



T.C.

NİĞDE ÖMER HALİSDEMİR ÜNİVERSİTESİ

FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

ASENKRON MOTOR SÜRÜCÜLERİ İÇİN KESTİRİM ALGORİTMALARININ
GELİŞTİRİLMESİ VE GERÇEK-ZAMANLI UYGULAMALARI

RİDVAN DEMİR

Aralık 2017

T.C.
NİĞDE ÖMER HALİSDEMİR ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

ASENKRON MOTOR SÜRÜCÜLERİ İÇİN KESTİRİM ALGORİTMALARININ
GELİŞTİRİLMESİ VE GERÇEK-ZAMANLI UYGULAMALARI

RIDVAN DEMİR

Doktora Tezi

Danışman


Doç. Dr. Murat BARUT

Aralık 2017

Rıdvan DEMİR tarafından **Doç. Dr. Murat BARUT** danışmanlığında hazırlanan **“ASENKRON MOTOR SÜRÜCÜLERİ İÇİN KESTİRİM ALGORİTMALARININ GELİŞTİRİLMESİ VE GERÇEK-ZAMANLI UYGULAMALARI”** adlı bu çalışma jürimiz tarafından Niğde Ömer Halisdemir Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü **Elektrik-Elektronik Mühendisliği** Ana Bilim Dalı’nda Doktora tezi olarak kabul edilmiştir.


Başkan : Prof. Dr. Ferhat DALDABAN, Erciyes Üniversitesi


Üye : Prof. Dr. Nurettin ACIR, Bursa Teknik Üniversitesi


Üye : Prof. Dr. Saffet AYASUN, Niğde Ömer Halisdemir Üniversitesi


Üye : Doç. Dr. Aytekin BAĞIŞ, Erciyes Üniversitesi


Üye : Doç. Dr. Murat BARUT, Niğde Ömer Halisdemir Üniversitesi

ONAY:

Bu tez, Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulunca belirlenmiş olan yukarıdaki jüri üyeleri tarafından/..../20.... tarihinde uygun görülmüş ve Enstitü Yönetim Kurulu’nun/..../20.... tarih ve sayılı kararıyla kabul edilmiştir.

...../...../20...

Doç. Dr. Murat BARUT
MÜDÜR V.

TEZ BİLDİRİMİ

Tez içindeki bütün bilgilerin bilimsel ve akademik kurallar çerçevesinde elde edilerek sunulduğunu, ayrıca tez yazım kurallarına uygun olarak hazırlanan bu çalışmada bana ait olmayan her türlü ifade ve bilginin kaynağına eksiksiz atıf yapıldığını bildiririm.

Rıdvan DEMİR

ÖZET

ASENKRON MOTOR SÜRÜCÜLERİ İÇİN KESTİRİM ALGORİTMALARININ GELİŞTİRİLMESİ VE GERÇEK-ZAMANLI UYGULAMALARI

DEMİR, Rıdvan

Niğde Ömer Halisdemir Üniversitesi

Fen Bilimleri Enstitüsü

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Danışman : Doç. Dr. Murat BARUT

Aralık 2017, 110 sayfa

Bu tez çalışmasında, asenkron motorların (ASM'lerin) yüksek başarılı kontrolü için hız-algılayıcılı ve hız-algılayıcısız durum ve parametre kestirimi yapan algoritmalar tasarlanmıştır. Bu amaçla, ASM'lerin hız-algılayıcılı ve hız-algılayıcısız kontrolünde kullanılan literatürdeki mevcut çalışmalar incelenerek, tez çalışması kapsamında altı farklı çalışma önerilmiştir. İlk çalışmada aktif güç denklemlerini kullanan modele uyarlamalı sistem (MUS) tabanlı stator direnci (R_s) kestiricisi tasarlanmıştır. İkinci çalışmada, geleneksel genişletilmiş Kalman fitresi (GKF) ve MUS tabanlı R_s kestiricisi algoritmaları birleştirilerek eş-zamanlı durum ve parametre kestirimi yapabilen karma kestirim algoritması gerçekleştirilmiştir. Üçüncü çalışmada, hız-algılayıcısız olarak ASM'ye ait kestirilen durum ve parametrelerin sayısını arttırmak amacıyla sekizinci dereceden tek modelin kullanıldığı yeni bir GKF algoritması literatüre tanıtılmıştır. Dördüncü çalışmada, eş-zamanlı rotor ve stator direnci kestirim problemini çözmek için hız-algılayıcısız kullanan tek modelin kullanıldığı GKF algoritması önerilmiştir. Beşinci çalışmada, dördüncü çalışmadaki hesap süresini azaltmak için indirgenmiş dereceli bir GKF (İDGKF) algoritması tasarlanmıştır. Son çalışmada ise ASM'lerin alan zayıflama bölgesindeki yüksek başarılı kontrolü için yeni bir İDGKF'yi kullanan hız-algılayıcılı doğrudan VK sistemi tasarlanmıştır.

Anahtar Sözcükler: Asenkron motorlar, gözlemleyiciler, parametre kestirimi, genişletilmiş Kalman fitresi.

SUMMARY

DEVELOPMENTS AND REAL-TIME IMPLEMENTATIONS OF ESTIMATION ALGORITHMS FOR INDUCTION MOTOR DRIVES

DEMİR, Rıdvan

Nigde Ömer Halisdemir University

Graduate School of Natural and Applied Sciences

Department of Electrical and Electronics Engineering

Supervisor : Associate Professor Dr. Murat BARUT

December 2017, 110 pages

In this thesis, algorithms estimating states and parameters with a speed-sensor or speed-sensorless are designed for high performance control of IM. For this aim, the existing studies in the literature proposed for the control of IM with speed-sensor or speed-sensorless are examined and six different studies are proposed in this thesis. In the first study, a stator resistance (R_s) estimator based on model reference adaptive system (MRAS) using active power equations is designed. In the second study, a new hybrid estimation method combining the conventional extended Kalman filter (EKF) and the MRAS-based R_s estimator is realized for the simultaneous estimations of IM states and parameters. In the third study, a novel EKF-based estimator using an eighth order IM model is introduced to the literature for increasing the estimated states and parameters of IM. In the fourth study, another new EKF algorithm utilizing an IM model is proposed for solving the simultaneous estimation problem of rotor and stator resistances. In the fifth study, a new reduced order EKF (ROEKF)-based estimator is designed for reducing the computational time of the new EKF algorithm which proposed in fourth study. In the last study, for the high performance control of IM in the field weakening region, a direct vector control (VC) using a novel ROEKF-based estimator with a speed-sensor is implemented.

Keywords: Induction motors, observers, parameter estimation, extended Kalman filter

ÖN SÖZ

Doktora tez çalışmam süresince, bilgi ve yardımlarını esirgmeden çalışmalarına yön veren ve bana her konuda destek sağlayan danışman hocam, Sayın Doç. Dr. Murat BARUT'a en içten teşekkürlerimi sunarım.

Çalışmam sırasındaki katkıları ve yön verici yorumlarından dolayı Tez İzleme Komitemdeki değerli hocalarım Sayın Prof. Dr. Nurettin ACIR ve Sayın Prof. Dr. Ferhat DALDABAN'a teşekkürlerimi sunarım. Doktora çalışmam süresince bilgilerini esirgemeyen Yrd. Doç. Dr. Engin Cemal MENGÜÇ'e, Yrd. Doç. Dr. Salim ÇINAR'a, çalışma grubu arkadaşlarım Yrd. Doç. Dr. Remzi İNAN'a, Yrd. Doç. Dr. Emrah ZERDALI'ye, Arş. Gör. Recep YILDIZ'a ve Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü Öğretim Üyelerine müteşekkir olduğumu belirtmek isterim.

Bu tezi, bütün öğrenim hayatım boyunca maddi ve manevi her türlü desteği veren babam Mehmet DEMİR'e, annem Gülefer DEMİR'e, kardeşlerim Neslihan ADAR'a, Aslıhan DEMİR'e, özellikle her zaman yanımda olan hayat arkadaşım Esmâ DEMİR'e, bana dünyanın en güzel duygusu olan babalığı tattıran güzel kızlarım Reyhan Deva'ya ve Hifa'ya ithaf ediyorum.

Bu çalışmaya FEB 2016/09 BAGEP numaralı proje ile finansal destek sağlayan Niğde Ömer Halisdemir Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Birimine ve çalışanlarına katkılarından dolayı teşekkür ederim.

İÇİNDEKİLER

ÖZET	iv
SUMMARY	v
ÖN SÖZ	vi
İÇİNDEKİLER DİZİNİ	vii
ÇİZELGELER DİZİNİ	x
ŞEKİLLER DİZİNİ	xi
SİMGE VE KISALTMALAR	xiv
BÖLÜM I GİRİŞ	1
BÖLÜM II AKTİF GÜÇ DENKLEMLERİNİ KULLANAN MUS TABANLI STATOR DİRENCİ KESTİRİMİ	13
2.1 EKOK Tabanlı Uyarlama Mekanizması Kullanan AG-MUS Tasarımı	14
2.2 EKOK Algoritmasının Kararlılık Analizi	15
2.3 Önerilen Stator Direnci Kestiricisinin Gerçek-Zamanlı Deney Sonuçları	17
2.4 Sonuç	19
BÖLÜM III ASENKRON MOTORLAR İÇİN HIZ-ALGILAYICISIZ GKF&MUS TABANLI KARMA KESTİRİM ALGORİTMASI	20
3.1 Giriş	20
3.2 ASM'nin Genişletilmiş Modeli	21
3.3 Genişletilmiş Kalman Filtresi	23
3.4 ASM'ler İçin Hız-Algilayıcısız Durumda R_r ve R_s 'nin Eş-zamanlı Kestirimi Üzerine Değerlendirmeler	23
3.5 Karma Kestirim Algoritmasının Yapısı	24
3.6 Benzetim Sonuçları	25
3.7 Gerçek-Zamanlı Sonuçlar	32
3.7.1 Senaryo I: Çok düşük hızda R_s kestirimi olmaksızın tek başına çalışan GKF algoritmasının başarımı (Şekil 3.8)	35
3.7.2 Senaryo II: R_s değişimleri altında karma kestirim algoritmasının çok düşük/sıfır hız başarımı (Şekil 3.9)	35
3.7.3 Senaryo III: R_s değişimleri altında ve düşük hız bölgesinde hız ve momentin terslendirilmesi durumu için karma kestirim algoritmasının başarımı (Şekil 3.10)	38

3.7.4 Senaryo IV: Anma hızında, hız ve yük momentinin terslendirilmesi durumu için karma kestirim algoritmasının başarımı (Şekil 3.11)	38
3.7.5 Senaryo V: Anma hızında ve rotor direnci değişimleri için karma kestirim algoritmasının başarımı (Şekil 3.12)	38
3.8 Sonuç	44
BÖLÜM IV ASENKRON MOTORLARIN HIZ-ALGILAYICISIZ KONTROLÜ İÇİN SEKİZİNCİ DERECEDEDEN GENİŞLETİLMİŞ KALMAN FİLTRESİ TABANLI KESTİRİCİ	46
4.1 Giriş	46
4.2 Sekizinci Dereceden Genişletilmiş ASM Modeli	47
4.3 Sekizinci Dereceli GKF Algoritmasının Tasarımı	48
4.4 Benzetim Sonuçları ve Gözlemler	49
4.5 Gerçek-Zamanlı Sonuçlar	55
4.5.1 Senaryo I: Anma hızı ve R_s değişimleri altında GKF algoritmasının başarımı (Şekil 4.6)	55
4.5.2 Senaryo II: Orta hızlar ve R_s değişimleri altında hız ve yük momentinin terslendirilmesi durumu için GKF algoritmasının başarımı (Şekil 4.7)	56
4.5.3 Senaryo III: GKF algoritmasının çok düşük/sıfır hız başarımı (Şekil 4.8)	56
4.5.4 Senaryo IV: Anma hızında, hız ve yük momentinin terslendirilmesi durumu için karma kestirim algoritmasının başarımı (Şekil 4.9)	60
4.6 Sonuç	62
BÖLÜM V ASENKRON MOTORLARIN HIZ-ALGILAYICILI DOĞRUDAN MOMENT KONTROLÜ İÇİN GKF TABANLI STATOR VE ROTOR DİRENCİ KESTİRİMİ	63
5.1 Giriş	63
5.2 Altıncı Dereceden Genişletilmiş ASM Modeli	64
5.3 Altıncı Dereceden Hız-Algilayıcı GKF Algoritmasının Tasarımı	64
5.4 Benzetim Sonuçları ve Gözlemler	65
5.5 Sonuç	69
BÖLÜM VI ASENKRON MOTORLARIN HIZ-ALGILAYICILI DOĞRUDAN VEKTÖR KONTROLÜ İÇİN İNDİRGENMİŞ DERECELİ GKF TABANLI STATOR VE ROTOR DİRENCİ KESTİRİMİ	70
6.1 Giriş	70
6.2 İndirgenmiş Dördüncü Dereceden ASM Modelin Elde Edilmesi	71

6.3	Benzetim Sonuçları ve Gözlemler	73	
6.4	Sonuç	77	
BÖLÜM VII ASENKRON MOTORLARIN HIZ-ALGILAYICILI DOĞRUDAN			
VEKTÖR KONTROLÜ İÇİN İNDİRGENMİŞ DERECELİ GKF TABANLI			
PARAMETRE KESTİRİMİ			79
7.1	Giriş	79	
7.2	İndirgenmiş Dördüncü Dereceden ASM Modelin Elde Edilmesi	80	
7.3	Benzetim Sonuçları ve Gözlemler	82	
7.3.1	Senaryo I: Anma ve çok düşük/sıfır hız bölgelerinde R_r , L_m ve t_L değişimleri için İDGKF'nin başarımı	83	
7.3.2	Senaryo II: Alan zayıflama, anma ve sıfır hız bölgelerinde R_r ve t_L değişimleri için İDGKF'nin başarımı	84	
7.4	Gerçek-Zamanlı Sonuçlar	88	
7.4.1	Senaryo I: Anma hızında yük momenti değişimleri için İDGKF algoritmasının başarımı	88	
7.4.2	Senaryo II: Çok düşük ve orta hız bölgelerinde İDGKF algoritmasının başarımı	89	
7.5	Sonuç	91	
BÖLÜM VIII SONUÇ.....			92
KAYNAKLAR			97
ÖZ GEÇMİŞ			109
TEZ ÇALIŞMASINDAN ÜRETİLEN ESERLER			110

ÇİZELGELER DİZİNİ

Çizelge 3.1. Benzetimde kullanılan ASM parametreleri	26
Çizelge 3.2. Şekil 3.4 ile verilen kestirim sonuçlarına ilişkin yakınsama süreleri	31
Çizelge 3.3. ASM'nin anma parametreleri.	33
Çizelge 3.4. Şekil 3.9-3.12'de verilen senaryolara ait ortalama karesel hatanın karekökü	43
Çizelge 3.5. Önerilen karma algoritma ve ÇG-GKF algoritmasına ait işlem süreleri....	44
Çizelge 4.1. Şekil 4.4'de verilen kestirim sonuçlarına ait ortalama mutlak hatalar	52
Çizelge 4.2. Şekil 4.4 ile verilen kestirim sonuçlarına ilişkin başlangıç yakınsama süreleri	52
Çizelge 4.3. Şekil 4.6-4.9'da verilen senaryolara ait ortalama karesel hatanın karekökü	60
Çizelge 5.1. Şekil 5.4 ile verilen kestirim sonuçlarına ilişkin başlangıç yakınsama süreleri	68
Çizelge 5.2. Şekil 5.4'de verilen kestirim sonuçlarına ait ortalama mutlak hatalar	68
Çizelge 6.1. Şekil 6.4 ile verilen kestirim sonuçlarına ilişkin başlangıç yakınsama süreleri	76
Çizelge 6.2. Şekil 6.4'de verilen kestirim sonuçlarına ait ortalama mutlak hatalar.	77
Çizelge 6.3. Önerilen İDGKF ve TDGKF algoritmalarının çalışma süreleri	77
Çizelge 7.1. Şekil 7.4 ve 7.7 ile verilen kestirim sonuçlarına ilişkin başlangıç yakınsama süreleri	87
Çizelge 7.2. Şekil 7.4 ve 7.7'de verilen kestirim sonuçlarına ait ortalama mutlak hatalar	88
Çizelge 8.1. Tez kapsamında yapılan çalışmalara ait yöntem, kestirilen durumlar/ parametreler ve katkılar	96

ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 1.1. Dolaylı vektör kontrol sistemi (Barut, 2005).....	2
Şekil 1.2. Doğrudan vektör kontrol sistemi (Barut, 2005).....	2
Şekil 1.3. Doğrudan moment kontrol sistemi (Barut, 2005).....	3
Şekil 1.4. Geleneksel modele uyarlamalı sistemin blok şeması (Schauder, 1992).....	6
Şekil 2.1. Geleneksel PI tabanlı AG-MUS kestiricinin blok şeması	14
Şekil 2.2. R_s kestirimi için EKOK algoritması ile tasarlanan AG-MUS'un blok şeması	15
Şekil 2.3. Önerilen AG-MUS ve geleneksel PI kontrolör tabanlı AG-MUS için karşılaştırmalı gerçek-zamanlı deney sonuçları	17
Şekil 2.4. Önerilen AG-MUS kestirim başarımı üzerine örnekleme zamanının etkisi... ..	18
Şekil 3.1. Önerilen karma kestirim algoritmasının akış şeması.....	25
Şekil 3.2. Önerilen karma kestirici tabanlı hız-algılayıcısız doğrudan moment kontrol sistemi.....	26
Şekil 3.3. Önerilen karma kestiricinin başarımlar testi için n_m^r , t_L , R_r ve R_s 'nin referans değişimleri.....	29
Şekil 3.4. Önerilen karma kestiricinin benzetim sonuçları	30
Şekil 3.5. Önerilen karma kestiricinin izleme ve kestirim hataları için benzetim sonuçları	31
Şekil 3.6. Önerilen karma kestirim algoritmasının gerçek-zamanlı başarımlar testi için kullanılan deney düzeneği.....	32
Şekil 3.7. ASM'ye a.a sürücü tarafından uygulanan stator gerilimlerin α ve β bileşenleri	33
Şekil 3.8. Çok düşük hız bölgesinde R_s kestirimi olmaksızın tek başına çalışan GKF algoritmasının gerçek-zamanlı sonuçları	36
Şekil 3.9. Çok düşük ve sıfır hızlarda R_s değişimleri için karma kestirim algoritmasının gerçek-zamanlı sonuçları.....	37
Şekil 3.10. Çok düşük hızlarda n_m ve t_L 'nin terslendirilmesi ile birlikte R_s değişimleri için karma kestirim algoritmasının gerçek-zamanlı sonuçları	40
Şekil 3.11. Anma hızında n_m ve t_L 'nin terslendirilmesi durumu için karma kestirim algoritmasının gerçek-zamanlı sonuçları	41

Şekil 3.12. Anma hızında rotor direnci değişimleri altında karma kestirim algoritmasının gerçek-zamanlı sonuçları	42
Şekil 4.1. Sekizinci dereceden GKF algoritmasının genel şeması	48
Şekil 4.2. GKF tabanlı doğrudan VK sisteminin blok diyagramı.....	49
Şekil 4.3. GKF algoritmasının başarımı için n_m^r , uygulanan t_L , R_s ve j_T 'nin değişimi. 50	
Şekil 4.4. Önerilen sekizinci dereceden GKF algoritmasına ait benzetim sonuçları.....	53
Şekil 4.5. Önerilen GKF algoritmasının izleme ve kestirim hataları için benzetim sonuçları	54
Şekil 4.6. Önerilen GKF algoritmasının anma hızında R_s değişimleri için gerçek-zamanlı deney sonuçları	57
Şekil 4.7. Orta hız bölgesinde n_m ve t_L 'nin terslendirilmesi ile birlikte ve R_s değişimleri için GKF algoritmasının gerçek-zamanlı deney sonuçları.....	58
Şekil 4.8. Çok düşük/sıfır hızlarda önerilen GKF algoritmasının gerçek-zamanlı deney sonuçları	59
Şekil 4.9. Anma hızında n_m ve t_L 'nin terslendirilmesi durumu için önerilen GKF algoritmasının gerçek-zamanlı sonuçları	61
Şekil 5.1. Altıncı dereceli GKF algoritmasının genel şeması	65
Şekil 5.2. GKF tabanlı hız-algılayıcılı doğrudan moment kontrol sistemi.....	66
Şekil 5.3. Yeni GKF tabanlı DMK sisteminin başarımı için n_m^r , t_L , R_r ve R_s 'in değişimi	66
Şekil 5.4. Yeni GKF tabanlı kestirici ve DMK sistemine ait benzetim sonuçları.....	67
Şekil 5.5. Kestirim ve izleme hataları için benzetim sonuçları	68
Şekil 6.1. Dördüncü dereceli İDGKF algoritmasının genel şeması.....	73
Şekil 6.2. İDGKF tabanlı hız-algılayıcılı doğrudan VK sistemi.....	74
Şekil 6.3. İDGKF tabanlı doğrudan VK sisteminin başarımı için n_m^r , t_L , R_s ve R_r 'in değişimi	74
Şekil 6.4. Doğrudan VK'lı sürücü sistemi ve İDGKF tabanlı kestiriciye ait benzetim sonuçları	75
Şekil 6.5. Doğrudan VK'lı sürücü sistemi ve İDGKF tabanlı kestiriciye ait kestirim ve izleme hataları için benzetim sonuçları	76
Şekil 7.1. Dördüncü dereceli İDGKF algoritmasının genel şeması.....	82
Şekil 7.2. İDGKF tabanlı hız-algılayıcılı doğrudan VK sistemi.....	83
Şekil 7.3. İDGKF tabanlı doğrudan VK sisteminin başarımı için n_m^r , t_L , R_r ve L_m 'in değişimi (Senaryo I)	84

Şekil 7.4. Doğrudan VK'lı sürücü sistemi ve İDGKF tabanlı kestiriciye ait benzetim sonuçları (Senaryo I)	85
Şekil 7.5. Doğrudan VK'lı sürücü sistemi ve İDGKF algoritmasına ait izleme ve kestirim hataları (Senaryo I).....	85
Şekil 7.6. İDGKF tabanlı doğrudan VK sisteminin başarımı için n_m^r , t_L , R_r ve L_m 'in değişimi (Senaryo II).....	86
Şekil 7.7. Doğrudan VK'lı sürücü sistemi ve önerilen İDGKF tabanlı kestiricinin benzetim sonuçları (Senaryo II)	86
Şekil 7.8. Doğrudan VK'lı sürücü sistemi ve önerilen İDGKF algoritmasına ilişkin izleme ve kestirim hataları (Senaryo II).....	87
Şekil 7.9. Önerilen İDGKF algoritmasının anma hız bölgesindeki başarımı için hız ve yük momenti değişimi	89
Şekil 7.10. Anma hızında yük momenti değişimi altında İDGKF algoritmasına ait gerçek-zamanlı kestirim sonuçları	89
Şekil 7.11. Önerilen İDGKF algoritmasının düşük ve orta hız bölgesindeki başarımı için hız ve yük momenti değişimi	90
Şekil 7.12. Düşük ve orta hız bölgesinde İDGKF algoritmasına ait gerçek-zamanlı kestirim sonuçları.....	90

SİMGE VE KISALTMALAR

Simgeler	Açıklama
P^r	: Referans aktif güç
P^u	: Uyarlanabilir aktif güç
$\alpha\beta$: Duran eksen takımı
$v_{s\alpha}, v_{s\beta}$: Stator gerilimlerinin α ve β bileşenleri
$i_{s\alpha}, i_{s\beta}$: Stator akımlarının α ve β bileşenleri
L_σ	: Stator geçici endüktansı
σ	: Kaçak ya da kuplaj faktörü
L_m	: Mıknatıslama endüktansı (karşılıklı endüktans)
L_r	: Statora indirgenmiş rotor öz endüktansı
L_s	: Stator endüktansı
R_s	: Stator direnci
R_{sn}	: Stator direncinin anma değeri
R_r	: Statora indirgenmiş rotor direnci
R_{rn}	: Statora indirgenmiş rotor direncinin anma değeri
χ	: Rotor direncinin sıcaklık ve frekansa bağlı değişimi
p_p	: Kutup çifti sayısı
$\varphi_{r\alpha}, \varphi_{r\beta}$: Rotor akılarının α ve β bileşenleri
$\varphi_{s\alpha}, \varphi_{s\beta}$: Stator akılarının α ve β bileşenleri
ω_m	: Rotor milinin mekanik hızı
J_T	: Asenkron motorun ve yükün toplam eylemsizliği
γ_T	: Toplam eylemsizliğin tersi ($\frac{1}{J_T}$)
β_T	: Asenkron motorun ve yükün toplan viskoz sürtünme katsayısı
θ_{rf}	: Yönlendirilen stator veya rotor akısının duran eksen takımına göre konumu
t_L	: Yük momenti
t_{ind}	: İndüklenen elektromanyetik moment
t_{Ln}	: Yük momentinin anma değeri

P	: Asenkron motorun anma gücü
V	: Asenkron motorun anma gerilimi
I	: Asenkron motorun anma akımı
d	: Referans model çıkışı
y	: Uyarlanabilir model çıkışı
e	: Referans ve uyarlanabilir model çıkışları arasındaki fark olarak tanımlanan hata
μ	: Sabit adım büyüklüğü
\mathbf{X}	: Giriş vektörü
\mathbf{W}	: Ağırlık katsayı vektörü
\mathbf{W}^{opt}	: Optimum ağırlık katsayı vektörü
η	: Girişten bağımsız gürültü sinyali
\mathbf{V}	: Katsayı hata vektörü
\underline{x}_e	: Genişletilmiş tam dereceli modelin durum vektörü
\underline{x}_i	: İndirgenmiş dereceli modelin durum vektörü
\underline{f}_e	: Durum ve girişlerin doğrusal olmayan fonksiyonu
\underline{f}_i	: İndirgenmiş modele ait durum ve girişlerin doğrusal olmayan fonksiyonu
$\underline{A}_e, \underline{B}_e$: Sırasıyla sistem ve giriş matrisi
$\underline{A}_i, \underline{B}_i$: Sırasıyla indirgenmiş modele ait sistem ve giriş matrisi
\underline{u}_e	: Kontrol giriş vektörü
\underline{u}_i	: İndirgenmiş modele ait kontrol giriş vektörü
\underline{H}_e	: Ölçme matrisi
\underline{H}_i	: İndirgenmiş modele ait ölçme matrisi
\underline{Z}	: k anında gözlemlenen çıkış değeri
\underline{w}_1 ve \underline{w}_2	: Sırasıyla sistem ve ölçme gürültüleri
\underline{w}_{j1} ve \underline{w}_{j2}	: Sırasıyla indirgenmiş modele ait sistem ve ölçme gürültüleri
$\underline{F}_e, \underline{F}_i$: Doğrusal olmayan modelleri doğrusallaştırmada kullanılan fonksiyonlar
\underline{Q}	: Sistem kovaryans matrisi (modelleme hatası)
\underline{D}_ξ	: Çıkış gürültüsünün kovaryans matrisi (ölçme hatası)
$\underline{P}, \underline{N}$: Sırasıyla durum kestirim hatası ve onun dış değerlemesinin

(extrapolation) kovaryans matrisleridir.

q_i	: Akımların gürültü kovaryans değeri
q_p	: Akıların gürültü kovaryans değeri
q_ω	: Hızın gürültü kovaryans değeri
q_{R_r}	: Rotor direncinin gürültü kovaryans değeri
q_{t_L}	: Yük momentinin gürültü kovaryans değeri
$\hat{\cdot}$: \cdot 'nin kestirildiğini ya da gözlemlendiğini gösterir
$e_{(\cdot)}$: Ölçülen ve kestirilen durum/parametre arasındaki fark olarak tanımlanan hata
T	: Örnekleme zamanı
t	: Zaman

Kısaltmalar

Açıklama

ASM	: Asenkron Motor
VK	: Vektör Kontrol
DMK	: Doğrudan Moment Kontrol
KF	: Kalman Filtresi
GKF	: Genişletilmiş Kalman Filtresi
TDGKF	: Tam Dereceli Genişletilmiş Kalman Filtresi
İDGKF	: İndirgenmiş Dereceli Genişletilmiş Kalman Filtresi
ÇG-GKF	: Çift Girişli-Genişletilmiş Kalman Filtresi
Gİ-GK	: Güçlü İzlemeli-Genişletilmiş Kalman Filtresi
MUS	: Modele Uyarlamalı Sistem
AG-MUS	: Aktif Güç-Tabanlı Modele Uyarlamalı Sistem
RA-MUS	: Rotor Akısı-Tabanlı Modele Uyarlamalı Sistem
X-MUS	: X-Tabanlı Modele Uyarlamalı Sistem
UAG	: Uyarlamalı Akı Gözlemleyicisi
LG	: Luenberger Gözlemleyicisi
KKK	: Kayma Kipli Kontrol
YSA	: Yapay Sinir Ağları
YZ-MUS	: Yapay Zeka Tabanlı Modele Uyarlamalı Sistem
GA	: Genetik Algoritma

DGA	: Diferansiyel Gelişim Algoritması
PSO	: Parçacık Sürü Optimizasyonu
PI	: Oransal-İntegral (Proportional-Integral)
EKOK	: En Küçük Ortalama Kareler
OKHK	: Ortalama Karesel Hatanın Karekökü
OMH	: Ortalama Mutlak Hata



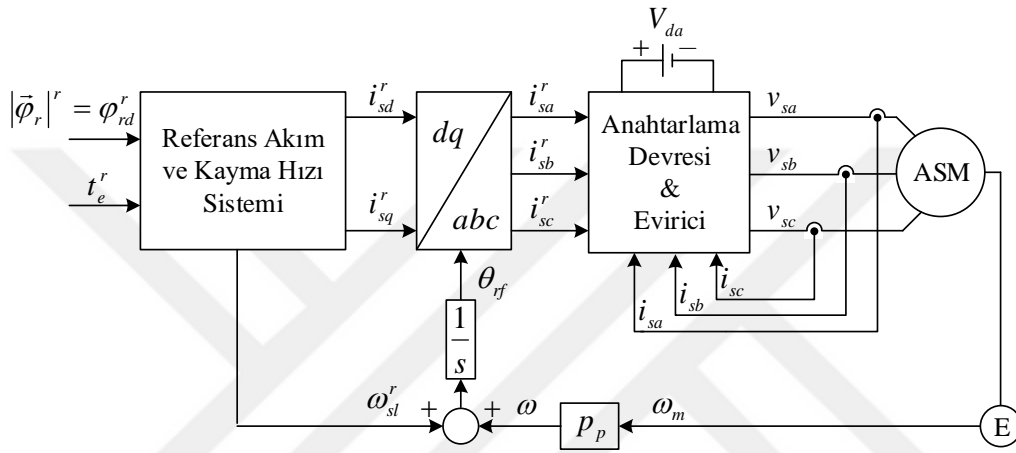
BÖLÜM I

GİRİŞ

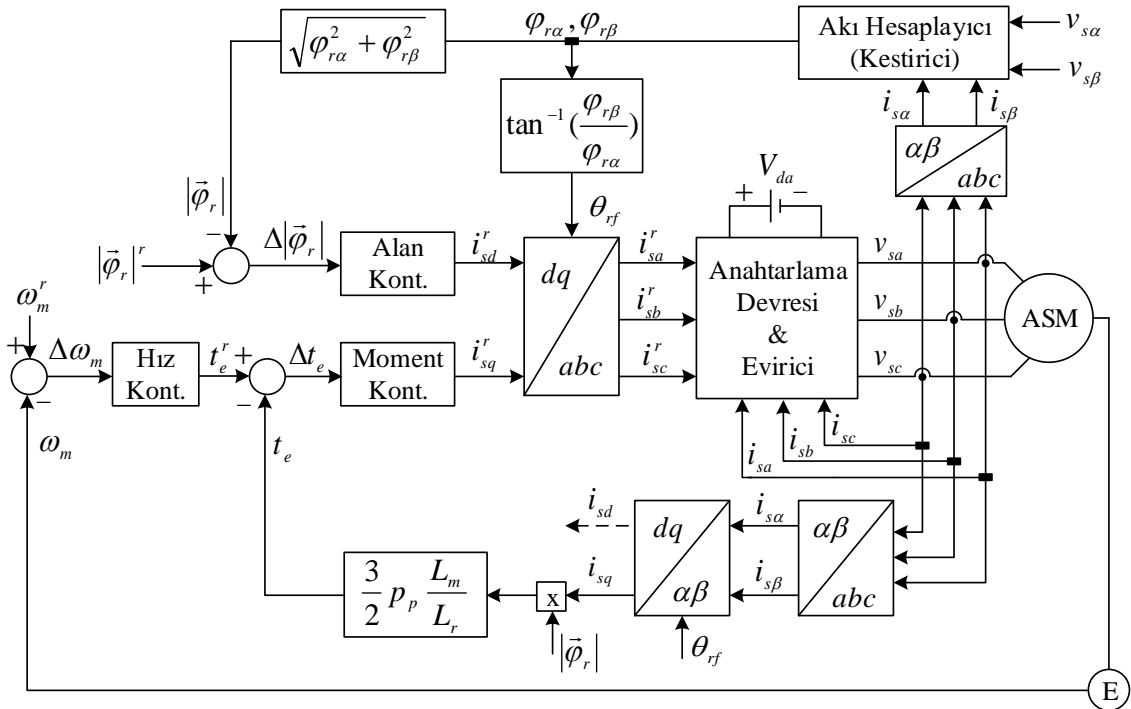
Asenkron motorlar (ASM'ler) sağlam, güvenilir, verimli ve az bakım gerektirmelerinden dolayı değişken hız ve moment kontrolüne ihtiyaç duyan endüstriyel sürücü sistemlerinde ve elektrikli ya da hibrit araçlarda yaygın olarak kullanılmaktadırlar. Günümüzde, ayarlanabilir hızlı sürücüler içerisinde önemli bir yer teşkil eden ASM sürücüleri, dönen stator alanına ek olarak rotor akısı veya rotor akımının doğrudan elde edilememesi nedeniyle oldukça karmaşık bir kontrol yapısına sahiptir (Vas, 1998). ASM'ler, karmaşık yapıları ve doğrusal olmayan matematiksel modeli ile birlikte çalışma şartlarına bağlı olarak oluşan parametre değişimleri nedeniyle birçok kontrol problemine sahiptirler. Yüksek başarılı kontrol sistemi için gerekli olan durumların kestirim başarımlarında parametre değişimlerinden kaynaklanan bozulmaların önlenmesi için parametrelerin iyi bilinmesi gerekmektedir. Elektriksel parametrelere ait değerler doğru akım (d.a) deneyi, boşa çalışma ve kilitli rotor deneyleri ile doğrudan belirlenebilir olsalar da bu parametrelerin değerleri akı seviyesi, sıcaklık ve frekans gibi çalışma koşullarından etkilenmektedirler. Bununla birlikte mekanik parametreler doğrudan ölçülemedikleri için değerlerinin tam olarak belirlenmesi oldukça zaman alıcı bir süreci gerektirmektedir. Bu yüzden yüksek başarılı kontrol, ASM'ye ait durumların yanı sıra bu parametrelerin de kestirilmesine ihtiyaç duymaktadır.

ASM'ler açık ve kapalı çevrimli skalar kontrol teknikleri (Bose, 1997) ve alan yönlendirmeli kontrol teknikleri ile değişken hız/moment gerektiren uygulamalarda yaygın olarak kullanılmaktadırlar. Ancak, sürekli sinüsoidal hal çalışmasına yönelik modeli (Lehtla vd., 2000) kullanan skalar kontrol yöntemleri, geçici hallerde ASM'nin kontrolünü gerçekleştirememektedir (Bose, 2002; Holtz, 2002). Bununla birlikte, 1969'da K. Hasse ve 1971'de F. Blaschke tarafından önerilen "vektör kontrol (VK)" yöntemi ve 1984'de Takahashi ve Noguchi tarafından önerilen "doğrudan moment kontrol (DMK) (Direct Torque Control-DTC)" yöntemi (Takahashi ve Noguchi, 1986) ile ASM'lerin hem sürekli hem de geçici halde serbest uyarımalı d.a motoru gibi kontrol edilebileceği gösterilmiştir.

VK yöntemleri, doğrudan ya da ileri-beslemeli ve dolaylı ya da geri-beslemeli yöntemler olarak sınıflandırılmaktadırlar. Dolaylı ve doğrudan VK sistemleri sırası ile Şekil 1.1 ve 1.2’de sunulmuştur. Bu yöntemlerin her ikisi de yönlendirilen akının genlik ve konum bilgisine ihtiyaç duymaktadır. İki yöntem arasındaki temel fark yönlendirilen akının genlik ve konum bilgilerinin üretilme biçimlerinden kaynaklanmaktadır. Yönlendirilen akının genliği ve konumu, doğrudan VK sistemlerinde doğrudan ölçme yolu ile veya akı kestiricisi kullanılarak elde edilirken; dolaylı VK sistemlerinde ise motorun kayma hızı ve parametreleri kullanılarak hesaplanmaktadır.

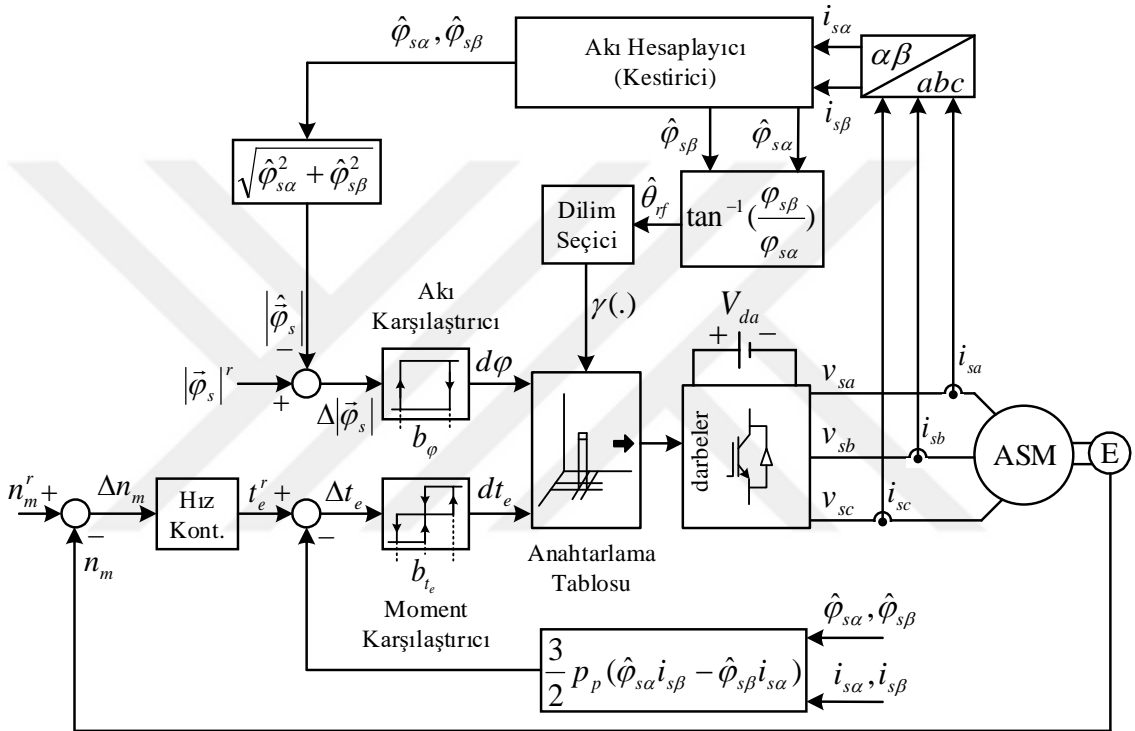


Şekil 1.1. Dolaylı vektör kontrol sistemi (Barut, 2005)



Şekil 1.2. Doğrudan vektör kontrol sistemi (Barut, 2005)

DMK sistemi ise basit yapısı ve VK'lar ile rekabet eden başarımı nedeniyle endüstride uygulama alanları bulmuştur. Geleneksel DMK sistemi Şekil 1.3'te gösterilmektedir. DMK sistemi, darbe genişlik modülasyonlu tetikleme devresine ve koordinat dönüşümlerine ihtiyaç duymaması nedeniyle VK sistemlerine kıyasla daha düşük maliyetle gerçekleştirilebilmektedir. Ayrıca, PI'lı akım kontrol çevrimlerinin bulunmaması nedeniyle VK'lara kıyasla daha hızlı bir dinamik moment cevabı sunmaktadır.



Şekil 1.3. Doğrudan moment kontrol sistemi (Barut, 2005)

VK ve DMK yöntemleri ile ASM'nin hem sürekli hem de geçici halde hız, moment ve konum kontrolünü gerçekleştirmek mümkündür. Bununla birlikte, her iki yöntem de yüksek verimli kontrol açısından, stator duran eksenindeki (kartezyen koordinatlardaki) akımın genlik ve konum bilgisini gerektirir. Ayrıca, hız kontrol uygulamalarında rotorun açısal (mekanik) hız bilgisine ihtiyaç duymaktadırlar.

Geleneksel yaklaşımlarda, rotorun açısal hızı/konumu ve akı vektörünün ölçüm aygıtları kullanılarak elde edilmesi donanım karmaşıklığı ve maliyeti arttırmaktadır. Buna ilave olarak, ölçüm aygıtları genellikle sıcaklık ve mekanik titreşimler gibi çalışma koşullarından da olumsuz etkilenmektedir. Bu yüzden hız ve akı durumlarını kestiriciler

ya da gözlemleyiciler yardımı ile elde etmek (Holtz, 2002; Schauder, 1992; Vas, 1998), Barut, 2005) daha kullanışlıdır. Hız-algılayıcısız kontrol yöntemleri, ilave donanım gerektirmemesi, sürücü boyutlarını küçültmesi, maliyeti azaltması, gürültü bağışıklığının iyi olması ve sistem güvenilirliğini arttırması gibi üstünlükleri nedeniyle çok tercih edilir hale gelmiştir (Holtz, 2005).

ASM'lerin hız-algılayıcısız/algılayıcı kontrolü rotor açısal hızı (ω_m) ve stator duran eksen takımındaki rotor akıları ($\varphi_{r\alpha}$ ve $\varphi_{r\beta}$) ya da stator akılarının ($\varphi_{s\alpha}$ ve $\varphi_{s\beta}$ 'nin) kestirilmesini gerektirir. Fakat değerleri sıcaklık ve frekansla değişen stator ve rotor (R_s ve R_r) direnci, akı seviyesi ile değişen mıknatıslama endüktansı (L_m) ile birlikte yük momenti (t_L); bu kestirimlerde bozulmalara yol açmaktadır. Bu nedenle, yüksek başarılı kontrol açısından hız ve akıların doğru bir şekilde kestirilmesi için bu parametrelerin geniş bir hız aralığında kestirilmesi ve kestirim algoritmalarına dahil edilmesi gerekir. Fakat yine de bu durum ve parametrelerin kestirilmesi ile ilgili bazı zorluklar vardır. Bunlar aşağıdaki gibi sıralanabilir.

- Rotor açısal hızı ω_m sifira yaklaştığında, ölçüm hataları büyür ve daha önemlisi stator ve rotora arasındaki elektromanyetik indüksiyon zayıflar. Böylece hız-algılayıcısız gözlemleyici/kestiricinin tasarımında kullanılan ölçülen stator akımları; ASM'lerin durum ve parametre kestirimi için en kötü senaryo olarak bilinen özellikle çok düşük ve sıfır hız bölgelerinde rotor açısal hız bilgisini taşımayı durdurur (Holtz, 2002).
- Hız-algılayıcısız durumda R_s ve R_r 'nin birlikte eş-zamanlı kestirimi; zorlayıcı bir problemdir (Faiz ve Sharifian, 2001). Eğer ölçülen durumların sayısı arttırılırsa bir başka ifadeyle stator akımları ile birlikte rotor hızı da ölçülürse, R_s ve R_r 'nin eş zamanlı kestirimi genişletilmiş Kalman filtresi (GKF) kullanan Demir vd. (2017a) ve modele uyarlamalı sistem (MUS) kullanan Arunachalam vd. (2016)'daki gibi mevcut yöntemler ile hız algılayıcısı kullanılarak telafi edilebilir. Fakat yalnızca stator akımlarının ölçüldüğü kestirim durumlarında R_s ve R_r 'nin eş zamanlı kestirimi zorlaşmaktadır.
- Literatürde alan-zayıflama bölgesi olarak kabul edilen anma hızın üzerindeki yüksek hız bölgelerinde de hız ve/veya akı bilgisinin doğruluğuna ihtiyaç duyulmaktadır. Bu bölgede değeri akı seviyesi ile değişen L_m bilgisinin kestirilmesi de zorlayıcı başka bir problem olarak tanımlanmaktadır (Inan ve Barut, 2014).

