişkenlerinin veya ölçülmesi pratik olmayan durum değişkenleri kestirilebildiği kalman filtreleme (KF) veya genişletilmiş Kalman filtreleme (GKF) algoritmaları yaygın olarak kullanılmaktadır. Başka bir ifade ile GKF, gürültülü gerçek zamanlı sinyalleri kullanan doğrusal olmayan dinamik sistemlerin yenilemeli optimum durum kestirimi için tam mertebeli bir stokastik gözlemleyicidir. GKF aynı zamanda durum değişkenlerine eklenmiş parametre kestirimi için de kullanılabilir. Şekil 3.2'de indüksiyon motorun durum değişkenlerinin GKF algoritması ile kestirimine ilişkin genel bir durum uzayı diyagramı verilmiştir.



Şekil 3.2. İndüksiyon motorun durum değişkenlerinin GKF algoritması ile kestirilmesi.

Önceden verilmiş olan Luenberger gözlemleyiciler, gürültü içermeyen deterministik gözlemleyicilerdir. Bu nedenle gürültü içermeyen doğrusal zamanla değişmeyen sistemlere uygulanabilir. Orijinal Kalman filtreleme algoritması yalnızca doğrusal sistemlere uygulanırken; GKF, doğrusallaştırılmış doğrusal olmayan sistemler için kullanılır.

### 3.4.1. Genişletilmiş Kalman filtreleme (GKF) algoritması

Uygulamada kaçınılmaz olan parametre ve ölçüm belirsizlikleri için sistem ve ölçüm gürültülerinin ilave edildiği aşağıdaki doğrusal olmayan rastsal ayrık durum uzayı modelini ele alalım.

$$\mathbf{x}^{k+1} = \mathbf{f}(\mathbf{x}^k, \mathbf{u}^k) + \mathbf{w}^k \quad (3.45)$$

$$\mathbf{y}^k = \mathbf{h}(\mathbf{x}^k) + \mathbf{v}^k \quad (3.46)$$

Burada,

$\mathbf{x}^k$  :  $1 \times n$  boyutlu durum vektörü

$\mathbf{y}^k$  :  $1 \times m$  boyutlu çıkış vektörü

$\mathbf{u}^k$  :  $1 \times r$  boyutlu giriş vektörü

$\mathbf{f}(\cdot)$  ve  $\mathbf{h}(\cdot)$  : doğrusal olmayan fonksiyonlar

$\mathbf{w}^k$  :  $n \times 1$  boyutlu sistem gürültü vektörü

$\mathbf{v}^k$  :  $r \times 1$  boyutlu ölçüm gürültüsü vektörü

temsil edilmektedir.

Genellikle Beyaz Gauss gürültü olarak varsayılan sistem ve ölçüm gürültü vektörleri için aşağıdaki eşitlikler yazılabilir.

Sistem gürültüsü kovaryans matrisi:

$$E \{ w_k w_j^T \} = \dots \geq \dots \quad (3.47)$$

Ölçüm gürültüsü kovaryans matrisi:

$$E \{ v_k v_j^T \} = \dots \geq \dots \quad (3.48)$$

Burada  $\mathbf{Q}$ ,  $n \times n$  boyutlu;  $\mathbf{R}$  ise  $r \times r$  boyutlu sabit matrisler olup, istatistiksel ölçümler sonucunda belirlenir. Durum değişkenlerine ilişkin  $\mathbf{x}(0)$  başlangıç vektörü bilinmediğinden

$$\mathbf{x}_0 = \mathbf{x} \quad (3.49)$$

olarak alınıp

$$E \{ \mathbf{x}_0 - \hat{\mathbf{x}}_0 \} = \dots \quad (3.50)$$

yazılabilir. Burada  $\mathbf{P}_0$  başlangıç değeri kestirim hatası kovaryans matrisidir. GKF algoritmasında

$$J_k = \sum_{i=0}^k \mathbf{Q} + \sum_{i=0}^k \mathbf{R} \quad (3.51)$$

amaç ölçütünün minimum yapılması amaçlanır ve her bir örnekleme anı için doğrusal olmayan modelin doğrusallaştırılabilmesi için

$$\Gamma_k = \frac{\partial \mathbf{f}}{\partial \mathbf{x}} \quad (3.52)$$

$$\Lambda_k = \frac{\partial \mathbf{h}}{\partial \mathbf{x}} \quad (3.53)$$



eşitlikleri ile tanımlanan Jakobyen matrisleri kullanılır. Algoritma, önkestirim ve doğrulama olmak üzere iki aşamadan oluşmaktadır.

1-  $\hat{\mathbf{x}}_0$  ve  $\mathbf{P}_0 = \mathbf{P}$  başlangıç değerlerini rasgele seç.  $\mathbf{Q}$  ve  $\mathbf{V}$  hata kovaryans matrislerini belirle.

Önkestirim adımları (prediction)

$$2- \hat{\mathbf{x}}_{k+1} = \mathbf{f}(\hat{\mathbf{x}}_k)$$

$$3- \mathbf{\Gamma}_k = \frac{\partial \mathbf{f}}{\partial \mathbf{x}} \bigg|_{\hat{\mathbf{x}}_k}$$

$$4- \mathbf{M}_{k+1} = \mathbf{\Gamma}_k \hat{\mathbf{C}}_k + \mathbf{Q}$$

Düzeltilme (correction) adımları

$$5- \mathbf{\Lambda}_k = \frac{\partial \mathbf{h}}{\partial \mathbf{x}} \bigg|_{\hat{\mathbf{x}}_k}$$

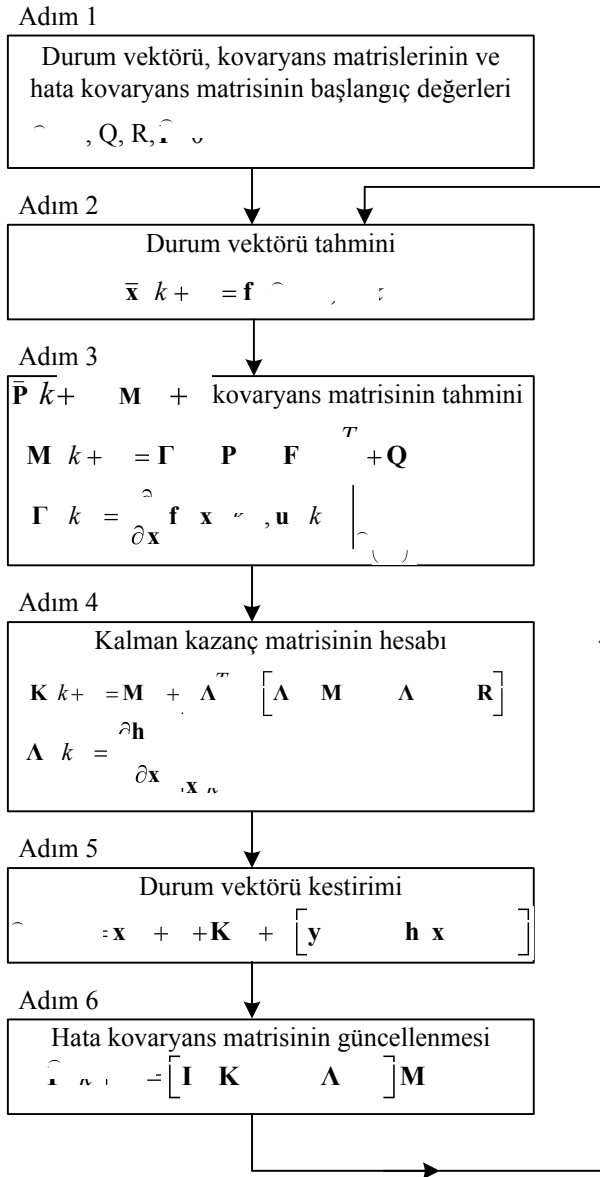
$$6- \mathbf{K}_{k+1} = \mathbf{M}_{k+1} + \mathbf{\Lambda}_k \begin{bmatrix} \mathbf{\Lambda}_k & \mathbf{M}_{k+1} & \mathbf{\Lambda}_k & \mathbf{R} \end{bmatrix}$$

$$7- \hat{\mathbf{x}}_{k+1} = \begin{bmatrix} \mathbf{I} & \mathbf{K}_{k+1} & \mathbf{\Lambda}_k \end{bmatrix} \mathbf{M}_{k+1}$$

$$8- \hat{\mathbf{y}}_{k+1} = \mathbf{h}(\hat{\mathbf{x}}_{k+1}) + \mathbf{K}_{k+1} \begin{bmatrix} \mathbf{y}_k - \mathbf{h}(\hat{\mathbf{x}}_k) \end{bmatrix}$$

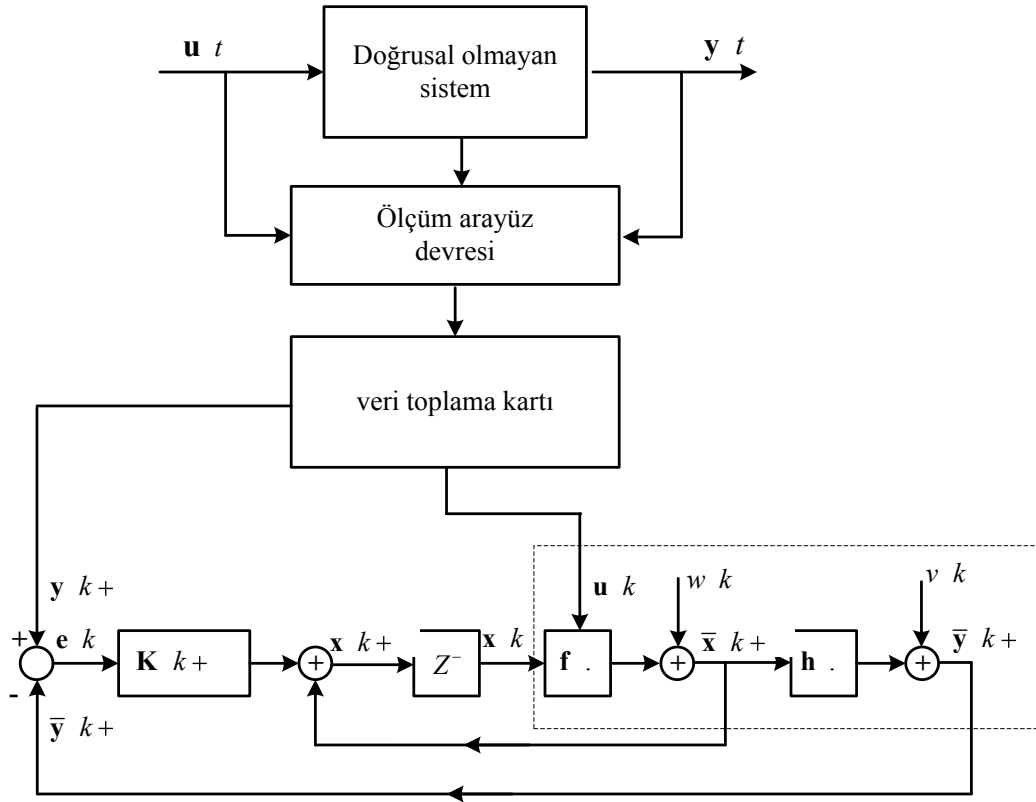
9- adım 2'ye git.

GKF algoritması grafiksel bir gösterim olarak aşağıdaki akış diyagramını ile verilebilir.



Şekil 3.3. GKF algoritmasına ilişkin akış diyagramı.

GKF'ya dayalı kestirim algoritması ise Şekil 3.4'de verilmiştir.



Şekil 3.4. GKF'ye dayalı kestirim algoritması.

### 3.4.2. Stator akımı ve rotor akı bileşenlerinin kestirimi

(2.18) eşitliği ile verilen d-q eksen sisteminde stator akımı ve rotor akılarına dayalı durum eşitliklerini aşağıda verilen vektör matris biçiminde düzenleyelim.

$$p\mathbf{x} = \mathbf{A} \mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u} \quad (3.54)$$

burada,

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} \mathbf{i} & \boldsymbol{\lambda} \end{bmatrix}^T$$

$$\mathbf{u} = \begin{bmatrix} \end{bmatrix}^T$$

$$\mathbf{A} \omega = \begin{bmatrix} \mathbf{I} & \mathbf{I} \\ \mathbf{I} & \mathbf{I} \\ & & \mathbf{J} \\ & & & \mathbf{J} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \mathbf{I} \\ \mathbf{I} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{I} = \begin{bmatrix} & \\ & \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} & \\ & \end{bmatrix}$$

$$\tau = \frac{r}{K_r}$$

$$L_0 = \frac{L_r^2}{L_r}$$

$$a = \frac{r}{\tau}$$

$$b = -$$

Motor parametrelerinin değişmediği varsayımı ile (3.54) eşitliği sadece rotor açosal hızına bağlıdır. Örnekleme süresi boyunca  $\omega$  'yi sabit kabul edersek, bu süre boyunca geçerli olmak üzere, (3.54) eşitliği için aşağıdaki ayrık durum uzayı modeli yazılabilir.

$$\mathbf{x}(k+1) = \mathbf{A} \mathbf{x}(k) + \mathbf{B} \mathbf{u}(k) \quad (3.55)$$

$$\mathbf{x}(k) = \begin{bmatrix} \mathbf{i} \\ \vdots \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{u}(k) = \begin{bmatrix} \vdots \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{A}_d(k) = \mathbf{A} \cong \mathbf{I} + \mathbf{A} = \begin{bmatrix} \mathbf{I} & \mathbf{I} \\ \mathbf{I} & \mathbf{I} \\ \vdots & \vdots \\ \mathbf{J} & \mathbf{J} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{B}_d(k) = \begin{bmatrix} \mathbf{A} \\ \mathbf{B} \end{bmatrix} \mathbf{B}$$

Burada  $T$  örnekleme periyodunun yeterince küçük seçildiği varsayımı ile ikinci ve daha yüksek dereceli terimler ihmal edilmiştir. Sistem çıkışından ölçülebilen stator akım ölçümlerinin seçilebilmesine ilişkin çıkış denklemi ise

$$\mathbf{y}(k) = \mathbf{H}\mathbf{x} \quad (3.56)$$

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \vdots \end{bmatrix}$$

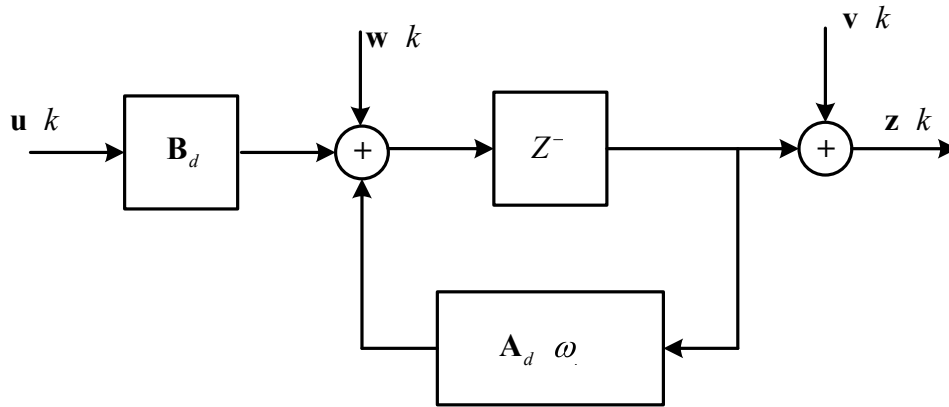
biçiminde yazılmalıdır. (3.55) eşitliği ile verilen doğrusal zamanla değişen indüksiyon motor modeli belirgindir ve pratikteki model ve ölçüm belirsizliklerini, sensör hatalarını içermemektedir. Söz konusu modelin bu belirsizliklerin içerebilmesi için, sistem ve ölçüm gürültülerinin ilave edildiği aşağıdaki doğrusal olmayan rastsal model kullanılabilir.

$$\mathbf{x}(k+1) = \mathbf{A}\mathbf{x}(k) + \mathbf{B}\mathbf{u}(k) + \mathbf{w}(k) \quad (3.57)$$

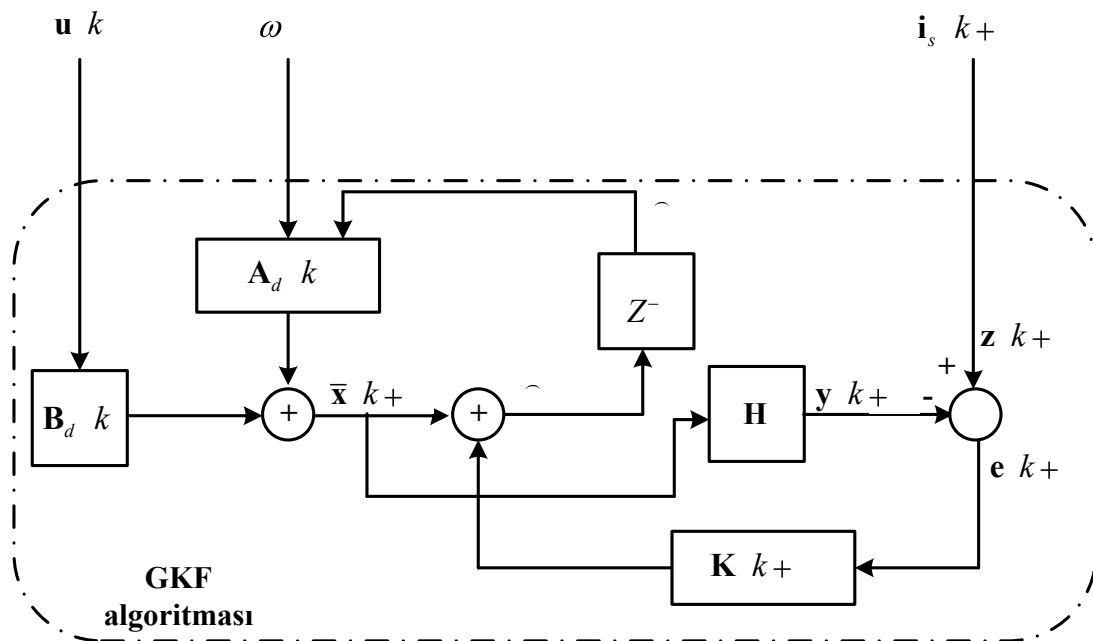
$$\mathbf{z}(k) = \mathbf{H}\mathbf{x}(k) + \mathbf{v}(k) \quad (3.58)$$

$$\mathbf{f}_d \cdot = \mathbf{A} \quad \mathbf{x} \quad + \mathbf{B} \quad \mathbf{u} \quad (3.59)$$

Burada  $\mathbf{w} \ k$  , 4x1 boyutlu sistem gürültü vektörü;  $\mathbf{v} \ k$  ise 2x1 boyutlu ölçüm gürültü vektörüdür. İndüksiyon motorun rastsal durum uzay modeli Şekil 3.5’de verilmiştir. GKF kestirim algoritmasına ilişkin blok gösterim ise Şekil 3.6’da verilmiştir.



Şekil 3.5. İndüksiyon motor’un rastsal durum uzayı modeli.



Şekil 3.6. Stator akımı ve rotor akılarına ilişkin kestirim algoritması.



$$p\mathbf{x}(k+1) = \mathbf{A}\mathbf{x}(k) + \mathbf{B}\mathbf{u}(k) \quad (3.61)$$

$$\mathbf{A}_d(k) = \mathbf{A} \cong \begin{bmatrix} \dots & \dots \\ \dots & \dots \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{B}_d(k) = \begin{bmatrix} \int & \mathbf{A} \end{bmatrix} \mathbf{B} \begin{bmatrix} \dots \\ \dots \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{x}(k) = \begin{bmatrix} \dots \\ \dots \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{u}(k) = \begin{bmatrix} \dots \\ \dots \end{bmatrix}$$

olarak yazılabilir. Burada örnekleme periyodu  $T$ 'nin yeterince küçük seçildiği varsayımı ile ikinci ve daha yüksek mertebeli türevsel ihmal edilmiştir. Sistemin ölçülebilir stator akımlarına ilişkin çıkış denklemi

$$\mathbf{y}(k) = \mathbf{H}\mathbf{x}(k) \quad (3.62)$$

$$\mathbf{y}(k) = \begin{bmatrix} \dots \\ \dots \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \dots & \dots \\ \dots & \dots \end{bmatrix}$$

biçiminde verilebilir. (3.61) ve (3.62) doğrusal zamanla değişen ayrık durum ve çıkış eşitlikleri ile verilen indüksiyon motor durum uzayı modeli belirgin bir yapıya sahiptir. Çünkü (2.36) sürekli durum modeli belirgin olarak varsayılmıştır. Ancak pratikte modellenmesi zor olan bozucu etkilerden dolayı modelleme zorlaşacaktır. Pratikte bu etkiler modele ilave edilen gürültü bileşenleri olarak modellenebilir.



Nitekim, belirgin indüksiyon motor modeline rastsal Beyaz Gauss gürültüsü ilavesiyle en genel haliyle sistem belirsizliklerini de içeren rastsal ayırık durum uzay modeli

$$\mathbf{x}(k+1) = \mathbf{A} \mathbf{x}(k) + \mathbf{B} \mathbf{u}(k) + \mathbf{w}(k) \quad (3.63)$$

$$\mathbf{y}(k) = \mathbf{H} \mathbf{x}(k) + \mathbf{v}(k) \quad (3.64)$$

olarak yazılabilir. Burada  $\mathbf{w}(k)$  3x1 boyutlu sistem gürültü vektörü,  $\mathbf{v}(k)$  ise 2x1 boyutlu ölçüm gürültü vektörüdür. Bu gürültü vektörleri Beyaz Gauss gürültüsü olarak varsayıldığından kovaryans matrisleri ile tanımlanabilirler. Nitekim sistem ve ölçüm gürültüsü kovaryans matrisleri,

$$E[\mathbf{w}(k) \mathbf{w}^T(j)] = \mathbf{Q} \delta_{kj} \quad (3.65.a)$$

$$E[\mathbf{w}(k) \mathbf{w}^T(j)] = \mathbf{0} \quad (3.65.b)$$

$$E[\mathbf{v}(k) \mathbf{v}^T(j)] = \mathbf{R} \delta_{kj} \quad (3.66.a)$$

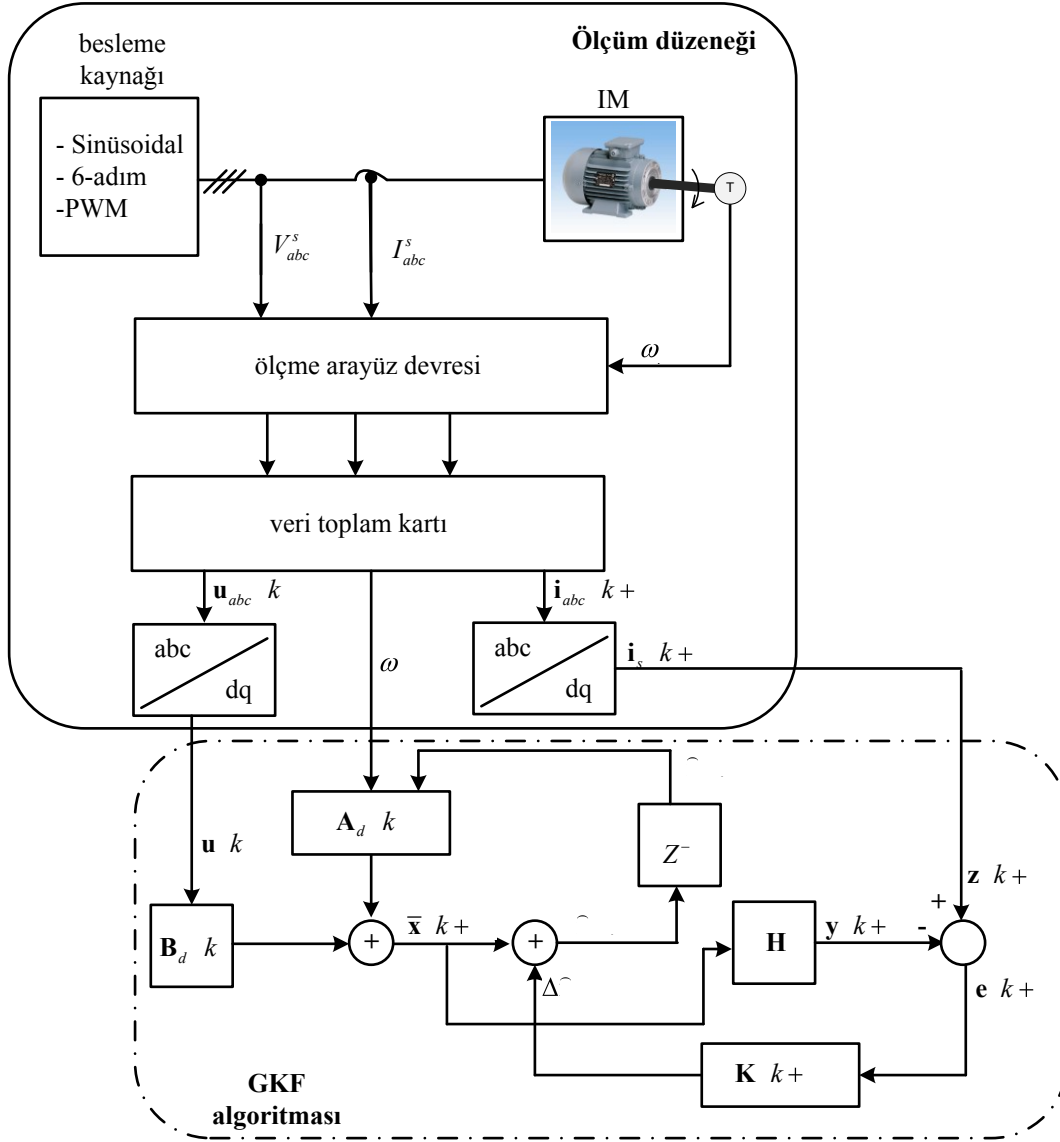
$$E[\mathbf{v}(k) \mathbf{v}^T(j)] = \mathbf{0} \quad (3.66.b)$$

ifadeleri ile verilebilir. Burada proses gürültü kovaryans matrisi  $\mathbf{Q}$  3x3 boyutlu, ölçüm gürültü kovaryansı  $\mathbf{R}$  2x2 boyutlu sabit matrislerdir.  $\mathbf{x}_0$  başlangıç durumu da belirsiz bir büyüklük varsayılarak,

$$E[\mathbf{x}_0 \mathbf{x}_0^T] = \mathbf{P} \quad (3.67.a)$$

$$E[\mathbf{x}_0 \mathbf{x}_0^T] = \mathbf{P} \quad (3.67.b)$$

ifadeleri yazılabilir. Filtreleme algoritmasının şematik gösterimi Şekil 3.7’de verilmiştir. Amaçlanan durum kestirimi, (3.45) ve (3.46) rastsal modele ilişkin Şekil 3.3’de verilen GKF algoritması ile gerçekleştirilmiştir.



Şekil 3.7. Stator ve rotor akımlarının kestirimleri için ölçüm düzeneği ve GKF algoritması.

Daha önce de belirtildiği gibi stator akım bileşenleri ölçümleri mevcut olmasına rağmen; kestirim algoritması ile filtrelenmiş halleri hesaplanmış olur.

## **BÖLÜM 4. YAPAY SINIR AĞI TABANLI DURUM KESTİRİMİ**

### **4.1. Giriş**

Bir önceki bölümde, indüksiyon motorun uyarlamalı kontrol için gerekli olan stator akımı, rotor akımı ve rotor akısı gibi durum değişkenlerinin kestirimi amacıyla kullanılan gözlemleyici algoritmaları ve GKF kestirim algoritması ele alınmıştır. GKF algoritması uygulamaları esnasında, İM durum değişkenlerine ve stator besleme gerilimlerine Beyaz Gauss gürültüsü ilave edilmiştir. GKF kestirim algoritması rassal bir algoritma olmasından dolayı, kestirilecek olan modelin kendisi ve çıkış değişkenleri de rassal bir karakteristiğe sahip olması gerekir. Beyaz Gauss gürültüsünün İM giriş ve çıkış değişkenlerine ilave edilmemesi durumunda, GKF algoritmasının kestirim başarısı büyük ölçüde düştüğü deneyler esnasında gözlemlenmiştir.

GKF algoritması, kestirim sürecinde kestirilen sisteme ait doğrusallaştırılmış durum uzayı modelini kullanmaktadır. Doğası gereği doğrusal olmayan bir karakteristiğe sahip olan İM modeli doğrusallaştırılması gerekir. Ne yazık ki doğrusallaştırma belirli koşullar ile sınırlı sistemler için geçerli olmaktadır. Ayrıca doğrusallaştırma kestirim performansını olumsuz yönde etkilemektedir. Söz konusu olumsuzluklar YSA dayalı kestirim yöntemleri kullanılarak giderilmeye çalışılmaktadır.

YSA dayalı durum kestirimi ve sistem modellemesi alanında literatürde var olan yaklaşımlar genel olarak üç grupta toplanabilir. Birinci grup YSA'ya dayalı durum değişkenleri kestirimi literatür çalışmasında, GKF veya KF kestirim algoritmalarından biri YSA ile ortaklaşa kullanılmaktadır, [123]. GKF veya KF'nin kullanım sebebi, sistemde ölçülemeyen durum değişkeninin mevcut olmasından kaynaklanmaktadır. GKF veya KF ile kestirilen bu değişkenler YSA'ya verilir. YSA da bu değişkenleri kestirim sürecinde taklit etmeye çalışır. İkinci grup YSA'ya dayalı

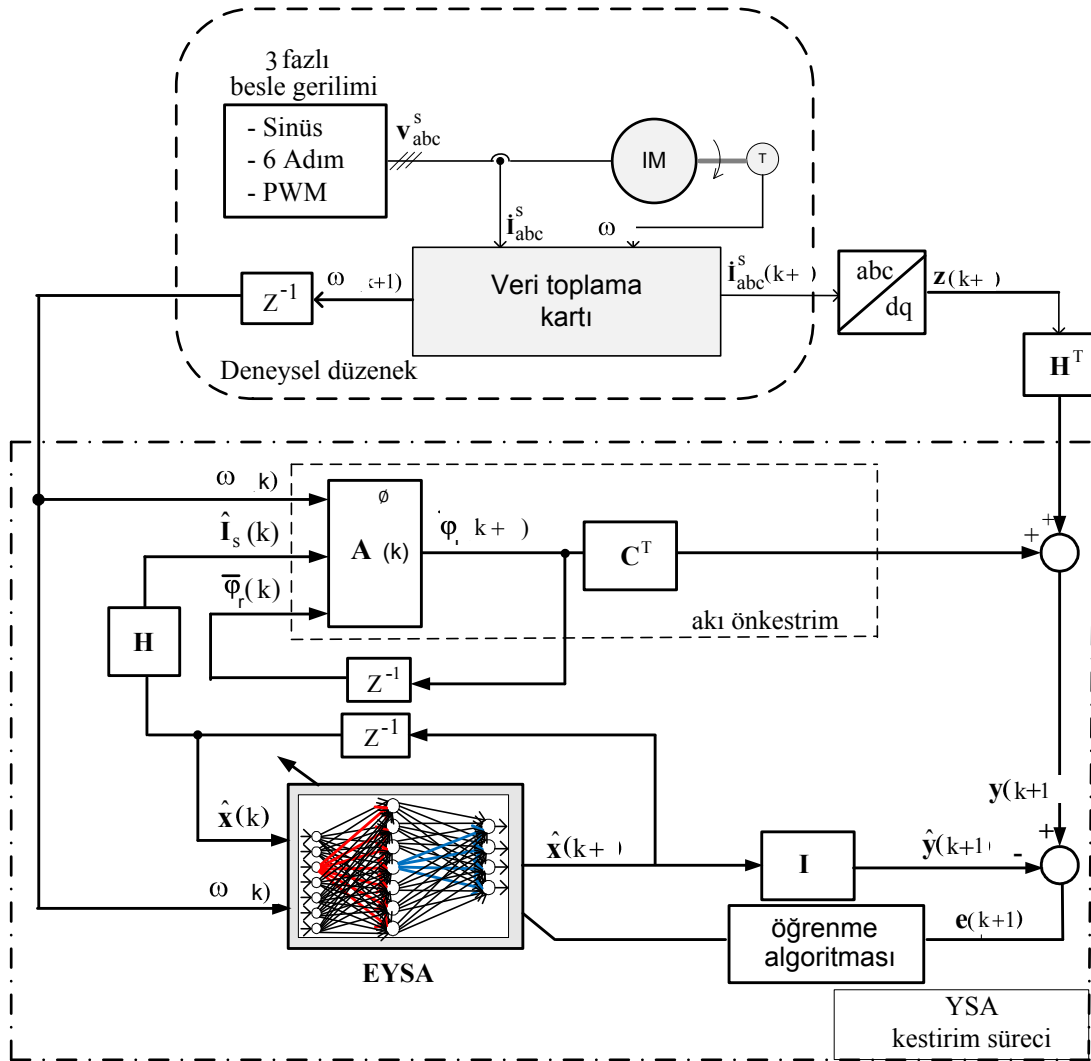
durum değişkenleri kestirimi literatür çalışmasında, durum değişkenleri ölçülebilen sistemlere dayalı gerçekleştirilmektedir, [108]. Bu çalışma grubunda bulunan YSA, modele ait durum değişkenlerini çalışma anında kolayca taklit edebilmektedir. Bu iki tür literatür çalışmalarında YSA dinamik bir yapıya sahip olup, kestirim esnasında ağırlıkları sürekli güncellenen ayarlamalı bir filtre işlevi görmektedir. Üçüncü grup YSA'ya dayalı durum değişkenleri kestirimi literatür çalışmasında ise durum değişkenlerinin etkin değeri (RMS) üzerinden yapılan çalışmalar yer almaktadır, [98]. Bu kestirim çalışması türünde YSA modelleri önceden eğitilmiş olup kestirim sürecinde dinamik bir yapıya sahip değillerdir. Eğitim süreci kestirim esnasında değil, önceden belirlenmiş sınırlı koşullar altında gerçekleştirilmektedir. Bundan dolayı da özellikle doğrusal olmayan sistemlerin kestirimi sürecinde YSA'nın güçlü bir kestirim başarısı beklenemez.

Tez kapsamında önerilen YSA tabanlı İM durum değişkenleri kestirim algoritmaları yukarıda anlatılan YSA tabanlı kestirim algoritmalarından ayrılmaktadır. Algoritma çerçevesinde kullanılan YSA dinamik bir yapıya sahip olup, ölçülemeyen İM durum değişkenleri için GKF kestirim algoritmasını kullanmadan kendi bünyesinde kestirimini gerçekleştirerek durum değişkelerini uyarlamalı bir şekilde filtrelemektedir.

Önerilen kestirim algoritmalarında yenilemeli YSA türü olan EYSA ve PI-EYSA kullanılmıştır. Bu YSA türünde, doğrusal olmayan sistemlerin modelleme ve durum değişkenlerinin kestirim performansı ileri beslemeli YSA'ya oranla çok daha iyidir, [123]. Önerilen kestirim algoritmalarına ait yapı ve matematiksel ifadeler ayrıntılı olarak aşağıda verilmiştir.

#### **4.2. EYSA Kestirim Algoritması**

Amaçlanan kestirim algoritması ve deney düzeneğine ilişkin şematik gösterim Şekil 4.1'de verilmiştir. Şekilden de görüldüğü gibi algoritma sadece stator akım ve rotor açışsal hız ölçümlerini kullanır. Besleme gerilimini kullanmaz.



Şekil 4.1. EYSA kestirim algoritmasının yapısı ve ölçüm düzeneği.

#### 4.2.1. Yenilemeli YSA modeli

Kısım 3.5.2'deki (3.58) ve (3.59) eşitlikleri ile verilen indüksiyon motorun rastsal durum uzay modelini tekrar ele alalım.

$$\mathbf{x}(k+1) = \mathbf{A}\mathbf{x}(k) + \mathbf{B}\mathbf{u}(k) + \mathbf{w}(k) \quad (4.1)$$

$$\mathbf{z}(k) = \mathbf{H}\mathbf{x}(k) + \mathbf{v}(k) \quad (4.2)$$

$$\mathbf{f}_d(k) = \mathbf{A}\mathbf{x}(k) + \mathbf{B}\mathbf{u}(k) + \mathbf{w}(k) \quad (4.3)$$

İndüksiyon motorun sadece stator akım ve rotor açısal hız ölçümlerini kullanarak, amaçlanan doğrusal olmayan kestirim algoritmasının modeli aşağıdaki ifadeler ile verilebilir.

$$\hat{\mathbf{z}}_{k+1} = \mathbf{A}_z \hat{\mathbf{z}}_k + \mathbf{B}_z \mathbf{u}_k + \mathbf{C}_z \boldsymbol{\theta} \quad (4.4)$$

$$\hat{\boldsymbol{\phi}}_{k+1} = \mathbf{A}_\phi \hat{\boldsymbol{\phi}}_k + \mathbf{B}_\phi \boldsymbol{\omega}_k \quad (4.5)$$

$$\mathbf{e}_{k+1} = \mathbf{y}_{k+1} - \hat{\mathbf{z}}_{k+1} \quad (4.6)$$

Burada,

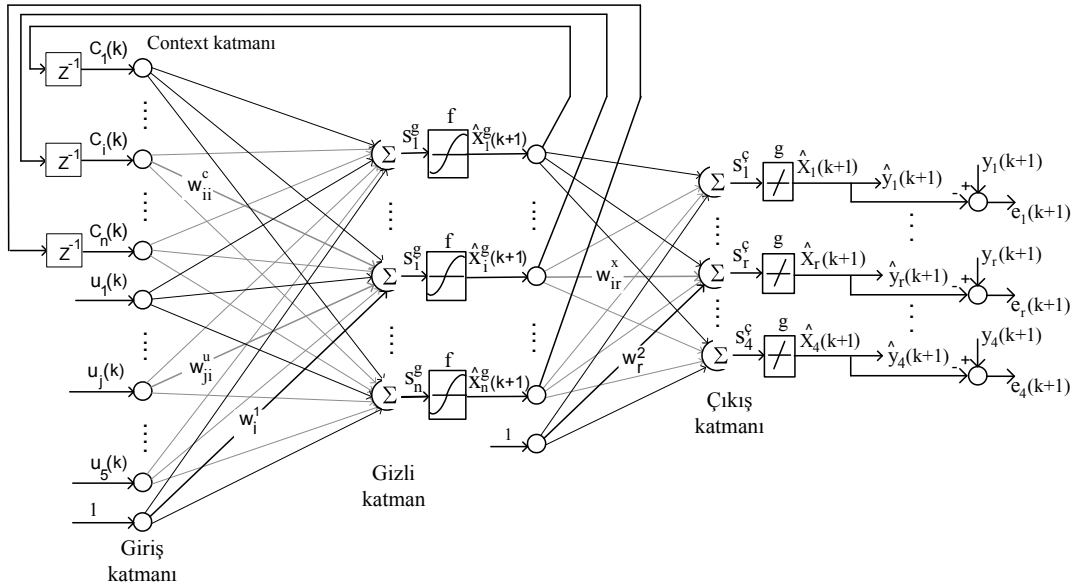
$$\begin{aligned} \mathbf{y}_{k+1} &= \mathbf{H} \mathbf{z}_{k+1} + \mathbf{C} \boldsymbol{\phi}_{k+1} + \mathbf{v}_{k+1} \\ &= \begin{bmatrix} \mathbf{z}_{k+1} & \boldsymbol{\phi}_{k+1} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \mathbf{A}_z \hat{\mathbf{z}}_k + \mathbf{B}_z \mathbf{u}_k + \mathbf{C}_z \boldsymbol{\theta} \\ \mathbf{A}_\phi \hat{\boldsymbol{\phi}}_k + \mathbf{B}_\phi \boldsymbol{\omega}_k \end{bmatrix} \end{aligned}$$

$$\bar{\boldsymbol{\phi}}_{k+1} = \mathbf{A}_\phi \begin{bmatrix} \hat{\boldsymbol{\phi}}_k \\ \boldsymbol{\omega}_k \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{A}_\phi = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{\phi 1} & \mathbf{A}_{\phi 2} \\ \mathbf{A}_{\phi 3} & \mathbf{A}_{\phi 4} \end{bmatrix}$$

$$\hat{\mathbf{z}}_k = \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{z}}_k \\ \hat{\boldsymbol{\phi}}_k \end{bmatrix}$$

Yukarıdaki eşitliklerde  $\boldsymbol{\theta}$ , model parametrelerini (ağırlık katsayılarını) içeren vektördür.  $\hat{\mathbf{z}}_k$  modelin durum değişkeni,  $\mathbf{e}_{k+1}$  ise ağırlık katsayılarını güncellemek için kullanılan modelleme hatasıdır.



Şekil 4.2. Elman YSA (EYSA) algoritmasının temel yapısı.

Kestirim için kullanılan EYSA'nın temel yapısı Şekil 4.2'de verilmiştir. Burada ağ yapısı giriş katmanı, gizli katman, iç bağlantı (context) katmanı ve çıkış katmanı olmak üzere 4 katmandan oluşmaktadır. Giriş katmanı 5 düğüme, çıkış katmanı ise 4 düğüme sahiptir. Context ve gizli katmanlarda ise  $n$  tane (gizli katman çıkış sayısına eşittir) düğüm tanımlanmıştır. Ayrıca giriş ve gizli katmanlarına yanlılaştırma (biyaslama) düğümleri ilave edilmiştir. Ağda komşu katmanlar birbirlerine ayarlanabilir ağırlık katsayıları ile bağlanmıştır. EYSA için kullanılan notasyonlar aşağıda verilmiştir.

$w_{ii}^c$  : context katmandaki  $i$ . düğümü, gizli katmandaki  $i$ . düğüme birleştiren ağırlık katsayısı

$w_{ji}^u$  : giriş katmandaki  $j$ . düğümü, gizli katmandaki  $i$ . düğüme birleştiren ağırlık katsayısı

$w_{ir}^x$  : gizli katmandaki  $i$ . düğümü çıkış katmandaki  $r$ . düğüme bağlayan ağırlık katsayısı

$u_j$   $k$  ;  $j=1,2,\dots,5$ :  $k$ . adıma ilişkin EYSA girişleri

$y_r$  ;  $r=1,2,3,4$ :  $(k+1)$ . adıma ilişkin EYSA çıkışları

$x_i^g$  ;  $i=1,2,\dots,n$ :  $(k+1)$ . adıma ilişkin gizli katman çıkışları

$c_i^k$  ;  $i=1,2,..,n$ : k. adıma ilişkin context katman girişleri

$z^-$  : birim gecikme.

