



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

ASENKRON MOTOR KONTROLÜ İÇİN YAPAY ZEKA TABANLI
ALGORİTMALARIN GELİŞTİRİLMESİ VE GERÇEK-ZAMANLI
UYGULAMALARI

EMRAH ZERDALI

Eylül 2016

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

ASENKRON MOTOR KONTROLÜ İÇİN YAPAY ZEKA TABANLI
ALGORİTMALARIN GELİŞTİRİLMESİ VE GERÇEK-ZAMANLI
UYGULAMALARI

EMRAH ZERDALI

Doktora Tezi

Danışman

Doç. Dr. Murat BARUT

Eylül 2016

Emrah ZERDALİ tarafından **Doç. Dr. Murat BARUT** danışmanlığında hazırlanan **“ASENKRON MOTOR KONTROLÜ İÇİN YAPAY ZEKA TABANLI ALGORİTMALARIN GELİŞTİRİLMESİ VE GERÇEK-ZAMANLI UYGULAMALARI”** adlı bu çalışma jürimiz tarafından Ömer Halisdemir Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü **Elektrik-Elektronik Mühendisliği** Ana Bilim Dalı’nda Doktora tezi olarak kabul edilmiştir.

Başkan : Prof. Dr. Saffet AYASUN, Ömer Halisdemir Üniversitesi

Üye : Prof. Dr. Köksal ERENTÜRK, Atatürk Üniversitesi

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

Üye : Doç. Dr. Ferhat DALDABAN, Erciyes Üniversitesi

Üye : Doç. Dr. Murat BARUT, 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.

Emrah ZERDALI

ÖZET

ASENKRON MOTOR KONTROLÜ İÇİN YAPAY ZEKA TABANLI ALGORİTMALARIN GELİŞTİRİLMESİ VE GERÇEK-ZAMANLI UYGULAMALARI

ZERDALI, Emrah

Ömer Halisdemir Üniversitesi

Fen Bilimleri Enstitüsü

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Danışman : Doç. Dr. Murat BARUT

Eylül 2016, 132 sayfa

Bu tez çalışmasında, asenkron motorların (ASM'lerin) hız-algılayıcısız kontrolü için yapay zeka tabanlı kestirim algoritmalarının geliştirilmesi ve gerçek-zamanlı uygulamaları gerçekleştirilmiştir. Bu amaçla, literatürdeki ASM'lerin hız-algılayıcısız kontrolünde kullanılan çalışmalar incelenerek, tez çalışması kapsamında dört farklı çalışma önerilmiştir. İlk çalışmada, hız-algılayıcısız ASM kontrolünde kullanılan modele uyarlamalı sistemlerin uyarlama mekanizmasındaki geleneksel PI kontrolör yerine, kestirim başarımını arttırmak amacıyla iki adet optimize edilmiş bulanık mantık kontrolör (BMK) tasarımı gerçekleştirilmiştir. İkinci çalışmada, çift-girişli genişletilmiş Kalman filtresi (GKF) algoritmasının tasarımı gerçekleştirilmiş ve yüksek başarılı kestirimler elde edebilmek amacıyla çift-girişli GKF'ye ait sistem (Q) ve ölçme (R) gürültü kovaryans matrisleri, zaman alıcı deneme-yanılma yöntemi yerine, genetik algoritma yardımıyla belirlenmiştir. Üçüncü çalışmada, sezgisel algoritmaların ve maliyet fonksiyonlarının GKF optimizasyonu üzerindeki etkisi incelenmiştir. Gerçekleştirilen dördüncü çalışmada, ASM'nin çalışma koşullarından etkilenen ama genellikle sabit olarak kabul edilen GKF'ye ait Q ve R matrisleri tasarlanan BMK'lar yardımıyla ASM'nin çalışma koşullarına göre çevrimiçi olarak güncellenmiştir.

Anahtar Sözcükler: Asenkron motor, hız-algılayıcısız kontrol, yapay zeka.

SUMMARY

DEVELOPMENTS AND REAL-TIME IMPLEMENTATIONS OF ARTIFICIAL INTELLIGENT BASED ALGORITHMS FOR INDUCTION MOTOR CONTROL

ZERDALI, Emrah

Ömer Halisdemir University

Graduate School of Natural and Applied Sciences

Department of Electrical and Electronics Engineering

Supervisor : Associate Professor Dr. Murat BARUT

September 2016, 132 pages

In this thesis, developments and real-time implementations of artificial intelligent based algorithms are performed for speed-sensorless control of induction motors (IMs). For this purpose, studies on speed-sensorless control of IMs are investigated in the literature, and four different studies are proposed in this thesis. In the first study, instead of conventional PI controller which is utilized in the adaptation mechanism of model reference adaptive systems used for speed-sensorless control of IMs, two optimized fuzzy logic controllers (FLCs) are designed in order to increase the estimation performance. Secondly, bi-input extended Kalman filter (EKF) algorithm is designed, and in order to obtain high performance estimations its system ($\mathbf{Q}$) and measurement ($\mathbf{R}$) noise covariance matrices are optimized by using genetic algorithm instead of time-consuming trial-and-error method. Thirdly, the effect of heuristic algorithms and fitness functions on EKF optimization is investigated. In the last fourth study, the elements of $\mathbf{Q}$ and $\mathbf{R}$ noise covariance matrices in EKF algorithm, which are affected by operation conditions of IM but generally kept as constant, are online updated by the designed FLCs.

Keywords: Induction motor, speed-sensorless control, artificial intelligence.

ÖN SÖZ

Doktora tez çalışmamın yürütülmesi esnasında, çalışmalarına yön veren, bilgi ve yardımlarını esirgemeyen ve bana her türlü desteği 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 Doç. Dr. Aytekin BAĞIŞ'a teşekkürlerimi sunarım. Çalışma arkadaşlarım Öğr. Gör. Rıdvan DEMİR'e, Arş. Gör. Remzi İNAN'a, Arş. Gör. Recep YILDIZ'a ve Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü Öğretim Üyelerine müteşekkirdiğimi belirtmek isterim.

Bu tezi, bu günlere gelmemde maddi ve manevi her türlü desteğini esirgemeyen babam Ahmet ZERDALI'ye, annem Birgül ZERDALI'ye ve özellikle her zaman yanımda olan hayat arkadaşım Fatma Nur AKILEVİ ZERDALI'ye ithaf ediyorum.

İÇİNDEKİLER

ÖZET	iv
SUMMARY	v
ÖN SÖZ	vi
İÇİNDEKİLER	vii
ÇİZELGELER DİZİNİ	x
ŞEKİLLER DİZİNİ	xi
FOTOĞRAF DİZİNİ	xv
SİMGE VE KISALTMALAR	xvi
BÖLÜM I GİRİŞ	1
1.1 Asenkron Motorların Kontrol Yöntemleri.....	1
1.2 Asenkron Motorların Yüksek Başarımli Kontrolünde Kullanılan Hız Algılayıcıli/Algılayıcısız Kontrol Yöntemleri.....	4
1.3 Yapay Zeka Tabanlı Asenkron Motor Tasarım ve Kontrol Yöntemleri.....	12
BÖLÜM II GENİŞLETİLMİŞ KALMAN FİLTRESİ	17
2.1 Genişletilmiş ASM Modelleri	17
2.1.1 Beşinci dereceden genişletilmiş ASM modeli	17
2.1.2 Altıncı dereceden genişletilmiş ASM modeli	18
2.1.3 Yedinci dereceden genişletilmiş ASM modelleri	19
2.2 Genişletilmiş Kalman Filtresi.....	20
BÖLÜM III BULANIK MODELE UYARLAMALI SİSTEM.....	23
3.1 Giriş	23
3.2 Bulanık Modele Uyarlamalı Sistem	24
3.2.1 BPI_1 kontrolörünün tasarımı	25
3.2.2 BPI_2 kontrolörünün tasarımı	28
3.2.3 BPI_1 ve BPI_2 kontrolörlerinin DS1104 kontrolör kartına uyarlanması	29
3.3 Gerçek-Zamanlı Deney Sonuçları	30
3.4 Sonuç	32
BÖLÜM IV ASENKRON MOTORLARIN HIZ-ALGILAYICISIZ KONTROLÜ İÇİN ÇİFT-GİRİŞLİ GENİŞLETİLMİŞ KALMAN FİLTRESİ İLE ROTOR VE STATOR DİRENCİ, YÜK MOMENTİ VE EYLEMSİZLİK KESTİRİMLERİ	33

4.1	Giriş.....	33
4.2	Çift-Girişli GKF Algoritmasının Tasarımı	35
4.3	Hız-Algılayıcısız DVK Sistemleri.....	37
4.3.1	Hız kontrolüne yönelik hız-algılayıcısız DVK sistemi.....	37
4.3.2	Konum kontrolüne yönelik hız-algılayıcısız DVK sistemi	37
4.4	Benzetim Sonuçları	38
4.4.1	Hız kontrolüne yönelik hız-algılayıcısız DVK sistemi ile önerilen ÇG-GKF algoritmasının doğrulanması.....	40
4.4.2	Konum kontrolüne yönelik hız-algılayıcısız DVK sistemi ile önerilen ÇG-GKF algoritmasının doğrulanması.....	43
4.5	Gerçek-Zamanlı Deney Sonuçları	49
4.5.1	Genetik algoritma ile ÇG-GKF algoritmasının kovaryans matrislerinin optimizasyonu	49
4.5.2	Gerçek-zamanlı deney sonuçları	50
4.6	Sonuç.....	52
BÖLÜM V GENİŞLETİLMİŞ KALMAN FİLTRESİNİN SEZGİSEL ALGORİTMALAR İLE OPTİMİZASYONU		53
5.1	Giriş.....	53
5.2	Sezgisel Algoritmalar	54
5.2.1	Genetik algoritmalar	54
5.2.2	Diferansiyel gelişim algoritması.....	55
5.2.3	Parçacık sürü optimizasyonu	55
5.2.4	Yapay arı kolonisi	55
5.2.5	Karşıt tabanlı öğrenme.....	56
5.3	Sezgisel Algoritma Başarımlarının GKF Optimizasyonu Üzerinde Karşılaştırılması.....	57
5.4	Maliyet Fonksiyonlarının GKF Optimizasyonu Üzerindeki Etkisinin İncelenmesi .	60
5.4.1	GKF optimizasyonunda kullanılan DGA ve ÇADGA algoritmaları	61
5.4.2	GKF algoritmasının farklı maliyet fonksiyonları kullanılarak optimizasyonu.....	61
5.5	Sonuç.....	85
BÖLÜM VI BULANIK GENİŞLETİLMİŞ KALMAN FİLTRESİ.....		87
6.1	Giriş.....	87

6.2	Bulanık Genişletilmiş Kalman Filtresi	88
6.2.1	Gürültü kovaryans matrislerinin GKF kestirimleri üzerindeki etkisi	89
6.2.2	BMK tasarımları	89
6.3	Gerçek-Zamanlı Deney Sonuçları	92
6.4	Sonuç	99
BÖLÜM VII SONUÇ		101
KAYNAKLAR		105
EK-A	Genetik Algoritmanın Sözde Kodu	125
EK-B	Diferansiyel Gelişim Algoritmasının Sözde Kodu	126
EK-C	Parçacık Sürü Optimizasyonunun Sözde Kodu	127
EK-D	Yapay Arı Kolonisi Algoritmasının Sözde Kodu	128
EK-E	KTÖ tabanlı DGA Algoritmasına Ait Sözde Kod	129
EK-F	KTÖ tabanlı ÇADGA Algoritmasına Ait Sözde Kod	130
ÖZ GEÇMİŞ		131
TEZ ÇALIŞMASINDAN ÜRETİLEN ESERLER		132

ÇİZELGELER DİZİNİ

Çizelge 2.1. GKF algoritmasına ait işlem basamakları	21
Çizelge 3.1. BPI_1 ve BPI_2 kontrolörüne ait kural tablosu.....	28
Çizelge 3.2. Kontrolörlerin sayısal işaret işleyiciler üzerindeki hesap yükleri	31
Çizelge 5.1. Karşıt tabanlı optimizasyonun sözde kodu	57
Çizelge 5.2. Algoritmalara ait istatiksel bilgiler	59
Çizelge 5.3. DGA ve ÇADGA parametrelerinin seçme işleminin istatiksel analizi.....	65
Çizelge 5.4. Optimizasyonda kullanılan DGA ve ÇADGA parametreleri	66
Çizelge 5.5. Optimize edilmiş gürültü kovaryans matrisleri	68
Çizelge 5.6. Gerçek-zamanlı deneylerde kullanılan SKASM parametreleri	68
Çizelge 5.7. Senaryo I için yöntemlere ait ölçülen ve kestirilen durumlar arasındaki OKH'ler.....	71
Çizelge 5.8. Senaryo II için yöntemlere ait ölçülen ve kestirilen durumlar arasındaki OKH'ler.....	81
Çizelge 5.9. Senaryo III için yöntemlere ait ölçülen ve kestirilen durumlar arasındaki OKH'ler.....	82
Çizelge 6.1. $q_{\phi\beta}$ 'ya ait kural tablosu.....	91
Çizelge 6.2. q_{ω} 'ya ait kural tablosu.....	92
Çizelge 6.3. Gerçek-zamanlı deneylerde kullanılan SKASM parametreleri	92
Çizelge 6.4. Şekil 6.4 ve Şekil 6.5'te kullanılan gürültü kovaryans matrisleri	92

ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 1.1. Asenkron motorun dolaylı vektör kontrolü	2
Şekil 1.2. Asenkron motorun doğrudan vektör kontrolü	2
Şekil 1.3. Asenkron motorun doğrudan moment kontrolü.....	3
Şekil 1.4. Rotor akısı tabanlı modele uyarlamalı sistem (Schauder, 1992)	6
Şekil 1.5. Asenkron motorun gözlemleyici tabanlı doğrudan vektör kontrolü	10
Şekil 3.1. Bulanık MUS blok şeması.....	25
Şekil 3.2. BPI_1 ve BPI_2 kontrolörlerin yapısı	25
Şekil 3.3. BPI_1 kontrolörünün (a) giriş ve çıkışları (b) hataya ait giriş üyelik fonksiyonları (c) hatanın değişimine ait giriş üyelik fonksiyonları (d) çıkışa ait üyelik fonksiyonları (e) kuralları ve (f) kontrol yüzgeği	26
Şekil 3.4. BPI_2 kontrolörünün (a) giriş ve çıkışları (b) hataya ait giriş üyelik fonksiyonları (c) hatanın değişimine ait giriş üyelik fonksiyonları (d) çıkışa ait üyelik fonksiyonları (e) kuralları ve (f) kontrol yüzgeği	27
Şekil 3.5. BPI_2 kontrolörüne ait optimize edilecek üyelik fonksiyonları.....	28
Şekil 3.6. BPI_1 ve BPI_2 kontrolörlerinin DS1104 kontrolör kartına uyarlanması	28
Şekil 3.7. Yüksek hız bölgesinde hız tersleme altındaki GPI , BPI_1 ve BPI_2 tabanlı RA-MUS ile elde edilen kestirim sonuçlarının karşılaştırılması	29
Şekil 3.8. Düşük hız bölgesinde hız tersleme altındaki GPI , BPI_1 ve BPI_2 tabanlı RA-MUS ile elde edilen kestirim sonuçlarının karşılaştırılması	29
Şekil 3.9. Düşük hız bölgesinde hız tersleme altındaki GPI , BPI_1 ve BPI_2 tabanlı RA-MUS ile elde edilen kestirim sonuçlarının karşılaştırılması	30
Şekil 3.10. Düşük hız bölgesinde yük momenti değişimi altındaki GPI , BPI_1 ve BPI_2 tabanlı RA-MUS ile elde edilen kestirim sonuçlarının karşılaştırılması	30
Şekil 4.1. ÇG-GKF algoritmasının akış şeması.....	34
Şekil 4.2. ASM'ler için hız kontrolüne yönelik hız-algılayıcısız DVK sistemi	35
Şekil 4.3. ASM'ler için konum kontrolüne yönelik hız-algılayıcısız DVK sistemi	36
Şekil 4.4. Başarım testi için n_m^{ref} , uygulanan t_L , R_s , R_r ve γ_T 'nin değişimleri	39
Şekil 4.5. ÇG-GKF tabanlı kestirici ve DVK sistemi için kestirim sonuçları	40
Şekil 4.6. Kestirim ve izleme hataları için benzetim sonuçları	41