Yukarıda bahsedilen problemlerin çözümüne yönelik birkaç kestirim yöntemi (Finch ve Giaouris, 2008; Holtz, 2005) literatüre tanıtılmıştır. Bu yöntemler aşağıdaki gibi sınıflandırılabilir:

- Uyarlamalı akı gözlemleyicisi (UAG) (Salmasi vd., 2010), genişletilmiş Luenberger gözlemleyicisi (GLG) (Costa vd., 2015), kayma kipli kontrol (KKK) tabanlı gözlemleyiciler (Kassem, 2016), modele uyarlamalı sistem (MUS) (Kumar vd., 2015), yapay sinir ağları (YSA) tabanlı gözlemleyiciler (Wlas vd., 2008) ve diğer lineer olmayan tasarım teknikleri (Marino vd., 2005) gibi belirgin (deterministic) model tabanlı yöntemler.
- Genişletilmiş Kalman filtresi (GKF) (Alonge vd., 2015; Alsofyani ve Idris, 2016; Auger vd., 2013) gibi olasıl (stochastic) tabanlı yöntemler.
- Çok düşük ve sıfır hızlarda ASM'ye yüksek frekanslı sinüzoidal veya darbe genişlik modülasyonlu (DGM) anahtarlama sinyalleri uygulayan modele dayalı olmayan yöntemler (Caruana vd., 2005).

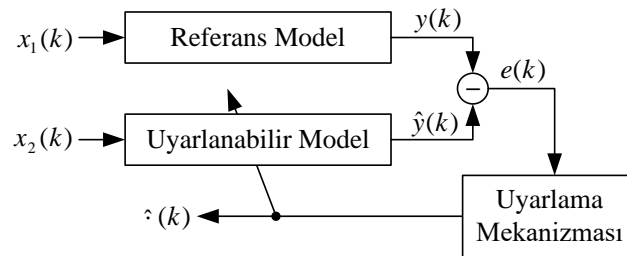
Önerilen yöntemlerden UAG ile Kubota vd. (1993)'te sabit bir parametre olarak kestirilen rotor hızına ilave olarak akı kestirimi gerçekleştirilmiştir. Kubota ve Matsuse (1994)'de ise hız kestirim hatasına yol açtığı belirtilen, rotor hızı ile birlikte eş-zamanlı olarak UAG ile kestirilmiştir. Ayrıca Salmasi ve Najafabadi (2011)'de hız-algılayıcı olarak kestirilen akıya ilave olarak R_r ve R_s kestirimleri eş-zamanlı olarak yapılmıştır.

Belirgin tabanlı bir başka yöntem olan GLG ile Du vd. (1995)'de rotor hızı ile birlikte rotor direnci veya rotor zaman sabiti kestirilmiştir. Rotor direnci kestirim başarımını iyileştirmek için Wade vd. (1997)'de stator duran eksen takımı ($\alpha\beta$ -ekseni) yerine dönen eksen takımı (dq -ekseni) kullanılmıştır. Yongchang ve Zhengming (2008)'de rotor hızı ile birlikte yük momenti kestirimi, Costa vd. (2015)'de ise diferansiyel gelişim algoritması ile eğitilmiş GLG ile hız ve stator akısı kestirimi gerçekleştirilmiştir. Jouili vd. (2012)'de hız-algılayıcısız GLG tabanlı dolaylı stator akısı yönlendirmeli kontrol yapısını kullanan ASM sürücüsü gerçekleştirilmiştir. Önerilen hız-algılayıcısız sürücüde GLG kazanç matrisi, elektriksel hız ve oransal sabitin bir fonksiyonu olarak analitik ilişkilerden faydalanılarak belirlendiğinden dolayı işlem karmaşıklığının azaltıldığı belirtilmiştir. Ayrıca, Bennassar vd. (2016)'da ise hız kestirimi için, uyarlama mekanizması olarak bulanık mantık kontrolör kullanan uyarlanabilir LG tabanlı DMK

sistemi önerilmiştir. Önerilen çalışmada kullanılan bulanık mantık kontrolör ile akı ve momentin dalgalanmalarının azaltıldığı ve geniş bir hız aralığında DMK'nın başarımının arttığı belirtilmiştir.

ASM'nin gerilim eşitlikleri kullanılarak kayma kipli (sliding mode) hız gözlemcisi ile rotor akısı ve stator akımları kestirilmektedir. Ölçülen ve kestirilen stator akımları arasındaki hata ve rotor akısı bileşenlerini kullanan Tursini vd. (2000)'de durum parametresi olarak tanımlanan rotor hızı kestirimi yapılmıştır. Akı ve rotor hızına ilave olarak sırasıyla rotor zaman sabiti kestirimi Derdiyok vd. (2001)'de, R_s kestirimi ise Lascu vd. (2004)'de gerçekleştirilmiştir. Bu çalışmalara ilave olarak, Vieira vd. (2012)'de rotor hızı kestirimi ayrık zamanlı kayma kipli kontrol (KKK) ile rotor akısı bileşenlerinden bağımsız olarak gerçekleştirilmiştir. Vieira vd. (2014)'de ise mıknatıslama akımı kestirimi ile birlikte sürekli zamanlı kayma kipli gözlemleyici kullanılarak rotor hızı kestirimi gerçekleştirilmiştir. Terras vd. (2013)'de hız-algılayıcı olarak rotor akılarına ilave olarak R_r kestirimi kayma kipli gözlemleyici ile gerçekleştirilmiştir. Ayrıca ikinci derece kayma kipli gözlemleyici kullanan Huang vd. (2014) ile R_s ve rotor hızı kestirilmiştir.

Önerilen yöntemler arasından, MUS ile ilk defa rotor hızının sabit bir parametre olarak kestirilebileceği Schauder (1992)'de gösterilmiştir. Geleneksel MUS'a ait kontrol sistemi Şekil 1.4'te verilmiştir. MUS referans ve uyarlanabilir model olmak üzere iki modelden oluşmaktadır. Bu modellerin çıkışına bağlı olarak rotor akısı (Chacko vd., 2016), zıt-EMK (Zheng vd., 2016), reaktif güç (Madadi Kojabadi vd., 2013) ve aktif güç (Madadi Kojabadi vd., 2013) tabanlı MUS gibi sınıflandırmalar yapılmaktadır.



Şekil 1.4. Geleneksel modele uyarlamalı sistemin blok şeması (Schauder, 1992)

Şekil 1.4'te, $x_1(k)$ ve $x_2(k)$ sırasıyla referans ve uyarlanabilir model girişleridir. $y(k)$

ve $\hat{y}(k)$ ise sırasıyla referans ve uyarlanabilir model çıkışlarıdır. $e(k)$, referans ve uyarlanabilir model çıkışları arasındaki fark olarak tanımlanan hatayı, $\hat{\theta}(k)$ ise uyarlama mekanizmasının çıkış olarak verdiği kestirilmek istenen parametreyi ifade etmektedir.

MUS ile yapılan parametre kestirimlerinde referans model, kestirilen parametre bilgisinden bağımsız iken uyarlanabilir model ise kestirilen parametre bilgisine bağımlıdır. Uyarlanabilir model ile referans model arasındaki fark olarak tanımlanan hata, uyarlama mekanizması tarafından kullanılarak kestirilmek istenen parametreyi çıkış olarak üretir.

MUS ile yapılan çalışmalar incelendiğinde, rotor hızına ilave olarak R_s değişimleri Zhen ve Xu (1998) ve Vasic vd. (2003)'de rotor akıllı MUS (RA-MUS) ile, Rashed ve Stronach (2004)'te zıt-EMK tabanlı MUS ile ve Madadi Kojabadi vd. (2013)'de ise aktif güç tabanlı MUS ile kestirilmiştir. Ayrıca, Orłowska-Kowalska ve Dybkowski (2010)'da rotor hızı, düşük hız bölgesinde parametre değişimlerine karşı duyarlı olarak stator akım tabanlı MUS ile kestirilmiştir. Bunlara ilave olarak, alan yönlendirmeli kontrol üzerinde büyük etkiye sahip sıcaklıkla ve frekansla değeri değişen R_r ve rotor zaman sabiti kestirimi sırasıyla Lin ve Su (1997) ve Madadi Kojabadi (2009)'da gerçekleştirilmiştir. Diğer taraftan, Cirrincione vd. (2004)'te uyarlanabilir modeli yapay sinir ağları (YSA) tabanlı model olarak, Gadoue vd. (2009)'da ise referans modeli YSA tabanlı model olarak kullanan yapay zeka tabanlı MUS (YZ-MUS) ile rotor hızı kestirilmiştir. MUS'a ait geleneksel PI kontrolör kullanan uyarlama mekanizması yerine Gadoue vd. (2010)'da kayma kipli teori veya bulanık mantık (Fuzzy Logic) stratejisi, Zerdali ve Barut (2013)'te ise optimize edilmiş bulanık PI kontrolör kullanılarak geçici hallerde rotor hızı kestiriminin başarımı iyileştirilmiştir. Ravi Teja vd. (2012)'de X-MUS tanıtılmış, hız ve R_s ayrı ayrı kestirilmiştir. Verma vd. (2013)'de ise bir faz akım algılayıcı kullanan X-MUS ile R_s değişimlerine karşı duyarlı bir hız kestirimi gerçekleştirilmiştir. Chacko vd. (2016)'da hız algılayıcılı olarak, bulanık mantık kontrolör tabanlı uyarlama mekanizması kullanan RA-MUS ile R_r kestirimi gerçekleştirilmiştir. Bulanık mantık sistemine ait üyelik fonksiyonunun parametreleri genetik algoritma (GA) ve parçacık sürü optimizasyonu (PSO) ile ayarlanmıştır ve PSO'nun GA'ya göre daha üstün olduğu belirtilmiştir. Benlaloui vd. (2015)'te geleneksel MUS'tan farklı olarak rotor akısı farkını ve elektromanyetik moment farkını

kullanan iki uyarılma mekanizması kullanılarak hız kestirimi yapan yeni bir kestirici önerilmiştir. Önerilen kestiricinin çok düşük/sıfır hız bölgelerinde parametre değişimlerine ve ölçüm gürültülerine karşı hız-algılayıcısız VK başarımını iyileştirdiği belirtilmektedir. Zheng vd. (2016)'da rotor hızı, R_s ve R_r kestirimi zıt-EMK tabanlı MUS ile kestirilmektedir. Fakat yapılan çalışmada sıfır hız sonuçları verilmemektedir. Smith vd. (2016)'da düşük hız bölgesindeki akı ve hız kestiriminin başarımı iyileştirmek için moment tabanlı MUS önerilmiştir. Önerilen yeni kestirim algoritması düşük ve sıfır hız bölgelerinde R_s ve R_r 'nin farklı değerleri ile yüksüz ve %25 anma yük momentini altında RA-MUS ile karşılaştırılarak test edilmiştir. Ayrıca, düşük hız bölgesinde farklı yük momentini değerleri için kararlı ve kararsız kestirim bölgelerinin olduğu yazarlar tarafından belirtilmektedir. Zbede vd. (2016)'da geleneksel MUS tabanlı kestiricilerde kullanılan uyarılma mekanizması gereksinimlerini elimine eden model öngörülü kontrol (model predictive control) tabanlı MUS ile motor parametre değişimlerine karşı duyarlı rotor hızı kestirimi gerçekleştirilmiştir. Zorgani vd. (2016)'da MUS ile hız kestirimine ilave olarak LG ile yük momentini kestirimi gerçekleştirilmiş ve eylemsizliğin kestirim başarımına olan etkisi incelenmiştir ve geçici hallerde eylemsizliğin hem hız kestirimine hem de yük momentini kestirimi üzerine etkisi olduğu belirtilmiştir. Mapelli vd. (2017)'de ise reaktif güç ve motor momentini tabanlı MUS ile hız algılayıcılı olarak R_r kestirilmektedir. Ayrıca, Comanescu (2017)'de MUS'lu kayma kipli gözlemleyici (pseudo-MRAS sliding mode observer) ile rotor zaman sabiti kestirimi yapılarak mıknatıslama endüktansı L_m 'nin %60, %80 ve %100'ü gibi farklı değerleri için yapılan testlerde, kestirim başarımının doğru L_m değerine oldukça duyarlı olduğu belirtilmektedir. Yang vd. (2017)'de ise de RA-MUS ile R_r ve L_m kestirimi gerçekleştirilmiştir. Fakat bu çalışmada alan zayıflama bölgesi sonuçları verilmemektedir.

MUS tabanlı kestirim algoritmaları açık-çevrimli olmalarına karşın kestirilmek istenen parametreyi kapalı-çevrimli olarak kestirdiğinden dolayı, açık-çevrimli parametre kestiricilerine göre daha iyi bir başarıma sahiptirler (Barut, 2005).

Motor modelinin kullanılmadığı işaret ekleme yöntemi ASM'nin sıfır/düşük hız bölgesindeki dinamik ve sürekli hal başarımını arttırmak amacıyla kullanılır (Holtz, 2005). Yüksek derecede karmaşık tasarım sürecine sahip olan ve ASM'ye özel tasarım gerektiren (Barut vd., 2007a) bu yöntem, hız-algılayıcısız diğer yöntemlerin bir çoğunda

elde edilemeyen, sıfır stator frekansında uzun süre kararlı kalabilme yeteneğine sahiptir (Holtz, 2002).

Önerilen yöntemlerden GKF, durum ve parametre kestirimi için olası bir yaklaşım sunmaktadır. Hesaplama karmaşıklığına rağmen GKF herhangi bir harici işaret eklemeye gerek duymadan sistem ve ölçüm gürültülerinden kaynaklanan sürekli uyarımları doğrudan dikkate alarak çevrimiçi durum ve parametre kestirimini mümkün kılmaktadır. Ayrıca, model tabanlı yöntemlerin aksine GKF'ler donanım karmaşıklığını arttırmadan hem çok düşük hem de yüksek hızlardaki tüm ASM'lere uygulanabilmektedir. Son yıllarda GKF'nin açıklanan üstünlüklerinden faydalanmak amacıyla, ASM'lerin hız-algılayıcı/hız-algılayıcısız kontrolü ile ilgili problemlerin çözümü için GKF tabanlı kestiriciler (Alsofyani ve Idris, 2016; Barut, 2010; Demir vd., 2017a; Zerdali ve Barut, 2016) literatüre tanıtılmıştır.

ASM'lerin durum ve parametre kestirimleri için GKF kullanan çalışmalar incelendiğinde; Salvatore vd. (1993)'te rotor akısı bileşenleri ve rotor zaman sabiti hız-algılayıcı olarak, Atkinson vd. (1996)'da ise rotor akımları ve R_r indirgenmiş dereceli GKF (İDGKF) ile kestirilmiştir. Lin (1996) ve Wade vd. (1997)'de stator ve rotor akımları ile birlikte R_r kestirilmiştir. Hız-algılayıcısız İDGKF ile rotor akıları, R_r ve rotor hızı Garcia Soto vd. (1999)'da kestirilirken, hız-algılayıcısız DMK sistemi kullanan Barut vd. (2005a)'da ise GKF ile rotor hızı, stator akımları ve stator akılarına ilave olarak R_r ve yük momenti kestirimi gerçekleştirilmiştir. Böylece kestirim ve kontrol başarımı üzerinde, rotor direnci ve yük momenti değişimlerinden kaynaklanan olumsuzluklar ortadan kaldırılmıştır. Ayrıca, Barut vd. (2007b)'de hız-algılayıcısız iki adet GKF algoritması anahtarlamalı çalıştırılarak stator akımları, rotor akıları, rotor hızı ve yük momentine ilave olarak R_r ve R_s kestirimi, Bogosyan vd. (2007)'de önerilen örgülü GKF ile ise stator akımları, stator akıları, rotor hızı ve yük momentine ilave olarak R_r ve R_s kestirimi gerçekleştirilmiştir. Barut (2010)'da ilk defa literatüre tanıtılan çift girişli-GKF (ÇG-GKF) algoritması kullanılarak stator akımları, rotor akıları, rotor hızı ve yük momentine ilaveten R_r ve R_s kestirimi benzetim ortamında, Barut vd. (2012)'de ise gerçek-zamanlı deneyler ile gerçekleştirilmiştir. Önerilen yöntemde örgülü veya anahtarlamalı GKF'den farklı olarak iki adet GKF algoritması yerine tek GKF gövdesi kullanılmış olup iki farklı genişletilmiş ASM modeline ait olan girişler anahtarlamalı veya örgülü olarak sunulmuştur. Barut ve Demir (2010)'da ise ÇG-GKF

algoritması DMK sisteminde kullanılarak stator akımları, stator akıları, rotor hızı ve yük momentine ilave olarak R_r ve R_s kestirimini benzetimlerle gerçekleştirmiştir. Böylece ÇG-GKF algoritmasının hem rotor akısı yönlendirmeli doğrudan VK sistemlerinde hem de stator akısı yönlendirmeli DMK sistemlerinde kullanılabileceği gösterilmiştir. Barut (2010)'a ilave olarak Inan ve Barut (2014)'de alan zayıflama bölgesinde mıknatıslama edüktansı kestirimi benzetimlerle, Zerdali ve Barut (2016)'da ise anma hızı ve altındaki hız bölgelerinde eylemsizlik kestirimi hem benzetim ortamında hem de gerçek zamanlı deneylerle gerçekleştirilmiştir. Yin vd. (2013)'de İDGKF yerine gürbüz İDGKF (GİD-GKF) kullanarak kestirim hatalarına ve dış bozuculara karşı dayanıklı gerçek zamanlı akı ve hız kestirimi, Yin vd. (2014)'de ise arayüz çoklu model GKF (AÇM-GKF) (interfacing multiple-model EKF (IMM-EKF)) kullanılarak akı ve hız kestirimi yapılmıştır. Bu çalışmalar, geleneksel GKF ile karşılaştırıldığında kestirim hatalarına ve dış bozuculara karşı daha dayanıklı, fakat hesaplama yükünün geleneksel GKF'ye göre daha fazla olduğu yazarlar tarafından belirtilmiştir. Alonge vd. (2015)'te ise stator akımları, rotor akıları, rotor açısal hızı ve yük momentini kestiren altıncı dereceden GKF algoritmasının yakınsama ve gözlemlenebilirlik analizi yapılmıştır. Alsofyani ve Idris (2016)'da geleneksel DMK sisteminde üç seviyeli histerisis moment karşılaştırıcı yerine sabit anahtarlama frekanslı kontrolör kullanılarak düşük/sıfır hız bölgelerinde yüksek başarılı hız, moment ve akı kestirimi gerçekleştirilmektedir. Krim vd. (2016)'da bulanık mantık kullanan DMK sistemi ile hız, moment ve akı kestirimi FPGA platformu üzerinde gerçekleştirilmektedir. Yin vd. (2017)'de, sönümlenme faktörü ile filtre kazancını ve kestirilen durumların hata kovaryans matrisinin çevrimiçi ayarlandığı güçlü izlemeli GKF (Gİ-GKF) ile hız ve akı kestirilmektedir. Geliştirilen Gİ-GKF'de sönümlenme faktörü en küçük kareler algoritması (least-square algorithm) ile çevrimiçi ayarlanarak uyarlamalı olarak kestirim gerçekleştirilmektedir.

Diğer taraftan, GKF'nin yüksek başarılı kestirim yapabilmesi için sistem ve gürültü kovaryans matrislerinin doğru belirlenmesi gerekmektedir. GKF ile ilgili çalışmalara bakıldığında, bu matrisler genellikle deneme-yanılma yöntemi ile belirlenmeye çalışılmıştır. Deneme-yanılma yönteminin zaman alıcı olması ve en iyi değerlerin tam olarak bulunamaması GKF algoritmalarının olumsuz yönünü oluşturmaktadır. Son zamanlarda gürültü kovaryans matrislerinin optimizasyon algoritmaları yardımı ile bulunması üzerine çalışmalar da mevcuttur (Salvatore vd., 2010; Shi vd., 2002; Zerdali, E., 2011). Salvatore vd. (2010)'da DGA ile GKF'nin sistem ve ölçme gürültü kovaryans

matrislerinin optimizasyonu gerçekleştirilmiştir. Laamari vd. (2015)'te PSO ile çevrimdışı olarak sistem ve gürültü kovaryans matrisleri belirlenmiş ve GKF algoritmasına uygulanarak hız ve akı kestirimi gerçekleştirilmiştir. Zerdali ve Barut (2017)'de ise GKF algoritmasına ilişkin gürültü kovaryans matrisleri diferansiyel gelişim algoritması (DGA) ve çok amaçlı DGA ile çevrim dışı olarak optimize edilmiştir.

Bu tez çalışması kapsamında, yüksek başarılı ASM kontrolü için durum ve parametre kestirimi yapan algoritmalar (Demir ve Barut, 2017; Demir vd., 2017a; Demir vd., 2017b; Demir vd., 2017c) literatüre tanıtılmıştır. Bu amaç doğrultusunda tasarlanan algoritmalar temelde hız-algılayıcısız ve hız-algılayıcı olmak üzere iki ana gruba ayrılmışlardır. Hız-algılayıcısız olarak yapılan çalışmalar MUS tabanlı R_s kestiricisi, GKF ve MUS tabanlı karma kestirici ve GKF tabanlı kestirici olarak; hız-algılayıcı çalışmalar ise TDGKF ve İDGKF tabanlı kestiriciler olarak sınıflandırılabilirler.

Demir ve Barut (2017)'de tanıtılan AG-MUS tabanlı kestirici ile R_s , GKF ve AG-MUS tabanlı karma kestirim algoritması ile $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$, $\varphi_{s\alpha}$, $\varphi_{s\beta}$, ω_m , t_L , R_r ve R_s gerçek zamanlı olarak eş-zamanlı kestirilmiştir. Karma kestirim algoritmasının aynı sayıda durum ve parametre kestiren ÇG-GKF algoritmasına (Barut vd., 2012) kıyasla daha az hafıza boyutuna ve işlem süresine sahip olduğu gösterilmiştir.

Ayrıca bu tez çalışmasında, geleneksel GKF algoritmalarına kıyasla kestirilen durum ve parametre sayısını artıran sekizinci dereceden GKF tabanlı kestirim algoritması, tasarlanmıştır. Tasarlanan GKF algoritması ölçülen stator akım ve gerilimlerini kullanarak $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$, $\varphi_{r\alpha}$, $\varphi_{r\beta}$, ω_m 'in yanında γ_T , R_r ve viskoz sürtünme terimini de içeren t_L 'yi eş-zamanlı olarak kestirmektedir.

Demir vd. (2017a)'da ASM'lerin yüksek başarılı kontrolü için stator duran eksen takımındaki $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$, $\varphi_{s\alpha}$ ve $\varphi_{s\beta}$ ile birlikte R_r ve R_s 'nin eş-zamanlı kestirimini yapan yeni bir GKF algoritması tasarlanmış ve benzetim ortamında test edilmiştir.

Demir vd. (2017b)'de ise ASM'lerin yüksek başarılı doğrudan VK'sı için hız-algılayıcı olarak $\varphi_{r\alpha}$, $\varphi_{r\beta}$, R_r ve R_s 'nin eş-zamanlı kestirimini gerçekleştiren İDGKF tasarlanarak, sürekli sıfır hız dahil çok geniş bir hız aralığında çalışabilen doğrudan

VK'lı ASM sürücüsü literatüre tanıtılmıştır.

Son olarak Demir vd. (2017c)'de, hız-algılayıcı olarak ASM'nin yüksek başarılı doğrudan VK'sı için sürekli sıfır ve alan zayıflama bölgesi dahil çok geniş bir hız aralığında çalışabilen İDGKF tabanlı doğrudan VK'lı ASM sürücüsü literatüre tanıtılmıştır. Bu amaç için tasarlanan İDGKF algoritması ile ölçülen hız bilgisi kullanılarak $\varphi_{r\alpha}$, $\varphi_{r\beta}$, R_r ve L_m 'nin eş-zamanlı kestirimi gerçekleştirilmiştir.

Tez kapsamında yapılan çalışmalardan elde edilen sonuçlar, önerilen kestirim algoritmalarının oldukça tatmin edici kestirim başarımlarına sahip olduğunu göstermektedir.



BÖLÜM II

AKTİF GÜÇ DENKLEMLERİNİ KULLANAN MUS TABANLI STATOR DİRENCİ KESTİRİMİ

Bu bölümde, aktif güç denklemlerini kullanan MUS (AG-MUS) tabanlı yeni bir R_s kestiricisi (Demir ve Barut, 2017) literatüre tanıtılmıştır. Bu amaç için, Madadi Kojabadi vd. (2013) ve Perng vd. (1998)'de kullanılan dönen eksen takımındaki ASM modelinden elde edilen aktif güç denklemlerinin aksine bu çalışmada, referans ve uyarlanabilir model için stator duran eksen takımındaki ASM modelinden elde edilen ve Eşitlik (2.1) ve (2.2)'de verilen aktif güç denklemleri (Aktaş ve Okumuş, 2010) kullanılmıştır.

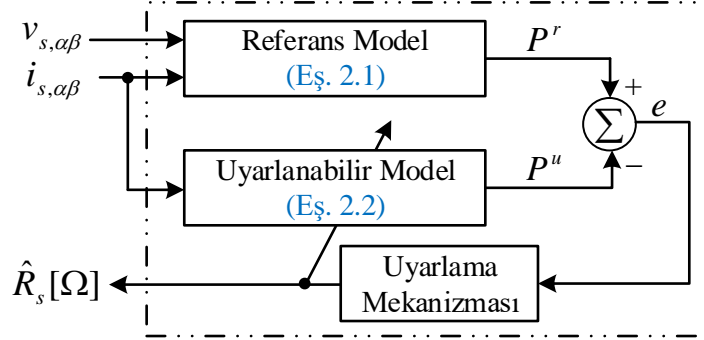
$$P^r = v_{s\alpha} i_{s\alpha} + v_{s\beta} i_{s\beta} \quad (2.1)$$

$$P^u = \hat{R}_s (i_{s\alpha}^2 + i_{s\beta}^2) + i_{s\alpha} L_s \rho i_{s\alpha} + i_{s\beta} L_s \rho i_{s\beta} \quad (2.2)$$

Burada, P^r referans aktif güç denklemini, P^u uyarlanabilir aktif güç denklemini ve ρ türev alma operatörünü ifade etmektedir. $v_{s\alpha}$ ve $v_{s\beta}$, stator geriliminin stator duran eksen bileşenleri, $i_{s\alpha}$ ve $i_{s\beta}$ ise stator akımının stator duran eksen bileşenleridir. $L_\sigma = \sigma L_s$, stator geçici endüktansdır. $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$, kaçak ya da kuplaj faktörüdür. L_s ise stator endüktansdır. Eşitlik (2.1) ve (2.2) sırasıyla, R_s 'den bağımsız referans model ve R_s 'ye bağımlı uyarlanabilir model olarak isimlendirilmiştir.

AG-MUS tabanlı R_s kestiricinin blok şeması Şekil 2.1'de gösterilmektedir. Şekil 2.1'de referans ve uyarlanabilir model çıkışları arasındaki fark olarak tanımlanan hatayı giriş olarak kullanan uyarlama mekanizması çıkış olarak kestirilen R_s 'yi vermektedir. Geleneksel durumda uyarlama mekanizması Perng vd. (1998)'de olduğu gibi oransal-integral (proportional-integral (PI)) kontrolör kullanılarak tasarlanmaktadır ve Aktaş ve Okumuş (2010)'da belirtildiği gibi ASM'nin farklı çalışma koşulları için PI katsayılarının belirlenmesi için bazı iyileştirmelere ihtiyaç duymaktadır. Aktaş ve Okumuş (2010)'da 4 girişli iki katmanlı YSA tabanlı algoritma kullanılarak R_s kestirimi gerçekleştirilmiştir. Bu tez çalışmasında ise uyarlama mekanizması olarak en küçük

ortalama kareler (EKOK) (least mean squares (LMS)) algoritması kullanan AG-MUS tabanlı hız-algılayıcısız R_s kestirimini gerçekleştiren yeni bir algoritma literatüre tanıtılmıştır.



Şekil 2.1. Geleneksel PI tabanlı AG-MUS kestiricinin blok şeması

2.1 EKOK Tabanlı Uyarlama Mekanizması Kullanan AG-MUS Tasarımı

R_s kestirimi için tasarlanan EKOK algoritması gradyan tabanlı bir algoritma olup referans ve uyarlanabilir olarak bilinen iki temel modelden oluşmaktadır. Geleneksel EKOK algoritması (Haykin, 1996) tarafından kullanılan matematiksel ifadeler Eşitlik (2.3)-(2.5)'de verilmiştir. R_s kestirimi için EKOK tabanlı olarak tasarlanan AG-MUS algoritması Şekil 2.2'de verilmiştir.

$$y(k) = \mathbf{W}^T(k)\mathbf{X}(k) \quad (2.3)$$

$$e(k) = d(k) - y(k) \quad (2.4)$$

$$\mathbf{W}(k+1) = \mathbf{W}(k) + \mu e(k)\mathbf{X}(k) \quad (2.5)$$

Burada, $d(k)$ referans model çıkışı, $y(k)$ uyarlanabilir model çıkışı, $e(k)$ iki model çıkışı arasından alınan hata sinyalini, μ ise sabit adım büyüklüğünü ifade etmektedir. $\mathbf{X}(k)$ ve $\mathbf{W}(k)$ sırasıyla giriş vektörü ve ağırlık katsayıları olarak tanımlanmaktadır.

Eşitlik (2.2) kullanılarak yöntemin doğasına uygun $\mathbf{X}(k)$ ve $\mathbf{W}(k)$ vektörleri aşağıdaki gibi belirlenmiştir. $\mathbf{X}(k)$ ve $\mathbf{W}(k)$ vektörleri belirlenirken ASM'ye ait değeri bilinen ve ölçülen durum ve parametreler giriş vektörü olarak, kestirilmesi istenen büyüklükler ise

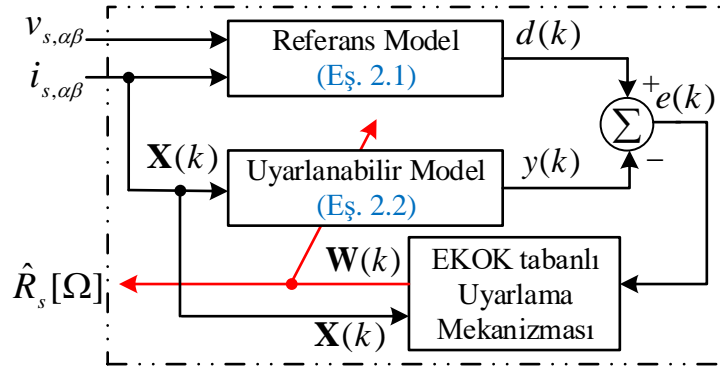
ağırlık katsayı vektörü olarak seçilmiştir.

$$\mathbf{X}(k) = \begin{bmatrix} i_{s\alpha}^2 + i_{s\beta}^2 \\ i_{s\alpha} L_s \rho i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} L_s \rho i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

$$\mathbf{W}(k) = \begin{bmatrix} \hat{R}_s \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Şekil 2.2 ile gösterilen ve bu tez çalışmasında tasarlanan EKOK algoritması, giriş vektörü \mathbf{X} ile birlikte uyarlanabilir model ve referans model çıkışları arasındaki fark olarak hesaplanan hatayı kullanarak Eşitlik (2.5)'e göre \mathbf{W} 'nin elemanlarını her bir örnekleme zamanında günceller. Eşitlik (2.7)'de R_s değeri bilinmeyen ağırlık katsayı olarak tanımlanırken diğer ağırlık katsayılarının bilindiği varsayılmaktadır. Bundan dolayı, kestirilmek istenen R_s (\hat{R}_s) aşağıdaki gibi tanımlanabilir (Demir ve Barut, 2017).

$$\hat{R}_s(k+1) = \hat{R}_s(k) + \mu e(k)(i_{s\alpha}^2(k) + i_{s\beta}^2(k)) \quad (2.8)$$



Şekil 2.2. R_s kestirimi için EKOK algoritması ile tasarlanan AG-MUS'un blok şeması

2.2 EKOK Algoritmasının Kararlılık Analizi

Haykin (1996) ve Douglas ve Rupp (2009)'a göre önerilen EKOK algoritmasının kararlılık analizi için arzu edilen çıkış sinyalinin referans sinyalinden aşağıdaki şekilde üretildiği kabul edilir;

$$d(k) = \mathbf{W}_{opt}^T(k)\mathbf{X}(k) + \eta(k) \quad (2.9)$$

burada, \mathbf{W}_{opt}^T EKOK algoritmasının optimum ağırlık katsayılarının vektörünü ve $\eta(k)$ girişten bağımsız gürültü sinyalini ifade etmektedir.

Katsayı hata vektörü $\mathbf{V}(k)$ aşağıdaki gibi tanımlanabilir;

$$\mathbf{V}(k) = \mathbf{W}(k) - \mathbf{W}_{opt}(k) \quad (2.10)$$

burada, $\mathbf{V}(k)$ k zamanındaki optimum katsayı tahminindeki hataları belirtmektedir.

Eşitlik (2.9)'da istenen cevap sinyal modelinden $d(k)$ tanımını Eşitlik (2.4) ve (2.5)'in içine uygulayarak, Eşitlik (2.10)'daki katsayı hata vektörü açısından EKOK algoritması aşağıdaki gibi elde edilir;

$$\mathbf{V}(k + 1) = \mathbf{V}(k) - \mu \mathbf{X}^T(k)\mathbf{X}(k)\mathbf{V}(k) + \mu\eta(k)\mathbf{X}(k) \quad (2.11)$$

Daha sonra Eşitlik (2.11)'in her iki tarafının beklenen değerleri (expectation values) aşağıdaki gibi gösterilebilir:

$$E\{\mathbf{V}(k + 1)\} = E\{\mathbf{V}(k)\} - \mu E\{\mathbf{X}^T(k)\mathbf{X}(k)\mathbf{V}(k)\} + \mu E\{\eta(k)\mathbf{X}(k)\} \quad (2.12)$$

Birçok gerçek-zamanlı sistemde giriş sinyali $\mathbf{X}(k)$ ve gürültü sinyali $\eta(k)$ sıfır ortalamasına sahiptir. Bu yüzden Eşitlik (2.12)'de $\mu E\{\eta(k)\mathbf{X}(k)\}$ değeri sıfırdır. Ayrıca, bağımsızlık varsayımları göz önüne alındığında, $\mathbf{V}(k)$ 'nın $\mathbf{X}(k)$ 'dan nispeten bağımsız olduğu gösterilebilir ve bu nedenle Eşitlik (2.12) aşağıdaki gibi yeniden yazılabilir;

$$\begin{aligned} E\{\mathbf{V}(k + 1)\} &= E\{\mathbf{V}(k)\} - \mu E\{\mathbf{X}^T(k)\mathbf{X}(k)\mathbf{V}(k)\} \\ &= [I - \mu E\{\mathbf{X}^T(k)\mathbf{X}(k)\}]E\{\mathbf{V}(k)\} \end{aligned} \quad (2.13)$$

Son olarak, Eşitlik (2.13) Haykin (1996) ve Douglas ve Rupp (2009)'a göre çözüldüğünde, sabit adım büyüklüğü μ aşağıdaki aralıkta değişim gösterir.

$$0 < \mu < \frac{2}{X^T(k)X(k)} \quad (2.14)$$

Bu çalışmada önerilen EKOK tabanlı AG-MUS algoritmasının gerçek-zamanlı deneylerini gerçekleştirmek için μ 'nün Eşitlik (2.14) ile verilen aralıkta seçilmesi gerekmektedir.

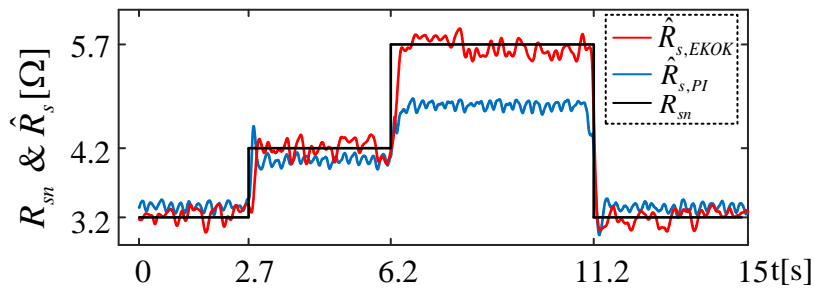
2.3 Önerilen Stator Direnci Kestircisinin Gerçek-Zamanlı Deney Sonuçları

Bu çalışmada EKOK tabanlı R_s kestircisinin geleneksel PI kontrolör kullanan R_s kestircisine göre üstünlüğünü göstermek için sonuçları Şekil 2.3'te verilen gerçek zamanlı deneyler gerçekleştirilmiştir. Şekil 2.3'te gösterildiği gibi bir a.a sürücü tarafından 1 N.m yük momentini (nominal momentin %5'i) altında ve yaklaşık 80 dev/dk (anma hızın %8.4211'i) ile sürülen ASM'nin stator sargularına harici olarak bağlanan ve değeri ayarlanabilen üç fazlı dizi direnç ile R_s değişimleri uygulanmıştır. Gerçekleştirilen gerçek-zamanlı deneylerde uyarlama mekanizması olarak geleneksel PI kontrolör kullanan MUS tabanlı kestirciye ait deneme-yanılma yöntemi ile belirlenen PI kontrolör katsayıları ve EKOK tabanlı kestirciye ait sabit adım büyüklüğü değerleri aşağıda sunulmuştur:

$$K_p = 2$$

$$K_I = 20000$$

$$\mu = 6 \times 10^{-5}$$



Şekil 2.3. Önerilen AG-MUS ve geleneksel PI kontrolör tabanlı AG-MUS için karşılaştırmalı gerçek-zamanlı deney sonuçları

Şekil 2.3'te görüldüğü gibi;

- İlk olarak, yaklaşık 2.7.s'de R_s değeri aniden $R_{sn} + 1\Omega$ 'a yükseltilmiştir. Bu

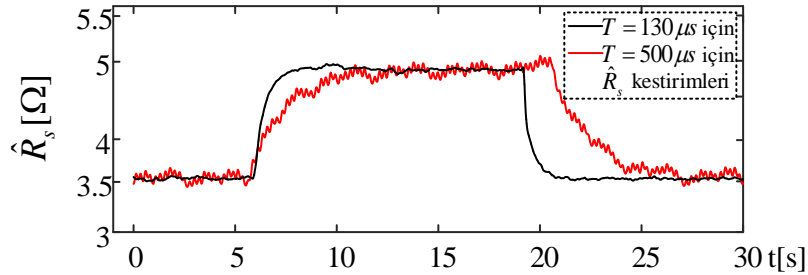
durumda, EKOK tabanlı R_s kestiricisinin çıkışını temsil eden $R_{s,EKOK}$ değeri doğrudan $R_{sn} + 1\Omega$ 'a ulaşırken geleneksel PI tabanlı R_s kestiricisinin çıkışını temsil eden $R_{s,PI}$ değeri 1Ω 'luk değişimi küçük bir hata ile takip edebilmektedir. Burada R_{sn} , R_s 'nin nominal/anma değeridir.

- İkinci olarak, yaklaşık 6.2.s'de R_s değeri aniden $R_{sn} + 1\Omega$ 'dan $R_{sn} + 2.5\Omega$ 'a artırılmıştır. Bu durumda, $R_{s,EKOK}$ tam olarak gerçek değeri izlemektedir fakat ASM'nin bu çalışma koşulu için geleneksel PI tabanlı R_s kestiricisi PI katsayılarının güncellenmesine ihtiyaç duyduğundan dolayı $R_{s,PI}$ değeri, $R_{sn} + 2.5\Omega$ 'u izleme konusunda zorluk çekmektedir.
- Son olarak, yaklaşık 11.2.s'de R_s değeri aniden $R_{sn} + 2.5\Omega$ 'dan R_{sn} 'ye düşürüldüğünde her iki R_s kestiricisi de başlangıçtaki durumlarına geri dönmektedir.

Şekil 2.3'te verilen gerçek zamanlı sonuçlardan elde edilen sonuçlar dikkate alındığında;

- Önerilen R_s kestiricisi Eşitlik (2.5)'e göre her bir örnekleme zamanında ağırlık katsayılarını EKOK tabanlı uyarılama kuralına göre güncellediğinden dolayı R_s 'de meydana gelen bütün değişimleri tam olarak kestirebilmektedir.
- Geleneksel PI tabanlı R_s kestiricisi ise R_s 'de meydana gelen bütün değişimleri tam olarak kestirebilmek için güncellenmiş PI katsayılarına ihtiyaç duymaktadır.

Önerilen AG-MUS algoritmasının başarımı üzerindeki örnekleme zamanı T 'nin etkisini göstermek için sonuçları Şekil 2.4'te verilen gerçek zamanlı deneyler gerçekleştirilmiştir.



Şekil 2.4. Önerilen AG-MUS kestirim başarımı üzerine örnekleme zamanının etkisi

Şekil 2.4'te, ASM 100 dev/dk ile dönerken önerilen algoritma aynı μ (6×10^{-5}) değerinde farklı örnekleme zamanlarında çalıştırılmıştır. Önerilen R_s kestiricisi sürekli halde küçük örnekleme zamanında ($130\mu\text{s}$), büyük örnekleme zamanına ($500\mu\text{s}$) göre çok daha az gürültü ve salınımla kestirim yapmaktadır. Geçici hallerde ise küçük örnekleme zamanı büyük örnekleme zamanına göre daha iyi yakınsama başarısı göstermiştir. Şekil 2.4 ile verilen sonuçlar dikkate alındığında T küçüldükçe kestirim başarımının arttığı söylenebilir.

2.4 Sonuç

Bu çalışmada, referans ve uyarlanabilir model için aktif güç eşitlikleri ile uyarlama mekanizmasında EKOK algoritmasını kullanan MUS tabanlı R_s kestiricisi tasarlanmıştır. Tasarlanan kestirici ile yalnızca ölçülen akım ve gerilimler kullanılarak gerçek-zamanlı R_s kestirimi gerçekleştirilmektedir. Ayrıca, uyarlama mekanizması olarak EKOK algoritması kullanan MUS ile geleneksel PI kontrolör kullanan MUS eş-zamanlı çalıştırılarak başarımları karşılaştırılmıştır. Basamak şeklinde harici stator direnci eklenerek ve çıkarılarak elde edilen gerçek-zamanlı sonuçlar önerilen EKOK tabanlı MUS'un güncellenmiş PI katsayılarına ihtiyaç duyan geleneksel MUS'a göre daha üstün olduğunu ortaya koymaktadır.

BÖLÜM III

ASENKRON MOTORLAR İÇİN HIZ-ALGILAYICISIZ GKF&MUS TABANLI KARMA KESTİRİM ALGORİTMASI

Bu bölümde ASM'lerin hız-algılayıcısız yüksek başarımlı kontrolü için GKF ve MUS algoritmaları tabanlı yeni bir karma kestirim algoritması (Demir ve Barut, 2017) literatüre önerilmiştir. Önerilen karma algoritmada eş-zamanlı olarak $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$, $\varphi_{s\alpha}$, $\varphi_{s\beta}$, ω_m , t_L ve R_r GKF ile kestirilirken; R_s MUS ile kestirilmektedir.

3.1 Giriş

ASM'lerin hız-algılayıcısız kontrolü stator/rotor akılarının stator duran eksen bileşenlerini ve rotor açısal hız bilgisinin kestirilmesini gerektirir. Fakat R_s ve R_r 'nin sıcaklık ve frekans tabanlı değişimleri ile t_L 'deki değişimler bu kestirimlerde bozulmalara sebep olmaktadır. Bu yüzden bu parametreler, akılar ve ω_m 'nin doğru kestirimlerini elde etmek için geniş bir hız aralığında kestirilmeye ve kestirim algoritmalarına dahil edilmeye ihtiyaç duymaktadır. Hız-algılayıcısız durumda R_s ve R_r 'nin eş zamanlı kestirimlerini gerçekleştirmek zorlayıcı bir durumdur (Faiz ve Sharifian, 2001). Bu zorlayıcı durumun üstesinden gelmek için Ozsoy vd. (2010)'da yapılan çalışma ile, hız-algılayıcısız durumda sekizinci dereceden GKF algoritması kullanılarak $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$, $\varphi_{r\alpha}$, $\varphi_{r\beta}$, ω_m , t_L , R_r ve R_s 'nin eş zamanlı kestirimini gerçekleştirmeyi denemiştir. Ancak sekizinci dereceden GKF algoritmasının R_s veya R_r kestirimi için iki adet yedinci dereceden GKF algoritmasının örgülü olarak çalıştırıldığı kestirim algoritması kadar başarılı olamadığını açıklamışlardır. GKF algoritması kullanarak R_s veya R_r 'nin eş zamanlı kestirimine odaklanan çalışmalar (Barut vd., 2007b; Barut vd., 2008; Barut vd., 2012) vardır. Bu çalışmalarda, R_r kestirimini gerçekleştiren GKF algoritması (GKF- R_r) ile R_s kestirimini gerçekleştiren bir başka GKF algoritması (GKF- R_s) Barut vd. (2007b)'de anahtarlamalı ve Barut vd. (2008)'de örgülü olarak çalıştırılarak R_s ve R_r kestirimi gerçekleştirilmiştir. Barut vd. (2012)'de ise anahtarlamalı ve örgülü GKF algoritmalarından farklı olarak daha az hafıza boyutuna ve daha kolay tasarıma sahip olan iki ayrı modelin (Model- R_s ve Model- R_r) ardışık olarak anahtarlandığı tek GKF yapısı kullanan ÇG-GKF ile R_s ve R_r kestirimi

gerçekleştirmiştir. Fakat ÇG-GKF anahtarlamalı ve örgülü GKF algoritmalarına karşı bu üstünlüğünün yanı sıra oldukça zaman alıcı olan her bir model ile ilişkili iki farklı sistem kovaryans matrislerinin belirlenmesine ihtiyaç duymaktadır. Ayrıca, geleneksel GKF'ler ile karşılaştırıldığında iki farklı modelin anahtarlanması dolayısıyla hala daha fazla hafıza boyutu ve işlem süresi gerektirmektedir.