$f(x) = \frac{1}{1 + e^{-x}}$  : doğrusal olmayan aktifleştirme fonksiyonu.

$g(x) = x$  : doğrusal aktifleştirme fonksiyonu.

Şimdi, Şekil 4.2'deki  $\hat{c}_i$  gizli katman ve  $c_i^k$  çıkış katmanına ilişkin aşağıdaki bağıntıları  $i=1,2,..,n$  için yazabiliriz.

$$S_i^g = \sum_{q=1}^r \hat{c}_i^q \quad (4.7)$$

$$\hat{c}_i^q = \quad (4.8)$$

$$c_i^k = \hat{c}_i^q \quad (4.9)$$

Benzer biçimde  $r=1,2,3,4$  için  $\hat{c}_i^q$  çıkış katmanına ilişkin aşağıdaki bağıntıları yazabiliriz.

$$\hat{c}_i^1 = \sum_{q=1}^r \hat{c}_i^q \quad (4.10)$$

$$\hat{c}_i^2 = \hat{c}_i^1 \quad (4.11)$$

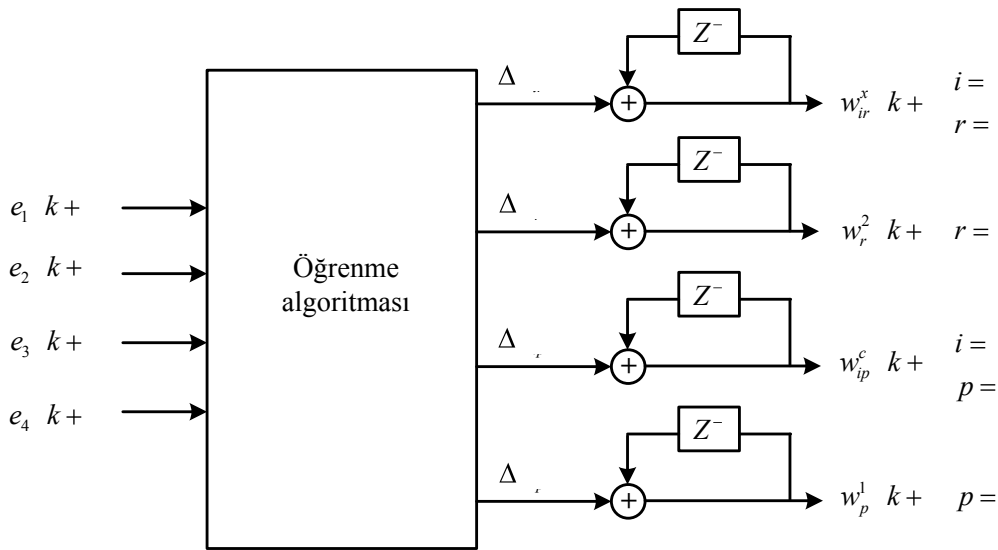
Daha sonradan matematiksel formülasyonu verilecek olan öğrenme algoritması, ileri besleme ve geri besleme fazı olmak üzere iki aşamadan oluşmaktadır. Context katmanı ile gizli katman bir önceki değerleri tarafından beslenmekte ve ileri fazda giriş katmanı gibi davranmaktadır. Gizli ve giriş katmanı değerleri ileri besleme hesaplama algoritması ile hesaplanır. Başlangıç adım değerleri rastgele seçilir. Eğitimin geri besleme fazında  $\mathbf{z}(k)$  akım ölçüm değerleri ve  $\bar{\phi}_k$  akı önkestim



değerleri kullanılarak ağırlık katsayıları ayrıntılı olarak ele alınacak geri yayılım (back propagation) algoritması ile ayarlanır.

### 4.3. Elman-YSA Öğrenme Algoritması

Literatürde YSA'larının ağırlık katsayılarının güncellenmesi için değişik öğrenme algoritmaları vardır [76-91]. En Dik İniş (Steepest Descent Gradient) optimizasyonuna dayalı geri yayılım algoritması genellikle yinelemeli yapay sinir ağlarının ağırlık parametrelerinin güncellenmesi için yaygın olarak kullanılmaktadır. Söz konusu ağırlık katsayılarının güncelleştirilebilmesine ilişkin basit bir blok gösterimi Şekil 4.3'de verilmiştir.



Şekil 4.3. Öğrenme algoritması ile ağırlık katsayılarının güncellenmesi.

Şekil 4.2'deki farklı katmanlar arasındaki ağırlık katsayılarının güncellenmesi gerekir. Söz konusu güncelleme için ölçüm değerleri ile YSA çıkışı arasındaki fark olan

$$e_r = \hat{y} - y, \quad r=1,2,\dots,4 \quad (4.12)$$

hata fonksiyonu için tanımlanan

$$E_r = \sum_{l=1}^L \left( \frac{1}{2} \sum_{i=1}^I w_{lr}^2 \right) \quad (4.13.a)$$

$$E = \sum_{r=1}^R \sum_{l=1}^L \left( \frac{1}{2} \sum_{i=1}^I w_{lr}^2 \right) \quad (4.13.b)$$

amaç ölçütünün en küçüklenmesi (minimize) gereklidir. Söz konusu amaç fonksiyonu k. iterasyon için

$$\mathbf{y}(k) = \begin{bmatrix} y_1(k) \\ y_2(k) \\ \vdots \\ y_L(k) \end{bmatrix} \quad (4.14.a)$$

$$\mathbf{w}_r^x = \begin{bmatrix} w_{1r}^x \\ w_{2r}^x \\ \vdots \\ w_{Lr}^x \end{bmatrix} \quad (4.14.b)$$

tanımları ile

$$\mathbf{E}(k) = \sum_{r=1}^R \sum_{l=1}^L \left( \frac{1}{2} \sum_{i=1}^I w_{lr}^2 \right) \quad (4.15)$$

biçiminde yazılabilir.

Öncelikle çıkış katmanına ilişkin  $w_{lr}^x$  ve  $w_r^2$  ağırlık katsayılarını ele alalım. Bu amaçla çıkış katmanındaki r. düğüm ile gizli katmandaki i. düğüm arasındaki  $w_{lr}^x$  ağırlık katsayısının güncellenmesi için gerekli matematiksel ifadeyi türetmeye çalışalım.  $w_{lr}^x$  çıkışı ve buna bağlı olan  $E_r$  diğer tüm giriş sinyallerini sabit kabul edersek  $w_{lr}^x$  ağırlık katsayısının değişimi ile değişecektir. Gradient descent metodu ile  $E_r$ 'yi minimize etmek için ağırlık katsayısındaki değişim, karesel hatanın bu ağırlığa göre değişim hızı ile orantılı olmak zorundadır. Söz konusu bu değişim

$$\Delta w_{lr}^x = - \frac{\partial E_r}{\partial w_{lr}^x} \quad (4.16)$$

bağlantısı ile verilebilir. Burada  $\eta$  öğrenme sabiti olarak isimlendirilir. Böylece  $k$ . iterasyon için  $w_{ir}^x$ 'nin yeni değeri

$$w_{ir}^x(k+1) = w_{ir}^x(k) + \Delta w_{ir}^x \quad (4.17.a)$$

$$\Delta w_{ir}^x = -\eta \frac{\partial E}{\partial w_{ir}^x} \quad (4.17.b)$$

olarak yazılabilir. Burada  $w_{ir}^x(k)$  eski ağırlık değeri ve  $k$  ise icra edilmekte olan iterasyon sayısıdır. Şimdi (4.16) ifadesi için türev almadaki zincir kuralını kullanarak

$$\frac{\partial E}{\partial w_{ir}^x} = \frac{\partial E}{\partial z_r} \frac{\partial z_r}{\partial w_{ir}^x} \quad (4.18)$$

yazılabilir. (4.18) bağıntısının sağ yanındaki ilk terim için (4.13.a) karesel hata ifadesi kullanılarak

$$\frac{\partial E}{\partial z_r} = -e_r \quad (4.19)$$

yazılır. İkinci terim,  $g$   $x$  aktivasyon fonksiyonu için  $g'(S_r^c) = \frac{\partial g}{\partial S_r^c}$  ifadesi kullanılarak

$$\frac{\partial E}{\partial w_{ir}^x} = -e_r \frac{\partial g}{\partial S_r^c} \quad (4.20)$$

şeklinde yazılabilir.  $S_r^c$  işareti gizli katman çıkış işaretlerinden etkileneceği için

$$S_r^c = \sum_{p=1}^n w_{rp}^c \quad (4.21)$$

olarak yazılabilir. (4.21) eşitliğinin  $w_{ir}^x$ 'ye göre parçalı türevini alırsak

$$\frac{\partial}{\partial} - \quad (4.22)$$

olur. (4.19), (4.20) ve (4.22) eşitlikleri (4.18)'a yerleştirilirse

$$\frac{\partial}{\partial} - \quad (4.23)$$

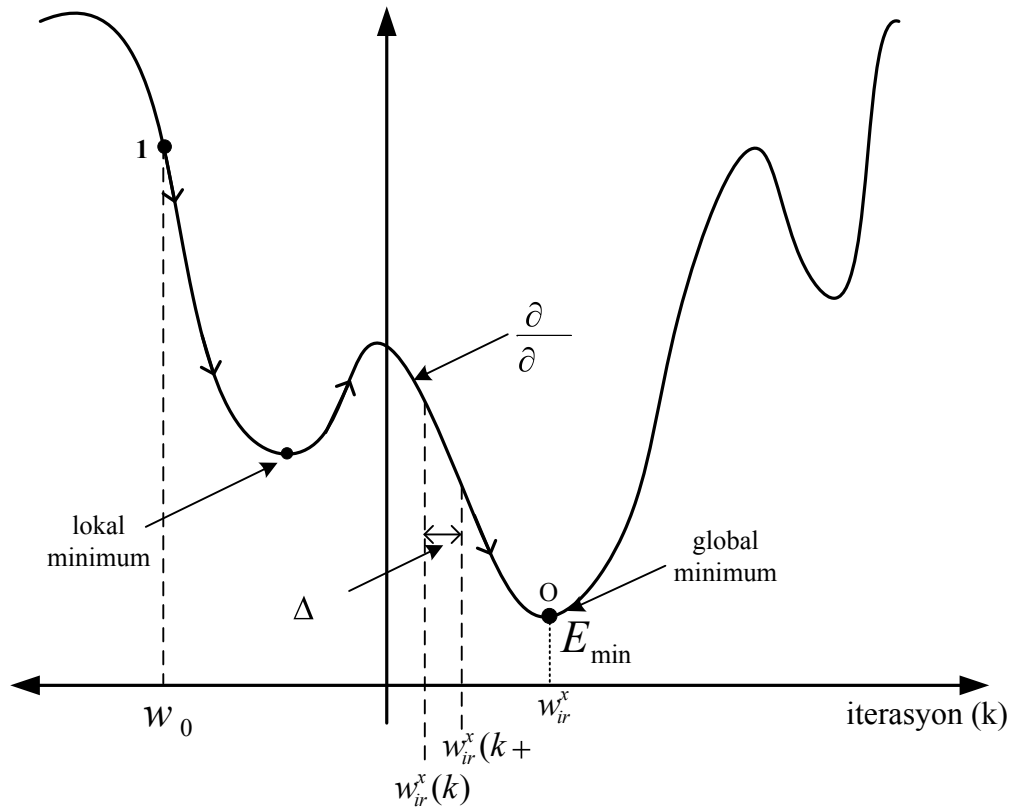
olur. Nitekim (4.23) eşitliği (4.16)'de yerleştirilirse

$$\Delta = - \quad (4.24)$$

elde edilir. Sonuç olarak (4.24) ifadesi (4.17)'de yerleştirilirse  $w_{ir}^x$ 'nin (k+1) adımdaki yeni değeri

$$w_{ir}^x k+ = + - \quad k \quad (4.25)$$

olarak elde edilir.



Şekil 4.4. Gradient descent metodu ile karesel hatanın minimizasyonu.

Şekil 4.4'de  $w_{ir}^x$  ağırlık katsayısını ayarlayarak E'nin gradient descent metodu ile minimizasyonu görülmektedir. İşlemin  $w_0$  başlangıç değerleri ile başlangıç noktası 1'dir. Ağırlıklar O noktasına ulaşana kadar adım adım artırılır. O noktası karesel hatanın minimum değeri aldığı noktadır. Burada öğrenme hızı olan  $\eta$  yakınsama hızını veya optimum noktaya ne kadar hızlı ulaşacağını belirler. Normalde, başlangıçta  $\eta$  büyük seçilir. Gradient descent yöntemi ile ağırlık katsayısı optimizasyondaki problemlerden biri lokal minimumdur. Şekil 4.4'den de görüldüğü gibi optimizasyon işlemi global minimuma yaklaşmadan lokal minimuma takılıp bu noktada kilitlenebilir. Bu tür lokal minimumlardan kurtulmak için (4.25) eşitliğine bir momentum terimi ilave edilerek aşağıdaki bağlantı kullanılabilir [123].

$$w_{ir}^x(k+1) = w_{ir}^x(k) + \eta \left( -\frac{\partial E}{\partial w_{ir}^x} + \mu (w_{ir}^x(k) - w_{ir}^x(k-1)) \right) \quad (4.26)$$

Burada  $\mu$  momentum faktörüdür.

(4.26) bağlantısı ile verilen  $i$ . gizli katman düğümü ile  $r$ . çıkış katman düğümü arasındaki  $w_{ir}^x$  ağırlık katsayısının güncellenmesi ifadesi  $i=1,2,\dots,n$  ve  $r=1,2,\dots,4$ , seçilerek diğer gizli ve çıkış katman düğümleri için de kullanılabilir.

Gizli katmandaki biyaslama düğümü ile  $r$ . çıkış katmanı düğümü arasındaki  $w_r^2$  ağırlık katsayılarının  $k$ . iterasyon için

$$w_r^2(k+1) = w_r^2(k) + \Delta \quad (4.27.a)$$

$$\Delta = - \frac{\partial L}{\partial w_r^2} \quad (4.27.b)$$

yazılabilir. (4.27) ile (4.17) bağıntıları aynı formda olduğundan (4.17.b)'nin hesabı için kullanılan (4.18)-(4.25) eşitlikleri kullanılarak  $\Delta$   $r=1,2,3,4$  katsayılarının  $(k+1)$ . iterasyon için yeni değeri

$$w_r^2(k+1) = w_r^2(k) + \left[ - \frac{\partial L}{\partial w_r^2} \right], r=1,2,3,4 \quad (4.28)$$

bağıntısı ile hesaplanır.

Şimdi ise gizli katman ile giriş katmanı düğümleri arasındaki ağırlık katsayılarının güncellenmesi için gerekli matematiksel formülüzasyonu belirlemeye çalışalım. Bu hesaplama çıkış düğümüne ilişkin ağırlık katsayıları için elde ettiğimiz matematiksel ifadelerinden daha karmaşıktır. Çünkü söz konusu ağırlık katsayılarının güncellenmesi için çıkıştaki hatanın katmanlar üzerinden geri yayılımı göz önüne alınmalıdır.

Öncelikle context katmanı ile gizli katman arasındaki ağırlık katsayılarının güncelleme problemini ele alacağız. Giriş düğümü ve biyaslama düğümü ile gizli katman düğümleri arasındaki ilişki context düğümü ile gizli düğümler arasındaki ilişkiye benzer tarzda olduğundan, context düğümü için elde ettiğimiz matematiksel

bağlantıları giriş ve biyaslama düğümleri için de kullanılacaktır.  $i$ . context düğümü ile  $p$ . gizli katman düğümü arasındaki  $w_{ip}^f$  ağırlık katsayısının hesaplama problemini ele alalım.  $w_{ip}^f$  değiştiği zaman çıkış katmandaki işaretlerin tümü değişecektir. Bunun için (4.15) amaç fonksiyonu ile verilen karesel hataların toplamı göz önüne alınmalıdır.  $i$ . context düğümü ile  $p$ . gizli düğüm arasındaki  $w_{ip}^f$  ağırlık katsayısı için sözkonusu değişim

$$\Delta w_{ip}^f = - \frac{\partial S_r^c}{\partial w_{ip}^f} \quad (4.29)$$

eşitliği ile verilebilir.  $k$ . iterasyon için ise  $w_{ip}^f$ 'nin yeni değeri

$$w_{ip}^f(k+1) = w_{ip}^f(k) + \Delta w_{ip}^f \quad (4.30.a)$$

$$\Delta w_{ip}^f = - \frac{\partial S_r^c}{\partial w_{ip}^f} \quad (4.30.b)$$

olarak yazılabilir. (4.29) değişim ifadesindeki  $\frac{\partial}{\partial w_{ip}^f}$  türev işlevi için zincir kuralını uygularsak

$$\frac{\partial S_r^c}{\partial w_{ip}^f} = \sum_{\mu=1}^n \frac{\partial S_r^c}{\partial x_{\mu}^c} \frac{\partial x_{\mu}^c}{\partial w_{ip}^f} \quad (4.31)$$

yazılabilir. Son bağıntının sağ yanındaki ilk iki terim (4.19) ve (4.20) eşitlikleri ile verilmiştir.  $S_r^c$  değişkeni gizli katman çıkış işaretlerine bağlı olarak

$$S_r^c = \sum_{\mu=1}^n x_{\mu}^c \quad (4.32)$$

yazılabilir. (4.32) eşitliğinden (4.31)'in sağ tarafındaki üçüncü türev terimi için

$$\frac{\partial}{\partial} - \quad (4.33)$$

yazılabilir. (4.31) eşitliğinin sağ yanındaki son iki türevsel ifadeler için ise

$$\frac{\partial}{\partial} - \partial \quad (4.34)$$

$$\frac{\partial}{\partial} - \quad (4.35)$$

yazılabilir. Nitekim (4.19), (4.20), (4.33), (4.34) ve (4.35) ifadeleri 4.31'da yerleştirilirse

$$\frac{\partial}{\partial} - \sum \left( \quad \quad \quad \right) \quad (4.36)$$

olur. Son bağıntı  $f(x)$  sigmoid aktifleştirme fonksiyonuna bağlıdır. Genellikle doğrusal olmayan sistemler için aktifleştirme fonksiyonu

$$f(x) = \frac{e^{-x}}{e^{-x} + 1} \quad (4.37)$$

olarak seçilir. Böylece

$$\frac{\partial}{\partial} - \left[ \quad \quad \quad \right] \quad (4.38)$$

olur. (4.38) ifadesi (4.36)'de yerleştirilirse



$$\frac{\partial}{\partial} - \sum \quad \quad \quad ] \quad (4.39)$$

elde edilir. Nitekim (4.39) eşitliği (4.29)'de yerleştirilirse

$$\Delta = \sum_{r=1}^k \quad \quad \quad ] \quad (4.40)$$

elde edilir.

Sonuç olarak  $\Delta$ 'nin k. adım için artış değeri olan (4.30.b) ifadesi (4.30.a)'da yerleştirilirse

$$w_{ip}^f(k+) = \quad + \sum_{r=1}^k \quad \quad \quad ] \quad (4.41)$$

elde edilir. Yerel minimumlardan kurtulmak için gerekli momentum terimi ilavesi ile (4.41) bağıntısı

$$w_{ip}^f(k+) = \quad + \sum_{r=1}^k \quad \quad \quad ] \quad + \quad \quad \quad ] \quad (4.42)$$

formunu alır.

$w_{ip}^f$  ağırlık katsayılarının güncellenmesi için elde edilen (4.42) bağıntısı ;  $i=1,2,\dots,n$  ve  $p=1,2,\dots,n$  seçilerek context katman ile gizli katman düğümleri arasındaki tüm ağırlık katsayılarının güncellenmesi için kullanılabilir.

Yukarıda context katmanına ilişkin ağırlık katsayılarının güncellenmesi için verilen işlem adımları giriş düğümleri ve  $w^1$  biyaslama düğümü ile gizli katman düğümleri arasındaki ağırlık katsayılarının güncellenmesi için de kullanılabilir. Böylece

(4.42) bağıntısı kullanılarak  $w_{ji}^k$ ,  $j=1,2,..,5$ ,  $i=1,2,..,n$  ağırlık katsayılarının  $k$ . adımdaki güncel değeri

$$w_{ji}^k(k+1) = w_{ji}^k + \sum_{r=1}^4 \left[ \frac{\partial L}{\partial w_{ji}^k} \right] \quad (4.43)$$

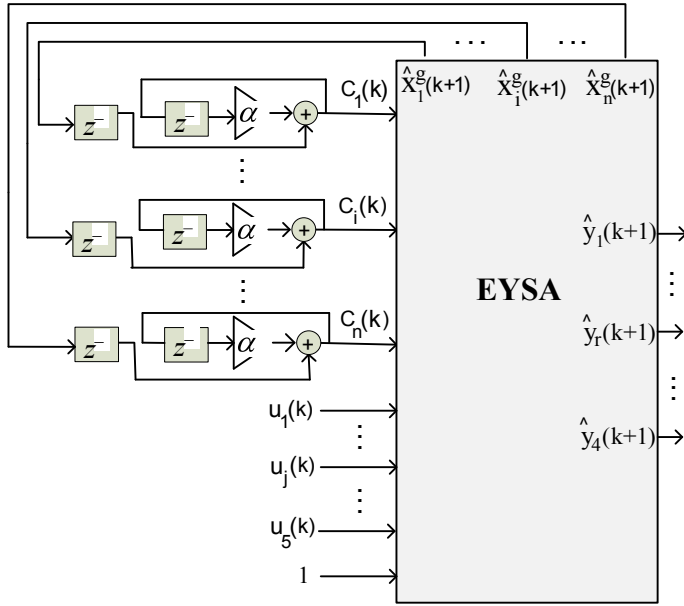
ve  $w_p^1$  ağırlık katsayılarının  $k$ . adımdaki güncel değerleri için

$$w_i^1(k+1) = w_i^1 + \sum_{r=1}^4 \left[ \frac{\partial L}{\partial w_i^1} \right] \quad (4.44)$$

ifadeleri yazılabilir.

#### 4.4. PI-EYSA Kestirim Algoritması

Bir önceki kısımda EYSA tabanlı kestirim algoritması detaylı olarak ele alınarak yapısı ve ağırlık katsayılarının güncellenmesine ilişkin öğrenme algoritması için gerekli matematiksel formülazasyonlar verildi. Daha önceden vurgulandığı gibi EYSA'nın öğrenme ve yakınsama hızı düşüktür. EYSA yapısındaki context katmanı  $c_i$  girişleri gizli katman çıkışlarının bir önceki değerleri ile sürülmektedir. Bu girişlerin bir önceki değerinin belirli bir  $0 < \alpha \leq 1$  sabiti ile çarpılıp, gizli katman çıkışlarının bir önceki değeri ile toplanması ile elde edilen işaret ile sürülmesi ile söz konusu öğrenme ve yakınsama hızı artırılabilir. Literatürde bu yöntemin kullanıldığı ağ yapısı PI-Elman YSA (PI-EYSA) veya düzeltilmiş Elman YSA (DEYSA) olarak adlandırılır. Söz konusu PI-EYSA'nın yapısı Şekil 4.5'de verilmiştir.



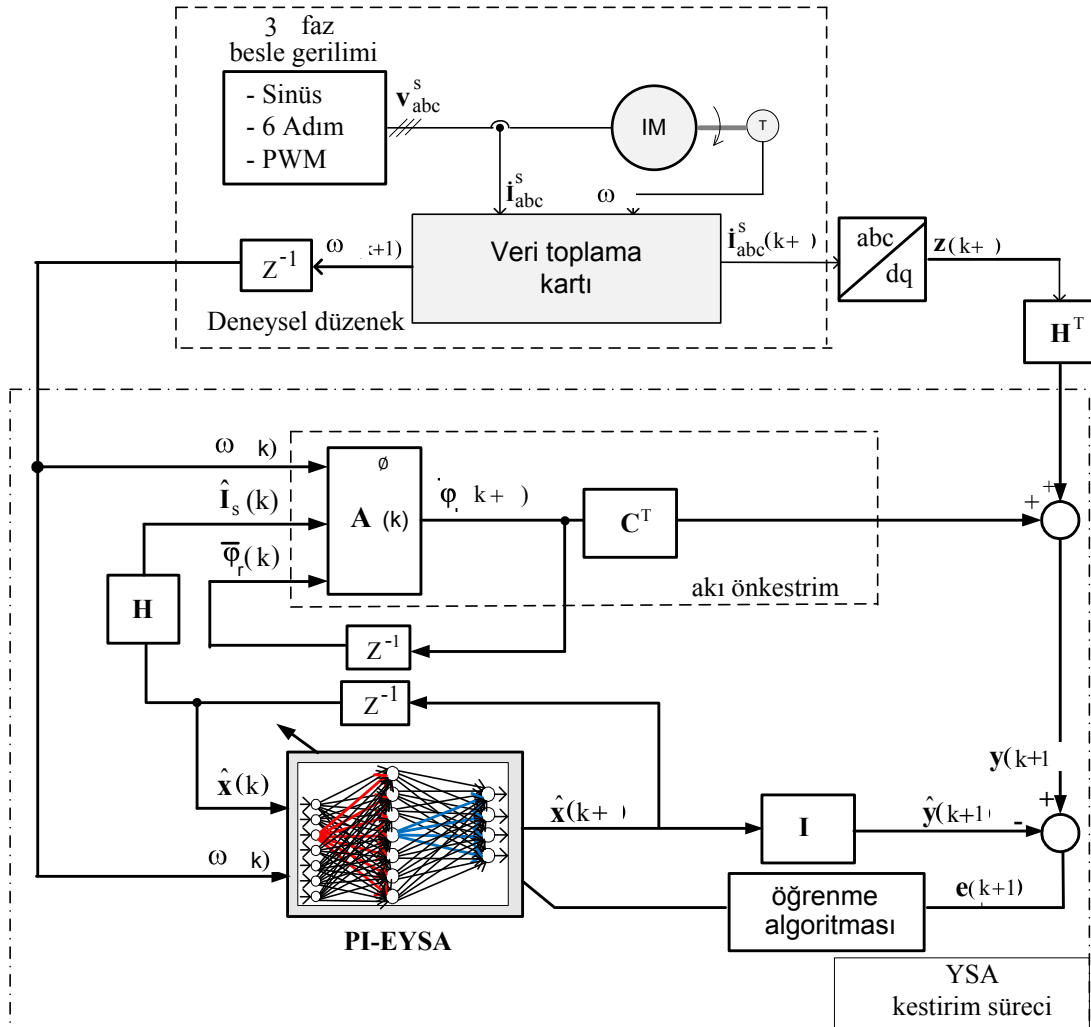
Şekil 4.5. Düzeltilmiş Elman YSA (PI-EYSA) algoritmasının temel yapısı.

Şekilden de görüldüğü gibi burada  $\alpha$  katsayısı 0 ile 1 arasında seçilebilen bir katsayıdır.  $\alpha = 1$  seçilirse PI-EYSA algoritması EYSA algoritmasına dönüşür. Dolayısıyla EYSA için vermiş olduğumuz matematiksel bağlantılar ve öğrenme algoritmaları context katmanına ilişkin eşitlikler haricinde PI-EYSA için de geçerlidir.

Şekil 4.4'den PI-EYSA için sözkonusu context katmanı düğümüne ilişkin bağıntı

$$c_i(k) = \dots + \dots - \dots \quad (4.45)$$

olarak yazılabilir. PI-EYSA algoritmasının kullanıldığı kestirim algoritması ise Şekil 4.6'de verilmiştir.



Şekil 4.6. PI-EYSA kestirim algoritmasının yapısı ve deney düzeneği.

Şekil 4.5’de PI-EYSA tabanlı yenilemeli yapay sinirsel ağı; giriş katmanı, gizli katman, context katmanı ve çıkış katmanı olmak üzere EYSA’da ki gibi 4 katmandan oluşur. Her bir komşu katman birbirlerine ayarlanabilir ağırlık katsayıları ile bağlanmıştır.

PI-EYSA tabanlı yinelenmeli yapay sinirsel ağı, Şekil 4.2 ile temel yapısı verilmiş olan EYSA ağ yapısının context katman girişlerine Şekil 4.5’de verilmiş olan bağlantılar ilave edilerek gerçekleştirilir. Dolayısıyla EYSA için verilmiş olan (4.7)-(4.11) eşitliklerinden gizli katmana ilişkin (4.9) eşitliği haricindeki eşitlikler PI-EYSA için de kullanılabilir.

$$c_i k = \quad + \quad - \quad (4.46)$$

ifadesi ile verilir. EYSA'daki ağırlık katsayılarının güncellenmesi için elde edilen (4.25), (4.26), (4.28), (4.42), (4.43) ve (4.44) bağıntıları PI-EYSA ağ yapısı için de kullanılabilir.

## **BÖLÜM 5. BENZETİM VE DENEYSEL SONUÇLAR**

### **5.1. Giriş**

Bu bölümde indüksiyon motorların durum değişkenleri ve parametre kestirimi için bölüm 4’de geliştirilen YSA tabanlı kestirim algoritmaları ile bölüm 3’de durum ve parametre kestirimi için verilmiş olan GKF algoritması matlab simulink yazılımı ile gerçekleştirilmiştir. Algoritmalar parametreleri kısım 5.2’de belirtilmiş olan indüksiyon motorun deneysel ve benzetim ölçümler için değişik çalışma koşulları altında ayrı ayrı yürütülmüştür. Elde edilen benzetim ve deneysel sonuçlar için gerekli irdelemeler yapılmıştır.

### **5.2. Motor Parametrelerinin Belirlenmesi**

Benzetim ve deneysel çalışmalar için aşağıdaki nominal etiket değerlerine sahip olan yıldız bağlı sincap kafesli bir indüksiyon motor kullanılmıştır.

$$P=1.5KW$$

$$I=3.4A$$

$$V=380V$$

$$P=2 \text{ (kutup sayısı)}$$

$$n=3000\text{dev/dak}$$

İndüksiyon motorun stator direnci, stator sargılarına DC gerilim uygulayarak, diğer motor parametreler ise literatürde yaygın olarak kullanılan boşa çalışma, kilitli rotor ve yavaşlama eğrisinin kaydedilmesi testlerinden [119] elde edilen veriler kullanılarak elde edilmiştir. Motor boşa nominal hızda dönmekte iken motor enerjisinin kesilmesi sonucunda milinin yavaşlama eğrisinden motora ilişkin atalet

momenti J belirlenmiştir. Yukarıda etiket değeri verilen motora söz konusu testler uygulanarak aşağıdaki ölçüm değerleri elde edildi.

- Yıldız bağlı stator sargılarından herhangi iki tanesine ayarlı bir gerilim kaynağı ile DC gerilim uygulayarak sargılardan akan DC akım ölçüldü.

$$V_{dc} = 29.9V$$

$$I_{dc} = 2.99A$$

- Yıldız bağlı motor 3-fazlı şebekeye bağlanarak boşa çalıştırıldı. Bir fazın akım ve geriliminin etkin değeri ve motor gücü ölçüldü.

$$V_b = 385.1V \text{ (faz-faz arası)}$$

$$I_b = 2.233A \text{ (faz akımı)}$$

$$P_b = 221W$$

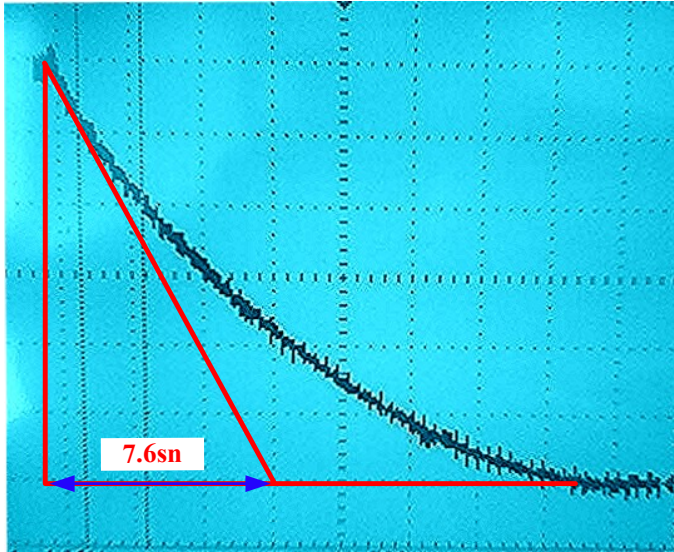
- Mili kilitlenen indüksiyon motor oto trafosu ile beslendi. Motor besleme gerilimi 0V'dan itibaren faz akımı nominal motor akımına ulaşmaya kadar artırıldı. Bir fazın besleme gerilimi, akımı ve toplam gücü ölçüldü;

$$V_k = 73.38V \text{ (faz-faz arası)}$$

$$I_k = 3.4A \text{ (faz akımı)}$$

$$P_k = 280W$$

- Motor boşa nominal hızda dönmede iken, motor enerjisinin aniden kesildiği andan itibaren osiloskopta kaydedilen motor mili yavaşlama eğrisi Şekil 1'de gösterilmektedir. Yavaşlama eğrisinin başlangıç anındaki eğimi yatay eksenini  $t=7.6sn$  de kesmektedir. Söz konusu yavaşlama eğrisinin ölçümü için uygun bir tagogeneratör kullanılmıştır.



Şekil 5.1. İndüksiyon motor mili yavaşlama eğrisi.

Yukarıdaki ölçüm değerleri kullanılarak motor parametreleri aşağıdaki bağıntılarla hesaplanır.

$$R_s = \frac{V}{I_{dc}} = \frac{120.0V}{22.99A} = \Omega$$

$$R_m = \frac{V^2}{I_b^2} - \frac{205^2}{22.99^2} = \Omega$$

$$X_m = \frac{V^2}{Q_b} = \frac{V^2}{\sqrt{S_b^2 - I_b^2}} = \frac{V^2}{\sqrt{V_b I_b \sqrt{3}} - I_b^2} = \Omega$$

$$L_m \triangleq \frac{V}{\omega} = \frac{100.6606}{\pi} =$$

$$X_r = \frac{1}{2} \frac{1}{\omega_k} = \frac{1}{2} \frac{\sqrt{S^2 - E_r I_r \sqrt{3}}}{\omega_k} = \frac{1}{2} \frac{100.6606}{2\pi \cdot 50} = \Omega$$



$$L_{lr} = \frac{v}{2\pi} = \frac{0.1012}{\pi} = H$$

$$L_s = \dots + \dots + \dots = H$$

$$L_o = \frac{11^2}{L_r} = \frac{0.22062}{0.3208} =$$

$$R_r = \frac{n}{2I_k} = \frac{200}{2 \cdot 3.4} = \Omega$$

$$J = \begin{pmatrix} T \\ D \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 7.6 * 221 \end{pmatrix} =$$

### 5.3. Benzetim Modeline Dayalı Kestirim Sonuçları

Benzetim çalışmaları için Şekil 3.4'de verilen GKF algoritması ve bölüm 4'de ayrıntılı olarak anlatılan YSA algoritmaları Matlab/Simulink yazılım ortamında ayrı ayrı yürütülmüştür. GKF algoritması için başlangıç koşulları en uygun değerler olarak

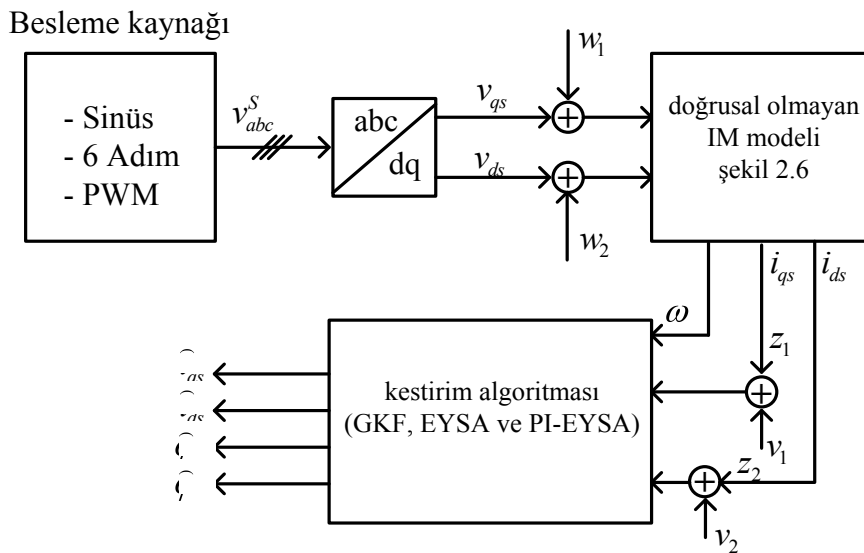
$$\hat{x} = \dots, \mathbf{Q} = \begin{bmatrix} \dots \\ \dots \end{bmatrix}, \mathbf{V} = \begin{bmatrix} \dots \\ \dots \end{bmatrix}$$

olarak seçilmiştir.

Önerilen EYSA ve PI-EYSA kestirim algoritmalarının gizli ve çıkış katmanları için  $\eta_{\text{gizli}}$  ve  $\eta_{\text{çıkış}}$  öğrenme sabitlerinin değişik değerleri için kestirim performansı test edilerek, küçük değerli öğrenme sabitleri için kestirim performansının iyi olduğu görülmüştür. Nitekim en uygun öğrenme sabiti gizli katman için  $\eta_{\text{gizli}} = \dots$  ve çıkış katmanı için  $\eta_{\text{çıkış}} = \dots$  olarak seçilmiştir. Benzer testler momentum sabitleri için

yapılarak, uygun momentum sabitleri gizli katman için  $\mu =$  ; çıkış katmanı için  $\mu =$  olarak seçilmiştir. PI-EYSA algoritmasına ilişkin  $\alpha$  katsayısı ise  $\alpha =$  olarak seçilmiştir. İşlem sayısını azaltmak için context ve gizli katmanlardaki düğüm sayısı 5 olarak seçilmiştir. Önerilen kestirim algoritmalarının testine ilişkin giriş verilerinin elde edilmesi için kısım 5.2’de hesaplanan motor parametreleri ve bölüm 2’de Şekil 2.6 ile verilen doğrusal olmayan indüksiyon motor modeline ilişkin benzetim diyagramı kullanılmıştır.

Benzetim verilerine dayalı kestirime ilişkin blok gösterimi Şekil 5.2’de verilmiştir. Şekilden de görüldüğü gibi indüksiyon motor modeline, gürültü ilave edilmiş olan sinüsoidal, 6 adım ve PWM besleme gerilimleri farklı zamanlarda ayrı ayrı uygulanarak, sistem cevabı olarak elde edilen stator akım ve rotor açıl hız değerleri için GKF, EYSA ve PI-EYSA tabanlı kestirim algoritmaları ayrı ayrı yürütülmüştür. İndüksiyon motor modelinden elde edilen stator akımına kestirim algoritmaları uygulanmadan önce ölçüm gürültüsü olarak Beyaz Gauss Gürültüsü ilave edilmiştir.



Şekil 5.2. Benzetim verilerine dayalı kestirime ilişkin blok şeması.

### 5.3.1. YSA ve GKF Algoritmalarına İlişkin Benzetim Sonuçları

YSA ve GKF algoritmaları ile durum kestirimine ilişkin benzetim çalışmaları için Şekil 2.6 ile verilen doğrusal olmayan indüksiyon motor modeli kullanılmıştır.

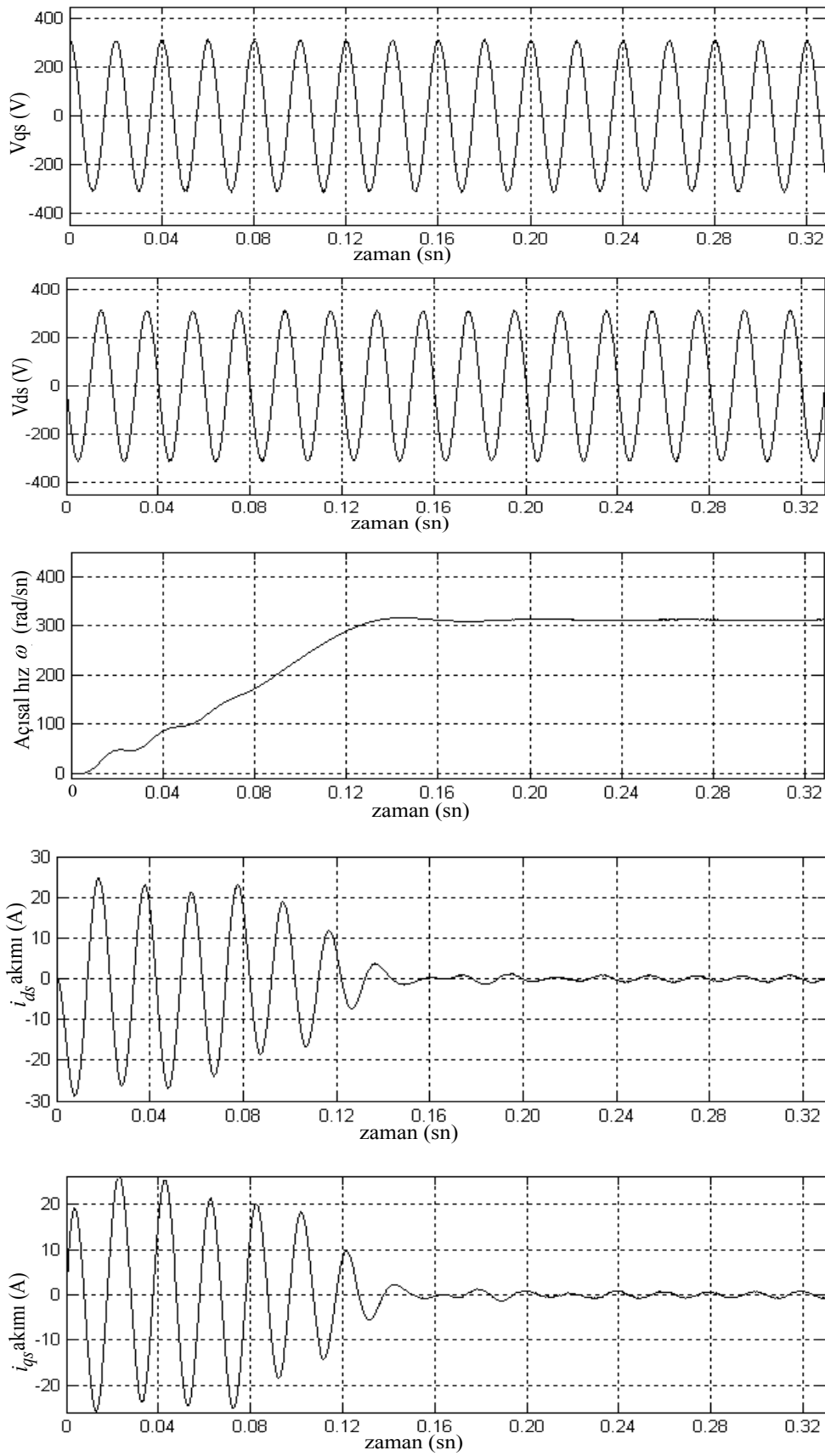
Değişik frekanslı sinüsoidal, 6 adım ve PWM beslemeye karşılık gelen benzetim çıkış ölçümleri ( $\dot{i}_s, \omega$ ) için motorun 0'dan nominal hıza ( $n=3000$  dev/dak) ulaşma süresince önerilen kestirim algoritmaları test edilmiştir. Söz konusu testlere ilişkin 50Hz'lik sinüsoidal beslemeye ilişkin giriş çıkış eğrileri Şekil 5.4'de, 50Hz'lik 6 adımlı beslemeye ilişkin giriş çıkış eğrileri Şekil 5.11'de, 50Hz'lik PWM beslemeye ilişkin giriş/çıkış eğrileri ise Şekil 5.18'de verilmiştir.