Şekil 4.7. Başarım testi için θ_m^{ref} , uygulanan t_L , R_s , R_r ve γ_T 'nin değişimleri.....	42
Şekil 4.8. θ_m^{ref} 'in basamak biçimli değişimleri için ÇG-GKF tabanlı kestirici ve DVK sistemine ilişkin kestirim ve izleme sonuçları (a) θ_m^{ref} ve $\hat{\theta}_m$ değişimleri (b) $e_{n_m} = n_m - \hat{n}_m$ değişimleri (c) $ \hat{\varphi}_r $ ve $ \varphi_r ^{ref}$ değişimleri (d) $e_{i_{s\alpha}} = i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha}$ değişimleri (e) t_L ve $\hat{t}_L$ değişimleri (f) $e_{t_L} = t_L - \hat{t}_L$ değişimleri (g) R_r ve $\hat{R}_r$ değişimleri (ğ) $e_{R_r} = R_r - \hat{R}_r$ değişimleri (h) R_s ve $\hat{R}_s$ değişimleri (ı) $e_{R_s} = R_s - \hat{R}_s$ değişimleri (i) γ_T ve $\hat{\gamma}_T$ değişimleri (j) $e_{\gamma_T} = \gamma_T - \hat{\gamma}_T$ değişimleri (k) $\hat{\varphi}_{r\alpha}$ ve $\hat{\varphi}_{r\beta}$ değişimleri (l) $e_{\varphi_{r\alpha}} = \varphi_{r\alpha} - \hat{\varphi}_{r\alpha}$ değişimleri ...	44
Şekil 4.9. Başarım testi için θ_m^{ref} , uygulanan t_L , R_s , R_r ve γ_T 'nin değişimleri.....	45
Şekil 4.10. j_T değişimi için (a) Önerilen ÇG-GKF'ye ait kestirim başarımı (b) Barut ve Bogosyan (2007)'deki Örgülü-GKF'lere ait kestirim başarımı	46
Şekil 4.11. ÇG-GKF algoritmasını doğrulamak için kullanılan gerçek-zamanlı deney düzeneği	48
Şekil 4.12. ÇG-GKF algoritmasını doğrulamak için kullanılan gerçek-zamanlı deney düzeneği	51
Şekil 5.1. Akım, hız ve yük momenti hatası kullanılarak yapılan optimizasyon işlemi için gerekli eğitim verileri.....	58
Şekil 5.2. GKF optimizasyonu probleminin çözümünde SA'lara ait yakınsama eğrileri	59
Şekil 5.3. Temsili Pareto optimal sonuçlar	64
Şekil 5.4. Akım, hız ve yük momenti hatası kullanılarak yapılan optimizasyon işlemi için gerekli eğitim veri seti.....	66
Şekil 5.5. Çevrimdışı gerçekleştirilen optimizasyon işleminin blok şeması	67
Şekil 5.6. Optimize edilmiş GKF algoritmalarının doğrulanmasında kullanılan deney düzeneği	68
Şekil 5.7. Hız hataları kullanılarak optimize edilmiş GKF algoritmasının kestirim başarımı	73
Şekil 5.8. Hız hataları kullanılarak optimize edilmiş GKF algoritmasının kestirim hataları.....	73
Şekil 5.9. Akım hataları kullanılarak optimize edilmiş GKF algoritmasının kestirim başarımı	74
Şekil 5.10. Akım hataları kullanılarak optimize edilmiş GKF algoritmasının kestirim	

hataları.....	74
Şekil 5.11. Hız ve moment hataları kullanılarak optimize edilmiş GKF algoritmasının kestirim başarımı.....	75
Şekil 5.12. Hız ve moment hataları kullanılarak optimize edilmiş GKF algoritmasının kestirim hataları	75
Şekil 5.13. Akım ve hız hataları kullanılarak optimize edilmiş GKF algoritmasının kestirim başarımı.....	76
Şekil 5.14. Akım ve hız hataları kullanılarak optimize edilmiş GKF algoritmasının kestirim hataları	76
Şekil 5.15. Hız hataları ile optimize edilmiş GKF algoritmasının düşük hız sonuçları .	77
Şekil 5.16. Hız hataları ile optimize edilmiş GKF algoritmasının düşük hız hataları	77
Şekil 5.17. Akım hataları ile optimize edilmiş GKF algoritmasının düşük hız sonuçları	78
Şekil 5.18. Akım hataları ile optimize edilmiş GKF algoritmasının düşük hız hataları .	78
Şekil 5.19. Hız ve moment hataları ile optimize edilmiş GKF algoritmasının düşük hız sonuçları.....	79
Şekil 5.20. Hız ve moment hataları ile optimize edilmiş GKF algoritmasının düşük hız hataları.....	79
Şekil 5.21. Akım ve hız hataları ile optimize edilmiş GKF algoritmasının düşük hız sonuçları.....	80
Şekil 5.22. Akım ve hız hataları ile optimize edilmiş GKF algoritmasının düşük hız hataları.....	80
Şekil 5.23. Hız hataları ile optimize edilmiş GKF algoritmasının R_s ve R_r değişimleri altındaki kestirim sonuçları.....	83
Şekil 5.24. Akım hataları ile optimize edilmiş GKF algoritmasının R_s ve R_r değişimleri altındaki kestirim sonuçları.....	83
Şekil 5.25. Hız ve moment hataları ile optimize edilmiş GKF algoritmasının R_s ve R_r değişimleri altındaki kestirim sonuçları.....	84
Şekil 5.26. Hız hataları ile optimize edilmiş GKF algoritmasının R_s ve R_r değişimleri altındaki kestirim sonuçları.....	84
Şekil 6.1. BGKF algoritmasına ait blok şeması.....	91
Şekil 6.2. Üyelik fonksiyonları (a) n_m 'ye ait üyelik fonksiyonu (b) Δn_m 'ye ait üyelik fonksiyonu (c) $q_{\phi\beta}$ 'ya ait üyelik fonksiyonu (d) q_{ω} 'ya ait üyelik fonksiyonu	

.....	91
Şekil 6.3. Optimize edilmiş GKF algoritmalarının doğrulanmasında kullanılan deney düzeneği	92
Şekil 6.4. Yüksek hız bölgesinde t_L değişimleri altında GGKF ve BGKF başarımları .	93
Şekil 6.5. Anma hız ve anma yük momenti altında hız ve yük momenti terslendirilmesindeki GGKF ve BGKF başarımları	94
Şekil 6.6. Anma hız ve anma yük momenti altında hız ve yük momenti terslendirilmesinde GGKF ve BGKF başarımları.....	95
Şekil 6.7. Anma hız ve anma yük momenti altında hız ve yük momenti terslendirilmesindeki GGKF ve BGKF başarımları	96
Şekil 6.8. Orta hız bölgesinde basamak şeklindeki t_L değişimleri altında GGKF ve BGKF'nin kestirim başarımları	97
Şekil 6.9. Orta hız bölgesinde basamak şeklindeki t_L değişimleri altında GGKF ve BGKF'nin kestirim başarımları	98
Şekil 6.10. Düşük hız bölgesinde basamak şeklindeki t_L değişimleri altında GGKF ve BGKF'nin kestirim başarımları	99

FOTOĞRAF DİZİNİ

Fotoğraf 4.1. ÇG-GKF algoritmasını doğrulamak için kullanılan gerçek-zamanlı deney düzeniği	48
---	----



SİMGE VE KISALTMALAR

Simgeler	Açıklama
x_e	Genişletilmiş durum vektörü
f_e	Durum ve girişlerin doğrusal olmayan fonksiyonu
A_e	Sistem matrisi
B_e	Giriş matrisi
u_e	Kontrol giriş vektörü
h_e	Çıkış fonksiyonu
H_e	Ölçme matrisi
w	Sıfır ortalama değerli sistem gürültüsü
v	Sıfır ortalama değerli ölçme gürültüsü
Q	Sistem gürültüsü kovaryans matrisi
R	Ölçme gürültüsü kovaryans matrisi
F	Doğrusal olmayan modeli doğrusallaştırmada kullanılan fonksiyonu
P	Durum hata ya da durum vektörünün öngörülen kovaryans matrisi
P_k^-	k anındaki önceki kovaryans matrisi
P_k	k anındaki sonraki kovaryans matrisi
$\alpha\beta -$	Stator $a -$ fazı referanslı duran eksen takımı
$dq -$	Senkron hızla (ya da genel) dönen eksen takımı
α, β	$\alpha\beta -$ eksen takımı bileşenleri
d, q	$dq -$ eksen takımı bileşenleri
v_{sa}, v_{sb}, v_{sc}	Stator faz gerilimlerinin ani değerleri
i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}	Stator faz akımlarının ani değerleri
$v_{s\alpha}, v_{s\beta}$	Stator gerilimlerinin $\alpha\beta -$ takımı bileşenleri
$i_{s\alpha}, i_{s\beta}$	Stator akımlarının $\alpha\beta -$ takımı bileşenleri
i_{sd}, i_{sq}	Stator akımlarının $dq -$ takımı bileşenleri
$\varphi_{sa}, \varphi_{s\beta}$	Stator akılarının $\alpha\beta -$ takımı bileşenleri
$\varphi_{ra}, \varphi_{r\beta}$	Rotor akılarının $\alpha\beta -$ takımı bileşenleri

ω_m	Rotor açısal hızı
n_m	Rotor hızı
n_{mn}	Anma rotor hızı
p_p	Kutup çifti sayısı
P	Anma gücü
f	Anma frekansı
V	Anma gerilimi
I	Anma akımı
θ_{rf}	Yönlendirilen akının duran eksen takımına göre konumu
t_L	Bozucu yük momenti
t_{Ln}	Bozucu yük momentinin anma değeri
t_e	İndüklenen elektromanyetik moment
R_s	Stator direnci
R_{sn}	Stator direncinin anma değeri
R'_r	Statora indirgenmiş rotor direnci
R'_{rn}	Statora indirgenmiş rotor direncinin anma değeri
L_m	Mıknatıslama endüktansı
L_s	Stator endüktansı
L'_r	Statora indirgenmiş rotor endüktansı
L_{ls}	Stator kaçak endüktansı
L_{lr}	Rotor kaçak endüktansı
L_σ	Stator geçici endüktansı
σ	Kaçak ya da kuplaj faktörü
J_T	Yük ve asenkron motorun toplam eylemsizliği
B_T	Yük ve asenkron motorun toplam viskoz sürtünme katsayısı
T	Örnekleme zamanı
t	Zaman
e	Hata terimi
Δe	Hatanın zamana göre değişimi
k_1, k_2 ve k_3	Bulanık PI kontrolör katsayıları
$ \vec{\cdot} $	Vektörün genliği
$e_{(.)}$	Ölçülen ile kestirilen durum/parametre arasındaki fark

D	Parametre boyutu
$\bar{x}$	Karşıt sayı
$\bar{P}$	Karşıt nüfus
$x_{alt}, x_{üst}$	Parametrelerin alt ve üst sınırları
$q_{i_\alpha}, q_{i_\beta}$	Q matrisindeki akımın α ve β bileşenlerine ilişkin gürültü kovaryans değerleri
$q_{\varphi_\alpha}, q_{\varphi_\beta}$	Q matrisindeki rotor akısının α ve β bileşenlerine ilişkin gürültü kovaryans değerleri
q_ω	Q matrisindeki hıza ilişkin gürültü kovaryans değeri
q_t	Q matrisindeki yük momentine ilişkin gürültü kovaryans değeri
r_1, r_2	R matrisindeki akımın α ve β bileşenlerine ilişkin gürültü kovaryans değerleri
d_x	x noktasının orijine olan Öklid mesafesi
d_{min}	Minimum Öklid mesafesi

Kısaltmalar

Açıklama

AA	Alternatif Akım
ASM	Asenkron Motor
BGKF	Bulanık Genişletilmiş Kalman Filtresi
BMK	Bulanık Mantık Kontrolör
BMUS	Bulanık Modele Uyarlamalı Sistem
BPI	Bulanık PI Kontrolör
BSA	Bulanık Sinir Ağları
ÇADGA	Çok-Amaçlı Diferansiyel Gelişim Algoritması
ÇG-GKF	Çift-Girişli Genişletilmiş Kalman Filtresi
DA	Doğru Akım
DGA	Diferansiyel Gelişim Algoritması
DGM	Darbe Genlik Modülasyonu
DMK	Doğrudan Moment Kontrolü
EMK	Elektromanyetik Kuvvet
GA	Genetik Algoritma
GGKF	Geleneksel Genişletilmiş Kalman Filtresi

GKF	Genişletilmiş Kalman Filtresi
GLG	Genişletilmiş Luenberger Gözlemleyicisi
GMUS	Geleneksel Modele Uyarlamalı Sistem
GPI	Geleneksel PI Kontrolör
İDAG	İndirgenmiş Dereceli Akı Gözlemleyicisi
KF	Kalman Filtresi
KKK	Kayma Kipli Kontrol
KT	Karşıt Tabanlı ğrenme
LG	Luenberger Gözlemleyicisi
MUS	Modele Uyarlamalı Sistem
OKH	Ortalama Karesel Hata
PSO	Parçacık Sürü Optimizasyonu
RA-MUS	Rotor Akısı Tabanlı Modele Uyarlamalı Sistem
RG-MUS	Reaktif Güç Tabanlı Modele Uyarlamalı Sistem
SA	Sezgisel Algoritma
SA-MUS	Stator Akımı Tabanlı Modele Uyarlamalı Sistem
SKASM	Sincap Kafesli Asenkron Motor
TDAG	Tam Dereceli Akı Gözlemleyicisi
HUAG	Hız-Uyarlamalı Akı Gözlemleyicisi
VK	Vektör Kontrolü
X-MUS	X Tabanlı Modele Uyarlamalı Sistem
YAK	Yapay Arı Kolonisi
YSA	Yapay Sinir Ağı
YZ-MUS	Yapay Zeka Tabanlı Modele Uyarlamalı Sistem
ZEMK-MUS	Zıt EMK Tabanlı Modele Uyarlamalı Sistem

BÖLÜM I

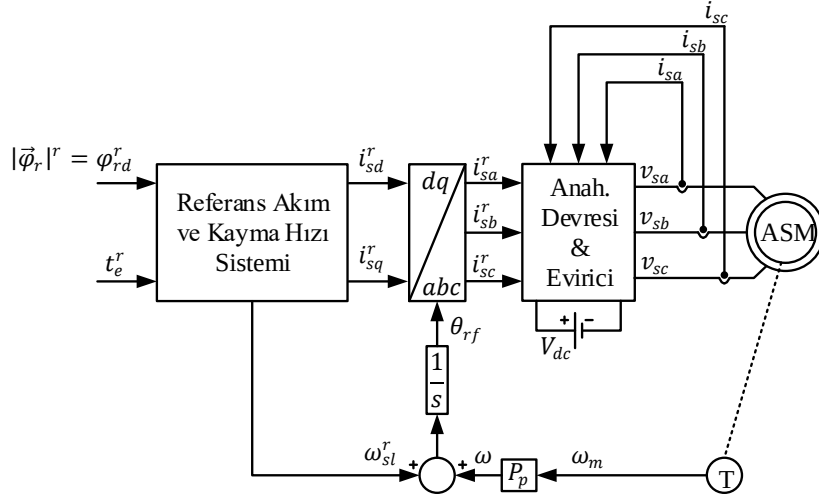
GİRİŞ

Asenkron motorlar (ASM'ler), basit ve sağlam yapıları, kolay üretilibilmeleri, bakım gerektirmemeleri, ekonomik ve uzun ömürlü olmalarından dolayı endüstride yaygın olarak kullanılan motorlardır. Fakat ASM modelinin doğrusal olmaması, parametrelerinin zamanla değişmesi, çoklu-değişkenleri arasında bağlantıların mevcut olması ve yüksek dereceden karmaşık dinamiklere sahip olmasından dolayı yüksek başarılı kontrolü doğru akım (DA) motorları kadar kolay değildir.

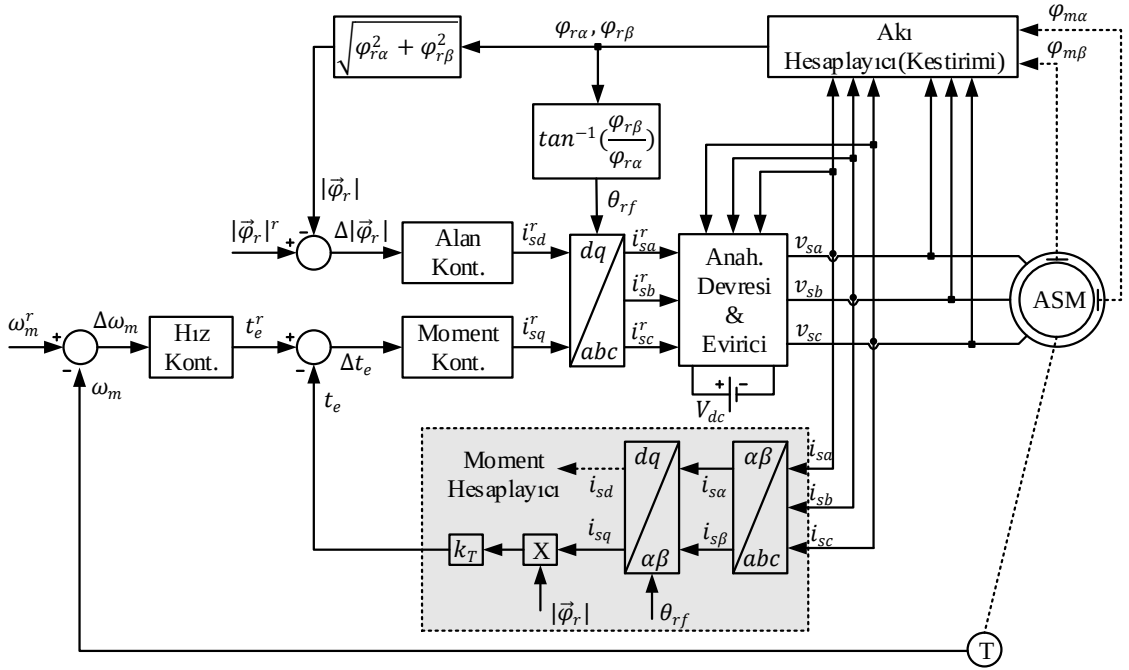
1.1 Asenkron Motorların Kontrol Yöntemleri

1960'larda katı hal değişken frekanslı eviricilerin tanıtılması, alternatif akım (AA) sürücülerinin modern çağına geçtiğinin habercisi niteliğindedir. İlk olarak, açık-çevrimli Volt/Hz hız kontrol yöntemi önerilmiştir. Bu gelişmelere paralel olarak, kontrol başarımını iyileştirmek amacıyla diğer skalar kontrol yöntemleri ardı ardına tanıtılmıştır. Bu kontrol yöntemleri kontrol değişkenlerinin genlik değişimleri ile kontrol gerçekleştirilmektedir. Ayrıca, kullanılan model sadece sürekli sinüzoidal hali içerdiğinden dolayı geçici hallerde düşük başarıma sahiptir. Skalar kontrollü sürücüler orta dereceli başarımlarına rağmen, uygulamaya geçirilmesi kolay ve ucuz olmasından dolayı endüstride kullanılmaktadırlar.