Bu çalışma da, ASM'nin hız-algılayıcısız kontrolünde R_s ve R_r kestirimlerinin üstesinden gelmek için geliştirilen ÇG-GKF ile ilgili zorlukları azaltmak için, Bölüm II'de tanımlanan AG-MUS tabanlı R_s kestiricisi ile $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$, $\varphi_{s\alpha}$, $\varphi_{s\beta}$, ω_m , t_L ve R_r 'nin kestirimlerini içeren geleneksel GKF algoritması eş zamanlı olarak çalıştırılarak yeni bir karma kestirim algoritması (Demir ve Barut, 2017) literatüre tanıtılmıştır. Böylece, $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$, $\varphi_{s\alpha}$, $\varphi_{s\beta}$, ω_m , t_L , R_r ve R_s 'nin eş zamanlı kestirimleri, tek ASM modeli içeren geleneksel GKF kullanmasından dolayı hafıza boyutu ile işlem süresini azaltan ve ÇG-GKF'de olduğu gibi iki farklı sistem kovaryans matrisi yerine tek sistem kovaryans matrisinin elde edilmesini gerektiren yeni karma kestirim algoritması kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Geniş bir hız aralığında üretilen zorlu senaryolardan elde edilen benzetim ve gerçek zamanlı deney sonuçları, önerilen karma kestiricinin etkinliğini göstermektedir.

3.2 ASM'nin Genişletilmiş Modeli

ASM'lerin dinamik modelleri genellikle rotor ya da stator akısı temelli olarak ifade edilebilmektedir. Bu bölümde, $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$, $\varphi_{s\alpha}$, $\varphi_{s\beta}$, ω_m , t_L ve R_r 'nin GKF tabanlı eş zamanlı kestirimi için stator duran eksen ($\alpha\beta -$) takımındaki stator akısı temelli ASM modeli oluşturulmuştur. Bu amaç için, ayrık zamanlı genişletilmiş model aşağıdaki gibi verilebilir:

$$\begin{aligned} \underline{x}_e(k+1) &= \underline{f}_e(\underline{x}_e(k), \underline{u}_e(k)) + \underline{w}_1 \\ &= \underline{A}_e(\underline{x}_e(k))\underline{x}_e(k) + \underline{B}_e\underline{u}_e(k) \end{aligned} \quad (3.1)$$

$$\begin{aligned} \underline{Z}(k) &= \underline{h}_e(\underline{x}_e(k)) + \underline{w}_2 \text{ (ölçme eşitliği)} \\ &= \underline{H}_e\underline{x}_e(k) \end{aligned} \quad (3.2)$$

Burada, \underline{x}_e , genişletilmiş modelin durum vektörünü, \underline{f}_e , durum ve girişlerin doğrusal olmayan fonksiyonunu, \underline{A}_e , sistem matrisini, \underline{u}_e , kontrol giriş vektörünü \underline{B}_e , giriş matrisini, \underline{w}_1 , sistem gürültüsünü, \underline{h}_e , çıkışların fonksiyonunu, \underline{H}_e , ölçme matrisini ve \underline{w}_2 ise ölçme gürültüsünü ifade etmektedir. Eşitlik (3.1) ve (3.2)'deki genel biçimine bağlı olarak, stator akılı genişletilmiş ASM modellerindeki matris ve vektörler ise aşağıdaki gibi tanımlanabilir (Barut ve Demir, 2010):

$$\underbrace{\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \varphi_{s\alpha} \\ \varphi_{s\beta} \\ \omega_m \\ t_L \\ R_r \end{bmatrix}}_{\underline{x}_e(k+1)} = \underbrace{\begin{bmatrix} a_1 & a_2 & a_3 & a_4 & 0 & 0 & 0 \\ -a_2 & a_1 & -a_4 & a_3 & 0 & 0 & 0 \\ -a_5 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -a_5 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ a_6 & a_7 & 0 & 0 & 1 & a_8 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}}_{\underline{A}_e} \underbrace{\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \varphi_{s\alpha} \\ \varphi_{s\beta} \\ \omega_m \\ t_L \\ R_r \end{bmatrix}}_{\underline{x}_e(k)} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L_\sigma} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_\sigma} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_{\underline{B}_e} \underbrace{\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix}}_{\underline{u}_e} + \underline{w}_1 \quad (3.3)$$

$$\underbrace{\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix}}_{\underline{z}} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{\underline{H}_e} \underbrace{\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \varphi_{s\alpha} \\ \varphi_{s\beta} \\ \omega_m \\ t_L \\ R_r \end{bmatrix}}_{\underline{x}_e(k)} + \underline{w}_2 \quad (3.4)$$

Genişletilmiş ASM modelindeki katsayılar aşağıda verilmiştir:

$$a_1 = 1 - \frac{T}{L_\sigma} \left(\frac{L_s}{L_r} + R_s \right), \quad a_2 = p_p T \omega_m(k), \quad a_3 = \frac{TR_r(k)}{L_r L_\sigma}, \quad a_4 = \frac{p_p T \omega_m(k)}{L_\sigma}, \quad a_5 = TR_s, \quad a_6 = -\frac{3p_p T \varphi_{s\beta}(k)}{2J_T}, \quad a_7 = -\frac{3p_p T \varphi_{s\alpha}(k)}{2J_T} \text{ ve } a_8 = -\frac{T}{J_T}$$

Burada p_p , kutup çifti sayısı, $L_\sigma = \sigma L_s$, stator geçici endüktansı, $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$, kaçak ya da kuplaj faktörü, L_s ve L_r , sırasıyla stator ve rotor endüktanslarıdır. $\varphi_{s\alpha}$ ve $\varphi_{s\beta}$, stator akısının stator duran eksen bileşenleri, $v_{s\alpha}$ ve $v_{s\beta}$, stator geriliminin stator duran eksen bileşenleri, $i_{s\alpha}$ ve $i_{s\beta}$ ise stator akımının stator duran eksen bileşenleridir. J_T , ASM ve yüke ait toplam eylemsizliği, ω_m , rotor mekanik açısal hızı ve T örnekleme zamanıdır.

3.3 Genişletilmiş Kalman Filtresi

Barut ve Demir (2010) ve Barut vd. (2012)'de belirtilen GKF eşitlikleri, Eşitlik (3.5a)-(3.5d)'deki gibi verilebilir:

$$\underline{F}_e(k) = \left. \frac{\partial f_e(\underline{x}_e(k), \underline{u}_e(k))}{\partial \underline{x}_e(k)} \right|_{\hat{\underline{x}}_e(k), \underline{u}_e(k)} \quad (3.5a)$$

$$\underline{N}(k) = \underline{F}_e(k) \underline{P}(k) \underline{F}_e(k)^T + \underline{Q} \quad (3.5b)$$

$$\underline{P}(k+1) = \underline{N}(k) - \underline{N}(k) \underline{H}_e^T (\underline{D}_\xi + \underline{H}_e \underline{N}(k) \underline{H}_e^T) \underline{H}_e \underline{N}(k) \quad (3.5c)$$

$$\hat{\underline{x}}_e(k+1) = \hat{f}_e(\underline{x}_e(k), \underline{u}_e(k)) + \underline{P}(k+1) \underline{H}_e^T \underline{D}_\xi^{-1} (\underline{Z}(k+1) - \underline{H}_e \hat{\underline{x}}_e(k)) \quad (3.5d)$$

Burada \underline{F}_e , doğrusal olmayan modelleri doğrusallaştırmada kullanılan fonksiyondur. \underline{Q} , sistem kovaryans matrisi, yani modelleme hatasıdır. \underline{D}_ξ , çıkış gürültüsünün kovaryans matrisi, yani ölçme hatasıdır. \underline{P} ve \underline{N} , sırasıyla durum kestirim hatası ve onun dış değerlemesinin (extrapolation) kovaryans matrisleridir.

3.4 ASM'ler İçin Hız-Algılayıcısız Durumda R_r ve R_s 'nin Eş-zamanlı Kestirimi Üzerine Değerlendirmeler

ASM'lerin hız-algılayıcısız kontrolü R_r ve R_s 'nin çevrimiçi kestirimini gerektirir. Hız-algılayıcısız durumda bu dirençlerin birlikte kestirimi hala literatürde araştırmaya açık bir konu olup aşağıdaki güçlükleri içermektedir:

- Belirgin temelli yöntemler için R_r ve R_s 'nin çevrimiçi kestirimi için kararlı uyarlanabilir kurallar türetmek.
- GKF gibi olası tabanlı algoritmalarla ilişkili kovaryans matrislerinin elemanlarını ayarlamak veya belirlemek.

Bununla birlikte bu güçlükler R_s ve R_r 'nin çevrimiçi kestirimini imkansız yapmamaktadır. ÇG-GKF algoritması (Barut vd., 2012) ve örgülü veya anahtarlamalı GKF algoritmalarından (Barut vd., 2007b; Barut vd., 2008) elde edilen sonuçlar ile R_s

ve R_r 'nin eş-zamanlı kestirimi gösterilmiştir. Ayrıca, Ozsoy vd. (2010)'da yapılan çalışma ile, hız-algılayıcısız durumda sekizinci dereceden GKF algoritması kullanılarak $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$, $\varphi_{r\alpha}$, $\varphi_{r\beta}$, ω_m , t_L , R_r ve R_s 'nin eş zamanlı kestirimini gerçekleştirmeyi denemiştir. Ancak, kovaryans matrislerinin ayarlanma probleminden dolayı sekizinci dereceden GKF algoritması istenilen kestirim başarımını yakalayamamıştır. Bundan dolayı örgülü GKF algoritması sekizinci dereceden GKF algoritmasına göre R_r ve R_s 'nin eş-zamanlı kestirim problemi için daha iyi bir çözüm sunmaktadır (Ozsoy vd., 2010). Bu çalışmada ise literatürde örgülü veya anahtarlamalı GKF algoritmalarının (Barut vd., 2007b; Barut vd., 2008) yeni hali olarak bilinen ÇG-GKF algoritmasına (Barut vd., 2012) göre daha az işlem süresine ve daha kolay tasarıma sahip karma kestirim algoritmasına odaklanılmıştır.

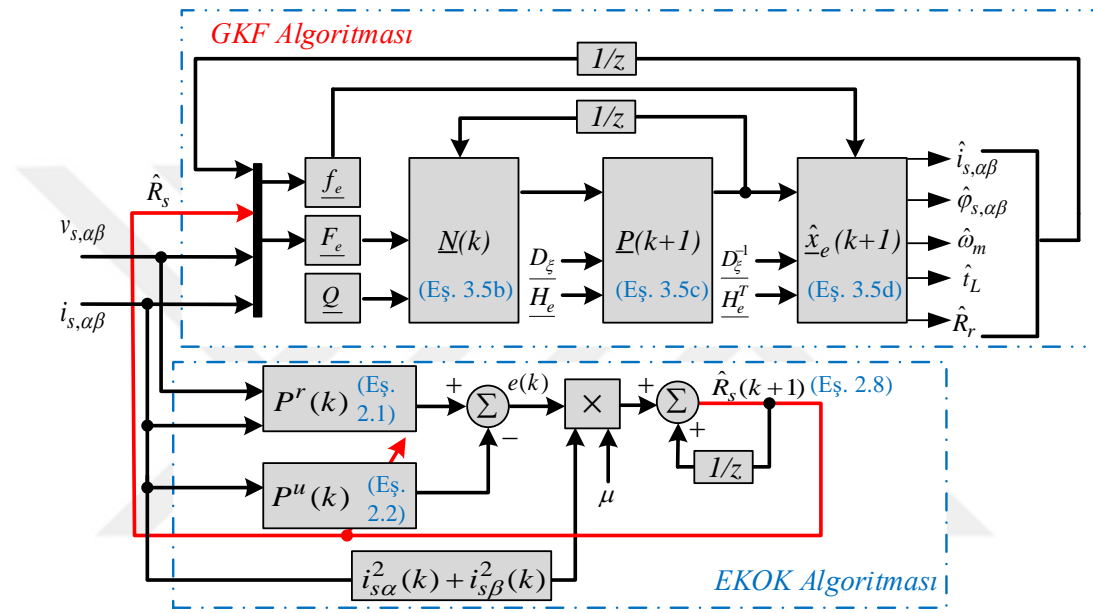
3.5 Karma Kestirim Algoritmasının Yapısı

Hız-algılayıcısız durumda R_s ve R_r 'nin eş-zamanlı kestirim problemini çevrimiçi çözmek için $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$, $\varphi_{s\alpha}$, $\varphi_{s\beta}$, ω_m , t_L ve R_r 'yi kestiren GKF ile R_s 'yi kestirmek için önerilen AG-MUS tabanlı kestirici eş-zamanlı kestirim yapacak şekilde birleştirilerek yeni bir karma kestirim algoritması tasarlanmıştır. Böylece aynı amaç için tasarlanan anahtarlamalı/örgülü veya çift girişli GKF kullanan önceki çalışmalardan daha kolay bir tasarım ve daha az hafıza ihtiyacı sunan karma kestirici elde edilmiştir. Önerilen karma kestirim algoritmasını oluşturmak için şematik olarak tasarlanmış AG-MUS (Şekil 2.2) ve Eşitlik (3.3) ve (3.4)'deki ASM modelini kullanan standart GKF algoritması Şekil 3.1'de gösterildiği gibi birleştirilmiştir.

Önerilen kestirim algoritmasında hem GKF hem de AG-MUS algoritmaları eş-zamanlı olarak çalışmaktadır. GKF algoritmasının başarımını arttırmak için GKF algoritmasına giriş olarak tanımlanan R_s 'de meydana gelen değişimler, AG-MUS ile sürekli olarak kestirilmekte ve her bir örnekleme zamanında GKF algoritmasına güncellenmektedir. Böylece, önerilen karma kestirici tarafından $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$, $\varphi_{s\alpha}$, $\varphi_{s\beta}$, ω_m , t_L , R_r ve R_s 'nin eş-zamanlı kestirimleri çevrimiçi olarak gerçekleştirilmiştir.

Diğer taraftan, önceki çalışmalar (Barut vd., 2007b; Barut vd., 2008; Barut vd., 2012) iki farklı \underline{Q} matrisinin bilinmesini gerektirirken bu çalışmada kullanılan GKF

algoritması sadece bir adet \underline{Q} bilgisine ihtiyaç duymaktadır. Dahası, aynı amaç için iki farklı yedinci dereceden ASM modelinin ardışık olarak uygulandığı tek bir GKF yapısı kullanan ÇG-GKF algoritması dikkate alındığında; önerilen karma kestirim algoritması daha az boyuta ve daha az işlem süresine sahiptir. Bu açıdan bakıldığında, bu çalışmada EKOK tabanlı AG-MUS kestiriciyi de içeren karma kestirici Barut vd. (2012), Barut vd. (2008) ve Barut vd. (2007b)'de tanıtılan geçmiş çalışmalara göre daha üstün olarak tanımlanabilir.



Şekil 3.1. Önerilen karma kestirim algoritmasının akış şeması

3.6 Benzetim Sonuçları

Önerilen karma kestirim algoritmasının başarımı Şekil 3.2’de verilen hız-algılayıcısız DMK sistemi kullanılarak benzetimlerle test edilmiştir. Şekil 3.2’de;

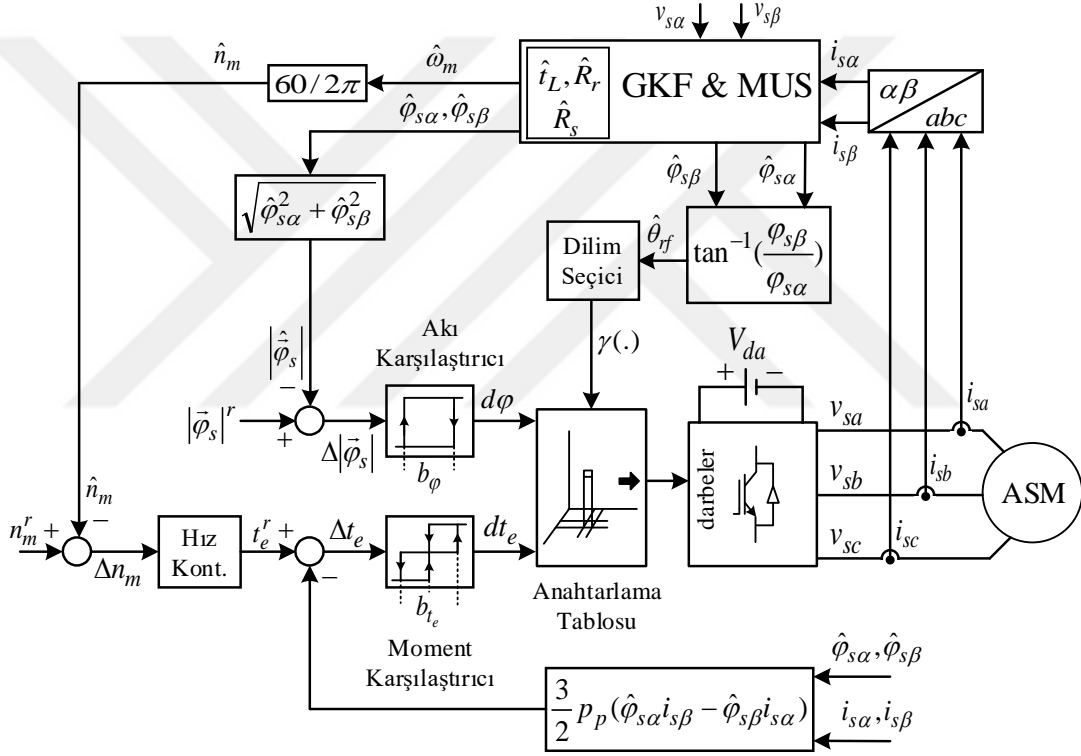
- $\hat{\theta}_{rf}$ stator duran eksenindeki stator akısının dilim/sector konumunu belirtmektedir.
- Hız kontrolörü, geleneksel oran + integral alıcı + türev alıcı (proportional+integral+derivative–PID) kontrolördür. Hız kontrolörüne ait katsayılar deneme-yanılma yöntemi ile aşağıdaki gibi belirlenmiştir:

$$K_p = 2.5$$

$$K_i = 12$$

$$K_D = 0.0001$$

- ASM Çizelge 3.1’de verilen anma değerlerine sahiptir. Bu çalışmada elde edilen sonuçların Barut vd. (2005a) ve Barut (2010)’da elde edilen sonuçlar ile eşit şartlarda karşılaştırılabilmesi için Çizelge 3.1’de verilen ASM anma değerleri Barut vd. (2005a) ve Barut (2010)’da kullanılan ASM anma değerleri ile aynı seçilmiştir.
- Dilim seçici ve anahtarlama tablosu Takahashi ve Noguchi (1986)’da sunulan çalışmaya göre tasarlanmıştır.



Şekil 3.2. Önerilen karma kestirici tabanlı hız-algılayıcısız doğrudan moment kontrol sistemi

Çizelge 3.1. Benzetimde kullanılan ASM parametreleri

P [kW]	f [Hz]	V [V]	I [A]	p_p	n_{mn} [rpm]
3	50	380	6.9	2	1430
t_{Ln} [N.m]	R_{sn} [Ω]	R_{rn} [Ω]	L_s [H]	L_r [H]	L_{mn} [H]
20	2.283	2.133	0.2311	0.2311	0.22

Diğer taraftan \underline{Q} , \underline{D}_ξ ve \underline{P} 'nin değeri Şekil 3.1'de verilen GKF algoritmasının ve böylece DMK sisteminin başarımını etkilemektedir. Bu yüzden \underline{Q} , \underline{D}_ξ ve \underline{P} 'ye ait elemanların belirlenmesinde aşağıdaki kurallar kullanılmaktadır;

- Hesaplama yükünü azaltmak için \underline{Q} , \underline{D}_ξ ve \underline{P} köşegendir ve bunların değerleri sabittir.
- $Q(1,1)$ ve $Q(2,2)$ 'nin değerleri aynı gürültüyü içeren $i_{s\alpha}$ ve $i_{s\beta}$ ile ilişkili olduğundan dolayı eşit olarak kabul edilmiştir. Aynı zamanda $Q(3,3)$ ve $Q(4,4)$, $\varphi_{s\alpha}$ ve $\varphi_{s\beta}$ ile ilişkili olduğundan dolayı eşit olarak tanımlanmışlardır.
- Bittanti ve Savaresi (2000) tarafından ortaya konulan GKF'lerin ayarlanmasındaki basitleştirme ile, \underline{D}_ξ ve \underline{Q} 'nun elemanları aşağıdaki gibi oluşturulabilir:

$$\underline{D}_\xi = \text{diag}[a \times r \quad a \times r] = L_{2 \times 2} \quad (3.6)$$

$$\underline{Q} = a \times \text{diag}[q_i \quad q_i \quad q_p \quad q_p \quad q_\omega \quad q_{t_L} \quad q_{R_r}] \quad (3.7)$$

Burada, $a \cong \frac{1}{r}$ pozitif reel sayının ölçeklendirme faktörü olarak tanımlanır. Bittanti ve Savaresi (2000)'e göre \underline{D}_ξ tanımlı bir matris olarak seçilir veya r herhangi bir pozitif reel sayıdan seçilir. Daha sonra, hem geçici hem de sürekli halde arzu edilen kestirim başarımı için q_i , q_p , q_ω , q_{t_L} ve q_{R_r} deneme yanılma yöntemi ile belirlenmektedir.

- q_i , q_p , q_ω , q_{t_L} ve q_{R_r} 'nin artırılması daha hızlı izleme tepkisine neden olsa da kestirilen durum/parametrelerin gürültüsünün artmasına da sebep olabilmektedir. Bu yüzden, GKF algoritması ile kestirilen durumlar ve parametreler birbirleri ile ilişkili olduğundan dolayı GKF'nin toplam kestirim başarımı bu değerlerin belirlenmesine duyarlı hale gelmektedir.
- \underline{P} kestirimlerin başlangıç yakınsama süresini azaltmada önemli ölçüde etkili olmaktadır. Bir başka deyişle, \underline{P} 'nin değeri yüksek seçildiğinde başlangıçta kestirimlerin yakınsama süreleri daha kısa olur, fakat kestirilen durumlarda kaçmalara sebep olabilmektedir.
- \underline{Q} , kestirilen durum ve parametrelerin izleme davranışını etkilemektedir.

Özellikle kestirimlerin başlangıç yakınsaklıklarından sonra kestirimler üzerinde etkin olmaktadır.

Sonuç olarak bu kurallar göz önünde bulundurularak \underline{D}_ξ , \underline{Q} ve \underline{P} aşağıdaki gibi belirlenmiştir:

$$\underline{D}_\xi = \text{diag}[10^{-5} \quad 10^{-5}]$$

$$\underline{Q} = \text{diag}[10^{-7} \quad 10^{-7} \quad 10^{-7} \quad 10^{-7} \quad 10^{-4} \quad 10^{-2} \quad 10^{-2}]$$

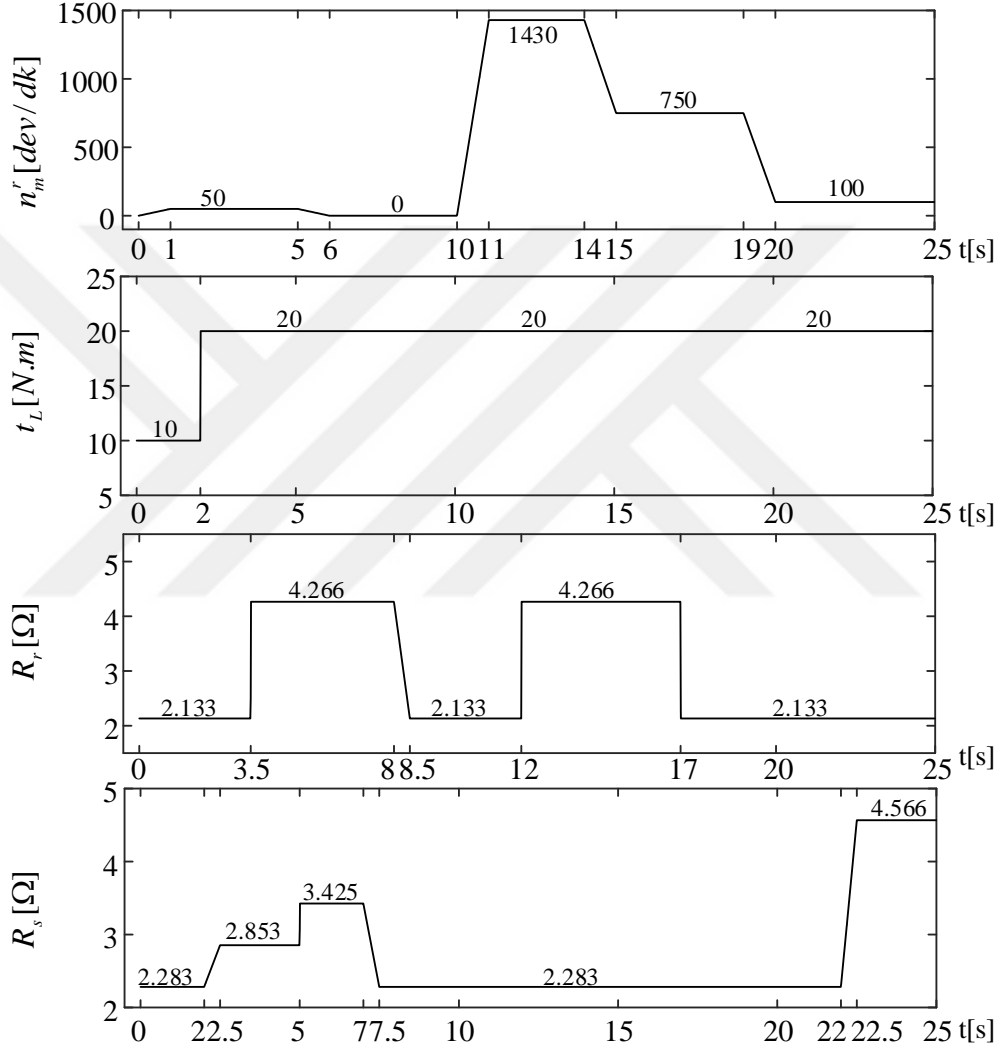
$$\underline{P} = \text{diag}[9 \quad 9 \quad 9 \quad 9 \quad 9 \quad 9 \quad 9]$$

Ayrıca, karma kestirim algoritmasında R_s kestiricisi olarak kullanılan AG-MUS tabanlı kestirim algoritmasının başarımında önemli ölçüde etkiye sahip olan sabit adım büyüklüğü μ 'nün kararlılık sınırını belirlemek amacıyla ASM, $\mathbf{X}^T(k)\mathbf{X}(k)$ 'nin maksimum değerini bulmak için anma şartlarında çalıştırılmıştır. Daha sonra $\frac{2}{\mathbf{X}^T(k)\mathbf{X}(k)}$ 'nin değeri 0.0011 olarak hesaplanmıştır. Kararlılık sınırı içerisinde μ 'nün artırılması sürekli halde kestirimlerde dalgalanmalar sebep olmakla birlikte geçici hal başarımını iyileştirmektedir. Bu yüzden μ 'nün değeri arzu edilen kestirim başarımı için deneme-yanılma yöntemi ile 10^{-3} olarak belirlenmiştir.

Önerilen karma kestiricinin etkinliğini test etmek için Şekil 3.3'te verilen zorlayıcı senaryolar üretilmiştir. Bu senaryolar aşağıdaki gibi tanımlanabilir:

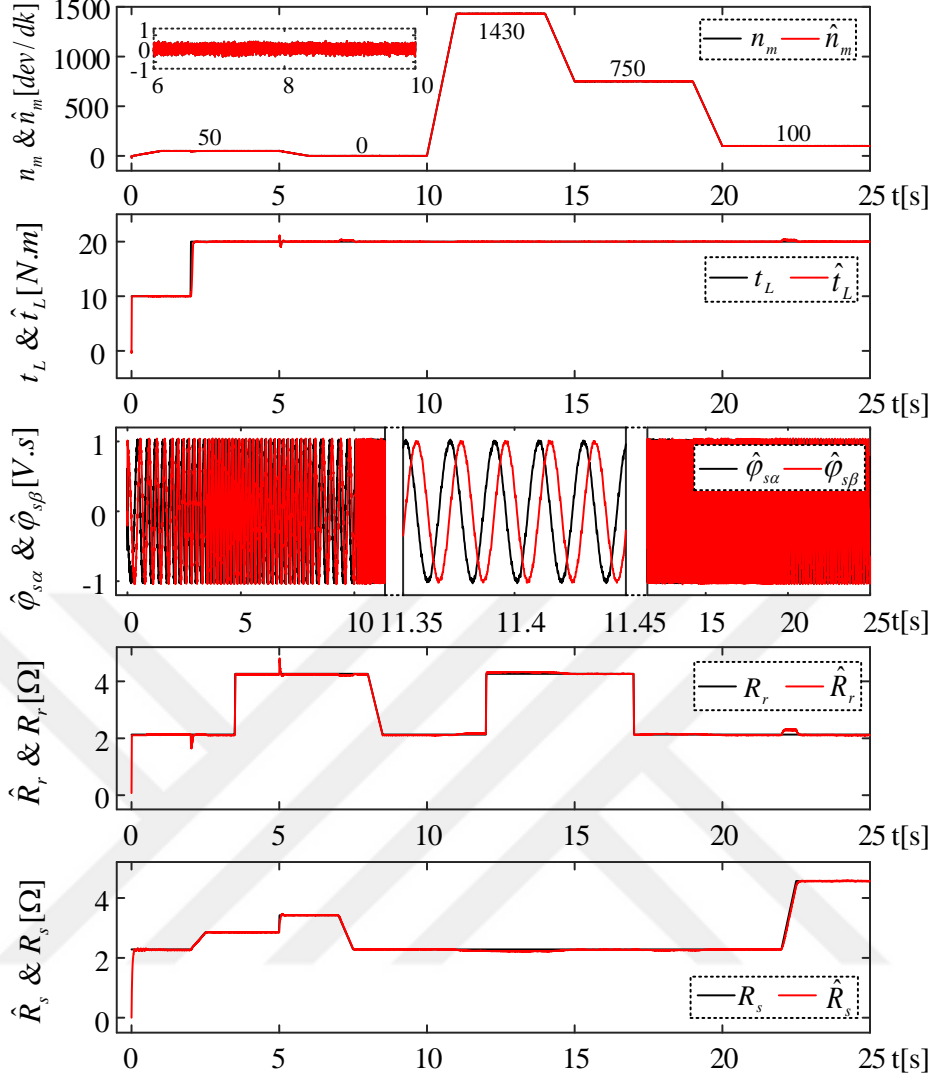
- İlk olarak ASM sıfır hızdan düşük hıza (50 dev/dk) 10 N.m 'lik yük altında hızlandırılmış ($0s \leq t \leq 1s$) ve orada sabit tutulmuştur ($1s \leq t \leq 10s$). ASM düşük hızda dönerken, $t = 2. s$ 'de yük momenti basamak biçiminde 20 N.m 'ye, stator direnci R_s doğrusal bir şekilde, $R_{sn} \times 1.25$ 'e, $t = 3.5. s$ 'de R_r basamak biçiminde $R_{rn} \times 2$ 'ye ve son olarak R_s basamak şeklinde $R_{sn} \times 1.25$ 'den $R_{sn} \times 1.5$ 'e çıkarılmıştır.
- İkinci olarak ASM'nin düşük hızdan sıfır hıza (0 dev/dk) geçişi sağlanmıştır ($5s \leq t \leq 6s$). Motor sıfır hızda iken ($6s \leq t \leq 10s$), sırasıyla ve lineer bir şekilde R_s , $R_{sn} \times 1.5$ 'den R_{sn} 'ye ($7s \leq t \leq 7.5s$), R_r ise $R_{rn} \times 2$ 'den R_{rn} 'ye ($8s \leq t \leq 8.5s$) düşürülmüştür.
- Üçüncü olarak ASM 0 dev/dk 'dan anma hızına (1430 dev/dk 'ya) hızlandırılmış ($10s \leq t \leq 11s$) ve motor bu hızda dönerken ($11s \leq t \leq 14s$) R_r , $t = 12. s$ 'de basamak şeklinde $R_{rn} \times 2$ 'ye arttırılmıştır.

- Dördüncü olarak ASM'nin anma hızdan orta hıza (750 dev/dk 'ya) geçişi sağlanmış ($14s \leq t \leq 15s$) ve bu hızda sabit bir şekilde dönerken ($15s \leq t \leq 19s$); R_r , $t = 17. s$ 'de basamak şeklinde R_{rn} 'ye düşürülmüştür.
- Son olarak ASM 750 dev/dk 'dan 100 dev/dk 'ya yavaşlatılmış ($19 \leq t \leq 20s$) ve bu hızda sabit bir şekilde dönerken ($20s \leq t \leq 25s$), R_s doğrusal bir şekilde $R_{sn} \times 2$ 'ye artırılmıştır ($22s \leq t \leq 22.5s$).



Şekil 3.3. Önerilen karma kestiricinin başarımlı testi için n_m^r , t_L , R_r ve R_s 'nin referans değişimleri

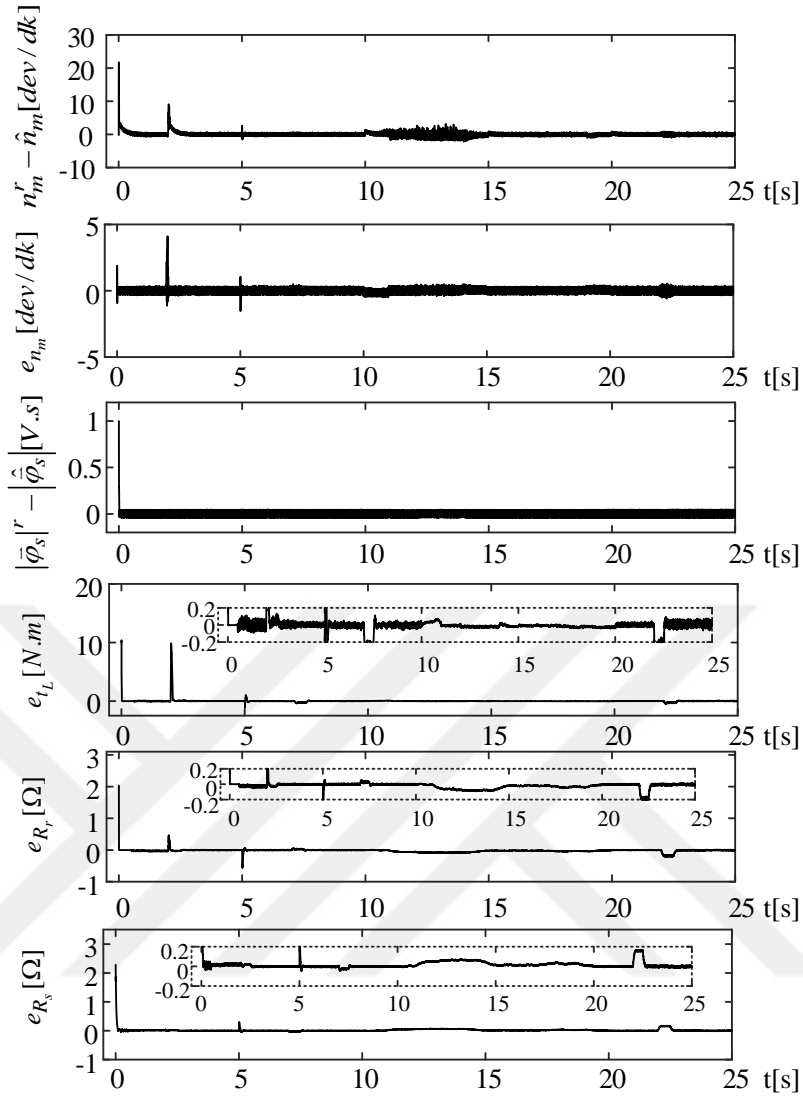
Önerilen karma kestirim algoritması yukarıda belirtilen senaryolar altında test edilmiş ve benzetim sonuçları Şekil 3.4- 3.5'te verilmiştir. Bu şekillerde “^”, kestirilen durum ya da parametreyi ve $e_{()}$ ise, gerçek ile kestirilen bileşenler arasındaki fark olarak tanımlanan hata işaretlerini, göstermektedir.



Şekil 3.4. Önerilen karma kestiricinin benzetim sonuçları

Şekil 3.4 ve 3.5'te sunulan sonuçlar incelendiğinde aşağıdaki gözlemler yapılabilir;

- Bütün kestirilen durum ve parametrelere ait başlangıç değerlerinin sıfır olarak alınmasına rağmen kestirimlerin tamamı Çizelge 3.2'de gösterildiği gibi kısa süre içerisinde gerçek değerine yakınsamaktadır.
- Nominal yük momentini (20 N.m) altında sıfır, çok düşük (50 dev/dk ve 100 dev/dk), orta (750 dev/dk) ve anma hızında (1430 dev/dk) R_r ve R_s 'nin basamak ve doğrusal şekilde değişimleri oldukça doğru bir şekilde kestirilmektedir.
- Viskoz sürtünme terimi de dahil olmak üzere t_L 'deki değişiklikler de çok iyi takip edilmektedir.



Şekil 3.5. Önerilen karma kestiricinin izleme ve kestirim hataları için benzetim sonuçları

Çizelge 3.2. Şekil 3.4 ile verilen kestirim sonuçlarına ilişkin başlangıç yakınsama süreleri

R_r	R_s	t_L
0.005 s	0.15 s	0.01 s

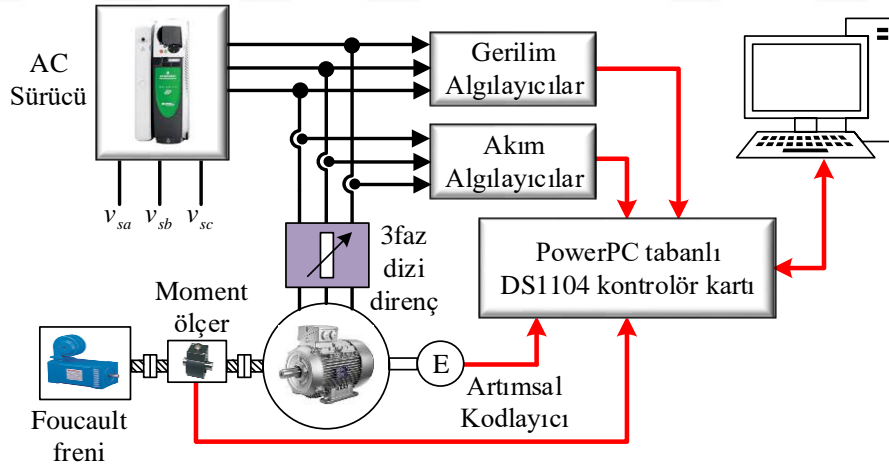
Özetle, kestirim sonuçları önerilen karma algoritmanın ve buna bağlı olarak hız- algılayıcısız DMK sistemi için gerekli tüm durumlar ($i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$, $\varphi_{s\alpha}$, $\varphi_{s\beta}$, ω_m) ile birlikte t_L , R_r ve R_s 'nin kestirimlerini onaylamaktadır. Ayrıca ASM modelinde hareket eşitliğinin kullanılması kestirim sürecini iyileştirir ve Barut vd. (2007a)'da açıklandığı gibi hız sıfıra yaklaştığında stator akımları vasıtasıyla statordan rotora bilgi

aktarılmasına yardımcı olmaktadır. Önerilen karma kestirici, Bogosyan vd. (2007)'ye benzer şekilde sürekli halde yakınsama için ihtiyaç duyulan uyarımın sürekliliği için GKF algoritmasına doğal olarak dahil edilen sistem ve ölçme gürültüsünü kullanır. Böylece hız-algılayıcısız durumda ASM'yi tahrik etmek için harici yüksek frekanslı sinyal eklemeyi gerektirmez.

Diğer taraftan, Şekil 3.4 ve 3.5'te verilen benzetim sonuçları dikkate alındığında önerilen karma kestirim algoritması tabanlı hız-algılayıcısız DMK sisteminin, t_L , R_r ve R_s belirsizlikleri altında hız kontrolü için Barut (2010)'da kullanılan ÇG-GKF tabanlı hız-algılayıcısız doğrudan VK sistemi ile benzer kestirim ve kontrol başarımına sahip olduğu gözlemlenmektedir. Ayrıca, önerilen karma kestirim algoritması R_r ve R_s 'de meydana gelen %100 değişimleri kestirebilmektedir.

3.7 Gerçek-Zamanlı Sonuçlar

Önerilen karma kestirim algoritmasının başarımını gerçek zamanlı olarak test etmek için Şekil 3.6'da verilen deney düzeneği (Barut vd., 2012) kullanılmıştır.



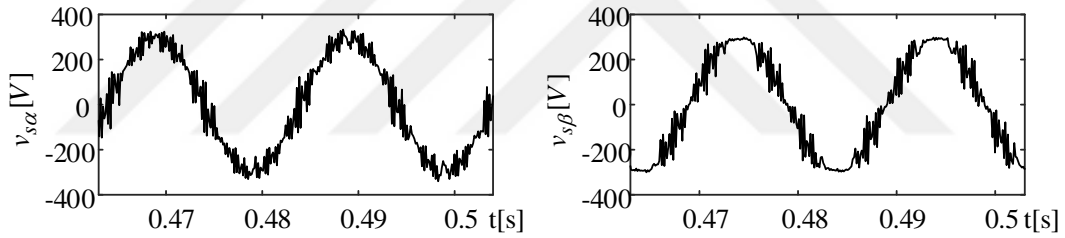
Şekil 3.6. Önerilen karma kestirim algoritmasının gerçek-zamanlı başarım testi için kullanılan deney düzeneği

Burada ASM, sincap kafesli olup 3-faz, 6-kutuplu, 380 V, 5.5 A, 2.2 kW, 20 N.m ve 950 dev/dk'lıktır. Diğer teknik özellikleri ise Çizelge 3.3'de sunulmuştur. ASM'yi yüklemek için basamak biçiminde değiştirilebilir d.a kaynağından manuel olarak tahrik edilen 0 – 30 N.m'lik bir Foucault-freni kullanılmıştır. Karma kestirim algoritması,

250 MHz hızında kayan noktalı işlem yapan Power PC-tabanlı DS1104 kontrolör kartı üzerinde gerçekleştirilmiştir. 50 N.m'lik moment ölçer ve 5000 darbe/devir'lik artımsal kodlayıcı, sadece sırasıyla t_L ve n_m kestirimlerini doğrulamak için kullanılmıştır (Kestirim algoritmasında kullanılmamıştır.). Ayrıca, faz gerilimleri ve akımları sırasıyla LV100-400 ve LA55-P/SP1 ile ölçülmüştür. R_s kestirim başarımını değerlendirmek için 3-faz dizi-direnç, ASM'nin stator sargılarına seri olarak bağlanmıştır. Böylece, 3-faz direnç ile manuel olarak oluşturulan R_s 'deki değişimlerin önerilen karma kestirim algoritması ile kestirildiğini göstermek amaçlanmıştır. Gerçekçi bir değerlendirme yapmak üzere, ASM Şekil 3.7'de gösterilen darbe-genişlik modülasyonlu a.a gerilimleri 4 kHz'lik anahtarlama frekansı ile üreten bir a.a sürücüsü ile beslenmiştir.