Elde edilen bu benzetim çıkış eğrileri Şekil 3.8 ile verilen GKF algoritmasına ve Şekil 4.1 ve Şekil 4.5 ile verilen YSA algoritmalarına uygulanarak, algoritmalar yürütülmüştür. Kestirim için örnekleme frekansı  $f_0=5$ KHz olarak seçilmiştir.

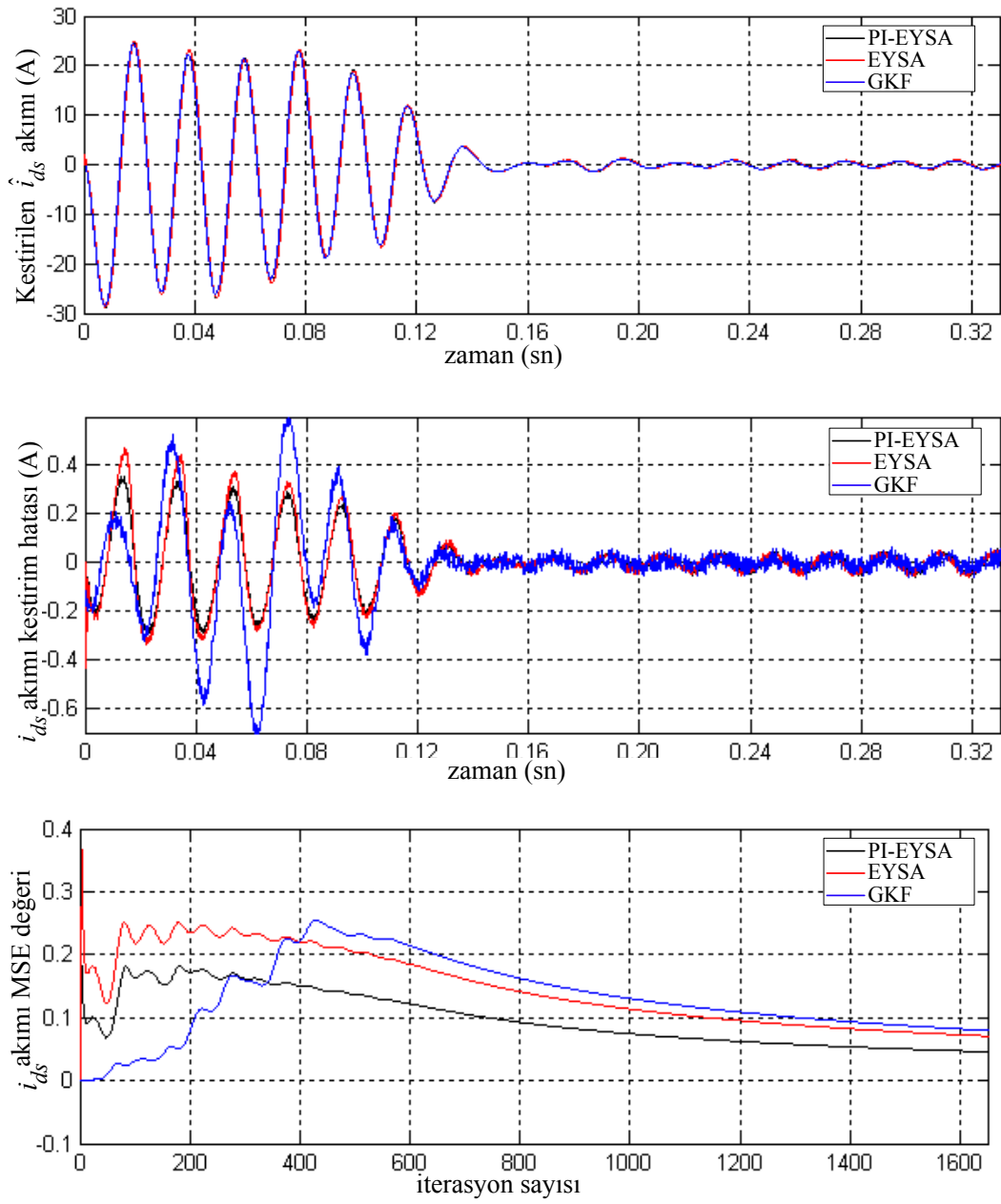
3 farklı besleme gerilimi için elde edilen kestirim sonuçları ayrı ayrı ele alınarak irdelenmiştir.

### **5.3.1.1. Sinüsoidal beslemeye ilişkin kestirim sonuçları**

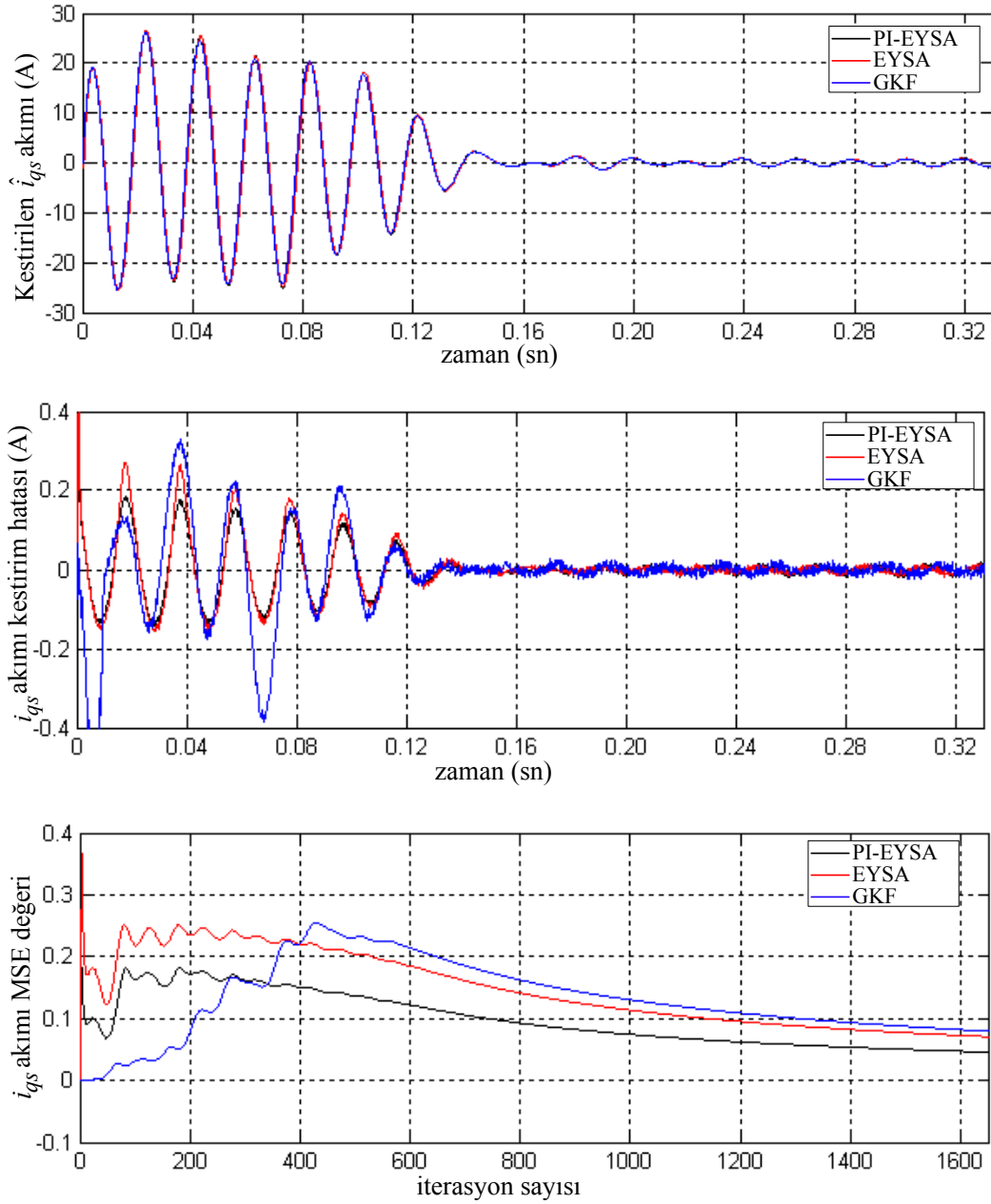
50Hz'lik sinüsoidal beslemeye ilişkin 0'dan nominal hıza ulaşan hızlanma eğrisi için 1Nm yük altında; d-q eksen sistemindeki benzetim çıkış ölçümlerine (Şekil 5.3) dayalı kestirim sonuçları Şekil 5.4 – Şekil 5.7'de, 25Hz ve 5Hz'lik sinüsoidal beslemeye ilişkin kestirim sonuçları ise Şekil 5.8 – Şekil 5.9'da verilmiştir.



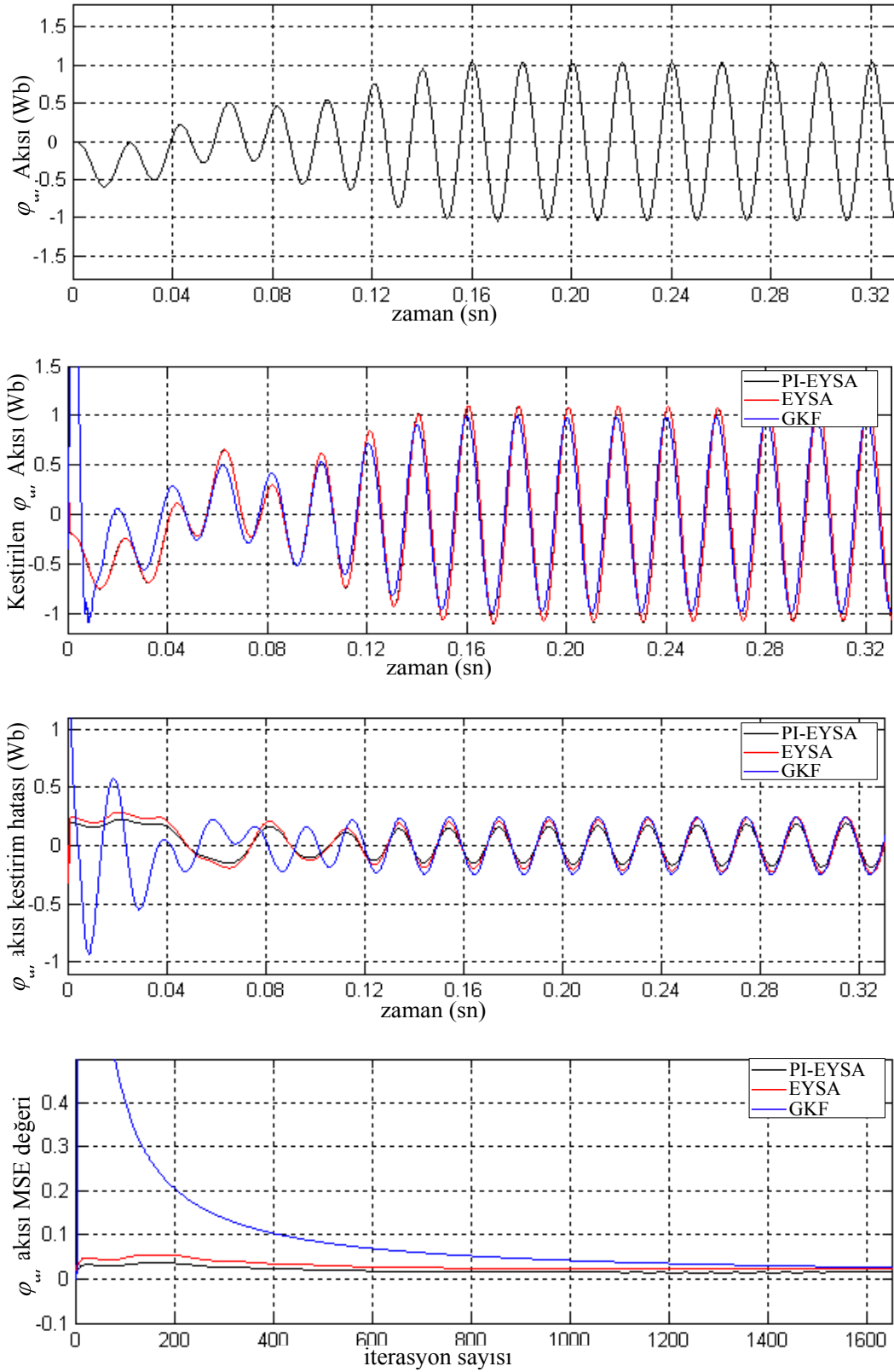
Şekil 5.3. 50Hz'lik sinüsoidal besleme için benzetim modelinden elde edilen giriş/çıkış eğrileri, ( $T_y=1Nm$ ).



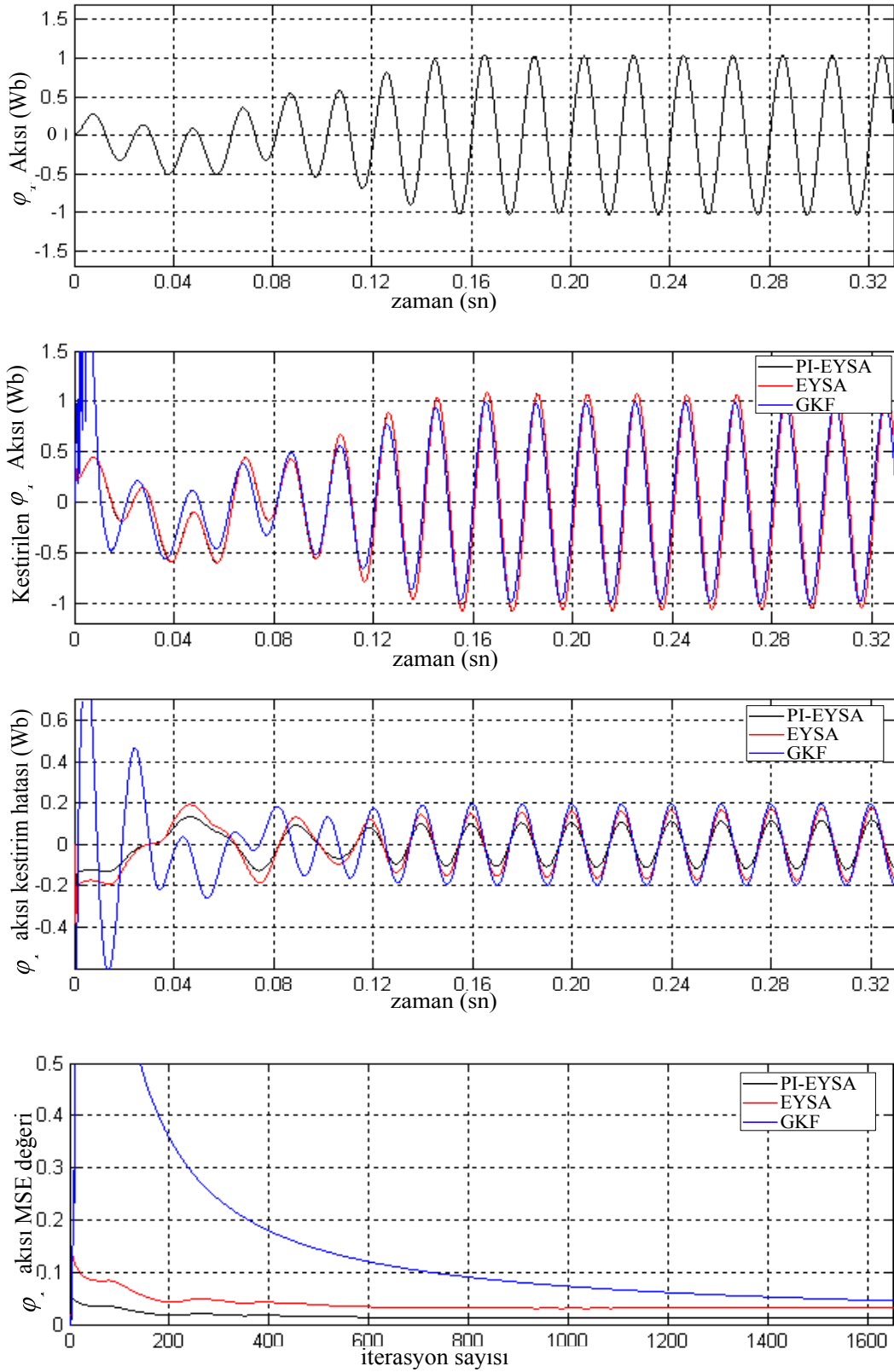
Şekil 5.4. 50Hz'lik sinüsoidal besleme için benzetim ölçümlerine dayalı d eksenli akım kestirim sonuçları ( $T_y=1Nm$ ).



Şekil 5.5. 50Hz'lik sinüsoidal besleme için benzetim ölçümlerine dayalı  $q$  eksenli akım kestirim sonuçları ( $T_y=1Nm$ ).

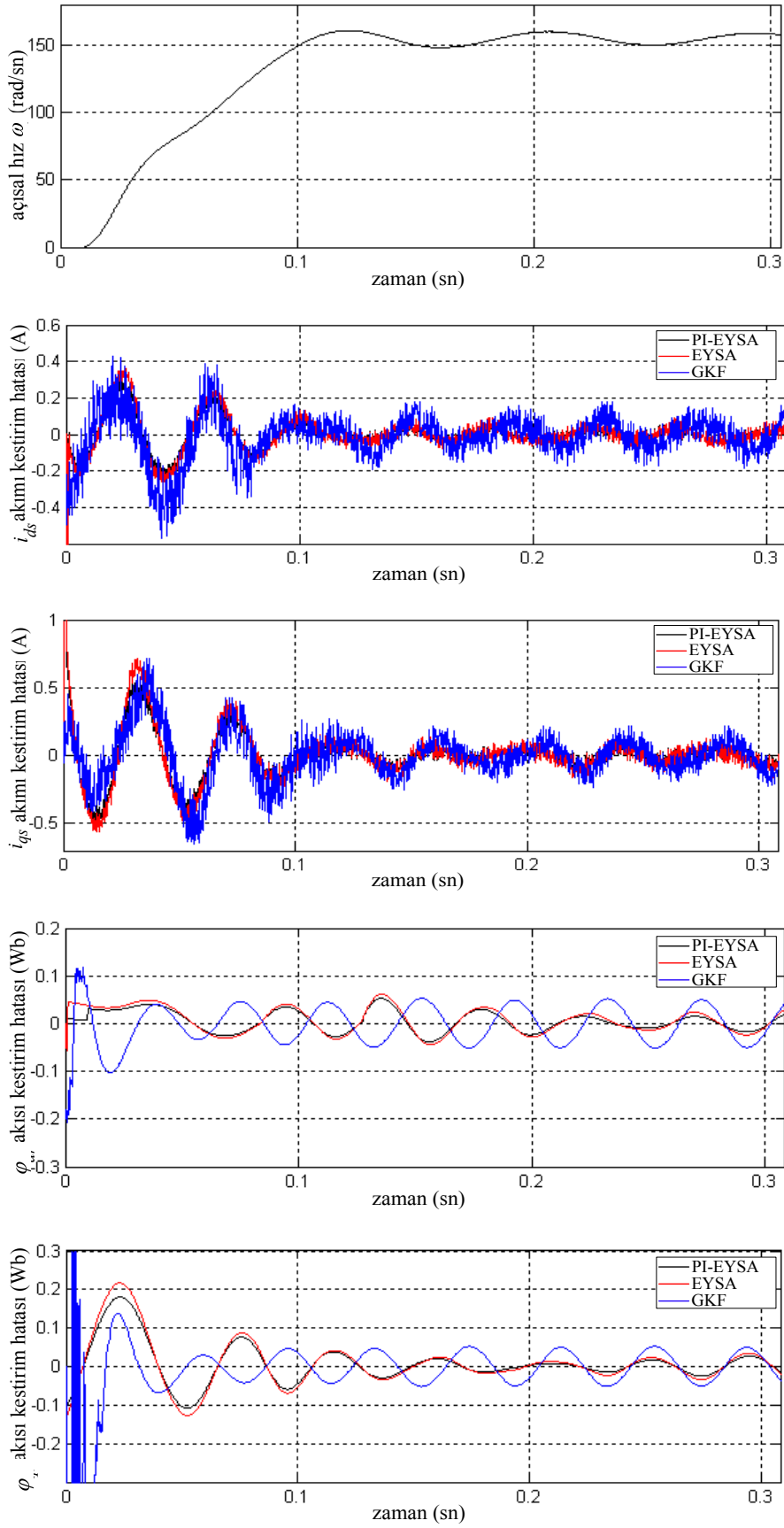


Şekil 5.6. 50Hz'lik sinüsoidal besleme için benzetim ölçümlerine dayalı  $d$  eksenli akı kestirim sonuçları ( $T_y=1Nm$ ).

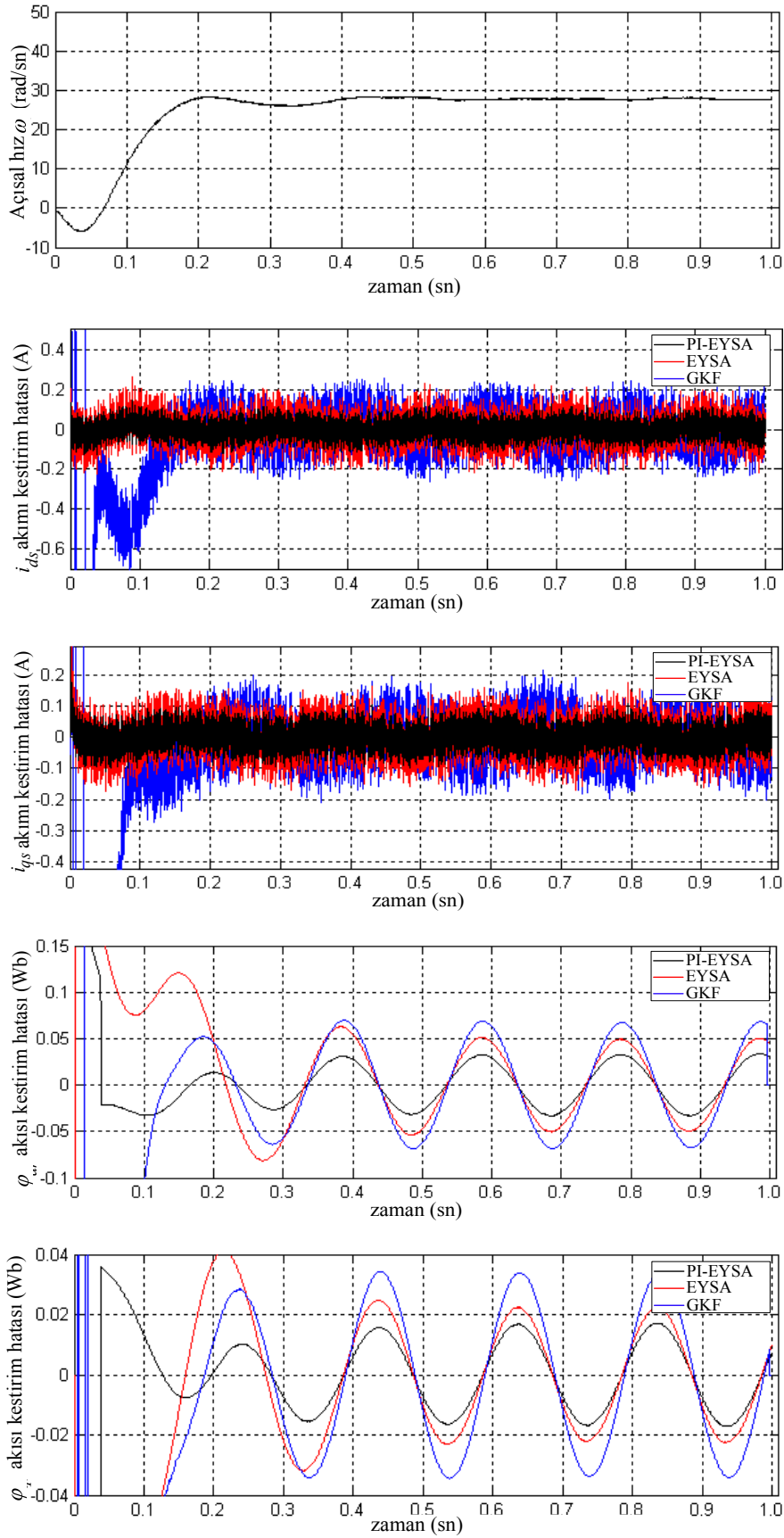


Şekil 5.7. 50Hz'lik sinüsoidal besleme için benzetim ölçümlerine dayalı  $q$  eksenli akı kestirim sonuçları ( $T_y=1Nm$ ).





Şekil 5.8. 25Hz'lik sinüsoidal besleme için benzetim ölçümlerine dayalı kestirim sonuçları ( $T_y=1Nm$ ).



Şekil 5.9. 5Hz'lik sinüsoidal besleme için benzetim ölçümlerine dayalı kestirim sonuçları ( $T_y=1Nm$ ).

Şekil 5.4 ve şekil 5.5'deki her bir k. örnekleme anına kadarki ortalama karesel hata (MSE) eğrilerinden,  $I_{ds}$  ve  $I_{qs}$  akım bileşenlerinin PI-EYSA algoritması için 800 iterasyon, EYSA algoritması için 1200 iterasyon ve GKF algoritmaları için ise 1400 iterasyon sonunda 0.1'den küçük sürekli durum hata değerine ulaşmaktadır. Sürekli durum MSE kestirim hatasının PI-EYSA için daha küçük olduğu açıkça görülmektedir. Aynı kestirim sonuçlarından  $I_{qs}$  ve  $I_{ds}$  stator akımı bileşenlerinin PI-EYSA algoritması ile daha kısa sürede kestirildiği görülmektedir.

Şekil 5.6'dan  $\phi$  akı bileşeninin önerilen kestirim algoritması için 0.08. saniyede  $\mp$  arasında, GKF algoritması için ise 0,1. saniyede yaklaşık  $\mp$  sürekli sinüsoidal biçimde değişen bir kestirim hatasına sahip olduğu görülmektedir. Şekil 5.7'den  $\phi$  akı bileşeninin GKF algoritması için 0,13. saniyede  $\mp$  aralığında, EYSA algoritması için 0,12. saniyede  $\mp$  aralığında, PI-EYSA algoritması için ise 0,12. saniyede  $\mp$  arasında sinüsoidal formda değişen sürekli durum hatasına sahip olduğu görülmektedir. Şekil 5.6 ve şekil 5.7'deki  $\phi$  ve  $\phi$  akı bileşenlerine ilişkin MSE eğrilerinden akı bileşenlerinin PI-EYSA ve EYSA algoritmaları için 50. ölçüm değeri; GKF algoritması için ise 800. iterasyon değeri sonunda 0.1'in altındaki sürekli durum hata değerini yakalamaktadır. Aynı eğrilerden söz konusu sürekli durum  $\phi$  akı kestirim hatasının PI-EYSA ve EYSA için 600. iterasyon, GKF algoritması için 1600. iterasyon sonunda 0.02 Wb sürekli durum değerine;  $\phi$  akı kestirim hatasının ise PI-EYSA için 600. iterasyonda 0.02 Wb, EYSA için 600. iterasyonda 0.04 Wb, GKF algoritması için ise 1600. İterasyon sonucunda 0.05 Wb sürekli durum hata değerlerine yakınsadığı görülmektedir.

Şekil 5.8'de 25 Hz'lik sinüsoidal besleme için kestirim sonuçları verilmiştir. Kestirim sonuçlarından  $\phi$  ve  $\phi$  akı bileşenlerinin sürekli durum hata değişimlerinin GKF algoritması için yaklaşık  $\mp$ , EYSA ve PI-EYSA algoritmaları için ise yaklaşık  $\mp$  hata bandı içerisinde olduğu görülmektedir.

Şekil 5.9 ile verilen 5 Hz'lik sinüsoidal beslemeye ilişkin kestirim sonuçlarından PI-EYSA'ya dayalı rotor akı bileşenlerine ilişkin sürekli durum hatalarının GKF ve

EYSA'ya dayalı sürekli durum kestirim hatalarından daha küçük olduğu,  $\phi$  için yaklaşık  $\mp$  ,  $\phi$  için ise yaklaşık  $\mp$  b hata bandı içerisinde değiştiği görülmektedir.

GKF ve önerilen kestirim algoritmalarının kestirim performanslarını değişik frekanslı sinüsoidal besleme gerilimleri ve farklı yük momentleri altında test edebilmek için İM boşa çalışmadan nominal yük momentine kadar %20'lik artımlarla yüklenmiştir. Her bir yük artımı için 10 Hz, 20Hz, 30Hz, 40Hz ve 50 Hz'lik sinüsoidal besleme gerilimlerine ilişkin MSE kestirim sonuçları Tablo 5.1 – 5.6'da verilmiştir. Tablolardan İM'nin stator akım ve rotor akı bileşenlerine ilişkin 1500. iterasyon sonundaki sürekli durum ortalama karesel hatanın önerilen algoritmalar için GKF'ye göre daha küçük olduğu, PI-EYSA için ise en küçük değerde olduğu açıkça görülmektedir. İM'nin doğrusal olmayan karakteristiği sebebiyle besleme frekansının değişimi, çıkış büyüklüklerine dayalı karesel hatanın sürekli durum için iterasyon sayısında ve hata değerinde dalgalanmalar meydana gelmektedir.

Tablo 5.1. Sinüsoidal besleme ve %00 yük momentini için ortalama karesel hata değerleri.

Ty =%00; sinüsoidal besleme; İterasyon sayısı = 1500						
f(Hz)	iqs			ids		
	PI-EYSA	EYSA	GKF	PI-EYSA	EYSA	GKF
10	0.36	0.51	0.98	0.32	0.0085	0.0104
20	0.166	0.228	0.310	0.141	0.195	0.212
30	0.071	0.093	0.014	0.052	0.070	0.082
40	0.031	0.037	0.052	0.017	0.021	0.038
50	0.015	0.017	0.029	0.007	0.009	0.014
f(Hz)	φqr			φqr		
	PI-EYSA	EYSA	GKF	PI-EYSA	EYSA	GKF
10	0.0085	0.0082	0.011	0.0104	0.00110	0.0025
20	0.0072	0.0081	0.012	0.0085	0.0090	0.0100
30	0.0062	0.0069	0.009	0.0077	0.0081	0.0110
40	0.010	0.016	0.024	0.011	0.016	0.028
50	0.006	0.008	0.013	0.007	0.009	0.011

Tablo 5.2. Sinüsoidal besleme ve %20 yük momenti için ortalama karesel hata değerleri.

Ty =%20; sinüsoidal besleme; İterasyon sayısı =1500						
f(Hz)	iqs			ids		
	PI-EYSA	EYSA	GKF	PI-EYSA	EYSA	GKF
10	0.39	0.56	0.82	0.360	0.500	0.780
20	0.178	0.247	0.35	0.157	0.216	0.470
30	0.076	0.100	0.220	0.058	0.079	0.312
40	0.032	0.039	0.110	0.018	0.023	0.087
50	0.016	0.018	0.230	0.008	0.009	0.019
f(Hz)	φqr			φdr		
	PI-EYSA	EYSA	GKF	PI-EYSA	EYSA	GKF
10	0.012	0.014	0.022	0.015	0.018	0.025
20	0.007	0.008	0.013	0.009	0.010	0.012
30	0.009	0.010	0.015	0.010	0.012	0.018
40	0.008	0.0085	0.014	0.009	0.012	0.017
50	0.008	0.0088	0.011	0.008	0.0086	0.009

Tablo 5.3. Sinüsoidal besleme ve %40 yük momenti için ortalama karesel hata değerleri.

Ty =%40; sinüsoidal besleme; İterasyon sayısı =1500						
f(Hz)	iqs			ids		
	PI-EYSA	EYSA	GKF	PI-EYSA	EYSA	GKF
10	0.42	0.62	0.77	0.40	0.55	0.88
20	0.19	0.27	0.34	0.175	0.241	0.362
30	0.082	0.102	0.122	0.065	0.087	0.101
40	0.033	0.041	0.061	0.020	0.031	0.044
50	0.016	0.017	0.026	0.008	0.009	0.027
f(Hz)	φqr			φdr		
	PI-EYSA	EYSA	GKF	PI-EYSA	EYSA	GKF
10	0.013	0.015	0.029	0.014	0.016	0.032
20	0.012	0.013	0.022	0.013	0.014	0.024
30	0.010	0.011	0.016	0.011	0.012	0.016
40	0.0061	0.0072	0.011	0.007	0.008	0.016
50	0.008	0.009	0.013	0.007	0.008	0.018

Tablo 5.4. Sinüsoidal besleme ve %60 yük momenti için ortalama karesel hata değerleri.

Ty =%60; sinüsoidal besleme; İterasyon sayısı =1500						
f(Hz)	iqs			ids		
	PI-EYSA	EYSA	GKF	PI-EYSA	EYSA	GKF
10	0.477	0.705	0.801	0.455	0.629	0.820
20	0.217	0.307	0.361	0.197	0.272	0.388
30	0.091	0.121	0.142	0.074	0.100	0.160
40	0.036	0.045	0.066	0.024	0.031	0.058
50	0.017	0.019	0.024	0.009	0.010	0.027
f(Hz)	φqr			φdr		
	PI-EYSA	EYSA	GKF	PI-EYSA	EYSA	GKF
10	0.008	0.009	0.011	0.011	0.012	0.015
20	0.007	0.008	0.011	0.009	0.011	0.016
30	0.007	0.0085	0.015	0.0083	0.0095	0.021
40	0.0069	0.0081	0.012	0.0076	0.0091	0.015
50	0.008	0.009	0.014	0.0058	0.0071	0.0170

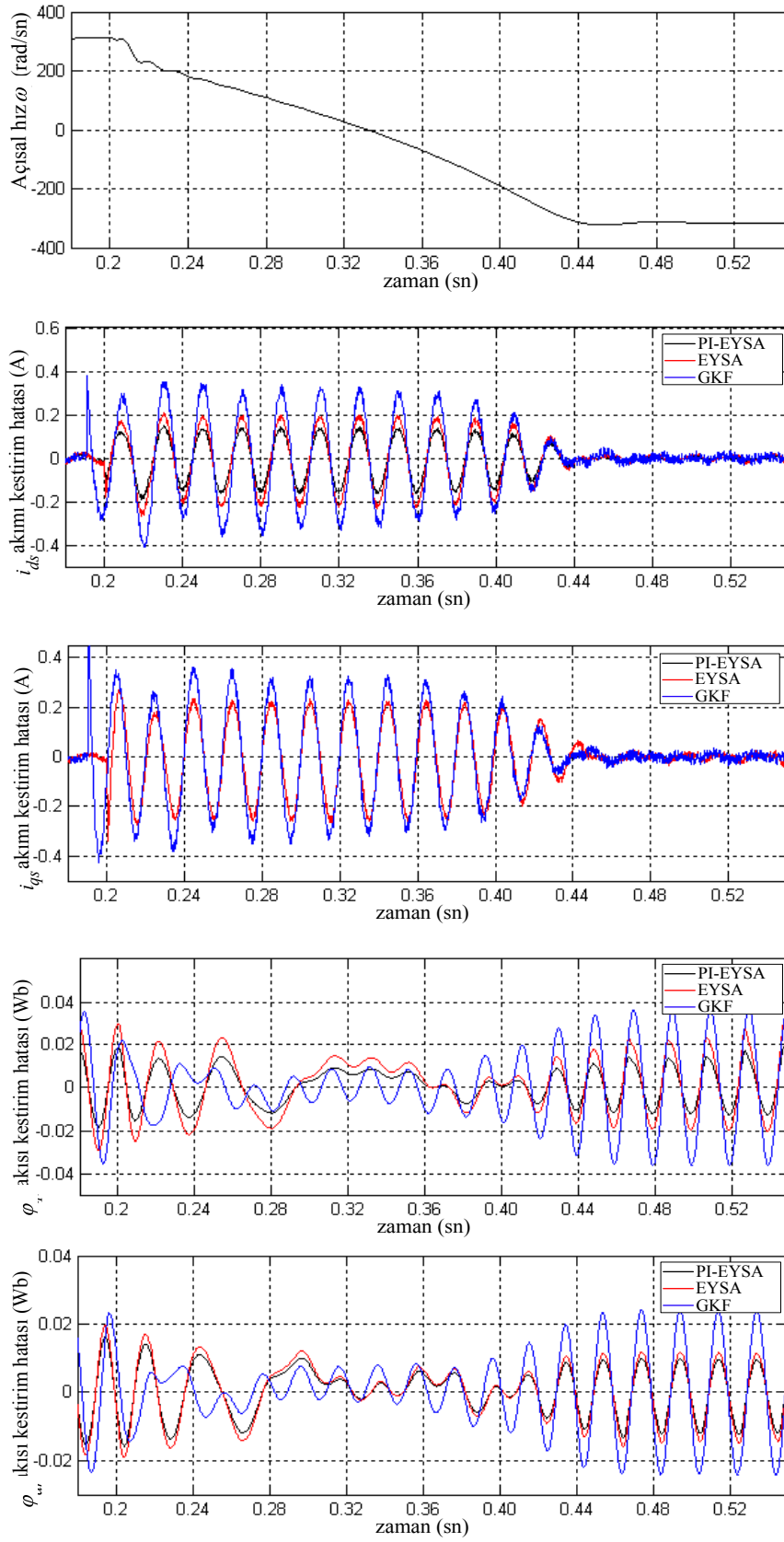
Tablo 5.5. Sinüsoidal besleme ve %80 yük momenti için ortalama karesel hata değerleri.

Ty=%80; sinüsoidal besleme; İterasyon sayısı =1500						
iqs			ids			
f(Hz)	PI-EYSA	EYSA	GKF	PI-EYSA	EYSA	GKF
10	0.54	0.815	0.905	0.518	0.719	0.945
20	0.245	0.350	0.392	0.227	0.313	0.402
30	0.102	0.138	0.159	0.087	0.118	0.168
40	0.041	0.051	0.063	0.029	0.037	0.072
50	0.019	0.022	0.036	0.0114	0.0135	0.0222
φqr			φdr			
f(Hz)	PI-EYSA	EYSA	GKF	PI-EYSA	EYSA	GKF
10	0.007	0.0078	0.0099	0.0094	0.011	0.013
20	0.0083	0.0092	0.016	0.010	0.012	0.018
30	0.007	0.0082	0.011	0.0086	0.0092	0.0143
40	0.0079	0.0088	0.0130	0.0091	0.0101	0.0142
50	0.0109	0.0120	0.0182	0.0062	0.0077	0.0161

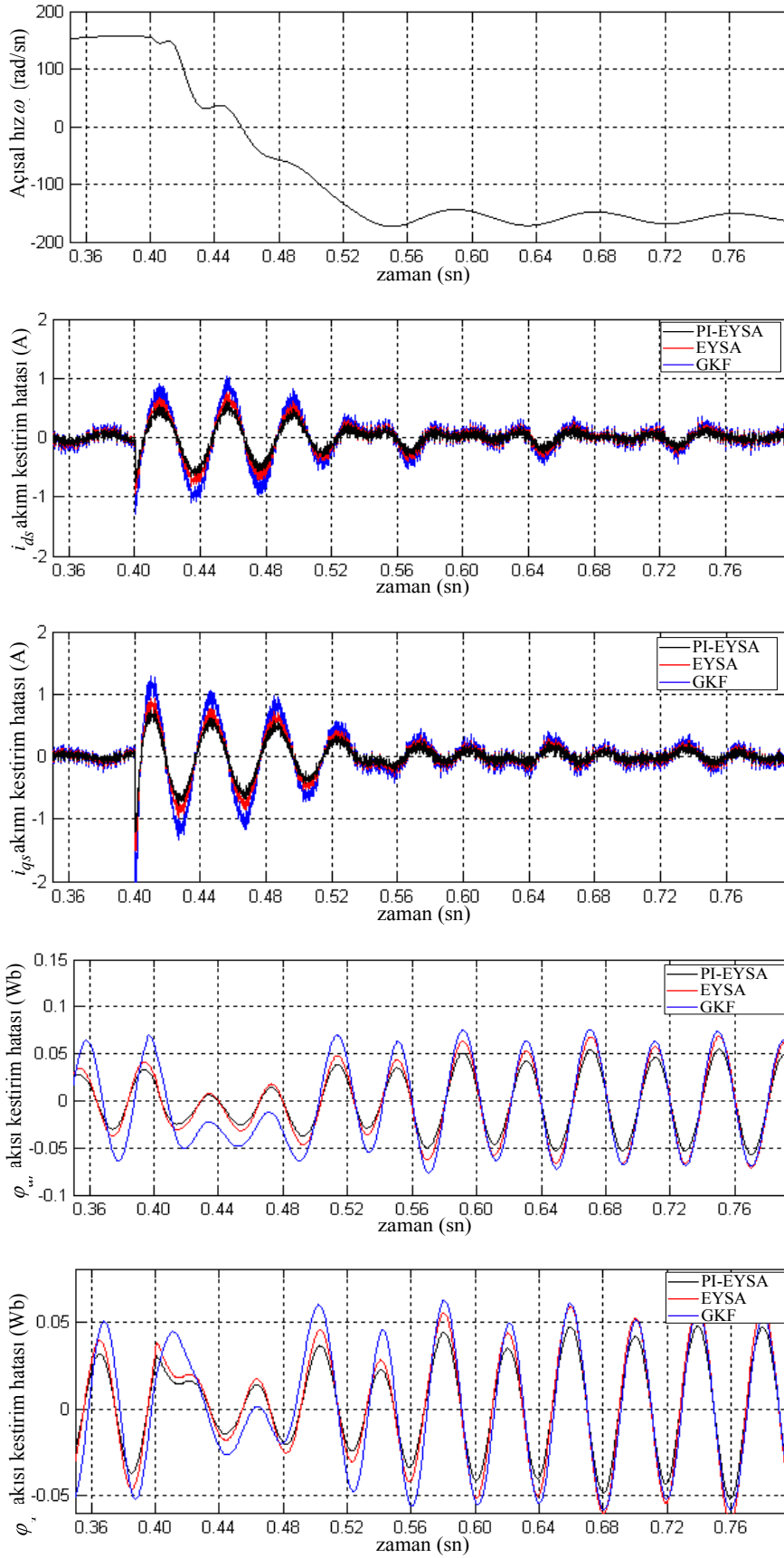
Tablo 5.6. Sinüsoidal besleme ve %100 yük momenti için ortalama karesel hata değerleri.