ASM'lerin serbest uyarımlı DA motorları gibi kontrol edilebileceğini gösteren alan yönlendirmeli kontrol ya da vektör kontrolünün (VK'nın) 1969'da K. Hasse ve 1971'de F. Blaschke tarafından ortaya atılması, AA sürücülerinin yüksek başarılı kontrolüne imkan sağlamıştır. Aslında, VK ile AA sürücülerini fırçasız DA sürücüsü haline getirmekle birlikte, daha yüksek geçici hal akımı, genişletilmiş hız aralığı ve daha düşük rotor eylemsizliği ile onlardan daha iyi bir noktaya gelmişlerdir. Ayrıca, DA sürücülerini için ortaya atılan yüksek başarılı uyarlanabilir (adaptive) ve optimal kontrol teknikleri kolayca VK'lı AA sürücülerini içine alacak şekilde genişletilebilmiştir (Bose, 1997). Vektör kontrol yöntemleri, K. Hasse tarafından 1969'da tanıtılan dolaylı ya da ileri beslemeli yöntem (Şekil 1.1) ve F. Blaschke tarafından 1971'de tanıtılan doğrudan ya da geri beslemeli yöntem (Şekil 1.2) olmak üzere sınıflandırılabilirler. Bu yöntemler, akım



Şekil 1.1. Asenkron motorun dolaylı vektör kontrolü



Şekil 1.2. Asenkron motorun doğrudan vektör kontrolü

ve gerilim vektörlerinin genlik ve faz kontrollerini gerçekleştirmektedir. İki yöntem arasındaki fark, doğrudan VK'nın yönlendirilen akının genliğini ve konumunu doğrudan ölçme yoluyla elde ederken, dolaylı VK'nın bu değişkenleri, direk ölçme yerine, makine modeli parametrelerini kullanarak dolaylı olarak hesaplanmasından kaynaklanmaktadır.

Doğrudan VK yöntemlerine göre, dolaylı VK yöntemleri makine parametrelerine yüksek derecede bağımlıdır (Vas vd., 1995b). Ayrıca, yönlendirme koşullarına göre

vd. (2004) ve Buja ve Kazmierkowski (2004) gibi çalışmaların yanı sıra, Idris ve Yatim (2004)'te gerçekleştirilen sabit anahtarlama frekanslı moment kontrolör ile hem değişken anahtarlama frekansına hem de moment dalgalanmalarına çözüm getirilmiştir.

ASM'lerin yüksek başarılı kontrolünü sağlayan VK ve DMK'nın uygulanabilmesi için, rotor açısal hızı ile birlikte rotor ya da stator akısının duran eksen takımına göre genlik ve konum bilgisine ihtiyaç duyulmaktadır. Geleneksel yaklaşımda, rotor hız bilgisi artımsal kodlayıcılar yardımıyla elde edilirken, akı vektörü, araştırma bobinli veya Hall etkili algılayıcılar kullanılarak elde edilir. Bu algılayıcılar donanım maliyetini ve karmaşıklığını arttırmakta, mekanik titreşimlerden ve sıcaklıktan olumsuz bir şekilde etkilenmektedir. Literatürde yapılan çalışmalar incelendiğinde, algılayıcı sorunlarına çözüm olarak bu değişkenleri ölçmek yerine kestirme ya da gözlemleme yoluna gidilmektedir (Barut vd., 2012; Holtz, 2005; Schauder, 1992). Ayrıca, donanım karmaşıklığını ve maliyetini azaltması, sürücü boyutlarını küçültmesi, algılayıcı kablolarına gerek duymaması, gürültü bağışıklığının daha iyi olması, sistem güvenilirliğini artırması ve daha az bakım gerektirmesi araştırmacıların hız-algılayıcısız kontrole olan ilgisini arttırmıştır (Holtz, 2005). Bununla birlikte, ASM'lerin durum ve parametre kestirimindeki elektriksel ve mekanik belirsizliklerden dolayı, onların hız-algılayıcısız kontrolü hala sorunludur. Stator ve rotor dirençlerinin sıcaklık ve frekans bağımlı değişimleri, ASM'deki elektriksel belirsizliğin önemli bir kısmını oluştururken, mekanik belirsizlikler ise genellikle yük momenti ve sürtünmeden kaynaklanmaktadır (Barut, 2005).

1.2 Asenkron Motorların Yüksek Başarılı Kontrolünde Kullanılan Hız Algılayıcı/Algılayıcısız Kontrol Yöntemleri

Literatürde ASM'lerin hız-algılayıcısız kontrolü için kullanılan birçok yöntem mevcuttur. Temel yöntemler Vas (1998)'de belirtilmiş ve en çok tercih edilen yöntemler aşağıdaki gibi sıralanmıştır:

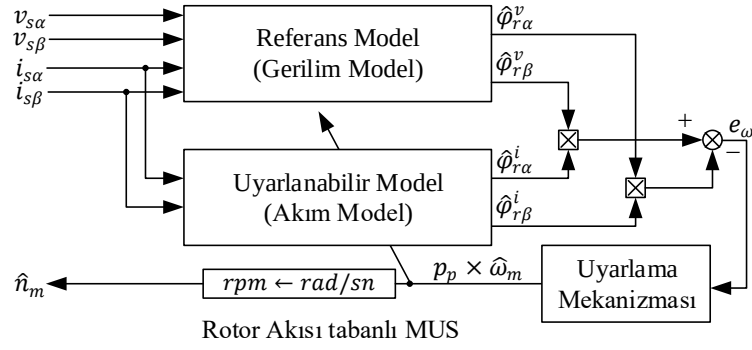
1. Ölçülen stator akım/gerilimini kullanan açık-çevrim kestiriciler (Holtz, 2005; Jansen ve Lorenz, 1994),
2. Modele uyarlamalı sistemler (Schauder, 1992),

3. Gözlemleyiciler (Kalman, Luenberger, Kayma Kipli vb.) (Barut vd., 2012; Du vd., 1995; Lin vd., 1998),
4. Yapay zeka (bulanık ve/veya yapay sinir ağı tabanlı sistemler vb.) kullanan kestiricilerdir (Vas vd., 1998; Zerdali ve Barut, 2013).

Ölçülen stator akım/gerilimini kullanan açık-çevrim kestiricilerin düşük hız bölgesinde kestirim başarımları düşmekte, özellikle parametre değişimleri hem sürekli hem de geçici hal kestirim başarımlarını olumsuz yönde etkilemektedir. Açık-çevrim kestiriciler genellikle ölçülen stator akım ve gerilimlerini kullanan, stator gerilim denklemlerinden elde edilen, gerilim model (Eşitlik 1.1) ile ölçülen stator akım ve rotor hızını kullanan, rotor gerilim denklemlerinden elde edilen, akım modelden (Eşitlik 1.2) oluşur (Jansen ve Lorenz, 1994). Gerilim modeli kullanan açık-çevrim akı kestiricileri özellikle düşük hızlarda stator direnci değişimlerine karşı çok hassastır ve başarımları stator direncinin doğru bilinmesine bağlıdır. Çünkü düşük hızlarda stator direncindeki gerilim düşümleri indüklenen zıt elektromotor kuvvete (EMK'ya) kıyasla ihmal edilemeyecek mertebededir. Stator direnci sıcaklıkla değiştiğinden dolayı, termal ASM modeli kullanılarak direnç değişimi kestirilebilir (Bose ve Patel, 1998). Ayrıca, gerilim model içerdiği integratörden dolayı uygulamada DA öteleme ve kayma gibi olumsuzluklara sahiptir (Holtz, 2002) ve kararlılığı sağlamak amacıyla alçak geçiren filtre kullanılır (Vas, 1998). Kullanılan bu filtre ise kesme frekansının altındaki frekanslarda akı kestiriminde genlik ve faz açısı hatalarına sebep olmaktadır (Vas, 1998). Diğer taraftan, akım modeli kullanan açık-çevrim akı kestiricilerinin başarımları rotor zaman sabitinin doğru bilinmesine bağlıdır. Rotor zaman sabiti ise sıcaklık ve frekans etkisiyle değişen rotor direncine, deri ve doyum etkisiyle değişen rotor öz endüktansına bağlıdır. Düşük kayma bölgesinde akının genlik ve konumu rotor direnci ve öz endüktansına yüksek derecede bağlıdır (Jansen ve Lorenz, 1994). Bahsedilen bu olumsuzluklardan dolayı, düşük hız bölgesinde akım model tabanlı açık-çevrim akı kestiricileri tercih edilirken, yüksek hız bölgesinde gerilim model kullanan açık-çevrim akı kestiricileri tercih edilmektedir.

$$\boldsymbol{\varphi}'_r = \frac{L_r}{L_m} [\int (\mathbf{v}_s - R_s \mathbf{i}_s) dt - \sigma L_s \mathbf{i}_s] \quad (1.1)$$

$$\boldsymbol{\varphi}'_r = \int \left\{ \left[-\frac{1}{T_r} + j\omega_r \right] \boldsymbol{\varphi}'_r + \frac{L_m}{T_r} \mathbf{i}_s \right\} dt \quad (1.2)$$



Şekil 1.4. Rotor akısı tabanlı modele uyarlamalı sistem (Schauder, 1992)

Modele uyarmalı sistemler (Şekil 1.4) (MUS'lar), açık-çevrim akı ve hız kestiricilerindeki parametre değişimlerinden kaynaklanan etkileri azaltmak amacıyla ilk olarak Schauder (1992) tarafından ortaya atılmıştır. MUS referans ve uyarlanabilir model olmak üzere iki adet model kullanır. Referans model hız bilgisi içermezken, uyarlanabilir model hız bilgisi içermektedir. Daha sonra, bu iki model arasındaki fark olarak tanımlanan hata, çıkışında kestirilen rotor hız bilgisini veren uyarlama mekanizmasında kullanılmaktadır. Model çıkışlarının seçimine bağlı olarak rotor akısı, zıt EMK, reaktif güç, stator akımı ve yapay zeka tabanlı MUS yapıları mevcuttur. Bunlardan rotor akısı tabanlı MUS (RA-MUS) (Schauder, 1992), hız bilgisinden bağımsız gerilim modeli referans model olarak kullanırken, hız bilgisi içeren akım modeli de uyarlanabilir model olarak kullanılmaktadır. Gerilim model tabanlı açık-çevrim akı kestiricilerdeki integratörden kaynaklanan kayma ve başlangıç koşulu ile ilgili sorunlar ve düşük hızlardaki stator direnci etkisi kullanılan referans model için de geçerlidir. Kayma ve başlangıç koşulu ile ilgili sorunları ortadan kaldırmak için integratör yerine kullanılan alçak geçiren filtre, kesme frekansının altındaki frekanslarda akı kestiriminde genlik ve faz açısı hatalarına sebep olmaktadır (Vas, 1998). Fakat ASM'lerin VK için gerekli rotor akı bilgisi, diğer yöntemlerde harici akı kestiricileri ile elde edilirken, bu yöntemde hız kestirimi için kullanılması bu yöntemin üstünlüğünü oluşturmaktadır. Ayrıca, Zhen ve Xu (1998) ve Vasic vd. (2003)'te rotor hızına ek olarak stator direnci değişimlerini de kestiren RA-MUS tanıtılmıştır. Peng ve Fukao (1994)'te RA-MUS yerine, zıt EMK tabanlı MUS (ZEMK-MUS) kullanılarak integratörden kaynaklanan soruna çözüm getirilmiştir. Fakat bu yöntem de, rotor akısı tabanlı yöntem gibi, stator direnci değişimlerine karşı duyarlıdır. İntegratör içermeyen ve stator direnci değişimlerine karşı dayanıklı reaktif güç tabanlı MUS (RG-MUS) Peng ve Fukao

(1994) ve Ta vd. (2001)'de sunulmaktadır. Ayrıca, RG-MUS kullanan Maiti vd. (2008)'de rotor direnci kestirimi hız-algılayıcılı olarak gerçekleştirilmiştir. Diğer taraftan, Rashed ve Stronach (2004) tarafından çoğu ZEMK-MUS ve RG-MUS yöntemlerinin frenleme ve rejeneratif çalışma bölgelerinde kararsızlığa sahip olduğu vurgulanmış, önerilen çalışmada dört bölge çalışma şartlarında kararlı ZEMK-MUS ile rotor hızı ve stator direnci kestirimi gerçekleştirilmiştir. Orłowska-Kowalska vd. (2010)'da stator akımı tabanlı MUS (SA-MUS) yaklaşımı önerilmiş ve bu yöntemin kararlılık analizleri yapılarak, düşük hız bölgesi ve parametre değişimlerine karşı kararlı olduğu gösterilmiştir. Ayrıca, RA-MUS ve doğrusal olmayan tam dereceli akı gözlemleyicisine göre parametre belirsizliklerine karşı daha dayanıklı olduğu da belirtilmiştir. Son zamanlarda yapılan birkaç çalışmada ise, X tabanlı MUS (X-MUS) olarak adlandırılan farklı bir MUS yöntemi önerilmiştir. Ravi Teja vd. (2012) ve Verma vd. (2013)'te X-MUS yönteminin kararlılık analizi ile birlikte, diğer MUS yöntemlerinde alınamayan, gerçek-zamanlı sıfır hız sonuçları sunulmuştur. Ayrıca bu yöntem yardımıyla, hız bilgisinin algılayıcı ile ölçüldüğü takdirde stator direnci kestiriminin gerçekleştirilebileceği gerçek-zamanlı olarak gösterilmiştir. Fakat Basak vd. (2013)'te X-MUS'un yüksüz durumda stator direnci kestirimini gerçekleştirilemeyeceği belirtilmiş ve X-MUS ile hız kestirimine ek olarak, RG-MUS ile stator direnci kestirimini gerçekleştiren farklı bir yaklaşım uygulanmıştır.

Diğer bir yöntem, sıfır/düşük hız bölgesindeki dinamik ve sürekli hal başarımını arttırmak amacıyla ASM'nin anizotropik özelliklerini kullanan işaret ekleme yöntemidir (Holtz, 2005). Bu yöntem, diğer hız-algılayıcısız yöntemlerin çoğunda elde edilemeyen, sıfır stator frekansında uzun süre kararlı çalışabilme yeteneğine sahiptir (Holtz, 2002). Bununla birlikte, tasarım sürecinin yüksek derecede karmaşık olması ve ASM'ye özel tasarım gerektirmesi bu yöntemin olumsuz yönlerini oluşturmaktadır (Barut vd., 2007).

Açık-çevrim kestiricilerde, özellikle düşük hız bölgesinde, parametre değişimleri hem sürekli hem de geçici halde sürücü başarımı üzerinde oldukça etkilidir. Bununla birlikte, kapalı-çevrimli gözlemleyiciler kullanılarak parametre belirsizliklerine ve sinyal gürültülerine karşı dayanıklılık artırılabilir. Kapalı-çevrim gözlemleyicilerin açık-çevrim kestiricilerden farkı düzeltme terimini içeren geri besleme döngüsünün bulunmasından kaynaklanmaktadır. Verghese ve Sanders (1988)'de, hızın algılayıcı yardımıyla ölçüldüğü, sadece akı vektörü kestiriminin gerçekleştirildiği indirgenmiş

dereceli akı gözlemleyicisi (İDAG) ile birlikte akı ve akım vektörlerinin kestirildiği dördüncü dereceden model kullanan tam dereceli akı gözlemleyicisi (TDAG) tanıtılmaktadır. Harnefors ve Hinkkanen (2008)'de İDAG ve TDAG'ın kararlılık analizleri yapılarak, hızlı stator akımı dinamikleri kabulü altında hız uyarlamalı TDAG'ın İDAG ile eşdeğer uyarlamalara sahip olduğu belirtilmektedir. Tajima ve Hori (1993) İDAG kullanarak akı vektörünü kestirirken, alan yönlendirmeli kontrol için gerekli olan hızı, ölçmek yerine, RA-MUS yardımıyla elde etmiştir. Kubota vd. (1993)'te akıya ek olarak, Lyapunov ölçütü yardımıyla hız kestiriminin gerçekleştirildiği hız-uyarlamalı akı gözlemleyicisi (HUAG) (speed adaptive flux observer) önerilmiştir. Ayrıca, hızın ölçülmesi durumunda akıya ek olarak stator ve rotor direnci kestiriminin de gerçekleştirilebileceği belirtilmiştir. Yang ve Chin (1993)'te MUS tabanlı TDAG ile rotor hızı ve stator direnci eş-zamanlı olarak kestirilmiş ve rotor hızı ile rotor direncinin sadece elektriksel motor modelinin kullanıldığı durumda eş-zamanlı olarak kestirilemeyeceği belirtilmiştir. Iwasaki ve Matusi (1993)'te tasarlanan yük momenti gözlemleyicisinin kullanıldığı dayanıklı hız kontrol yöntemi hız-algılayıcılı olarak gerçekleştirilmiştir. Jansen ve Lorenz (1994) ise, hızın değişmediği varsayımıyla açık- ve kapalı-çevrim akı kestirici tasarımının nasıl olması gerektiği sorusuna cevap aramıştır. Jansen vd. (1994)'te gözlemleyici-tabanlı doğrudan alan yönlendirmesinin gerçekleştirildiği farklı yöntemlerin incelenmesi ve bu yöntemlerin karşılaştırılmaları sunulmuştur. Ayrıca, ASM'lerin rotor ve stator akı tabanlı gözlemleyici ile doğrudan alan yönlendirmesinin, sıfır hız ve alan zayıflama bölgesini de içine alan geniş hız aralığında akı ve moment kontrolünü gerçekleştirmenin en mükemmel yolu olduğu belirtilmiştir. Kubota ve Matsuse (1994)'te rotor direncindeki değişimin hız kestirim hatasına yol açtığı belirtilmiş ve yapılan çalışmada hız ve rotor direnci uyarlanabilir akı gözlemleyicisi yardımıyla eş-zamanlı olarak kestirilebilmiştir. Guidi ve Umida (2000)'de tam dereceli gözlemleyiciye ek olarak, düşük hız başarımını arttırmak amacıyla, stator direnci kestirimi hem hız-algılayıcılı hem de hız-algılayıcısız durum için gerçekleştirilmiştir. Maes ve Melkebeek (2000)'de UAG yardımıyla hız ve stator direnci kestiriminin gerçekleştirildiği DMK'lı bir sürücü tasarlanmıştır. Ayrıca UAG'de geçici hallerdeki hız kestirimini iyileştirmek amacıyla mekaniksel bir model kullanılmıştır. Jeon vd. (2002)'de tam dereceli UAG yardımıyla düşük hız başarımını iyileştirmek için stator direnci, alan yönlendirme başarımını artırmak için rotor direnci kestirimi eş-zamanlı olarak hız-algılayıcılı durumda gerçekleştirilmiştir. Ohyaama vd. (2005)'te hız-algılayıcısız ASM kontrolünde kullanılan RA-MUS, SA-MUS ve UAG'in

zorlayıcı koşullar altındaki başarımları karşılaştırarak, en iyi başarımın UAG'dan alındığı vurgulanmıştır.