Çizelge 3.3. ASM'nin anma parametreleri

$R_s(\Omega)$	$R_r(\Omega)$	$L_{ls}(H)$	$L_{lr}(H)$	$L_m(H)$
3.03	2.53	0.0116	0,0174	0,135



Şekil 3.7. ASM'ye a.a sürücü tarafından uygulanan stator gerilimlerin α ve β bileşenleri

Önerilen karma kestirim algoritmasının başarımını göstermek için aşağıda belirtilen farklı senaryolar üretilmiştir:

- Çok düşük hızda R_s kestirimi olmaksızın tek başına çalışan GKF algoritmasının başarımı.
- R_s değişimleri altında karma kestirim algoritmasının çok düşük/sıfır hız başarımı.
- R_s değişimleri altında ve düşük hız bölgesinde hız ve momentin terslendirilmesi durumu için karma kestirim algoritmasının başarımı.
- Anma hızında, hız ve yük momentinin terslendirilmesi durumu için karma kestirim algoritmasının başarımı.
- Anma hızında rotor direnci değişimleri için karma kestirim algoritmasının başarımı.

Senaryoların tamamı ω_m , t_L , R_r ve/veya R_s 'yi değiştirerek üretilmektedir ve önerilen karma kestirim algoritmasının DS1104 kontrolör kartı tarafından derlenebildiği ve işlenebildiği en düşük örnekleme zamanı olan $130\mu s$ 'lik örnekleme zamanında gerçekleştirilmektedir. Azalan rotor açısal hız ile stator tarafından rotor tarafına aktarılan elektromanyetik indüksiyon azaldığından dolayı hız-algılayıcısız durumdaki kestirim başarımı için senaryoların çoğunda özellikle çok düşük/sıfır hızlarda t_L ile birlikte R_r , R_s ve ω_m 'nin eş-zamanlı kestirimlerine odaklanılmıştır. Bu senaryolarda;

- Kestirilen bütün durum ve parametrelere ait başlangıç değerleri sıfır olarak seçilmiştir.
- Sadece stator akım ve gerilimleri ölçülmüştür.
- Kestirim hatası gerçek ve kestirilen durumlar (veya parametreler) arasındaki fark olarak tanımlanmıştır.
- n_m & \hat{n}_m , t_{ind} & \hat{t}_L , $\hat{\varphi}_{s\alpha}$, $\hat{\varphi}_{s\beta}$, \hat{R}_r , ve \hat{R}_s sırasıyla ölçülen ve kestirilen hız, moment lerden elde edilen endüklenen moment ve kestirilen yük momenti, rotor akısının α ve β bileşenleri, kestirilen rotor direnci, kestirilen stator direnci işaretlerini temsil etmektedir.

Önerilen EKOK tabanlı MUS algoritmasının gerçek zamanlı testleri için μ 'nn kararlılık sınırını belirlemek amacıyla ASM anma hızında ve anma yükünde çalıştırılarak, $\mathbf{X}^T(k)\mathbf{X}(k)$ 'nin maksimum değeri ölçülen stator akımlarının bir periyodu boyunca L_s ve L_σ 'da kullanılarak belirlenmiş ve daha sonra $\frac{2}{\mathbf{X}^T(k)\mathbf{X}(k)}$ 'nin değeri 2.9365×10^{-6} olarak hesaplanmıştır. Son olarak tatmin edici kestirim başarımı için önerilen karma kestirim algoritmasında kullanılan adım büyüklüğü (μ), kovaryans matrisleri (\underline{Q} , \underline{D}_ξ ve \underline{P}) deneme yanılma yöntemi ile aşağıdaki gibi belirlenmiştir.

$$\underline{D}_\xi = \text{diag}[10^{-2} \quad 10^{-2}]$$

$$\underline{Q} = \text{diag}[5 \times 10^{-4} \quad 5 \times 10^{-4} \quad 4 \times 10^{-10} \quad 4 \times 10^{-10} \quad 4 \times 10^{-8} \quad 2 \times 10^{-4} \quad 6 \times 10^{-11}]$$

$$\underline{P} = \text{diag}[9 \quad 9 \quad 9 \quad 9 \quad 9 \quad 9 \quad 9]$$

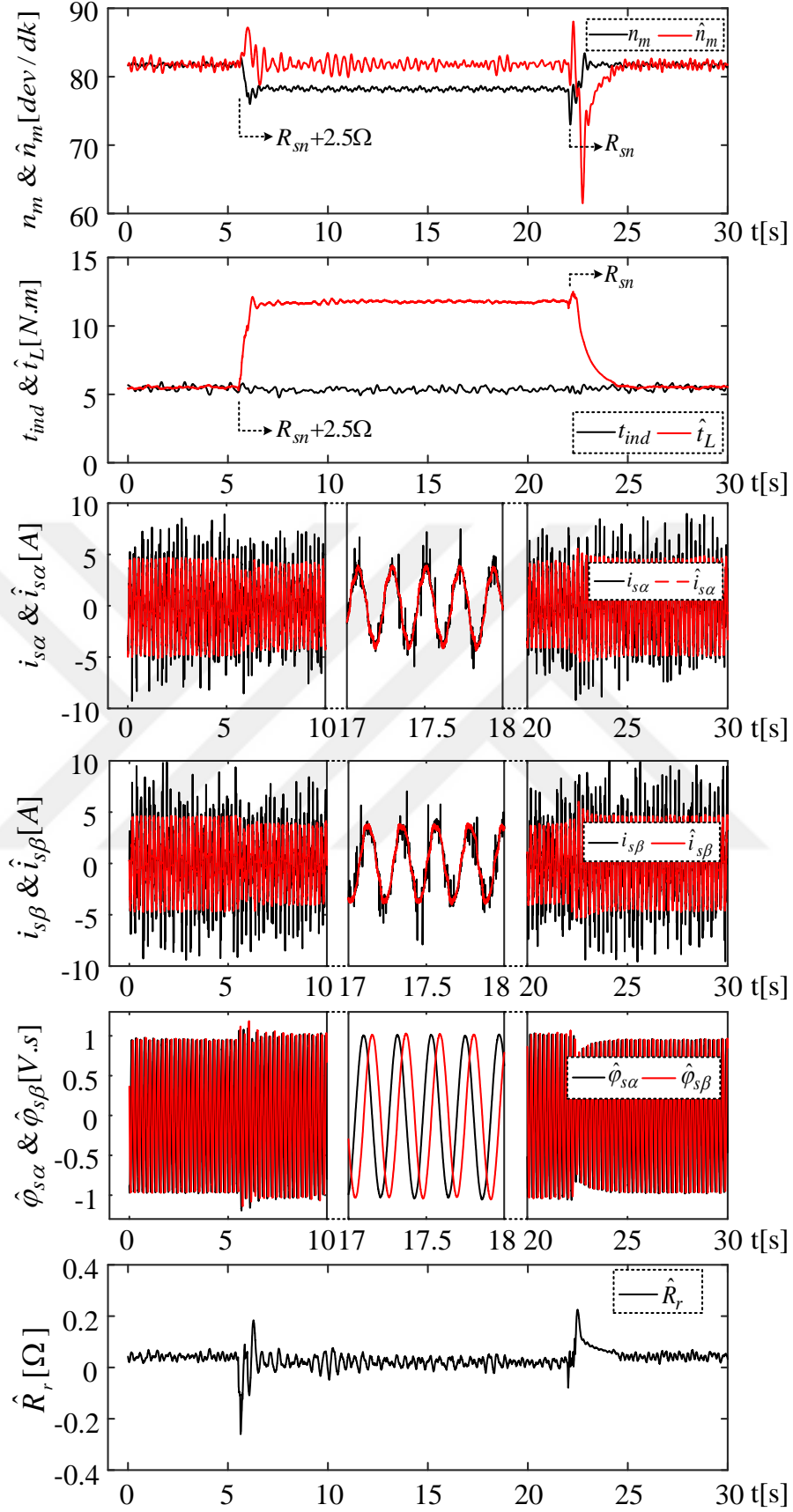
$$\mu = 6 \times 10^{-5}$$

3.7.1 Senaryo I: Çok düşük hızda R_s kestirimi olmaksızın tek başına çalışan GKF algoritmasının başarımı (Şekil 3.8)

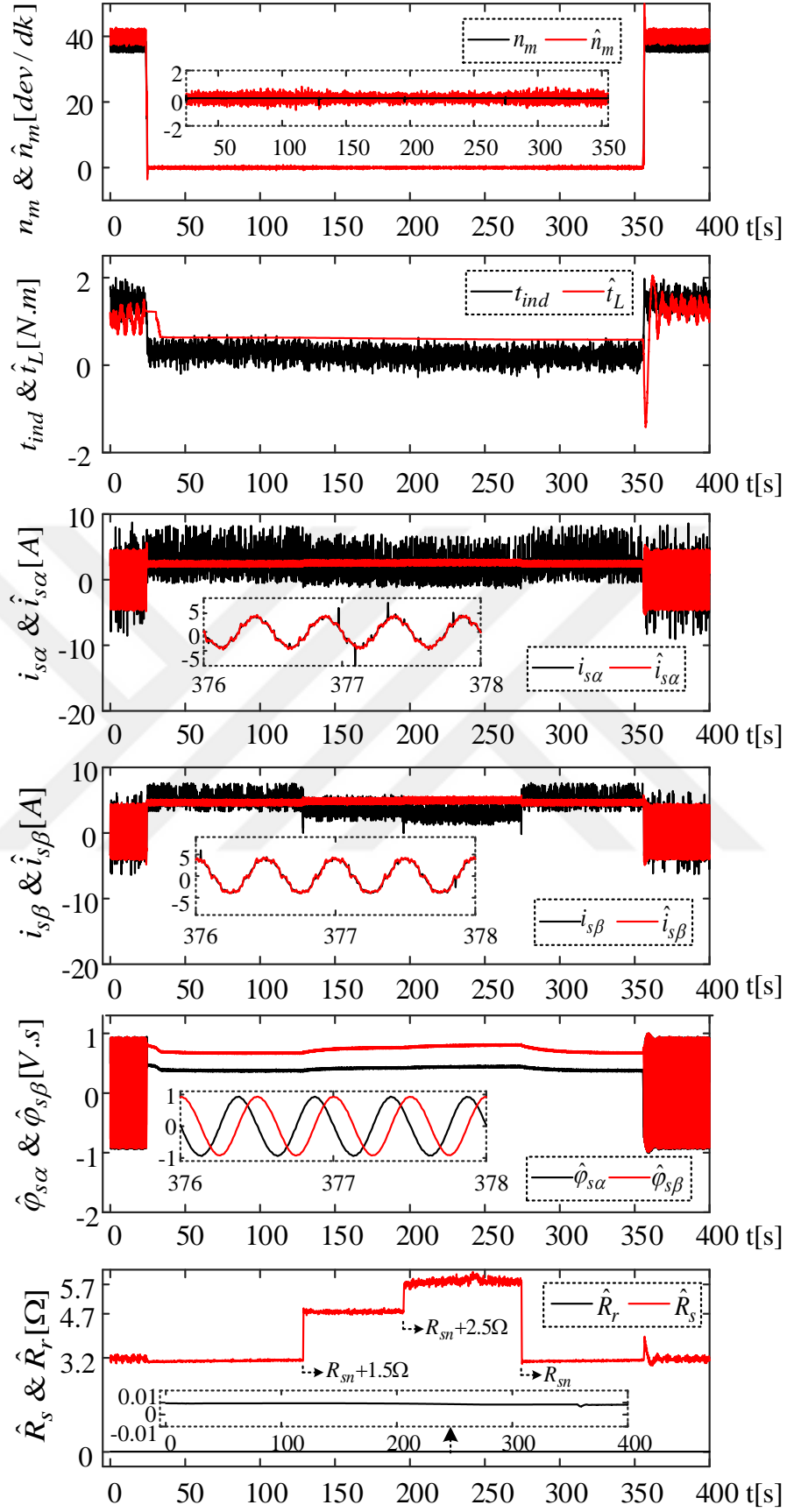
Bu senaryoda $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$, $\varphi_{s\alpha}$, $\varphi_{s\beta}$, ω_m ile birlikte t_L ve R_r 'yi kestiren GKF algoritması tek başına çalıştırılmış ve R_s değişimleri altında başarımı test edilmiştir. Bu amaç için Şekil 3.8'de gösterildiği gibi ASM 5.5 $N.m$ yük momenti altında 81.5 dev/dk hızla çalıştırılırken stator sargılarına seri bağlı üç fazlı ayarlı dizi direnç tarafından yaklaşık 5.5.s'de R_s basamak şeklinde $R_{sn} + 2.5\Omega$ 'a yükseltilmiş ve daha sonra yaklaşık 22.2.s'de tekrar basamak şeklinde R_{sn} 'ye düşürülmüştür. GKF algoritması R_s 'yi R_{sn} 'ye eşit olarak varsaydığından dolayı 5.5.s'de R_s 'de yapılan değişiklikler özellikle \hat{n}_m ve \hat{t}_L kestirimlerinde hataya yol açmaktadır. Bu yüzden $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$, $\varphi_{s\alpha}$, $\varphi_{s\beta}$, ω_m ile birlikte t_L ve R_r kestirimlerinin doğruluğu için GKF algoritmasına doğru R_s değerinin güncellenmesi gerekmektedir.

3.7.2 Senaryo II: R_s değişimleri altında karma kestirim algoritmasının çok düşük/sıfır hız başarımı (Şekil 3.9)

Şekil 3.9 ile verilen bu senaryo, hem çok düşük hem de sıfır hız bölgesinde R_s değişimleri altında önerilen karma kestirim algoritmasının başarımını ortaya koymaktadır. Bununla birlikte, ASM 1 $N.m$ yük momenti altında 40 dev/dk hızla dönerken, ASM'nin durum ve parametre kestirimi için en zorlayıcı senaryo 24.s'de n_m 'yi sıfıra indirerek oluşturulmuştur. Sonra elektriksel durumlarda d.a koşulunu üreten zorlayıcı durum altında, R_s aniden ve sırasıyla 128.6s'de $R_{sn} + 1.5\Omega$ 'a, 195.7.s'de $R_{sn} + 2.5\Omega$ 'a yükseltilmiştir ve daha sonra 274.5.s'de tekrar R_{sn} 'ye düşürülmüştür. Son olarak ASM, kestirimlerin tekrarlanabildiğini göstermek için aniden 40 dev/dk 'ya hızlandırılmıştır. Şekil 3.9'da verilen sonuçlar incelendiğinde çok düşük/sıfır hızlarda zorlayıcı R_s ve n_m değişimleri karma kestirim algoritması ile eş-zamanlı ve doğru bir şekilde kestirilmektedir. Ayrıca hem gerçek rotor hızı (n_m) hem de kestirilen hız (\hat{n}_m) yaklaşık 40 dev/dk 'da dalgalanmaktadır, fakat sıfır hızda n_m daha az dalgalandığından dolayı \hat{n}_m 'deki dalgalanmanın limiti azalmaktadır.



Şekil 3.8. Çok düşük hız bölgesinde R_s kestirimi olmaksızın tek başına çalışan GKF algoritmasının gerçek-zamanlı sonuçları



Şekil 3.9. Çok düşük ve sıfır hızlarda R_s değişimleri için karma kestirim algoritmasının gerçek-zamanlı sonuçları

3.7.3 Senaryo III: R_s değişimleri altında ve düşük hız bölgesinde hız ve momentin terslendirilmesi durumu için karma kestirim algoritmasının başarımı (Şekil 3.10)

Bu senaryoda, çok düşük hızlarda n_m ve t_L 'nin terslendirilmesi ile birlikte R_s değişimleri altında karma kestiricinin başarımı test edilmiştir ve elde edilen sonuçlar Şekil 3.10 ile verilmiştir. Bu amaç için ASM, 4 N.m'lik yük momentini altında 53 dev/dk'lık hızla dönerken 6.5.s'de R_s doğrudan $R_{sn} + 1.5\Omega$ 'a yükseltilmiştir. Daha sonra 15.3.s'de n_m ve dolayısıyla t_L terslendirilmiştir. Son olarak, 24.8.s'de R_s aniden R_{sn} 'ye düşürülmüştür. Şekil 3.10 ile verilen sonuçlardan görüldüğü gibi gerçek durum ve parametrelerde meydana gelen bütün değişimler karma kestirici tarafından doğru bir şekilde takip edilmiştir.

3.7.4 Senaryo IV: Anma hızında, hız ve yük momentinin terslendirilmesi durumu için karma kestirim algoritmasının başarımı (Şekil 3.11)

Bu senaryo da karma kestiricinin etkinliği anma hızında n_m ve t_L 'nin terslendirilmesi ile gösterilmiştir. Bu amaç doğrultusunda, ASM 16 N.m yük altında 958 dev/dk'lık hız ile dönerken n_m ve doğal olarak t_L sırasıyla 11.2.s ve 28.5.s'de 50 Hz'den -50 Hz'e ve tersi durum için sürücü frekansının değiştirilmesi ile Şekil 3.11'de gösterildiği terslendirilmiştir. Elde edilen sonuçlar kestirilen durum ve parametrelerin çok hızlı bir şekilde gerçek değerine yakınsadığını göstermektedir. Buna ek olarak yük momentinin değişimi ile doğal olarak değişen R_r kestirimi ile birlikte R_r ve kayma frekansı (f_r) ilişkisini gösteren Barut vd. (2012) ve Proca ve Keyhani (2002)'de verilen sonuçlar ile uyumludur.

3.7.5 Senaryo V: Anma hızında ve rotor direnci değişimleri için karma kestirim algoritmasının başarımı (Şekil 3.12)

ASM'nin rotor akısı tabanlı genişletilmiş modelini kullanan Barut vd. (2005b)'ye benzer şekilde gerçek zamanlı deneylerde ASM ile ilişkili R_r 'de basamak biçiminde değişimler oluşturmak için,

- İlk olarak R_r aşağıdaki gibi tanımlanır.

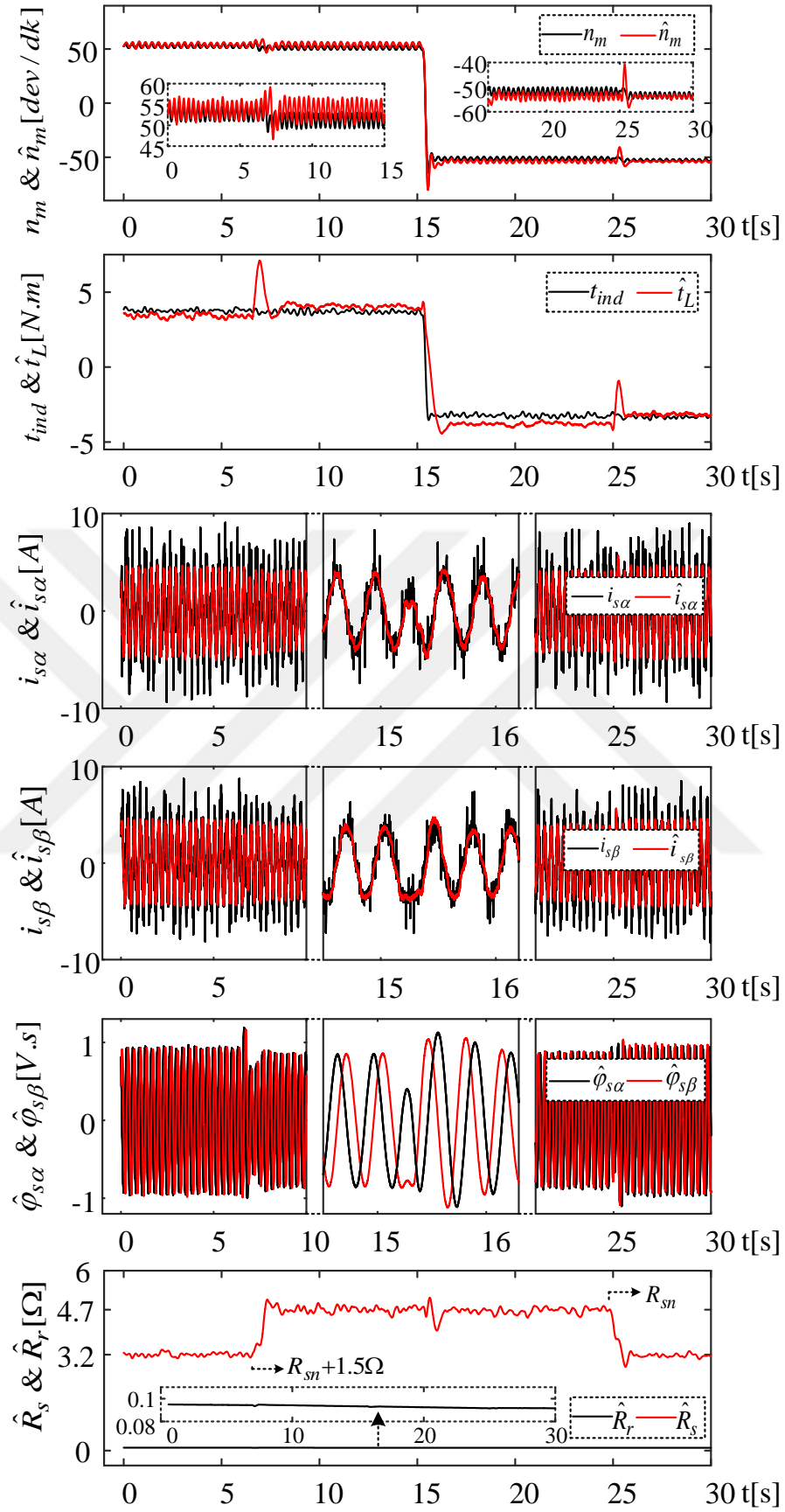
$$R_r \cong R_{rn} \times \chi \quad (3.8)$$

Burada R_{rn} , R_r 'nin anma değerini, χ ise rotor direncinin sıcaklık ve frekansa dayalı değişimlerini temsil etmektedir.

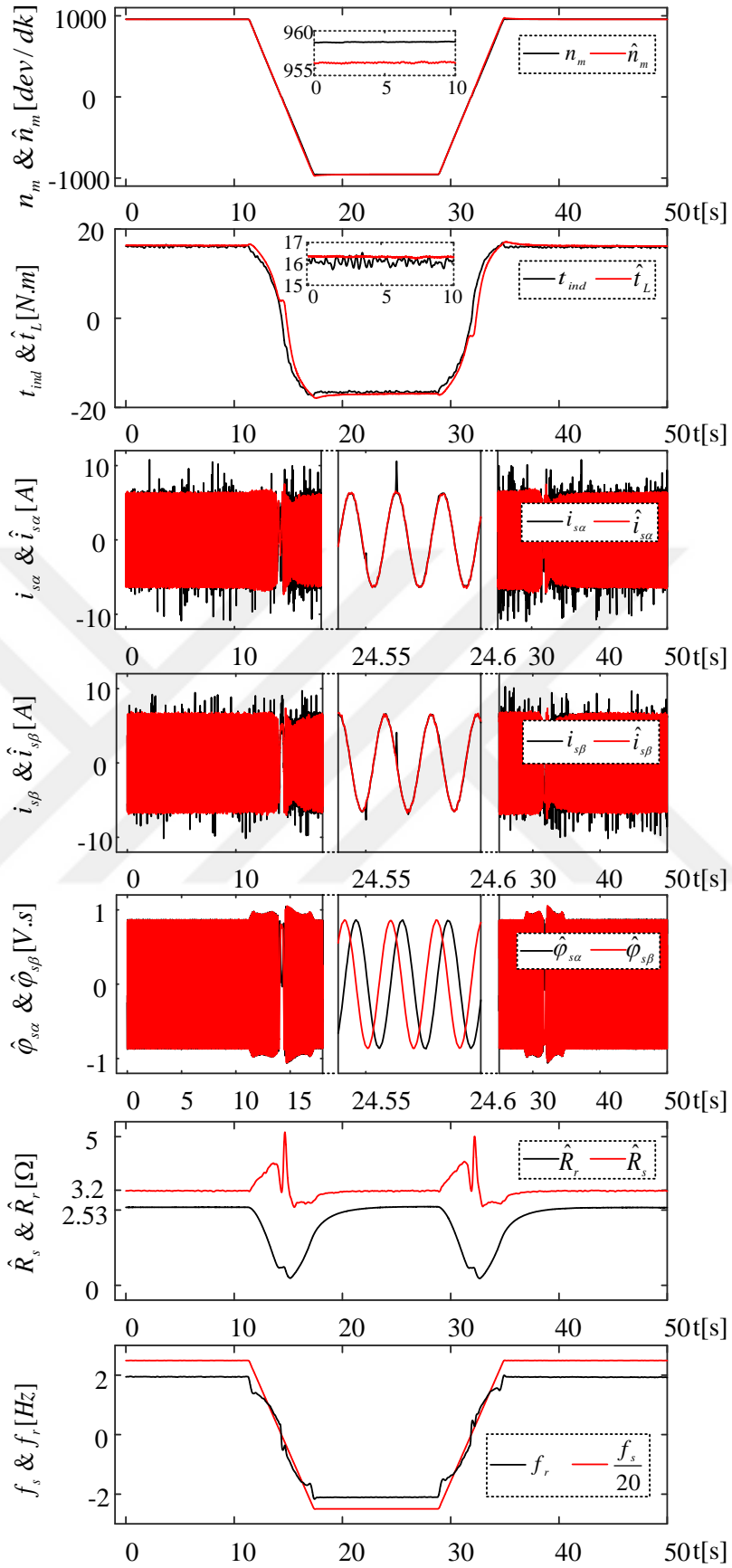
- İkinci olarak, $R_{rn} \times \chi$ Eşitlik (3.3)'de R_r 'nin yerine yazılır.
- Son olarak, χ Eşitlik (3.3) ve (3.4)'te R_r 'nin yerine yeni durum olarak tanımlanır.

Böylece önceki senaryolardaki sıcaklık ve frekansa dayalı farklılıklara ek olarak ASM modelinde R_{rn} bilgisi χ tarafından kestirilebilir. Rotor direnci değişimlerine karşı karma kestirim algoritmasının başarımını doğrulamak için Şekil 3.12'de gösterilen gerçek zamanlı deneyler gerçekleştirilmiştir. Şekil 3.12'de ASM 19 $N.m$ yük altında 950 dev/dk 'da dönerken,

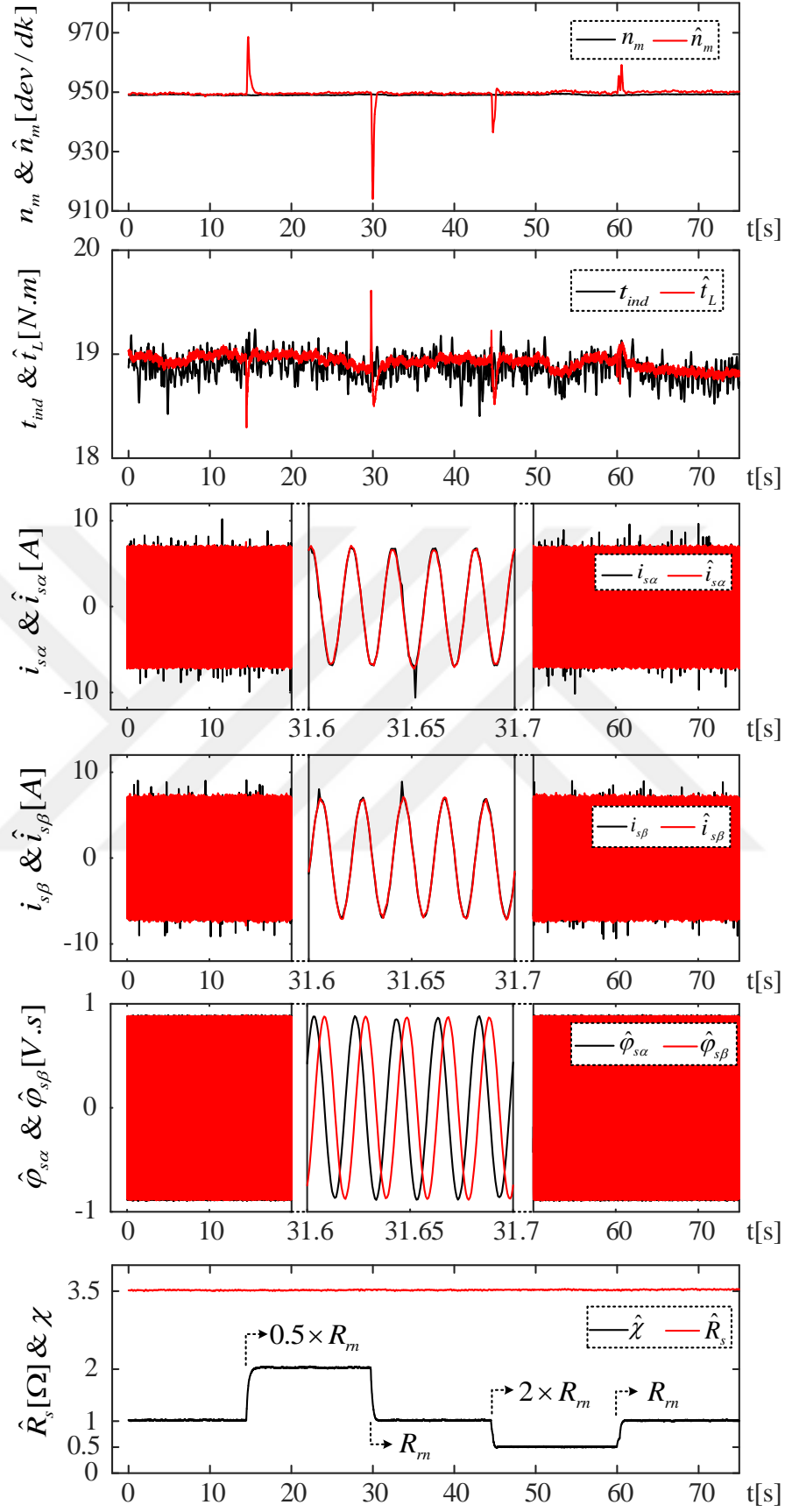
- i. 14.5s'de R_{rn} aniden $0.5 \times R_{rn}$ 'ye düşürülmüştür. Bu durumda R_{rn} yanlış biliniyor veya hesaplanamıyordur. Böylece χ bilgisi olmadığı durumda özellikle \hat{n}_m ve \hat{t}_L kestirimlerinde belirgin hatalar ortaya çıkabilmektedir. Fakat karma kestirim algoritmasında, Şekil 3.12'de görüldüğü gibi ASM modelindeki R_{rn} 'nin bozulmuş bilgisini telafi etmek için $\hat{\chi}$ hızlı bir şekilde $R_r = 0.5 \times R_{rn} \times \hat{\chi}$ 'i R_{rn} 'ye eşit hale getirmek için 2'ye yaklaşmıştır.
- ii. 29.75s'de $0.5 \times R_{rn}$ aniden R_{rn} 'ye yükseltilmiştir. Bu yüzden $\hat{\chi}$ Şekil 3.12'de görüldüğü gibi yeniden 1'e yaklaşmıştır.
- iii. 44.5s'de R_{rn} aniden $2 \times R_{rn}$ 'ye yükseltilmiş ve sonra 60s'de tekrar R_{rn} 'ye düşürülmüştür. R_{rn} 'deki basamak biçimindeki bu değişimlere rağmen Şekil 3.12'de gösterildiği gibi $\hat{\chi}$ hızlı bir şekilde sırasıyla 0.5 ve 1 değerlerine yakınsamıştır.



Şekil 3.10. Çok düşük hızlarda n_m ve t_L 'nin terslendirilmesi ile birlikte R_s değişimleri için karma kestirim algoritmasının gerçek-zamanlı sonuçları



Şekil 3.11. Anma hızında n_m ve t_L 'nin terslendirilmesi durumu için karma kestirim algoritmasının gerçek-zamanlı sonuçları



Şekil 3.12. Anma hızında rotor direnci değişimleri altında karma kestirim algoritmasının gerçek-zamanlı sonuçları

Karma kestirim algoritmasının gerçek-zamanlı başarımını test etmek için kullanılan gerçek-zamanlı deney düzeneği (Şekil 3.6) gerçek stator/rotor akılarını ölçmek için uygun olmadığından dolayı stator akılarının kestirimleri haricindeki diğer kestirimlerin tamamı ölçülen durum ve parametreler ile doğrulanmaktadır. Bununla birlikte akı kestirimlerine ait başarımlar, yük momenti, stator akımları ve stator akılarını içeren rotor hızı kestirimi için kullanılan hareket denklemi ile dolaylı olarak onaylanmaktadır.

Sonuç olarak karma kestirim algoritmasının Senaryo II, III, IV ve V’de elde edilen başarımı, Barut vd. (2012)’de verilen çalışmanın başarımı ile oldukça uyumludur ve bu senaryolara ait ortalama karesel hatanın karekökü (OKHK) (root mean squared error, (RMSE)) Çizelge 3.4’te özetlenmiştir.

Çizelge 3.4. Şekil 3.9-3.12’de verilen senaryolara ait ortalama karesel hatanın karekökü

	\hat{n}_m 'nin OKHK (<i>dev/dk</i>)	\hat{t}_L 'nin OKHK (<i>N.m</i>)	$\hat{i}_{s\alpha}$ 'nin OKHK (<i>A</i>)	$\hat{i}_{s\beta}$ 'nin OKHK (<i>A</i>)
Şekil 3.9	1.2669	0.4587	0.7761	1.3241
Şekil 3.10	2.6401	0.7605	0.4035	0.3758
Şekil 3.11	7.7140	1.5477	0.5360	0.5186
Şekil 3.12	2.2685	0.1361	0.2550	0.2350

Önerilen karma kestirim algoritması Barut vd. (2012)’de gibi kabul edilebilir ve tatmin edici bir başarıma sahiptir. Bununla birlikte Barut vd. (2012)’de verilen ÇG-GKF algoritması ile kıyaslandığında aynı sayıda kestirim için daha az hesap yükü gerektirmektedir. Bu gerçeği ortaya çıkarmak için, hem önerilen karma kestirim algoritması hem de Barut vd. (2012)’de sunulan ÇG-GKF algoritması aynı bilgisayar ve donanım üzerinde 5s’lik aynı senaryo ile çalıştırılmıştır. Algoritmalara ait işlem sürelerini belirlemek için yapılan bu deneylerde örnekleme zamanı 150µs olarak alınmıştır. Örnekleme zamanının 150µs alınması DS1104 kontrolör kartının Barut vd. (2012)’de verilen ÇG-GKF algoritmasını en düşük bu örnekleme zamanında derleyip işleyebilmesinden kaynaklanmaktadır. 5s’lik çalışma aralığında her bir kestirim algoritmasına ilişkin işleme sürelerini gösteren $5s/150\mu s = 33333$ adet veri kümesi DS1104 kontrolör kartı tarafından toplanmıştır. Daha sonra, bir adet kestirimin gerçekleştirilmesi için gereken işlem süreleri için kaydedilen her bir veri kümesinin

ortalaması alındıktan sonra önerilen karma kestirim algoritması ve Barut vd. (2012)'de verilen ÇG-GKF algoritmasının işlenmesi için gereken süreler Çizelge 3.5'te sunulmuştur. Çizelge 3.5 göz önüne alındığında önerilen karma kestirim algoritması Barut vd. (2012)'de verilen ÇG-GKF algoritmasına göre işlem süresini %22.87 oranında azaltmıştır. Bu nedenle önerilen karma kestirim algoritması Barut vd. (2012)'de verilen ÇG-GKF algoritmasına göre işlem süreleri bakımından üstünlüğe sahiptir.

Çizelge 3.5. Önerilen karma algoritma ve ÇG-GKF algoritmasına ait işlem süreleri

Bu çalışmada önerilen karma kestirici	Barut vd. (2012) 'de gerçekleştirilen ÇG-GKF tabanlı kestirici
40.46 μs	52.46 μs

3.8 Sonuç

Hız-algılayıcısız durumda Barut vd. (2007b), Barut vd. (2012) ve Bogosyan vd. (2007) gibi önceki çalışmalarda bahsedilen R_r ve R_s 'nin eş zamanlı kestirim problemine bir çözüm bulmak için $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$, $\varphi_{s\alpha}$, $\varphi_{s\beta}$, ω_m , t_L ve R_r 'yi kestiren geleneksel yedinci dereceden GKF ile Bölüm II'de tanıtılan MUS tabanlı R_s kestiricisi birleştirilerek bu çalışma kapsamında yeni bir karma kestirim algoritması literatüre tanıtılmıştır. Bu çalışmada tanıtılan karma kestirim algoritması;

- R_s 'de meydana gelen değişimleri kestiren AG-MUS algoritması kullanmaktadır.
- Barut vd. (2012)'de gerçekleştirilen ÇG-GKF ile benzer kestirim başarımına sahiptir.
- Ölçülen stator akım ve gerilimleri ile hız-algılayıcısız ASM kontrolü için gerekli tüm durumlar ve yük momentinin kestirimi ile birlikte R_r ve R_s ile ilişkili belirsizliklerin çevrimiçi kestirim problemini çözmektedir.
- Tek GKF'de iki farklı yedinci dereceden ASM modelini anahtarlamalı olarak çalıştıran ÇG-GKF (Barut vd., 2012) algoritmasından farklı olarak, AG-MUS tabanlı R_s kestiricisi ile geleneksel GKF algoritmasını paralel çalıştırmışından dolayı her bir örnekleme zamanında eş-zamanlı kestirim gerçekleştirmektedir.
- ÇG-GKF algoritmasında GKF için yedinci dereceden ASM modelinin her biri

ile ilişkili iki farklı Q setinin belirlenmesini ve iki farklı ASM modelinin ardışık anahtarlanmasını gerektirmediğinden dolayı ÇG-GKF algoritmasına kıyasla daha kolay tasarıma ve daha az işlem yüküne gereksinim duymaktadır.

Diğer taraftan bu çalışmada önerilen karma kestirim algoritması alan zayıflama bölgesinde meydana gelen L_m değişimlerine karşı oldukça hassastır. Gelecek çalışmalarda önerilen karma kestirim algoritmasının alan zayıflama bölgesinde çalışmasını sağlamak için Dybkowski ve Orłowska-Kowalska (2010) ve Zaky vd. (2009) tarafından sunulan yöntemler karma kestirim algoritması ile birleştirilerek kestirilen durum ve parametrelere L_m kestirimi de ilave edilebilir.



BÖLÜM IV

ASENKRON MOTORLARIN HIZ-ALGILAYICISIZ KONTROLÜ İÇİN SEKİZİNCİ DERECEDEDEN GENİŞLETİLMİŞ KALMAN FİLTRESİ TABANLI KESTİRİCİ

Bu bölümde ASM'lerin yüksek başarılı kontrolü için ölçülen stator akım ve gerilimlerini kullanan sekizinci dereceden hız–algılayıcısız GKF algoritması tasarlanmıştır. Tasarlanan GKF algoritması ile $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$, $\varphi_{r\alpha}$, $\varphi_{r\beta}$, ω_m , t_L , R_s ve toplam eylemsizliğin tersi olan $1/J_T = \gamma_T$ 'nin kestirimi benzetim ortamında ve gerçek-zamanlı deneylerle gerçekleştirilmiştir.

4.1 Giriş

ASM'lerin yüksek başarılı kontrol sistemi ve kestirim başarımların da parametrelerden kaynaklanan bozulmaların engellenebilmesi için, elektriksel ve mekanik parametrelerin de iyi bilinmesi gerekmektedir. Elektriksel parametreler doğrudan d.a. deneyi, boşta çalışma deneyi ve kilitli rotor testi gibi deneyler ile belirlenebilir olsalar da değerleri ASM'nin çalışma koşullarından etkilenmektedirler. Mekanik parametreler ise doğrudan ölçülemeyeceği için tam olarak değerinin belirlenmesi oldukça zaman alıcı bir süreci gerektirmektedir. Bu yüzden yüksek başarılı kontrol için bu parametrelerin kestirilmesi gerekmektedir.

ASM'nin mekanik parametrelerinin belirlenmesi için yapılan çalışmalar incelendiğinde, Noei ve Kholerdi (2015)'de eylemsizlik, sürtünme terimi ve yük momentini, ASM'nin hız hatasını kullanan optimizasyon algoritmaları ile belirlenmiştir. Bu yöntem zaman alıcı olmasının yanında hem optimizasyon bilgisi hem de ilave maliyet gerektirmektedir. Zorgani vd. (2016)'da MUS ile hız kestirimi ve LG ile yük momentini kestirimi gerçekleştirilmiştir. Ayrıca, eylemsizlik anma değerinin %50 ve %200'ü arasında değiştirilerek geçici hallerde t_L ve ω_m kestirimleri üzerinde büyük bir etkiye sahip olduğu gösterilmiştir. Choi vd. (2006)'da ise tam dereceli durum gözlemleyicisi ile geçici hallerdeki kontrol başarımını arttırmak için hız kestirimine ilaveten eylemsizlik kestirimi yapılmıştır. ASM'nin elektriksel parametre kestirimine ilişkin çalışmalar incelendiğinde; Mohan Krishna ve Febin Daya (2016)'da MUS ile hız kestirimine

paralel R_s kestirimi, Arunachalam vd. (2016)'da ise hız-algılayıcılı olarak R_r kestirimi gerçekleştirilmiştir.

Son yıllarda yapılan GKF tabanlı çalışmalar ile hem mekanik parametrelerin hem de elektriksel parametrelerin birlikte kestirildiği birçok çalışma literatüre tanıtılmıştır. Habibullah ve Lu (2015)'te alan zayıflama bölgesini de içeren geniş bir hız aralığının da altıncı dereceden GKF ile $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$, $\varphi_{r\alpha}$, $\varphi_{r\beta}$ ve ω_m ile birlikte t_L kestirimi, Alsofyani ve Idris (2016)'de sıfır hızda içeren düşük hız bölgesinde beşinci dereceden GKF ile $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$, $\varphi_{r\alpha}$, $\varphi_{r\beta}$ ve ω_m kestirimi gerçekleştirilmiştir. Ayrıca Zerdali ve Barut (2016)'da ise $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$, $\varphi_{r\alpha}$, $\varphi_{r\beta}$, ω_m , t_L , R_r ve R_s ile birlikte motor ve yüke ait toplam eylemsizliğin tersi olan γ_T kestirilmiştir. Fakat bu yaklaşım geleneksel GKF algoritması göz önünde bulundurulduğunda algoritma karmaşıklığını ve işlem süresini artırmaktadır.

Bu çalışmanın temel katkısı geleneksel GKF algoritmaları ile kıyaslandığında kestirilen durum ve parametre sayısını artıran yeni bir GKF tabanlı kestirim algoritmasını tanıtmasıdır. Önerilen GKF algoritması ölçülen stator akım ve gerilimlerini kullanarak $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$, $\varphi_{r\alpha}$, $\varphi_{r\beta}$, ω_m 'in yanında γ_T , R_r ve viskoz sürtünme terimini de içeren t_L 'yi eş zamanlı olarak kestirmektedir. Geniş bir hız aralığında üretilen zorlu senaryolardan elde edilen benzetim ve gerçek zamanlı deney sonuçları, önerilen GKF algoritmasının etkinliğini göstermektedir.

4.2 Sekizinci Dereceden Genişletilmiş ASM Modeli

Bu bölümde, $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$, $\varphi_{r\alpha}$, $\varphi_{r\beta}$, ω_m , t_L , R_s ve γ_T 'nin GKF tabanlı eş zamanlı kestirimi için rotor akısı temelli ASM modeli Eşitlik (3.1) ve (3.2)'deki genel forma bağlı olarak Eşitlik (4.1) ve (4.2)'de gösterildiği gibi tanımlanabilir.