Ty=%100; sinüsoidal besleme; İterasyon sayısı = 1500						
iqs			ids			
f(Hz)	PI-EYSA	EYSA	GKF	PI-EYSA	EYSA	GKF
10	0.442	0.512	0.622	0.480	0.512	0.633
20	0.258	0.317	0.346	0.241	0.332	0.370
30	0.074	0.101	0.126	0.067	0.090	0.152
40	0.029	0.036	0.056	0.023	0.029	0.064
50	0.016	0.020	0.036	0.0115	0.0144	0.0201
φqr			φdr			
f(Hz)	PI-EYSA	EYSA	GKF	PI-EYSA	EYSA	GKF
10	0.0085	0.0087	0.0160	0.009	0.011	0.021
20	0.009	0.012	0.018	0.010	0.012	0.16
30	0.005	0.006	0.009	0.006	0.007	0.011
40	0.0046	0.0055	0.0068	0.0049	0.0051	0.0091
50	0.0071	0.0082	0.0105	0.004	0.0052	0.0066

İM 1Nm'lik sabit yük altında sabit bir hızda dönmekte iken devir yönünün değiştirilmesi (trapezoidal hız değişimi) durumu için farklı koşullar altında önerilen kestirim algoritmaları test edilmiştir. 50 Hz, 25 Hz ve 5 Hz'lik sinüsoidal beslemeye ilişkin trapezoidal hız değişimi kestirim sonuçları şekil 5.10, 5.11 ve 5.12'de verilmiştir.

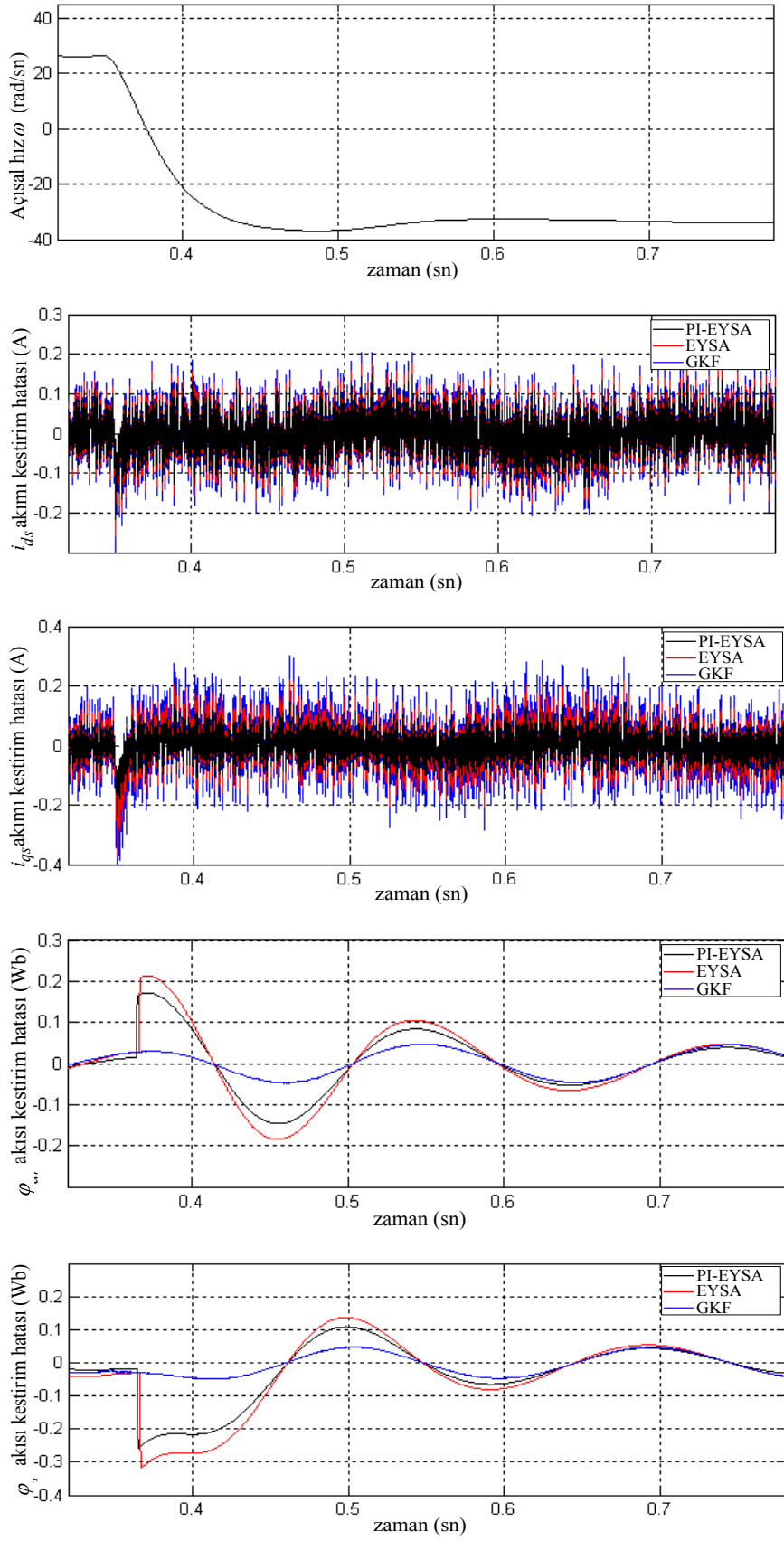


Şekil 5.10. 50Hz'lik sinüs besleme için trapezoidal hız değişimine ilişkin benzetim modelinden elde edilen kestirim sonuçları ( $T_y=1\text{Nm}$ ).



Şekil 5.11. 25Hz'lik sinüs besleme için trapezoidal hız değişimine ilişkin benzetim modelinden elde edilen kestirim sonuçları ( $T_y=1\text{Nm}$ ).





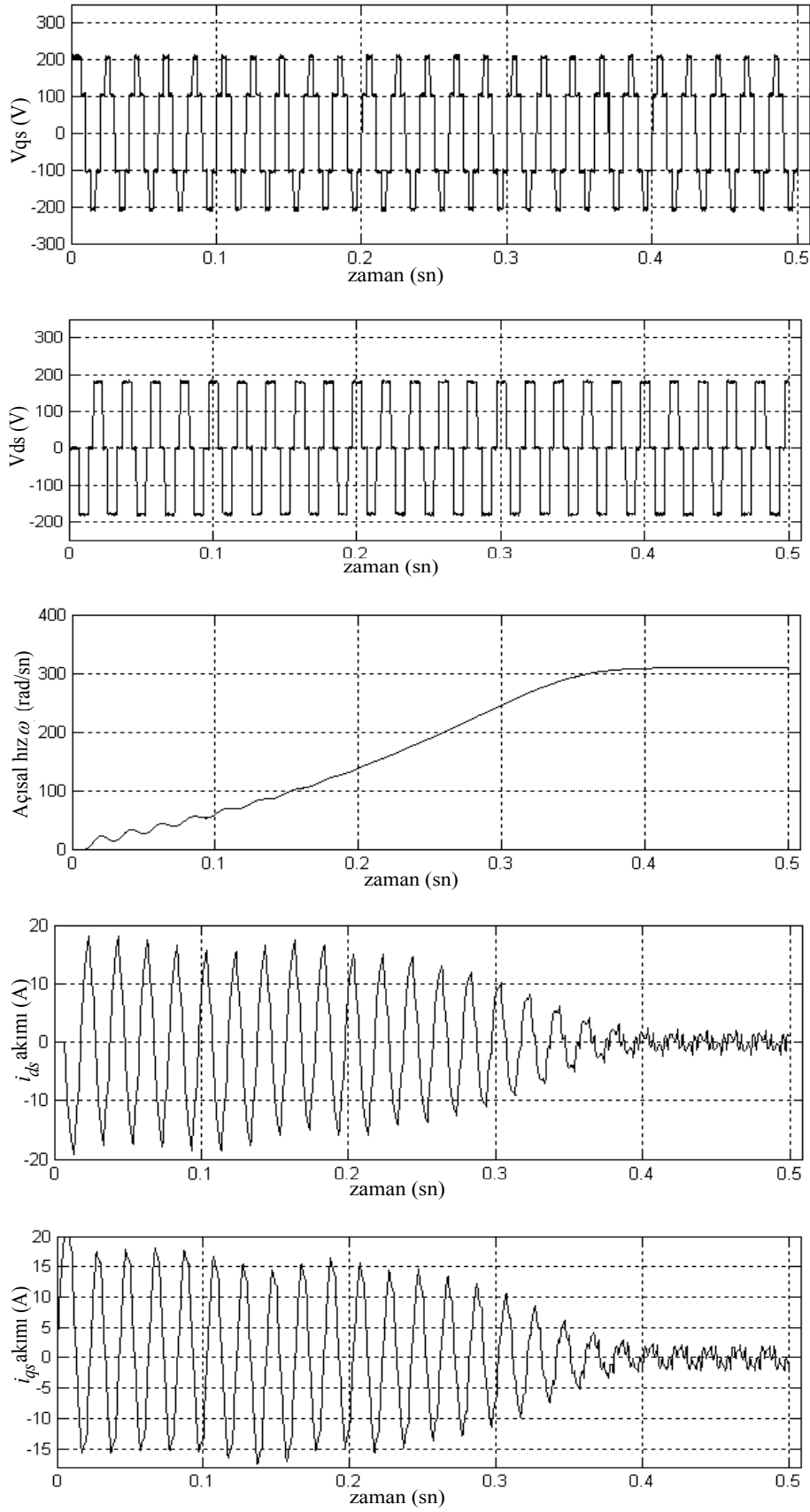
Şekil 5.12. 5Hz'lik sinüs besleme için trapezoidal hız değişimine ilişkin benzetim modelinden elde edilen kestirim sonuçları ( $T_y=1Nm$ ).

Şekil 5.10'dan stator akım bileşenlerine ilişkin kestirim hatasının PI-EYSA algoritması için en küçük değerde olduğu motorun yön değiştirme süresince yaklaşık olarak  $I_{ds}$  akım bileşeni için  $\mp$  değerleri arasında,  $I_{qs}$  akım bileşenleri için ise yaklaşık olarak  $\mp$  değerleri arasında sinüsoidal formda değiştiği görülmektedir. Motorun ters yönde sürekli hız değerine ulaştıktan sonra akım kestirim hatasının ise sıfıra oldukça yakın olduğu görülmektedir. Aynı şekilde rotor akı bileşenlerine ilişkin kestirim hatasının PI-EYSA algoritması için en küçük değerde olduğu motorun ters yönde sürekli hız değerine ulaştıktan sonra yaklaşık olarak  $\mp$  değerleri arasında sinüsoidal olarak değiştiği görülmektedir.

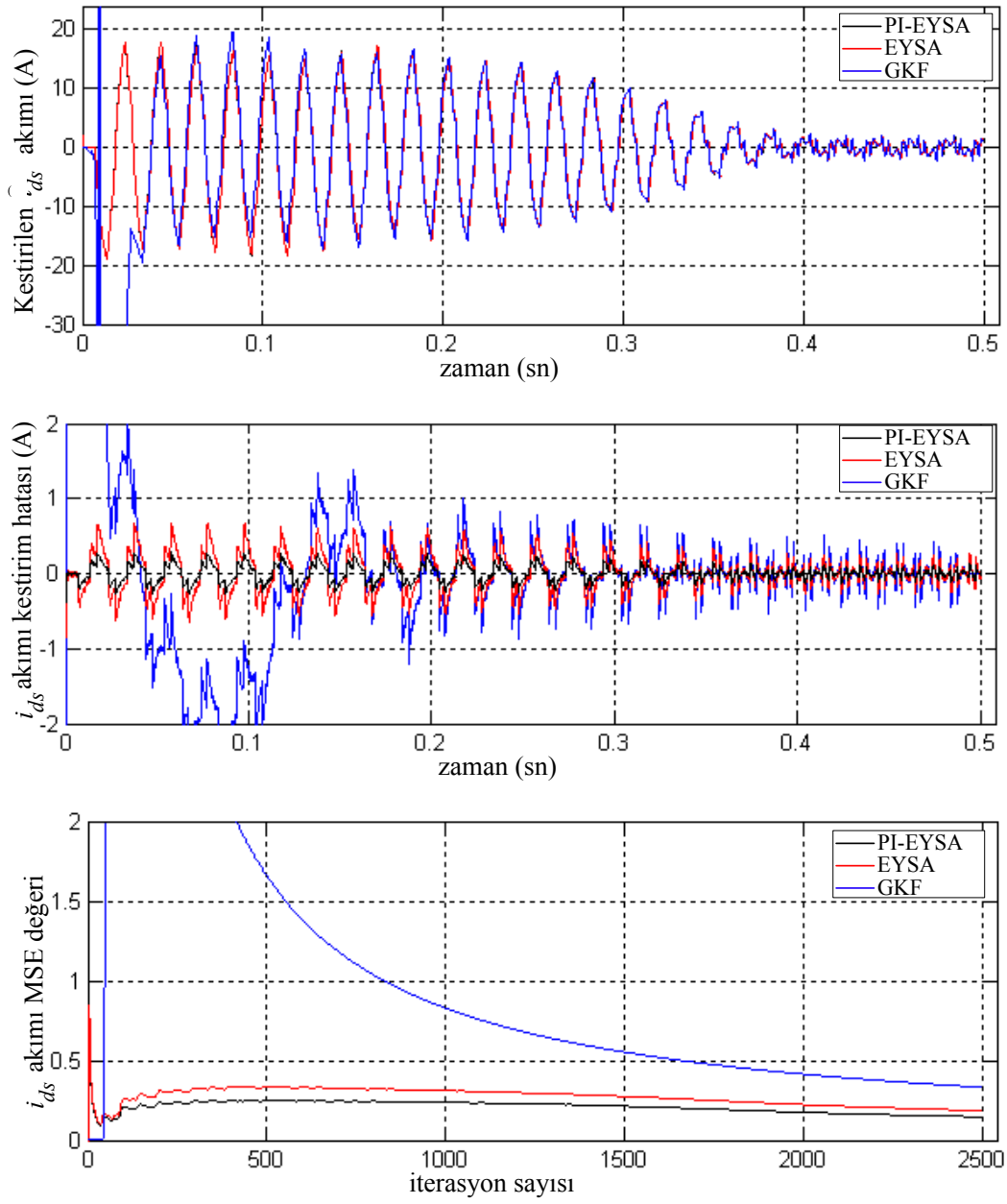
Şekil 5.11 ve şekil 5.12'deki 25 Hz ve 5 Hz'lik beslemeye ilişkin trapezoidal hız değişimi kestirim sonuçlarından, motorun ters yönde sürekli hız değerine ulaştıktan sonraki kestirim hatası sürekli durum değerlerinin stator akım bileşenleri için sıfıra çok yakın olduğu, rotor akı bileşenleri için ise sinüsoidal formda değiştiği ve PI-EYSA için en küçük değerlerde olduğu görülmektedir.

### 5.3.1.2. 6 adım beslemeye ilişkin kestirim sonuçları

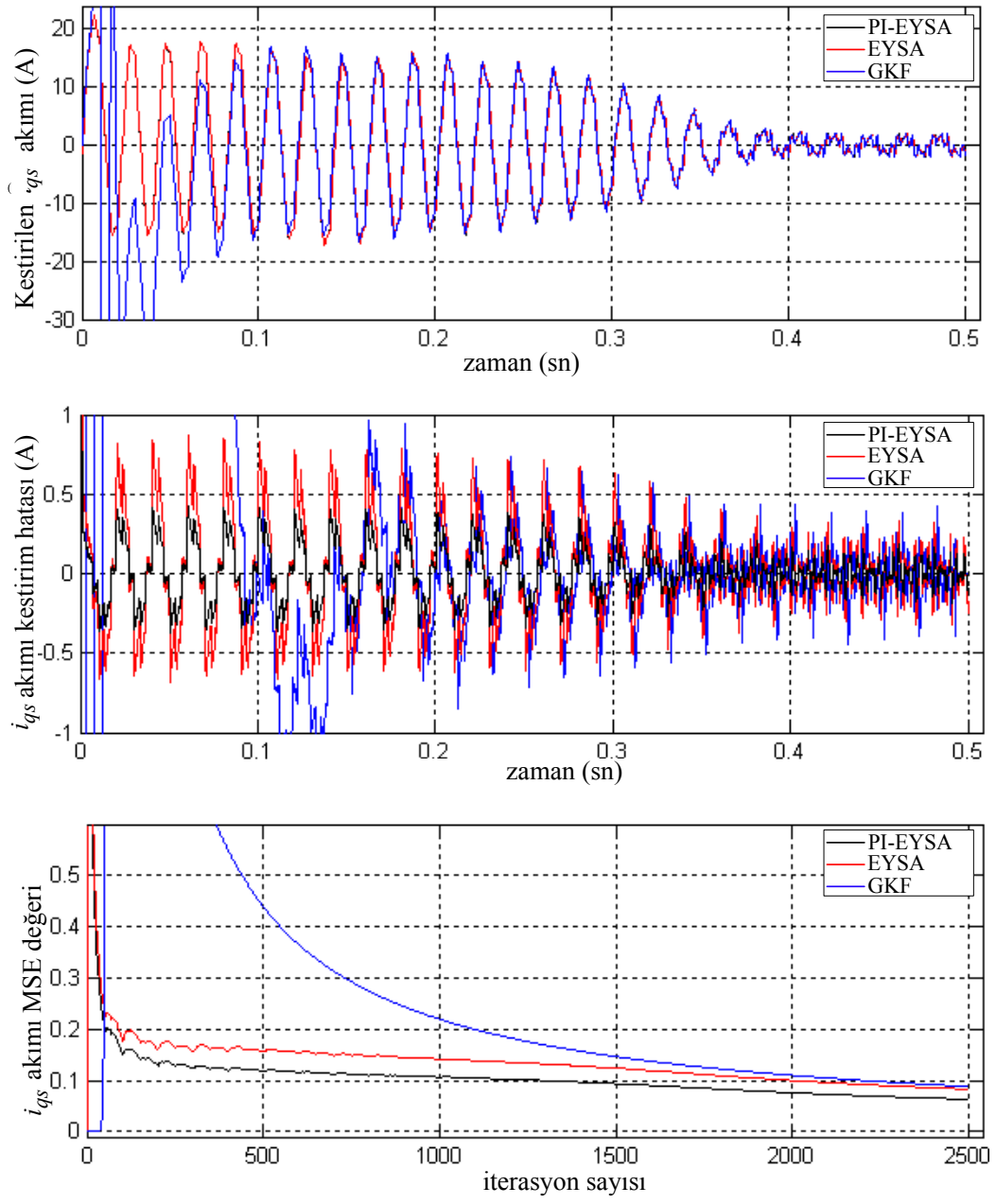
50Hz'lik 6 adımlı beslemeye ilişkin 0'dan nominal hıza ulaşan hızlanma eğrisi için 1Nm yük altında d-q eksen sistemindeki benzetim çıkış ölçümlerine (Şekil 5.13) dayalı kestirim sonuçları Şekil 5.14 – Şekil 5.17'de, 25Hz ve 5Hz'lik 6 adımlı beslemeye ilişkin kestirim sonuçları ise Şekil 5.18 ve Şekil 5.19 ile verilmiştir.



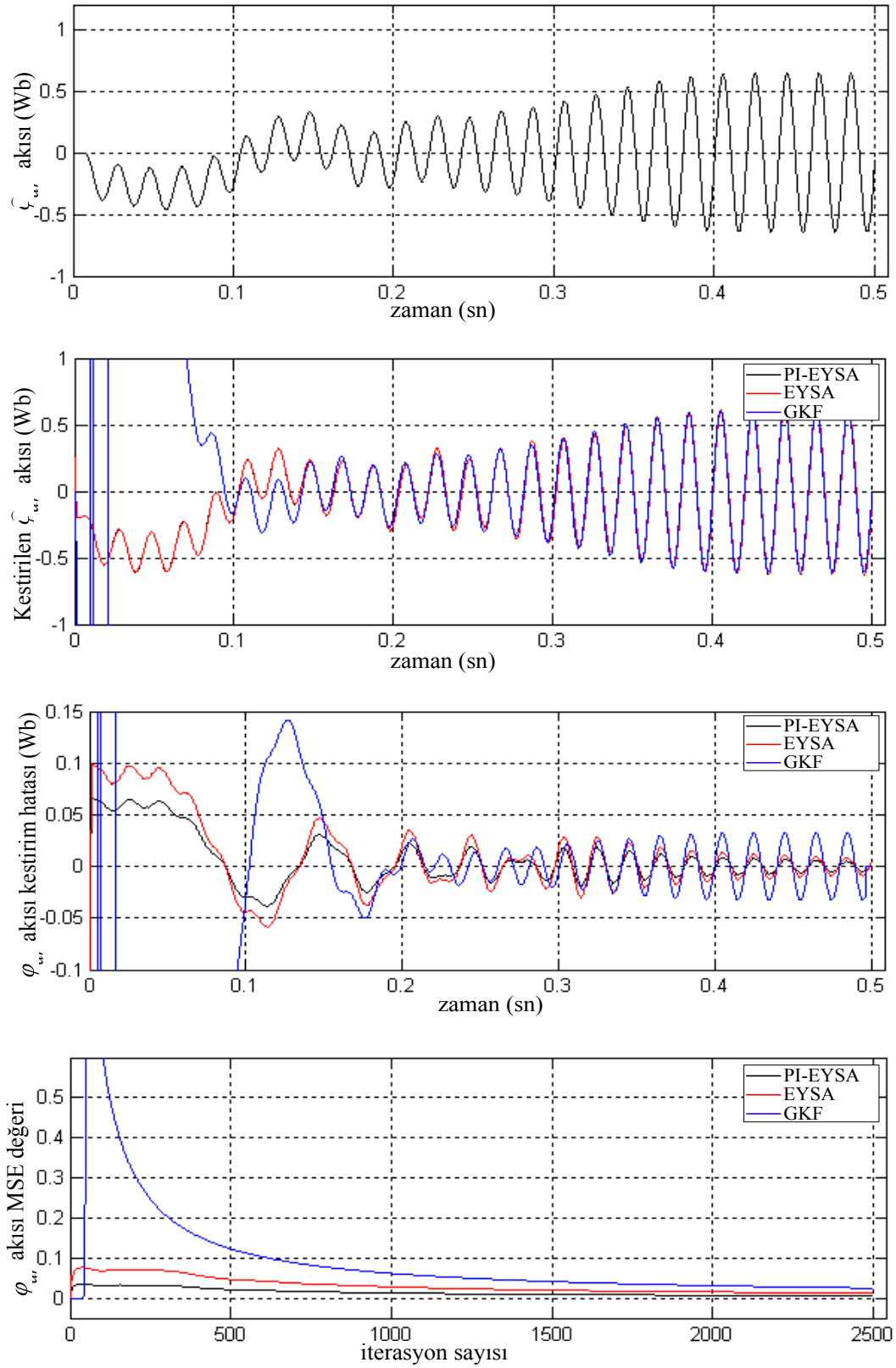
Şekil 5.13. 50Hz'lik 6 adım besleme için benzetim modelinden elde edilen giriş/çıkış eğrileri, ( $T_y=1Nm$ ).



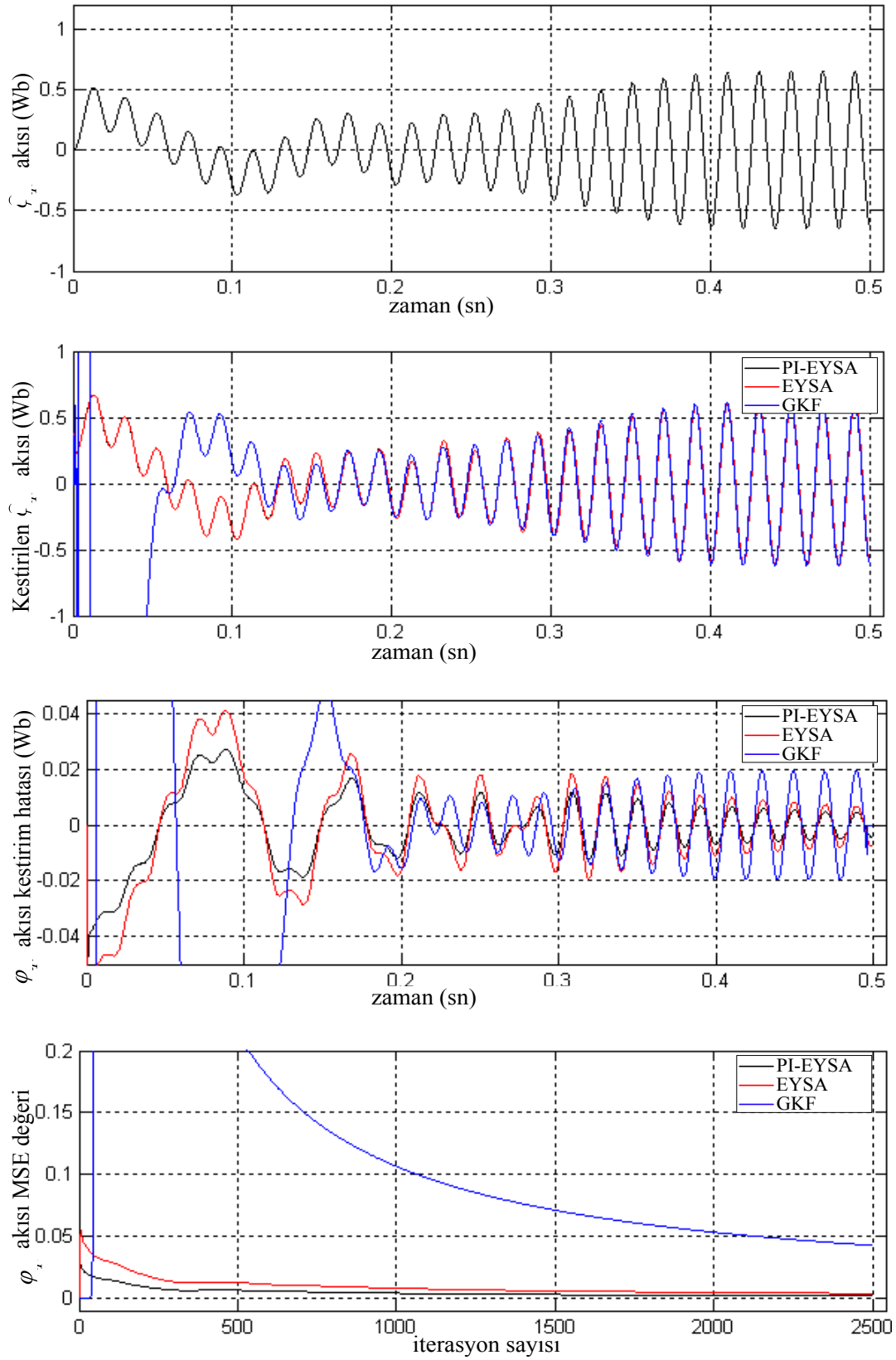
Şekil 5.14. 50Hz'lik 6 adım besleme için benzetim ölçümlerine dayalı  $d$  eksenli akım kestirim sonuçları ( $T_y=1\text{Nm}$ ).



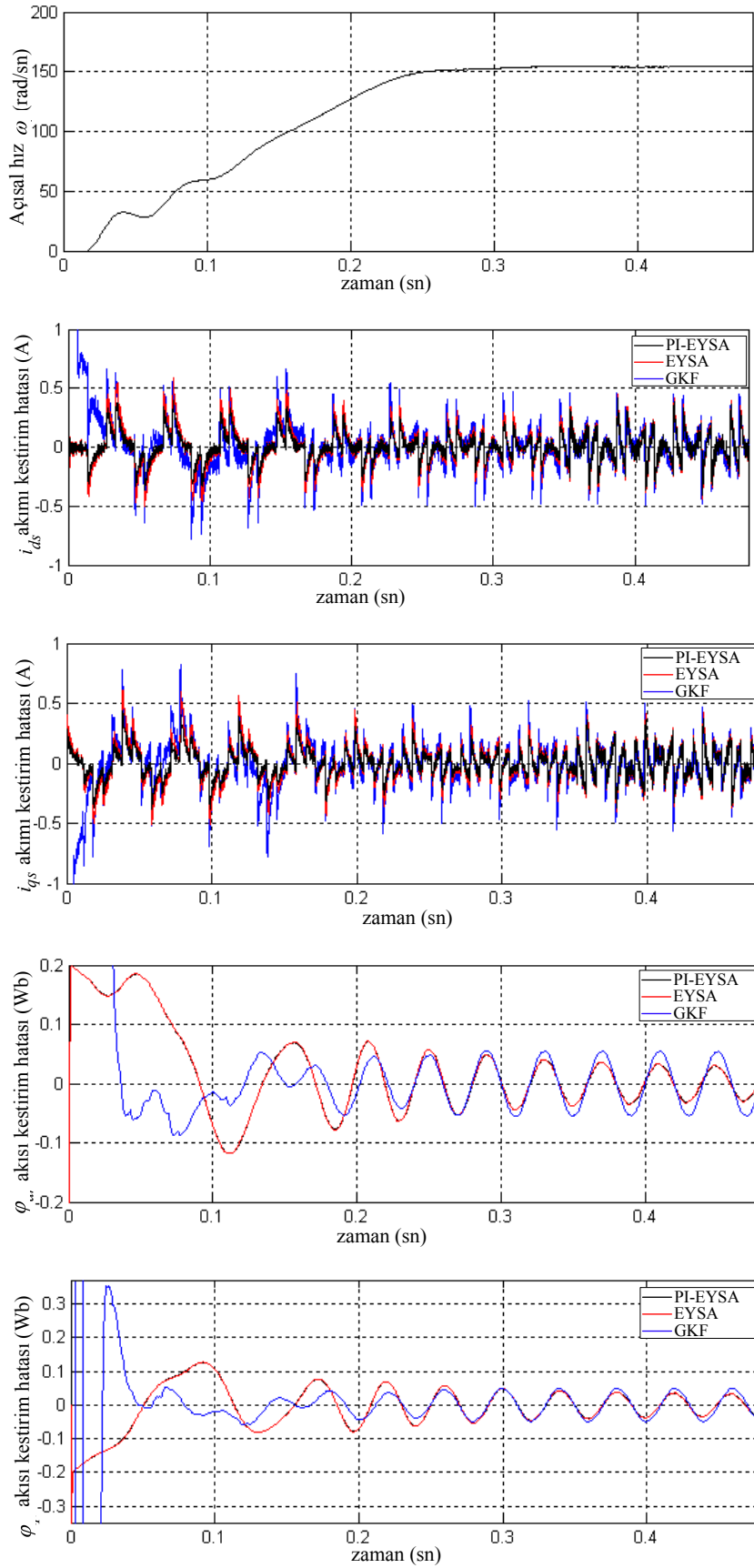
Şekil 5.15. 50Hz'lik 6 adım besleme için benzetim ölçümlerine dayalı  $q$  eksenı akım kestirim sonuçları ( $T_y=1\text{Nm}$ ).



Şekil 5.16. 50Hz'lik 6 adım besleme için benzetim ölçümlerine dayalı  $d$  eksenli akı kestirim sonuçları ( $T_y=1Nm$ ).

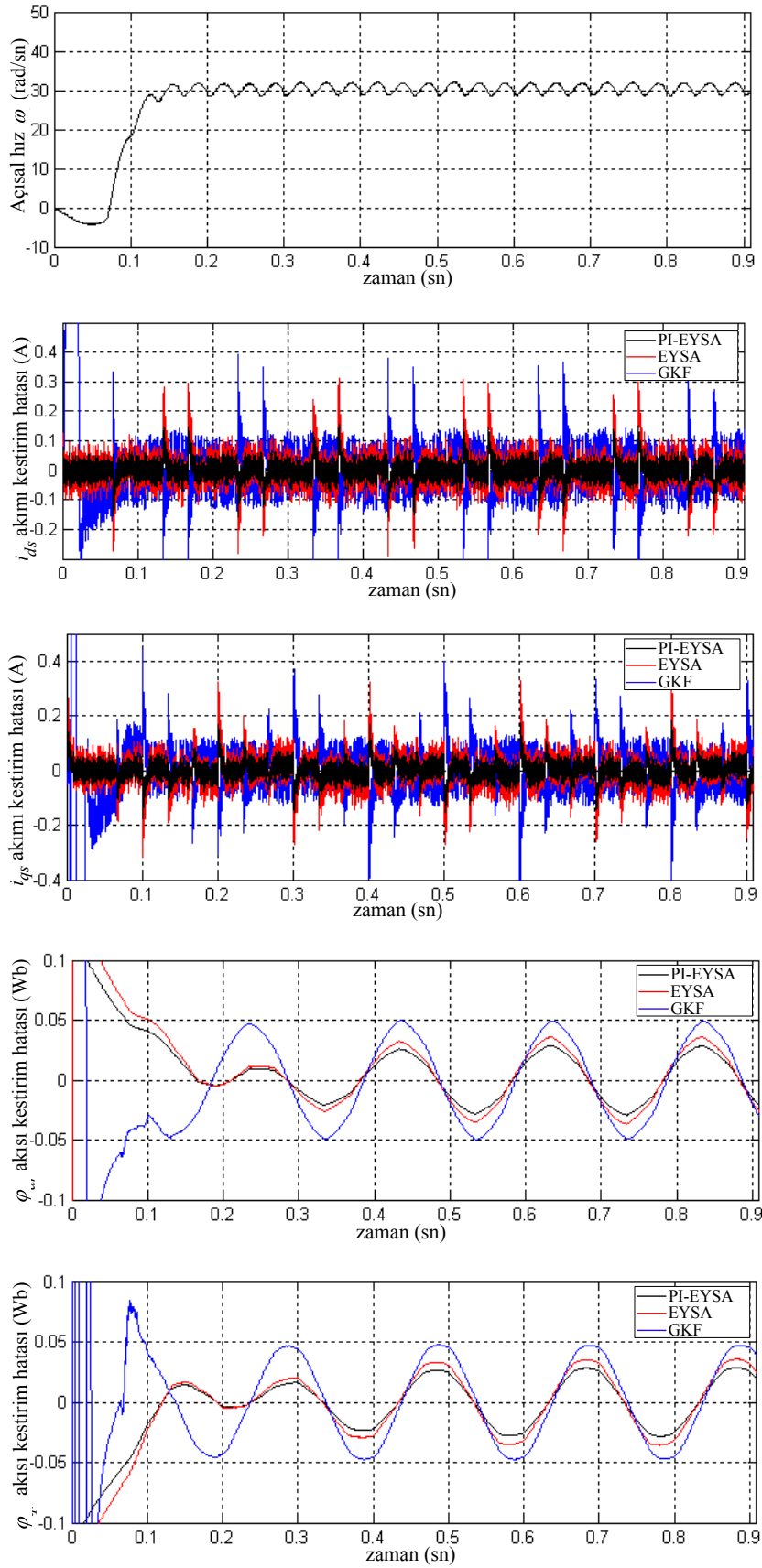


Şekil 5.17. 50Hz'lik 6 adım besleme için benzetim ölçümlerine dayalı  $q$  eksenı akı kestirim sonuçları ( $T_y=1Nm$ ).



Şekil 5.18. 25Hz'lik 6 adımlı besleme gerilimi için benzetim ölçümlerine dayalı kestirim sonuçları ( $T_y=1Nm$ ).





Şekil 5.19. 5Hz'lik 6 adımlı besleme gerilimi için benzetim ölçümlerine dayalı kestirim sonuçları ( $T_y=1Nm$ ).

Şekil 5.14'deki Ids akım bileşenine ait her bir k. örnekleme anına kadarki MSE eğrilerinden kestirim hatasının PI-EYSA ve EYSA algoritmaları birkaç iterasyon sonunda, GKF algoritması için ise 1700 iterasyon sonucunda 0.5'in altına düştüğü görülmektedir. Şekil 5.15'deki Iqs akım bileşenine ait her bir k. örnekleme anına kadarki MSE eğrilerinden, PI-EYSA algoritması için 2000 iterasyon sonunda 0.08, EYSA ve GKF algoritmaları için ise 2300. örnek sonunda 0,1 sürekli durum MSE hata değerine ulaşılmaktadır. Sürekli durum MSE kestirim hatasının PI-EYSA için daha küçük olduğu açıkça görülmektedir. Aynı kestirim sonuçlarından Iqs ve Ids stator akımı bileşenlerinin PI-EYSA algoritması ile daha kısa sürede kestirildiği görülmektedir.

Şekil 5.16'dan  $\phi$  akısının 0.4 sn sonunda GKF için yaklaşık  $\mp$  arasında, önerilen algoritmalar ile yaklaşık  $\mp$  arasında sinüsoidal formda değişen sürekli kestirim hatasına sahip olduğu görülmektedir. Aynı şekilde  $\phi$  akı bileşenine ilişkin kestirim hatası MSE değerinin GKF için 2000 iterasyon sonunda yaklaşık 0.03, önerilen algoritmalar için ise 1500 iterasyon sonucunda yaklaşık 0.01 sürekli durum değerine yakınsadığı görülmektedir. Şekil 5.17'den  $\phi$  akısının 0.4 sn sonunda GKF için yaklaşık olarak  $\mp$  arasında, EYSA algoritması için yaklaşık olarak  $\mp$  arasında, PI-EYSA algoritması için ise yaklaşık olarak  $\mp$  arasında sinüsoidal formda değişen sürekli durum kestirim hatasına sahip olduğu görülmektedir. Aynı şekilden  $\phi$  akı bileşenine ilişkin kestirim hatası MSE değerinin GKF için 2300 iterasyon sonunda 0.05 değerinin altına düşebildiği; önerilen algoritmalar için ise 2000 iterasyon sonucunda sıfıra oldukça yakın değere yakınsadığı görülmektedir.

Şekil 5.18'de 25 Hz'lik 6 adım besleme için kestirim sonuçları verilmiştir. Kestirim sonuçlarından  $\phi$  ve  $\phi$  akı bileşenlerinin sürekli durum hata değişimlerinin GKF algoritması için yaklaşık  $\mp$ , EYSA ve PI-EYSA algoritmaları için ise yaklaşık  $\mp$  hata bandı içerisinde olduğu görülmektedir.

Şekil 5.19 ile verilen 5 Hz'lik 6 adım beslemeye ilişkin kestirim sonuçlarından PI-EYSA'ya dayalı rotor akı bileşenlerine ilişkin sürekli durum kestirim hatalarının GKF ve EYSA'ya dayalı sürekli durum kestirim hatalarından daha küçük olup, yaklaşık  $\mp$  hata bandı içerisinde sinüsoidal formda değiştiği görülmektedir.

GKF ve önerilen kestirim algoritmalarının kestirim performanslarını değişik frekanslı 6 adım besleme gerilimleri ve farklı yük momentleri altında test edebilmek için İM boşa çalışmadan nominal yük momentine kadar %20'lik artımlarla yüklenmiştir. Her bir yük artımı için 10 Hz, 20Hz, 30Hz, 40Hz ve 50 Hz'lik 6 adım besleme gerilimlerine ilişkin MSE kestirim sonuçları Tablo 5.7 – 5.12'de verilmiştir. Tablolardan İM'nin stator akım ve rotor akı bileşenlerine ilişkin 3500. iterasyon sonundaki sürekli durum ortalama karesel hatanın önerilen algoritmalar için GKF'ye göre daha küçük olduğu, PI-EYSA için ise en küçük değerde olduğu açıkça görülmektedir.

Tablo 5.7. 6 adım besleme ve %00 yük momentini için ortalama karesel hata değerleri.

Ty =%00; 6 adım besleme; İterasyon sayısı = 3500						
İqs			İds			
f(Hz)	PI-EYSA	EYSA	GKF	PI-EYSA	EYSA	GKF
10	0.31	0.40	0.51	0.28	0.36	0.44
20	0.15	0.19	0.26	0.13	0.17	0.28
30	0.068	0.084	0.102	0.057	0.072	0.109
40	0.028	0.034	0.044	0.021	0.026	0.052
50	0.012	0.014	0.016	0.008	0.009	0.013
φqr			φqr			
f(Hz)	PI-EYSA	EYSA	GKF	PI-EYSA	EYSA	GKF
10	0.006	0.007	0.018	0.008	0.011	0.023
20	0.005	0.006	0.010	0.0065	0.007	0.012
30	0.004	0.007	0.012	0.006	0.0075	0.015
40	0.005	0.0055	0.009	0.006	0.007	0.010
50	0.005	0.0062	0.011	0.0064	0.007	0.014

Tablo 5.8. 6 adım besleme ve %20 yük momenti için ortalama karesel hata değerleri.

Ty =%20; 6 adım besleme; İterasyon sayısı =3500						
iqs			ids			
f(Hz)	PI-EYSA	EYSA	GKF	PI-EYSA	EYSA	GKF
10	0.010	0.013	0.032	0.007	0.009	0.014
20	0.024	0.030	0.045	0.020	0.026	0.036
30	0.056	0.070	0.083	0.050	0.063	0.076
40	0.122	0.156	0.201	0.113	0.143	0.176
50	0.243	0.316	0.633	0.228	0.287	0.812
φqr			φdr			
f(Hz)	PI-EYSA	EYSA	GKF	PI-EYSA	EYSA	GKF
10	0.003	0.004	0.005	0.002	0.004	0.007
20	0.002	0.003	0.005	0.004	0.007	0.010
30	0.003	0.002	0.006	0.003	0.005	0.008
40	0.003	0.004	0.010	0.002	0.0035	0.090
50	0.0024	0.0029	0.0093	0.004	0.007	0.012

Tablo 5.9. 6 adım besleme ve %40 yük momenti için ortalama karesel hata değerleri.