Diğer bir yaklaşımda ise gözlemleyici kazanç matrisi kayma kipli kontrol (KKK) (sliding mode control) yardımıyla elde edilmiştir (Utkin, 1993). KKK'nın derece indirgeme, dış bozucu ve parametre belirsizliklerine karşı dayanıklılık ve statik güç dönüştürücüleri ile kolay gerçekleştirilmesi vb. özelliklere sahip olması kayma kipli gözlemleyicilerin tasarımına yol açmıştır. Benchaib vd. (1999) ve Yan vd. (2000)'de tam dereceli kayma-kipli akı gözlemleyicisi kullanılarak akı kestirimi, Tursini vd. (2000)'de doğrudan VK yöntemi için rotor akı kestirimine ek olarak Lyapunov tabanlı rotor hız kestirimi, Lascu vd. (2004)'te KKK tabanlı DMK yöntemi için stator akısına ek olarak rotor hızı kestirimi, Vieira vd. (2012) ve Vieira vd. (2014)'te sırasıyla stator akımı ve mıknatıslanma akımı tabanlı kayma-kipli hız gözlemleyicisi ile dolaylı VK için gerekli rotor hızı kestirimi, Zhang (2013)'te dolaylı VK'nın kullanıldığı elektrikli araç uygulamaları için akı ve hız kestirimi, Di Gennaro vd. (2014)'te rotor akısının elde edildiği stator akımı tabanlı kayma-kipli gözlemleyiciye ek olarak ikinci bir kayma-kipli gözlemleyici ile rotor hızı kestirimi, Zhao vd. (2014)'te rotor direnci değişimlerine karşı dayanıklı stator akım tabanlı kayma-kipli gözlemleyiciye paralel olarak çalışan MUS ile rotor hızı ve stator direnci kestirimine kestirimi gerçekleştirilmiştir.

En çok tercih edilen gözlemleyicilerden Luenberger gözlemleyicisi (LG) belirgin tabanlı gözlemleyicilere örnek iken, Kalman filtresi (KF) olası tabanlı gözlemleyicilere örnek olarak verilebilir (Du vd., 1995). LG doğrusal, zamanla-değişmeyen belirgin tabanlı sistemler için, genişletilmiş Luenberger gözlemleyicisi (GLG) ise doğrusal olmayan, zamanla-değişen belirgin tabanlı sistemler için eş-zamanlı durum ve/veya parametre kestiriminde kullanılabilir. Benzer şekilde, KF doğrusal olası tabanlı sistemler için, genişletilmiş Kalman filtresi (GKF) ise doğrusal olmayan, zamanla-değişen olası tabanlı sistemler için eş-zamanlı durum ve/veya parametre kestiriminde kullanılabilir. GKF ölçme ve sistem gürültülerini hesaba katarak kestirim yapan ardışıl bir filtredir (Vas, 1998). Bu iki yöntem, hesap yükünün diğer yöntemlere göre fazla olmasından dolayı, pahalı mikroişlemciler ile gerçekleştirilmektedir (Şekil 1.5). Bu soruna çözüm olarak indirgenmiş dereceli sürümleri önerilmiştir (Atkinson vd., 1991; Orłowska-Kowalska, 1989). Bununla birlikte, günümüzdeki mikroişlemci alanındaki gelişmeler göz önüne alındığında, bu algoritmalara ait hesap yükü sorun olmaktan çıkmış ve bu

Böylece düşük hızlardaki hız kontrol başarımı arttırılmıştır. Kwon vd. (2005)'te hız-algılayıcısız stator akısı yönlendirmeli sürücülerdeki geleneksel alan zayıflama yöntemlerindeki sorunlar incelenmiş ve alan zayıflama bölgesindeki geçici anlarda dahi hızı doğru olarak kestirebilen LG tabanlı yeni bir hız kestirim yöntemi önerilmiştir. Vicente vd. (2010)'da uyarlanabilir tam dereceli LG ile harmanlanmış MUS yapıları ile akı, hız ve stator direnci kestirimleri gerçekleştirilmiş ve bu kestirim yönteminin kararlılık analizleri yapılarak yöntemin kararsız olduğu koşulların mevcut olduğu belirtilmiştir. Ayrıca, var olan kararsızlıklardan kurtulmak amacıyla dört farklı kararlılaştırma yöntemi (stabilization method) önerilerek bu yöntemlerin karşılaştırılmaları gerçekleştirilmiştir. Jouili vd. (2012)'de LG tabanlı hız-algılayıcısız dolaylı stator akısı yönlendirmeli kontrol yapısının kullanıldığı ASM sürücüsü gerçekleştirilmiştir. Tasarlanan hız-algılayıcısız sürücüde LG kazanç matrisinin belirlenmesinde analitik ilişkilerden faydalanılarak işlem karmaşıklığının azaltıldığı ve gerçek-zamanlı uygulamalar için daha uygun hale getirildiği vurgulanmıştır.

GKF ile ilgili çalışmalar incelendiğinde, Atkinson vd. (1991)'de rotor akımları ve rotor direnci hem indirgenmiş hem de tam dereceli GKF yardımıyla kestirilmiştir. Zai vd. (1992)'de, dolaylı alan yönlendirmesi için önemli olan, rotor akımları ve rotor zaman sabiti, Salvatore vd. (1993)'te rotor akısı ve rotor zaman sabiti indirgenmiş dereceli GKF algoritması ile hız-algılayıcılı olarak kestirilmiştir. GKF ile akı ve rotor hızı kestirimlerinin yapıldığı Kim vd. (1994)'te sıcaklıkla değişen parametrelerin etkisi incelenmiş ve bu değişimlerin kompanze edilmesinin gerekli olduğu vurgulanmıştır. Bu soruna çözüm getirmeye çalışan Atkinson vd. (1996)'da indirgenmiş dereceli GKF ile rotor akımları ve rotor direnci kestirimlerini gerçekleştirmiştir. Barut vd. (2007)'de, elektriksel ASM modeline ek olarak, mekanik hareket eşitliğinin kullanıldığı GKF algoritmaları kullanılarak stator veya rotor akısı, hız ve yük momenti kestirimleri DMK ve doğrudan VK tabanlı hız-algılayıcısız ASM kontrolünde kullanılmak üzere gerçekleştirilmiştir. Böylece bozucu yük girişlerinden kaynaklanan hız kestirim hatalarına çözüm getirilmiştir. Ayrıca, Kim vd. (1994)'te belirtilen parametre değişimlerine çözüm Barut vd. (2008)'de gerçekleştirilmiştir. Bu çalışmada, sırasıyla sıcaklık ve frekans bağımlı stator ve rotor direncinin eş-zamanlı olarak kestirilemeyeceği belirtilmiş ve çözüm olarak iki farklı GKF'yi örgülü olarak kullanan bir yapı önerilmiştir. İlk GKF ile rotor akısı, rotor hızı, yük momenti ve stator direnci kestirimleri, ikinci GKF ile rotor akısı, rotor hızı, yük momenti ve rotor direnci

kestirimleri eş-zamanlı olarak gerçekleştirilmiştir. Daha sonra iki GKF'den her biri belirlenen sürelerde anahtarlama olarak çalıştırılarak rotor akısı, rotor hızı, yük momenti, stator ve rotor direnci kestirimleri eş-zamanlı olarak gerçekleştirilmiştir. Barut vd. (2008)'deki yöntemin işlem yükünü azaltmak amacıyla Barut vd. (2012)'de rotor akısı, rotor hızı, yük momenti, stator ve rotor dirençlerini örnekleme zamanının iki katı bir sürede anahtarlama olarak kestiren çift-girişli GKF algoritması önerilmiştir. Bu çalışmada, Barut vd. (2008)'den farklı olarak, iki farklı GKF algoritmasını anahtarlama yerine, sadece GKF algoritmalarında kullanılan ASM modelleri anahtarlanarak işlem yükü azaltılmıştır. Inan ve Barut (2014)'te alan zayıflama bölgesindeki mıknatıslanma endüktansındaki değişimin kestirim başarımını düşürdüğü belirtilmiş ve Barut vd. (2012)'de kestirilen durum ve parametrelere ek olarak değişen mıknatıslanma endüktansını da eş-zamanlı kestiren çift-girişli GKF algoritması ile alan zayıflama bölgesindeki kestirim başarımı artırılmaya çalışılmıştır. Alonge vd. (2015)'te ASM'lerin hız-algılayıcısız hız kontrol sistemleri için 6. dereceden ASM modelini kullanan GKF algoritmalarının yakınsama analizleri gerçekleştirilmiştir. Zerdali ve Barut (2016)'da hız ve konum kestirim başarımını arttırmak amacıyla, Barut vd. (2012)'de kestirilen durum ve parametrelere ek olarak, yük ve motora ait toplam eylemsizliği kestiren yeni çift-girişli GKF (ÇG-GKF) tabanlı kestirim tekniği tanıtılmıştır. Tüm bunlara ek olarak, GKF'nin yüksek başarılı kestirimler yapabilmesi için sistem ve ölçme gürültü kovaryans matrislerinin doğru belirlenmesi gerekmektedir.

1.3 Yapay Zeka Tabanlı Asenkron Motor Tasarım ve Kontrol Yöntemleri

1956 yılında yapay zeka konusunda düzenlenmiş olan ve Dartmouth Konferansı olarak bilinen konferansta John McCarthy ilk kez yapay zeka ifadesini kullanmıştır. Takip eden yıllarda ise, bu çalışmalar daha sistematik olarak alt dallara (uzman sistemler, yapay sinir ağları vb.) ayrılmıştır. Uzman sistemler (Taylor ve Frederick, 1984), bulanık mantık (Zadeh, 1996), yapay sinir ağları (Haykin, 2008), evrim (Goldberg, 1989; Storn ve Price, 1996) ve sürü (Karaboga ve Basturk, 2008; Kennedy ve Eberhart, 1995) tabanlı algoritmalar vb. yöntemler endüstriyel uygulamalarda geniş yer bulmuştur. ASM kontrolü üzerine yapılan yoğun çalışmalara rağmen, teorik sonuçların birçoğu uygulamaya geçirme noktasında sıkıntılara sahiptirler. Diğer taraftan, geleneksel kontrol tasarımı matematiksel sistem modeline ihtiyaç duyar. Genellikle sistem modeli bilinmez ya da doğrusal olmayan model yapısı ve model parametrelerindeki belirsizliklerden

dolayı tam olarak tanımlanamaz. Son yıllarda, tüm bu olumsuzlukların üstesinden gelebilmek için yapa zeka tabanlı yöntemler alternatif bir çözüm yolu oluşturmuştur.

Bulanık tabanlı yapılan çalışmalar incelendiğinde iki ana kısma ayrıldığı görülmektedir. İlk kısım çalışmalar kontrolör, ikinci kısım çalışmalar ise kestirim bazındaki iyileştirmeleri içermektedir.

Bulanık mantık (BM) tabanlı kontrolör bazında yapılan çalışmalar incelendiğinde, Cheng ve Yeh (1993), Denaï ve Attia (2002), Rehman ve Dhaouadi (2008) ve Uddin vd. (2002)'de ASM'lerin dolaylı vektör kontrolünde, Lai ve Lin (2003) ve Zhang vd. (2012)'de DMK'nın dinamik hız cevabını iyileştirmek, Sousa vd. (1995)'te ASM'lerin dolaylı vektör kontrolünde verimi arttırmak, Vas vd. (1995a)'da doğrudan VK'daki geleneksel PI kontrolörlerin başarımını iyileştirmek, Bird ve Zelaya De La Parra (1997) ve Buja ve Kazmierkowski (2004)'te DMK'daki moment dalgalanması problemini çözmek amacıyla BM tabanlı kontrolörler kullanılmıştır.

Kestirim bazında BM kullanan çalışmalar incelendiğinde, Sousa vd. (1993)'te dolaylı vektör kontrollü ASM sürücüsünde MUS yöntemi yardımıyla kayma kazancı kompanzasyonunda, Cerruto vd. (1997)'de bulanık-tabanlı MUS yardımıyla hız kestirimine ek olarak rotor zaman sabiti kompanzasyonunda, Bose ve Patel (1998)'de stator direncinin sıcaklıkla değişimini içeren termal model ve Karanayil vd. (2007)'de akım hataları ile stator direnci kestiriminde, Bim (2001)'de ASM'lerin dolaylı vektör kontrolünde sistem başarımını etkileyen rotor zaman sabiti kestiriminde, Lopez vd. (2006)'da iki ayrı hız kestirim algoritmasının ağırlıklarının güncellenmesinde, Gadoue vd. (2010)'da ASM'lerin hız kestiriminden kullanılan MUS'un kestirim başarımının iyileştirilmesinde, Vukadinovic vd. (2010)'da kestirilen ve ölçülen hız bilgisini kullanarak stator direnci kestiriminde kullanıldığı çalışmalar mevcuttur.

Ayrıca, mevcut kestirim algoritmalarının başarımını iyileştirmek amacıyla kullanıldığı çalışmalar da mevcuttur. Wai ve Lin (1999)'da konum kontrolünün gerçekleştirildiği kayma-kipli servo motor sürücüsünde ve ASM'lerin konum kontrolünü gerçekleştiren Wai (2007)'de KKK'daki çatırtı sorununa çözüm getirmek amacıyla da kullanılmaktadır.

Yapılan çalışmalara ek olarak, motorlardaki hata bulma ve tanılama sistemlerinde de yoğun bir şekilde bulanık mantıktan yararlanılmaktadır (Altug vd., 1999; Filippetti vd., 2000; Zidani vd., 2008).

Yapay sinir ağı (YSA) tabanlı çalışmalar incelendiğinde, Ben-Brahim ve Kurosawa (1993) ve Ben-Brahim (1995)'te YSA ile modellenmiş RA-MUS ile benzetim ortamında hız kestirimi, Theocharis ve Petridis (1994)'te benzetim ortamında YSA tabanlı indirgenmiş dereceli gözlemleyici ile rotor akısı kestirimine ek olarak rotor zaman sabiti kestirimi, Ba-Razzouk vd. (1997)'de ASM'lerin stator akısı yönlendirmeli doğrudan VK için stator akısı kestirimi ile birlikte doğrusal olmayan dolaylı rotor akısı yönlendirmeli VK şeması, Pinto vd. (2000)'de gerilim beslemeli ASM sürücüsü için uzay darbe genişlik modülasyonu, Chen ve Sheu (2001)'de ASM kontrolünde bozucu giriş olan yük momenti kestirimi ve sistem kararlılığını etkileyen ölü zaman kompanzasyonu deneysel olarak, Kim vd. (2001)'de ASM'lerin dolaylı VK'da kullanılmak üzere gerçek-zamanlı hız kestirimi, Pinto vd. (2001)'de stator akı yönlendirmeli doğrudan VK için stator akı kestiricisi ile birlikte uzay darbe genişlik modülasyonu, Campbell ve Sumner (2002)'de ASM hız kestiriminde kullanılan MUS'un düşük hız başarımını arttırmak amacıyla gerçek-zamanlı stator direnci kestirimi, Elbuluk vd. (2002)'de sabit mıknatıslı senkron motorun yüksek başarımli algılayıcısız kontrolü için yük momenti, stator direnci, hız ve konum kestirimi, Cirrincione vd. (2004)'te hız-algılayıcısız alan yönlendirmeli ASM sürücüsü için kullanılan YSA tabanlı hız ve stator direnci kestirimine ek olarak saf integratördeki sorunları ortadan kaldırmak amacıyla YSA tabanlı uyarlanabilir integratör tasarımı, Karanayil vd. (2005)'te uyarlamalı modeli YSA ile modellenmiş rotor akısı-tabanlı MUS ile ASM'nin rotor direnç kestirimi, Wlas vd. (2005)'te ASM'nin hız kestirim başarımını iyileştirmek amacıyla YSA tabanlı hız hatası kompanzasyonu, Cirrincione vd. (2007)'de hız kestirim başarımını arttırmak için uyarlanabilir modeli YSA ile modellenmiş uyarlanabilir MUS ile hız kestirimi, Gadoue vd. (2009)'da düşük hız kestirim başarımını arttırmak için referans modeli YSA ile modellenmiş MUS ile hız kestirimi, Vukadinovic vd. (2010)'da ASM'lerin dolaylı vektör kontrol başarımını etkileyen rotor zaman sabiti ile birlikte hız kestirimi, Gadoue vd. (2013)'te YSA ile modellenmiş SA-MUS yardımıyla hız kestirimi gibi YSA tabanlı kestirim çalışmaları olduğu görülmektedir.

Yapılan bu çalışmalara ek olarak, var olan mevcut yaklaşımların başarımlarını iyileştirmeye yönelik çalışmaların da olduğu görülmektedir (Bose vd., 1997; Lin vd., 2000). Bose vd. (1997) ve Lin vd. (2000)'de öğrenme yeteneğine sahip olmayan bulanık tabanlı yaklaşımların değişen sistem parametrelerine karşı kendini güncelleme yeteneğine sahip olması amacıyla sinir ağları ile harmanlanmasından oluşmuş bulanık sinir ağlarının uygulamaları ile ilgili yaklaşımlar sunulmaktadır. Bose vd. (1997)'de ASM'lerin stator akısı yönlendirmeli VK için bulanık sinir tabanlı çevrimiçi verim optimizasyonu gerçekleştirilirken, Lin vd. (2000)'de ASM'lerin stator akısı yönlendirmeli vektör kontrol başarımını etkileyen rotor zaman sabiti kestirimini gerçekleştiren bulanık sinir ağı tabanlı gözlemleyici tasarlanmıştır. Wai ve Lin (1999)'da KKK'daki çatırtı sorununu çözmek amacıyla bulanık sinir ağı tabanlı KKK gerçekleştirilmiştir.