Genişletilmiş bu ASM modelindeki katsayılar ise aşağıdaki gibi tanımlanmıştır:

$$b_1 = 1 - \frac{T}{L_\sigma} \left(\frac{L_m^2 R_r}{L_r^2} + R_s(k) \right), \quad b_2 = \frac{TR_r L_m}{L_r^2 L_\sigma}, \quad b_3 = \frac{L_m p_p T \omega_m(k)}{L_r L_\sigma}, \quad b_4 = \frac{TR_r L_m}{L_r}, \quad b_5 = 1 - \frac{R_r T}{L_r},$$

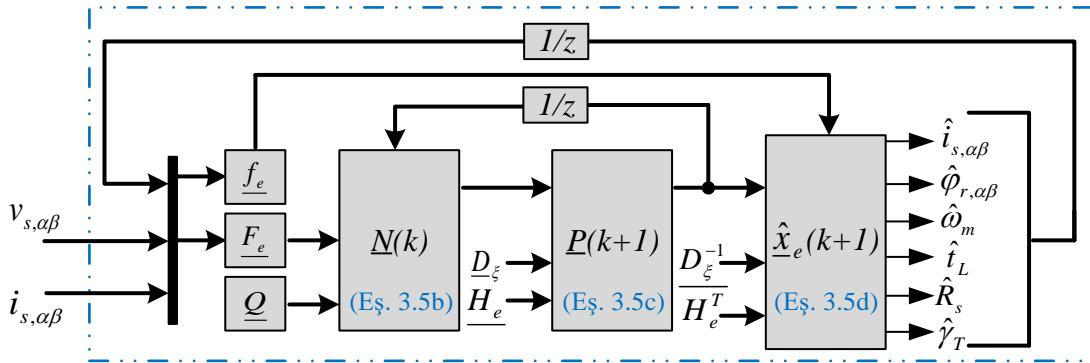
$$b_6 = p_p T \omega_m(k), \quad b_7 = -\frac{3p_p L_m T \varphi_{r\beta}(k)}{2J_T L_r}, \quad b_8 = \frac{3p_p L_m T \varphi_{r\alpha}(k)}{2J_T L_r} \text{ ve } b_9 = -T \gamma_T(k)$$

$$\underbrace{\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \\ \omega_m \\ t_L \\ R_s \\ \gamma_T \end{bmatrix}}_{\underline{x}_e(k+1)} = \underbrace{\begin{bmatrix} b_1 & 0 & b_2 & b_3 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & b & -b_3 & b_2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ b_4 & 0 & b_5 & b_6 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & b_4 & -b_6 & b_5 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ b_7 & b_8 & 0 & 0 & 1 & b_9 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}}_{\underline{A}_e} \underbrace{\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \\ \omega_m \\ t_L \\ R_s \\ \gamma_T \end{bmatrix}}_{\underline{x}_e(k)} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L_\sigma} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_\sigma} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_{\underline{B}_e} \underbrace{\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix}}_{\underline{u}_e} + \underline{w}_1 \quad (4.1)$$

$$\underbrace{\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix}}_{\underline{z}} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{\underline{H}_e} \underbrace{\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \\ \omega_m \\ t_L \\ R_s \\ \gamma_T \end{bmatrix}}_{\underline{x}_e(k)} + \underline{w}_2 \quad (4.2)$$

4.3 Sekizinci Dereceli GKF Algoritmasının Tasarımı

ASM'lerin hız-algılayıcısız durum ve parametre kestirimi için Eşitlik (3.5a)-(3.5d)'de verilen eşitlikleri kullanan yeni GKF algoritmasına ilişkin genel şema Şekil 4.1 ile verilmiştir. Önerilen GKF algoritması ile toplam sekiz adet durum ve parametre kestirimi gerçekleştirilmiştir.



Şekil 4.1. Sekizinci dereceden GKF algoritmasının genel şeması

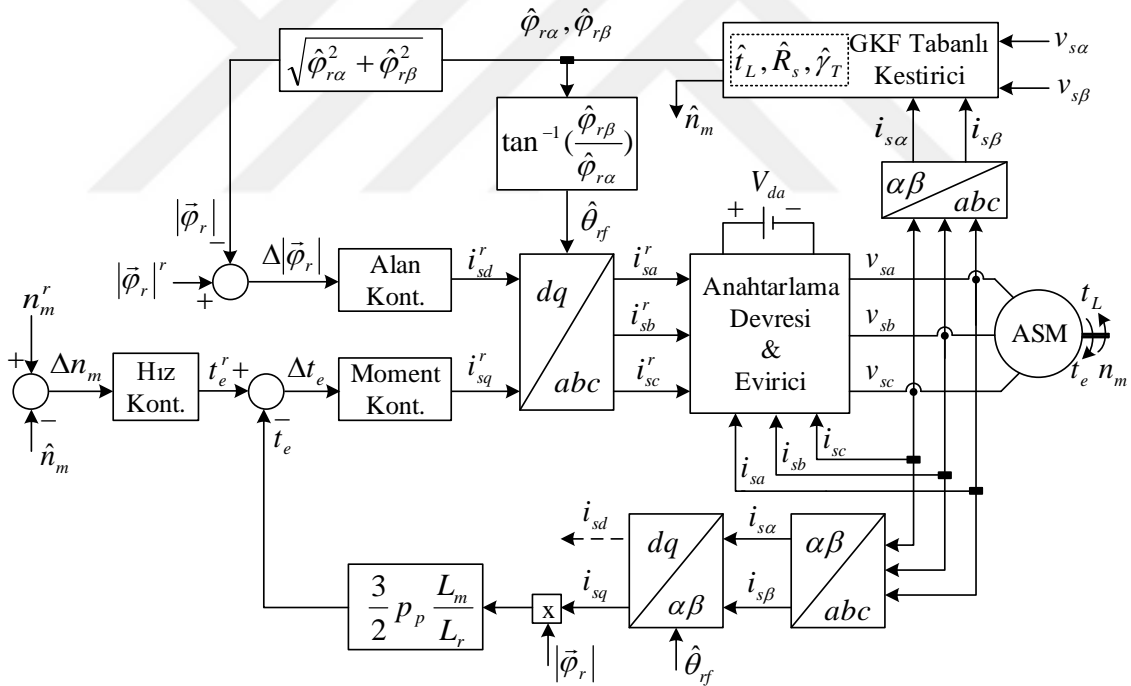
Önerilen yeni kestirim algoritması ile tek GKF yapısı kullanılarak kestirilen parametre ve durum sayıları önceki çalışmalara göre (Alsofyani ve Idris, 2016; Barut vd., 2005a)

arttırılmıştır. Sekiz adet durum ve parametre kestiren yeni GKF algoritmasının bu yönü önceki çalışmalara göre (Alsofyani ve Idris, 2016; Barut vd., 2005a) üstünlüğünü ortaya koymaktadır.

4.4 Benzetim Sonuçları ve Gözlemler

Önerilen GKF algoritmasının başarımı Şekil 4.2’de verilen hız-algılayıcısız doğrudan VK sistemi kullanılarak benzetimlerle test edilmiştir. Şekil 4.2’de;

- $\hat{\theta}_{rf}$, stator duran eksen takımındaki α –ekseni ve dönen eksen takımındaki d –ekseni arasındaki alan açısıdır.
- Şemada görülen kontrolörlerin tümü geleneksel oran + integral alıcı (proportional+integral–PI) kontrolördür.
- ASM Çizelge 3.1’de verilen anma değerlerine sahiptir.



Şekil 4.2. GKF tabanlı doğrudan VK sisteminin blok diyagramı

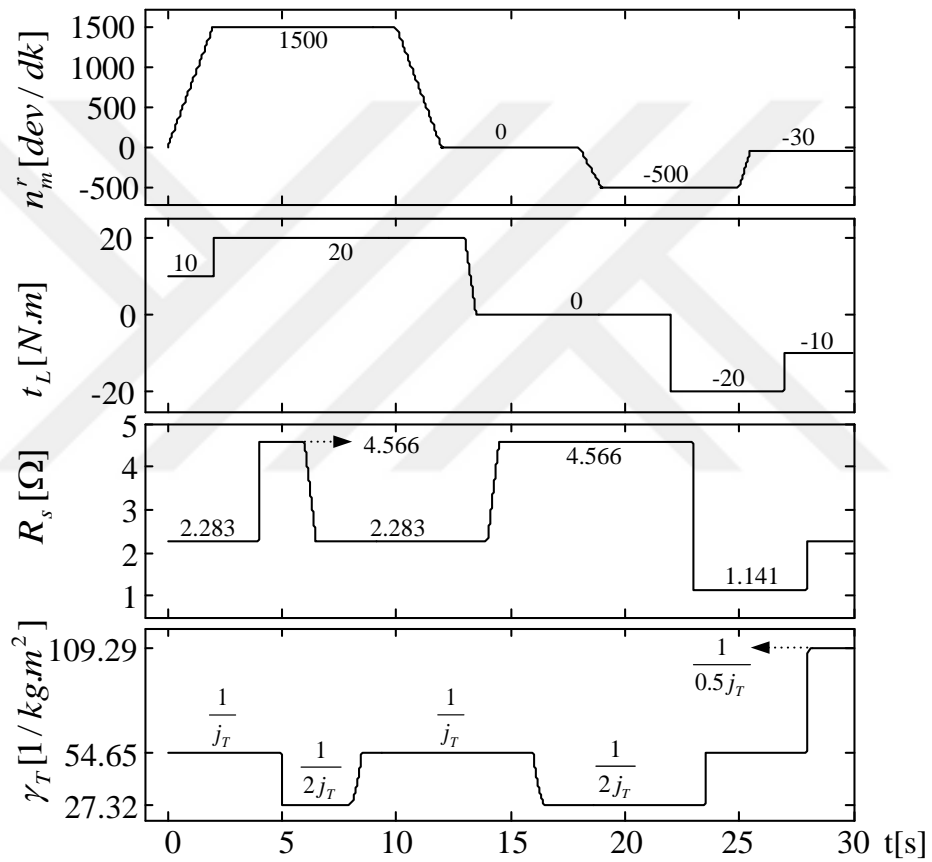
Yeni GKF algoritmasının başarımını test etmek için kullanılan kovaryans matrisleri \underline{D}_ξ , \underline{Q} ve \underline{P} Bölüm 3.5’te belirtilen kurallar göz önünde bulundurularak aşağıdaki gibi belirlenmiştir.

$$\underline{D}_\xi = \text{diag}[10^{-6} \quad 10^{-6}]$$

$$\underline{Q} = \text{diag}[10^{-8} \quad 10^{-8} \quad 10^{-7} \quad 10^{-7} \quad 0.5 \quad 0.7 \quad 10^{-3} \quad 0.9]$$

$$\underline{P} = \text{diag}[9 \quad 9 \quad 9 \quad 9 \quad 9 \quad 9 \quad 9 \quad 9]$$

Önerilen GKF algoritmasının başarımı Şekil 4.3'de gösterilen zorlayıcı senaryolar altında test edilmiştir.



Şekil 4.3. GKF algoritmasının başarımı için n_m^r , uygulanan t_L , R_s ve j_T 'nin değişimi

Bu senaryolar aşağıdaki gibi tanımlanabilir:

- İlk olarak ASM sıfır hızdan anma hızına (1500 dev/dk) 10 N.m'lik yük altında hızlandırılmış ($0 \leq t \leq 1s$) ve orada sabit tutulmuştur ($1s \leq t \leq 10s$). ASM anma hızında dönerken, basamak biçiminde ve sırayla, $t = 2.s$ 'de yük momentini 20 N.m'ye, $t = 4.s$ 'de R_s , $R_{sn} \times 2$ 'ye ve $t = 5.s$ 'de ASM'nin toplam eylemsizliği j_T , $j_T \times 2$ 'ye çıkarılmıştır. Daha sonra, yine anma hızında R_s ile

motor ve yükün toplam eylemsizliği lineer biçimde R_{sn} ve j_T değerlerine düşürülmüştür.

- İkinci olarak ASM'nin anma hızından sıfır hıza (0 dev/dk) geçişi sağlanmıştır ($10s \leq t \leq 12s$). Motor sıfır hızda iken ($12s \leq t \leq 20s$), yük momenti 0 N.m 'ye lineer bir şekilde düşürülmüştür ($13s \leq t \leq 13.5s$). Daha sonra, sırası ile R_s ve j_T , lineer biçimde, $R_{sn} \times 2$ 'ye ($14s \leq t \leq 14.5s$) ve $j_T \times 2$ 'ye ($16s \leq t \leq 16.5s$) çıkarılmıştır.
- Üçüncü olarak ASM 0 dev/dk 'dan -500 dev/dk 'ya terslendirilmiş ($20s \leq t \leq 21s$) ve motor bu hızda dönerken ($21s \leq t \leq 25s$) yük momenti t_L , $t = 24.s$ 'de basamak şeklinde -20 N.m 'ye yüklenmiştir. R_s , basamak biçimde $R_{sn} \times 2$ 'den $R_{sn} \times 0.5$ 'e düşürülmüş olup ($t = 23s$) j_T , aniden $j_T \times 2$ 'den j_T 'ye düşürülmüştür ($t = 23s$)
- Son olarak ASM'nin -500 dev/dk 'dan -30 dev/dk 'ya geçişi sağlanmış ($19s \leq t \leq 20s$) ve bu hızda sabit bir şekilde dönerken ($25s \leq t \leq 30s$), yük momenti $t = 27.s$ 'de -10 N.m 'ye ayarlanmıştır. $t = 28.s$ 'de basamak biçimde R_s , $R_{sn} \times 0.5$ 'den R_{sn} 'ye yükseltilmiş, j_T ise j_T 'den $j_T \times 0.5$ 'e düşürülmüştür.

Önerilen GKF algoritması yukarıda belirtilen senaryolar altında test edilmiş ve benzetim sonuçları Şekil 4.4- 4.5'te verilmiştir. Bu şekillerde “^”, kestirilen durum ya da parametreyi ve $e_{()}$ ise gerçek ile kestirilen bileşenler arasındaki fark olarak tanımlanan hata işaretlerini göstermektedir.

Şekil 4.4 ve 4.5'te sunulan sonuçlar incelendiğinde aşağıdaki gözlemler yapılabilir;

- ✓ Şekil 4.4-4.5'te görüldüğü gibi, ortalama mutlak hataları (OMH) Çizelge 4.1 ile verilen GKF algoritmasının durum ve parametre kestirim başarımı için, anma hızı, orta hız, sıfır ve düşük hız bölgeleri için oldukça tatmin edici sonuçlar elde edilmiştir. Başlangıç değerleri sıfır olarak seçilen durum ve parametrelere ilişkin kestirimler için makul bir değerlendirme yapılabilmesi için OMH yöntemi seçilmiştir.
- ✓ Kestirilen bütün durum ve parametrelere ait başlangıç değerleri sıfır olarak seçilmesine rağmen kestirimlerin tamamı Çizelge 4.2'de gösterildiği gibi başlangıçta kısa süre içerisinde referans değerine yakınsamaktadır.

- ✓ GKF algoritması sıfır hız-sıfır moment senaryosunu ($14s \leq t \leq 18s$) da içeren zorlayıcı şartlar altında R_s , t_L ve j_T 'nin basamak ve lineer şeklindeki değişimlerine karşı yüksek başarıma sahiptir.
- ✓ Yeni önerilen kestirim algoritması tek GKF yapısı kullanan algoritmalara göre daha fazla sayıda durum ve parametre (toplam da sekiz durum ve parametre) kestirimini gerçekleyebilmektedir.
- ✓ Önerilen kestirim algoritması kestirilen yük momenti \hat{t}_L içerisinde viskoz sürtünme terimini de hesaba katma yeteneğine sahiptir. Böylece ASM'nin hareket eşitliğinde bulunan viskoz sürtünme teriminin kestirilme ihtiyacı ortadan kalkmaktadır. Bu gerçek $6 \leq t \leq 8$ [s] zaman aralığı için aşağıdaki gibi hesaplarla kolay bir şekilde görülebilir:

$$\omega_m(\infty) = \hat{\omega}_m(\infty) + e_{\omega_m(\infty)} = \frac{2\pi(1500.3 - 3 \times 10^{-3})}{60} = 157.1107 [\text{rad/s}]$$

$$e_{t_L} = -\beta_T \omega_m(\infty)$$

$$-0.1571 = -0.001 \times 157.1107$$

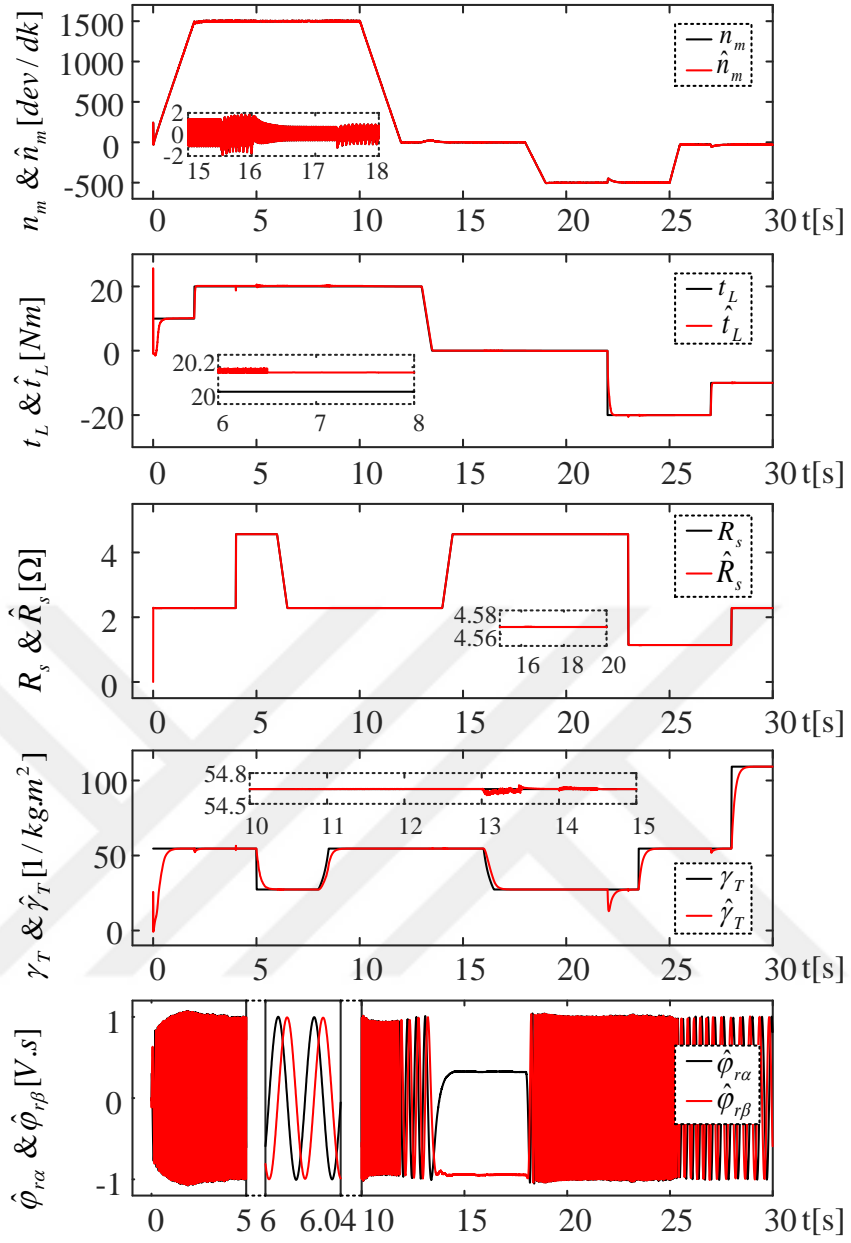
$$-0.1571 \cong -0.1571107$$

Çizelge 4.1. Şekil 4.4'de verilen kestirim sonuçlarına ait ortalama mutlak hatalar

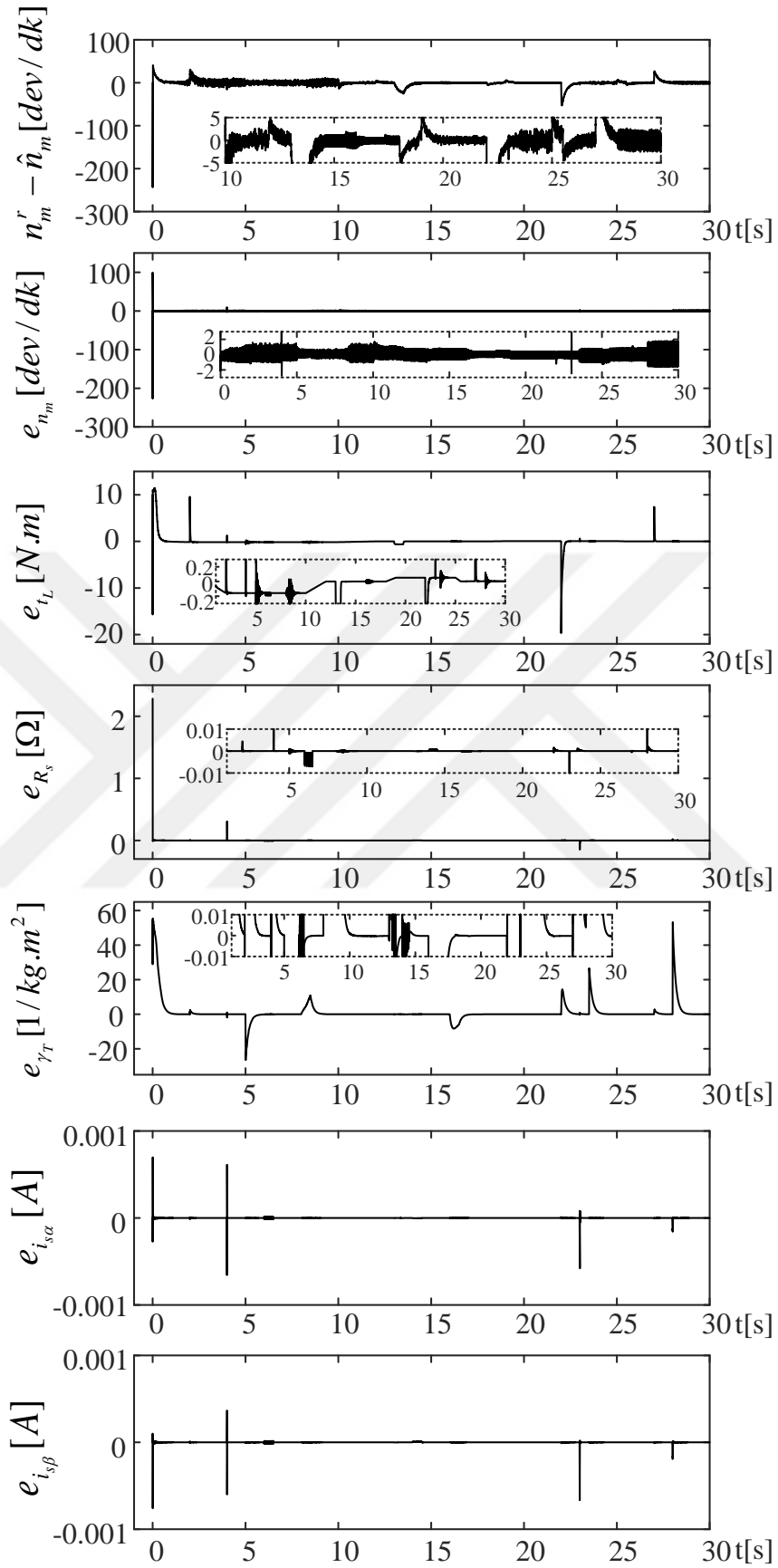
\hat{n}_m 'nin OMH (<i>dev/dk</i>)	\hat{t}_L 'nin OMH (<i>N.m</i>)	\hat{R}_s 'nin OMH (Ω)	$\hat{\gamma}_T$ 'nin OMH (<i>1/kg.m²</i>)
0.3524	0.2140	2.159×10^{-4}	1.6045

Çizelge 4.2. Şekil 4.4 ile verilen kestirim sonuçlarına ilişkin başlangıç yakınsama süreleri

R_s	t_L	γ_T
0.018 s	0.75 s	0.7 s



Şekil 4.4. Önerilen sekizinci dereceden GKF algoritmasına ait benzetim sonuçları



Şekil 4.5. Önerilen GKF algoritmasının izleme ve kestirim hataları için benzetim sonuçları

4.5 Gerçek-Zamanlı Sonuçlar

Önerilen sekizinci dereceden GKF tabanlı kestirim algoritmasının başarımını gerçek-zamanlı olarak test etmek için Şekil 3.6'da verilen gerçek zamanlı deney düzeneği (Barut vd., 2012) kullanılmıştır. Önerilen GKF algoritmasının başarımı çok düşük/sıfır hız, orta hız ve yüksek hız bölgelerini de kapsayan geniş bir hız aralığında üretilen farklı senaryolar ile test edilmiştir. Yeni GKF algoritması Alsofyani ve Idris (2016) ve Barut vd. (2005a)'da sunulan tek GKF yapısı ile kestirim yapan önceki çalışmalar ile kıyaslandığında daha fazla durum ve parametre kestirimini gerçekleştirmektedir. Sekizinci dereceden GKF algoritmasının kestirim başarımını her hangi bir harici işaret eklemeye gerek kalmaksızın gerçek-zamanlı deneylerle doğrulanmıştır.

Sekizinci dereceden GKF algoritmasının etkinliğini ve kestirim başarımını göstermek için aşağıdaki gibi farklı senaryolar üretilmiştir;

- Anma hızı ve R_s değişimleri altında GKF algoritmasının başarımı
- Orta hızlarda R_s değişimleri altında hız ve yük momentinin terslendirilmesi durumu için GKF algoritmasının başarımı
- GKF algoritmasının çok düşük/sıfır hızda başarımı
- Anma hızında, hız ve yük momentinin terslendirilmesi durumundaki GKF algoritmasının başarımı

Hız-algılayıcısız durumda kestirim başarımı, azalan rotor açısal hız ile genellikle kötüleştiği için gerçek-zamanlı senaryolarda özellikle sürekli çok düşük/sıfır hızı da içeren geniş bir hız aralığında t_L ile birlikte γ_T , R_s ve ω_m 'nin eş-zamanlı kestirimine odaklanılmıştır. Bu senaryolarda, bütün kestirilen durum ve parametrelere ait başlangıç değerleri sıfır olarak seçilmiş ve $T = 130\mu s$ 'dir. Ayrıca, n_m & \hat{n}_m , t_{ind} & \hat{t}_L , $\hat{\phi}_{r\alpha}$, $\hat{\phi}_{r\beta}$, γ_T , ve \hat{R}_s sırasıyla ölçülen ve kestirilen hızı, moment ölçerden elde edilen endüklenen moment ve kestirilen yük momentini, kestirilen rotor akısının α ve β bileşenleri, kestirilen toplam eylemsizliğin tersi ve kestirilen stator direnci işaretlerini temsil etmektedir.

4.5.1 Senaryo I: Anma hızı ve R_s değişimleri altında GKF algoritmasının başarımı (Şekil 4.6)

Bu senaryoda, ASM yaklaşık $16 N.m$ 'lik yük momentini ile anma hızında dönerken

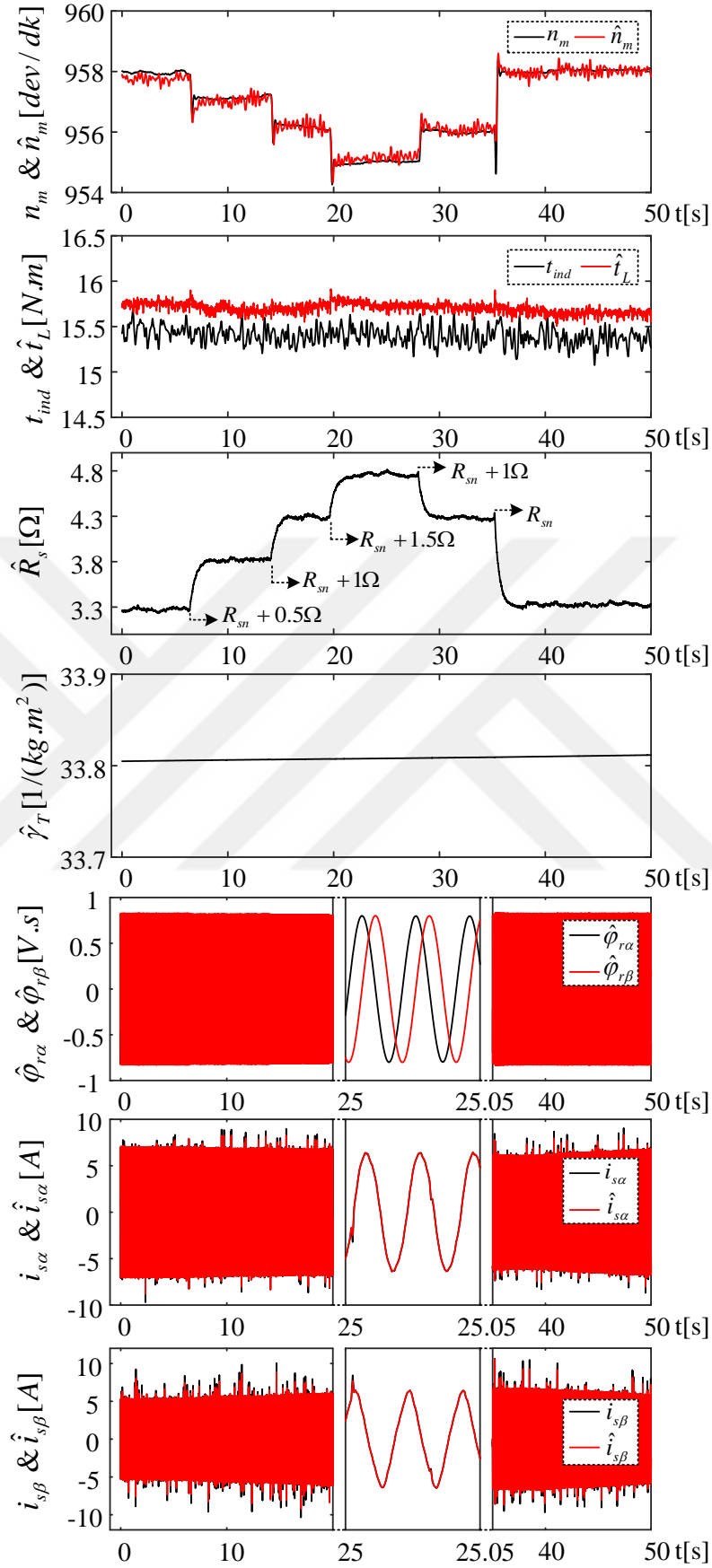
sekizinci dereceden GKF algoritması R_s değişimleri altında test edilmiştir. GKF algoritmasının durum ve parametre kestirim başarımı Şekil 4.6’da verilmiştir. Burada, ASM’nin stator sargılarına dışardan seri olarak bağlanan ayarlı harici dizi dirençler ile R_s yaklaşık $t = 5. s$ ’de basamak şeklinde anma değerinden $R_{sn} + 0.5\Omega$ ’a, yaklaşık $t = 15. s$ ’de $R_{sn} + 1\Omega$ ’a ve yaklaşık $t = 20. s$ ’de $R_{sn} + 1.5\Omega$ ’a yükseltilmiştir. Daha sonra, yine basamak şeklinde yaklaşık $t = 28. s$ ’de $R_{sn} + 1\Omega$ ’a ve yaklaşık $t = 36. s$ ’de R_{sn} ’ye düşürülmüştür. GKF algoritması, kontrol başarımı üzerine yüksek hız (anma hız) bölgelerinde düşük bir etkiye sahip R_s ’de meydana gelen değişimlere karşı tatmin edici seviyede yakınsama göstermiştir.

4.5.2 Senaryo II: Orta hızlar ve R_s değişimleri altında hız ve yük momentinin terslendirilmesi durumu için GKF algoritmasının başarımı (Şekil 4.7)

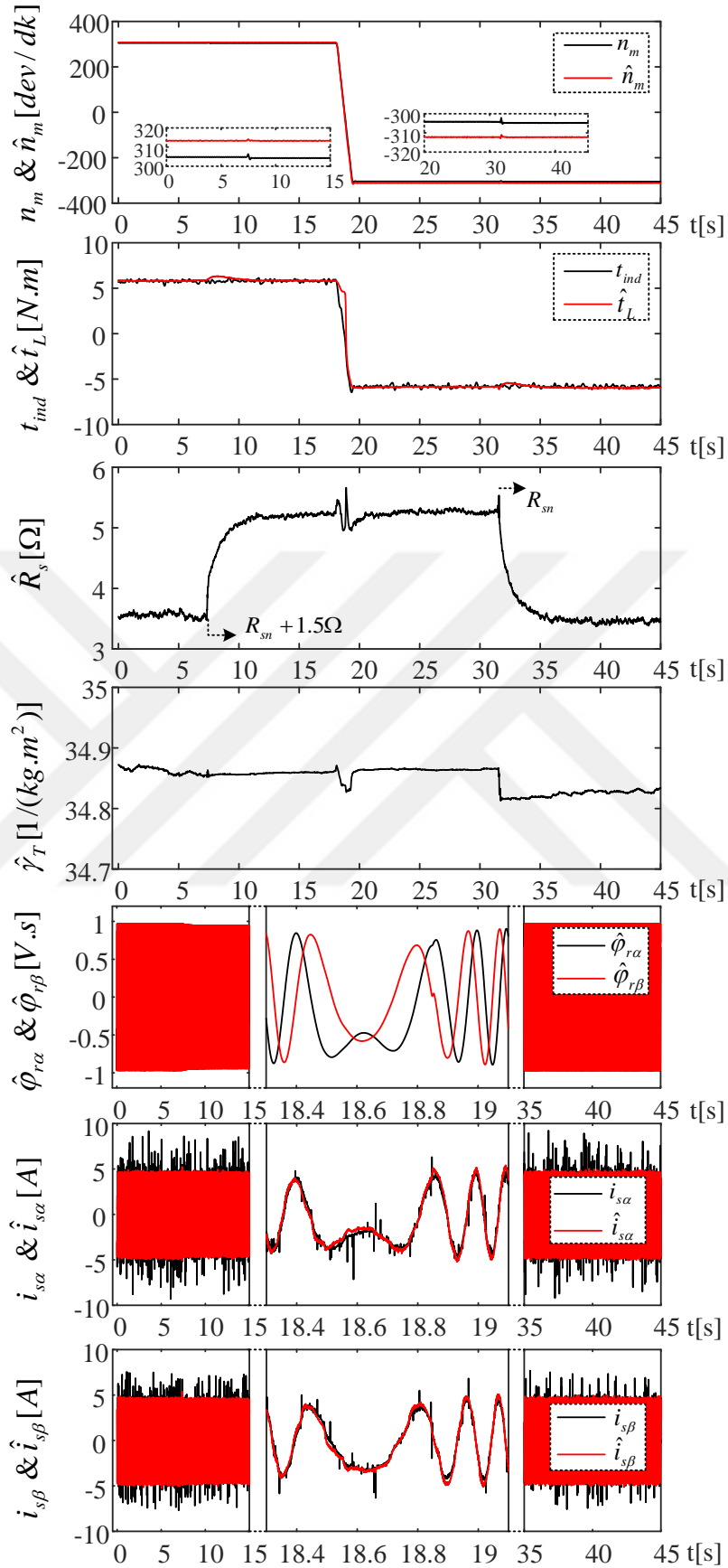
Bu senaryo, orta hızlarda hem R_s değişimleri hem de hız ve yük momentinin terslendirilmesi durumunda GKF algoritmasına ait başarımını göstermektedir. Burada, ASM 305 *dev/dk*’lık hız ile 6 *N.m*’lik yük altında dönerken yaklaşık $t = 10. s$ ’de üç faz dizi direnç ile stator sargı direnci basamak biçiminde $R_{sn} + 1.5\Omega$ ’a yükseltilmiş ve yaklaşık $t = 18. s$ ’de hız ve doğal olarak yük momenti terslendirilmiştir. Daha sonra, ASM -305 dev/dk ’lık hız ile -6 N.m yük altında dönerken yaklaşık $t = 32. s$ ’de R_s basamak biçiminde R_{sn} ’ye düşürülmüştür. Bu zorlayıcı senaryoya rağmen GKF algoritması Şekil 4.7’de görüldüğü gibi; hız, yük momenti, rotor akılarına ilave olarak basamak biçimli R_s değişimlerini ve toplam eylemsiziliğinin tersi olan γ_T ’yi tatmin edici bir şekilde kestirmektedir.

4.5.3 Senaryo III: GKF algoritmasının çok düşük/sıfır hız başarımı (Şekil 4.8)

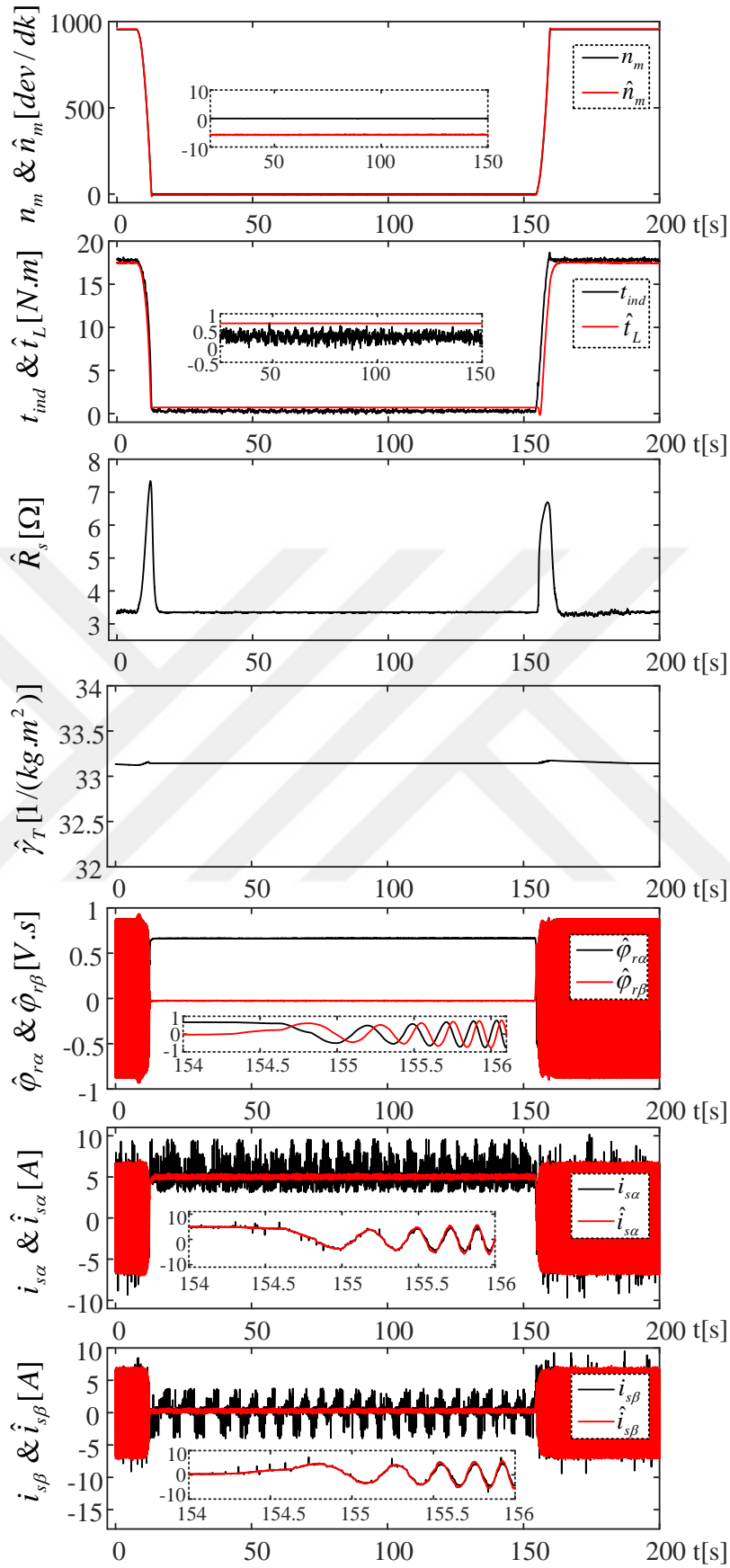
Şekil 4.8’de görüldüğü gibi bu senaryoda, ilk olarak ASM anma hızında ve 17 *N.m*’lik yük ile dönerken $t = 10. s$ ’de sıfır hıza düşürülmüş ve yaklaşık olarak 150s boyunca sıfır hızda tutulmuştur. Daha sonra, ASM yaklaşık 160. *s*’de sıfır hızdan tekrar anma hızına hızlandırılmıştır. Sıfır hızda yüksüz olarak çalışmadan dolayı bir ASM’nin durum ve parametre kestirimleri için en kötü durum olan *d.a. durumu* (Holtz, 2000) oluşmaktadır. Bu zorlayıcı durumda bile GKF algoritması çok kararlı bir şekilde durum ve parametre kestirimini gerçekleştirmiştir.



Şekil 4.6. Önerilen GKF algoritmasının anma hızında R_s değişimleri için gerçek-zamanlı deney sonuçları



Şekil 4.7. Orta hız bölgesinde n_m ve t_L 'nin terslendirilmesi ile birlikte ve R_s değişimleri için GKF algoritmasının gerçek-zamanlı deney sonuçları



Şekil 4.8. Çok düşük/sıfır hızlarda önerilen GKF algoritmasının gerçek-zamanlı deney sonuçları

4.5.4 Senaryo IV: Anma hızında, hız ve yük momentinin terslendirilmesi durumu için karma kestirim algoritmasının başarımı (Şekil 4.9)

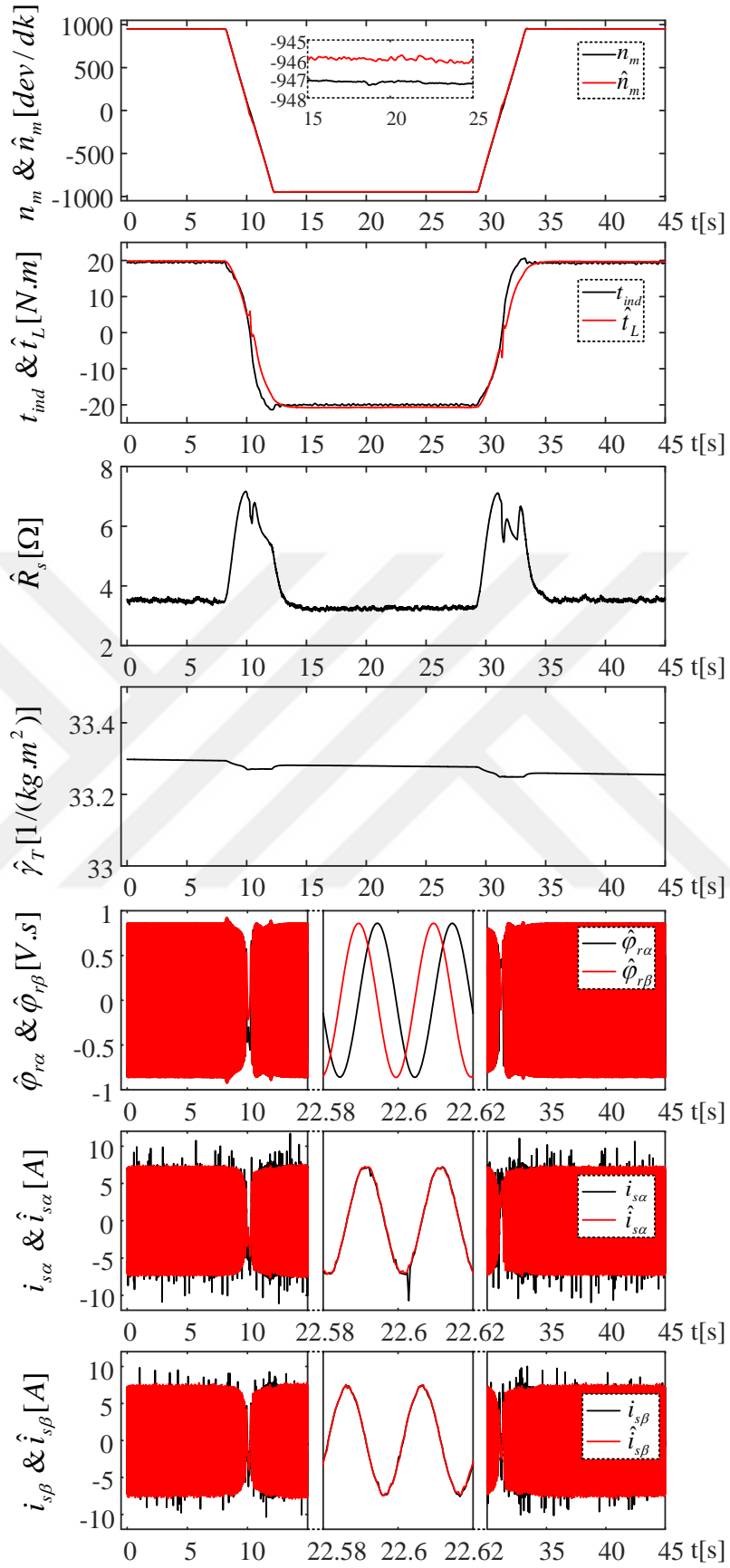
Bu senaryo da, GKF algoritmasının dört bölgede çalışma etkinliği hız ve yük momentinin terslendirilmesi ile ilgili geçici haller boyunca gösterilmiştir. Kestirim sonuçları Şekil 4.9’da verilmiştir. Bu senaryo ASM 20 $N.m$ ’lik yük altında 947 dev/dk ile dönerken giriş frekansının 50 Hz ’den $-50 Hz$ ’e ve tersi durum için doğrusal bir şekilde değiştirilmesi ile üretilmiştir. Geçici halin süresi a.a sürücünün hızlanma/yavaşlama oranı ile ayarlanmaktadır. Şekil 4.9’da görüldüğü gibi elde edilen sonuçlar yeni GKF algoritmasının hız ve yük momentini terslendirmelerini çok yakın bir şekilde takip ettiğini göstermektedir.