Ty =%40; 6 adım besleme; İterasyon sayısı =3500						
iqs			ids			
f(Hz)	PI-EYSA	EYSA	GKF	PI-EYSA	EYSA	GKF
10	0.39	0.57	0.71	0.40	0.51	0.90
20	0.19	0.26	0.41	0.19	0.24	0.52
30	0.09	0.119	0.133	0.088	0.121	0.142
40	0.044	0.060	0.077	0.041	0.054	0.072
50	0.015	0.018	0.022	0.010	0.012	0.028
φqr			φdr			
f(Hz)	PI-EYSA	EYSA	GKF	PI-EYSA	EYSA	GKF
10	0.0019	0.0029	0.0090	0.003	0.005	0.011
20	0.002	0.003	0.008	0.003	0.0045	0.010
30	0.0019	0.0034	0.006	0.0027	0.0033	0.008
40	0.003	0.004	0.008	0.001	0.0016	0.0034
50	0.005	0.006	0.009	0.005	0.006	0.008

Tablo 5.10. 6 adım besleme ve %60 yük momenti için ortalama karesel hata değerleri.

Ty =%60; 6 adım besleme; İterasyon sayısı =3500						
iqs			ids			
f(Hz)	PI-EYSA	EYSA	GKF	PI-EYSA	EYSA	GKF
10	0.39	0.57	0.71	0.40	0.51	0.90
20	0.19	0.26	0.41	0.19	0.24	0.52
30	0.09	0.119	0.133	0.088	0.121	0.142
40	0.044	0.060	0.077	0.041	0.054	0.072
50	0.015	0.018	0.022	0.010	0.012	0.028
φqr			φdr			
f(Hz)	PI-EYSA	EYSA	GKF	PI-EYSA	EYSA	GKF
10	0.0019	0.0029	0.0090	0.003	0.005	0.011
20	0.002	0.003	0.008	0.003	0.0045	0.010
30	0.0019	0.0034	0.006	0.0027	0.0033	0.008
40	0.003	0.004	0.008	0.001	0.0016	0.0034
50	0.005	0.006	0.009	0.005	0.006	0.008

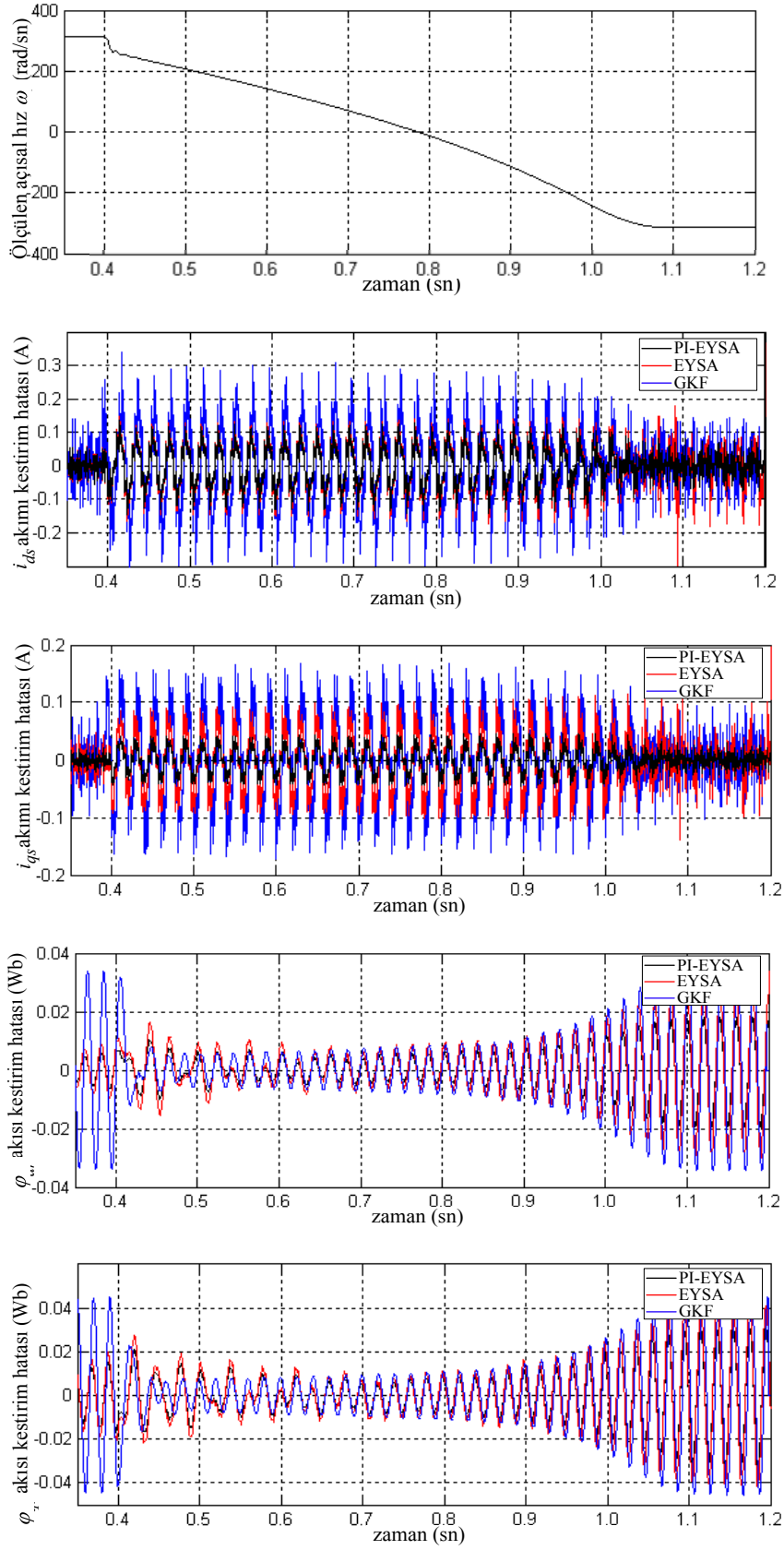
Tablo 5.11. 6 adım besleme ve %80 yük momenti için ortalama karesel hata değerleri.

Ty=%80; 6 adım besleme; İterasyon sayısı = 3500						
İqs			İds			
f(Hz)	PI-EYSA	EYSA	GKF	PI-EYSA	EYSA	GKF
10	0.59	0.79	0.88	0.50	0.67	0.95
20	0.28	0.37	0.62	0.25	0.33	0.46
30	0.078	0.099	0.111	0.070	0.089	0.126
40	0.026	0.032	0.066	0.022	0.028	0.056
50	0.025	0.028	0.046	0.013	0.015	0.062
φqr			φdr			
f(Hz)	PI-EYSA	EYSA	GKF	PI-EYSA	EYSA	GKF
10	0.0107	0.0111	0.0125	0.0186	0.0192	0.0210
20	0.0076	0.0091	0.0180	0.012	0.015	0.019
30	0.0037	0.0041	0.0078	0.0055	0.0068	0.092
40	0.003	0.0036	0.0068	0.0040	0.0046	0.0099
50	0.012	0.016	0.021	0.009	0.011	0.013

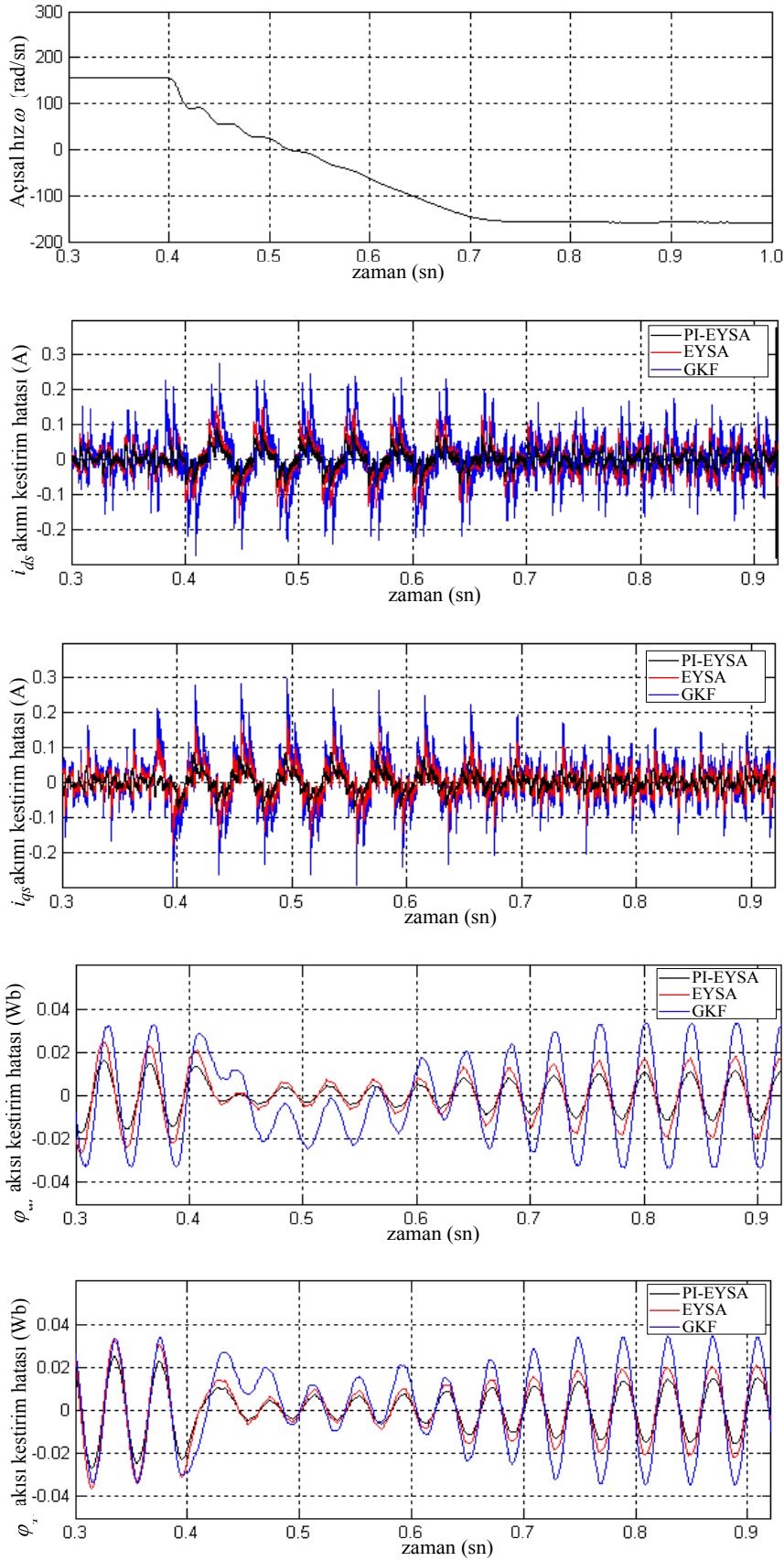
Tablo 5.12. 6 adım besleme ve %100 yük momenti için ortalama karesel hata değerleri.

Ty=%100; 6 adım besleme; İterasyon sayısı = 3500						
İqs			İds			
f(Hz)	PI-EYSA	EYSA	GKF	PI-EYSA	EYSA	GKF
10	0.28	0.36	0.44	0.26	0.33	0.39
20	0.316	0.416	0.512	0.260	0.345	0.390
30	0.056	0.070	0.082	0.051	0.064	0.099
40	0.032	0.039	0.046	0.0256	0.0319	0.0459
50	0.013	0.015	0.019	0.009	0.0109	0.016
φqr			φdr			
f(Hz)	PI-EYSA	EYSA	GKF	PI-EYSA	EYSA	GKF
10	0.0038	0.0042	0.0072	0.0051	0.0062	0.0091
20	0.010	0.011	0.021	0.017	0.019	0.024
30	0.0028	0.0032	0.0052	0.0039	0.0046	0.0085
40	0.0043	0.0052	0.0082	0.0061	0.0081	0.0110
50	0.016	0.029	0.033	0.014	0.022	0.027

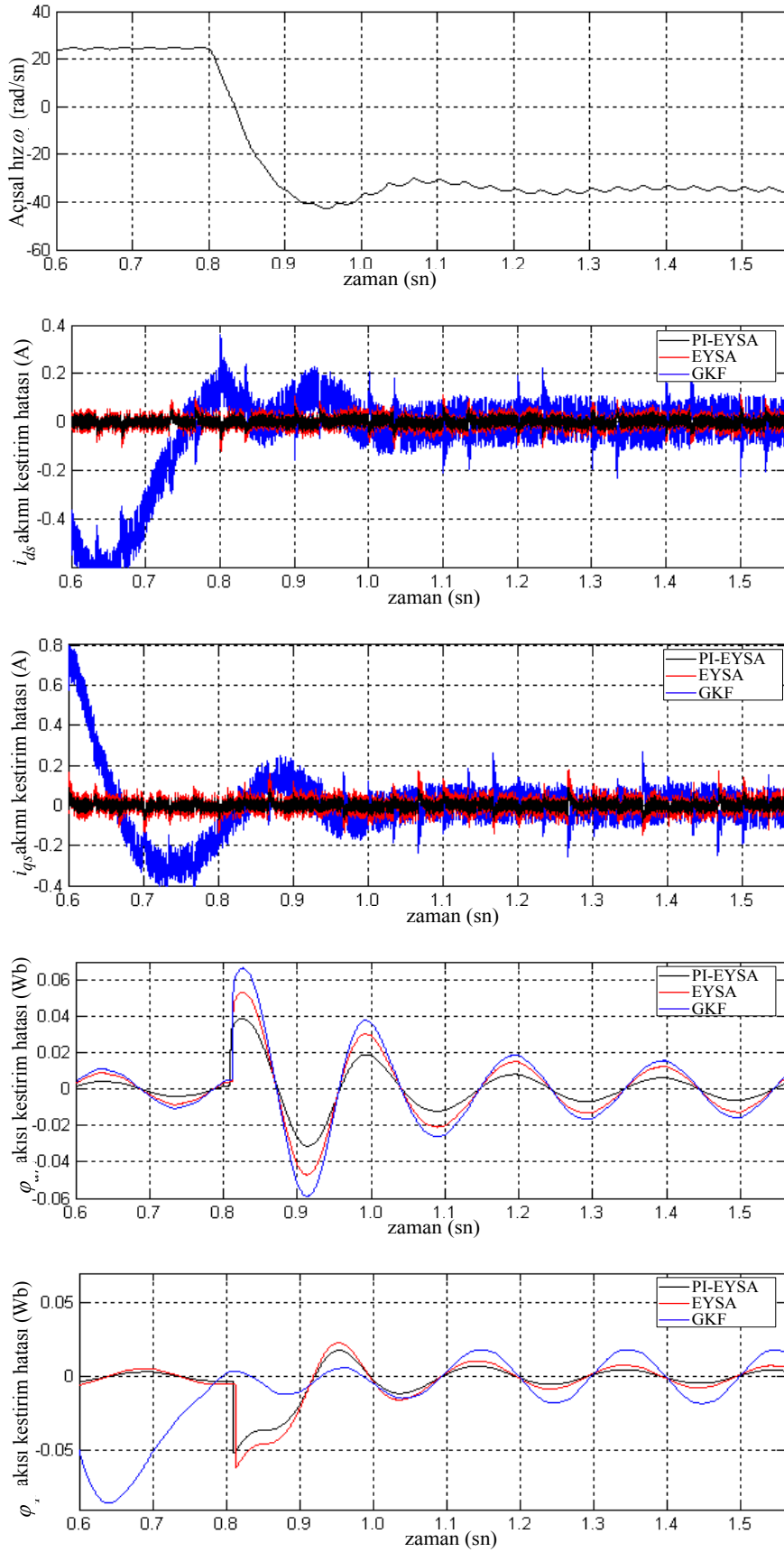
50 Hz, 25 Hz ve 5 Hz'lik 6 adım beslemeye ilişkin trapezoidal hız değişimi kestirim sonuçları şekil 5.20, 5.21 ve 5.22'de verilmiştir.



Şekil 5.20. 50Hz'lik 6 adım besleme için trapezoidal hız değişimine ilişkin benzetim modelinden elde edilen kestirim sonuçları ( $T_y=1\text{Nm}$ ).



Şekil 5.21. 25Hz'lik 6 adım besleme için trapezoidal hız değişimine ilişkin benzetim modelinden elde edilen kestirim sonuçları ( $T_y=1Nm$ ).



Şekil 5.22. 5Hz'lik 6 adım besleme için trapezoidal hız değişimine ilişkin benzetim modelinden elde edilen kestirim sonuçları ( $T_y=1Nm$ ).

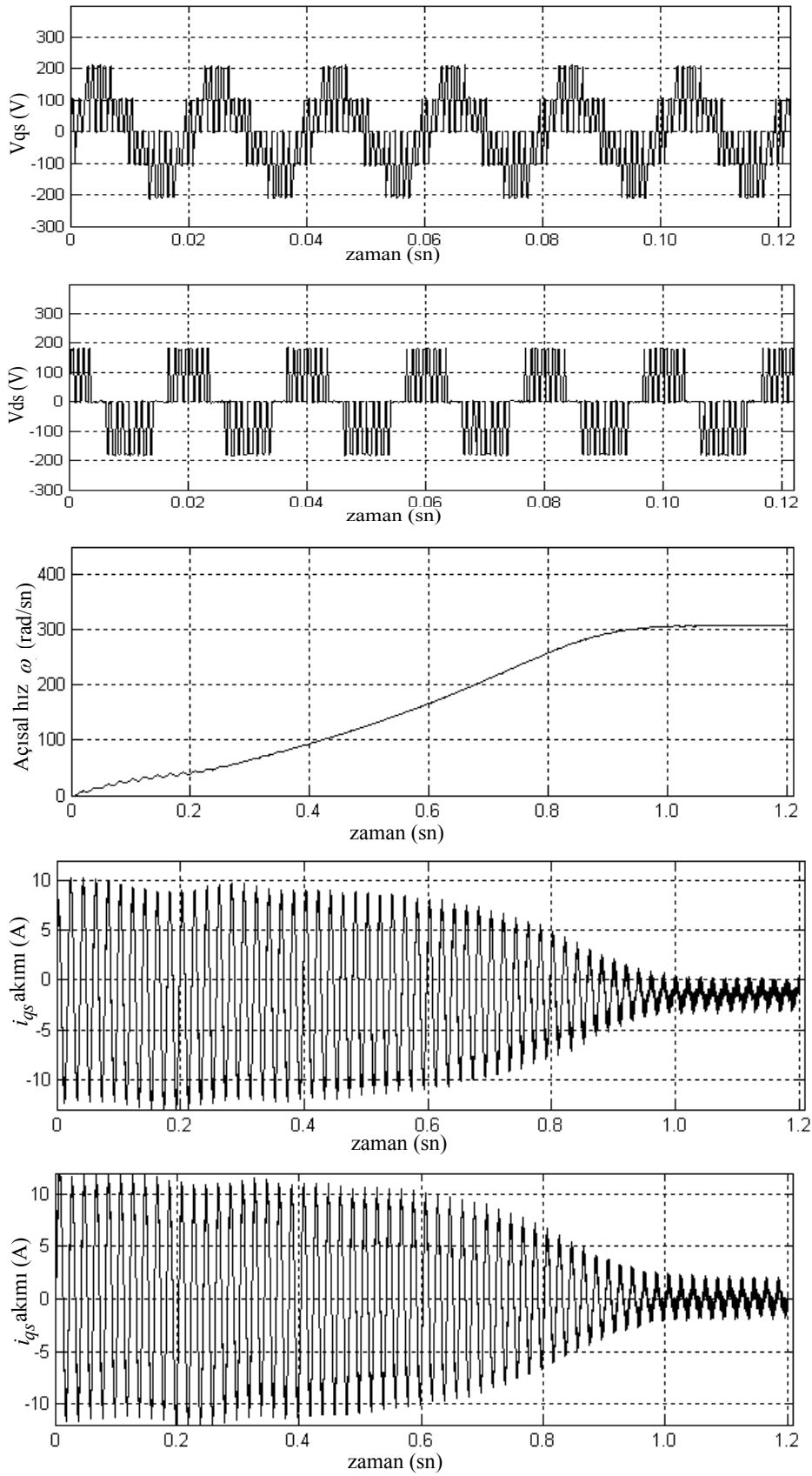


Şekil 5.20'den stator akım bileşenlerine ilişkin kestirim hatasının PI-EYSA algoritması için en küçük değerde olduğu motorun yön değiştirme süresince yaklaşık olarak  $I_{ds}$  akım bileşeni için  $\mp$  değerleri arasında,  $I_{qs}$  akım bileşenleri için ise yaklaşık olarak  $\mp$  değerleri arasında değiştiği görülmektedir. Motorun ters yönde sürekli hız değerine ulaştıktan sonra akım kestirim hatasının ise yaklaşık olarak  $\mp$  değerleri arasında değiştiği görülmektedir. Aynı şekilde rotor akı bileşenlerine ilişkin kestirim hatasının PI-EYSA algoritması için en küçük değerde olduğu motorun ters yönde sürekli hız değerine ulaştıktan sonra yaklaşık olarak  $\mp$  değerleri arasında değiştiği görülmektedir.

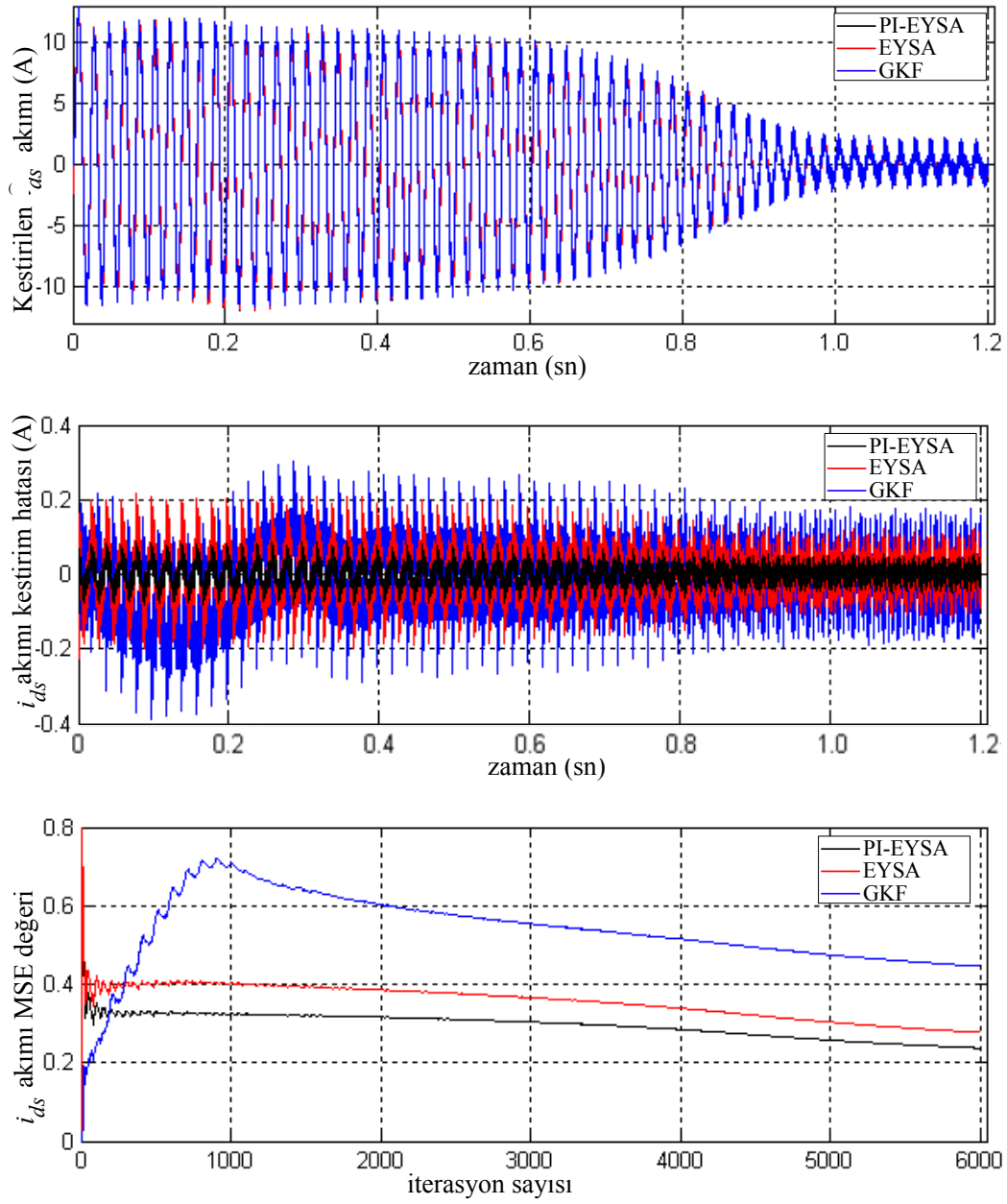
Şekil 5.21 ve şekil 5.22'deki 25 Hz ve 5 Hz'lik beslemeye ilişkin trapezoidal hız değişimi kestirim sonuçlarından, motorun ters yönde sürekli hız değerine ulaştıktan sonraki kestirim hatası sürekli durum değerlerinin PI-EYSA stator akım bileşenleri için  $\mp$  ve rotor akı bileşenleri için  $\mp$  değerleri ile en küçük hata aralığına sahip olduğu görülmektedir.

### 5.3.1.3. PWM beslemeye ilişkin kestirim sonuçları

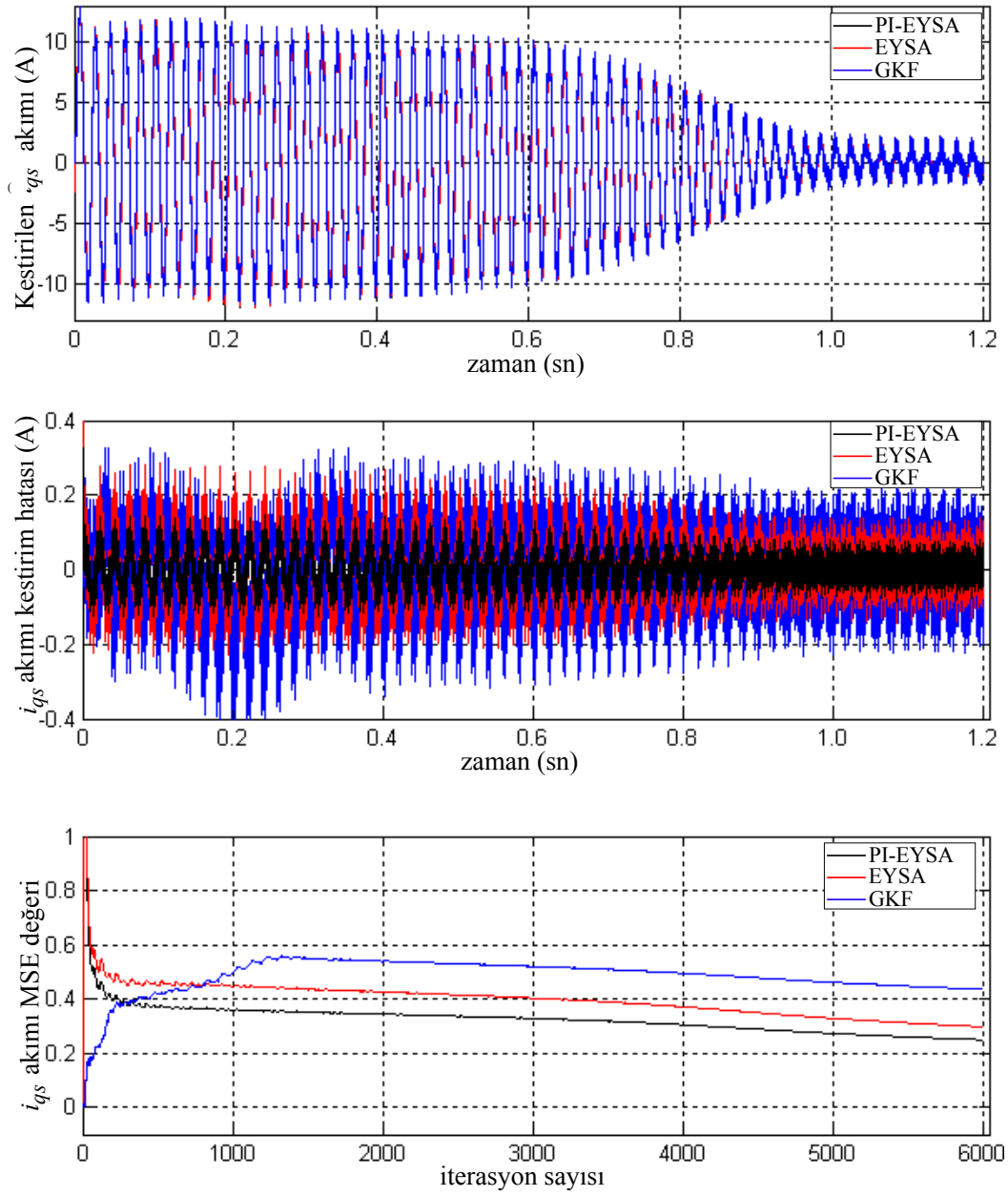
50Hz'lik PWM beslemeye ilişkin 0'dan nominal hıza ulaşan hızlanma eğrisi için 1Nm yük altında d-q eksen sistemindeki benzetim çıkış ölçümlerine (Şekil 5.23) dayalı kestirim sonuçları Şekil 5.24 – Şekil 5.27'de, 25Hz ve 5Hz'lik PWM beslemeye ilişkin kestirim sonuçları ise Şekil 5.28 ve Şekil 5.29'da verilmiştir.



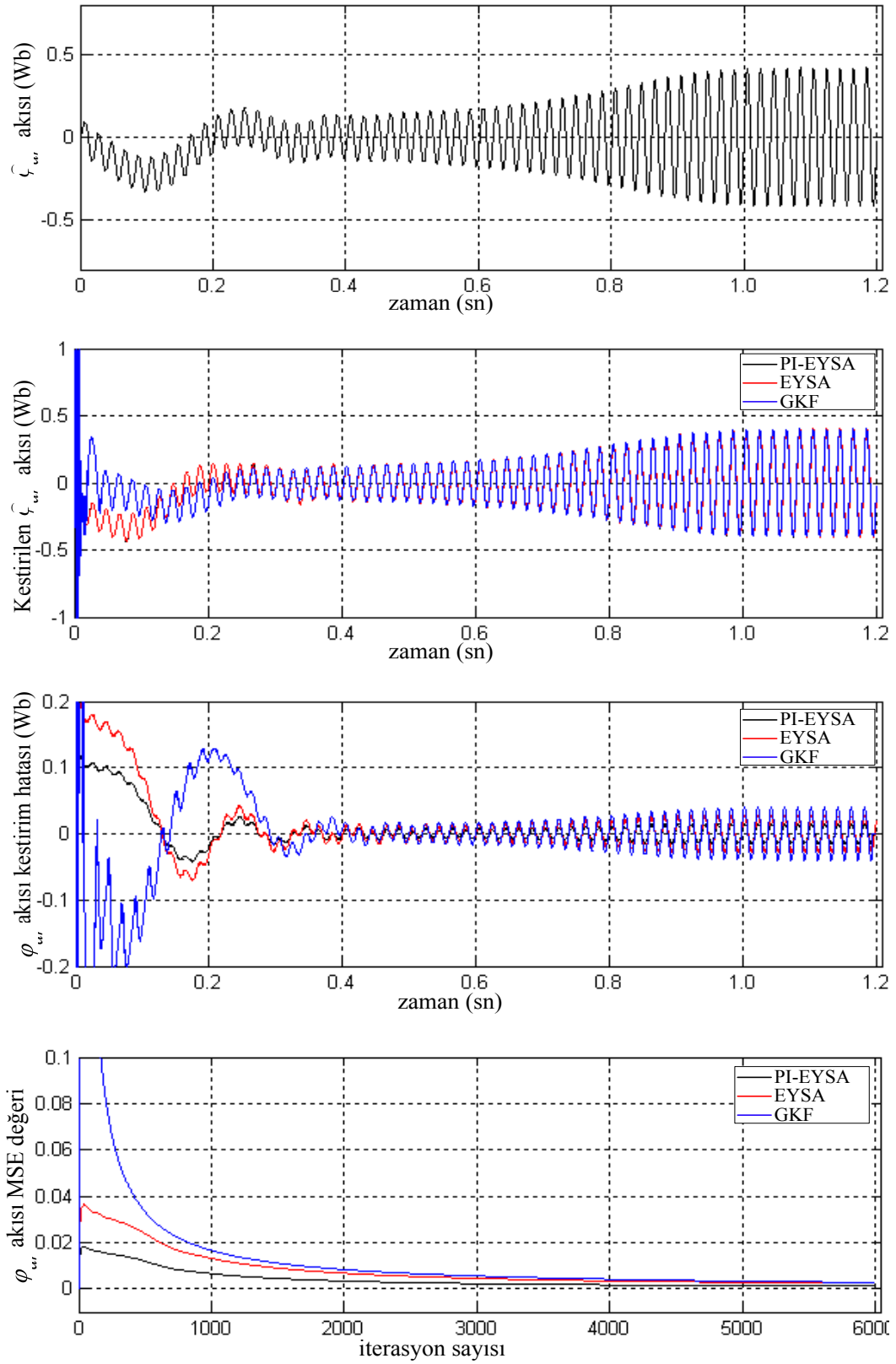
Şekil 5.23. 50Hz'lik PWM besleme için benzetim modelinden elde edilen giriş/çıkış eğrileri, ( $T_y=1\text{Nm}$ ).



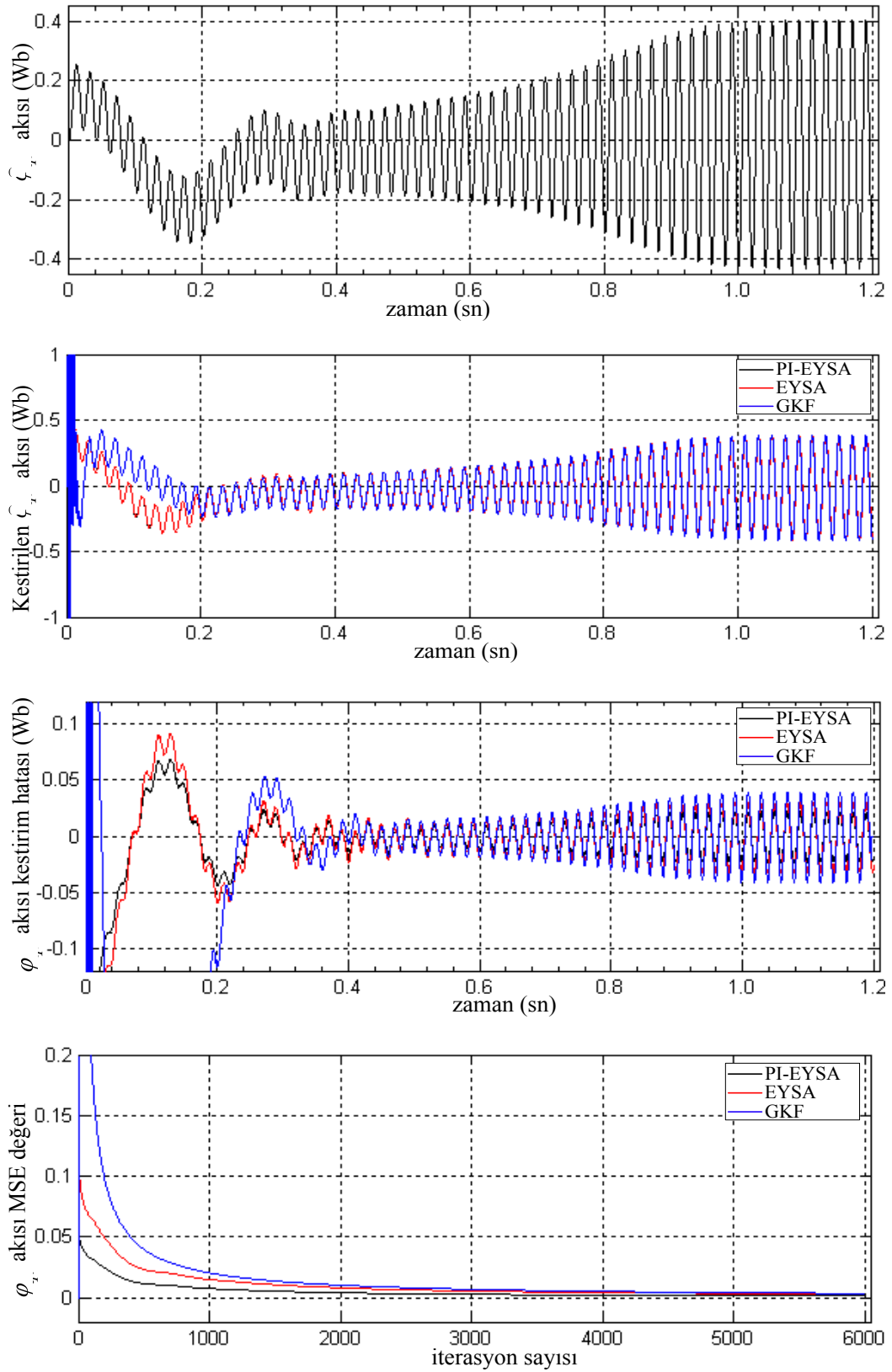
Şekil 5.24. 50Hz'lik PWM besleme için benzetim ölçümlerine dayalı  $d$  eksenli akım kestirim sonuçları ( $T_y=1\text{Nm}$ ).



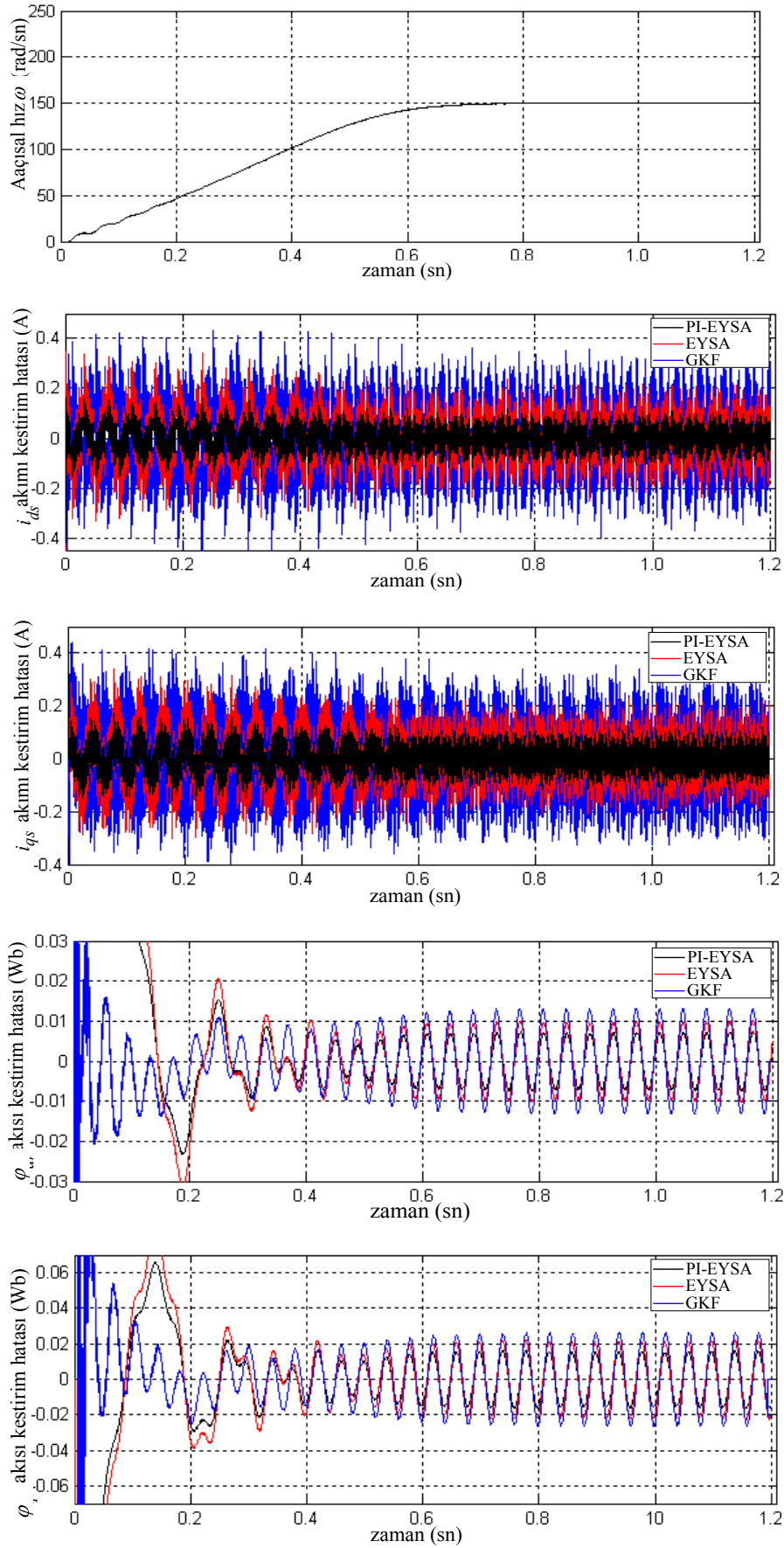
Şekil 5.25. 50Hz'lik PWM besleme için benzetim ölçümlerine dayalı  $q$  eksenli akım kestirim sonuçları ( $T_y=1Nm$ ).