Ayrıca, motorlardaki hata bulma ve tanılama sistemlerinde de kullanıldığı çalışmalar mevcuttur (Altug vd., 1999; Ballal vd., 2007; Filippetti vd., 2000; Nejari ve Benbouzid, 2000; Schoen vd., 1995).

Sezgisel algoritmalar (SA'lar), motor tasarımı, modellenmesi ve kontrolünün optimizasyonunda yaygın olarak kullanılmaktadır. SA tabanlı yapılan çalışmalar incelendiğinde, Wiecek vd. (1998)'de evrimsel algoritma ile, Kim vd. (1998)'de çok-amaçlı (multi-objective) evrim strateji algoritması ile, Cho vd. (2001)'de çok-amaçlı genetik algoritma (GA) ile, Liuzzi vd. (2003)'te çok-amaçlı kontrollü rastgele arama (Controlled random search) algoritması ile, Bazghaleh vd. (2010)'da parçacık sürü optimizasyonu (PSO) ile optimum ASM tasarımı gerçekleştirilmiştir.

Diğer bir grup çalışmada ise, optimum ASM parametrelerinin bulunmasına yönelik araştırmalar yapılmıştır. Bunlardan Bishop ve Richards (1990)'da ve Pillay vd. (1997)'de GA, Nangsue vd. (1999)'da GA ve genetik programlama, Ursem ve Vadstrup (2003)'te DGA, Kim ve Kim (2005)'te Dinamik Şifreleme Algoritması (Dinamic Encoding Algorithm), Guangying vd. (2007), Karimi vd. (2007) ve Picardi ve Rogano (2006)'da PSO algoritması, Sag ve Cunkas (2007)'de çok-amaçlı GA yardımıyla optimum ASM parametreleri belirlenmiştir.

Ayrıca, mevcut yöntemlerin başarımlarını iyileştirmek amacıyla da SA'lerden yararlanılan çalışmalar mevcuttur. Bunlardan Hoffmann (2001), Homaifar ve McCormick (1995) ve Zhou ve Lai (2000)'de bulanık mantık kontrolöre ait üyelik fonksiyonları ve kural tablosu tasarımının GA ile optimizasyonu, Moallem vd. (2001)'de dolaylı VK'da kullanılan PI kontrolörlerin çok-amaçlı olarak GA ile optimizasyonu, Chou vd. (2003)'te kullanılan kayma-kipli kontrolör katsayılarının çevrimiçi olarak GA ile optimizasyonu, Shi vd. (2002) ve Ran vd. (2006)'da GA ile, Alsofyani vd. (2014)'te çok-amaçlı GA ile, Salvatore vd. (2010) DGA ile ASM'lerin hız-algılayıcısız kontrolünde kullanılan GKF'nin sistem ve ölçme gürültü kovaryans matrislerinin optimizasyonu gerçekleştirilmiştir.

Bu tez çalışması kapsamında mevcut literatüre göre ilk kez ASM'lerin hız-algılayıcısız kontrolünde kullanılan MUS'un uyarılma mekanizmasındaki geleneksel PI kontrolör, kestirim başarımlarını arttırmak amacıyla, optimize edilmiş bulanık tabanlı PI kontrolör ile yer değiştirilmiştir. Genellikle deneme-yanılma yöntemi ile belirlenen geleneksel PI ve bulanık PI kontrolör katsayıları DGA ile optimize edilerek elde edilen sonuçlar Zerdali ve Barut (2013)'te yayımlanmıştır. Zerdali ve Barut (2015)'te ASM'lerin hız-algılayıcısız kontrolünde kullanılan ve eş-zamanlı stator akımlarının ve rotor akılarının duran eksen takımı bileşenlerini, rotor açısal hızını ve rotor direncini kestiren GKF algoritmasının tasarımı gerçekleştirilerek, kestirim başarımına doğrudan etki eden sistem ve ölçme gürültü kovaryans matrisleri ölçülen ve kestirilen akımlar arasındaki ortalama karesel hata (OKH) olarak tanımlanan maliyet fonksiyonunu kullanan DGA algoritması yardımıyla optimize edilmiştir. Elde edilen gürültü kovaryans matrislerinin kullanıldığı GKF algoritması zorlayıcı senaryolar altında gerçek-zamanlı olarak doğrulanmıştır. Ayrıca, Zerdali ve Barut (2016)'da motor ve yüke ait toplam eylemsizlik momenti değişimlerinin ASM'lerin yüksek başarılı hız ve konum kontrolleri üzerindeki etkisi incelenmiş ve eylemsizlik değişiminden kaynaklanan kestirim hatalarına çözüm olarak Barut vd. (2012)'de kestirilen stator akımlarının ve rotor akılarının duran eksen takımı bileşenleri, rotor açısal hızı, yük momenti, stator ve rotor dirençlerinin yanı sıra motor ve yüke ait toplam eylemsizliği eş-zamanlı olarak kestiren ÇG-GKF algoritması gerçekleştirilmiştir. ÇG-GKF algoritmasına ait sistem ve ölçme gürültü kovaryans matrisleri GA ile optimize edilerek, optimize edilmiş ÇG-GKF algoritması hem benzetim hem de gerçek-zamanlı olarak doğrulanmıştır.

BÖLÜM II

GENİŞLETİLMİŞ KALMAN FİLTRESİ

Bu bölümde, ASM'lerin stator akımlarının ve rotor akılarının stator duran eksen takımı bileşenlerini, rotor hızını ve yük momentini kestirmek amacıyla kullanılan dinamik sincap kafesli ASM (SKASM) modellerine ait detaylar ve bu modellerin kullanıldığı GKF algoritmalarına ait tasarım basamakları sırasıyla Bölüm 2.1 ve 2.2'de sunulmaktadır.

2.1 Genişletilmiş ASM Modelleri

Bu kısımda, GKF algoritması ile stator akımlarının ve rotor akılarının stator duran eksen takımı bileşenleri, rotor hızı ve yük momentini kestirimlerini gerçekleştirebilmek için 5., 6. ve 7. dereceden genişletilmiş rotor akısı yönlendirmeli dinamik SKASM modelleri elde edilmiştir. Bu modellere ait durum uzay modeli Eşitlik 2.1 ve 2.2'de ve bu modellere ait detaylar Bölüm 2.1.1, 2.1.2 ve 2.1.3'te sunulmuştur.

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}}_e(t) &= \mathbf{f}_e(\mathbf{x}_e(t), \mathbf{u}_e(t)) + \mathbf{w}(t) \\ &= \mathbf{A}_e(\mathbf{x}_e)\mathbf{x}_e + \mathbf{B}_e\mathbf{u}_e + \mathbf{w}\end{aligned}\tag{2.1}$$

$$\begin{aligned}\mathbf{y}(t) &= \mathbf{h}_e(\mathbf{x}_e(t)) + \mathbf{v}(t) \text{ (Ölçme eşitliği)} \\ &= \mathbf{H}_e\mathbf{x}_e + \mathbf{v}\end{aligned}\tag{2.2}$$

Burada, $\mathbf{x}_e$ genişletilmiş durum vektörünü, $\mathbf{f}_e$ durum ve girişlerin doğrusal olmayan fonksiyonunu, $\mathbf{A}_e$ sistem matrisini, $\mathbf{B}_e$ giriş matrisini, $\mathbf{u}_e$ kontrol giriş vektörünü, $\mathbf{h}_e$ çıkış fonksiyonunu, $\mathbf{H}_e$ ölçme matrisini, $\mathbf{w}$ ve $\mathbf{v}$ sırasıyla model ve ölçme hatalarını temsil eden, kovaryans matrisleri $\mathbf{Q}$ ve $\mathbf{R}$ olan bağımsız, sıfır ortalama değerli beyaz ve Gaussian biçimindeki gürültüleri ifade etmektedir.

2.1.1 Beşinci dereceden genişletilmiş ASM modeli

Genel gösterimi Eşitlik 2.1 ve 2.2'deki gibi verilen 5. dereceden SKASM'ye ait dinamik modelin ayrıntıları Eşitlik 2.3 ve 2.4'teki gibidir.

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \dot{i}_{s\alpha} \\ \dot{i}_{s\beta} \\ \dot{\varphi}_{r\alpha} \\ \dot{\varphi}_{r\beta} \\ \dot{\omega}_m \end{bmatrix}}_{\dot{\mathbf{x}}_e} = \underbrace{\begin{bmatrix} a_1 & 0 & a_2 & a_3 & 0 \\ 0 & a_1 & a_3 & a_2 & 0 \\ a_4 & 0 & a_5 & -a_6 & 0 \\ 0 & a_4 & a_6 & a_5 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}_e} \underbrace{\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \\ \omega_m \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}_e} + \underbrace{\begin{bmatrix} a_7 & 0 \\ 0 & a_7 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}_e} \underbrace{\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix}}_{\mathbf{u}_e} + \mathbf{w} \quad (2.3)$$

$$\underbrace{\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix}}_{\mathbf{y}} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{H}_e} \mathbf{x}_e + \mathbf{v} \quad (2.4)$$

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \dot{i}_{s\alpha} \\ \dot{i}_{s\beta} \\ \dot{\varphi}_{r\alpha} \\ \dot{\varphi}_{r\beta} \\ \dot{\omega}_m \\ \dot{t}_L \end{bmatrix}}_{\dot{\mathbf{x}}_e} = \underbrace{\begin{bmatrix} b_1 & 0 & b_2 & b_3 & 0 & 0 \\ 0 & b_1 & -b_3 & b_2 & 0 & 0 \\ b_4 & 0 & b_5 & -b_6 & 0 & 0 \\ 0 & b_4 & b_6 & b_5 & 0 & 0 \\ b_7 & b_8 & 0 & 0 & 0 & b_9 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}_e} \underbrace{\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \\ \omega_m \\ t_L \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}_e} + \underbrace{\begin{bmatrix} b_{10} & 0 \\ 0 & b_{10} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}_e} \underbrace{\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix}}_{\mathbf{u}_e} + \mathbf{w} \quad (2.5)$$

$$\underbrace{\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix}}_{\mathbf{y}} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{H}_e} \mathbf{x}_e + \mathbf{v} \quad (2.6)$$

Eşitlik 2.3'te, $a_1 = -\left(\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{L_m^2 R_r'}{L_\sigma L_r'^2}\right)$, $a_2 = \frac{L_m R_r'}{L_\sigma L_r'^2}$, $a_3 = \frac{L_m}{L_\sigma L_r'} p_p \omega_m$, $a_4 = \frac{R_r'}{L_r'} L_m$, $a_5 = -\frac{R_r'}{L_r'}$, $a_6 = p_p \omega_m$, $a_7 = \frac{1}{L_\sigma}$ dir.

Eşitlik 2.3 ve 2.4'te, $i_{s\alpha}$ ve $i_{s\beta}$ stator akımlarının stator duran eksen takımı bileşenlerini (α - ve β -bileşenlerini), $\varphi_{r\alpha}$ ve $\varphi_{r\beta}$ rotor akılarının stator duran eksen takımı bileşenlerini, ω_m rotor açısal hızını, R_s , L_s ve $L_\sigma = \sigma L_s$ sırasıyla stator direncini, stator endüktansını ve stator geçici endüktansını, $\sigma = 1 - L_m^2/(L_s L_r')$, kaçak ya da kuplaj faktörünü, R_r' ve L_r' sırasıyla statora indirgenmiş rotor direncini ve rotor endüktansını, L_m mıknatıslama endüktansını, p_p kutup çifti sayısını, $v_{s\alpha}$ ve $v_{s\beta}$ sırasıyla stator gerilimlerinin stator duran eksen takımı bileşenlerini ifade etmektedir.

2.1.2 Altıncı dereceden genişletilmiş ASM modeli

Genel gösterimi Eşitlik 2.1 ve 2.2'deki gibi verilen 6. dereceden SKASM'ye ait dinamik modelin ayrıntıları Eşitlik 2.5 ve 2.6'daki gibidir. 6. derecede SKASM modelinin 5. derece modelden farkı, hızın sabit parametre yerine, mekanik hareket eşitliği

kullanılarak elde edilmesinden kaynaklanmaktadır. Böylece, hem geçici halde hem de sürekli halde daha yüksek dereceden dinamiklere sahip bir model elde edilmektedir.

$$\text{Eşitlik 2.5'te, } b_1 = -\left(\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{L_m^2 R_r'}{L_\sigma L_r'^2}\right), b_2 = \frac{L_m R_r'}{L_\sigma L_r'^2}, b_3 = \frac{L_m}{L_\sigma L_r'} p_p \omega_m, b_4 = \frac{R_r'}{L_r'} L_m, b_5 = -\frac{R_r'}{L_r'}, \\ b_6 = p_p \omega_m, b_7 = -\frac{3}{2} \frac{p_p L_m}{J_T L_r'} \varphi_{r\beta}, b_8 = \frac{3}{2} \frac{p_p L_m}{J_T L_r'} \varphi_{r\alpha}, b_9 = -\frac{1}{J_T}, b_{10} = \frac{1}{L_\sigma}, \text{dir.}$$

Eşitlik 2.5 ve 2.6'da, J_T motor ve yükün toplam eylemsizlik momentini, Ayrıca, viskoz sürtünme katsayısı B_T sıfır olarak kabul edilmiştir.

2.1.3 Yedinci dereceden genişletilmiş ASM modelleri

Genel gösterimi Eşitlik 2.1 ve 2.2'deki gibi verilen 7. dereceden SKASM'ye ait dinamik modellerin ayrıntıları Eşitlik 2.7-2.10'daki gibidir. 7. derece SKASM modelleri, 6. derece modeldeki durum ve parametrelere ek olarak, eylemsizlik momenti, stator ve rotor direnci değişimlerinin de modele dahil edilmesiyle oluşturulmuştur. Böylece, hem geçici halde hem de sürekli halde daha yüksek dereceden dinamiklere sahip bir model elde edilmektedir.

Model- t_L & R_s 'ye ait genişletilmiş model Eşitlik 2.7 ve 2.8'deki gibidir.

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \dot{i}_{s\alpha} \\ \dot{i}_{s\beta} \\ \dot{\varphi}_{r\alpha} \\ \dot{\varphi}_{r\beta} \\ \dot{\omega}_m \\ \dot{t}_L \\ \dot{R}_s \end{bmatrix}}_{\dot{\mathbf{x}}_e} = \underbrace{\begin{bmatrix} c_1 & 0 & c_2 & c_3 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & c_1 & -c_3 & c_2 & 0 & 0 & 0 \\ c_4 & 0 & c_5 & -c_6 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & c_4 & c_6 & c_5 & 0 & 0 & 0 \\ c_7 & c_8 & 0 & 0 & 0 & c_9 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}_e} \underbrace{\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \\ \omega_m \\ t_L \\ R_s \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}_e} + \underbrace{\begin{bmatrix} c_{10} & 0 \\ 0 & c_{10} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}_e} \underbrace{\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix}}_{\mathbf{u}_e} + \mathbf{w} \quad (2.7)$$

$$\text{Eşitlik 2.7'de, } c_1 = -\left(\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{L_m^2 R_r'}{L_\sigma L_r'^2}\right), c_2 = \frac{L_m R_r'}{L_\sigma L_r'^2}, c_3 = \frac{L_m}{L_\sigma L_r'} p_p \omega_m, c_4 = \frac{R_r'}{L_r'} L_m, c_5 = -\frac{R_r'}{L_r'}, \\ c_6 = p_p \omega_m, c_7 = -\frac{3}{2} \frac{p_p L_m}{J_T L_r'} \varphi_{r\beta}, c_8 = \frac{3}{2} \frac{p_p L_m}{J_T L_r'} \varphi_{r\alpha}, c_9 = -\frac{1}{J_T}, c_{10} = \frac{1}{L_\sigma}, \text{dir.}$$

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \dot{i}_{s\alpha} \\ \dot{i}_{s\beta} \end{bmatrix}}_{\dot{\mathbf{y}}} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{H}_e} \mathbf{x}_e + \mathbf{v} \quad (2.8)$$

Model- γ_T & R_r 'ye ait genişletilmiş model Eşitlik 2.9 ve 2.10'daki gibidir.

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \dot{i}_{s\alpha} \\ \dot{i}_{s\beta} \\ \dot{\varphi}_{r\alpha} \\ \dot{\varphi}_{r\beta} \\ \dot{\omega}_m \\ \dot{\gamma}_T \\ \dot{R}_r \end{bmatrix}}_{\dot{x}_e} = \underbrace{\begin{bmatrix} d_1 & 0 & d_2 & d_3 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & d_1 & -d_3 & d_2 & 0 & 0 & 0 \\ d_4 & 0 & d_5 & -d_6 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & d_4 & d_6 & d_5 & 0 & 0 & 0 \\ d_7 & d_8 & 0 & 0 & 0 & d_9 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{A_e} \underbrace{\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \\ \omega_m \\ \gamma_T \\ R_r \end{bmatrix}}_{x_e} + \underbrace{\begin{bmatrix} d_{10} & 0 \\ 0 & d_{10} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_{B_e} \underbrace{\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix}}_{u_e} + w \quad (2.9)$$

Eşitlik 2.9'da, $d_1 = -\left(\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{L_m^2 R_r'}{L_\sigma L_r^2}\right)$, $d_2 = \frac{L_m R_r'}{L_\sigma L_r^2}$, $d_3 = \frac{L_m}{L_\sigma L_r} p_p \omega_m$, $d_4 = \frac{R_r'}{L_r} L_m$, $d_5 = -\frac{R_r'}{L_r}$, $d_6 = p_p \omega_m$, $d_7 = -\frac{3}{2} \frac{L_m}{L_r} p_p \varphi_{r\beta} \gamma_T$, $d_8 = \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_r} p_p \varphi_{r\alpha} \gamma_T$, $d_9 = -\gamma_T$, $d_{10} = \frac{1}{L_\sigma}$, dir.

$$\underbrace{\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix}}_y = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{H_e} x_e + v \quad (2.10)$$

Eşitlik 2.9 ve 2.10'da, $\gamma_T = 1/J_T$ motor ve yükün toplam eylemsizliğinin tersini ifade etmektedir.