Sekizinci dereceden GKF algoritmasının gerçek-zamanlı başarımını test etmek için kullanılan gerçek zamanlı deney düzeneği (Şekil 3.6) gerçek stator/rotor akılarını ölçmek için uygun olmadığından dolayı rotor akılarının kestirimleri haricindeki diğer kestirimlerin tamamı ölçülen durum ve parametreler ile doğrulanmaktadır. Bununla birlikte akı kestirimlerine ait başarım, yük momentini, stator akımları, toplam eylemsizlik ve rotor akılarını içeren rotor hızı kestirimi için kullanılan hareket denklemi ile dolaylı olarak onaylanmaktadır.

Sonuç olarak sekizinci dereceden GKF algoritmasına ait Senaryo I, II, III ve IV’de elde edilen gerçek zamanlı sonuçlar, önerilen kestiricinin kabul edilebilir ve tatmin edici bir başarıma sahip olduğunu ortaya koymaktadır. Bu senaryolarda verilen kestirime ait ortalama karesel hatanın karekökü (OKHK) Çizelge 4.3’te özetlenmiştir.

Çizelge 4.3. Şekil 4.6-4.9’da verilen senaryolara ait ortalama karesel hatanın karekökü

	\hat{n}_m ’nin OKHK (dev/dk)	\hat{t}_L ’nin OKHK ($N.m$)	$\hat{i}_{s\alpha}$ ’nin OKHK (A)	$\hat{i}_{s\beta}$ ’nin OKHK (A)
Şekil 4.6	0.1751	0.5135	0.0729	0.0588
Şekil 4.7	10.3788	0.4589	0.3482	0.3118
Şekil 4.8	5.2915	1.2634	0.2966	0.2671
Şekil 4.9	7.1046	1.9847	0.4622	0.4253



Şekil 4.9. Anma hızında n_m ve t_L 'nin terslendirilmesi durumu için önerilen GKF algoritmasının gerçek-zamanlı sonuçları

Ayrıca, önerilen GKF algoritması tatmin edici gerçek-zamanlı ve benzetim sonuçlarına sahip olmakla birlikte orta ve çok düşük/sıfır hız bölgelerinde R_r değişimlerine karşı duyarlıdır.

4.6 Sonuç

Önerilen sekizinci dereceden GKF algoritması ile çok düşük/sıfır hız, orta hız ve yüksek hız senaryoları için gerçek-zamanlı olarak $i_{s,\alpha\beta}$, $\varphi_{r,\alpha\beta}$, ω_m , R_s , γ_T ve t_L 'nin eş-zamanlı kestirimi hız-algılayıcısız durumda gerçekleştirilmiştir. Önerilen yeni GKF algoritması *tek* GKF yapısı ile *en fazla* durum ve parametre kestiren (toplamda sekiz adet durum ve parametre) ilk algoritma olma özelliğine sahiptir. Sekizinci dereceden GKF algoritmasının gerçek-zamanlı ve benzetim temelli sonuçları ile Çizelge 4.1 ve 4.3 ile verilen kestirilen durum ve parametrelere ait hatalar dikkate alındığında kestirim başarımları oldukça tatmin edicidir. Ayrıca önerilen GKF algoritması, toplamda sekiz adet durum ve parametre kestirimi için iki farklı Q matrisinin bilinmesini ve iki farklı yedinci dereceden ASM modeli gerektiren önceki çalışmalar Barut vd. (2008)'de verilen ve yedinci dereceden iki adet GKF algoritması kullanan anahtarlamalı GKF ve Barut vd. (2012)'de verilen ÇG-GKF algoritmalarına kıyasla daha kolay algoritma tasarımına sahiptir.

Önerilen GKF algoritması tatmin edici gerçek-zamanlı ve benzetim sonuçlarına sahip olsa da R_r kestirimlerine karşı çok düşük/sıfır ve orta hız bölgelerinde duyarlıdır.

BÖLÜM V

ASENKRON MOTORLARIN HIZ-ALGILAYICILI DOĞRUDAN MOMENT KONTROLÜ İÇİN GKF TABANLI STATOR VE ROTOR DİRENCİ KESTİRİMİ

Bu bölümde, ASM'lerin hız algılayıcılı DMK'sı için, stator akılı genişletilmiş modeli kullanan GKF tabanlı kestirim algoritması tasarlanarak gerçekleştirilmiştir. Tasarlanan GKF algoritması ile hız-algılayıcılı DMK sistemi için gerekli olan $\varphi_{s\alpha}$ ve $\varphi_{s\beta}$ 'ya ilave olarak değerleri sıcaklık ve frekans değişimlerinden etkilenen R_s ve R_r eş-zamanlı olarak geniş bir hız aralığında kestirilmektedir.

5.1 Giriş

Hız-algılayıcılı durumda tasarlanan ASM sürücülerinin başarımını iyileştirmek için özellikle değeri sıcaklık ve frekansa bağlı olarak değişen R_s ve R_r 'nin kestirilmesine ihtiyaç duyulmaktadır.

Literatürde hız-algılayıcılı olarak R_s ve R_r kestirimine odaklanan bazı çalışmalar (Kan vd., 2015; Karanayil vd., 2005; Rayyam vd., 2016; Salmasi ve Najafabadi, 2011; Shinohara vd., 2001; Talla vd., 2015) bulunmaktadır. Bu çalışmalardan, Shinohara vd. (2001)'de aktif ve reaktif güç tabanlı uyarlanabilir model önerilmiştir. Ancak elde edilen sonuçlar yük momenti (t_L) değerine oldukça duyarlıdır. t_L 'nin artması ile daha hızlı yakınsama elde edilmiştir. Karanayil vd. (2005)'te R_s tahmini için bulanık doğrusal olmayan bir gözlemci ile birlikte R_r kestirimi için çevrimiçi eğitilmiş çok katmanlı ileri beslemeli yapay sinir ağları (YSA) sunulmaktadır. Sonuçlar anma hızının yaklaşık %70'inde elde edilmiştir ve düşük/sıfır hız sonuçları sunulmamıştır. Salmasi ve Najafabadi (2011)'de bir faz akım algılayıcılı uyarlanabilir gözlemleyici kullanılmaktadır. Fakat çok düşük ve sıfır hız bölgesi başarımı ile ilgili herhangi bir sonuç sunulmamıştır. Talla vd. (2015)'te rotor akılı ASM modeli kullanan GKF algoritması tanıtılmıştır. Ölü zaman ve gerilim düşümünün dahil edildiği veya dahil edilmediği evirici için direnç kestirimleri sürekli hal hatasını içermektedir. R_s ve R_r kestirimi için üretilen senaryolarda hız ve t_L hakkında herhangi bir bilgi verilmemiştir.

Tez kapsamında gerçekleştirilen ve Demir vd. (2017a)'da literatüre tanıtılan bu çalışmanın temel katkısı ASM'lerin yüksek başarılı kontrolü için stator duran eksen takımındaki $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$, $\varphi_{s\alpha}$ ve $\varphi_{s\beta}$ ile birlikte R_r ve R_s 'nin eş-zamanlı kestirimini yapan yeni GKF algoritmasını tasarlamak ve gerçekleştirmektir. Tasarlanan GKF algoritmasının başarımı sıfır hızı da içeren geniş bir hız aralığında t_L değişimleri ile birlikte R_r ve R_s 'deki basamak ve doğrusal değişimler altında benzetim ortamında test edilmiştir.

5.2 Altıncı Dereceden Genişletilmiş ASM Modeli

Stator akılı ayırık zamanlı altıncı dereceden genişletilmiş ASM modeli Eşitlik (3.1) ve (3.2)'deki genel forma bağlı olarak aşağıdaki gibi tanımlanabilir;

$$\underbrace{\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \varphi_{s\alpha} \\ \varphi_{s\beta} \\ R_r \\ R_s \end{bmatrix}}_{\underline{x}_e(k+1)} = \underbrace{\begin{bmatrix} c_1 & c_2 & c_3 & c_4 & 0 & 0 \\ -c_2 & c_1 & -c_4 & c_3 & 0 & 0 \\ c_5 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & c_5 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}}_{\underline{A}_e} \underbrace{\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \varphi_{s\alpha} \\ \varphi_{s\beta} \\ R_r \\ R_s \end{bmatrix}}_{\underline{x}_e(k)} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L_\sigma} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_\sigma} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_{\underline{B}_e} \underbrace{\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix}}_{\underline{u}_e} + \underline{w}_1 \quad (5.1)$$

$$\underbrace{\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix}}_{\underline{z}} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{\underline{H}_e} \underbrace{\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \varphi_{s\alpha} \\ \varphi_{s\beta} \\ R_r \\ R_s \end{bmatrix}}_{\underline{x}_e(k)} + \underline{w}_2 \quad (5.2)$$

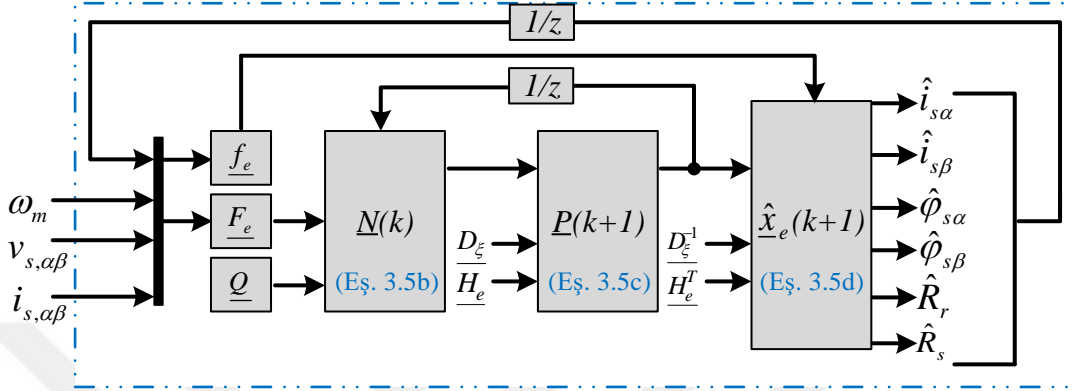
Genişletilmiş ASM modelindeki katsayılar ise aşağıdaki gibi tanımlanmıştır:

$$c_1 = 1 - \frac{T}{L_\sigma} \left(\frac{L_s}{L_r} + R_s(k) \right), c_2 = p_p T \omega_m, c_3 = \frac{TR_r(k)}{L_r L_\sigma}, c_4 = \frac{p_p T \omega_m}{L_\sigma}, c_5 = -TR_s(k),$$

5.3 Altıncı Dereceden Hız-Algılayıcı GKF Algoritmasının Tasarımı

ASM'lerin yüksek başarılı kontrolünü gerçekleştirmek amacıyla hız-algılayıcı durum ve parametre kestirimi için Eşitlik (3.5a)-(3.5d)'yi kullanan yeni GKF

algoritmasına ilişkin genel şema Şekil 5.1 ile verilmiştir. GKF tabanlı yeni kestirim algoritması hız-algılayıcı olarak, ölçülen stator duran eksen takımındaki akım ve gerilimlerini kullanarak $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$, $\varphi_{s\alpha}$, $\varphi_{s\beta}$, R_r ve R_s 'nin eş-zamanlı kestirimini gerçekleştirmektedir.



Şekil 5.1. Altıncı dereceli GKF algoritmasının genel şeması

5.4 Benzetim Sonuçları ve Gözlemler

Önerilen GKF algoritmasının başarımı Şekil 5.2’de verilen hız-algılayıcı DMK sistemi kullanılarak benzetimlerle test edilmiştir. GKF algoritmasından yüksek kestirim başarımı elde etmek amacıyla kovaryans matrisleri Bölüm 3.5’te belirtilen kurallar göz önünde bulundurularak deneme yanılma yöntemi aşağıdaki gibi belirlenmiştir;

$$Q = \text{diag}\{10^{-7} \ 10^{-7} \ 10^{-6} \ 10^{-3} \ 10^{-4} \ 10^{-3}\}$$

$$P = \text{diag}\{10 \ 10 \ 10 \ 10 \ 10 \ 10\}$$

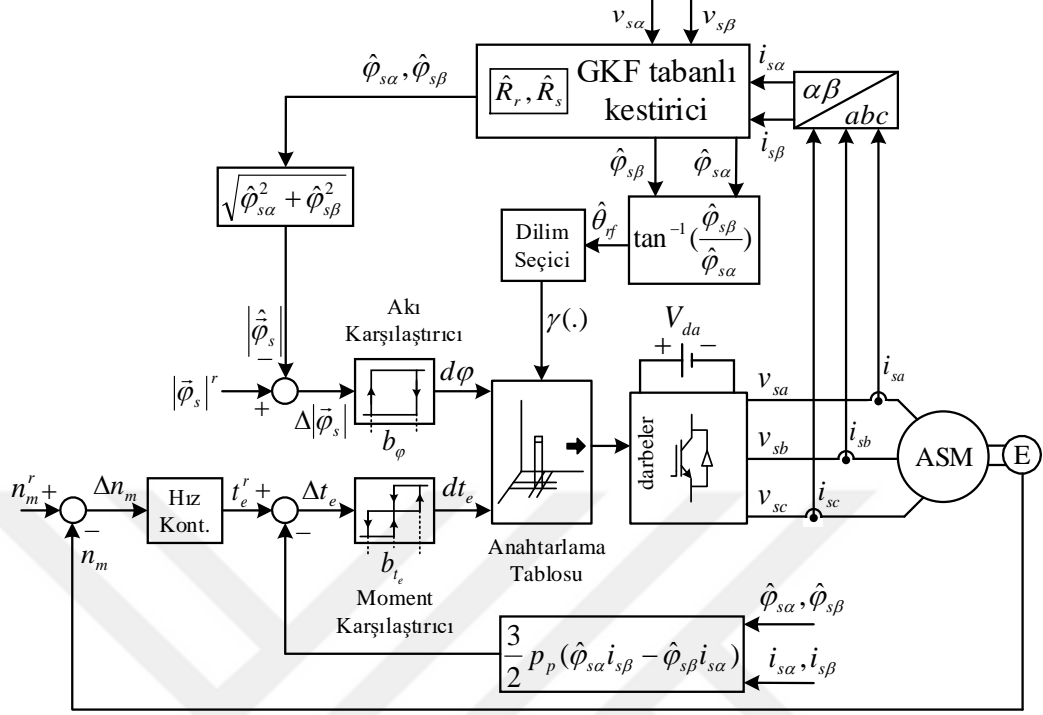
$$D_\xi = \text{diag}\{10^{-6} \ 10^{-6}\}$$

Önerilen GKF tabanlı DMK sistemi anma değerleri Çizelge 3.1’de verilen ASM’ye ait parametreler ve Şekil 5.3’te gösterilen zorlayıcı senaryolar ile test edilmektedir.

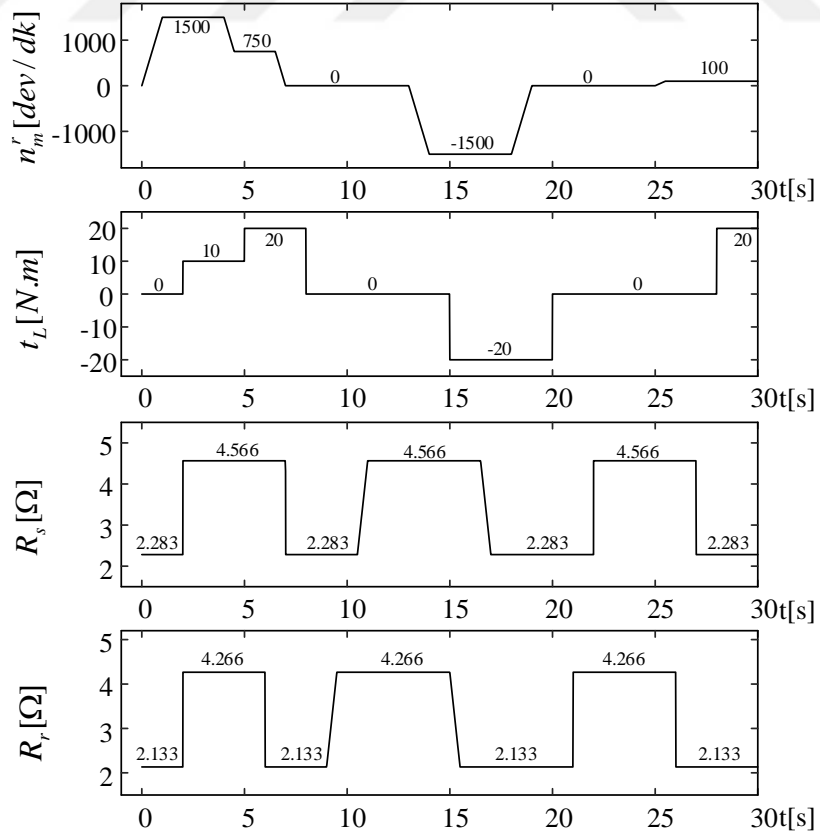
Başarım testleri için üretilen zorlayıcı senaryolarda,

- ASM sıfır hızı da içeren geniş bir hız aralığında (sürekli sıfır, düşük ve anma hız) çalıştırılmaktadır.
- ASM'ye uygulanan yük momenti farklı hız bölgelerinde 20 N.m ile -20 N.m arasında basamak ve/veya doğrusal olarak değiştirilmektedir.

- Farklı hız bölgelerinde R_r ve R_s basamak ve/veya doğrusal bir şekilde artırılıp azaltılmaktadır.

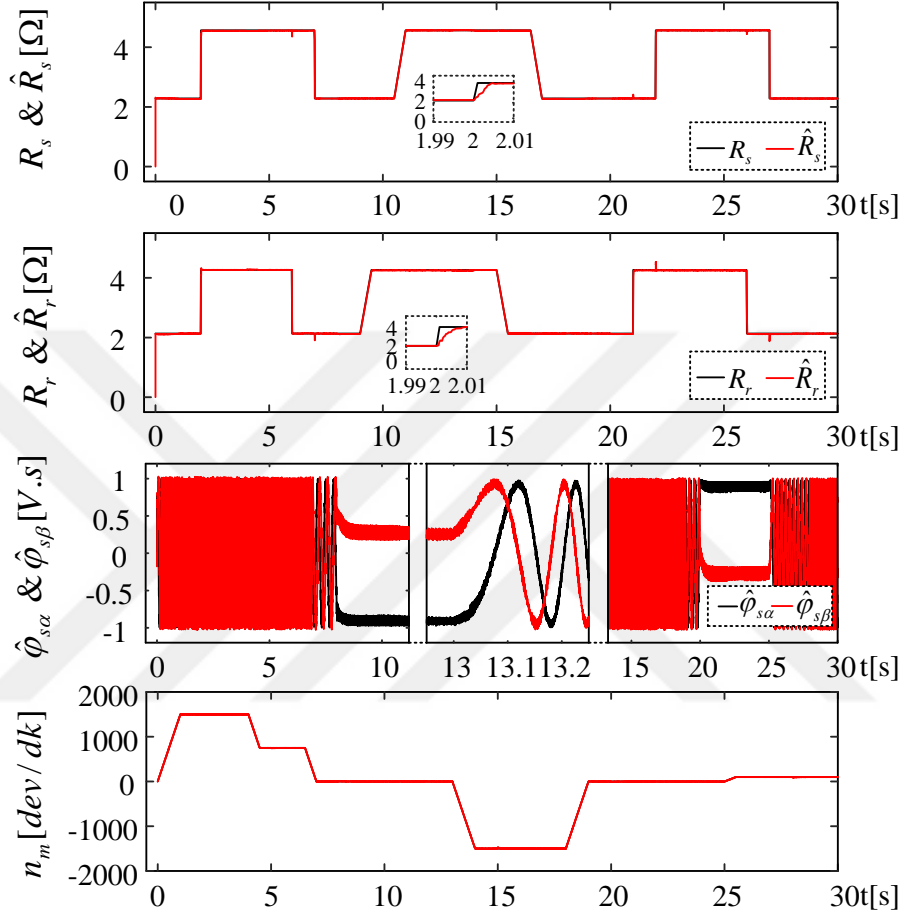


Şekil 5.2. GKF tabanlı hız-algılayıcılı doğrudan moment kontrol sistemi



Şekil 5.3. Yeni GKF tabanlı DMK sisteminin başarıımı için n_m^r , t_L , R_r ve R_s 'in değişimi

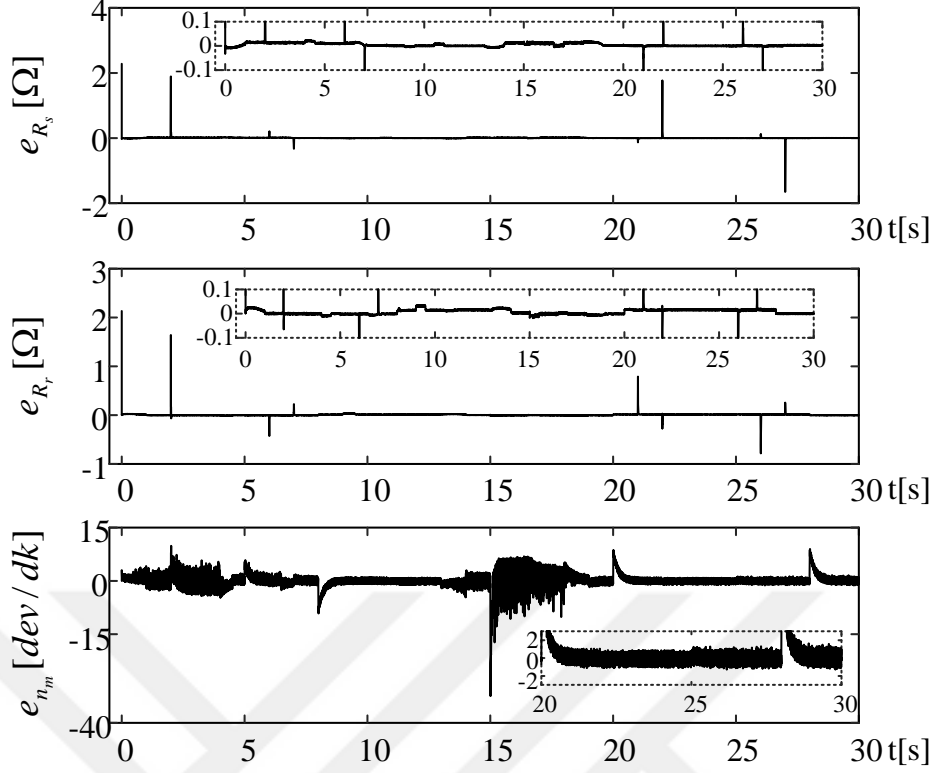
Önerilen GKF tabanlı kestirim algoritması ve DMK sistemi yukarıda belirtilen senaryolar altında test edilmiş ve benzetim sonuçları Şekil 5.4 ve 5.5’de verilmiştir. Bu şekillerde “ $\hat{\cdot}$ ”, kestirilen durum ya da parametreyi ve $e_{(\cdot)}$ ise, gerçek ile kestirilen bileşenler arasındaki fark olarak tanımlanan hata işaretlerini göstermektedir.



Şekil 5.4. Yeni GKF tabanlı kestirici ve DMK sistemine ait benzetim sonuçları

Şekil 5.4 ve 5.5 ile gösterilen benzetim sonuçları incelendiğinde aşağıdaki çıkarımlar yapılabilir:

- Sıfır hızı da içeren geniş bir hız aralığında t_L , basamak şeklinde nominal yük momenti ile sıfır yük momenti arasında değiştirilirken, R_r ve R_s 'de nominal değerlerinden iki katına çıkarılıp tekrar anma değerine azaltılmaktadır. İşte bu yüzden bu değişimler zorlayıcı değişimler olarak adlandırılmıştır.
- Kestirilen durum ve parametrelere ait bütün başlangıç değerlerinin sıfır olarak seçilmesine rağmen kestirimler Çizelge 5.1’de gösterildiği gibi başlangıçta kısa sürede gerçek değerlerine yakınsamıştır.



Şekil 5.5. Kestirim ve izleme hataları için benzetim sonuçları

Çizelge 5.1. Şekil 5.4 ile verilen kestirim sonuçlarına ilişkin başlangıç yakınsama süreleri

R_s	R_r
0.3 s	0.4 s

- Değişken yük momenti değerleri (0 $N.m$, 10 $N.m$, 20 $N.m$, -20 $N.m$) ile birlikte, sürekli sıfır/çok düşük, (0 dev/dk veya 100 dev/dk) ve anma (1500 dev/dk) hızlarında R_r ve R_s 'de meydana gelen basamak veya doğrusal değişimler için elde edilen ve ortalama mutlak hataları Çizelge 5.2'de verilen kestirim sonuçları tatmin edici düzeydedir.

Çizelge 5.2. Şekil 5.4'de verilen kestirim sonuçlarına ait ortalama mutlak hatalar

n_m 'nin OMH (dev/dk)	\hat{R}_s 'nin OMH (Ω)	\hat{R}_r 'nin OMH (Ω)
0.9938	0.0062	0.0103

- Şekil 5.5'te 15. s ve 18. s'ler aralığında, ölçülen hız bilgisinde meydana gelen neredeyse sıfır ortalama izleme hatası, t_L 'de meydana gelen basamak şeklindeki değişimle birlikte R_r ve R_s 'de meydana gelen doğrusal değişimlerden dolayı ortaya çıkmaktadır. Bu zorlayıcı değişimlere rağmen tasarlanan ASM sürücüsü n_m^r 'i iyi bir şekilde takip etmektedir.
- Özetle hız-algılayıcılı DMK sistemi için gerekli olan bütün durumlar ($\varphi_{s\alpha}$ ve $\varphi_{s\beta}$) ile birlikte R_r ve R_s , kestirim hataları Çizelge 5.2'de verilen ve bu çalışma kapsamında önerilen altıncı dereceden GKF algoritması ile yüksek bir doğrulukla benzetim ortamında kestirilebilmektedir.

Sonuç olarak önerilen GKF'ye ilişkin benzetim temelli kestirim sonuçları ve DMK'lı ASM sürücüsüne ait kontrol başarımı oldukça tatmin edicidir.

5.5 Sonuç

Bu çalışmada R_r ve R_s 'nin kestirimi için literatüre yeni GKF tabanlı bir kestirici tanıtılmıştır. Ayrıca tanıtılan GKF algoritması ASM'nin açısal hız kontrolünü gerçekleştirmek için stator akısı yönlendirmeli DMK sisteminde kullanılmıştır. Yeni GKF algoritması ile hız-algılayıcısı kullanarak $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$, $\varphi_{s\alpha}$ ve $\varphi_{s\beta}$ ile birlikte R_r ve R_s 'nin eş-zamanlı kestirimi gerçekleştirilmiştir. Elde edilen benzetim sonuçları ve ortalama mutlak hatalar önerilen GKF algoritmasının kestirim başarımını ve bundan dolayı DMK'lı sürücü sisteminin başarımlarının oldukça tatmin edici olduğunu göstermektedir.

Önerilen GKF tabanlı ASM sürücüsü, alan zayıflama bölgesinde de yüksek başarımli olarak çalışabilmesi için mıknatıslama endüktansı değişimlerinin sürücüye güncellenmesine ihtiyaç duymaktadır.

BÖLÜM VI

ASENKRON MOTORLARIN HIZ-ALGILAYICILI DOĞRUDAN VEKTÖR KONTROLÜ İÇİN İNDİRGENMİŞ DERECELİ GKF TABANLI STATOR VE ROTOR DİRENCİ KESTİRİMİ

Bu bölümde, ASM'lerin hız algılayıcılı doğrudan VK'sı için, rotor akılı indirgenmiş modeli kullanan İDGKF tabanlı kestirici tasarlanarak benzetim ortamında gerçekleştirilmiş ve Demir vd. (2017b)'de sunulmuştur. Tasarlanan İDGKF algoritması ile hız-algılayıcılı doğrudan VK sistemi için gerekli olan $\varphi_{r\alpha}$ ve $\varphi_{r\beta}$ 'ya ilave olarak değeri sıcaklık ve frekans gibi çalışma koşulları ile değişen R_s ve R_r geniş bir hız aralığında eş-zamanlı olarak kestirilmektedir.

6.1 Giriş

ASM'ler karmaşık yapıları, doğrusal olmayan matematiksel modellerinden dolayı parametre değişimleri ve diğer çalışma şartlarına bağlı olarak birçok kontrol problemine sahiptirler. Yüksek başarılı kontrol için parametre belirsizliklerinden kaynaklanan zorlukların giderilmesi için özellikle R_r ve R_s 'nin kestirilmesi gerekmektedir. Literatürdeki çalışmalar incelendiğinde hız-algılayıcılı olarak R_r ve/veya R_s kestirimine odaklanan bazı çalışmalar (Kan vd., 2015; Mapelli vd., 2017; Shinohara vd., 2001; Talla vd., 2015) bulunmaktadır. Bu çalışmalardan;

- Talla vd. (2015)'te rotor akısı tabanlı genişletilmiş ASM modelini kullanan tam dereceli GKF (TDGKF) ile R_r ve R_s kestirimi gerçekleştirilmiştir. Fakat bu çalışmada ASM'nin çalıştığı hız aralığı ve ASM'ye uygulanan yük momenti bilgisi verilmemektedir.
- Kan vd. (2015)'te doğrusal olmayan VK başarımını arttırmak için R_r kestirimi gerçekleştirilmekte ancak sıfır hız sonuçları sunulmamaktadır.
- Mapelli vd. (2017) ise aktif güç ve motor momenti tabanlı MUS kullanarak R_r kestirimini gerçekleştirmektedir.

Tez kapsamında gerçekleştirilen ve Demir vd. (2017b)'de literatüre tanıtılan bu çalışma ile ASM'lerin yüksek başarılı doğrudan VK'sı için hız-algılayıcısı kullanarak $\varphi_{r\alpha}$,

$\varphi_{r\beta}$, R_r ve R_s 'yi eş-zamanlı kestiren İDGKF tabanlı doğrudan VK'lı ASM sürücüsü tasarlanmıştır. Ayrıca, tasarlanan İDGKF tabanlı sürücünün eş değeri Talla vd. (2015)'de tanımlanan TDGKF temelli sürücüye göre daha az hesap yükü içerdiği gösterilmiştir. Hız, t_L , R_r ve R_s 'nin doğrusal ve/veya basamak şeklinde değişimleri için, elde edilen benzetim sonuçları, önerilen İDGKF ve bu yüzden doğrudan VK'lı ASM sürücüsünün iyi bir başarıma sahip olduğunu göstermektedir.

6.2 İndirgenmiş Dördüncü Dereceden ASM Modelin Elde Edilmesi

Rotor akılı ayırık zamanlı altıncı dereceden genişletilmiş ASM modeli Eşitlik (3.1) ve (3.1)'deki genel forma bağlı olarak aşağıdaki gibi tanımlanabilir;

$$\underbrace{\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \\ R_r \\ R_s \end{bmatrix}}_{\underline{x}_e(k+1)} = \underbrace{\begin{bmatrix} d_1 & 0 & d_2 & d_3 & 0 & 0 \\ 0 & d_1 & -d_3 & d_2 & 0 & 0 \\ d_4 & 0 & d_5 & -d_6 & 0 & 0 \\ 0 & d_4 & d_6 & d_5 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}}_{A_e} \underbrace{\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \\ R_r \\ R_s \end{bmatrix}}_{\underline{x}_e(k)} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L_\sigma} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_\sigma} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_{B_e} \underbrace{\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix}}_{\underline{u}_e} + \underline{w}_1 \quad (6.1)$$

$$\underbrace{\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix}}_{\underline{z}} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{H_e} \underbrace{\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \\ R_r \\ R_s \end{bmatrix}}_{\underline{x}_e(k)} + \underline{w}_2 \quad (6.2)$$

Genişletilmiş ASM modelindeki katsayılar ise aşağıdaki gibi tanımlanmıştır:

$$d_1 = 1 - \frac{T}{L_\sigma} \left(\frac{L_m^2 R_r(k)}{L_r^2} + R_s(k) \right), d_2 = \frac{TR_r(k)L_m}{L_r^2 L_\sigma}, d_3 = \frac{L_m p_p T \omega_m}{L_r L_\sigma}, d_4 = \frac{TR_r(k)L_m}{L_r}, d_5 = 1 - \frac{R_r(k)T}{L_r}, d_6 = p_p T \omega_m$$

Tam dereceli GKF tabanlı kestirim algoritmasının hesaplama yükünü azaltmak için Eşitlik (3.1) ve (3.2) kullanılarak yalnızca ölçülmeyen durum ve parametreleri kestiren indirgenmiş dereceli ASM modeline ait genel ifadeler aşağıdaki gibi elde edilebilir:

$$\begin{aligned}\underline{x}_i(k+1) &= \underline{f}_i(\underline{x}_i(k), \underline{u}_i(k)) + \underline{w}_{j1} \\ &= \underline{A}_i(\underline{x}_i(k))\underline{x}_i(k) + \underline{B}_i\underline{u}_i(k)\end{aligned}\quad (6.3)$$

$$\begin{aligned}\underline{Z}(k) &= \underline{h}_i(\underline{x}_i(k)) + \underline{w}_{j2} \text{ (ölçme eşitliği)} \\ &= \underline{H}_i\underline{x}_i(k)\end{aligned}\quad (6.4)$$

Burada \underline{x}_i , indirgenmiş dereceli modelin durum vektörüdür. \underline{f}_i , durum ve girişlerin doğrusal olmayan fonksiyonudur. \underline{A}_i , sistem matrisidir. \underline{u}_i , kontrol giriş vektörüdür. \underline{B}_i , giriş matrisidir. \underline{w}_{j1} , sistem gürültüsüdür. \underline{h}_i , çıkışların fonksiyonudur. \underline{H}_i , ölçme matrisidir. \underline{w}_{j2} , ölçme gürültüsüdür. Eşitlik (6.3) ve (6.4)'e göre önerilen indirgenmiş ASM modeline ait matris ve vektörler Eşitlik (6.5) ve (6.6)'daki gibi elde edilebilir.

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \\ R_r \\ R_s \end{bmatrix}}_{\underline{x}_i(k+1)} = \underbrace{\begin{bmatrix} e_1 & e_2 & e_3 & 0 \\ e_2 & e_1 & e_4 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}}_{\underline{A}_i} \underbrace{\begin{bmatrix} \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \\ R_r \\ R_s \end{bmatrix}}_{\underline{x}_i(k)} + \underline{w}_{j1}\quad (6.5)$$

$$\underbrace{\begin{bmatrix} e_5 \\ e_6 \end{bmatrix}}_{\underline{Z}(k+1)} = \underbrace{\begin{bmatrix} e_7 & e_8 & e_9 & e_{10} \\ -e_8 & e_7 & e_{11} & e_{12} \end{bmatrix}}_{\underline{H}_i} \underbrace{\begin{bmatrix} \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \\ R_r \\ R_s \end{bmatrix}}_{\underline{x}_i(k)} + \underline{w}_{j2}\quad (6.6)$$

İndirgenmiş dereceli ASM modelindeki katsayılar aşağıdaki gibidir:

$$\begin{aligned}e_1 &= 1 - \frac{R_r(k)T}{L_r}, \quad e_2 = -p_p T \omega_m, \quad e_3 = \frac{-T i_{s\alpha}(k) L_m}{L_r}, \quad e_4 = \frac{-T i_{s\beta}(k) L_m}{L_r}, \quad e_5 = i_{s\alpha}(k+1) - \\ &i_{s\alpha}(k) - \frac{v_{s\alpha}}{L_\sigma}, \quad e_6 = i_{s\beta}(k+1) - i_{s\beta}(k) - \frac{v_{s\beta}}{L_\sigma}, \quad e_7 = \frac{T R_r(k) L_m}{L_r^2 L_\sigma}, \quad e_8 = \frac{L_m p_p T \omega_m}{L_r L_\sigma}, \quad e_9 = \\ &\frac{-T i_{s\alpha}(k) L_m^2}{L_r^2 L_\sigma}, \quad e_{10} = \frac{-T i_{s\alpha}(k)}{L_\sigma}, \quad e_{11} = \frac{-T i_{s\beta}(k) L_m^2}{L_r^2 L_\sigma} \text{ ve } e_{12} = \frac{-T i_{s\beta}(k)}{L_\sigma}\end{aligned}$$

$\varphi_{r\alpha}$, $\varphi_{r\beta}$, R_r ve R_s değerlerinin eş-zamanlı kestirimini gerçekleştirmek için kullanılan İDGKF algoritması eşitlikleri, (6.7a-6.7e)'de verilmiştir. Eşitlik (6.7a) –(6.7e)'yi kullanan İDGKF'ye ait genel şema Şekil 6.1'de gösterilmiştir.

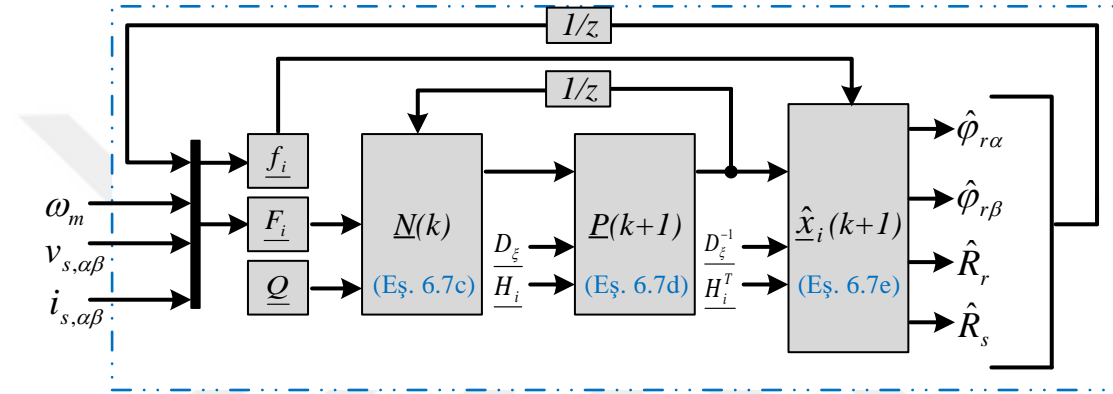
$$\underline{F}_i(k) = \left. \frac{\partial \underline{f}_i(\underline{x}_i(k), \underline{u}_i(k))}{\partial \underline{x}_i(k)} \right|_{\hat{\underline{x}}_i(k), \underline{u}_i(k)} \quad (6.7a)$$

$$\underline{H}_i(k) = \left. \frac{\partial \underline{h}_i(\underline{x}_i(k), \underline{u}_i(k))}{\partial \underline{x}_i(k)} \right|_{\hat{\underline{x}}_i(k), \underline{u}_i(k)} \quad (6.7b)$$

$$\underline{N}(k) = \underline{F}_i(k) \underline{P}(k) \underline{F}_i(k)^T + \underline{Q} \quad (6.7c)$$

$$\underline{P}(k+1) = \underline{N}(k) - \underline{N}(k) \underline{H}_i^T (\underline{D}_\xi + \underline{H}_i \underline{N}(k) \underline{H}_i^T) \underline{H}_i \underline{N}(k) \quad (6.7d)$$

$$\hat{\underline{x}}_i(k+1) = \underline{f}_i(\underline{x}_i(k), \underline{u}_i(k)) + \underline{P}(k+1) \underline{H}_i^T \underline{D}_\xi^{-1} (\underline{Z}(k+1) - \underline{H}_i \hat{\underline{x}}_i(k)) \quad (6.7e)$$



Şekil 6.1. Dördüncü dereceli İDGKF algoritmasının genel şeması

Burada, \underline{F}_i ve \underline{H}_i Eşitlik (6.5) ve (6.6) ile verilen doğrusal olmayan modeli doğrusallaştırmada kullanılan fonksiyonları ifade etmektedir.