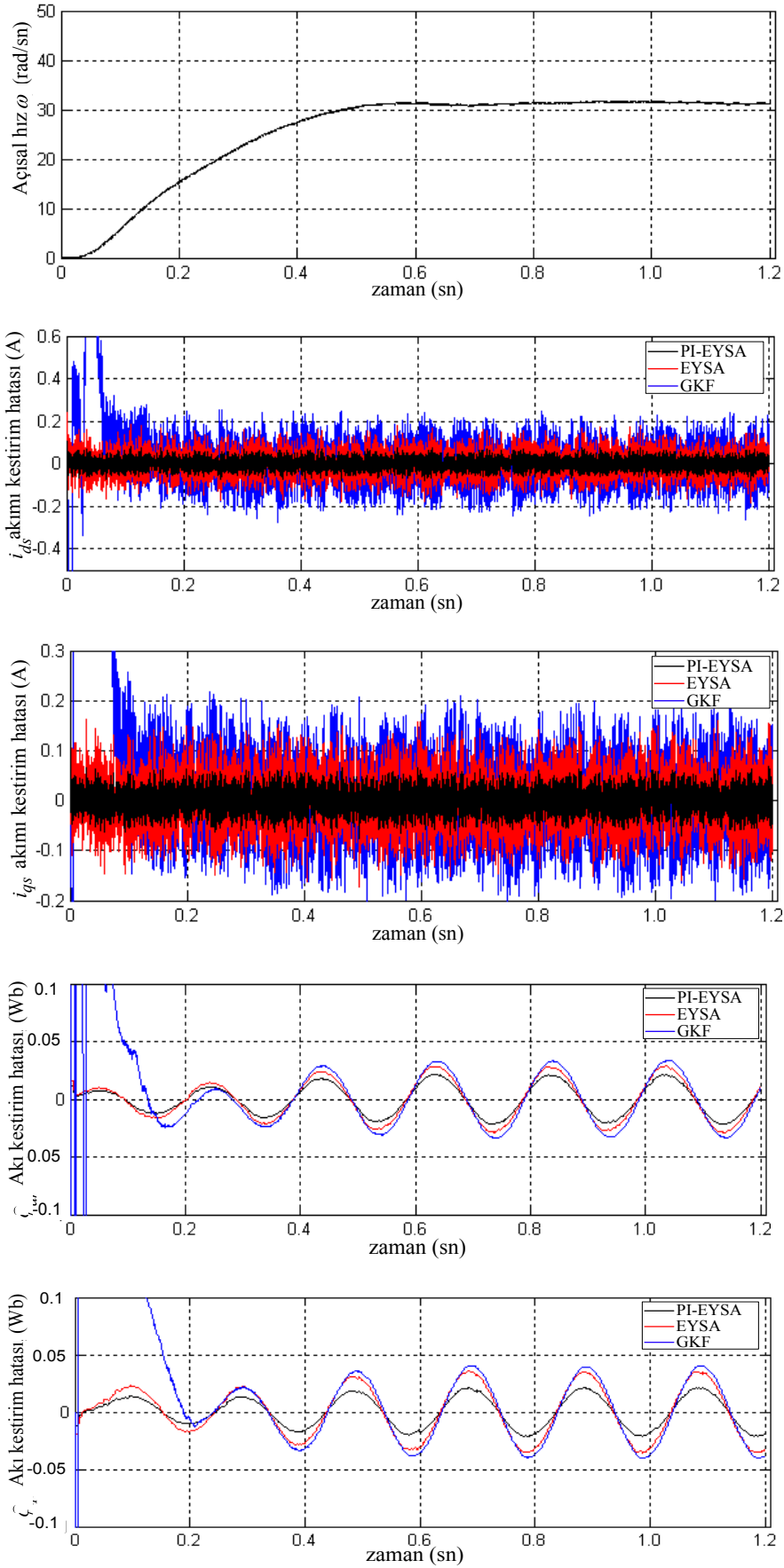
Şekil 5.26. 50Hz'lik PWM besleme için benzetim ölçümlerine dayalı  $d$  eksenı akı kestirim sonuçları ( $T_y=1Nm$ ).



Şekil 5.27. 50Hz'lik PWM besleme için benzetim ölçümlerine dayalı  $q$  eksenli akı kestirim sonuçları ( $T_y=1Nm$ ).



Şekil 5.28. 25Hz'lik PWM besleme için benzetim ölçümlerine dayalı kestirim sonuçları ( $T_y=1Nm$ ).



Şekil 5.29. 5Hz'lik PWM besleme için benzetim ölçümlerine dayalı kestirim sonuçları ( $T_y=1N$ ).



Şekil 5.24'deki Ids akım bileşenine ait her bir k. örnekleme anına kadarki MSE eğrilerinden, PI-EYSA algoritması için 3000 iterasyon, EYSA algoritması için 5000 iterasyon sonunda 0.3'den küçük sürekli durum MSE hata değerine düşmektedir. GKF algoritmasında ise 6000 iterasyon sonunda bile 0.3'ün altına düşmediği görülmektedir. Şekil 5.25'deki Iqs akım bileşenine ait MSE eğrilerinden, PI-EYSA algoritması için 300 iterasyon, EYSA algoritması için 3000 iterasyon sonunda 0,4'den küçük sürekli durum MSE hata değerine düşebildiği görülmektedir. Sürekli durum MSE kestirim hatasının PI-EYSA için daha küçük olduğu açıkça görülmektedir. Aynı kestirim sonuçlarından Iqs ve Ids stator akımı bileşenlerine ilişkin sürekli durum kestirim hatasının  $\mp$  değerleri arasında değiştiği görülmektedir. Şekil 5.26 ve 5.27'deki kestirim eğrilerinden  $\phi$  ve  $\phi$  rotor akı bileşenlerinin sürekli durum kestirim hatası değerinin yaklaşık  $\mp$  b değerleri arasında sinüsoidal formda değiştiği görülmektedir. Aynı kestirim eğrilerinden  $\phi$  ve  $\phi$  akı bileşenlerine ilişkin sürekli durum MSE hatasının PI-EYSA algoritması için 3000 iterasyon, EYSA ve GKF algoritmaları için ise 5000 iterasyon sonunda sıfıra oldukça yakın değere yakınsadığı görülmektedir.

Şekil 5.28'de 25 Hz'lik PWM besleme için kestirim sonuçları verilmiştir. Kestirim sonuçlarından  $\phi$  ve  $\phi$  akı bileşenlerinin sürekli durum hata değişimlerinin PI-EYSA algoritması için en küçük değerde olup,  $\phi$  akı bileşeni için yaklaşık  $\mp$  b,  $\phi$  akı bileşeni için ise yaklaşık  $\mp$  b değerleri arasında sinüsoidal olarak değiştiği görülmektedir.

Şekil 5.29 ile verilen 5 Hz'lik PWM beslemeye ilişkin kestirim sonuçlarından PI-EYSA'ya dayalı rotor akı bileşenlerine ilişkin sürekli durum hatalarının GKF ve EYSA'ya dayalı sürekli durum kestirim hatalarından daha küçük olduğu ve yaklaşık  $\mp$  hata bandı içerisinde sinüsoidal formda değiştiği görülmektedir.

GKF ve önerilen kestirim algoritmalarının kestirim performanslarını değişik frekanslı PWM besleme gerilimleri ve farklı yük momentleri altında test edebilmek için İM boşa çalışmadan nominal yük momentine kadar %20'lik artımlarla

yüklenmiştir. Her bir yük artımı için 10 Hz, 20Hz, 30Hz, 40Hz ve 50 Hz'lik sünisoidal besleme gerilimlerine ilişkin MSE kestirim sonuçları Tablo 5.13 – 5.18'de verilmiştir. Tablolardan İM'nin stator akım ve rotor akı bileşenlerine ilişkin 10000. iterasyon sonundaki sürekli durum ortalama karesel hatanın önerilen algoritmalar için GKF'ye göre daha küçük, PI-EYSA için ise en küçük değerde olduğu açıkça görülmektedir.

Tablo 5.13. PWM besleme ve %00 yük momenti için ortalama karesel hata değerleri.

Ty =%00; pwm besleme; İterasyon sayısı = 10000						
iqs			ids			
f(Hz)	PI-EYSA	EYSA	GKF	PI-EYSA	EYSA	GKF
10	0.24	0.28	0.35	0.23	0.26	0.38
20	0.13	0.15	0.22	0.12	0.14	0.19
30	0.063	0.071	0.092	0.063	0.074	0.011
40	0.028	0.031	0.044	0.027	0.031	0.048
50	0.011	0.015	0.032	0.009	0.011	0.024
φqr			φqr			
f(Hz)	PI-EYSA	EYSA	GKF	PI-EYSA	EYSA	GKF
10	0.003	0.004	0.009	0.002	0.003	0.010
20	0.002	0.003	0.007	0.003	0.005	0.011
30	0.002	0.0025	0.006	0.003	0.0038	0.008
40	0.002	0.003	0.012	0.003	0.004	0.016
50	0.002	0.003	0.014	0.003	0.004	0.009

Tablo 5.14. PWM besleme ve %20 yük momenti için ortalama karesel hata değerleri.

Ty =%20; pwm besleme; İterasyon sayısı =10000						
iqs			ids			
f(Hz)	PI-EYSA	EYSA	GKF	PI-EYSA	EYSA	GKF
10	0.263	0.330	1.039	0.261	0.310	1.750
20	0.130	0.150	0.420	0.125	0.143	0.419
30	0.070	0.080	0.220	0.071	0.082	0.215
40	0.031	0.035	0.043	0.030	0.034	0.052
50	0.010	0.012	0.017	0.010	0.011	0.021
φqr			φqr			
f(Hz)	PI-EYSA	EYSA	GKF	PI-EYSA	EYSA	GKF
10	0.001	0.0015	0.010	0.001	0.0016	0.012
20	0.001	0.002	0.007	0.0015	0.003	0.005
30	0.0013	0.0014	0.003	0.002	0.0026	0.0034
40	0.0014	0.0018	0.0022	0.0018	0.002	0.003
50	0.0023	0.0027	0.034	0.0016	0.0018	0.003

Tablo 5.15. PWM besleme ve %40 yük momenti için ortalama karesel hata değerleri.

Ty =%40; pwm besleme; İterasyon sayısı =10000						
iqs			ids			
f(Hz)	PI-EYSA	EYSA	GKF	PI-EYSA	EYSA	GKF
10	0.25	0.30	0.40	0.23	0.27	0.38
20	0.15	0.16	0.29	0.16	0.175	0.33
30	0.065	0.073	0.099	0.065	0.079	0.111
40	0.029	0.032	0.052	0.028	0.030	0.049
50	0.009	0.011	0.023	0.011	0.014	0.019
φqr			φdr			
f(Hz)	PI-EYSA	EYSA	GKF	PI-EYSA	EYSA	GKF
10	0.0019	0.0022	0.009	0.003	0.0044	0.011
20	0.002	0.003	0.006	0.003	0.005	0.009
30	0.002	0.0025	0.0045	0.003	0.0042	0.0053
40	0.002	0.0025	0.008	0.003	0.004	0.014
50	0.002	0.003	0.016	0.003	0.004	0.011

Tablo 5.16. PWM besleme ve %60 yük momenti için ortalama karesel hata değerleri.

Ty =%60; pwm besleme; İterasyon sayısı =10000						
iqs			ids			
f(Hz)	PI-EYSA	EYSA	GKF	PI-EYSA	EYSA	GKF
10	0.288	0.35	0.42	0.27	0.32	0.49
20	0.194	0.232	0.263	0.184	0.224	0.291
30	0.068	0.078	0.102	0.070	0.084	0.122
40	0.030	0.034	0.044	0.031	0.033	0.048
50	0.010	0.011	0.026	0.009	0.010	0.019
φqr			φdr			
f(Hz)	PI-EYSA	EYSA	GKF	PI-EYSA	EYSA	GKF
10	0.0018	0.0022	0.0042	0.003	0.0042	0.0062
20	0.005	0.006	0.011	0.009	0.011	0.019
30	0.0019	0.0028	0.006	0.003	0.0044	0.008
40	0.002	0.004	0.009	0.0034	0.0042	0.011
50	0.0022	0.0032	0.0091	0.0027	0.0031	0.011

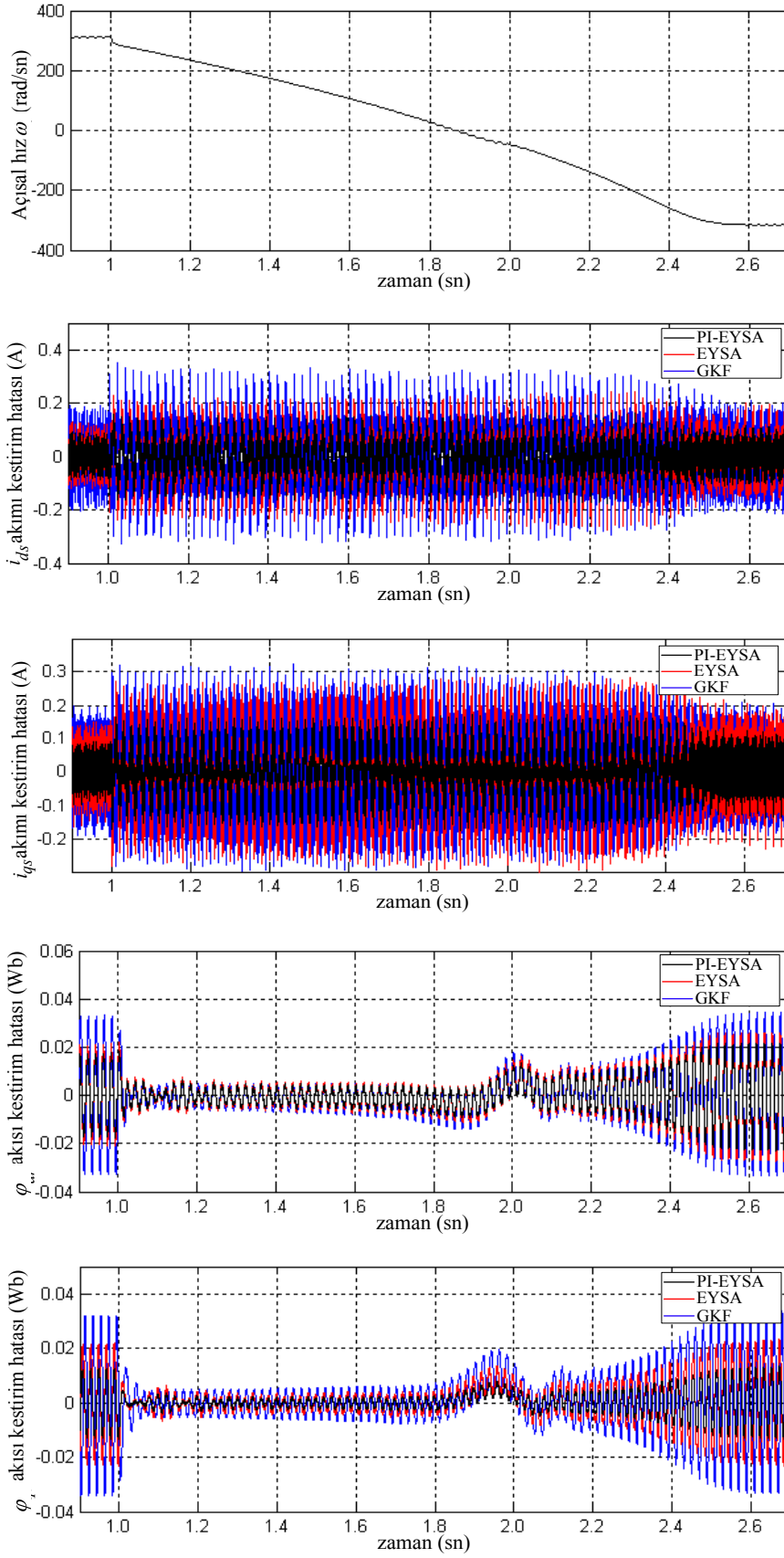
Tablo 5.17. PWM besleme ve %80 yük momenti için ortalama karesel hata değerleri.

Ty =%80; pwm besleme; İterasyon sayısı =10000						
iqs			ids			
f(Hz)	PI-EYSA	EYSA	GKF	PI-EYSA	EYSA	GKF
10	0.35	0.43	0.56	0.32	0.39	0.62
20	0.140	0.162	0.192	0.134	0.156	0.201
30	0.083	0.097	0.112	0.084	0.98	0.119
40	0.029	0.033	0.049	0.028	0.032	0.054
50	0.014	0.016	0.022	0.011	0.012	0.026
φqr			φdr			
f(Hz)	PI-EYSA	EYSA	GKF	PI-EYSA	EYSA	GKF
10	0.0030	0.0042	0.0066	0.0065	0.0078	0.0101
20	0.0015	0.0022	0.0041	0.0024	0.0032	0.0052
30	0.0028	0.0031	0.0070	0.0046	0.0062	0.0082
40	0.0015	0.0019	0.0033	0.0029	0.0041	0.0068
50	0.006	0.0075	0.0099	0.0062	0.0071	0.0103

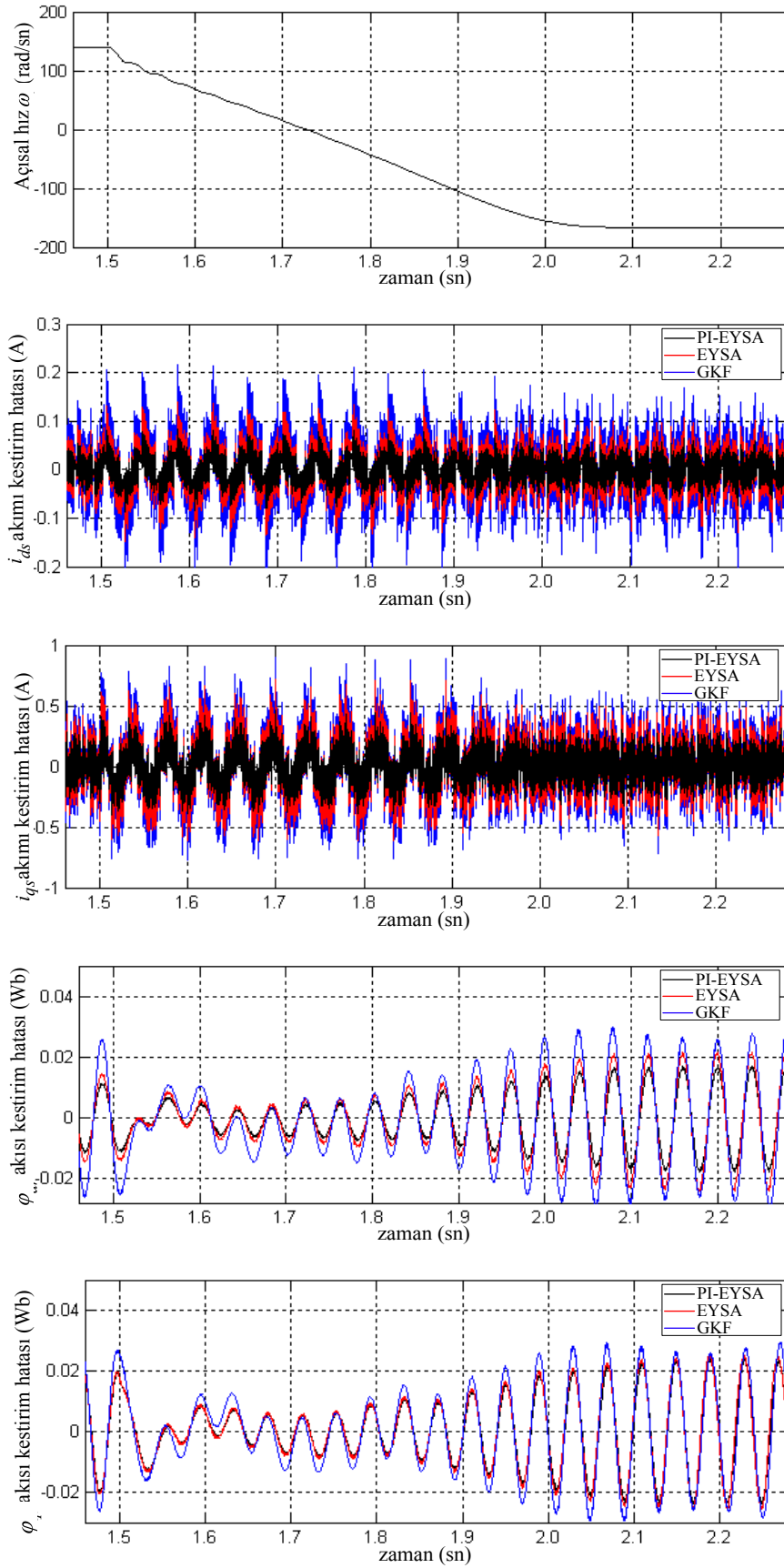
Tablo 5.18. PWM besleme ve %100 yük momenti için ortalama karesel hata değerleri.

Ty=%100; pwm besleme; İterasyon sayısı = 10000						
I <sub>qs</sub>			I <sub>ds</sub>			
f(Hz)	PI-EYSA	EYSA	GKF	PI-EYSA	EYSA	GKF
10	0.366	0.462	0.502	0.332	0.410	0.526
20	0.198	0.241	0.266	0.191	0.235	0.288
30	0.095	0.113	0.133	0.093	0.112	0.156
40	0.039	0.045	0.055	0.036	0.042	0.062
50	0.012	0.014	0.021	0.0107	0.0196	0.024
φ <sub>qr</sub>			φ <sub>dr</sub>			
f(Hz)	PI-EYSA	EYSA	GKF	PI-EYSA	EYSA	GKF
10	0.0061	0.0072	0.0092	0.0101	0.0110	0.0133
20	0.0042	0.0051	0.0088	0.006	0.007	0.0101
30	0.0046	0.0052	0.0066	0.0068	0.0075	0.0088
40	0.0051	0.0061	0.0085	0.0048	0.0051	0.0076
50	0.0046	0.0052	0.0092	0.0031	0.0038	0.0110

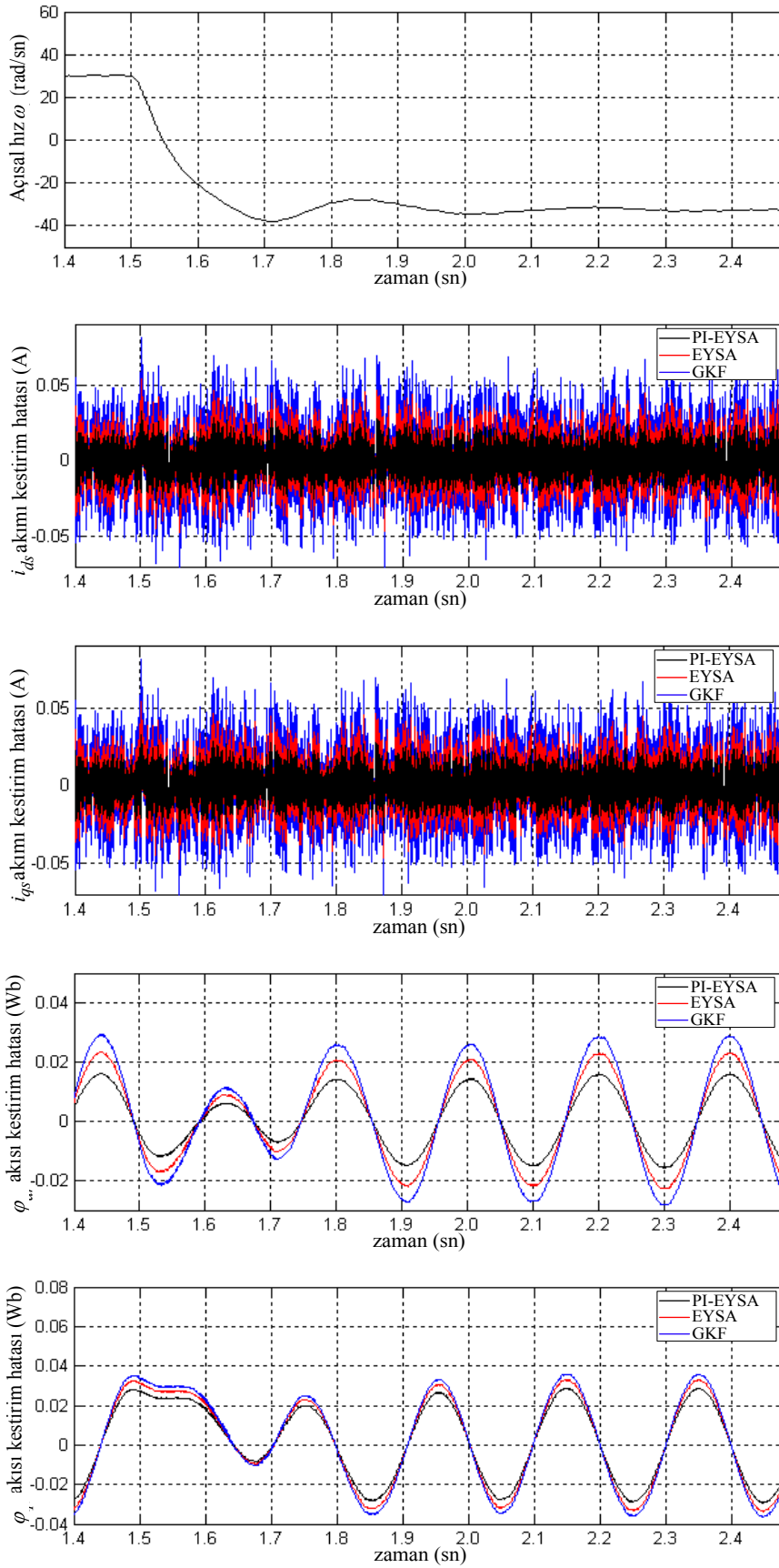
50 Hz, 25 Hz ve 5 Hz'lik PWM beslemeye ilişkin trapezoidal hız değişimi kestirim sonuçları şekil 5.30, 5.31 ve 5.32'de verilmiştir.



Şekil 5.30. 50Hz'lik PWM besleme için trapezoidal hız değişimine ilişkin kestirim sonuçları ( $T_y=1Nm$ ).



Şekil 5.31. 25Hz'lik PWM besleme için trapezoidal hız değişimine ilişkin kestirim sonuçları ( $T_y=1\text{Nm}$ ).



Şekil 5.32. 5Hz'lik PWM besleme için trapezoidal hız değişimine ilişkin kestirim sonuçları ( $T_y=1\text{Nm}$ ).

Şekil 5.30'dan stator akım bileşenlerine ilişkin kestirim hatasının PI-EYSA algoritması için en küçük değerde olduğu motorun yön değiştirme süresince yaklaşık olarak  $I_{ds}$  ve  $I_{qs}$  akım bileşenleri için  $\mp$  değerleri arasında değiştiği görülmektedir. Motorun ters yönde sürekli hız değerine ulaştıktan sonra akım kestirim hatasının ise yaklaşık olarak  $\mp$  değerleri arasında olduğu görülmektedir. Aynı şekilde rotor akı bileşenlerine ilişkin kestirim hatasının PI-EYSA algoritması için en küçük değerde olduğu motorun ters yönde sürekli hız değerine ulaştıktan sonra yaklaşık olarak  $\mp$   $\psi$  değerleri arasında sinüsoidal formda değiştiği görülmektedir.

Şekil 5.31'de 25 Hz'lik PWM beslemeye ilişkin trapezoidal hız değişimi kestirim sonuçları verilmiştir. Şekil 5.31'den motorun ters yönde sürekli hız değerine ulaştıktan sonraki PI-EYSA'ya ilişkin kestirim hatasının sürekli durum değerlerinin stator akımı  $I_{ds}$  bileşeni için  $\mp$ , stator akımı  $I_{qs}$  bileşeni için  $\mp$ , rotor akısı  $\phi$  için  $\mp$   $\psi$  ve rotor akısı  $\phi$  için de  $\mp$   $\psi$  değerleri arasında değiştiği görülmektedir. 5 Hz'lik PWM besleme için trapezoidal hız değişimine ilişkin kestirim sonuçları şekil 5.32'de verilmiştir. Şekil 5.32'den motor ters yönde sürekli durum hız değerine ulaştıktan sonraki PI-EYSA'ya ilişkin kestirim hatası sürekli durum değerlerinin stator stator akım bileşenleri için  $\mp$ , rotor akısı  $\phi$  için  $\mp$   $\psi$  ve rotor akısı  $\phi$  için de  $\mp$   $\psi$  değerleri arasında değiştiği görülmektedir.

Sonuç olarak buraya kadarki değişik frekanslı sinüsoidal, 6 adım ve PWM besleme gerilimlerine ilişkin farklı çalışma koşulları için verilen grafikler, tablolar ve kestirim sonuçlarından, önerilen algoritmalar ile elde edilen kestirim performansının GKF algoritması ile elde edilen kestirim sonuçlarından daha iyi olduğu gösterilmiştir. Aynı kestirim sonuçlarından PI-EYSA için elde edilen kestirim performansının ise EYSA'ya göre daha iyi olduğu gösterilmiştir.

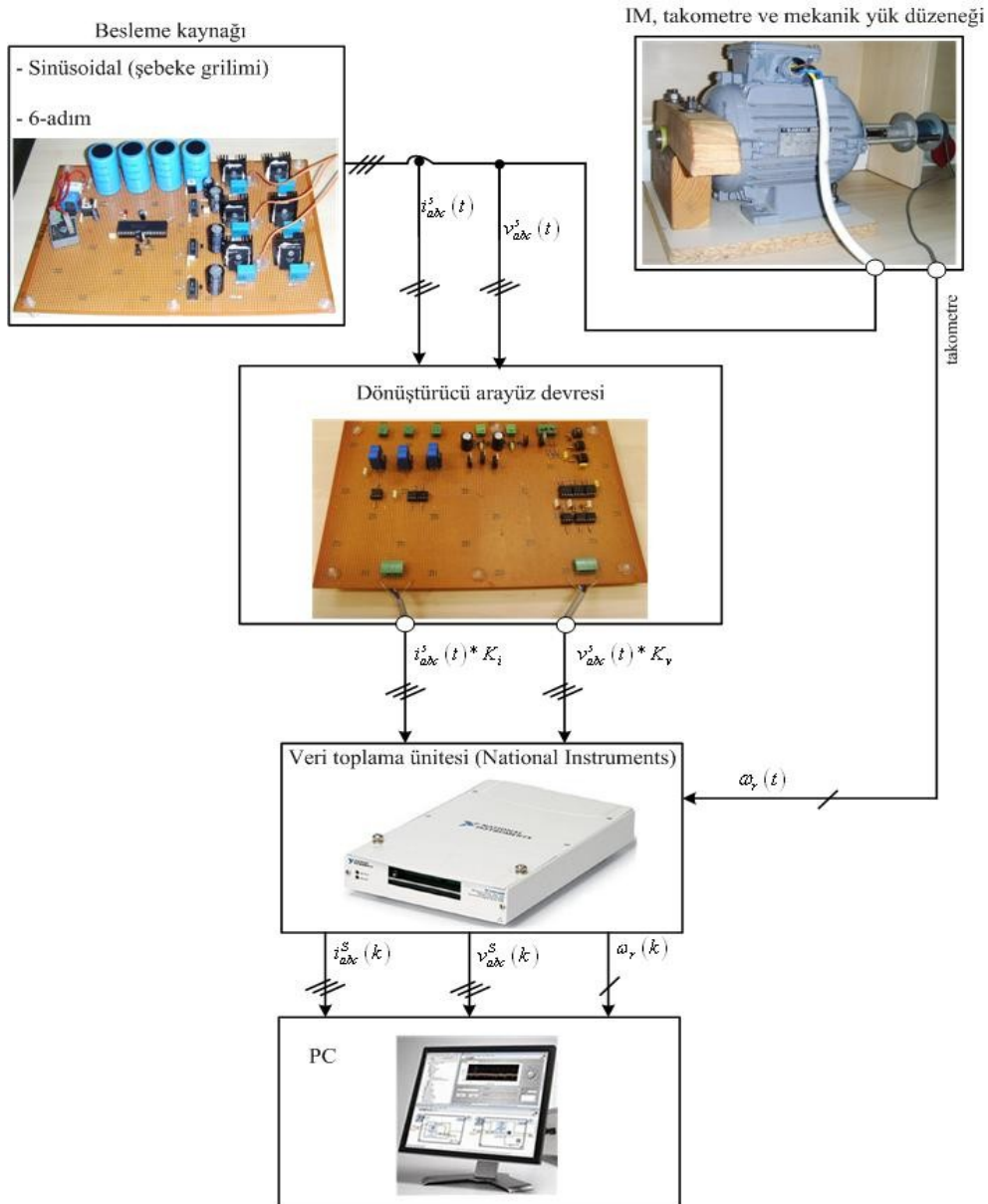
Önerilen YSA algoritmalarına dayalı durum değişkenlerine ilişkin kestirim performansının GKF algoritmasından daha iyi olmasının yanı sıra, gerçek zaman kestirim sonuçları için kullanılan işlem sayısı da önemlidir. GKF algoritmasında



kestirim işlemi için 392 çarpma ve 324 toplama işlemi gerekli olmasına karşın, önerilen EYSA algoritmasında ise 282 çarpma (PI-EYSA'da ise 287) ve 107 toplama (PI-EYSA'da 112 toplama) işlemi kullanılmaktadır. Önerilen algoritmalarda işlem sayısının GKF algoritmasındaki işlem sayısından daha az olması algoritmaların önemli bir üstünlüğüdür.

#### 5.4. Deneysel Ölçümlere Dayalı Kestirim Sonuçları

Ayrıt 5.3'deki benzetim çalışmaları için kullanılmış olan yıldız bağlı indüksiyon motor kullanılarak aşağıdaki ölçüm düzeneği hazırlanmıştır.



Şekil 5.33. Deneysel verilerin üretildiği ölçüm düzeneği.

Deneysel ölçüm düzeneğinde indüksiyon motor stator sargılarına uygulanan besleme gerilimleri gerilim bölücü dirençler ile, sargı akımları hall etkili akım algılayıcıları LTS6-NP ile ve motor açısal hızı doğrusal bir takometre ile ölçülerek özel olarak tasarlanıp gerçekleştirilmiş olan ölçüm arayüz devresine uygulanır. Ölçme arayüz devresi ile veri toplama kartı için gerekli olan 0-10V gerilim aralığına dönüştürülen sözkonusu ölçümler National Instruments veri toplama ve kontrol kartı üzerinden gerçek zamanlı ölçümler olarak PC'ye aktarıldı. Yüksüz durumdaki indüksiyon motor uygulanan sinüsoidal ve 6 adımlı besleme gerilimi ile ayrı ayrı tahrik edilerek 0'dan maksimum hıza ulaşıncaya kadarki stator akım ve rotor açısal hız çıkış ölçümleri ölçüm düzeneği ile ölçülerek PC'ye kaydedildi. Örnekleme frekansı için  $f_0=50\text{KHz}$  kullanıldı. Aynı ölçüm işlemleri 4 Nm'lik yük için tekrarlandı.

Daha önce de belirtildiği gibi bu tezde önerilen kestirim algoritmaları sadece stator akım ve rotor açısal hız ölçümlerini kullanmaktadır. YSA algoritmalarına ilişkin öğrenme ve momentum sabitleri ile GKF algoritmasına ilişkin başlangıç değerleri için benzetim çalışmalarındaki değerler kullanıldı.

#### **5.4.1. Deneysel ölçümlere dayalı kestirim sonuçları**

Benzetim çalışmalarında kullanılan İM deney düzeneğinde 50Hz'lik sinüsoidal ve 6 adımlı besleme gerilimleri ile tahrik edilerek yüksüz durumda ve 4 Nm'lik yük için ayrı ayrı test edilmiştir. Söz konusu besleme gerilimlerine ilişkin deneysel ölçümler Şekil 5.34'de verilmiştir.

Boşta ve yüklü çalışma için elde edilen söz konusu deneysel çıkış ölçüm değerleri için Şekil 3.4 ile verilen GKF algoritması ve Şekil 4.1 ve Şekil 4.5 ile verilen YSA algoritmaları 5 KHz'lik örnekleme için ayrı ayrı yürütülmüştür.

##### **5.4.1.1. Sinüsoidal besleme**

Boşta çalışmada sinüsoidal beslemeye karşılık gelen çıkış ölçümleri Şekil 5.35'de verilmiştir. Söz konusu çıkış ölçümlerine dayalı stator akımı ve rotor akı bileşenlerine ilişkin kestirim sonuçları ise şekil 5.36 ve şekil 5.37'de verilmiştir.

Şekil 5.36'dan Ids akım bileşeninin 1400 iterasyon sonunda MSE değerinin GKF algoritması için yaklaşık 0.3, EYSA ve PI-EYSA algoritmaları için ise 0.2 civarında olduğu görülmektedir.

Şekil 5.37'den Iqs akım bileşeninin 1400 iterasyon sonunda MSE değerinin GKF algoritması için yaklaşık 0.3, EYSA ve PI-EYSA algoritmaları için ise sıfıra yakın olduğu görülmektedir.

Şekil 5.38'de 4Nm'lik yük altında sinüsoidal besleme için deneysel çıkış ölçüm sonuçları verilmiştir. Bu ölçümlere dayalı kestirim sonuçları ise şekil 5.39 ve şekil 5.40'da verilmiştir. Şekil 5.39'da Ids akım bileşeninin 9000 iterasyon sonunda MSE değerinin GKF algoritması için 0.2, EYSA ve PI-EYSA al gortmaları için ise 0.05 civarında olduğu görülmektedir.

Şekil 5.40'dan Iqs akım bileşeninin 10000 iterasyon sonunda MSE değerinin GKF algoritması için 0.21, önerilen algoritmalar için ise 0.025 civarında olduğu görülmektedir.

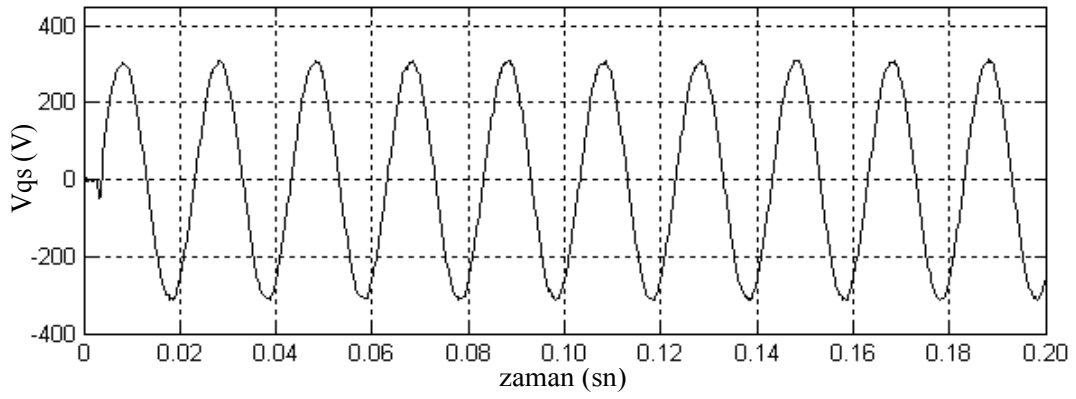
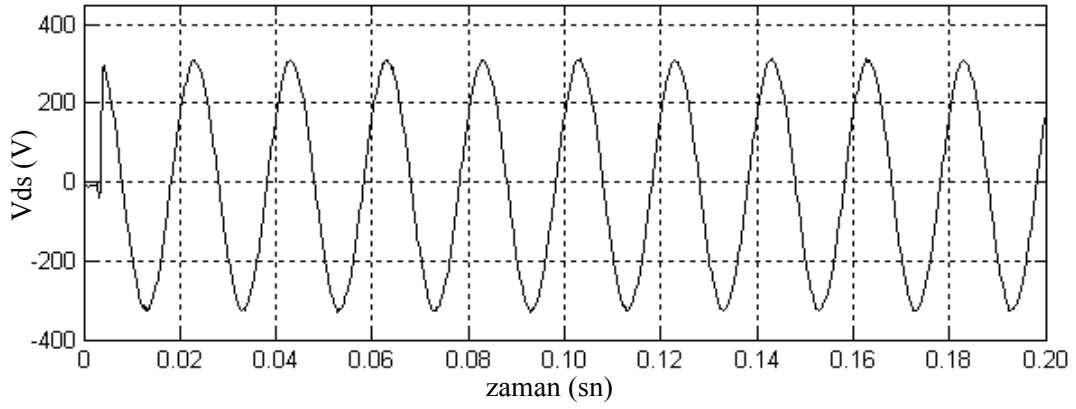
#### **5.4.1.2. 6 adım besleme**

Boşta çalışmada 6 adım beslemeye karşılık gelen çıkış ölçümleri Şekil 5.41'de verilmiştir. Söz konusu çıkış ölçümlerine dayalı stator akımı ve rotor akı bileşenlerine ilişkin kestirim sonuçları ise şekil 5.42 ve şekil 5.43'de verilmiştir. Şekil 5.42'de Ids akım bileşeninin 1600 iterasyon sonunda MSE değerinin GKF algoritması için yaklaşık 0.4, EYSA için 0.2, PI-EYSA için ise 0.15 civarında olduğu görülmektedir.

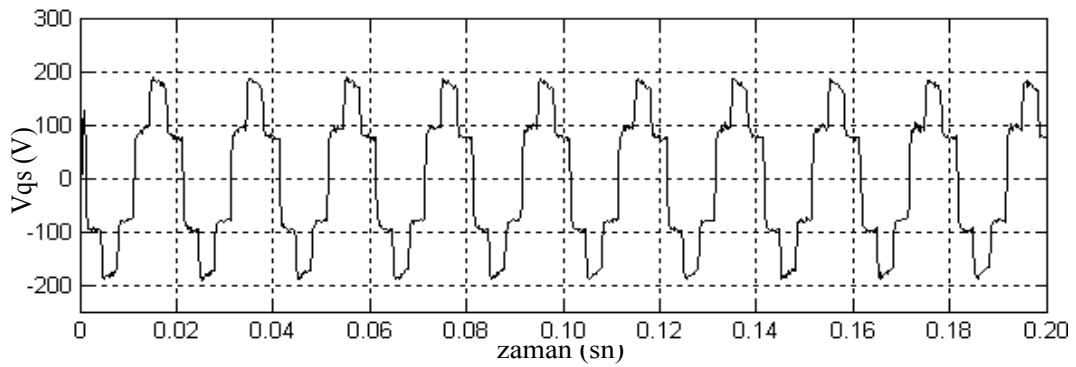
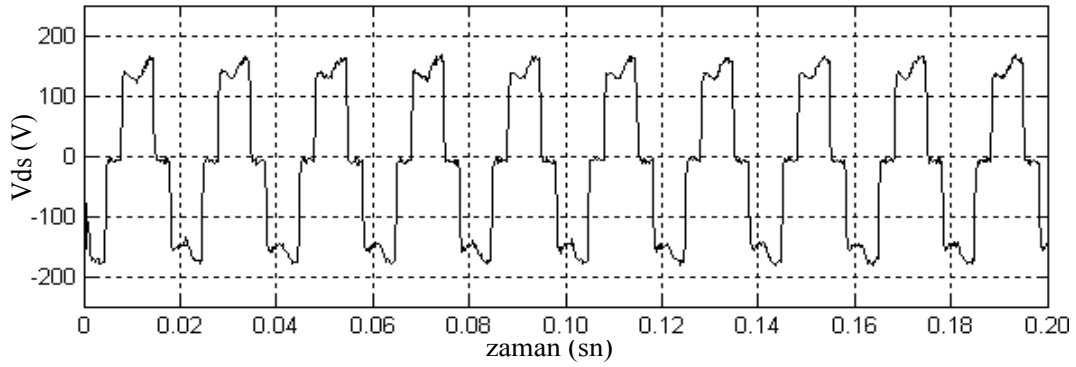
Şekil 5.43'den Iqs akım bileşeninin 1600 iterasyon sonunda MSE değerinin GKF algoritması için yaklaşık 0.5, önerilen kestirim algoritmaları için sıfıra oldukça yakın olduğu görülmektedir.

Şekil 5.44'de 4Nm'lik yük altında 6 adım besleme için deneysel çıkış ölçüm sonuçları verilmiştir. Bu ölçümlere dayalı kestirim sonuçları ise şekil 5.45 ve şekil

5.46'da verilmiştir. Söz konusu şekillerden Ids ve Iqs akım bileşenlerinin 50000 iterasyon sonunda MSE değerlerinin GKF algoritması için yaklaşık 0.15, EYSA ve PI-EYSA algoritmaları için ise yaklaşık 0.02 civarında olduğu görülmektedir.