Bu iki modelin arasındaki fark, $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$, $\varphi_{r\alpha}$, $\varphi_{r\beta}$, ω_m 'ye ek olarak Model- t_L & R_s ile t_L ve R_s değişimleri, Model- γ_T & R_r ile γ_T ve R_r değişimleri modellere dahil edilmiştir.

2.2 Genişletilmiş Kalman Filtresi

Bölüm 2.1.1'deki dinamik SKASM modelini kullanarak $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$, $\varphi_{r\alpha}$, $\varphi_{r\beta}$ ve ω_m kestirimlerini, Bölüm 2.1.2'deki dinamik SKASM modelini kullanarak $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$, $\varphi_{r\alpha}$, $\varphi_{r\beta}$, ω_m ve t_L kestirimleri, Bölüm 2.1.3'te $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$, $\varphi_{r\alpha}$, $\varphi_{r\beta}$, ω_m , t_L ve R_s ile $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$, $\varphi_{r\alpha}$, $\varphi_{r\beta}$, ω_m , γ_T ve R_r kestirimlerini gerçekleştiren GKF algoritmasına ait tasarım aşamaları aşağıda sunulmaktadır.

İlk olarak, Eşitlik 2.1 ve 2.2'de verilen doğrusal olmayan giriş ve çıkış denklemleri geriye doğru fark alma yöntemi ile ayrıklaştırılır. k örnekleme zamanını göstermek

Çizelge 2.1. GKF algoritmasına ait işlem basamakları

Durum-uzay modeli:

$$\mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{f}(k, \mathbf{x}_k, \mathbf{u}_k) + \mathbf{w}_k$$

$$\mathbf{y}(k) = \mathbf{h}(k, \mathbf{x}_k) + \mathbf{v}_k \text{ (Ölçme eşitliği)}$$

Tanımlamalar:

$$\mathbf{F}_{k+1,k} = \left. \frac{\partial \mathbf{f}(k, \mathbf{x}_k, \mathbf{u}_k)}{\partial \mathbf{x}_k} \right|_{\mathbf{x}_k = \hat{\mathbf{x}}_k}$$

Başlangıç değerlerini ata: $k = 0$ için ayarla:

$$\hat{\mathbf{x}}_0 = E[\mathbf{x}_0]$$

$$\mathbf{P}_0 = E[(\mathbf{x}_0 - E[\mathbf{x}_0])(\mathbf{x}_0 - E[\mathbf{x}_0])^T]$$

Hesaplama: $k=1,2,\dots$ için hesapla:

Durum vektörünü önkestir

$$\hat{\mathbf{x}}_k^- = \mathbf{f}(k, \hat{\mathbf{x}}_{k-1}, \mathbf{u}_k)$$

Durum hata kovaryans matrisini önkestir

$$\mathbf{P}_k^- = \mathbf{F}_{k,k-1} \mathbf{P}_{k-1} \mathbf{F}_{k,k-1}^T + \mathbf{Q}_{k-1}$$

Durum hata kovaryans matrisini güncelle

$$\mathbf{P}_k = \mathbf{P}_k^- - \mathbf{P}_k^- \mathbf{H}_k^T (\mathbf{R}_k + \mathbf{H}_k \mathbf{P}_k^- \mathbf{H}_k^T)^{-1} \mathbf{H}_k \mathbf{P}_k^-$$

Durum vektörünü kestir

$$\hat{\mathbf{x}}_k = \hat{\mathbf{x}}_k^- + \mathbf{P}_k \mathbf{H}_k^T \mathbf{R}_k^{-1} (\mathbf{y}(k) - \mathbf{H}_k \hat{\mathbf{x}}_k^-)$$

üzere SKASM'ye ait ayrıklaştırılmış model Eşitlik 2.11 ve 2.12'deki gibi verilebilir.

$$\mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{f}(k, \mathbf{x}_k, \mathbf{u}_k) + \mathbf{w}_k \quad (2.11)$$

$$\mathbf{y}(k) = \mathbf{h}(k, \mathbf{x}_k) + \mathbf{v}_k \text{ (Ölçme eşitliği)} \quad (2.12)$$

Bölüm 2.1.1 ve Bölüm 2.1.2'deki doğrusal olmayan SKASM modellerinin KF'de kullanılabilmesi için, $\mathbf{f}(k, \mathbf{x}_k, \mathbf{u}_k)$ doğrusal olmayan fonksiyonun $\hat{\mathbf{x}}_k$ etrafında birinci dereceden Taylor serisine açılarak SKASM'nin doğrusallaştırılmış ayrık modeli elde edilir (Eşitlik 2.13).

$$\mathbf{F}_{k+1,k} = \left. \frac{\partial \mathbf{f}(k, \mathbf{x}_k, \mathbf{u}_k)}{\partial \mathbf{x}_k} \right|_{\mathbf{x}_k = \hat{\mathbf{x}}_k} \quad (2.13)$$

Elde edilen doğrusallaştırılmış dinamik SKASM modeli geleneksel KF eşitliklerine Eşitlik 2.14-2.16'daki gibi uygulanabilir:

$$\mathbf{P}_k^- = \mathbf{F}_{k,k-1} \mathbf{P}_{k-1} \mathbf{F}_{k,k-1}^T + \mathbf{Q}_{k-1} \quad (2.14)$$

$$\mathbf{P}_k = \mathbf{P}_k^- - \mathbf{P}_k^- \mathbf{H}_k^T (\mathbf{R}_k + \mathbf{H}_k \mathbf{P}_k^- \mathbf{H}_k^T)^{-1} \mathbf{H}_k \mathbf{P}_k^- \quad (2.15)$$

$$\hat{\mathbf{x}}_k = \mathbf{f}(k, \hat{\mathbf{x}}_{k-1}, \mathbf{u}_k) + \mathbf{P}_k \mathbf{H}_k^T \mathbf{R}_k^{-1} (\mathbf{y}(k) - \mathbf{H}_k \hat{\mathbf{x}}_k^-) \quad (2.16)$$

Burada, $\mathbf{F}$ doğrusal olmayan modeli doğrusallaştırmada kullanılan fonksiyonu; $\mathbf{Q}$ sistem gürültü kovaryans matrisini, yani model hatasını; $\mathbf{R}$, çıkış matrisinin kovaryans matrisini, yani ölçme gürültüsünü; $\mathbf{P}$ ve $\mathbf{P}_k^-$, sırasıyla durum ve önkestirim durum kestirim hatasının kovaryans matrislerini ifade etmektedir.

Sonuç olarak elde edilen GKF algoritmasına ait işlem basamakları Çizelge 2.1'deki gibi özetlenebilir.

BÖLÜM III

BULANIK MODELE UYARLAMALI SİSTEM

Bu çalışmada, hız-algılayıcısız ASM kontrolünde kullanılan MUS'ların uyarlama mekanizmasındaki geleneksel PI (GPI) kontrolör yerine, kestirim başarımını arttırmak amacıyla, iki adet optimize edilmiş bulanık mantık kontrolör (BMK) tasarımı gerçekleştirilmektedir. Daha sonra, geliştirilen bulanık MUS'ların (BMUS'ların) ve geleneksel MUS'un (GMUS'un) kestirim başarımları gerçek-zamanlı deney sonuçları kullanılarak karşılaştırılmaktadır.

3.1 Giriş

Literatürde bulanık mantık ile ilgili yapılan çalışmalar incelendiğinde iki ana kısma ayrıldığı görülmektedir. İlk kısım çalışmalar kontrolör bazında, ikinci kısım çalışmalar ise kestirim bazında iyileştirmeleri içermektedir.

Kontrolör bazında yapılan çalışmalara incelendiğinde, Cheng ve Yeh (1993), Denaï ve Attia (2002), Uddin vd. (2002) ve Rehman ve Dhaouadi (2008)'de ASM'lerin dolaylı VK'da, Lai ve Lin (2003) ve Zhang vd. (2012)'de DMK'nin dinamik hız cevabını iyileştirmek, Sousa vd. (1995)'te ASM'lerin dolaylı VK'daki verimi arttırmak, Vas vd. (1995a)'da doğrudan VK'daki GPI kontrolörlerin başarımını iyileştirmek, Bird ve Zelaya De La Parra (1997) ve Buja ve Kazmierkowski (2004)'te DMK'daki moment dalgalanması problemini çözmek amacıyla BMK'lar kullanılmıştır.

Kestirim bazında bulanık mantık kullanan çalışmalar incelendiğinde, Sousa vd. (1993)'te dolaylı VK'lı ASM sürücüsünde MUS yöntemi yardımıyla kayma kazancı kompanzasyonunda, Cerruto vd. (1997)'de BMUS yardımıyla hız kestirimine ek olarak rotor zaman sabiti kompanzasyonunda, Bose ve Patel (1998)'de stator direncinin sıcaklıkla değişimini içeren termal model ve Karanayil vd. (2007)'de akım hataları ile stator direnci kestiriminde, Bim (2001)'de ASM'lerin dolaylı VK'da sistem başarımını etkileyen rotor zaman sabiti kestiriminde, Lopez vd. (2006)'da iki ayrı hız kestirim algoritmasının ağırlıklarının güncellenmesinde, Gadoue vd. (2010)'da ASM'lerin hız kestiriminde kullanılan MUS'un kestirim başarımının iyileştirilmesinde, Vukadinovic

vd. (2010)'da kestirilen ve ölçülen hız bilgisini kullanarak stator direnci kestiriminde, Zerdali ve Barut (2013)'te ASM'lerin DGA ile optimize edilmiş BMUS ile hız kestiriminde kullanıldığı çalışmalar mevcuttur.

Ayrıca, mevcut kestirim algoritmalarının başarımını iyileştirmek amacıyla kullanıldığı çalışmalar da mevcuttur. Wai ve Lin (1999)'da konum kontrolünün gerçekleştirildiği kayma-kipli servo motor sürücüsünde ve ASM'lerin konum kontrolünü gerçekleştiren Wai (2007)'de kayma-kipli kontroldeki çatırtı sorununa çözüm getirmek amacıyla da kullanılmaktadır.

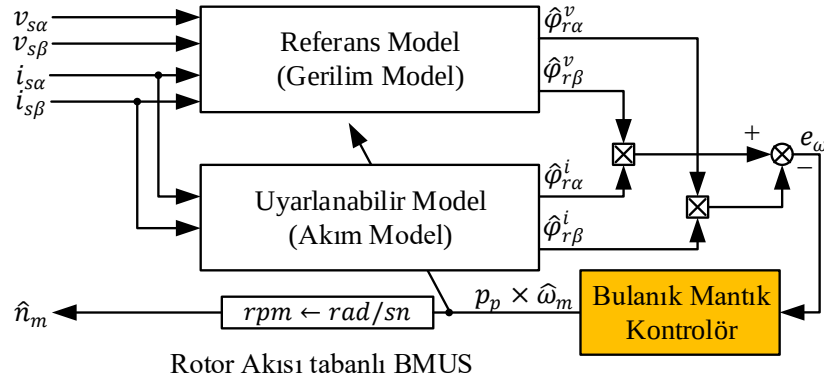
Yapılan çalışmalara ek olarak, motorlardaki hata bulma ve tanılama sistemlerinde de bulanık mantıktan yoğun bir şekilde yararlanılmaktadır (Altug vd., 1999; Filippetti vd., 2000; Zidani vd., 2008).

Tez kapsamında yapılarak Zerdali ve Barut (2013)'te literatüre tanıtılan bu çalışmada, Bölüm 3.2'de geliştirilen BMUS yapıları ile ilgili detaylı bilgiler verilmiştir. Bölüm 3.3'te, Bölüm 3.2'de elde edilen BMUS yapılarının kestirim başarımını doğrulamak amacıyla, geliştirilen iki BMUS ile GMUS'a ait kestirim başarımları gerçek-zamanlı olarak karşılaştırılmıştır. Bölüm 3.4'te elde edilen gözlemler sunulmaktadır.

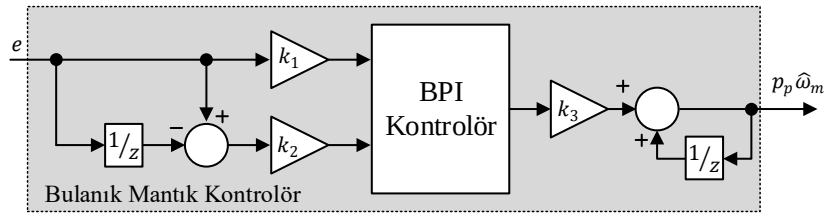
3.2 Bulanık Modele Uyarlamalı Sistem

Şekil 1.4'te genel yapısı verilen MUS'lar, açık-çevrim akı ve hız kestiricilerindeki parametre değişimlerinden kaynaklanan etkileri azaltmak amacıyla Schauder (1992) tarafından ortaya atılmıştır. MUS referans ve uyarlanabilir model olmak üzere iki adet model kullanır. Referans model (Eşitlik 3.1) hız bilgisi (ω_m) içermezken, uyarlanabilir model (Eşitlik 3.2) hız bilgisi içermektedir. Daha sonra, bu iki model arasındaki fark olarak tanımlanan hata, çıkışında kestirilen rotor hız bilgisini veren uyarlama mekanizmasında kullanılmaktadır.

GMUS'larda uyarlama mekanizması olarak kullanılan geleneksel PI kontrolör yerine, kestirim başarımının artırılması amacıyla çeşitli uyarlama mekanizmaları da kullanılmaktadır. Yapılan bu çalışmada, MUS'un kestirim başarımını arttırmak için iki adet bulanık-tabanlı PI (BPI) kontrolör tasarımı gerçekleştirilmiştir. Literatürdeki hız-



Şekil 3.1. Bulanık MUS blok şeması



Şekil 3.2. BPI_1 ve BPI_2 kontrolörlerin yapısı

algılayıcısız ASM kontrolünde kullanılan BMUS çalışmalarından farklı olarak, ilk BPI kontrolörde (BPI_1) kontrolör katsayıları, ikinci kontrolörde (BPI_2) hem kontrolör katsayıları hem de giriş ve çıkışa ait üyelik fonksiyonları, sözde kodu EK-E'de verilen DGA algoritması ile optimize edilmiştir. Yapılan çalışmalar bu yönleriyle literatürde bir ilktir.

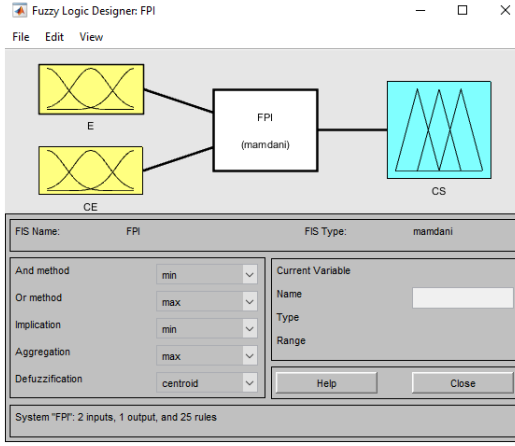
$$\varphi_r' = \frac{L_r}{L_m} [\int (\mathbf{v}_s - R_s \mathbf{i}_s) dt - \sigma L_s \mathbf{i}_s] \quad (3.1)$$

$$\varphi_r' = \int \left\{ \left[-\frac{1}{T_r} + j\omega_r \right] \varphi_r' + \frac{L_m}{T_r} \mathbf{i}_s \right\} dt \quad (3.2)$$

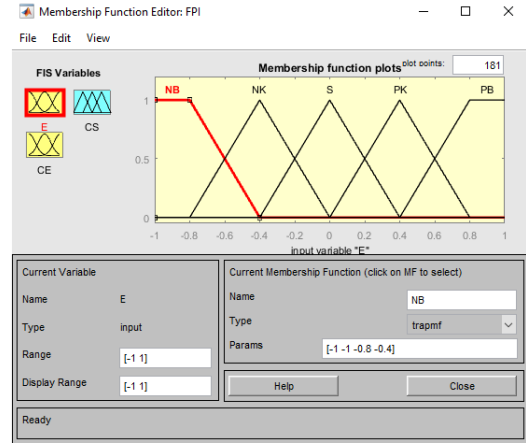
BPI_1 ve BPI_2 kontrolörlerinin tasarım detayları ve bu kontrolörlerin DS1104 kontrolör kartına uyarlanmaları sonraki alt bölümlerde sunulmuştur.