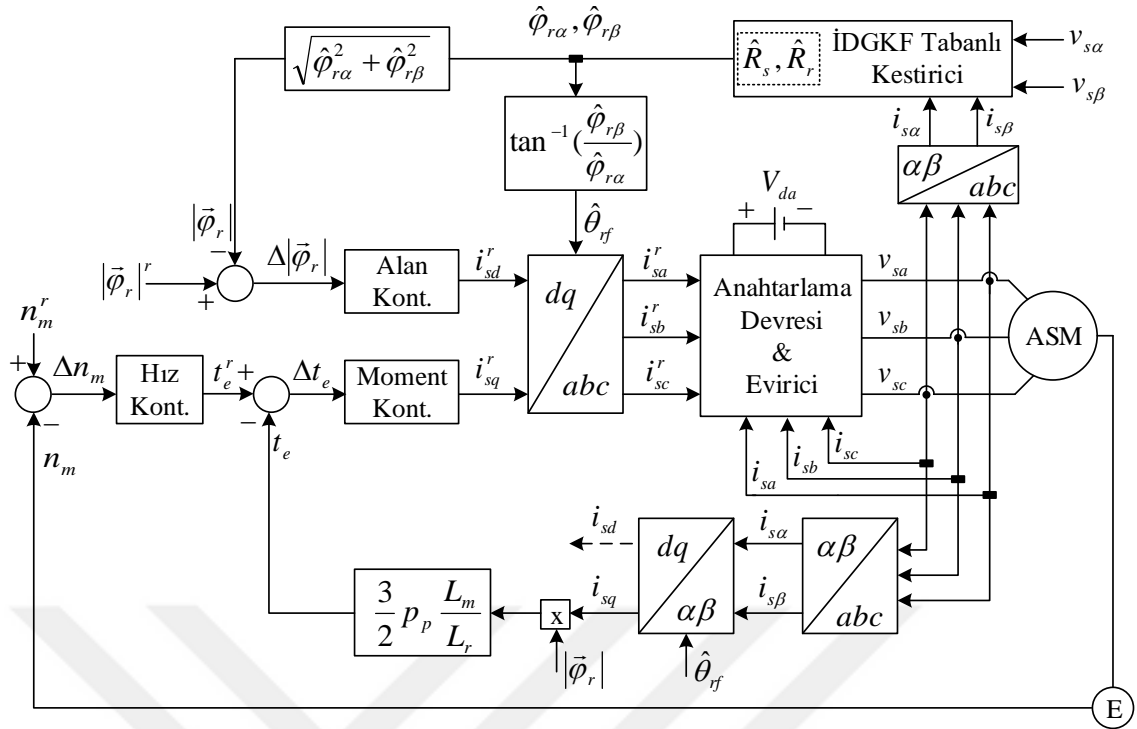
6.3 Benzetim Sonuçları ve Gözlemler

Önerilen İDGKF tabanlı kestirim algoritmasının başarımını Şekil 6.2'de verilen doğrudan VK sürücü sistemi kullanılarak benzetim ortamında test edilmektedir. İDGKF algoritmasından yüksek kestirim başarımını elde etmek amacıyla kovaryans matrisleri Bölüm 3.5'te verilen kurallar göz önünde bulundurularak deneme yanılma yöntemi ile aşağıdaki gibi belirlenmiştir:

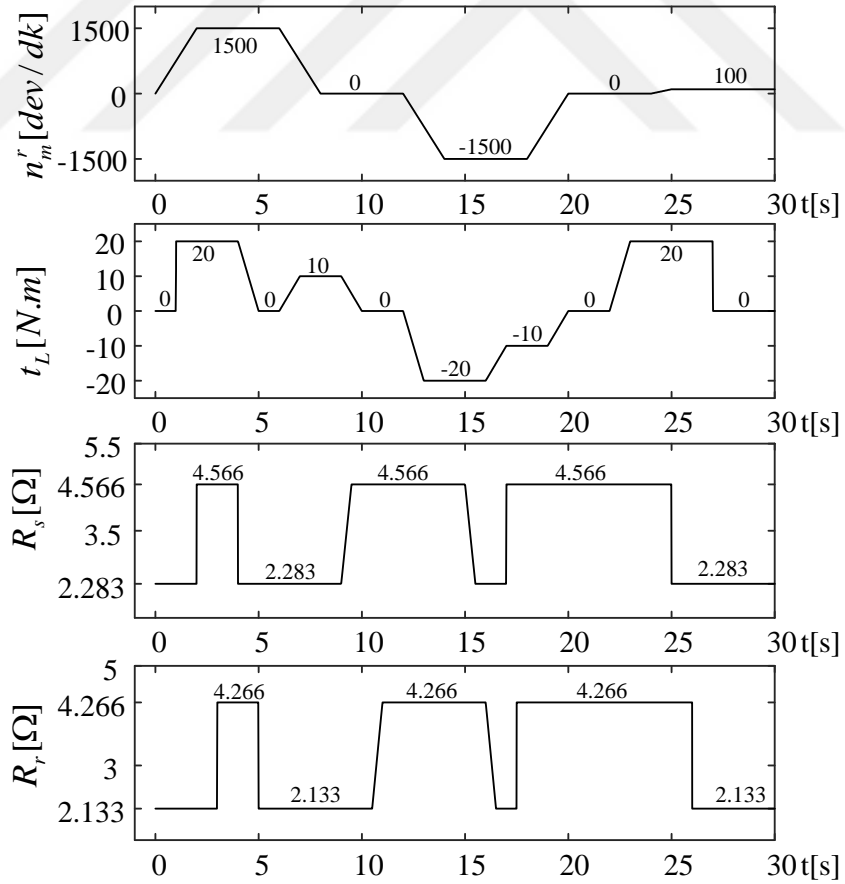
$$Q = \text{diag}\{10^{-10} \quad 10^{-10} \quad 10^{-4} \quad 10^{-4}\}$$

$$P = \text{diag}\{10 \quad 10 \quad 10 \quad 10\}$$

$$D_\xi = \text{diag}\{10^{-6} \quad 10^{-6}\}$$



Şekil 6.2. İDGKF tabanlı hız-algılayıcılı doğrudan VK sistemi

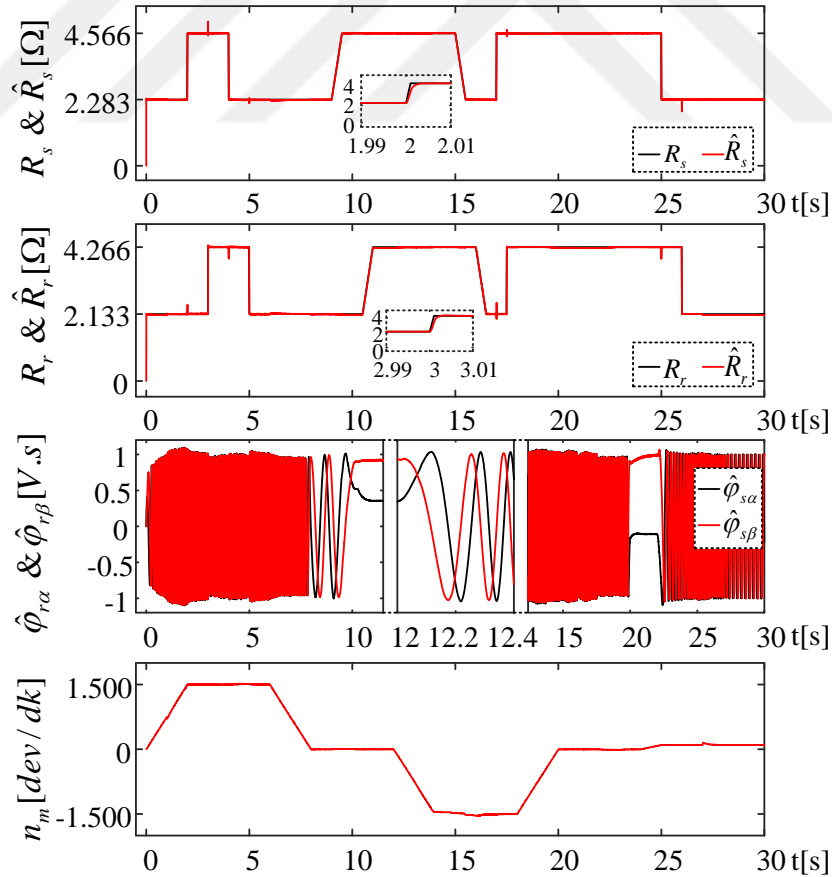


Şekil 6.3. İDGKF tabanlı doğrudan VK sisteminin başarımı için \$n_m^r\$, \$t_L\$, \$R_s\$ ve \$R_r\$'in değişimi

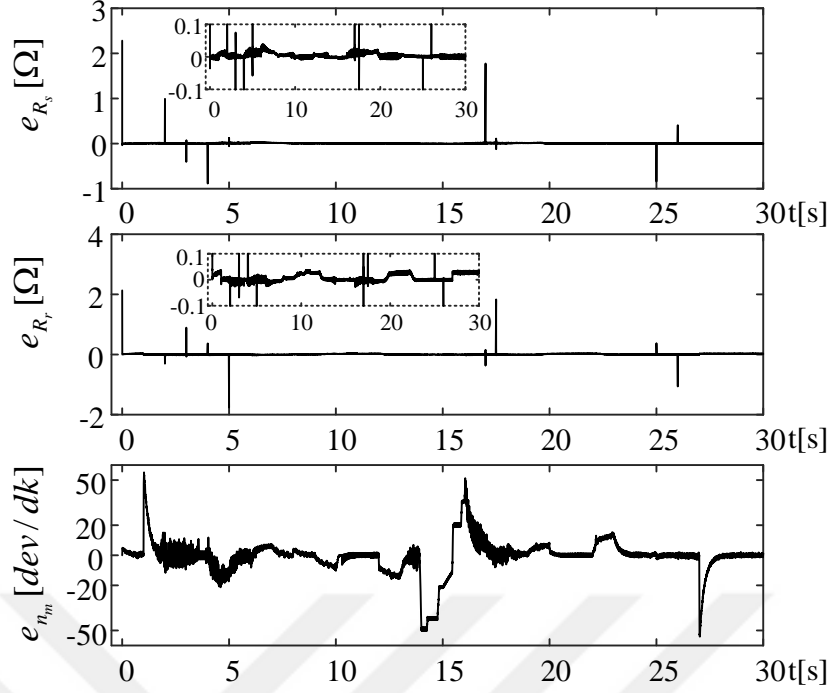
Anma değeri Çizelge 3.1’de verilen ASM parametreleri kullanılarak Şekil 6.3’teki gibi üretilen zorlayıcı senaryolar kullanılarak önerilen İDGKF algoritmasının kestirim başarımı ve buna bağlı olarak doğrudan VK’lı ASM sürücüsünün kontrol başarımları test edilmektedir. Başarım testleri için üretilen senaryolarda,

- ASM sürekli sıfır ve düşük hızı da içeren geniş bir hız bölgesinde çalıştırılmaktadır.
- ASM'ye uygulanan yük momentini, farklı hız bölgelerinde basamak ve doğrusal olarak 20 N.m ile -20 N.m arasında değiştirilmektedir.
- Farklı hız bölgelerinde R_r ve R_s basamak ve/veya doğrusal bir şekilde değiştirilmektedir.

Şekil 6.3'te verilen senaryolar ile test edilen İDGKF ve doğrudan VK sistemine ilişkin benzetim sonuçları Şekil 6.4 ve 6.5'te verilmiştir. Şekil 6.4 ve 6.5te, “^” kestirilen durumları/parametreleri ve $e_{(\cdot)}$ ise gerçek ile kestirilen değer arasındaki fark olarak tanımlanan hatayı ifade etmektedir.



Şekil 6.4. Doğrudan VK’lı sürücü sistemi ve İDGKF tabanlı kestiriciye ait benzetim sonuçları



Şekil 6.5. Doğrudan VK'lı sürücü sistemi ve İDGKF tabanlı kestiriciye ait kestirim ve izleme hataları için benzetim sonuçları

Şekil 6.4 ve 6.5'te verilen benzetim sonuçları incelendiğinde aşağıdaki gözlemler yapılabilir:

- Kestirilen durum ve parametrelere ait başlangıç değerleri sıfır olarak seçilmesine rağmen kestirimler Çizelge 6.1'de gösterildiği gibi başlangıçta hızlı bir şekilde gerçek değerine yakınsamaktadır.

Çizelge 6.1. Şekil 6.4 ile verilen kestirim sonuçlarına ilişkin yakınsama süreleri

R_s	R_r
0.1 s	0.3 s

- Sürekli sıfır/çok düşük, (0 dev/dk , 100 dev/dk) ve anma (1500 dev/dk) hızlarında, farklı yük momenti değerleri altında (0 N.m , 10 N.m , 20 N.m , -20 N.m), R_r ve R_s 'nin basamak ve/veya doğrusal değişimlerinden elde edilen ve ortalama mutlak hataları Çizelge 6.2'de verilen kestirim sonuçları önerilen kestiricinin etkinliğini göstermektedir.
- 10. s ve 12.5. s'ler aralığında durum ve parametre kestirimi için en kötü senaryo olan sıfır hız ve sıfır yük momentinden kaynaklanan d.a koşulu (Holtz, 2000)

oluşmasına rağmen, önerilen İDGKF tabanlı kestirici durum ve parametrelerin kestirimini istikrarlı bir şekilde gerçekleştirmektedir.

Çizelge 6.2. Şekil 6.4’de verilen kestirim sonuçlarına ait ortalama mutlak hatalar

n_m 'nin OMH (dev/dk)	\hat{R}_s 'nin OMH (Ω)	\hat{R}_r 'nin OMH (Ω)
6.1954	0.0055	0.0113

Özetle hız-algılayıcılı doğrudan VK sistemi için gerekli olan bütün durumlar ($\varphi_{r\alpha}$ ve $\varphi_{r\beta}$) ile birlikte R_r ve R_s yüksek bir doğrulukla benzetim temelli olarak önerilen İDGKF ile kestirilebilmektedir.

Bu çalışmada başarımlı testlerine ilave olarak, İDGKF algoritması ile aynı durum ve parametreleri kestiren Talla vd. (2015)’deki TDGKF algoritmasının kullanıldığı doğrudan VK’lı sürücü sistemleri işlem süreleri bakımından da karşılaştırılmışlardır. Bu amaçla, her iki algoritma da Şekil 6.3’te verilen senaryolar ile aynı bilgisayar ortamında 100’er defa çalıştırılmış ve Matlab "*tic, toc*" komutları yardımı ile ortalama işlem süreleri belirlenmiştir. Elde edilen ortalama işlem süreleri Çizelge 6.1’de sunulmuştur.

Çizelge 6.3. Önerilen İDGKF ve TDGKF algoritmalarının çalışma süreleri

Önerilen İDGKF	TDGKF
7.5627s	8.7442s

Çizelge 6.1 ile verilen sonuçlar, bu çalışmada önerilen İDGKF algoritmasının, Talla vd. (2015)’deki TDGKF algoritmasına göre daha az işlem yüküne sahip olduğunu göstermektedir.

6.4 Sonuç

Bu çalışmada ASM’nin hız-algılayıcılı yüksek başarımlı kontrolü için $\varphi_{r\alpha}$ ve $\varphi_{r\beta}$ ’ya ilave olarak değerleri çalışma koşullarından etkilenen R_r ve R_s ’yi eş-zamanlı olarak kestiren İDGKF tabanlı kestirici tasarlanmıştır. Tasarlanan İDGKF tabanlı kestirici

doğrudan VK'lı sürücü sisteminde kullanılıp başarımı test edilmiştir. Sürekli sıfır ve çok düşük hız bölgelerini de kapsayan geniş bir hız aralığında yüklü ve yüksüz durumlar için R_r ve R_s 'de meydana gelen basamak ve/veya doğrusal değişimleri içeren zorlayıcı senaryolardan elde edilen benzetim sonuçları,

- önerilen İDGKF tabanlı ASM sürücüsünün oldukça yüksek bir başarıma
- eş değeri TDGKF ile karşılaştırıldığında daha az işlem yüküne sahip olduğunu göstermektedir.



BÖLÜM VII

ASENKRON MOTORLARIN HIZ-ALGILAYICILI DOĞRUDAN VEKTÖR KONTROLÜ İÇİN İNDİRGENMİŞ DERECELİ GKF TABANLI PARAMETRE KESTİRİMİ

Bu bölümde, ASM'lerin alan zayıflama bölgesindeki yüksek başarılı kontrolü için hız- algılayıcılı doğrudan VK sistemi, yeni bir İDGKF tabanlı kestirici tasarlanarak gerçekleştirilmiş ve Demir vd. (2017c)'de sunulmuştur. Önerilen İDGKF ile hız- algılayıcılı doğrudan VK sistemi için gerekli olan $\varphi_{r\alpha}$ ve $\varphi_{r\beta}$ 'ya ilave olarak değeri çalışma koşulları ile değişen R_r ve mıknatıslama endüktansı L_m , sıfır hız ve alan zayıflama bölgesini de içeren geniş bir hız aralığı için eş-zamanlı olarak kestirilmektedir.

7.1 Giriş

Yüksek başarılı kontrol sistemi ve kestirim başarımları ASM'ye ait parametrelerin doğruluğuna büyük ölçüde bağlıdır. ASM'nin parametreleri kilitli rotor/boşta çalışma denetleri ve d.a. testi ile doğrudan belirlenebilir olsalar da, bu parametrelerin değerleri akı seviyesi, sıcaklık, frekans ve diğer çalışma koşullarındaki değişimlerden etkilenmektedir. ASM'nin yüksek başarılı kontrolü sıfır hız ile literatürde alan zayıflama bölgesi olarak kabul edilen anma hızının üzerindeki yüksek hız bölgelerinde hız ve/veya akı bilgisinin doğruluğuna ihtiyaç duymaktadır (Inan ve Barut, 2014). Bu yüzden alan zayıflama bölgesinde özellikle R_r ve L_m 'nin kestirilmesi gerekmektedir.

Literatürde hız-algılayıcılı olarak parametre (R_r ve/veya L_m) kestirimine odaklanan bazı çalışmalar (Comanescu, 2017; Kan vd., 2015; Mapelli vd., 2017; Yang vd., 2017) bulunmaktadır. Bu çalışmalardan, Kan vd. (2015)'te doğrusal olmayan VK başarımını arttırmak için R_r kestirimi gerçekleştirilmiştir ancak sıfır hız ve alan zayıflama bölgesi sonuçları sunulmamıştır. Mapelli vd. (2017)'de R_r kestirimi reaktif güç ve motor momenti tabanlı MUS ile gerçekleştirilmiştir. Fakat alan zayıflama sonuçları verilmemiştir. Comanescu (2017)'de MUS'lu kayma kipli gözlemleyici (pseudo-MRAS sliding mode observer) ile rotor zaman sabiti kestirimi yapılarak L_m 'nin %60, %80

ve %100'ü gibi farklı değerleri için yapılan testlerde kestirim başarımının L_m değerine oldukça duyarlı olduğu belirtilmektedir. Yang vd. (2017)'de rotor akılı MUS tabanlı kestirici ile R_r ve L_m kestirimi gerçekleştirilmiştir. Fakat alan zayıflama bölgesi sonuçları verilmemiştir.

Tez kapsamında gerçekleştirilen ve Demir vd. (2017c)'de literatüre tanıtılan bu çalışmanın temel katkısı hız-algılayıcılı olarak ASM'nin yüksek başarımlı doğrudan VK sistemi için sürekli sıfır ve alan zayıflama bölgesi dahil çok geniş bir hız aralığında çalışabilen İDGKF tabanlı doğrudan VK'lı ASM sürücüsünü literatüre tanıtmaktır. Bu amaç için tasarlanan İDGKF algoritması ile ölçülen hız bilgisi kullanılarak $\varphi_{r\alpha}$, $\varphi_{r\beta}$, R_r ve L_m 'nin eş-zamanlı kestirimi gerçekleştirilmiştir. Hız, t_L , R_r ve L_m 'nin basamak ve/veya doğrusal değişimleri ile elde edilen zorlayıcı senaryolar altında elde edilen benzetim sonuçları, önerilen İDGKF algoritmasının ve bu yüzden doğrudan VK'lı sürücü sisteminin oldukça iyi bir başarıma sahip olduğunu göstermektedir.

7.2 İndirgenmiş Dördüncü Dereceden ASM Modelin Elde Edilmesi

Rotor akılı ayırık zamanlı altıncı dereceden genişletilmiş ASM modeli Eşitlik (3.1) ve (3.1)'deki genel forma bağlı olarak aşağıdaki gibi tanımlanabilir;

$$\underbrace{\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \\ R_r \\ L_m \end{bmatrix}}_{\underline{x}_e(k+1)} = \underbrace{\begin{bmatrix} f_1 & 0 & f_2 & f_3 & 0 & 0 \\ 0 & f_1 & -f_3 & f_2 & 0 & 0 \\ f_4 & 0 & f_5 & -f_6 & 0 & 0 \\ 0 & f_4 & f_6 & f_5 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}}_{\underline{A}_e} \underbrace{\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \\ R_r \\ L_m \end{bmatrix}}_{\underline{x}_e(k)} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L_\sigma} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_\sigma} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_{\underline{B}_e} \underbrace{\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix}}_{\underline{u}_e} + \underline{w}_1 \quad (7.1)$$

$$\underbrace{\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix}}_{\underline{z}} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{\underline{H}_e} \underbrace{\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \\ R_r \\ L_m \end{bmatrix}}_{\underline{x}_e(k)} + \underline{w}_2 \quad (7.2)$$

Genişletilmiş ASM modelindeki katsayılar aşağıdaki gibi tanımlanmıştır:

$$f_1 = 1 - \frac{T}{L_\sigma(k)} \left(\frac{L_m^2(k)R_r(k)}{L_r^2(k)} + R_s(k) \right), \quad f_2 = \frac{TR_r(k)L_m(k)}{L_r^2(k)L_\sigma(k)}, \quad f_3 = \frac{L_m(k)p_p T \omega_m}{L_r(k)L_\sigma(k)}, \quad f_4 = \frac{TR_r(k)L_m(k)}{L_r(k)},$$

$$f_5 = 1 - \frac{R_r(k)T}{L_r(k)}, \quad f_6 = p_p T \omega_m, \quad L_\sigma(k) = L_s(k) - \frac{L_m^2(k)}{L_r(k)}, \quad L_r(k) = L_l r + L_m(k) \text{ ve } L_s(k) = L_l s + L_m(k)$$

TDGKF tabanlı kestirim algoritmasının hesaplama yükünü azaltmak için Eşitlik (6.3) ve (6.4) kullanılarak, bu çalışma kapsamında önerilen ve yalnızca ölçülmeyen durum ve parametreleri kestiren indirgenmiş dereceli ASM modeline ait matris ve vektörler Eşitlik (7.3) ve (7.4)'deki gibi elde edilebilir.

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \\ R_r \\ L_m \end{bmatrix}}_{\underline{x}_i(k+1)} = \underbrace{\begin{bmatrix} g_1 & g_2 & g_3 & 0 \\ g_2 & g_1 & g_4 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}}_{\underline{A}_i} \underbrace{\begin{bmatrix} \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \\ R_r \\ L_m \end{bmatrix}}_{\underline{x}_i(k)} + \underline{w}_{i1} \quad (7.3)$$

$$\underbrace{\begin{bmatrix} g_5 \\ g_6 \end{bmatrix}}_{\underline{z}(k+1)} = \underbrace{\begin{bmatrix} g_7 & g_8 & g_9 & 0 \\ -g_8 & g_7 & g_{10} & 0 \end{bmatrix}}_{\underline{H}_i} \underbrace{\begin{bmatrix} \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \\ R_r \\ L_m \end{bmatrix}}_{\underline{x}_i(k)} + \begin{bmatrix} g_{11} \\ g_{12} \end{bmatrix} + \underline{w}_{i2} \quad (7.4)$$

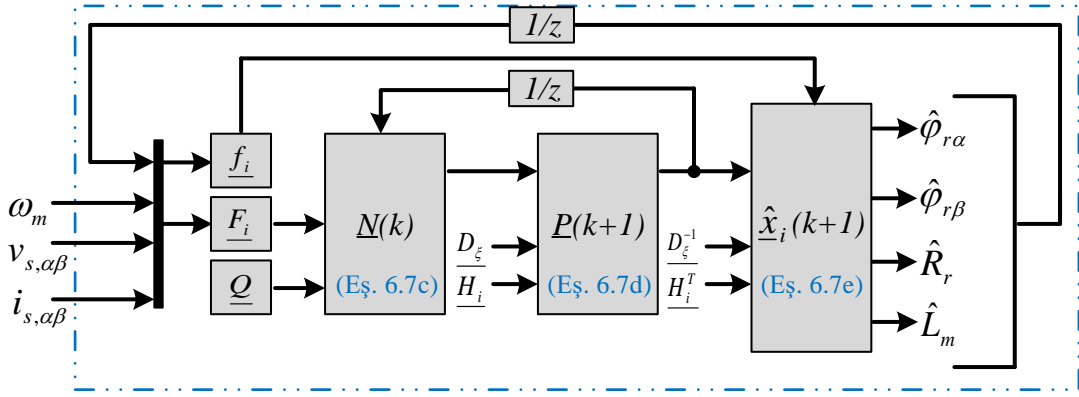
İndirgenmiş dereceli ASM modelindeki katsayılar aşağıdaki gibidir:

$$g_1 = 1 - \frac{R_r(k)T}{L_r(k)}, \quad g_2 = -p_p T \omega_m, \quad g_3 = \frac{-T i_{s\alpha}(k) L_m(k)}{L_r(k)}, \quad g_4 = \frac{-T i_{s\beta}(k) L_m(k)}{L_r(k)}, \quad g_5 = i_{s\alpha}(k+1) - i_{s\alpha}(k),$$

$$g_6 = i_{s\beta}(k+1) - i_{s\beta}(k), \quad g_7 = \frac{TR_r(k)L_m(k)}{L_r^2(k)L_\sigma(k)}, \quad g_8 = \frac{L_m(k)p_p T \omega_m}{L_r(k)L_\sigma(k)},$$

$$g_9 = \frac{-T i_{s\alpha}(k) L_m^2(k)}{L_r^2(k)L_\sigma(k)}, \quad g_{10} = \frac{-T i_{s\beta}(k) L_m^2(k)}{L_r^2(k)L_\sigma(k)}, \quad g_{11} = \frac{v_{s\alpha} - TR_s i_{s\alpha}(k)}{L_\sigma}, \quad \text{ve } g_{12} = \frac{v_{s\alpha} - TR_s i_{s\beta}(k)}{L_\sigma}$$

$\varphi_{r\alpha}$, $\varphi_{r\beta}$, R_r ve L_m değerlerinin eş-zamanlı kestirimini gerçekleştirmek için (6.7a) ve (6.7e)'de verilen eşitlikleri kullanan yeni İDGKF algoritmasına ilişkin genel şema Şekil 7.1 ile verilmiştir.



Şekil 7.1. Dördüncü dereceli İDGKF algoritmasının genel şeması

7.3 Benzetim Sonuçları ve Gözlemler

Şekil 7.2'de verilen doğrudan VK'lı sürücü sistemi kullanılarak önerilen İDGKF tabanlı kestirim algoritmasının başarımı benzetim ortamında test edilmektedir. Alan zayıflama bölgesinde gerilim limitinden dolayı akı referansı, $|\vec{\varphi}_r|^r$ artan hız referansı ile azalmaktadır. Bu yüzden mıknatıslama endüktansı artmaktadır (Inan ve Barut, 2014). Şekil 7.2'de hız referansına göre değişen $|\vec{\varphi}_r|^r$ 'in matematiksel ifadesi (Inan ve Barut, 2014) aşağıda verilmiştir:

$$|\vec{\varphi}_r|^r = \frac{n_n}{n_m^r} |\varphi_r|_{anma}^r, \quad n_m^r > n_n \text{ için} \quad (7.5)$$

$$|\vec{\varphi}_r|^r = 1, \quad n_m^r \leq n_n \text{ için} \quad (7.6)$$

Burada, n_n ASM'nin nominal hızını ve n_m^r doğrudan VK'lı sürücü sistemine uygulanan hız referansını ifade etmektedir.

Tasarlanan İDGKF algoritmasından arzu edilen yüksek kestirim başarımını elde etmek için kovaryans matrisleri Bölüm 3.5'te verilen kurallar göz önünde bulundurularak deneme yanılma yöntemi ile aşağıdaki gibi belirlenmiştir.

$$Q = \text{diag}\{10^{-10} \quad 10^{-10} \quad 10^{-4} \quad 10^{-4}\}$$

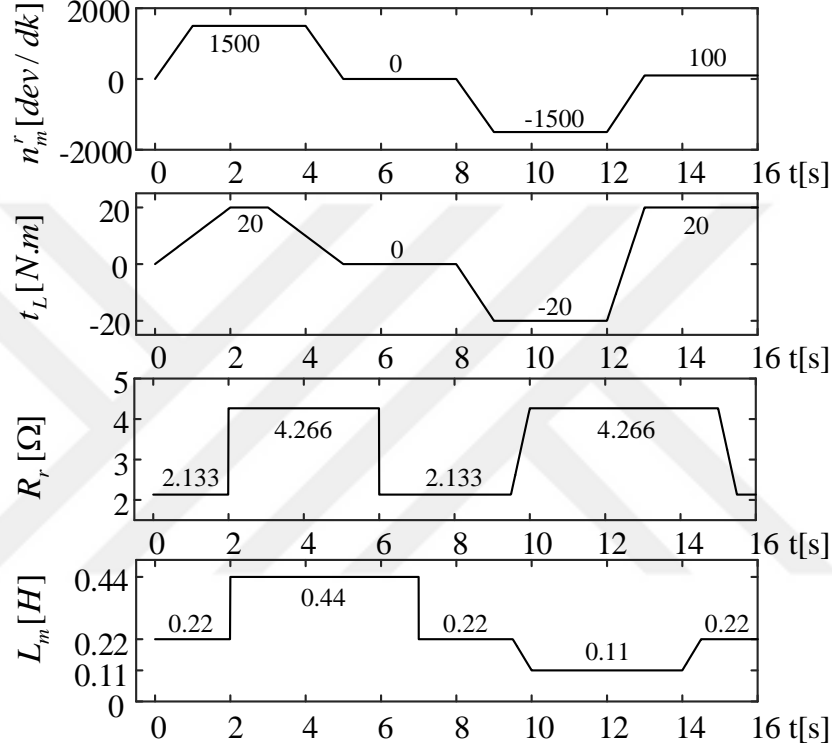
$$P = \text{diag}\{10 \quad 10 \quad 10 \quad 10\}$$

$$D_\xi = \text{diag}\{10^{-6} \quad 10^{-6}\}$$

değişen yük momenti uygulanmaktadır.

- Farklı hız bölgelerinde R_r ve L_m basamak ve/veya doğrusal bir şekilde artırılıp azaltılmaktadır.

Şekil 7.3'te verilen senaryolar ile başarımlı test edilen İDGKF ve doğrudan VK sistemine ait benzetim sonuçları Şekil 7.4 ve 7.5'te verilmiştir.



Şekil 7.3. İDGKF tabanlı doğrudan VK sisteminin başarımlı için n_m^r , t_L , R_r ve L_m 'in değişimi (Senaryo I)

7.3.2 Senaryo II: Alan zayıflama, anma ve sıfır hız bölgelerinde R_r ve t_L değişimleri için İDGKF'nin başarımlı

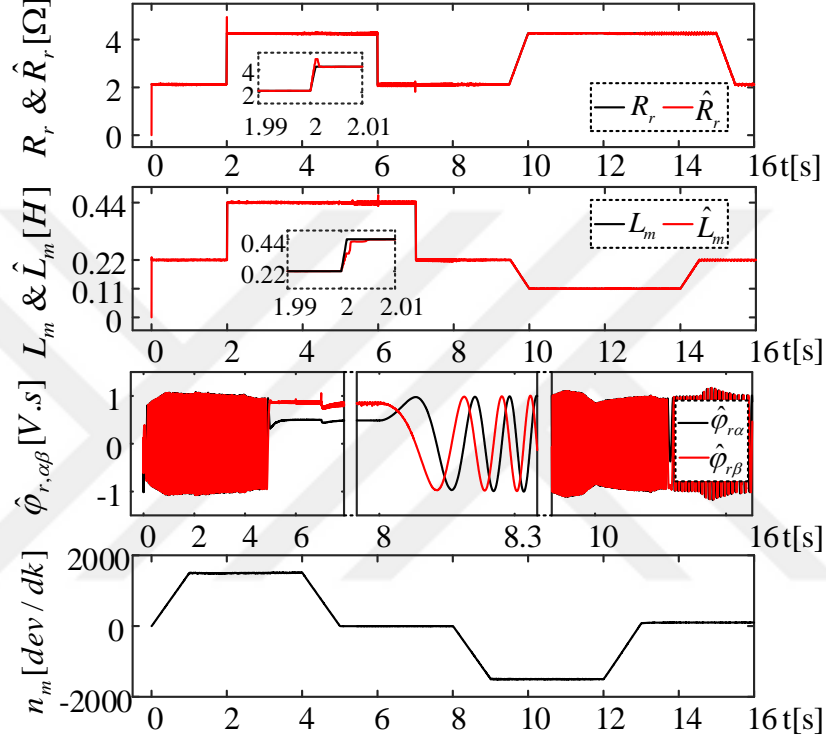
Önerilen İDGKF algoritmasının kestirim ve doğrudan VK'lı ASM sürücüsünün kontrol başarımlarını farklı çalışma şartlarında test etmek üzere Şekil 7.6'da verilen senaryolarda;

- ASM sürekli sıfır, anma hız ve alan zayıflama bölgelerinde çalıştırılmaktadır.
- ASM'ye uygulanan yük momenti $20 N.m$ ile $-20 N.m$ arasında, R_r ise rotor direncinin anma değeri olan R_{rn} ile $2 \times R_{rn}$ arasında farklı hız bölgelerinde

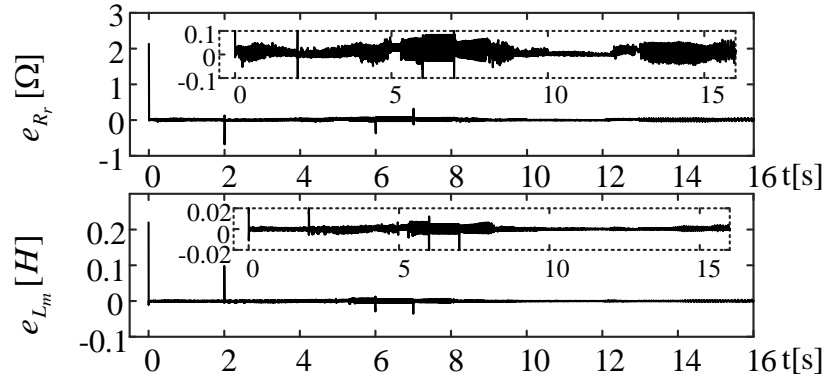
basamak ve doğrusal olarak değiştirilmektedir.

- ASM alan zayıflama bölgesinde çalıştırılarak ASM'nin akı seviyesinin azalması ile birlikte L_m doğrusal olarak arttırılmaktadır.

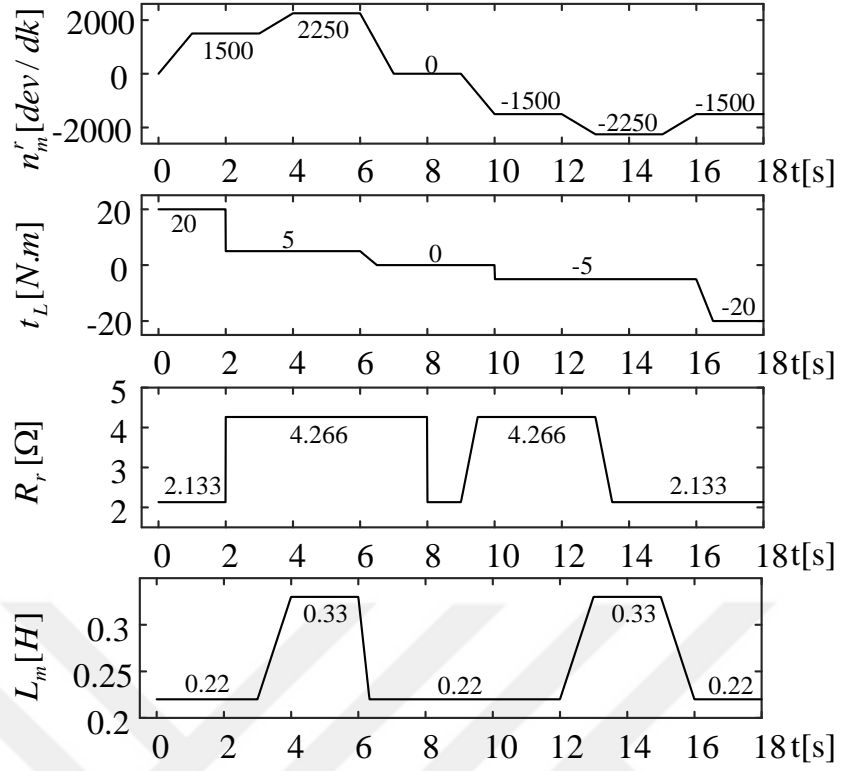
Şekil 7.6'te verilen senaryolar ile başarımlı test edilen İDGKF ve doğrudan VK sistemine ilişkin benzetim sonuçları Şekil 7.7 ve 7.8'te verilmiştir.



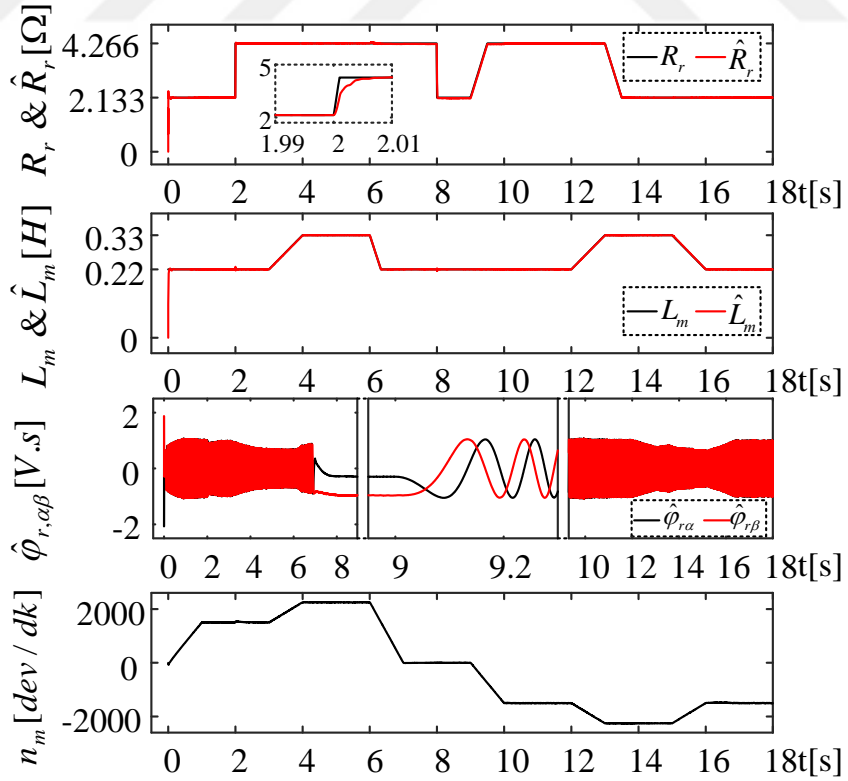
Şekil 7.4. Doğrudan VK'lı sürücü sistemi ve İDGKF tabanlı kestiriciye ait benzetim sonuçları (Senaryo I)



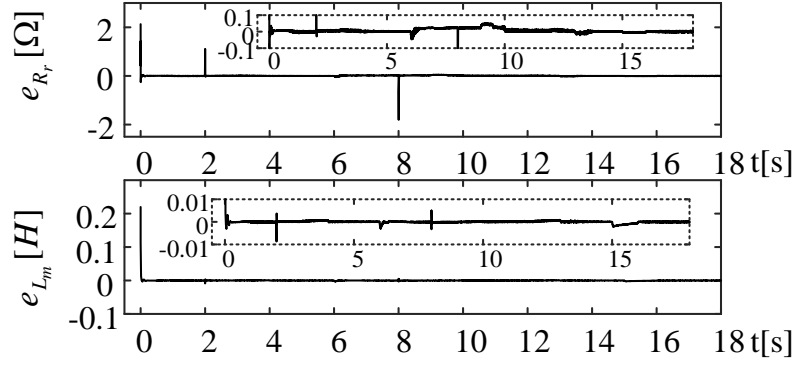
Şekil 7.5. Doğrudan VK'lı sürücü sistemi ve İDGKF algoritmasına ait izleme ve kestirim hataları (Senaryo I)



Şekil 7.6. İDGKF tabanlı doğrudan VK sisteminin başarımı için n_m^r , t_L , R_r ve L_m 'in değişimi (Senaryo II)



Şekil 7.7. Doğrudan VK'lı sürücü sistemi ve önerilen İDGKF tabanlı kestiricinin benzetim sonuçları (Senaryo II)



Şekil 7.8. Doğrudan VK'lı sürücü sistemi ve önerilen İDGKF algoritmasına ilişkin izleme ve kestirim hataları (Senaryo II)

Şekil 7.4-7.5 ve 7.7-7.8 ile verilen benzetim sonuçları incelendiğinde aşağıdaki gözlemler yapılabilir:

- Kestirilen durum ve parametrelerin başlangıç değerleri sıfır olarak seçilmesine rağmen Çizelge 7.1'de gösterildiği gibi kestirimler kısa süre içerisinde gerçek değerine yakınsamaktadır.

Çizelge 7.1. Şekil 7.4 ve 7.7 ile verilen kestirim sonuçlarına ilişkin başlangıç yakınsama süreleri

	R_r	L_m
Şekil 7.4	0.0015 s	0.002 s
Şekil 7.7	0.012 s	0.015 s

- Farklı yük momenti değerleri için (0 $N.m$, 5 $N.m$, 20 $N.m$, -5 $N.m$ ve -20 $N.m$),
 - Senaryo I ile test edilen sürekli sıfır/çok düşük, (0 dev/dk veya 100 dev/dk) ve anma (1500 dev/dk) hızlarında R_r ve L_m 'nin basamak veya doğrusal değişimleri için elde edilen kestirim sonuçları,
 - Senaryo II ile test edilen sürekli sıfır (0 dev/dk veya 100 dev/dk), anma (1500 dev/dk) ve alan zayıflama (2250 dev/dk) hızlarında R_r 'nin basamak veya doğrusal değişimleri ve L_m 'nin doğrusal değişimi için elde edilen kestirim sonuçları,
- ortalama mutlak hataları Çizelge 7.2'de gösterilen hata değerleri dikkate alındığında oldukça tatmin edicidir.

Çizelge 7.2. Şekil 7.4 ve 7.7’de verilen kestirim sonuçlarına ait ortalama mutlak hatalar

	n_m 'nin OMH (dev/dk)	\hat{R}_r 'nin OMH (Ω)	\hat{L}_m 'nin OMH (H)
Şekil 7.4	5.2502	0.0168	5.2020×10^{-4}
Şekil 7.7	4.3419	0.0091	2.9767×10^{-4}

7.4 Gerçek-Zamanlı Sonuçlar

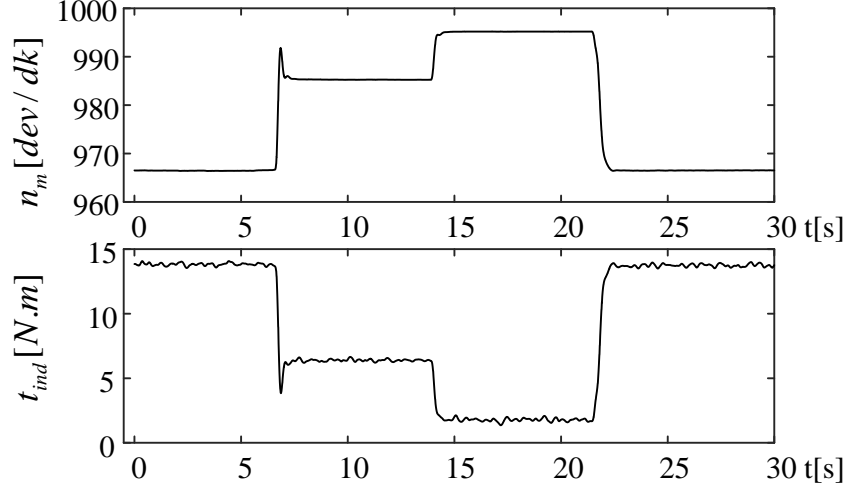
Önerilen hız-algılayıcı İDGKF algoritmasının başarımını gerçek zamanlı olarak test etmek için Şekil 3.6’da verilen deney düzeneği (Barut vd., 2012) kullanılmıştır. Yeni GKF algoritmasının başarımını göstermek için aşağıda belirtilen iki farklı senaryo üretilmiştir.

- Anma hızında yük momenti değişimleri altında İDGKF algoritmasının başarımı
- Çok düşük ve orta hız bölgelerinde İDGKF algoritmasının başarımı

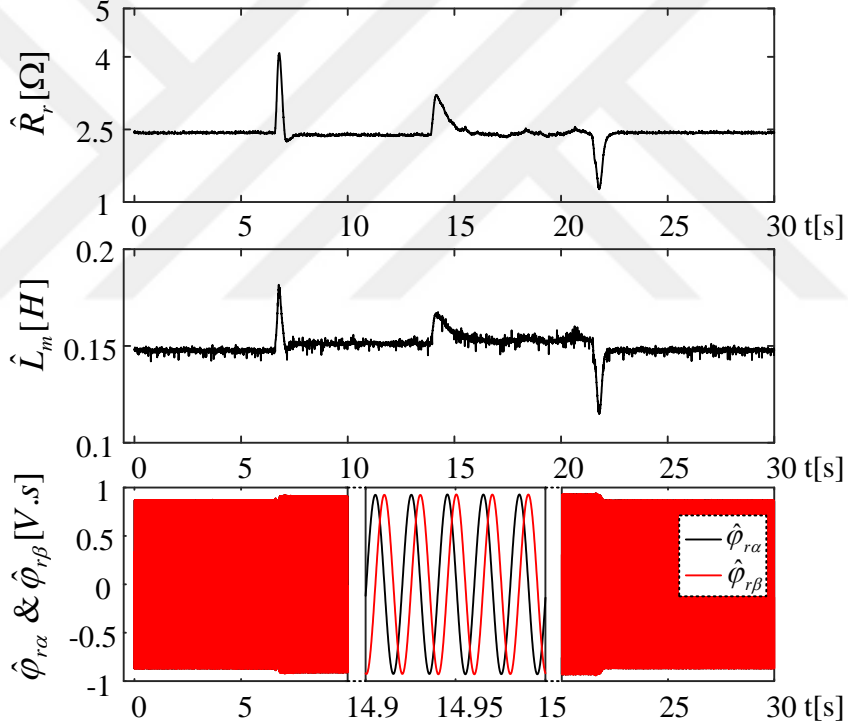
Senaryoların tamamı ω_m ve t_L ’yi değiştirerek üretilmektedir ve önerilen İDGKF tabanlı kestirim algoritmasına ait gerçek zamanlı sonuçlar $130 \mu s$ ’lik örnekleme zamanında elde edilmiştir.

7.4.1 Senaryo I: Anma hızında yük momenti değişimleri için İDGKF algoritmasının başarımı

Bu senaryoda, Şekil 7.9’da gösterildiği gibi ASM anma hızında dönerken İDGKF algoritması yük momenti değişimleri altında test edilmiştir. İDGKF algoritmasının durum ve parametre kestirim başarımı Şekil 7.10’da verilmiştir. Burada, ASM’ye uygulanan yük momenti basamak şeklinde ve sırasıyla, ilk olarak yaklaşık $t = 6.5. s$ ’de $14 N.m$ ’den $6 N.m$ ’ye ikinci olarak yaklaşık $t = 14. s$ ’de $6 N.m$ ’den $2 N.m$ ’ye düşürülmüştür. Son olarak ise yaklaşık $t = 22. s$ ’de $2 N.m$ ’den $14 N.m$ ’ye arttırılmıştır. İDGKF algoritması, yük momenti değişimlerine karşı anma hız bölgesinde tatmin edici seviyede kestirim başarımı göstermektedir.