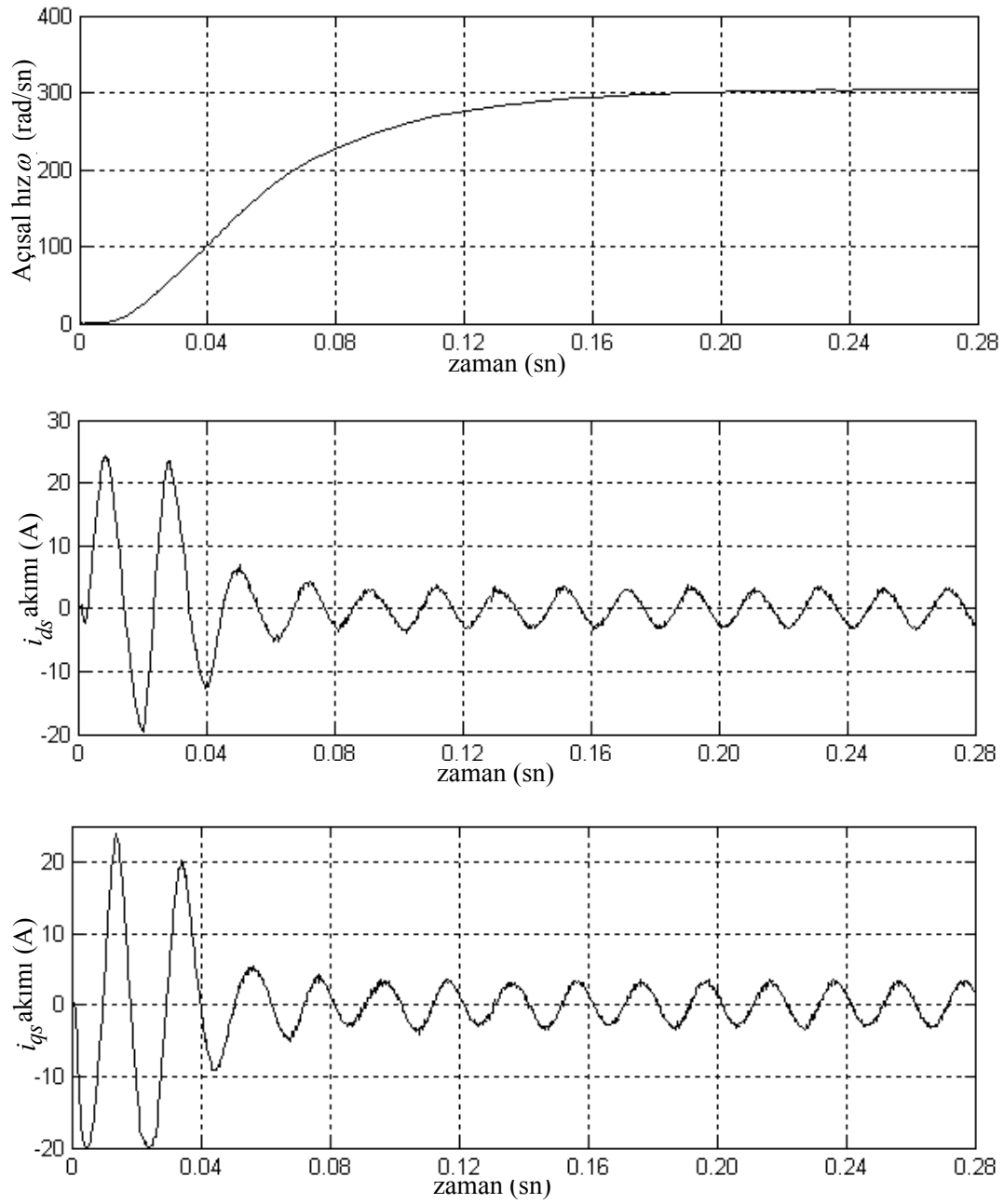


Sinüsoidal besleme.

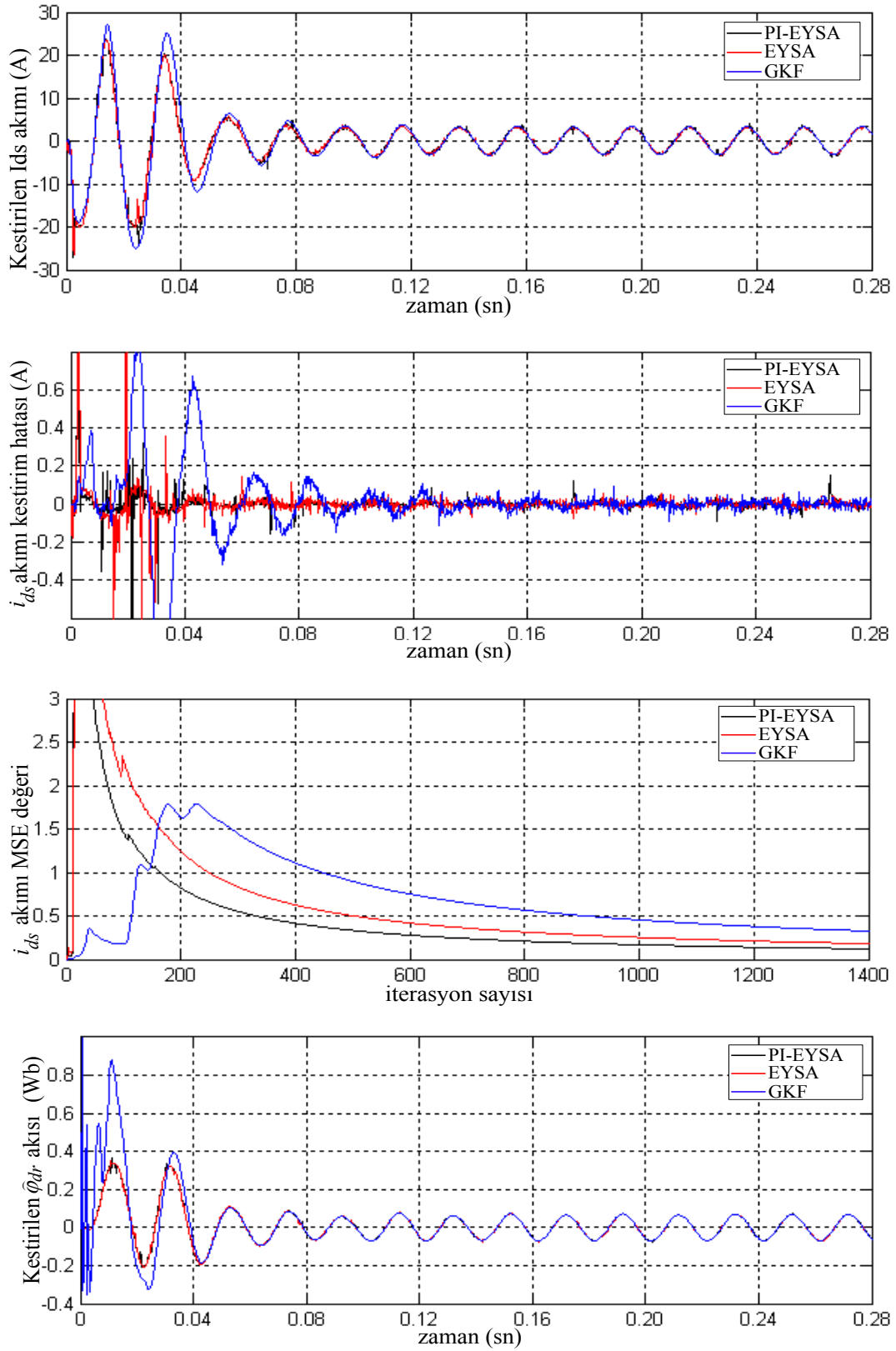


6 adımlı besleme.

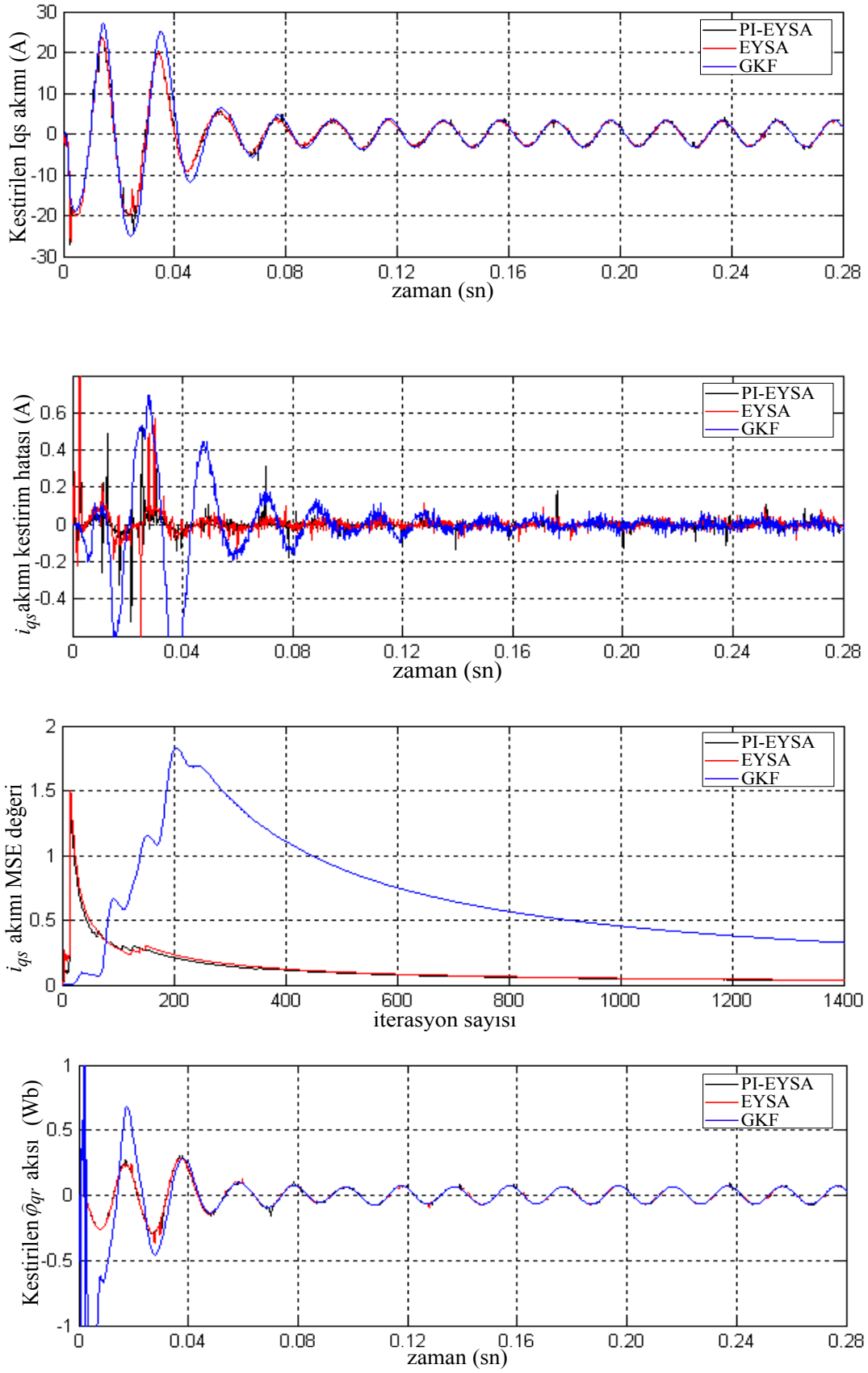
Şekil 5.34. Değişik dalga biçimli besleme gerilimlerine ilişkin deneysel ölçüm değerleri.



Şekil 5.35. Sinüsoidal besleme için deneysel çıkış ölçüm sonuçları ( $T_y=0Nm$ ).

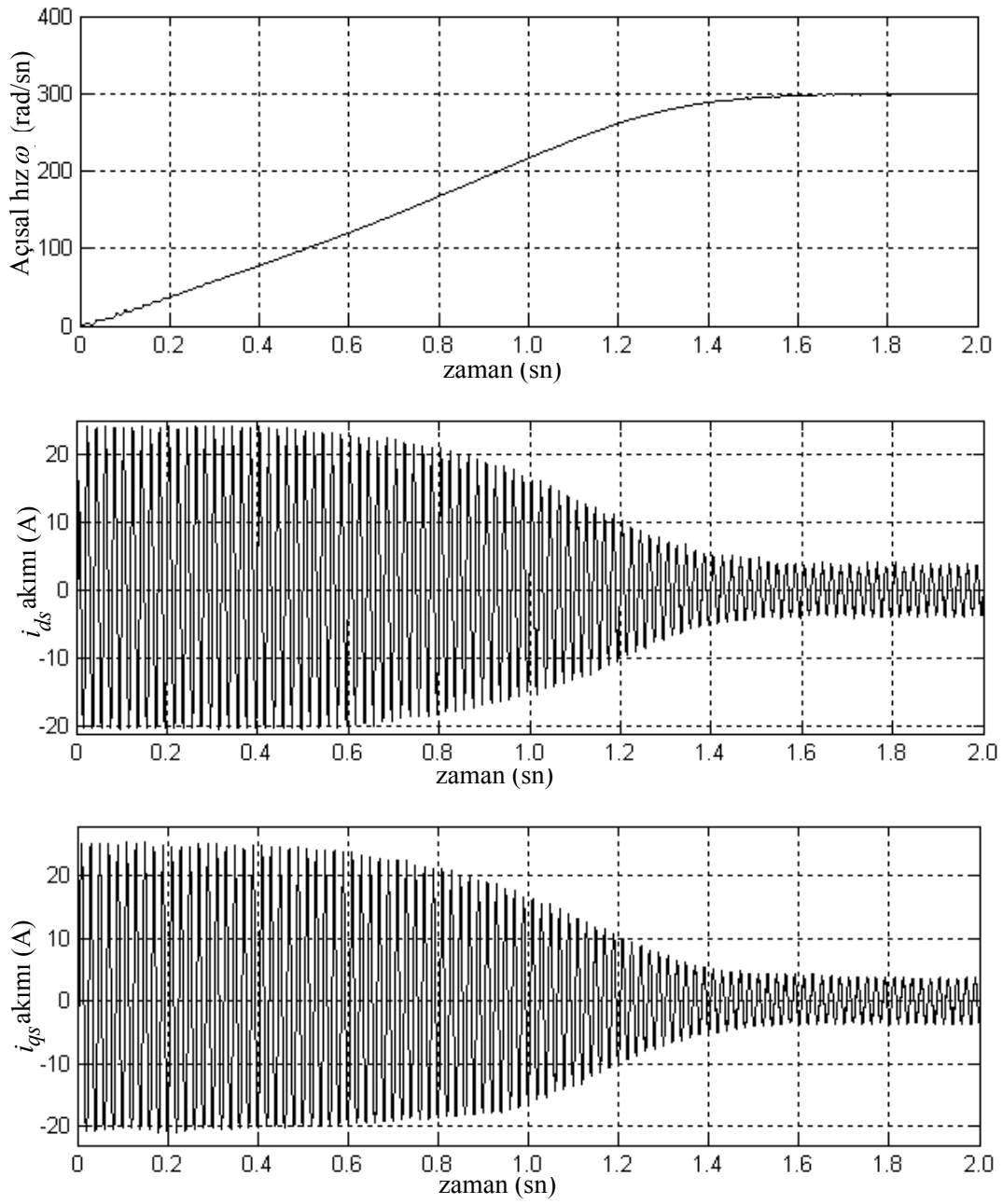


Şekil 5.36. Sinüsoidal besleme için  $d$  eksenindeki deneysel ölçümlere dayalı kestirim sonuçları ( $T_y=0Nm$ ).

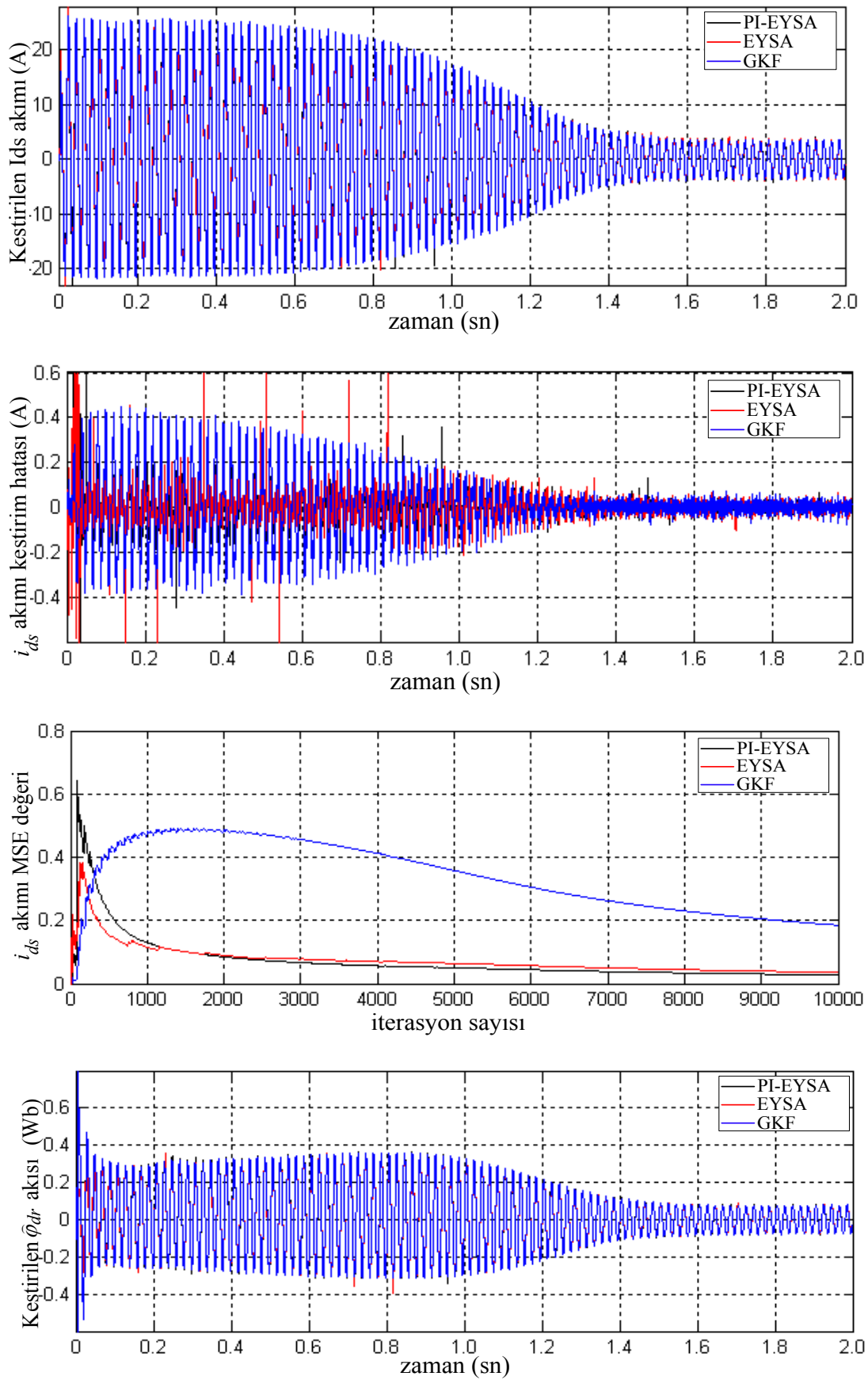


Şekil 5.37. Sinüsoidal besleme için  $q$  eksenindeki deneysel ölçümlere dayalı kestirim sonuçları ( $T_y=0Nm$ ).

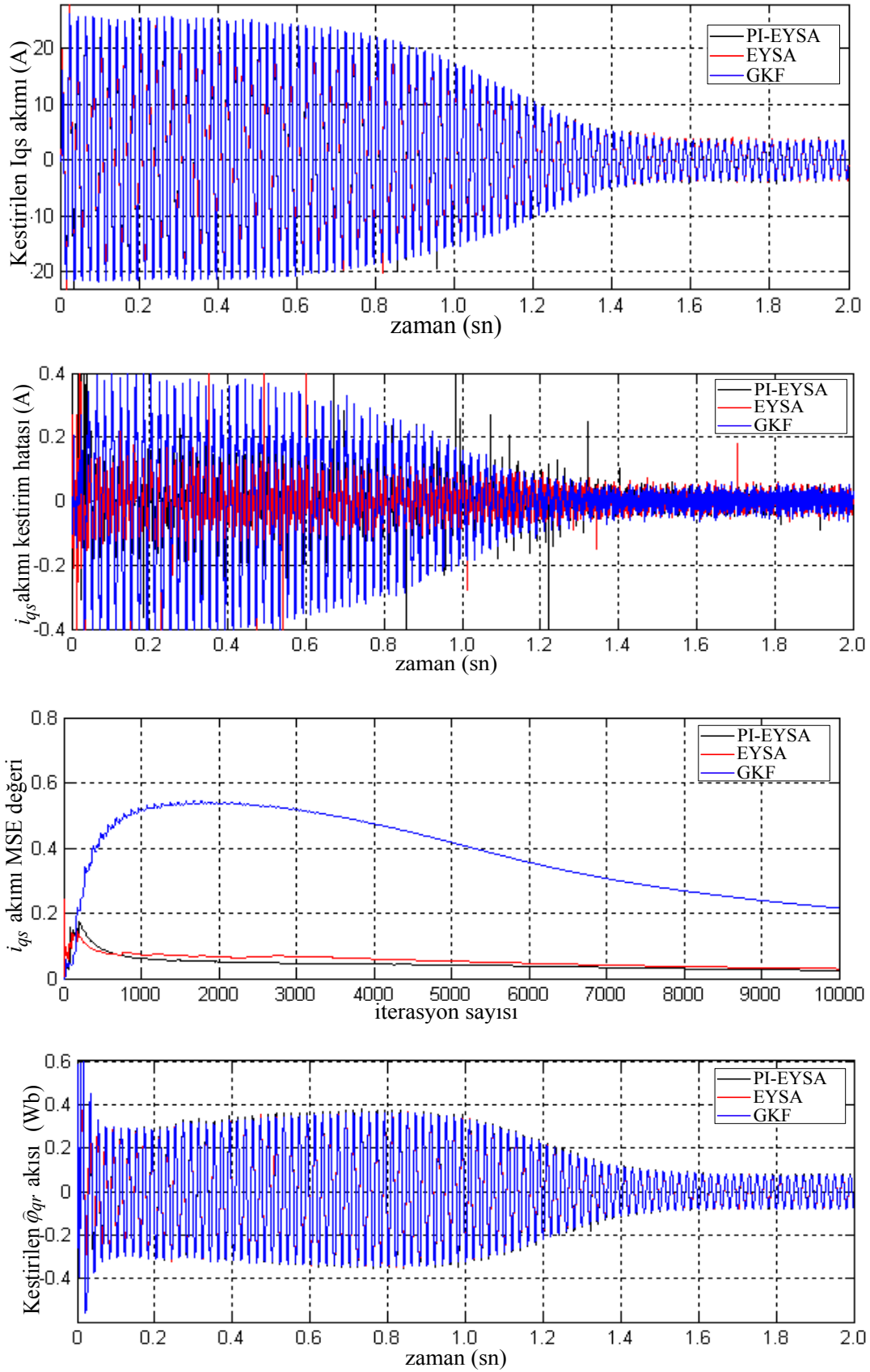




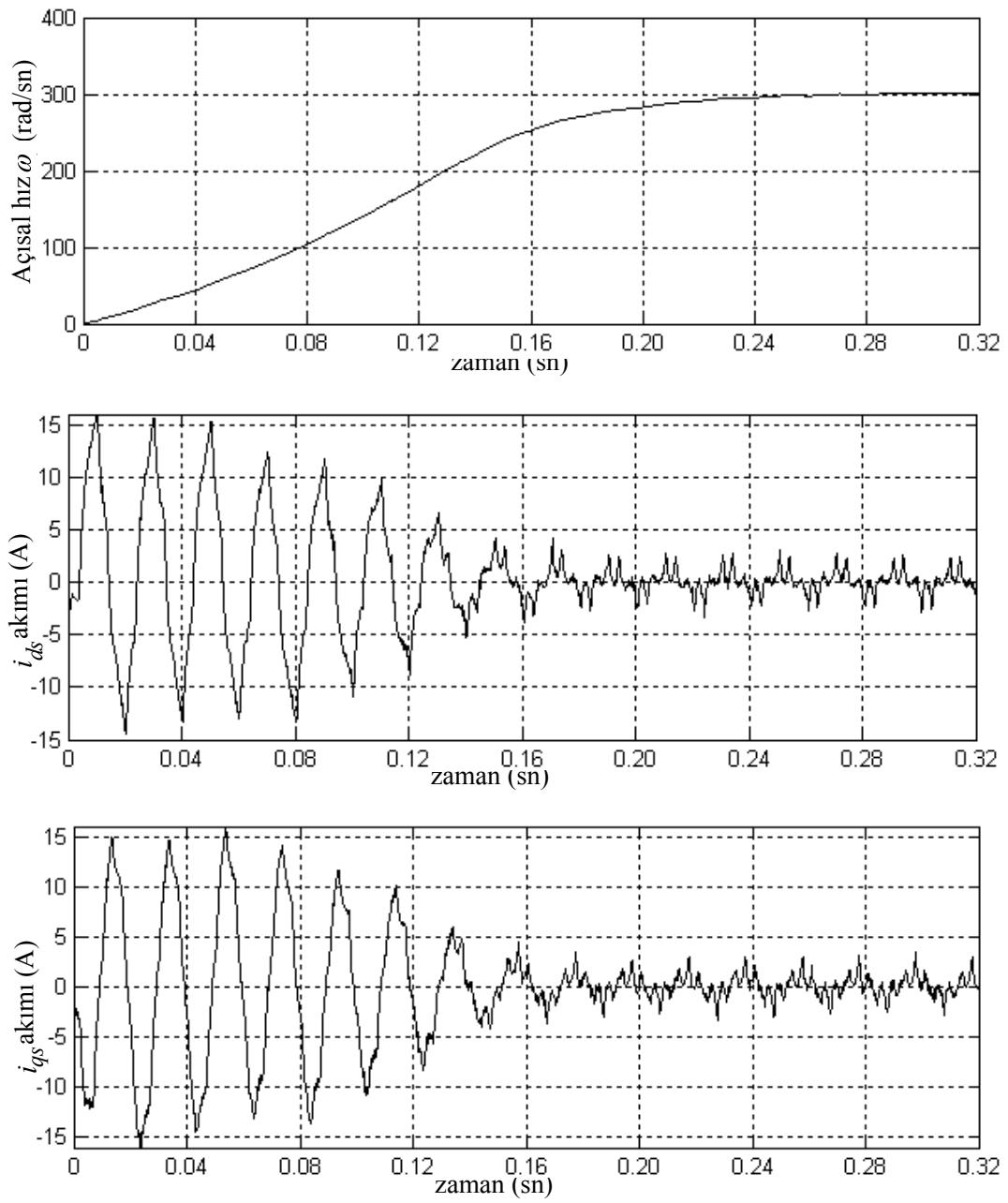
Şekil 5.38. Sinüsoidal besleme için deneysel çıkış ölçüm sonuçları ( $T_y=4\text{Nm}$ ).



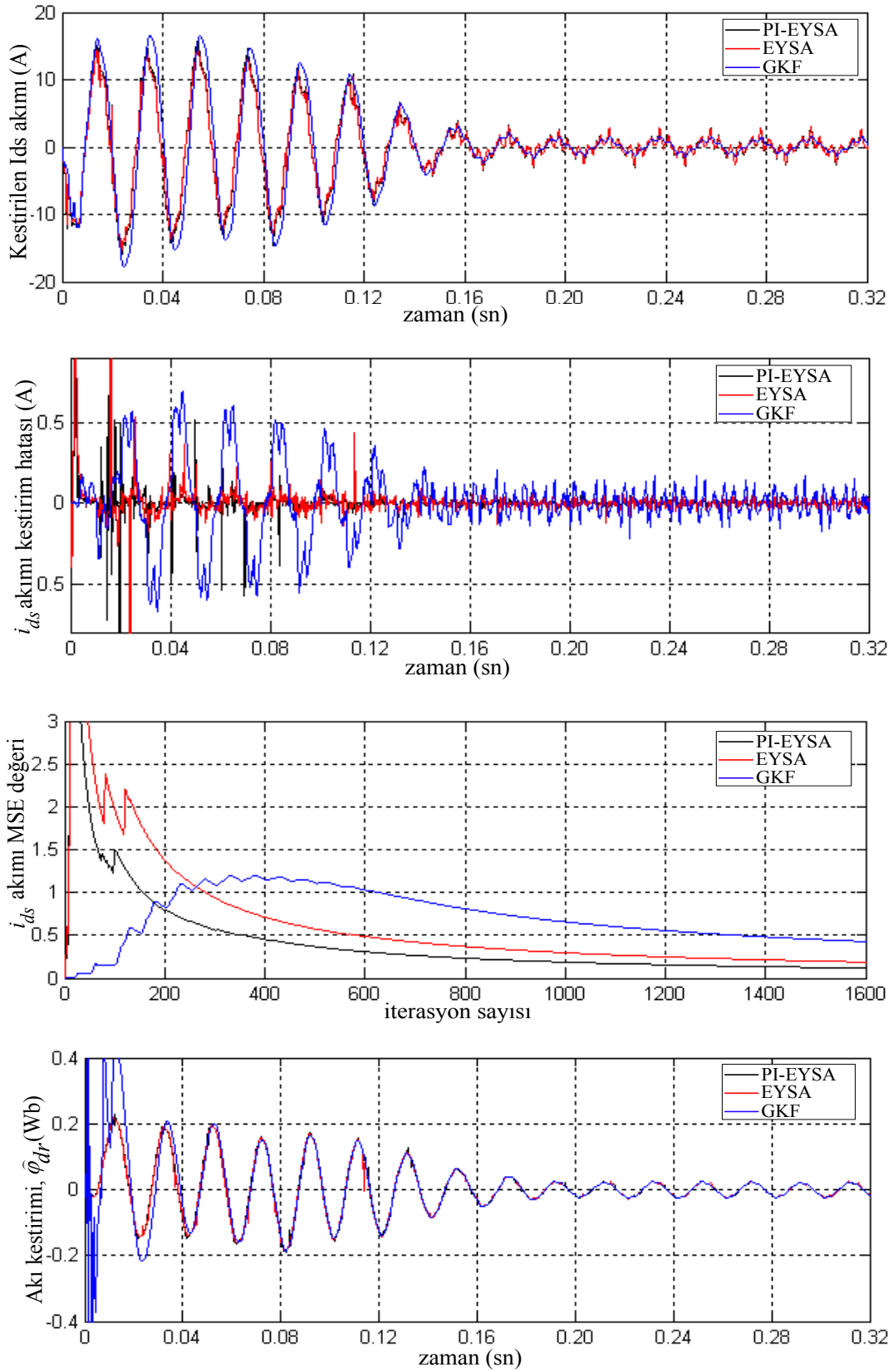
Şekil 5.39. Sinüsoidal besleme için  $d$  eksenindeki deneysel ölçümlere dayalı kestirim sonuçları ( $T_y=4Nm$ ).



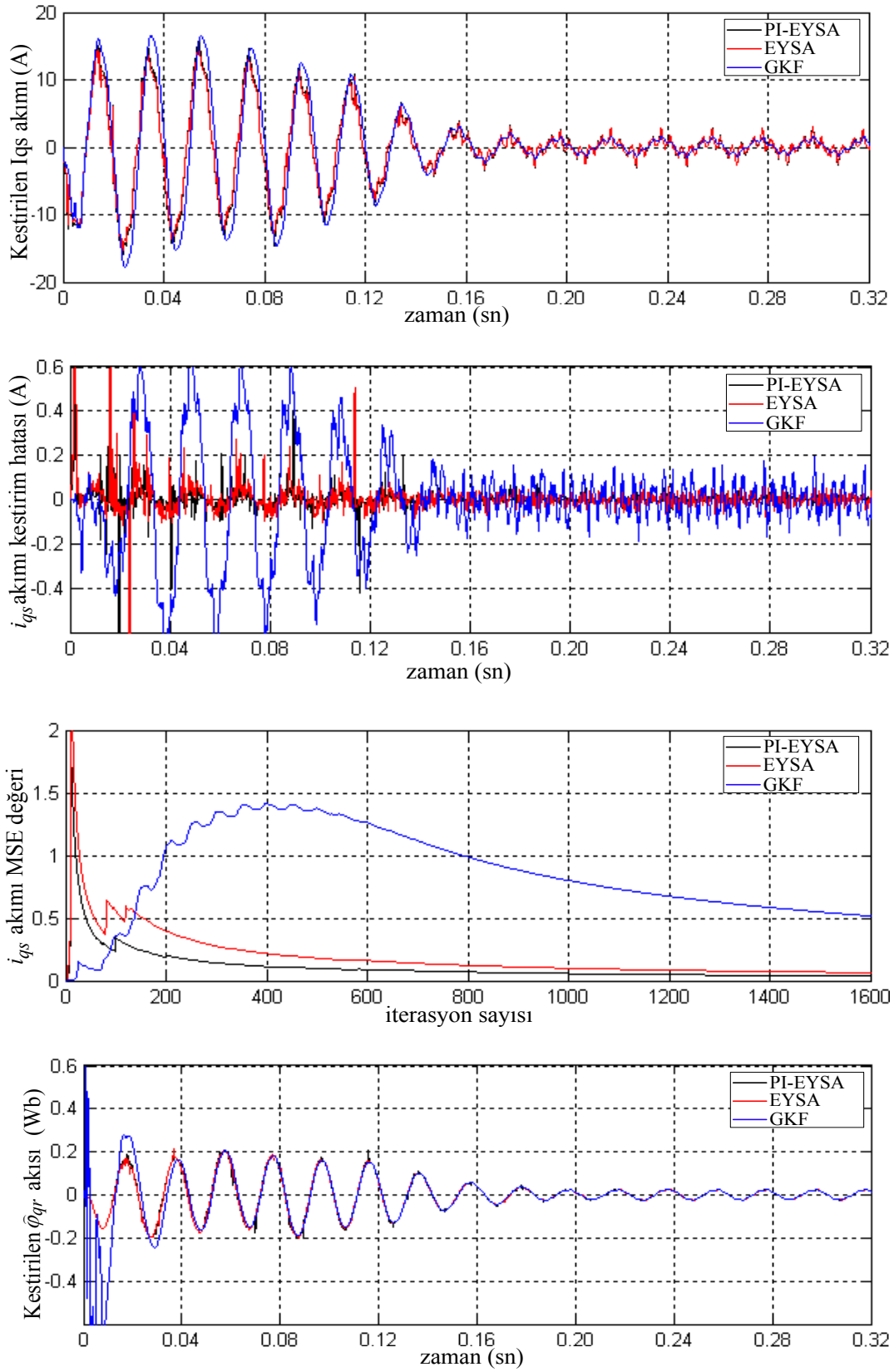
Şekil 5.40. Sinüsoidal besleme için  $q$  eksenindeki deneysel ölçümlere dayalı kestirim sonuçları ( $T_y=4Nm$ ).



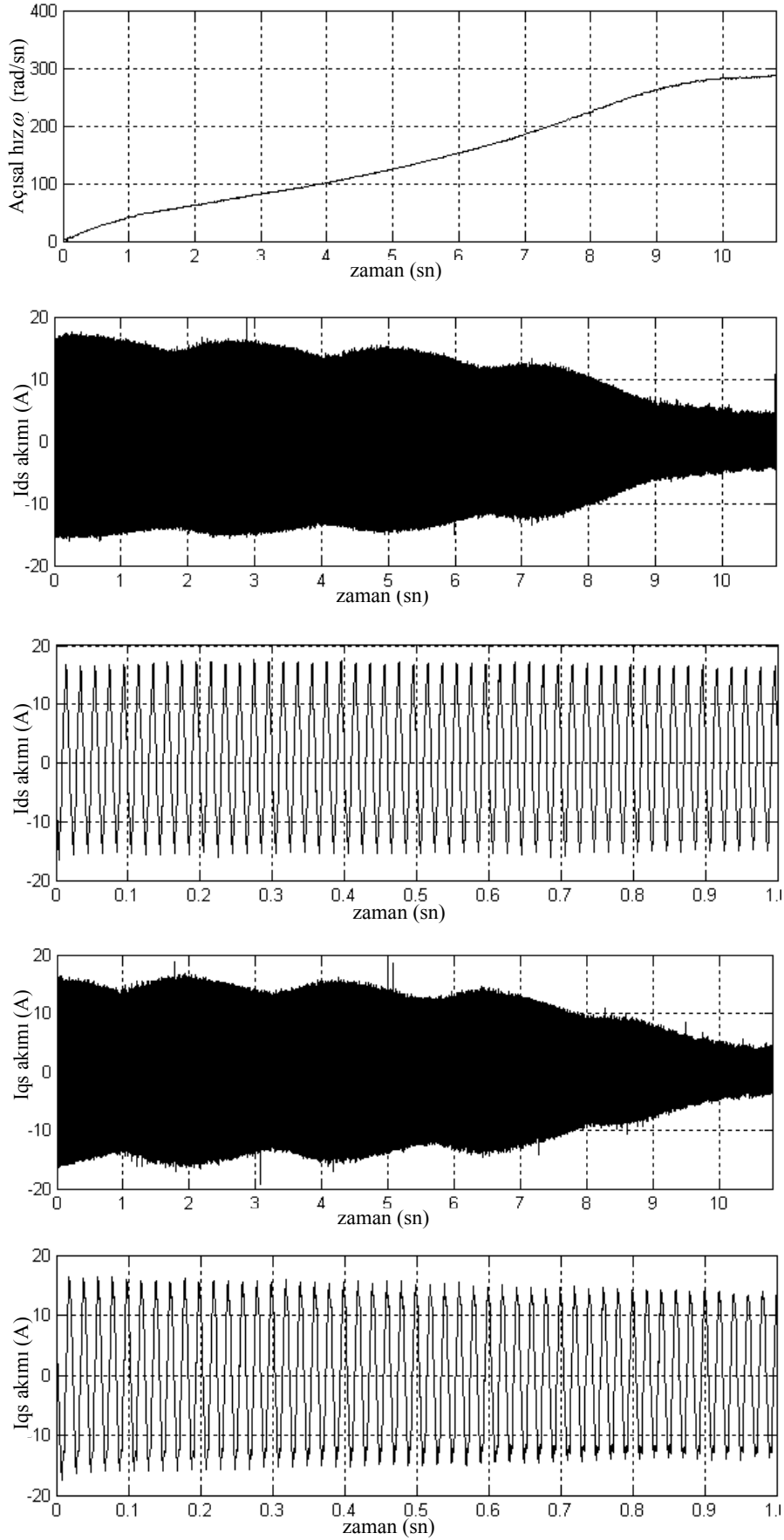
Şekil 5.41. 6 adım besleme için deneysel çıkış ölçüm sonuçları ( $T_y=0\text{Nm}$ ).



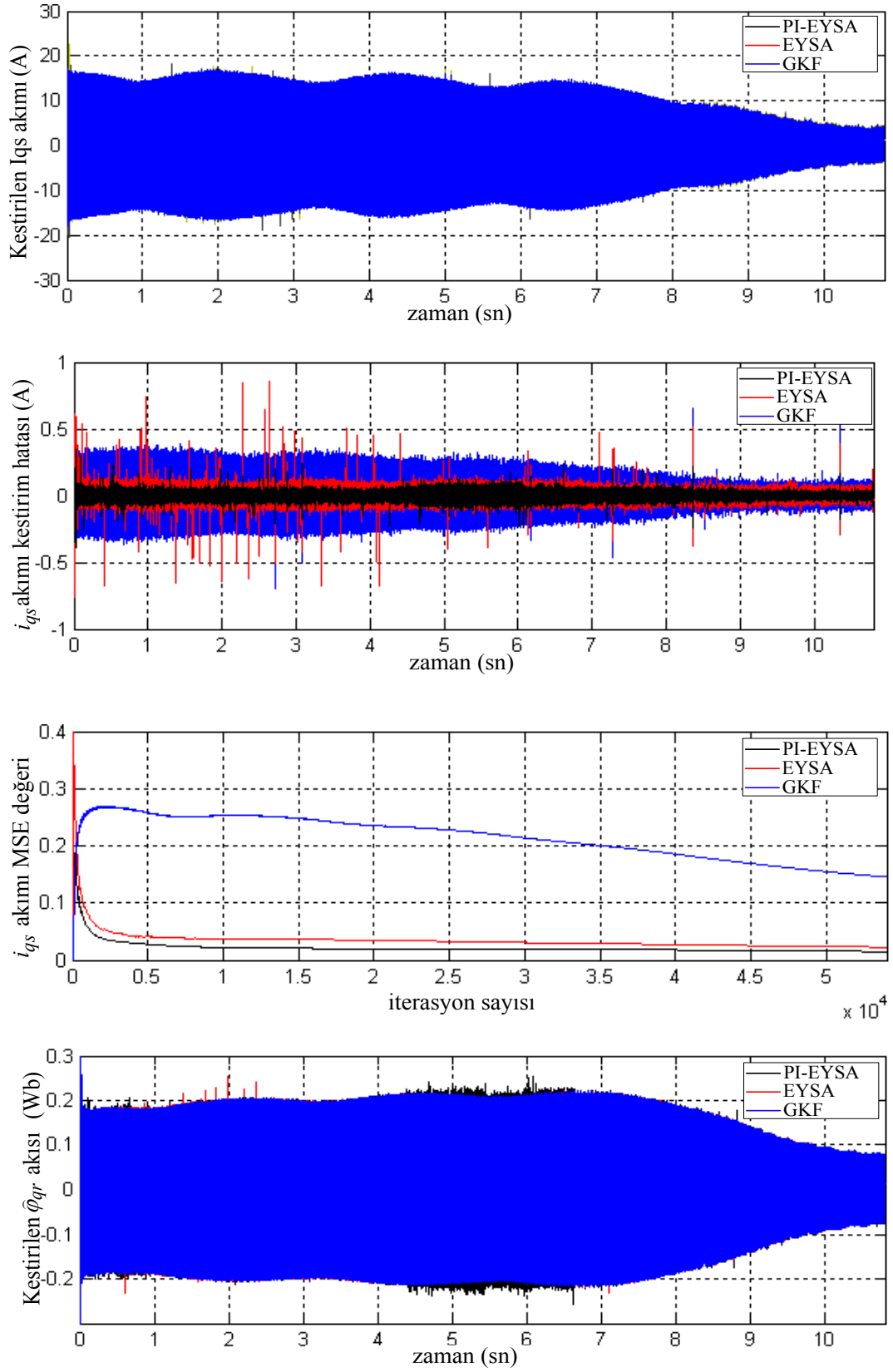
Şekil 5.42. 6 adım besleme için  $d$  eksenindeki deneysel ölçümlere dayalı kestirim sonuçları ( $T_y=0Nm$ ).