3.2.1 BPI_1 kontrolörünün tasarımı

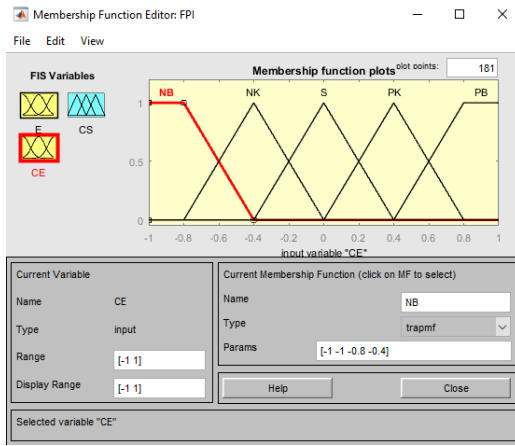
Şekil 3.1'de yapısı verilen Mamdani tip BPI_1 kontrolörünün üyelik fonksiyonları ve kural tablosu sırasıyla Şekil 3.3. ve Çizelge 3.1'de sunulmuştur. Şekil 3.1'deki k_1 , k_2 ve



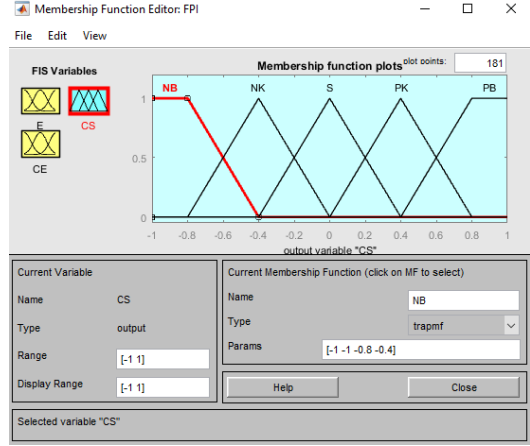
a



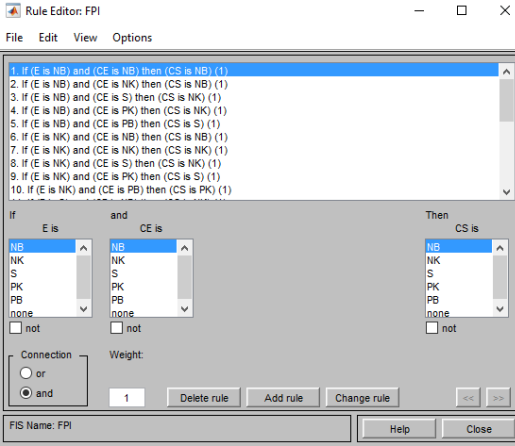
b



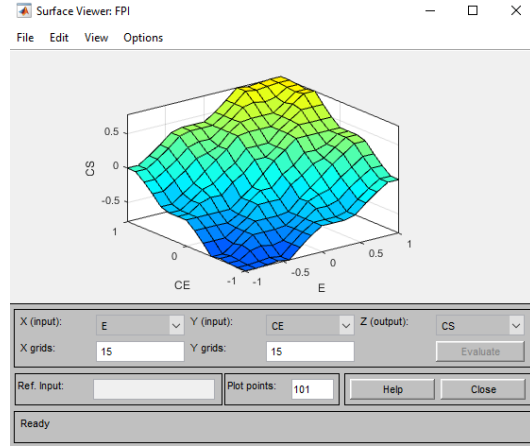
c



d



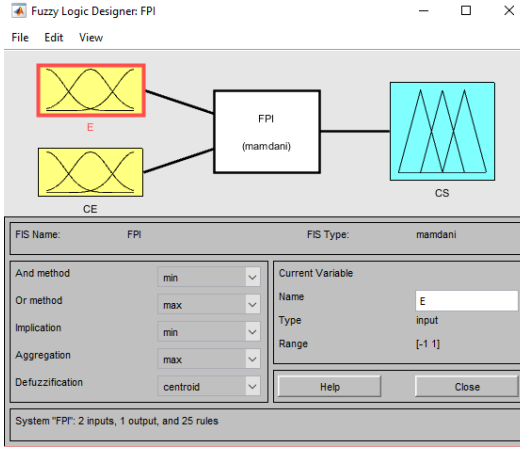
e



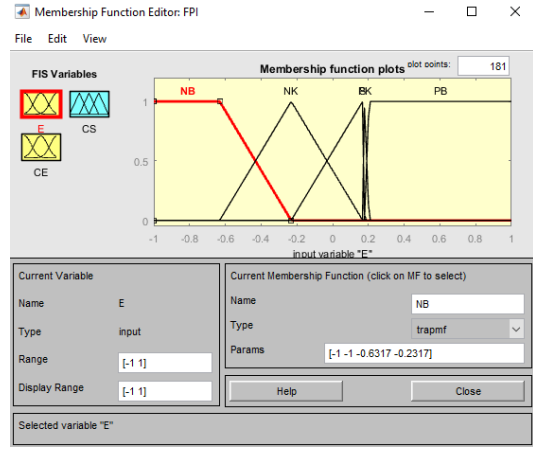
f

Şekil 3.3. BPI_1 kontrolörünün (a) giriş ve çıkışları (b) hataya ait giriş üyelik fonksiyonları (c) hatanın değişimine ait giriş üyelik fonksiyonları (d) çıkışa ait üyelik fonksiyonları (e) kuralları ve (f) kontrol yüzeyi

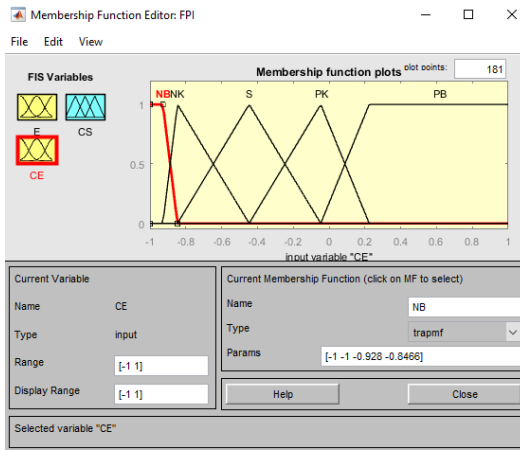
k_3 katsayıları sözde kodu EK-E'de verilen DGA algoritması ile optimize edilirken, Şekil 3.3.'teki üyelik fonksiyonları ve Çizelge 3.1'deki kural tablosu simetrik olarak



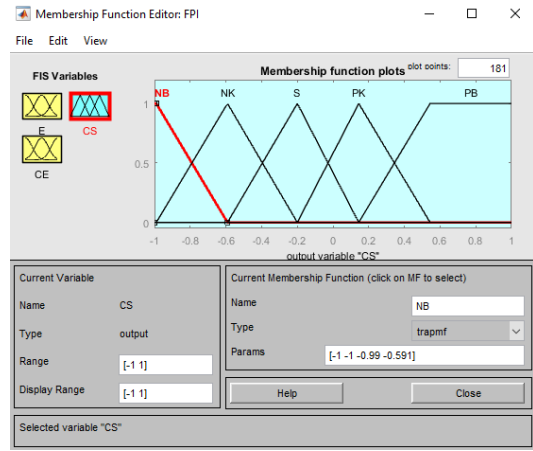
a



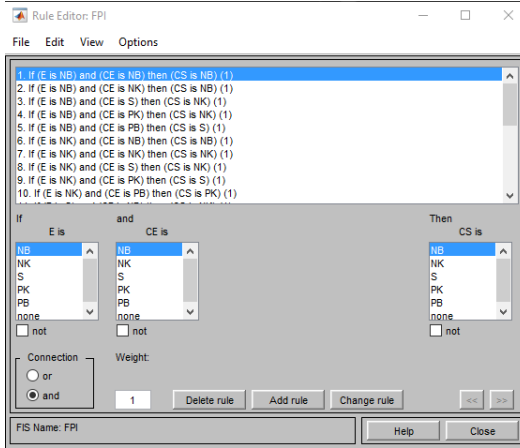
b



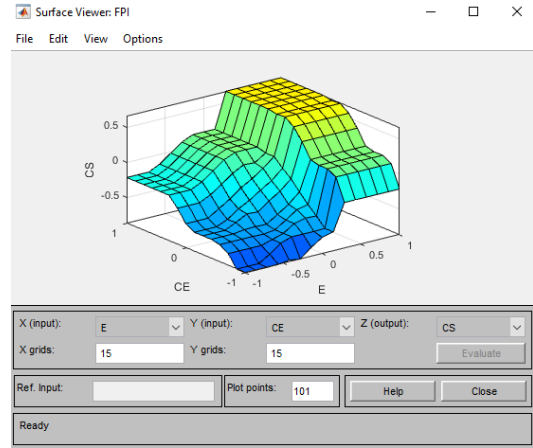
c



d



e



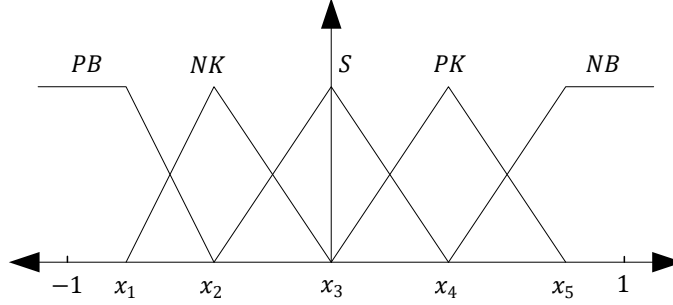
f

Şekil 3.4. BPI_2 kontrolörünün (a) giriş ve çıkışları (b) hataya ait giriş üyelik fonksiyonları (c) hatanın değişimine ait giriş üyelik fonksiyonları (d) çıkışa ait üyelik fonksiyonları (e) kuralları ve (f) kontrol yüzeyi

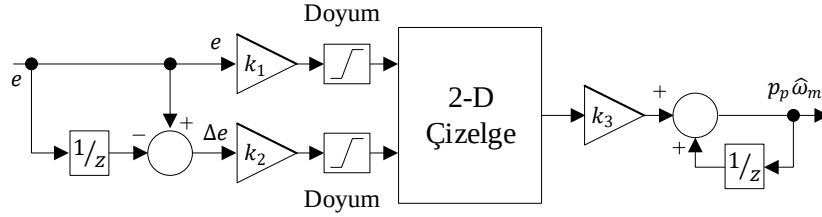
seçilmiştir (Gadoue vd., 2010). Giriş (e ve Δe) ve çıkışa ($\hat{n}_m$) ait üyelik fonksiyonları pozitif büyük (PB), pozitif küçük (PK), sıfır (S), negatif küçük (NK) ve negatif büyük

Çizelge 3.1. BPI_1 ve BPI_2 kontrolörüne ait kural tablosu

$\begin{matrix} e \\ \Delta e \end{matrix}$	NB	NK	S	PK	PB
NB	NB	NB	NK	NK	S
NK	NB	NK	NK	S	PK
S	NK	NK	S	PK	PK
PK	NK	S	PK	PK	PB
PB	S	PK	PK	PB	PB



Şekil 3.5. BPI_2 kontrolörüne ait optimize edilecek üyelik fonksiyonları

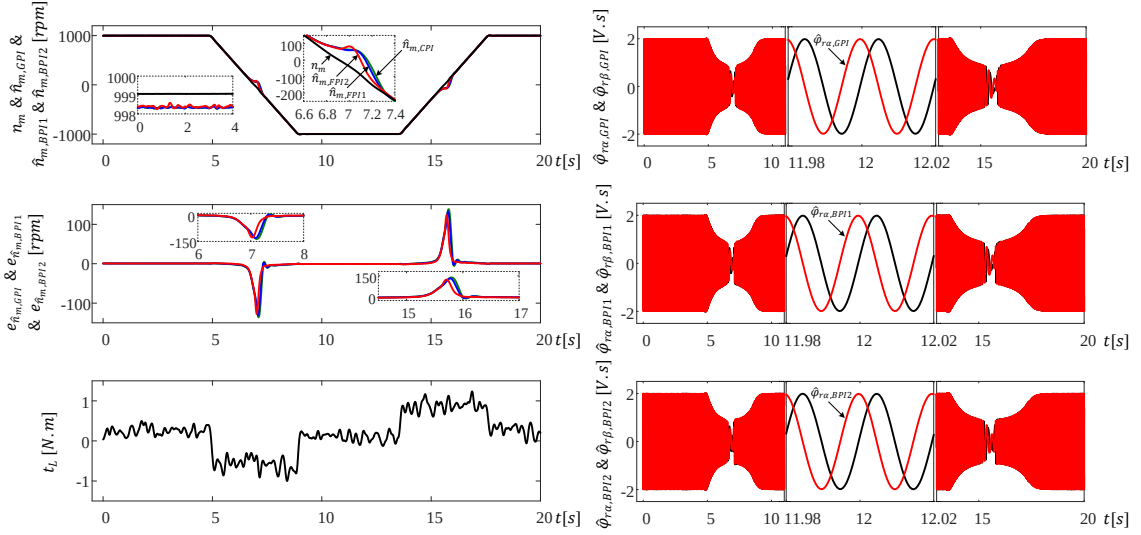


Şekil 3.6. BPI_1 ve BPI_2 kontrolörlerinin DS1104 kontrolör kartına uyarlanması

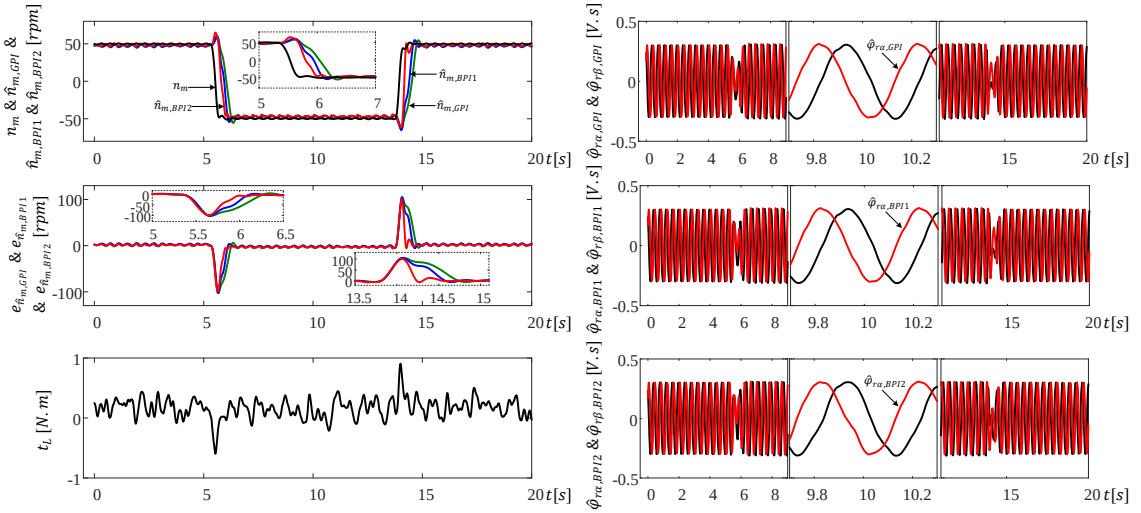
(NB) olmak üzere beş dilsel kısma ayrılmıştır.

3.2.2 BPI_2 kontrolörünün tasarımı

Şekil 3.1'de yapısı verilen Mamdani tip BPI_2 kontrolörünün optimize edilmiş üyelik fonksiyonları ve simetrik seçilmiş kural tablosu sırasıyla Şekil 3.4 ve Çizelge 3.1'de sunulmuştur. Girişlere (e ve Δe) ve çıkışa ($\hat{n}_m$) ait üyelik fonksiyonları PB, PK, S, NK ve NB olmak üzere beş dilsel kısma ayrılmıştır. Şekil 3.1'deki k_1 , k_2 ve k_3 katsayılarına ek olarak Şekil 3.5'teki gibi tanımlanan giriş ve çıkışa ait üyelik fonksiyonlarındaki x_1 , x_2 , x_3 , x_4 ve x_5 katsayıları, yani toplam 18 adet parametre, sözde kodu EK-E'de verilen



Şekil 3.7. Yüksek hız bölgesinde hız tersleme altındaki GPI , BPI_1 ve BPI_2 tabanlı RA-MUS ile elde edilen kestirim sonuçlarının karşılaştırılması

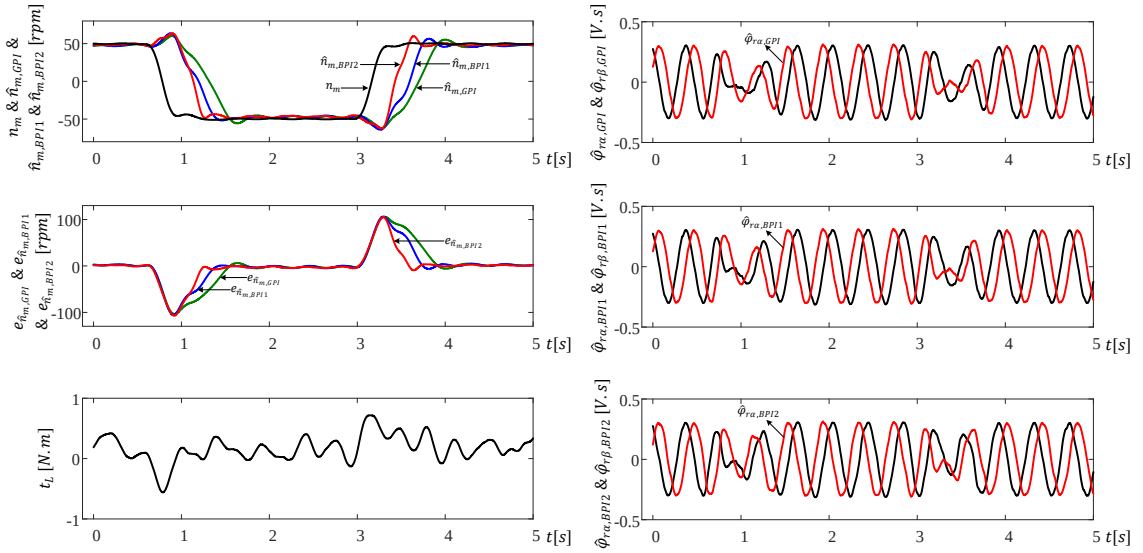


Şekil 3.8. Düşük hız bölgesinde hız tersleme altındaki GPI , BPI_1 ve BPI_2 tabanlı RA-MUS ile elde edilen kestirim sonuçlarının karşılaştırılması

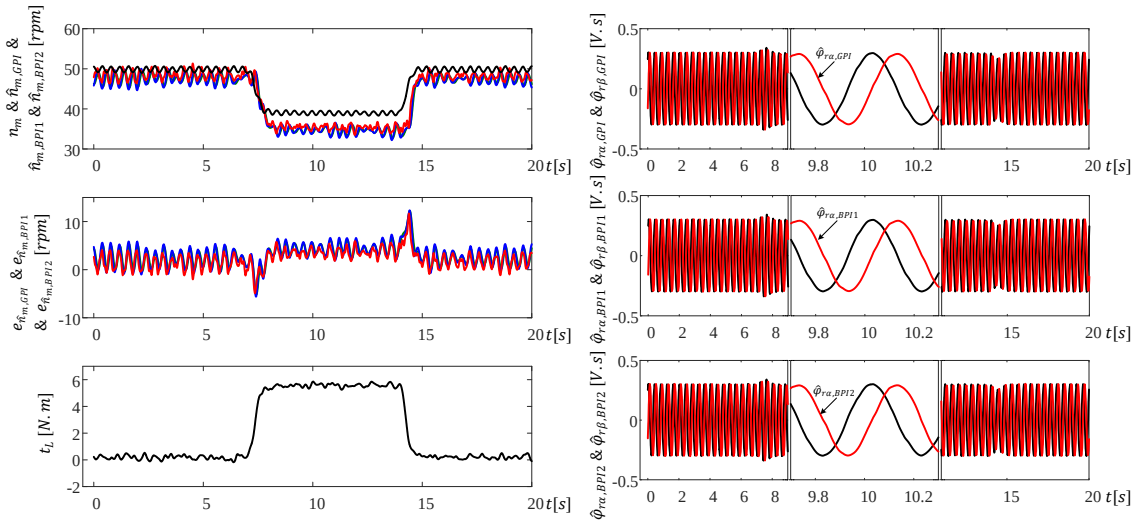
DGA algoritması ile optimize edilirken, kural tablosu Çizelge 3.1'deki gibi simetrik olarak seçilmiştir.