Şekil 7.9. Önerilen İDGKF algoritmasının anma hız bölgesindeki başarımı için hız ve yük momenti değişimi

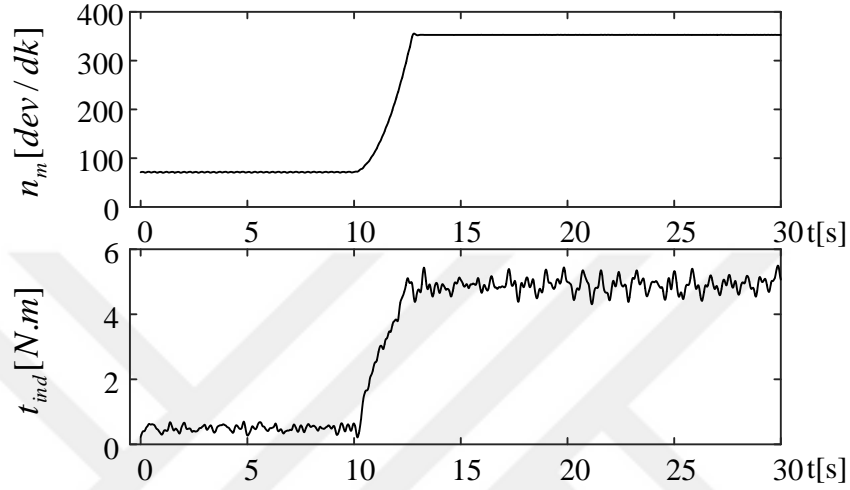


Şekil 7.10. Anma hızında yük momenti değişimi altında İDGKF algoritmasına ait gerçek-zamanlı kestirim sonuçları

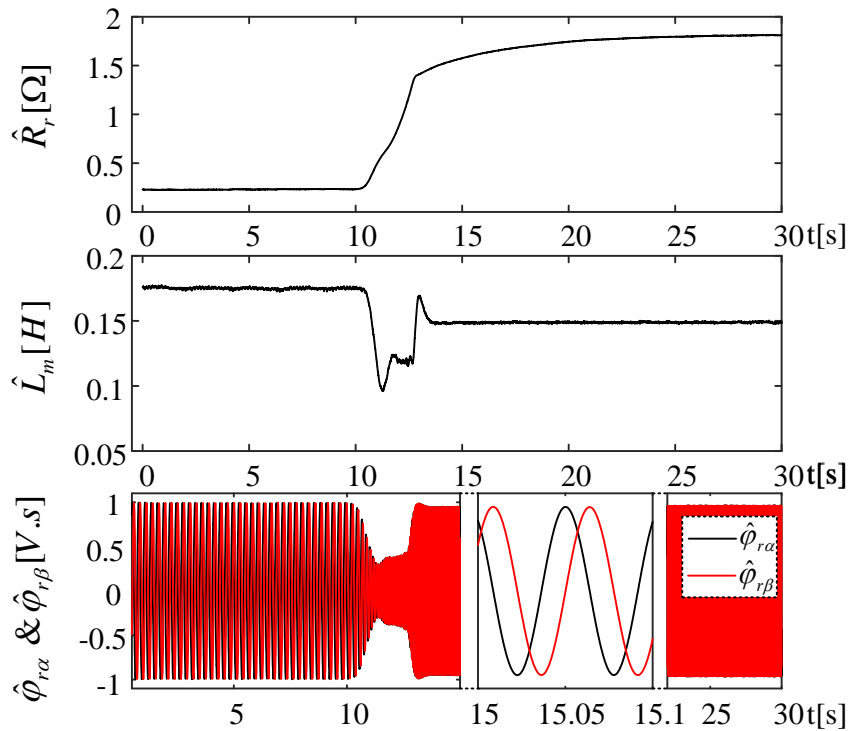
7.4.2 Senaryo II: Çok düşük ve orta hız bölgelerinde İDGKF algoritmasının başarımı

Bu senaryoda, önerilen İDGKF tabanlı kestiricinin düşük hız ve orta hız bölgelerindeki başarımını test etmek için, Şekil 7.11’de gösterildiği gibi ASM yaklaşık 80 dev/dk

(anma hızının %8.24'ü) ile dönerken, $t = 10.s$ 'de $80 dev/dk$ 'dan $350 dev/dk$ 'ya hızlandırılmış ve orada sabit tutulmuştur. Bu senaryoya ait İDGKF algoritmasından elde edilen gerçek zamanlı sonuçlar Şekil 7.12'de verilmiştir. İDGKF algoritması, düşük hızdan orta hıza geçiş ile birlikte değişen yük momenti/ R_r değişimlerine karşı kısa sürede gerçek değerlerine yakınsamaktadır.



Şekil 7.11. Önerilen İDGKF algoritmasının düşük ve orta hız bölgesindeki başarımı için hız ve yük momenti değişimi



Şekil 7.12. Düşük ve orta hız bölgesinde İDGKF algoritmasına ait gerçek-zamanlı kestirim sonuçları

Sonuç olarak bu çalışmada önerilen İDGKF algoritmasına ait Senaryo I, ve II’de elde edilen gerçek-zamanlı sonuçlar, önerilen kestiricinin kabul edilebilir bir başarıma sahip olduğunu ortaya koymaktadır.

Ayrıca, önerilen İDGKF algoritması tatmin edici gerçek-zamanlı ve benzetim sonuçlarına sahip olmakla birlikte orta ve çok düşük/sıfır hız bölgelerinde R_s değişimlerine karşı duyarlıdır.

7.5 Sonuç

Bu çalışmada ASM’nin yüksek başarılı kontrolü için $\varphi_{r\alpha}$ ve $\varphi_{r\beta}$ ’ya ilave olarak değeri sıcaklık ve frekansla değişen R_r ve akı seviyesi ile değişen L_m ’yi eş-zamanlı olarak kestiren yeni bir İDGKF tabanlı kestirici tasarlanarak benzetim ortamında ve gerçek zamanlı deneylerle test edilmektedir. Sürekli sıfır/ çok düşük ve anma hızı ile birlikte alan zayıflama bölgelerinde yüklü/yüksüz durumları için R_r ve L_m ’nin basamak ve/veya doğrusal değişimlerini içeren senaryolardan elde edilen benzetim sonuçları ve bu sonuçlara ilişkin hatalar (Çizelge 7.2) önerilen İDGKF tabanlı sürücünün oldukça iyi bir başarıma sahip olduğunu göstermektedir. Ayrıca anma hızında basamak şeklinde yük momenti değişimleri ile düşük ve orta hız bölgesi çalışması için elde edilen gerçek-zamanlı sonuçlar, İDGKF tabanlı kestiriciye ait başarımın kabul edilebilir seviyede olduğunu göstermektedir.

BÖLÜM VIII

SONUÇ

Bu tez çalışmasında ASM'lerin yüksek başarılı kontrolü için durum ve parametre kestirimi yapan yeni kestirim algoritmaları literatüre tanıtılmıştır. Bu amaç doğrultusunda tasarlanan algoritmalar temelde hız-algılayıcısız ve hız-algılayıcılı olmak üzere iki ana gruba ayrılmışlardır.

Hız-algılayıcısız olarak;

- Demir ve Barut (2017)'de yayınlanan MUS tabanlı stator direnci kestiricisi
- Demir ve Barut (2017)'de yayınlanan GKF ve MUS tabanlı karma kestirici
- gönderilmek üzere hazırlığı tamamlanan sekizinci dereceden GKF tabanlı kestirici

tasarlanarak benzetimlerle ve/veya gerçek-zamanlı olarak gerçekleştirilmiştir.

Hız-algılayıcılı olarak ise;

- Demir vd. (2017a)'da yayınlanan TDGKF tabanlı kestirici
- Demir vd. (2017b)'de yayınlanan İDGKF tabanlı kestirici
- Demir vd. (2017c)'de yayınlanan İDGKF tabanlı kestirici

tasarlanarak benzetimlerle ve/veya gerçek-zamanlı olarak gerçekleştirilmiştir.

Hız-algılayıcısız çalışma grubunda, ilk olarak Demir ve Barut (2017)'de yayınlanan referans ve uyarlanabilir model için aktif güç denklemleri ile uyarlama mekanizmasında EKOK algoritmasını kullanan MUS tabanlı stator direnci kestiricisi tasarlanmıştır. Tasarlanan kestirici ile yalnızca ölçülen akım ve gerilimler kullanılarak gerçek-zamanlı R_s kestirimi gerçekleştirilmektedir. Ayrıca, uyarlama mekanizması olarak EKOK algoritması kullanan MUS ile geleneksel PI kontrolör kullanan MUS eş-zamanlı çalıştırılarak başarımları kıyaslanmıştır. Elde edilen gerçek zamanlı sonuçlar, bu tez çalışmasında önerilen EKOK tabanlı MUS'un geleneksel PI kontrolör tabanlı MUS'a göre daha üstün olduğunu ortaya koymaktadır.

Daha sonra, hız-algılayıcısız durumda Barut vd. (2007b), Barut vd. (2012) ve Bogosyan vd. (2007) gibi önceki çalışmalarda bahsedilen R_r ve R_s 'nin eş zamanlı kestirim problemine bir çözüm bulmak için $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$, $\varphi_{s\alpha}$, $\varphi_{s\beta}$, ω_m , t_L ve R_r 'yi kestiren geleneksel yedinci dereceden GKF ile bu tez kapsamında tasarlanan ve uyarlama mekanizması olarak EKOK'u kullanan MUS tabanlı R_s kestiricisi birleştirilerek, yine bu tez kapsamında yeni bir karma kestirim algoritması (Demir ve Barut, 2017) literatüre tanıtılmıştır. Bu çalışmada tanıtılan karma kestirim algoritması;

- R_s 'de meydana gelen değişimleri kestirmek için EKOK'lı AG-MUS algoritması kullanılmaktadır.
- Barut vd. (2012)'de gerçekleştirilen ÇG-GKF ile benzer kestirim başarımına sahiptir.
- Ölçülen stator akım ve gerilimleri ile hız-algılayıcısız ASM kontrolü için gerekli tüm durumlar ve yük momentinin kestirimi ile birlikte R_r ve R_s ile ilgili belirsizliklerin çevrimiçi kestirim problemini çözmektedir.
- Tek GKF'de iki farklı yedinci dereceden ASM modeli anahtarlamalı çalıştıran ÇG-GKF (Barut vd., 2012) algoritmasından farklı olarak EKOK'lı AG-MUS tabanlı R_s kestiricisi ile geleneksel GKF algoritmasını paralel çalıştırmaktan dolayı her bir örnekleme zamanında eş-zamanlı kestirim gerçekleştirmektedir.
- ÇG-GKF algoritmasında kullanılan GKF için yedinci dereceden iki farklı ASM modelinin her biri ile ilgili iki farklı Q matrisinin belirlenmesini ve iki farklı ASM modeli arasında ardışık anahtarlama gerektirmediğinden dolayı, ÇG-GKF algoritmasına kıyasla daha kolay tasarıma ve daha az işlem yüküne gereksinim duymaktadır.

Son olarak bu tez çalışması kapsamında önerilen sekizinci dereceden GKF algoritması ile çok düşük/sıfır hız, orta hız ve yüksek hız senaryoları için gerçek zamanlı olarak $i_{s,\alpha\beta}$, $\varphi_{r,\alpha\beta}$, ω_m , R_s , γ_T ve t_L 'nin eş-zamanlı kestirimi hız-algılayıcısız durumda gerçekleştirilmiştir. Önerilen yeni GKF algoritması *tek* GKF yapısı ile *en fazla* durum ve parametre kestiren (toplamda sekiz adet durum ve parametre) ilk algoritma olma özelliğine sahiptir. Sekizinci dereceden GKF algoritmasının gerçek zamanlı ve benzetim temelli sonuçları dikkate alındığında kestirim başarımı oldukça iyidir. Ayrıca önerilen GKF algoritması toplamda sekiz adet durum ve parametre kestirimi gerçekleştiren Barut

vd. (2008)'de verilen ve yedinci dereceden iki adet GKF algoritması kullanan anahtarlamalı GKF ve Barut vd. (2012)'de verilen ÇG-GKF algoritmalarına kıyasla daha basittir. Önerilen GKF algoritması tatmin edici gerçek-zamanlı ve benzetim sonuçlarına sahip olsa da değeri frekans ile değişen R_r kestirimlerine karşı düşük ve orta hız bölgelerinde duyarlıdır.

Hız algılayıcılı çalışma grubunda ilk olarak, R_r ve R_s 'nin eş-zamanlı kestirimi için altıncı dereceden GKF tabanlı kestirici tasarlanmıştır. ASM'nin açısal hız kontrolünü gerçekleştirmek için tasarlanan GKF algoritması stator akısı yönlendirmeli DMK sisteminde kullanılmıştır. Önerilen GKF algoritması hız-algılayıcısı kullanarak DMK sistemi için gerekli olan $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$, $\varphi_{s\alpha}$ ve $\varphi_{s\beta}$ durumları ile birlikte R_r ve R_s 'nin eş zamanlı kestirimini gerçekleştirebilmektedir. Elde edilen benzetim sonuçları önerilen GKF algoritmasının kestirim başarımını ve bundan dolayı DMK'lı sürücü sisteminin başarımının oldukça iyi olduğunu göstermektedir. Önerilen GKF tabanlı ASM sürücüsü, alan zayıflama bölgesinde de yüksek kontrol başarımı için mıknatıslama endüktansı değişimlerinin sürücü sistemi içerisine güncellenmesine ihtiyaç duymaktadır.

İkinci olarak, ASM'nin hız-algılayıcılı yüksek başarılı kontrolü için $\varphi_{r\alpha}$ ve $\varphi_{r\beta}$ 'ya ilave olarak değeri sıcaklık ve frekansla değişen R_r ve R_s 'yi eş-zamanlı kestiren yeni bir İDGKF tabanlı kestirici tasarlanmıştır. Tasarlanan İDGKF tabanlı kestirici doğrudan VK'lı sürücü sisteminde kullanılıp başarımı test edilmektedir. Sürekli sıfır, çok düşük ve anma hız bölgelerinde yüklü ve yüksüz durumlar için R_r ve R_s 'nin basamak ve/veya doğrusal değişimlerini içeren zorlayıcı senaryolardan elde edilen benzetim sonuçları önerilen İDGKF tabanlı sürücünün oldukça iyi bir başarıma ve eş değeri TDGKF'ye kıyasla daha az bir işlem yüküne sahip olduğunu göstermektedir.

Son olarak, ASM'nin hız-algılayıcılı doğrudan VK'lı sürücü sisteminin yüksek başarılı kontrolü için $\varphi_{r\alpha}$ ve $\varphi_{r\beta}$ 'ya ilave olarak değeri sıcaklık ve frekansla değişen R_r ve akı seviyesi ile değişen L_m 'yi eş-zamanlı olarak kestiren yeni bir İDGKF tabanlı kestirici tasarlanmıştır. İDGKF tabanlı kestirici sürekli sıfır/çok düşük ve anma hızı ile birlikte alan zayıflama bölgelerinde yüklü ve yüksüz durumlar için R_r ve L_m 'nin basamak ve/veya doğrusal değişimlerini içeren zorlu senaryolar altında benzetim

ortamında; anma hızında yük momenti değişimleri ve düşük/orta hız bölgesinde üretilen senaryolar ile gerçek-zamanlı olarak, test edilmiştir. Bu senaryolardan elde edilen benzetim ve gerçek-zamanlı sonuçlar, önerilen İDGKF tabanlı sürücünün oldukça iyi bir başarıma sahip olduğunu göstermektedir.

Yukarıda ifade edilen her bir konu, hız-algılayıcısız ve hız-algılayıcılı ASM sürücü sistemleri ile ilgili literatürde halen devam eden güçlüklerdir.

ASM'lerin hız-algılayıcısız gerçek-zamanlı kontrolü için evirici anahtarlama etkileri, işaret işleme hataları ve ölçüm gürültülerinin özellikle sıfır/çok düşük hız bölgelerinde başarımları kötüleştirdikleri bilinmektedir. Bu yüzden, GKF ve MUS tabanlı karma algoritma ve sekizinci dereceden GKF algoritmasının gerçek-zamanlı deneylerle doğrulanması oldukça önemlidir.

Diğer taraftan, R_r ve R_s 'nin eş zamanlı kestirimi için tek algoritmaların kullanılması; algoritma tasarımı ve kararlılık açısından önemli olduğundan dolayı bu amaç için tasarlanan hız-algılayıcılı GKF algoritmalarının başarımları oldukça dikkate değerdir.

Ayrıca, GKF algoritmalarının kestirim başarımları üzerinde büyük etkiye sahip olan gürültü kovaryans matrislerinin deneme-yanılma yöntemi ile belirlenmesi oldukça fazla zaman almaktadır. Bu yüzden, gürültü kovaryans matrislerinin optimal belirlenmesi Kalman filtresi literatüründe hala araştırmaya açık bir alandır (Zerdali ve Barut, 2017). Gelecek çalışmalar ASM'ler için hem sürekli sıfır hızda hem de alan zayıflama bölgesinde parametre değişimlerine dayanıklı olarak çalışabilen gözlemleyici ve kestirici tasarımına yönelik olacaktır.

Bu tez çalışması kapsamında tasarımı yapılarak literatüre tanıtılan ve benzetim ve/veya gerçek-zamanlı deneylerle doğrulanan kestirim algoritmalarına ilişkin yöntem, kestirilen durumlar/parametreler ve literatüre yapılan katkılar aşağıdaki Çizelge 8.1'de özetlenmiştir. Çizelge 8.1'de verilen yöntemlerin tamamı rotor akısı yönlendirmeli ve/veya stator akısı yönlendirmeli ASM sürücülerinin kontrol başarımlarını arttırmak amacıyla tasarlanmıştır.

Çizelge 8.1. Tez kapsamında yapılan çalışmalara ait yöntem, kestirilen durumlar/parametreler ve katkılar

Yöntem	Kestirilen durum ve parametreler	Katkılar
Hız- Algılayıcısız AG-MUS (Bölüm II)	R_s	Sadece ölçülen akım ve gerilimleri kullanarak R_s kestirimi basit bir algoritma ile gerçekleştirilmiştir.
Hız- Algılayıcısız GKF-MUS (Bölüm III)	$i_{s\alpha}, i_{s\beta}, \varphi_{s\alpha}, \varphi_{s\beta}, \omega_m, t_L, R_r, R_s$	Aynı durum ve parametrelerin kestirildiği önceki çalışmalara kıyasla daha kolay tasarım ve daha düşük işlem süresi gerektiren yeni bir karma kestirici literatüre tanıtılmıştır.
Hız- Algılayıcısız GKF (Bölüm IV)	$i_{s\alpha}, i_{s\beta}, \varphi_{r\alpha}, \varphi_{r\beta}, \omega_m, t_L, R_s, J_T$	Bir adet ASM modelin kullanıldığı sekizinci dereceden GKF algoritması ile toplamda sekiz adet durum ve parametre kestirimi gerçekleştirilmiştir.
Hız- Algılayıcılı GKF (Bölüm V)	$i_{s\alpha}, i_{s\beta}, \varphi_{s\alpha}, \varphi_{s\beta}, R_r, R_s$	R_r ve R_s 'nin eş-zamanlı kestirimini gerçekleştirmek amacıyla tek ASM modelini kullanan GKF algoritması tasarlanarak durum ve parametre kestirimi gerçekleştirilmiştir.
Hız- Algılayıcılı İDGKF (Bölüm VI)	$\varphi_{r\alpha}, \varphi_{r\beta}, R_r, R_s$	R_r ve R_s 'nin eş-zamanlı kestirimi için indirgenmiş ASM modelini kullanan İDGKF algoritması ile durum ve parametre kestirimi gerçekleştirilmiştir.
Hız- Algılayıcılı İDGKF (Bölüm VII)	$\varphi_{r\alpha}, \varphi_{r\beta}, R_r, L_m$	ASM sürücülerine alan zayıflama bölgesinde çalışma kabiliyeti kazandırmak amacıyla tasarlanan İDGKF tabanlı kestirici ve bu kestiriciyi kullanan doğrudan VK sistemi literatüre tanıtılmıştır.

KAYNAKLAR

- Aktas, M. and Okumus, H. I., “Stator resistance estimation using ANN in DTC IM drives”, *Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences* 18(2), 197–210, 2010.
- Alonge, F., Cangemi, T., D’Ippolito, F., Fagiolini, A. and Sferlazza, A., “Convergence Analysis of Extended Kalman Filter for Sensorless Control of Induction Motor”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. , 62(4), 2341–2352, 2015.
- Alsofyani, I. M. and Idris, N. R. N., “Simple Flux Regulation for Improving State Estimation at Very Low and Zero Speed of a Speed Sensorless Direct Torque Control of an Induction Motor”, *IEEE Transactions on Power Electronics* 31(4), 3027–3035, 2016.
- Arunachalam, V., Srinivasan, H. and Muthuramalingam, A., “A novel NN based rotor flux MRAS to overcome low speed problems for rotor resistance estimation in vector controlled IM drives”, *Frontiers in Energy* 10(4), 382–392, 2016.
- Atkinson, D. J., Finch, J. W. and Acarnley, P. P., “Estimation of rotor resistance in induction motors”, *IEE Proceedings-Electric Power Applications* 143(1), 87–94, 1996.
- Auger, F., Hilairret, M., Guerrero, J. M., Monmasson, E., Orłowska-Kowalska, T. ve Katsura, S., “Industrial Applications of the Kalman Filter: A Review”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 60(12), 5458–5471, 2013.
- Barut, M., Sincap Kafesli Asenkron Motorların Algılayıcısız Yüksek Başarımli Kontrolüne Yönelik Genişletilmiş Kalman Filtresi Tasarım ve Uygulaması, Doktora Tezi, *İ.T.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü*, İstanbul, s. 36-45, 2005.
- Barut, M., Bogosyan, S. and Gokasan, M., “Speed sensorless direct torque control of IMs with rotor resistance estimation”, *Energy Conversion and Management* 46(3), 335–349, 2005a.

Barut, M., Bogosyan, S. and Gokasan, M., “An EKF-Based Estimator for the Speed Sensorless Vector Control of Induction Motors”, *Electric Power Components and Systems* 33(7), 727–744, 2005b.

Barut, M., Bogosyan, S. and Gokasan, M., “Speed-Sensorless Estimation for Induction Motors Using Extended Kalman Filters”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 54(1), 272–280, 2007a.

Barut, M., Bogosyan, S. and Gokasan, M., “Switching EKF technique for rotor and stator resistance estimation in speed sensorless control of IMs”, *Energy Conversion and Management* 48(12), 3120–3134, 2007b.

Barut, M., Bogosyan, S. and Gokasan, M., “Experimental Evaluation of Braided EKF for Sensorless Control of Induction Motors”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 55(2), 620–632, 2008.

Barut, M., “Bi Input-extended Kalman filter based estimation technique for speed-sensorless control of induction motors”, *Energy Conversion and Management* 51(10), 2032–2040, 2010.

Barut, M. and Demir, R., “Bi input-extended Kalman filter based speed-sensorless direct torque control of IMs”, *2010 XIX International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, Rome, Italy, s. 1–5, 6-8 September, 2010.

Barut, M., Demir, R., Zerdali, E. and Inan, R., “Real-Time Implementation of Bi Input-Extended Kalman Filter-Based Estimator for Speed-Sensorless Control of Induction Motors”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 59(11), 4197–4206, 2012

Benlaloui, I., Drid, S., Chrifi-Alaoui, L. and Ouriagli, M., “Implementation of a New MRAS Speed Sensorless Vector Control of Induction Machine”, *IEEE Transactions on Energy Conversion* 30(2), 588–595, 2015.

Bennassar, A., Abbou, A., Akherraz, M. and Barara, M., “Fuzzy logic based adaptation mechanism for adaptive luenberger observer sensorless direct torque control of induction motor”, *Journal of Engineering Science and Technology* 11(1), 46–59, 2016.

Bittanti, S. and Savaresi, S. M., “On the parametrization and design of an extended Kalman filter frequency tracker”, *IEEE Transactions on Automatic Control* 45(9), 1718–1724, 2000.

Bogosyan, S., Barut, M. and Gokasan, M., “Braided extended Kalman filters for sensorless estimation in induction motors at high-low/zero speed”, *IET Control Theory Applications* 1(4), 987–998, 2007.

Bose, B. K., “High performance control and estimation in AC drives”, *23rd International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation, 1997. IECON 97*, New Orleans, LA, USA, s. 377–385, 14 November, 1997.

Bose, B. K., “Modern Power Electronics and AC Drives”. *PTR Prentice Hall*, 2002.

Caruana, C., Asher, G. M. and Sumner, M., “Performance of HF signal injection techniques for zero-low-frequency vector control of induction Machines under sensorless conditions”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 53(1), 225–238, 2005.

Chacko, S., Bhende, C. N., Jain, S. and Nema, R. K., “Rotor Resistance Estimation of Vector Controlled Induction Motor Drive using GA/PSO tuned Fuzzy Controller”, *International Journal on Electrical Engineering and Informatics* 8(1), 220–238, 2016.

Choi, J. W., Lee, S. C. and Kim, H. G., “Inertia identification algorithm for high-performance speed control of electric motors”, *IEE Proceedings-Electric Power Applications* 153(3), 379–386, 2006.

Cirrincione, M., Pucci, M., Cirrincione, G. and Capolino, G. A., “A new TLS-based MRAS speed estimation with adaptive integration for high-performance induction machine drives”, *IEEE Transactions on Industry Applications* 40(4), 1116–1137, 2004.

Comanescu, M., “Design of a pseudo-MRAS sliding mode observer with double feedback for estimation of the rotor time constant of the induction motor”, *2017 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, Toronto, ON, Canada, s. 270–275, 22-25 March, 2017.

Costa, B. L. G., Angélico, B. A., Goedel, A., Castoldi, M. F. and Graciola, C. L., “Differential Evolution Applied to DTC Drive for Three-Phase Induction Motors Using an Adaptive State Observer”, *Journal of Control, Automation and Electrical Systems* 26(4), 403–420, 2015.

Demir, R., Barut, M., Yıldız, R., Inan, R. and Zerdali, E., “EKF Based Rotor and Stator Resistance Estimations for Direct Torque Control of Induction Motors”, *2017 International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM) & 2017 Intl Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics (ACEMP)*, Brasov, Romania, s. 376–381, 25-27 May, 2017a.

Demir, R., Barut, M., Yıldız, R., Zerdali, E. ve İnan, R., “Asenkron Motorların hız- algılayıcı Doğrudan Vektör Kontrolü için İndirgenmiş Dereceli Genişletilmiş Kalman Fitresi Tabanlı Stator ve Rotor Direnci Kestirimi”, *1. Ulusal Elektrik Enerjisi Dönüşümü Kongresi*, Elazığ, Türkiye, s. 189-193, 21-22 Eylül, 2017b.

Demir, R., Barut, M. ve Yıldız, R., “Asenkron Motorların Hız-Algılayıcı Doğrudan Vektör Kontrolü için İndirgenmiş Dereceli Genişletilmiş Kalman Fitresi Tabanlı Parametre Kestirimi”, *Otomatik Kontrol Türk Milli Komitesi Ulusal Toplantısı (TOK 2017)*, İstanbul Türkiye, s. 562–567, 21-23 Eylül, 2017c.

Demir, R. and Barut, M., “Novel hybrid estimator based on model reference adaptive system and extended Kalman filter for speed-sensorless induction motor control”. *Transactions of the Institute of Measurement and Control* 2017, (doi: 10.1177/0142331217734631)

Derdiyok, A., Yan, Z., Guven, M. and Utkin, V., “A sliding mode speed and rotor time constant observer for induction machines”. *27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2001. IECON '01*, Denver, CO, USA, s. 1400–1405, 29 November-2 December, 2001.

Douglas, S. C. and Rupp, M., *Digital Signal Processing Fundamentals*, 1st ed., Vijay Madisetti, *CRC Press*, Boca Raton, 2009.

Du, T., Vas, P. and Stronach, F., “Design and application of extended observers for joint state and parameter estimation in high-performance AC drives”, *IEE Proceedings-Electric Power Applications* 142(2), 71–78, 1995.

Dybkowski, M. and Orłowska-Kowalska, T., “Speed sensorless induction motor drive with magnetizing reactance estimation”, *Proceedings of 14th International Power Electronics and Motion Control Conference EPE-PEMC 2010*, Ohrid, Macedonia, s. T5-120-T5-125, 6-8 September, 2010.

Faiz, J. and Sharifian, M. B. B., “Different techniques for real time estimation of an induction motor rotor resistance in sensorless direct torque control for electric vehicle”, *IEEE Transactions on Energy Conversion* 16(1), 104–109, 2001.

Finch, J. W. and Giaouris, D., “Controlled AC Electrical Drives”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 55(2), 481–491, 2008.

Gadoue, S. M., Giaouris, D. and Finch, J. W., “Sensorless Control of Induction Motor Drives at Very Low and Zero Speeds Using Neural Network Flux Observers”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(8), 3029–3039, 2009.

Gadoue, S. M., Giaouris, D. and Finch, J. W., “MRAS Sensorless Vector Control of an Induction Motor Using New Sliding-Mode and Fuzzy-Logic Adaptation Mechanisms”, *IEEE Transactions on Energy Conversion* 25(2), 394–402, 2010.

Garcia Soto, G., Mendes, E. and Razeq, A., “Reduced-order observers for rotor flux, rotor resistance and speed estimation for vector controlled induction motor drives using the extended Kalman filter technique”, *IEE Proceedings -Electric Power Applications* 146(3), 282–288, 1999.

Habibullah, M. and Lu, D. D. C., “A Speed-Sensorless FS-PTC of Induction Motors Using Extended Kalman Filters”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 62(11), 6765–6778, 2015.

Haykin, S., Adaptive Filter Theory. (3rd ed). *Prentice Hall*, 1996.

Holtz, J., “Sensorless control of induction motors-performance and limitations”. *Proceedings of the 2000 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2000. ISIE 2000*, Cholula, Puebla, Mexico s. PL12–PL20, 4-8 December, 2000.

Holtz, J., “Sensorless control of induction motor drives”. *Proceedings of the IEEE* 90(8), 1359–1394, 2002.

Holtz, J., “Sensorless Control of Induction Machines-With or Without Signal Injection?” *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 53(1), 7–30, 2005.

Huang, J., Liu, H., Li, B. and Kong, W., “Second-Order Sliding-Mode Observer With Online Parameter Identification for Sensorless Induction Motor Drives”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 61(10), 5280–5289, 2014.

Inan, R. and Barut, M., “Bi input-extended Kalman filter-based speed-sensorless control of an induction machine~capable of working in the field-weakening region”, *Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences* 22, 588–604, 2014.

Jouili, M., Jarray, K., Koubaa, Y. and Boussak, M., “Luenberger state observer for speed sensorless ISFOC induction motor drives”, *Electric Power Systems Research* 89, 139–147, 2012.

Kan, J., Zhang, K. and Wang, Z., “Indirect vector control with simplified rotor resistance adaptation for induction machines”, *IET Power Electronics* 8(7), 1284–1294, 2015.

Karanayil, B., Rahman, M. F. and Grantham, C., “Stator and rotor resistance observers for induction motor drive using fuzzy logic and artificial neural networks”, *IEEE Transactions on Energy Conversion* 20(4), 771–780, 2005.

Kassem, A. M., “Modelling and robust control design of a standalone wind-based energy storage generation unit powering an induction motor-variable-displacement pressure-compensated pump”, *IET Renewable Power Generation* 10(3), 275–286, 2016.

Krim, S., Gdaim, S., Mtibaa, A. and Mimouni, M. F., “Contribution of the FPGAs for complex control algorithms: Sensorless DTFC with an EKF of an induction motor”, *International Journal of Automation and Computing* 1–12, 2016.

Kubota, K. and Matsuse, K., “Speed sensorless field-oriented control of induction motor with rotor resistance adaptation”, *IEEE Transactions on Industry Applications* 30(5), 1219–1224, 1994.

Kubota, K., Matsuse, K. and Nakano, T., “DSP-based speed adaptive flux observer of induction motor”, *IEEE Transactions on Industry Applications* 29(2), 344–348, 1993.

Kumar, R., Das, S., Syam, P. and Chattopadhyay, A. K., “Review on model reference adaptive system for sensorless vector control of induction motor drives”, *IET Electric Power Applications* 9(7), 496–511, 2015.

Laamari, Y., Chafaa, K. and Athamena, B., “Particle swarm optimization of an extended Kalman filter for speed and rotor flux estimation of an induction motor drive”, *Electrical Engineering* 97(2), 129–138, 2015.

Lascu, C., Boldea, I. and Blaabjerg, F., “Direct torque control of sensorless induction motor drives: a sliding-mode approach”, *IEEE Transactions on Industry Applications* 40(2), 582–590, 2004.

Lehtla, T., Joller, J., Lehtla, M. and Laugis, J., “Parameter identification and comparison of an induction motor models”, *Power Electronics and Variable Speed Drives, 2000. Eighth International Conference on (IEE Conf. Publ. No. 475)*, London, UK, s. 201–205 18-19 September, 2000.

Lin, F. J., “Robust speed-controlled induction-motor drive using EKF and RLS estimators”, *IEE Proceedings-Electric Power Applications* 143(3), 186–192, 1996.

Lin, F. J. and Su, H. M., “A high-performance induction motor drive with on-line rotor time-constant estimation”, *IEEE Transactions on Energy Conversion* 12(4), 297–303, 1997.

Madadi Kojabadi, H., “Active power and MRAS based rotor resistance identification of an IM drive”, *Simulation Modelling Practice and Theory* 17(2), 376–389, 2009.

Madadi Kojabadi, H., Abarzadeh, M. and Aghaei Farouji, S. “Robust stator resistance identification of an IM drive using model reference adaptive system”, *Energy Conversion and Management* 65, 507–517, 2013.

Mapelli, F. L., Tarsitano, D. and Cheli, F., “MRAS rotor resistance estimators for EV vector controlled induction motor traction drive: Analysis and experimental results”, *Electric Power Systems Research* 146, 298–307, 2017.

Marino, R., Tomei, P. and Verrelli, C. M., “Adaptive control for speed-sensorless induction motors with uncertain load torque and rotor resistance”, *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing* 19(9), 661–685, 2005.

Mohan Krishna, S. and Febin Daya, J. L., “MRAS speed estimator with fuzzy and PI stator resistance adaptation for sensorless induction motor drives using RT-lab”, *Perspectives in Science* 8, 121–126, 2016.

Noei, A. R. and Kholerdi, H. A., “Practical intelligent modeling of three-phase induction machine”, *2015 7th Conference on Information and Knowledge Technology (IKT)*, Urmia, Iran, s. 1–6, 26-28 May, 2015.

Orlowska-Kowalska, T. and Dybkowski, M., “Stator-Current-Based MRAS Estimator for a Wide Range Speed-Sensorless Induction-Motor Drive”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 57(4), 1296–1308, 2010.

Ozsoy, E. E., Gokasan, M. and Bogosyan, S., “Simultaneous rotor and stator resistance estimation of squirrel cage induction machine with a single extended kalman filter”, *Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences* 18(5), 853–863, 2010.

Perng, S. S., Lai, Y. S. and Liu, C. H., “Sensorless vector controller for induction motor drives with parameter identification”, *Proceedings of the 24th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 1998. IECON '98*, Aachen, Germany, s. 1008–1013, 31 August-4 September, 1998.

Proca, A. B. and Keyhani, A., “Identification of variable frequency induction motor models from operating data”, *IEEE Transactions on Energy Conversion* 17(1), 24–31, 2002.

Rashed, M. and Stronach, A., “A stable back-EMF MRAS-based sensorless low-speed induction motor drive insensitive to stator resistance variation”, *IEE Proceedings - Electric Power Applications* 151(6), 685–693, 2004.

Ravi Teja, A., Chakraborty, C., Maiti, S. and Hori, Y., “A New Model Reference Adaptive Controller for Four Quadrant Vector Controlled Induction Motor Drives”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 59(10), 3757–3767, 2012.

Rayyam, M., Zazi, M., Hajji, Y. and Chtouki, I., “Stator and rotor faults detection in Induction Motor (IM) using the Extended Kaman Filter (EKF)”. *2016 International Conference on Electrical and Information Technologies (ICEIT)*, Tangier, Morocco, s. 148–152, 4-7 May, 2016.

Salmasi, F. R. and Najafabadi, T., “An Adaptive Observer With Online Rotor and Stator Resistance Estimation for Induction Motors With One Phase Current Sensor”. *IEEE Transactions on Energy Conversion* 26(3), 959–966, 2011.

Salmasi, F. R., Najafabadi, T. and Jabejdar-Maralani, P., “An Adaptive Flux Observer With Online Estimation of DC-Link Voltage and Rotor Resistance For VSI-Based Induction Motors”, *IEEE Transactions on Power Electronics* 25(5), 1310–1319, 2010.

Salvatore, L., Stasi, S. and Tarchioni, L., “A new EKF-based algorithm for flux estimation in induction machines”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 40(5), 496–504, 1993.

Schauder, C., “Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers”, *IEEE Transactions on Industry Applications* 28(5), 1054–1061, 1992.

Shinohara, K., Nagano, T., Arima, H. and Mustafa, W. Z. W., “Online tuning method of stator and rotor resistances in both motoring and regenerating operations for vector-controlled induction machines”, *Electrical Engineering in Japan* 135(1), 56–64, 2001.

Smith, A. N., Gadoue, S. M. and Finch, J. W., “Improved Rotor Flux Estimation at Low Speeds for Torque MRAS-Based Sensorless Induction Motor Drives”, *IEEE Transactions on Energy Conversion* 31(1), 270–282, 2016.

Takahashi, I. and Noguchi, T. “A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor”, *IEEE Transactions on Industry Applications* IA-22(5), 820–827, 1986.

Talla, J., Peroutka, Z., Blahnik, V. and Streit, L., “Rotor and stator resistance estimation of induction motor based on augmented EKF”, *2015 International Conference on Applied Electronics (AE)*, Pilsen, Czech Republic s. 253–258, 8-9 September, 2015.

Terras, T., Hadjeri, S., Mezouar, A. and Chikouche, T., “Robust speed control with rotor resistance estimation”, *Canadian Journal of Electrical and Computer Engineering* 36(2), 43–51, 2013.

Tursini, M., Petrella, R. and Parasiliti, F., “Adaptive sliding-mode observer for speed-sensorless control of induction motors”, *IEEE Transactions on Industry Applications* 36(5), 1380–1387, 2000.

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

Vasic, V., Vukosavic, S. N. and Levi, E., “A stator resistance estimation scheme for speed sensorless rotor flux oriented induction motor drives”, *IEEE Transactions on Energy Conversion* 18(4), 476–483, 2003.

Verma, V., Chakraborty, C., Maiti, S. and Hori, Y., “Speed Sensorless Vector Controlled Induction Motor Drive Using Single Current Sensor”, *IEEE Transactions on Energy Conversion* 28(4), 938–950, 2013.

Vieira, R. P., Gastaldini, C. C., Azzolin, R. Z. and Gründling, H., “Discrete-time sliding mode speed observer for sensorless control of induction motor drives”, *IET Electric Power Applications* 6(9), 681–688, 2012.

Vieira, R. P., Gastaldini, C. C., Azzolin, R. Z. and Gründling, H. A., “Sensorless Sliding-Mode Rotor Speed Observer of Induction Machines Based on Magnetizing Current Estimation”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 61(9), 4573–4582, 2014.

Wade, S., Dunnigan, M. W and Williams, B. W., “Improving the accuracy of the rotor resistance estimate for vector-controlled induction machines”, *IEE Proceedings-Electric Power Applications* 144(5), 285–294, 1997.

Wlas, M., Krzemiński, Z. and Toliyat, H., “Neural-Network-Based Parameter Estimations of Induction Motors”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 55(4), 1783–1794, 2008.

Yang, S., Ding, D., Li, X., Xie, Z., Zhang, X. and Chang, L., “A Novel Online Parameter Estimation Method for Indirect Field Oriented Induction Motor Drives”, *IEEE Transactions on Energy Conversion* 32(4), 1562–1573, 2017.

Yin, Z., Li, G., Zhang, Y., Liu, J., Sun, X. and Zhong, Y., “A Speed and Flux Observer of Induction Motor Based on Extended Kalman Filter and Markov Chain”, *IEEE Transactions on Power Electronics* 32(9), 7096–7117, 2017.

Yin, Z., Zhao, C., Liu, J. and Zhong, Y., “Research on Anti-Error Performance of Speed and Flux Estimator for Induction Motor Using Robust Reduced-Order EKF”, *IEEE Transactions on Industrial Informatics* 9(2), 1037–1046, 2013.

Yin, Z., Zhao, C., Zhong, Y. R., and Liu, J., “Research on Robust Performance of Speed-Sensorless Vector Control for the Induction Motor Using an Interfacing Multiple-Model Extended Kalman Filter”, *IEEE Transactions on Power Electronics* 29(6), 3011–3019, 2014.

Yongchang, Z. and Zhengming, Z., “Speed sensorless control for three-level inverter-fed induction motors using an Extended Luenberger Observer”., *2008 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, Harbin, Hei Longjiang, China, s. 1–5, 2-5 September, 2008.

Zaky, M. S., Metwaly, M. K., Shokralla, S. S. and Yasin, H. A., “Wide-Speed-Range Estimation With Online Parameter Identification Schemes of Sensorless Induction Motor Drives”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 56(5), 1699–1707, 2009.

Zbede, Y. B., Gadoue, S. M. and Atkinson, D. J., “Model Predictive MRAS Estimator for Sensorless Induction Motor Drives”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 63(6), 3511–3521, 2016.

Zerdali, E., Hız-Algılayıcısız Genişletilmiş Kalman Filtresi Tabanlı Kestirici Tasarımının Genetik Algoritma İle optimizasyonu, Yüksek Lisans, *Niğde Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, Niğde, 2011.

Zerdali, E. and Barut, M., “MRAS based real-time speed-sensorless control of induction motor with optimized fuzzy-PI controller”. *2013 IEEE International Symposium on Sensorless Control for Electrical Drives and Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics (SLED/PRECEDE)*, München, Germany, s. 1–5, 17-19 October, 2013.

Zerdali, E. and Barut, M., “Novel version of bi input-extended Kalman filter for speed-sensorless control of induction motors with estimations of rotor and stator resistances, load torque, and inertia”, *Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences* 24(5), 4525–4544, 2016.

Zerdali, E. and Barut, M., “The Comparisons of Optimized Extended Kalman Filters for Speed-Sensorless Control of Induction Motors”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 64(6), 4340–4351, 2017.

Zhen, L. and Xu, L., “Sensorless field orientation control of induction machines based on a mutual MRAS scheme”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 45(5), 824–831, 1998.

Zheng, H., Zhao, J. and Liu, L., “Improved Mutual MRAS Speed Identification Based on Back-EMF”, *Journal of Electrical Engineering and Technology* 11(3), 769–774, 2016.

Zorgani, Y. A., Koubaa, Y. and Boussak, M., “MRAS state estimator for speed sensorless ISFOC induction motor drives with Luenberger load torque estimation”, *ISA Transactions* 61, 308–317, 2016.

ÖZ GEÇMİŞ

Rıdvan Demir, 02.04.1986 tarihinde Samsun'da doğdu. İlk öğretimini Kayseri'nin Develi ilçesinde, orta ve lise öğretimlerini Kayseri'de tamamladı. 2003 yılında girdiği Niğde Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'nden Haziran 2007'de mezun oldu. 2007-2009 yılları arasında Kayseri'de özel bir şirkette elektrik-elektronik mühendisi olarak çalıştı. 2008 yılı Temmuz ayında yüksek lisans öğrenimine başladı ve Haziran 2011'de yüksek lisans öğrenimini tamamladı. 09/11/2009 yılında Niğde Üniversitesi Bor MYO Elektrik ve Enerji Bölümü'ne öğretim görevlisi olarak atandı. O tarihten beri yine aynı bölümde öğretim görevlisi olarak çalışmakta ve 2012 yılında başladığı doktora öğrenimine devam etmektedir. Bilim dalındaki ilgi alanları asenkron motorlar, hız-algılayıcılı/algılayıcısız kontrol, gözlemleyici tasarımı ve a.a motor sürücüleridir.

TEZ ÇALIŞMASINDAN ÜRETİLEN ESERLER

Bu tez çalışmasından, 1 (bir) adet SCI-E indeksli uluslararası makale, 1 (bir) adet uluslararası tebliğ (bildiri) ve 2 (iki) adet ulusal tebliğ yayınlanmış olup diğer çalışmalar hazırlık aşamasındadır. Yayınlanan bu çalışmalar aşağıda listelenmiştir:

Demir, R. and Barut, M., “Novel hybrid estimator based on model reference adaptive system and extended Kalman filter for speed-sensorless induction motor control”. *Transactions of the Institute of Measurement and Control* 2017. (doi: 10.1177/0142331217734631)

Demir, R., Barut, M., Yıldız, R., İnan, R. and Zerdali, E., “EKF Based Rotor and Stator Resistance Estimations for Direct Torque Control of Induction Motors”, *2017 International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM) & 2017 Intl Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics (ACEMP)*, Brasov, Romania, s. 376–381, 25-27 May, 2017a.

Demir, R., Barut, M., Yıldız, R., Zerdali, E. ve İnan, R., “Asenkron Motorların hız- algılayıcılı Doğrudan Vektör Kontrolü için İndirgenmiş Dereceli Genişletilmiş Kalman Fitresi Tabanlı Stator ve Rotor Direnci Kestirimi”, *1. Ulusal Elektrik Enerjisi Dönüşümü Kongresi*, Elazığ, Türkiye, s. 189-193, 21-22 Eylül, 2017b.

Demir, R., Barut, M. ve Yıldız, R., “Asenkron Motorların Hız-Algılayıcılı Doğrudan Vektör Kontrolü için İndirgenmiş Dereceli Genişletilmiş Kalman Fitresi Tabanlı Parametre Kestirimi”, *Otomatik Kontrol Türk Milli Komitesi Ulusal Toplantısı (TOK 2017)*, İstanbul Türkiye, s. 562–567, 21-23 Eylül, 2017c.