Şekil 5.43. 6 adım besleme için  $q$  eksenindeki deneysel ölçümlere dayalı kestirim sonuçları ( $T_y=0Nm$ ).

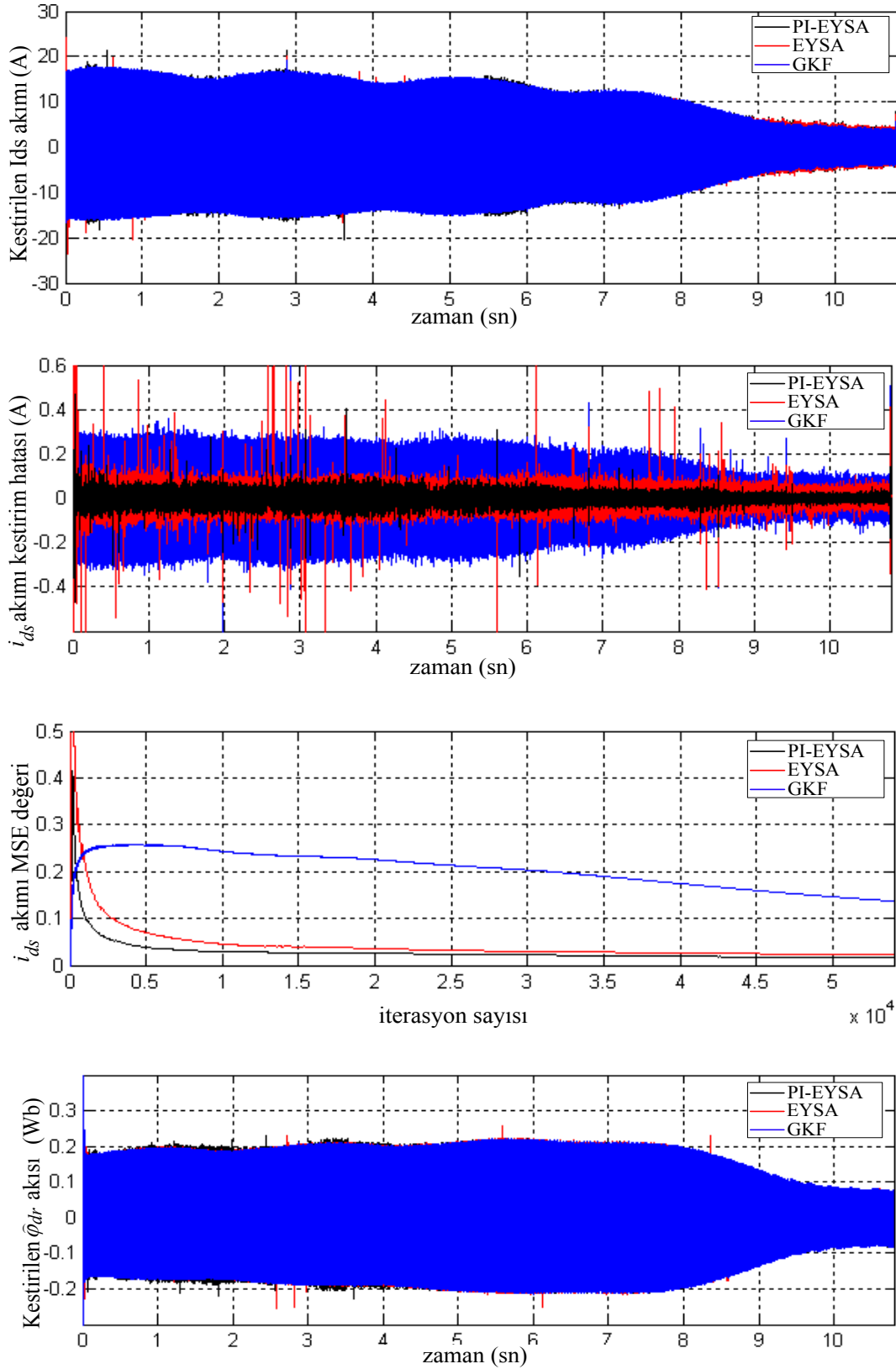


Şekil 5.44. 6 adım besleme için deneysel çıkış ölçüm sonuçları ( $T_y=4Nm$ ).



Şekil 5.45. 6 adım besleme için  $q$  eksenindeki deneysel ölçümlere dayalı kestirim sonuçları ( $T_y=4Nm$ ).





Şekil 5.46. 6 adım besleme için  $d$  eksenindeki deneysel ölçümlere dayalı kestirim sonuçları ( $T_y=4\text{Nm}$ ).

Buraya kadar verilen deneysel ölçümlere dayalı kestirim sonuçlarından, önerilen kestirim algoritmaları ile elde edilen kestirim performansının GKF algoritması ile elde edilen kestirim performansından daha iyi olduğu PI-EYSA algoritması ile elde edilen kestirim performansının ise EYSA algoritmasından daha iyi olduğu görülmektedir.

## BÖLÜM 6. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

### 6.1. Sonuçlar

Bu tez çalışmasında öncelikle yüksek performanslı İM kontrolü için gerekli olan durum ve parametre kestirimi ile ilgili yapılmış çalışmalar ayrıntılı olarak incelenmiştir. Özellikle, GKF ve YSA tabanlı gerçek zamanlı kestirim algoritmalarına ağırlık verilmiştir. GKF algoritmasına dayalı durum değişkenleri ve parametrelerin kestirimi, sinüsoidal, 6 adım ve PWM besleme gerilimleri ve değişik yük momentleri için test edilerek kestirim başarısı incelenmiştir. Stator akım ve rotor açıl hız ölçümlerinin kullanıldığı EYSA ve PI-EYSA dayalı İM'nin durum değişkenleri için yeni kestirim algoritmaları önerilmiştir. Algoritmada İM besleme gerilimlerine ait ölçümler kullanılmadığından, gerilim algılayıcılarına ihtiyaç duyulmamıştır. Dolayısıyla sistem gürültüsünün kestirim performansına olan etkisi azaltılmıştır.

YSA'ya dayalı durum kestirimi ve sistem modellemesi alanında literatürde var olan yaklaşımlar genel olarak üç grupta toplanabilir. Birinci grup literatür çalışmasında, GKF veya KF kestirim algoritmalarından birisi YSA ile ortaklaşa kullanılmaktadır, [123]. GKF veya KF'nin kullanım sebebi, sistemde ölçülemeyen durum değişkeninin mevcut olmasından kaynaklanmaktadır. GKF veya KF ile kestirilen bu değişkenler YSA'ya uygulanır. YSA algoritması bu değişkenleri kestirim sürecinde taklit etmeye çalışır. İkinci grup literatür çalışmasında, kestirim işlemi durum değişkenleri ölçülebilen sistemlere dayalı olarak gerçekleştirilmektedir, [108]. Bu çalışma grubunda bulunan YSA, modele ait durum değişkenlerini çalışma anında kolayca taklit edebilmektedir. Bu iki grup literatür çalışmalarında YSA dinamik bir yapıya sahip olup, kestirim esnasında ağırlıkları sürekli güncellenen uyarlamalı bir filtre işlevi görmektedir. Üçüncü grup literatür çalışmasında ise durum değişkenlerinin etkin değeri (RMS) üzerinden yapılan çalışmalar yer almaktadır, [98]. Bu kestirim çalışması türünde YSA modelleri önceden eğitilmiş olup kestirim sürecinde dinamik bir yapıya

sahip değillerdir. Eğitim süreci kestirim esnasında değil, önceden belirlenmiş sınırlı koşullar altında geręekleřtirilmektedir. Bundan dolayı da özellikle doğrusal olmayan sistemlerin kestirimi sürecinde YSA'nın güçlü bir kestirim başarısı beklenemez.

Bu tez çalışmasında ilk kez önerilen YSA tabanlı İM durum değişkenleri kestirim algoritmaları yukarıda anlatılan YSA tabanlı kestirim algoritmalarından ayrılmaktadır. Önerilen algoritmalarda YSA dinamik bir yapıya sahip olup, ölçülemeyen İM durum değişkenleri GKF kestirim algoritmasını kullanmadan kendi bünyesinde kestirerek durum değişkelerine uyarlamalı bir şekilde filtreler.

Geliştirilen kestirim algoritmalarında, YSA giriş katmanındaki düğüm sayısı 5, çıkış katmanındaki düğüm sayısı ise 4 seçilmelidir. Context katmanı ile gizli katmana ilişkin düğüm sayısı ise keyfi olarak seçilebilir. Söz konusu düğüm sayısının büyük seçilmesi işlem sayısını artırmaktadır. Düğüm sayısı 5 için arzulanan kestirim performansı sağlanmıştır. Bu tez çalışmasında ele alınan kestirim algoritmaları Matlab-Simulink ortamında değişik çalışma koşulları için test edilerek aşağdaki sonuçlar elde edilmiştir.

Gerek deneysel gerekse benzetim sonuçlarından, önerilen YSA tabanlı kestirim algoritmalarının değişik çalışma koşulları için uygulamada yaygın olarak kullanılan GKF algoritmasına göre daha kısa sürede ve daha küçük hata ile geręek değerlere yakınsadığı; aynı kestirim sonuçlarından PI-EYSA ile elde edilen kestirim performansının ise EYSA'ya göre daha iyi olduğu gözlemlenmiştir.

GKF algoritmasının yürütülmesi esnasında, sistem gürültüsü ve ölçüm gürültüsü Beyaz Gauss gürültüsü olarak seçilmiştir. GKF kestirim algoritması rassal bir algoritma olmasından dolayı, kestirilecek olan model de rassal bir karakteristiğe sahip olmalıdır. Deneysel verilere dayalı GKF kestirim sonuçlarından sistem ve ölçüm gürültüsü için Beyaz Gauss gürültüsünün kullanılmadığı zaman kestirim performansının önemli ölçüde azaldığı gözlemlenmiştir. Önerilen algoritmalar ile bu sakınca ortadan kaldırılmıştır.

Geliştirilen kestirim algoritması başlangıç koşulları, GKF algoritmasına göre daha geniş bir aralıkta seçilmektedir.

Önerilen kestirim teknikleri alan uyumlu kontrollü sürücüler üzerinde benzetim ve deneysel verileri kullanılarak test edilmiştir.

GKF algoritması için benzetim ve deneysel ölçüm verilerine dayalı kestirim sonuçlarından değişik yük momentleri ve besleme frekanslarına ilişkin durum kestiriminin sinüsoidal besleme için oldukça kısa sürede, 6 adım besleme için ise daha uzun sürede kestirildiği gözlemlenmiştir.

Gerçek zamanlı kestirim algoritmaları için kullanılacak olan işlem sayısı önemli bir parametredir. GKF algoritması ile durum değişkenleri kestirimi için 392 çarpma, 324 toplama işlemine ihtiyaç duyulmasına karşın, önerilen EYSA tabanlı kestirim algoritması için 282 çarpma ve 107 toplama, PI-EYSA tabanlı algoritması için ise 287 çarpma ve 107 toplama işlemi yeterli olmaktadır. Verilen bu işlem sayısı algoritmanın 1 kez koşturulması için gerekli işlem sayısıdır.

Geliştirilen YSA tabanlı algoritmalarının kestirim performansı, düşük örnekleme frekansları (50 KHz yerine 5 KHz) için de sağlandığı kestirim sonuçlarından gözlemlenmiştir. Dolayısıyla söz konusu algoritmaların programlanması için hızlı işlem yapabilen ve karmaşık yapıdaki DSP, FPGA tabanlı işlemcileri yerine basit yapılı PIC, 8051 gibi işlemciler kullanılabilir.

## 6.2. Öneriler

Tez kapsamında önerilen İM durum değişkenleri kestirim algoritmasında kullanılan YSA modellerine ait  $\eta$  ve  $\mu$  katsayıları sabit değişken olarak atanmıştır. Kestirim algoritmasının daha esnek bir yapı kazanabilmesi amacıyla bu katsayılar uyarlamalı bir hale getirilebilir.

Önerilen kestirim algoritmasında kullanılmış olan dinamik YSA modelleri yerine yine yenilemeli olan yeni dinamik YSA modelleri (Hopfield vb.) kullanılarak kestirim algoritmasına ait kestirim başarısı YSA yapılarındaki farklılıklarına göre incelenebilir.

Bu tez çalışmasında verilmiş olan YSA tabanlı kestirim algoritmaları parametre kestirimi için geliştirilebilir.

## KAYNAKLAR

- [1] BOSE, B.K., PATEL, N.R., Quasi-fuzzy estimation of stator resistance of induction motor, IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 13, i. 3, p. 401-409, 1998.
- [2] PROCO, A.B., KEYHANI, A., Induction motor parameter identification from operating data for electric drive applications, IEEE conf. on Digital Avionics Systems, vol. 2, p. 8.C.2-1 - 8.C.2-6, 1999.
- [3] JUNG-SOO, C., YOON-SEOK, H., YOUNG-SEOK, K., A new speed estimation scheme of the induction motor considering the flux saturation, IEEE Trans. on Magnetics, vol. 36, i. 5, p. 3595-3598, 2000.
- [4] AKATSU, K., KAWAMURA, A., Online rotor resistance estimation using the transient state under the speed sensorless control of induction motor, IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 15, i. 3, p. 553 – 560, 2000.
- [5] MARINO, R., PERESADA, S., TOMEI P., On-line stator and rotor resistance estimation for induction motors, IEEE Trans. on Control Systems Technology, vol. 8, i. 3, p. 570 – 579, 2000.
- [6] AKATSU, K., KAWAMURA, A., Sensorless very low-speed and zero-speed estimations with online rotor resistance estimation of induction motor without signal injection, IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 36, i. 3, p. 764 – 771, 2000.
- [7] ZAMORA, J.L., GARCIA-CERRADA, A., On-line estimation of the stator parameters in an induction motor using only voltage and current measurements, IAS conf. on Industry Applications, vol. 2, p. 906 - 913, 1999.
- [8] XIAOYAO, Z., HAOZHONG, C., PING, J., The third-order induction motor parameter estimation using an adaptive genetic algorithm, the 4th World Congress on Intelligent Control and Automation, vol. 2, p. 1480 - 1484, 2002.
- [9] MILOUDI, A., DRAOU, A., Variable gain PI controller design for speed control and rotor resistance estimation of an indirect vector controlled induction machine drive, IEEE conf. on Industrial Electronics (IECON), vol. 1, p. 323 - 328, 2002.

- [10] SANG-BIN, L., THOMAS, G., HABETLER, F., RONALD, G., HARLEY, F., DAVID, J., An Evaluation of Model-Based Stator Resistance Estimation for Induction Motor Stator Winding Temperature Monitoring, *IEEE trans. on Energy Conversion*, vol. 17, i. 1, p. 7 – 15, 2002.
- [11] BOUSSAK, M., JARRAY, K., A new stator resistance estimation method for high performance stator-flux oriented sensorless induction motor drives, *IEEE conf. on Industrial Electronics (IECON)*, vol. 1, p. 311 - 316, 2002.
- [12] KUBOTA, H., TAMURA, Y., Stator resistance estimation for sensorless induction motor drives under regenerating condition, *IEEE conf. on Industrial Electronics (IECON)*, vol. 1, p. 426 - 430, 2002.
- [13] VASIC, V., VUKOSAVIC, S.N., LEVI, E., A stator resistance estimation scheme for speed sensorless rotor flux oriented induction motor drives, *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol. 18, i. 4, p. 476 – 483, 2003.
- [14] JEONG, S.K., LEE, Z.G., TOLIYAT, H.A., NIAZI, P., Sensorless control of induction motors with simultaneous on-line estimation of rotor resistance and speed based on the feedforward torque control scheme, *IEEE conf. on Electric Machines and Drives (IEMDC)*, vol. 3, i. 4, p. 1837 - 1842, 2003.
- [15] MIRAFZAL, B., FATEH, F., YEH, C., POVINELLI, R., DEMERDASH, N.A.O., Condition monitoring of squirrel cage induction motors fed by PWM-based drives using a parameter estimation approach, *INSPEC trans. no Power System Technology*, vol. 2, p. 1579 - 1584, 2004.
- [16] BENN, L.C., BURTON, B., HARLEY, R.G., Online stator resistance estimation for thermal monitoring of converter fed induction motors using pseudorandom modified PWM, *IEEE conf. on Industry Applications Conference ( INSPEC)*, vol. 2, p. 727 - 734, 2004.
- [17] CASTALDI, P., TILLI, A., Parameter estimation of induction motor at standstill with magnetic flux monitoring, *IEEE trans. on Control Systems Technology*, vol. 13, i. 3, p. 386 – 400, 2005.
- [18] JIANQ, X., YAN, G., WANG, Y., A Parameter Identification Method for General Inverter-fed Induction Motor Drive, *IEEE conf. Power Electronics and Motion Control*, vol. 3, p. 1 - 5, 2006.
- [19] DOPRADO, A., DE SOUSA, A.H., FERRARI, S.M., On-Line Identification of Induction Motors using Discrete Models for Sinusoidal Signals, *IEEE conf. Industrial Electronics*, p. 811–816, 2006.
- [20] PICARDI, C., ROGANO, N., Parameter identification of induction motor based on particle swarm optimization, *IEEE symp. on Power Electronics*,



- Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM), p. 968–973, 2006.
- [21] PEDRA, J., SAINZ, L., Parameter estimation of squirrel-cage induction motors without torque measurements, IEE Proc. on Electric Power Applications, vol. 153, i. 2, p. 263–270, 2006.
- [23] MONGKOL S., SANGWONGWANICH, S., Averaging analysis approach for stability analysis of speed-sensorless induction motor drives with stator resistance estimation, IEEE trans. on Industrial Electronics, vol. 53, i. 1, p. 162 – 177, 2006.
- [24] BLAHA, P., VACLAVEK, P., The Algorithm for Online Stator Resistance Identification of an AC Induction Motor, IEEE conf. on Intelligent Engineering Systems, p. 86 – 91, 2006.
- [25] SABAGHI, M., FESHKI, H., HAFEZI, R., KIANI, P., JALILIAN, A.R., Stator winding resistance estimation for temperature monitoring of induction motor under unbalance supplying by DC injection method, IEEE conf. on Universities Power Engineering (UPEC), p. 217–222, 2007.
- [26] SASIKUMAR, M., SANKARDOSS, V., PANDIAN, C., Parameter Estimation in High Performance Sensor Less Vector, IEEE conf. on Computational Intelligence and Multimedia Applications, vol. 1, p. 39–43, 2007.
- [27] MAITI, S., CHAKRABORTY, C., SENGUPTA, S., Adaptive Estimation of Speed and Rotor Time Constant for the Vector Controlled Induction Motor Drive Using Reactive Power, IEEE conf. on Industrial Electronics Society, vol. 53, i. 1, p. 286–291, 2007.
- [28] JUN, Z., YUNKUAN, W., XIAOFEI, Q., XIN, Z., An offline parameter identification method of induction motor, Intelligent Control and Automation, IEEE conf. on 7th World Congress (WCICA), vol. 53, i. 1, p. 8898–8901, 2008.
- [29] SUNDARESWARAN, K., SHYAM, N., PALANI, S., JAMES, J., Induction motor Parameter Estimation using Hybrid Genetic Algorithm, Industrial and Information Systems, IEEE conf. on Industrial and Information Systems (ICIIS), p. 1-6, 2008.
- [30] MIKAIL, R., RAHMAN, K.M., A sensor-less adaptive rotor parameter estimation method for three phase induction motor, IEEE conf. on Electrical and Computer Engineering (ICECE), p. 676–681, 2008.
- [31] LIU, J., WANG, X., Adaptive stator and rotor resistance identification for induction machine without rotational transducer, IEEE conf. on Control, p. 652–655, 2008.

- [32] ZAKY, S., KHATER, M., SHOKRALLA, S., YASIN, A., Wide-Speed-Range Estimation With Online Parameter Identification Schemes of Sensorless Induction Motor Drives, *IEEE trans. on Industrial Electronics*, vol. 56, i. 5, p. 1699–1707, 2009.
- [33] HAN, L., CHEN, G., General Adaptive Schemes for Resistance and Speed Estimation in Induction Motor Drives, *IEEE conf. on Computers in Power Electronics (COMPEL)*, p. 173–178, 2006.
- [34] XIAOYAO, Z., HAOZHONG, C., The induction motor parameter estimation through an adaptive genetic algorithm, *IEEE conf. on Universities Power Engineering (UPEC)*, vol. 1, p. 494-498, 2004.
- [35] XIAOYAO, Z., HAOZHONG, C., The induction motor parameter estimation through an adaptive genetic algorithm, *IEEE conf. on Universities Power Engineering (UPEC)*, vol. 1, p. 494-498, 2004.
- [36] CUPERTINO, F., MININNO, E., SALVATORE, L., ZIGMUND, B., A novel technique to estimate rotor time constant in vector controlled induction motor drives, *IEEE conf. on Power Electronics and Applications*, p. 10-16, 2005.
- [37] HUANG, B., QU, W., LU, H., A novel on-line rotor resistance estimation method for vector controlled induction motor drive, *IEEE conf. on Power Electronics and Motion Control (IPEMC)*, vol. 2, p. 655-660, 2004.
- [38] HAN, L., WEN, X., CHEN, G., New General MRAS Adaptive Scheme to Estimate Stator and Rotor Resistance of Induction Motors, *IEEE conf. on Industry Applications (IAS)*, vol. 4, p. 1775–1780, 2006.
- [39] ZHUOHUI, T., YONGDONG, L., ZHIYAN, J., Speed sensorless DTC and parameter estimation of induction motor based on a full-order MRAS method, *IEEE conf. on Power Electronics and Motion Control (IPEMC)*, vol. 3, p. 1202-1206, 2000.
- [40] VERGHESE, C., SANDERS, R., Observers for flux estimation in induction machines, *IEEE trans. on Industrial Electronics*, vol. 35, i. 1, p. 85–94, 1988.
- [41] VERGHESE, C., SANDERS, R., Observers for flux estimation in induction machines, *IEEE trans. on Industrial Electronics*, vol. 35, i. 1, p. 85–94, 1988.
- [42] SEOK, J., KWANG, O., JIN, C., Flux observer with online tuning of stator and rotor resistances for induction motors, *IEEE trans. on Industrial Electronics*, vol. 49, i. 3, p. 1202-1206, 2002.
- [43] HINKKANEN, M., LUOMI, J., Parameter sensitivity of full-order flux observers for induction motors, *IEEE trans. on Industry Applications*, vol.

- 39, i. 4, p. 1127–1135, 2003.
- [44] ELBULUK, M., LANGOVSKY, N., KANKAM, D., Design and implementation of a closed-loop observer and adaptive controller for induction motor drives, *IEEE trans. on Industry Applications*, vol. 1, p. 365-372, 1996.
- [45] XIAOHONG, N., JIAN, W., WEIHUA, G., JIRONG, H., ZHIWU, H., A Constant Gain Adaptive Observer for Speed and Resistances Identification, *IEEE conf. on Industry Applications*, vol. 2, i. 4, p. 712-718, 2006.
- [46] XIAOHONG, N., JIAN, W., WEIHUA, G., JIRONG, H., ZHIWU, H., A Constant Gain Adaptive Observer for Speed and Resistances Identification, *IEEE conf. on Industry Applications*, vol. 2, i. 4, p. 712-718, 2006.
- [47] ZHANG, Y., ZHAO, Z., Speed sensorless control for three-level inverter-fed induction motors using an Extended Luenberger Observer, *IEEE conf. on Vehicle Power and Propulsion (VPPC)*, p. 1-5, 2008.
- [48] HINKKANEN, M., HARNEFORS, L., LUOMI, J., Reduced-order flux observers with stator-resistance adaptation for speed-sensorless induction motor drives, *IEEE cong. and exp. on Energy Conversion (ECCE)*, p. 155–162, 2009.
- [49] KUN, Z., FEI, L., XIAOJIE, Y., A modified voltage model flux estimation of induction motors, *IEEE conf. on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, p. 94–97, 2008.
- [50] STEPHAN, J., BODSON, M., CHIASSON, J., Real-time estimation of the parameters and fluxes of induction motors, *IEEE an.meet. on Industry Applications*, vol. 1, p. 578-585, 1992.
- [51] TRISTÁN, P., JUAN, C. G., JUAN, C., SERGIO, J., Induction Motor Parameter And State Estimation Using Nonlinear Observers, paper from *Citeseerx*, 2005.
- [52] JINGCHUAN, L., LONGYA, X., ZHENG, Z., An adaptive sliding mode observer for induction motor sensorless speed control, *IEEE conf. on Industry Applications (IAS)*, vol. 2, p. 1329-1334, 2004.
- [53] PROCA, B., KEYHANI, A., Sliding-Mode Flux Observer With Online Rotor Parameter Estimation for Induction Motors, *IEEE trans. on Industrial Electronics*, vol. 54, i. 2, p. 716–723, 2007.
- [54] RAO, S., BUSS, M., UTKIN, V., State and parameter estimation in induction motors using sliding modes, *IEEE conf. on Power Electronics and Motion Control Conference (EPE-PEMC)*, p. 2312 – 2317, 2008.

- [55] HASAN, S., HUSAIN, I., A Luenberger–Sliding Mode Observer for Online Parameter Estimation and Adaptation in High-Performance Induction Motor Drives, *IEEE trans. on Industry Applications*, vol. 45, i. 2, p. 772–781, 2009.
- [56] HILAIRET, M., AUGER, F., DARENGOSSE, C., Two efficient Kalman filters for flux and velocity estimation of induction motors, *IEEE conf. on Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, vol. 2, p. 891-896, 2000.
- [57] BARUT, M., BOGOSYAN, S., GOKASAN, M., EKF based estimation for direct vector control of induction motors, *IEEE conf. on Industrial Electronics (IECON)*, vol. 2, p. 1710-1715, 2002.
- [58] AKIN, B., ORGUNER, U., ERSAK, A., State estimation of induction motor using unscented Kalman filter, *IEEE conf. on Control Applications (CCA)*, vol. 2, p. 915-919, 2003.
- [59] LEITE, A.V., ARAUJO, E., FREITAS, D., A new approach for speed estimation in induction motor drives based on a reduced-order extended Kalman filter, *IEEE int. symp. on Industrial Electronics*, vol. 2, p. 1221-1226, 2004.
- [60] LEITE, A.V., ARAUJO, R.E., FREITAS, D., Full and reduced order extended kalman filter for speed estimation in induction motor drives: a comparative study, *IEEE conf. on Power Electronics Specialists (PESC)*, vol. 3, p. 2293-2299, 2004.
- [61] STOICUTA, O., CAMPAN, H., PANA, T., The Comparative Study of the Stability of the Vector Control Systems That Contain In the Loop Luenberger and Kalman Type Estimators, *IEEE conf. on Automation, Quality and Testing, Robotics*, vol. 1, p. 113–117, 2006.
- [62] ALONGE, F., CANGEMI, T., D'IPPOLITO, F., GIARDINA, G., Speed and rotor flux estimation of induction motors via on-line adjusted Extended Kalman Filter, *IEEE conf. on Industrial Electronics (IECON)*, p. 336–341, 2006.
- [63] MURAT, B., SETA, B., METIN, G., Speed-Sensorless Estimation for Induction Motors Using Extended Kalman Filters, *IEEE Trans. Industrial Electronics*, vol. 54, i. 1, p. 272–280, 2007.
- [64] LIU, P., ZHANG, Q. , Research on a Modified EKF for Speed Estimation in Induction Motor Drives, *IEEE conf. on Integration Technology (ICIT)*, p. 432–436, 2007.
- [65] MAOUCHE, A., MEKIDECHE, R., BENSACKER, B., A stochastic failure compensation controller of induction motor based state estimation technique, *IEEE conf. on Systems, Signals and Devices (SSD)*, p. 1-6,

2008.

- [66] SALVATORE, N., CAPONIO, A., NERI, F., STASI, S., CASCELLA, G. L., Optimization of Delayed-State Kalman-Filter-Based Algorithm via Differential Evolution for Sensorless Control of Induction Motors, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 57, i. 1, p. 385–394, 2010.
- [67] CUIBUS, M., BOSTAN, V., AMBROSII, S., ILAS, C., MAGUREANU, R., Luenberger, Kalman and neural network observers for sensorless induction motor control, *IEEE conf. on Power Electronics and Motion Control (IPEMC)*, vol. 3, p. 1256-1261, 2000.
- [68] ZHANG, Y., WANG, J., CHUAN, H., Study of the flux observer and its optimizing strategy for induction motor based on Extended Kalman Filter, *IEEE conf. on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, p. 4028–4032, 2008.
- [69] MENAA, M., TOUHAMI, O., IBTIOUEN, R., Estimation of the rotor resistance in induction motor by application of the spiral vector theory associate to extended Kalman filter, *IEEE Southeastern Symp. on System Theory*, p. 211 – 216, 2003.
- [70] IWASAKI, T., KATAOKA, T., Application of an extended Kalman filter to parameter identification of an induction motor, *IEEE conf. on Industry Applications*, vol. 1, p. 248 - 253, 1989.
- [71] BARUT, M., BOGOSYAN, S., GOKASAN, M., EKF based estimation for direct vector control of induction motors, *IEEE conf. on Industrial Electronics Society (IECON)*, vol. 2, p. 1710 - 1715, 2002.
- [72] TERORDE, G., BELMANS, R., Speed, flux and torque estimation of induction motor drives with adaptive system model, *IEEE conf. on Power Electronics, Machines and Drives*, p. 498 – 503, 2002.
- [73] LEITE, V., ARAUJO, R., FREITAS, D., A new online identification methodology for flux and parameters estimation of vector controlled induction motors, *IEEE conf. on Electric Machines and Drives (IEMDC)*, vol. 1, p. 449 -455, 2003.
- [74] KARANAYIL, B., RAHMAN, F., GRANTHAM, C., Rotor resistance identification using artificial neural networks for an indirect vector controlled induction motor drive, *IEEE conf. on Industrial Electronics Society (IECON)*, vol. 2, p. 1315 - 1320, 2001.
- [75] KARANAYIL, B., RAHMAN, F., GRANTHAM, C., Speed sensorless vector controlled induction motor drive with rotor time constant identification using artificial neural networks, *IEEE conf. on Intelligent Control*, p. 715 - 720, 2002.

- [76] KARANAYIL, B., RAHMAN, M.F., GRANTHAM, C., Implementation of an on-line resistance estimation using artificial neural networks for vector controlled induction motor drive, IEEE conf. on Industrial Electronics Society (IECON), vol. 2, p. 1703 - 1708, 2003.
- [77] KARANAYIL, B., RAHMAN, M.F., GRANTHAM, C., On-line rotor resistance identification for induction motor drive with artificial neural networks supported by a simple PI stator resistance estimator, IEEE conf. on Power Electronics and Drive Systems (PEDS), vol. 1, p. 433 - 438, 2003.
- [78] KARANAYIL, B., RAHMAN, M.F., GRANTHAM, C., Rotor resistance identification using artificial neural networks for a speed sensorless vector controlled induction motor drive, IEEE conf. on Industrial Electronics Society (IECON), vol. 1, p. 419 - 424, 2003.
- [79] KARANAYIL, B., RAHMAN, M.F., GRANTHAM, C., Investigation of an on-line rotor resistance identification with a new stator resistance observer for induction motor drive using artificial neural networks, IEEE conf. on Power Electronics Specialist (PESC), vol. 4, p. 1883 - 1888, 2003.
- [80] KARANAYIL, B., RAHMAN, F., GRANTHAM, C., On-line stator and rotor resistance estimation scheme for vector-controlled induction motor drive using artificial neural networks, IEEE conf. on Industry Applications (IAS), vol. 1, p. 132 - 139, 2003.
- [81] KARANAYIL, B., RAHMAN, M.F., GRANTHAM, C., Stator and rotor resistance observers for induction motor drive using fuzzy logic and artificial neural networks, IEEE conf. on Industry Applications (IAS), vol. 1, p. 124 - 131, 2003.
- [82] CHENG-ZHI, C., MU-PING, L., QI-DONG, Z., YAN-CHAO, Z., Research on online identification of the stator resistance using wavelet neural network, IEEE conf. on Machine Learning and Cybernetics, vol. 5, p. 3073-3077, 2004.
- [83] KARANAYIL, B., RAHMAN, M.F., GRANTHAM, C., Stator and rotor resistance observers for induction motor drive using fuzzy logic and artificial neural networks, IEEE conf. on Industry Applications (IAS), vol. 1, p. 124 - 131, 2003.
- [84] BABURAJ, K., MUHAMMED, R., COLIN, G., Online Stator and Rotor Resistance Estimation Scheme Using Artificial Neural Networks for Vector Controlled Speed Sensorless Induction Motor Drive, IEEE trans. on Industrial Electronics, vol. 54, i. 1, p. 132 - 139, 2007.
- [85] SONMEZ, M., YAKUT, M., Identification of IM Resistance Using Artificial Neural Network in Low Speed Region, IEEE con. On Intelligent

Sensors, Sensor Networks and Information (ISSNIP), vol. 54, i. 1, p. 437 – 442, 2007.

- [86] KAMPISIOS, K., ZANCHETTA, P., GERADA, C., TRENTIN, A., JASIM, O., Induction Motor parameters identification using Genetic Algorithms for varying flux levels, IEEE conf. on Power Electronics and Motion Control (EPE-PEMC), p. 887 – 892, 2008.
- [87] BRANDSTETTER, P., SKUTA, O., Rotor time constant adaptation using Radial Basis Function network, IEEE conf. on Power Electronics and Motion Control (EPE-PEMC), p. 1375– 1381, 2008.
- [88] SAYOUTI, Y., ABBOU, A., AKHERRAZ, M., MAHMOUDI, H., On-Line Neural Network Stator Resistance Estimation in Direct Torque Controlled Induction Motor Drive, IEEE conf. on Intelligent Systems Design and Applications, p. 988 – 992, 2009. 2009.
- [89] GAO, S., WANG, Y., CAI, Y., ZHANG, C., Design and Simulation of Artificial-Neural-Network-Based Rotor Resistance Observer of Induction Motors, IEEE conf. on Intelligent Networks and Intelligent Systems (ICINIS), p. 593–596, 2009.
- [90] KAMANKESH, S., KHABURI, D.A., On-line rotor time constant estimation for induction motor using two new methods, RLS and SDBP algorithms, IEEE conf. on Electrical and Electronics Engineering (ELECO), p. I-184 - I-188, 2009.
- [91] KARANAYIL, B., RAHMAN, F., GRANTHAM, C., Induction motor parameter determination technique using artificial neural networks, IEEE conf. on Electrical Machines and Systems (ICEMS), p. 793–798, 2008.
- [92] BRANDSTETTER, P., CAJKA, R., SKUTA, O., Rotor time constant adaptation with ANN application, IEEE conf. on Power Electronics and Applications, p. 1-10, 2007.
- [93] SAYYID, R., Neural Observers for Non-Linear Systems, Thesis, King Fahd University Of Petroleum & Minerals, Saudi Arabia, 1999.
- [94] WANG, D., GU, S., WANG, K., A neural-network-base adaptive estimator for speed-sensorless control of induction motor, IEEE conf. on Intelligent Control and Automation, vol. 4, p. 2812-2816, 2002.
- [95] NIED, A., SELEME, S., PARMA, G., MENEZES, R., On-line training algorithms for an induction motor stator flux neural observer, IEEE conf. on Industrial Electronics Society (IECON), vol. 1, p. 129-134, 2003.
- [96] YUSOF, Y., YATIM, M., Simulation and modeling of stator flux estimator for induction motor using artificial neural network technique, IEEE conf. on Power Engineering (PECon), p. 11-15, 2003.

- [97] GRZESIAK, L., UFNALSKI, B., Neural stator flux estimator with dynamical signal preprocessing, IEEE conf. in Africa (AFRICON), vol. 2, p. 1137 - 1142, 2004.
- [98] MÍNO-AGUILAR, G., MORENO-EGUILAZ, M., PRYYMAK, B., PERACAULA, J., A Neural Network Based Optimal Rotor Flux Estimator for Efficiency Optimization of an Induction Motor Drive, IEEE conf. on Industrial Electronics, vol. 3, p. 2528–2534, 2006.
- [99] ERA, P., SATO, Y., MAURIDHI, H., GIGIH, P., The development of speed sensor observer for induction motor by using adaptive Neuro Fuzzy with back propagation learning method, IEEE conf. on Properties and Applications of Dielectric Materials, p. 787–792, 2006.
- [100] ORLOWSKA-KOWALSKA, T., KOWALSKI, C.T., Neural network application for flux and speed estimation in the sensorless induction motor drive, IEEE conf. on Industrial Electronics (ISIE), vol. 3, p. 1253 - 1258, 1997.
- [101] ORLOWSKA-KOWALSKA, T., KOWALSKI, C.T., Neural network application for flux and speed estimation in the sensorless induction motor drive, IEEE conf. on Industrial Electronics (ISIE), vol. 3, p. 1253 - 1258, 1997.
- [102] JOKAR, H., ABDI, B., ARDEBILI, M., Vector Control of Induction Motors Using Radial Basis Function Neural Network, Diagnostics for Electric Machines, IEEE conf. on Power Electronics and Drives (SDEMPED), p. 215–218, 2007.
- [103] HAO, Z., XIANZHONG, D., Induction motor flux estimation based on Artificial Neural Network left-inversion, IEEE conf. on Industrial Electronics (ISIE), p. 639–643, 2008.
- [104] ALANIS, A.Y., SANCHEZ, N., LOUKIANOV, G., Real-time discrete recurrent high order neural observer for induction motors, IEEE conf. on Neural Networks (IJCNN), p. 1012–1018, 2008.
- [105] NEEMA, D., PATEL, N., THOKE, S., Rotor flux and torque estimator for vector controlled induction drive using ANN, IEEE conf. on Neural Networks (IJCNN), p. 2215 – 2220, 2009.
- [106] D'ANGEL, V., COSTA, P., State estimation for induction machines using an neural network backpropagation technique, IEEE conf. on Systems, Man, and Cybernetics, vol. 4, p. 2613-2618, 2000.
- [107] XIN, W., XIAN, D., The neural network inverse control of induction motor with adaptive estimation of flux based on EKF, IEEE conf. on Electrical Machines and Systems (ICEMS), vol. 1, p. 148-152, 2005.



- [108] RUBAAI, A., KOTARU, R., KANKAM, D., Online training of parallel neural network estimators for control of induction motors, IEEE trans. on Industry Applications, vol. 37, i. 5, p. 148-152, 2001.
- [109] ALANIS, Y., SANCHEZ, N., LOUKIANOV, G., Discrete-Time Recurrent Neural Induction Motor Control using Kalman Learning, IEEE conf. on Neural Networks (IJCNN), p. 1993–2000, 2000.
- [110] ATKINSON, J., Estimation of rotor resistance in induction motors, IEEE Proc. on Elct. Power Appl. vol. 143, i. 1, p. 1119-1127, 1996.
- [111] BOUSSAK, M., CAPOLINO, A., Recursive least-squares rotor time constant identification for vector controlled induction machine, IEEE conf. on Elect. Mach. Power Syst., vol. 20, i. 2, p. 137-147, 1992.
- [112] CIRRINCIONE M., A new experimental application of least-squares technique for the estimation of the induction motor parameters, IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 39, i. 5, p. 1247-1156, 2003.
- [113] KOUBAA, Y., Induction machine drive parameters estimation, IEEE conf. on Systems, Man and Sybernetics (SMC), vol.6, p. 6-12, 2002.
- [114] MOON, I., KEYHANI, A., Estimation of induction machine parameters from standstill time-domain data, IEEE conf. on Industry Applications Society, vol. 1, p. 336 – 342, 1993.
- [115] GORTER, A., Simultaneous estimation of induction machine parameters and velocity, IEEE conf. on Power Electronics Specialists (PESC), vol. 2, p. 1295-1301, 1995.
- [116] RAZZOUK, B., Implementation of a DSP based real-time estimation of induction motors rotor time constant, IEEE trans. on Power Electr., vol. 14, i. 1, p. 534-542.
- [117] STEPHAN, J., Real time estimation of the parameters and fluxes of induction motors, IEEE conf. on Industry Applications Society, vol. 1, p. 578 – 585, 1992.
- [118] ONG, C., Dynamic simulation of electric machinery, using matlab-simulink, Prentice Hall PTR, isbn: 0-13-723785-5, 1998.
- [119] PAUL, C. KRAUSE, O. WASYNCZUK, S., Analysis of Electric Machinery and Drive Systems, Wiley-IEEE Press, ISBN-10: 047114326X, 2002.
- [120] BOSE, B., Modern Power Electronics And Ac Drives, PHI Press, ISBN: 9788120327498, 2001.
- [121] BLASHKE, F., The principle of field orientation as applied to the new

transvector closed-loop control system for rotating-field machines, *Siemens Rev.*, 1972.

- [122] HASSE, K., Zum Dynamischen Verhalten der Asynchronmaschine bei Betrieb Mit Variabler Standerfrequenz und Standerspannung, *ETZ-A*, Bd. 9, p. 77, 1968.
- [123] YADAI AH, N., SOWMYA, G., Neural Network Based State Estimation of Dynamical Systems, *IEEE conf. on Neural Network (IJCNN)*, p. 1042-1049, 2006.
- [124] WAX, M., ZIF, J., Improved bounds on the local mean-square error and the bias of parameter estimators, *IEEE tran. on Information Theory*, i. 4, p. 529-530, 2003.

## ÖZGEÇMİŞ

Aydın MÜHÜRÇÜ, 06.09.1978 de Bulgaristan'da doğdu. İlk eğitimini Bulgaristan'da tamamladı. Orta, lise ve üniversite eğitimine Sakarya'da devam etti. 1997'de Sakarya Fatih Anadolu Teknik Lisesinden mezun oldu, 2001'de Sakarya Üniversitesi Elektrik ve Elektronik Mühendisliğinden mezun oldu, 2004'de Sakarya Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik ve Elektronik Mühendisliğinden mezun olduktan sonra, yine aynı üniversitede doktora eğitimine başladı. Halen doktora öğrencisi olan Aydın Mühürçü, doktora çalışmalarını tez araştırma safhasında devam ettirmektedir. 2003 yılından bu yana Sakarya Üniversitesi Elektrik ve Elektronik Mühendislik Fakültesi Kontrol ve Kumanda Anabilim Dalında araştırma görevlisi olarak görev yapmaktadır.