3.2.3 BPI_1 ve BPI_2 kontrolörlerinin DS1104 kontrolör kartına uyarlanması

DSpace-DS1104 kontrolör kartının Matlab® Simulink ortamında tasarlanan kontrolörleri derleyebilmesi amacıyla Şekil 3.2'deki kontrolör yapısı Şekil 3.6'da sunulan yapıya dönüştürülmüştür. İlk olarak tasarlanan BMK'lar iki boyutlu çizelgeye



Şekil 3.9. Düşük hız bölgesinde hız tersleme altındaki GPI , BPI_1 ve BPI_2 tabanlı RA-MUS ile elde edilen kestirim sonuçlarının karşılaştırılması



Şekil 3.10. Düşük hız bölgesinde yük momentini değişimi altındaki GPI , BPI_1 ve BPI_2 tabanlı RA-MUS ile elde edilen kestirim sonuçlarının karşılaştırılması

dönüştürülmüştür. Ayrıca, $[-1, 1]$ aralığında tasarlanan BMK girişlerine bu değer aralığı dışında giriş olmamasını garanti altına almak amacıyla doyum blokları kullanılmıştır.

3.3 Gerçek-Zamanlı Deney Sonuçları

Bu kısımda, DGA ile optimize edilmiş GPI , BPI_1 ve BPI_2 kontrolörlerinin MUS'un kestirim başarımı üzerindeki etkileri gerçek-zamanlı deney sonuçları yardımıyla incelenmiştir. Şekil 3.7-Şekil 3.10'da sunulan kestirim sonuçlarında, “ ^ ” işareti

Çizelge 3.2. Kontrolörlerin sayısal işaret işleyiciler üzerindeki hesap yükleri

GPI	BPI_1	BPI_2
$0.6992 \mu sn$	$5.2702 \mu sn$	$3.5869 \mu sn$

kestirilen durum/parametreleri, n_m , $\hat{n}_{m,GPI}$, $\hat{n}_{m,BPI1}$ ve $\hat{n}_{m,BPI2}$ sırasıyla ölçülen, GPI , BPI_1 ve BPI_2 tabanlı MUS ile kestirilen hızları, $\hat{\phi}_{r\alpha,GPI}$, $\hat{\phi}_{r\alpha,BPI1}$ ve $\hat{\phi}_{r\alpha,BPI2}$ sırasıyla GPI , BPI_1 ve BPI_2 tabanlı MUS ile kestirilen akının α -bileşenlerini, $\hat{\phi}_{r\beta,GPI}$, $\hat{\phi}_{r\beta,BPI1}$ ve $\hat{\phi}_{r\beta,BPI2}$ sırasıyla GPI , BPI_1 ve BPI_2 tabanlı MUS ile kestirilen akının β - bileşenlerini, t_L ölçülen yük momentini göstermektedir. Ayrıca, $e_{\hat{n}_{m,GPI}} = n_m - \hat{n}_{m,GPI}$, $e_{\hat{n}_{m,BPI1}} = n_m - \hat{n}_{m,BPI1}$, $e_{\hat{n}_{m,BPI2}} = n_m - \hat{n}_{m,BPI2}$ 'yi ifade etmektedir. Örnekleme zamanı T ise $100 \mu sn$ olarak alınmıştır.

Şekil 3.7'deki senaryoda tasarlanan kontrolörlerin yüksek hız bölgesinde hız tersleme altındaki başarımları incelenmiştir. Senaryoda ASM 998 d/dk hız ile dönerken, hız 5. ve 13. sn 'de terslenmiştir. Şekil 3.7'den de görüldüğü üzere, BPI_2 tabanlı kontrolörün geçici haldeki yakınsama hızı BPI_1 ve GPI kontrolörlerden daha yüksektir. En kötü yakınsama hızı ise GPI kontrolöre aittir.

Şekil 3.8 ve Şekil 3.9'daki senaryolarda ise, kontrolörlerin düşük hız bölgesinde hız tersleme başarımları incelenmiştir. Şekil 3.8'deki senaryoda, ASM 50 d/dk hızda çalışırken, hız 6. ve 14. sn 'de terslenmiştir. Şekil 3.9'daki senaryoda ise, ASM yine 50 d/dk 'da dönerken, hız 1. ve 3. sn 'de terslenmiştir. Sonuçlar yüksek hız sonuçları ile uyum içerisindedir. Akı kestirimlerinde de benzer kestirim başarımına sahiptirler.

Şekil 3.10'daki son senaryoda, kontrolörlerin yük momenti değişimleri altındaki kestirim başarımları incelenmiştir. Senaryoda 7. sn 'de ASM 5 $N.m$ yük momenti ile yüklenirken, 13. sn 'de yüksüz duruma geri getirilmiştir. Fakat kontrolörler yük momenti değişimlerine karşı benzer kestirim başarımları göstererek, bu değişimlere karşı dayanıklı olmadıklarını göstermişlerdir.

Kestirim başarımlarının yanı sıra, tasarlanan kontrolörler hesap yükü bakımından da karşılaştırılmıştır. Kontrolörlere ait 5 sn 'deki ortalama çevrim süreleri Çizelge 3.2'de

verilmiştir. Tasarlanan BMK'lar kestirim başarımını arttırmasına rağmen, hesap yüklerinin *GPI* kontrolöre fazla olduğu Çizelge 3.2'den görülmektedir.

3.4 Sonuç

Bölüm 3 kapsamında yapılan çalışmalar incelendiğinde, Bölüm 3.2'de GMUS'un kestirim başarımını arttırmak amacıyla geliştirilen BMUS yapıları ile ilgili detaylı bilgiler verilmiştir. İlk olarak, kural tablosu ve üyelik fonksiyonları simetrik olarak seçilen ve kontrolör katsayıları DGA ile optimize edilen BPI_1 kontrolörü tasarlanmıştır. Daha sonra, simetrik seçilen üyelik fonksiyonlarının kontrolör başarımı üzerindeki etkisini incelemek amacıyla BPI_2 kontrolörü tasarlanmıştır. Bu kontrolörde, üç adet kontrolör katsayısına ek olarak girişlere ve çıkışa ait üyelik fonksiyonları da DGA ile optimize edilmiştir.

Bölüm 3.3'te, Bölüm 3.2'de elde edilen BMUS yapılarının kestirim başarımlarını doğrulamak amacıyla, geliştirilen iki BMUS ile GMUS hem kestirim başarımı hem de işlem yükü bakımından gerçek-zamanlı olarak karşılaştırılmıştır. Gerçekleştirilen karşılaştırmanın adil olması amacıyla *GPI* kontrolörüne ait PI kontrolör katsayıları da BPI optimizasyonunda kullanılan aynı eğitim kümesi kullanılarak DGA ile optimize edilmiştir. Elde edilen kestirim başarımları karşılaştırıldığında, en iyi başarıma sahip yaklaşımın BPI_2 tabanlı BMUS olduğu görülmüştür. Yani kontrolör katsayılarının ve üyelik fonksiyonlarının optimizasyonunun kestirim başarımını arttırdığı görülmüştür. En kötü başarıma sahip yaklaşımın ise GMUS'a ait olduğu belirlenmiştir. Ayrıca, yük momenti değişimleri altında tüm yaklaşımların kestirim başarımı düşmüş ve benzer kestirim başarımı göstermişlerdir.

Diğer taraftan, tasarlanan BPI kontrolörlerin kestirim başarımını iyileştirmesine karşın işlem yükünü arttırdığı da belirlenmiştir.

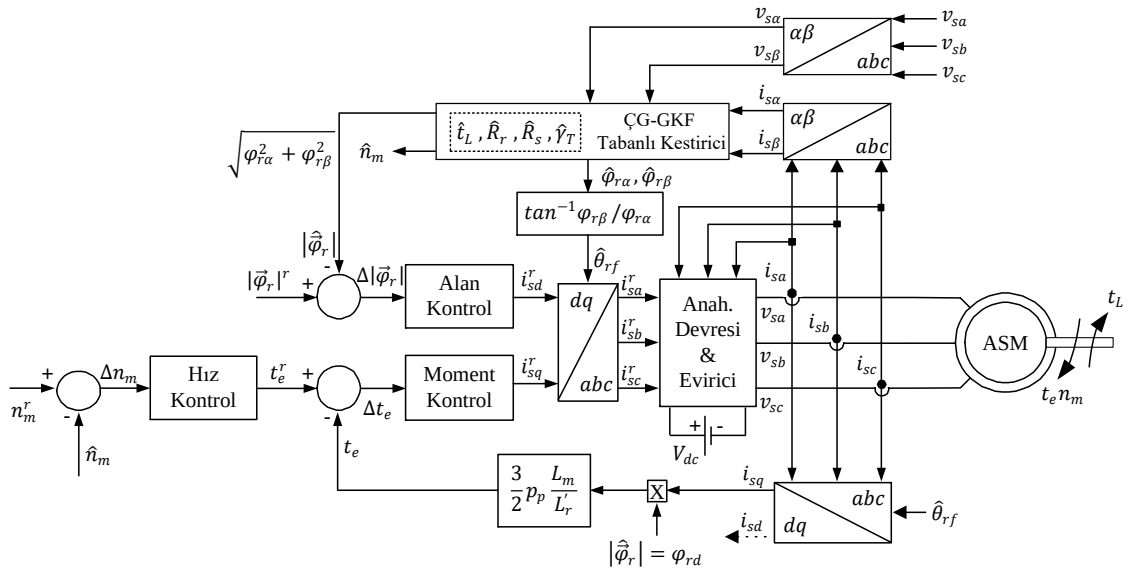
BÖLÜM IV

ASENKRON MOTORLARIN HIZ-ALGILAYICISIZ KONTROLÜ İÇİN ÇİFT-GİRİŞLİ GENİŞLETİLMİŞ KALMAN FİLTRESİ İLE ROTOR VE STATOR DİRENCİ, YÜK MOMENTİ VE EYLEMSİZLİK KESTİRİMLERİ

Bu tez çalışmasında, ölçülen stator faz gerilimleri ve akımlarını kullanarak stator akımları, rotor akıları, rotor açısal hızı, R_s , R_r , t_L , toplam eylemsizliğin tersi $1/j_T$ kestirimlerini eş-zamanlı olarak gerçekleştiren ÇG-GKF algoritması tasarlanarak benzetimler ve gerçek-zamanlı deneylerle doğrulanmıştır. Önerilen ÇG-GKF algoritmasının etkinliği benzetim temelli olarak, R_s , R_r , t_L , j_T ve hız/konum referansındaki zorlu değişimler altında hız kontrolünün ve konum kontrolünün gerçekleştirildiği ayrı ayrı hız-algılayıcısız DVK sistemleri kullanılarak test edilmiştir. Ayrıca, gerçek-zamanlı olarak alternatif akım sürücüsü üzerinden beslenen ASM'nin ölçülen stator akımları, rotor hızı ve yük momenti bilgileri ile ÇG-GKF algoritmasından elde edilen kestirilmiş değerler karşılaştırılarak, kestirim doğruluğu ve başarımı gösterilmiştir. Hem geçici hem de sürekli halde elde edilen bu benzetim ve gerçek-zamanlı kestirim başarımları, literatürde bir ilktir.

4.1 Giriş

ASM'lerin hız-algılayıcısız kontrol başarımı durum kestirimlerinin dayanıklılığına bağlıdır. ASM'lerin hız/konum algılayıcısız hız/konum kontrolü için rotor açısal hızı, rotor konumu ve akı bilgisi kestirimleri gerekmektedir. Fakat bu kestirimler, değeri sıcaklık ve frekansla değişen stator ve rotor dirençleri ile bilinmeyen yük momenti gibi ASM parametrelerinin değişimlerinden olumsuz yönde etkilenmektedir. Literatürde yapılan çalışmalar incelendiğinde, çalışmaların iki kısma ayrıldığı görülmektedir. İlk kısım çalışmalar hızı elektriksel durumlara göre daha az değiştiği varsayımıyla sabit parametre olarak kabul etmektedir. Diğer kısım çalışmalar, hızı sabit parametre olarak kabul etmek yerine, mekanik hareket eşitliği kullanarak kestirme yoluna gitmiştir. Böylece hız-algılayıcısız kontrol sisteminin başarımını hem geçici hem de sürekli halde iyileştirilmiştir. Bununla birlikte, ikinci yöntem mekanik hareket eşitliğindeki t_L , j_T ve β_T 'nin doğru bilinmesini gerektirmektedir.



Şekil 4.2. ASM’ler için hız kontrolüne yönelik hız-algılayıcısız DVK sistemi

$i_{s\beta}$, $\varphi_{r\alpha}$, $\varphi_{r\beta}$, ω_m kestirimlerine ilave olarak R_r , R_s , t_L ve $1/j_T$ kestirimlerini yapan yeni bir ÇG-GKF algoritmasını ve hem benzetimlerle hem de gerçek-zamanlı olarak tasarlamak ve gerçekleştirmektir. Önerilen yeni kestirim tekniği R_r , R_s , t_L , j_T ve hız/konum referansındaki ani değişimler altında hız-algılayıcısız DVC sistemini kullanarak benzetimlerle ve alternatif akım sürücüsü üzerinden yol verilen ASM’nin ölçülen stator faz akımları, ω_m ve t_L bilgileri kullanılarak gerçek zamanda doğrulanmıştır. Burada, ω_m ve t_L sadece doğrulama amaçlı olarak ölçülmüş, ÇG-GKF algoritması içerisinde kestirim amaçlı olarak kullanılmamıştır. Elde edilen sonuçlar, hem geçici hem de sürekli-halde oldukça tatmin edici kestirim başarımını onaylamaktadır.

4.2 Çift-Girişli GKF Algoritmasının Tasarımı

Bölüm 2.1.3’teki iki adet 7. dereceden SKASM modelini kullanan ÇG-GKF algoritması (Şekil 4.1) ölçülen stator faz gerilimleri ve akımlarını kullanarak ASM’nin hız algılayıcısız kontrolü için $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$, $\varphi_{r\alpha}$ ve $\varphi_{r\beta}$ ’ya ilave olarak ω_m , R_s , R_r , t_L ve γ_T ’yi eş-zamanlı kestirmektedir. Böylece, γ_T haricindeki aynı durum ve parametreleri kestiren Barut (2010)’daki gibi geçmiş ÇG-GKF tabanlı çalışmalara kıyasla bir önceliğe sahiptir. Başka bir deyişle, GKF tabanlı ya da diğer geçmiş çalışmalarla mümkün olabilenden daha fazla parametre ve durum bu çalışmadaki ÇG-GKF algoritması ile kestirilmiştir.

başlangıç değeri olarak her iki girişe birden güncellenirken, Model- t_L & R_s ya da Model- γ_T & R_r ’nin kestirilen değerleri sabit parametre olarak diğer girişte kullanılır. Ayrıca, $\underline{P}_i(k+1)$ gelecek T kullanımı için $\underline{P}_i(k)$ olarak depolanır. Barut (2010)’daki gibi $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$, $\varphi_{r\alpha}$, $\varphi_{r\beta}$, ω_m , t_L , R_s ve R_r ’yi eş-zamanlı kestiren önceki ÇG-GKF tabanlı çalışmalardan farklı olarak, bu çalışmadaki ÇG-GKF algoritması ile $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$, $\varphi_{r\alpha}$, $\varphi_{r\beta}$, ω_m , t_L , R_s , R_r ve γ_T eş-zamanlı olarak kestirilmektedir. Bu özellik, yapılan çalışmayı özgün kılmaktadır.

4.3 Hız-Algılayıcısız DVK Sistemleri

Bu kısımda, tasarlanan ÇG-GKF algoritmasının ASM’lerin hız ya da konum kontrolünü gerçekleştiren iki farklı hız-algılayıcısız DVK sistemi üzerinde doğrulanması yapılmıştır. Hız-algılayıcısız hız ve konum kontrolü şemaları Bölüm 4.3.1 ve 4.3.2’de sunulmuştur.

4.3.1 Hız kontrolüne yönelik hız-algılayıcısız DVK sistemi

Şekil 4.2’de blok şeması verilen ASM’lerin hız kontrolü için geliştirilmiş ÇG-GKF algoritması tabanlı hız-algılayıcısız DVK sistemi Matlab Simulink ortamında gerçekleştirilmiştir. Burada $\hat{\theta}_{rf}$, stator duran eksen takımının α -ekseni ile dönen eksen takımının d -ekseni arasındaki alan açısıdır. Bu açı bağımsızlaştırıcı ya da alan açısı olarak da adlandırılır. Yani, dq -eksen takımı, $d\hat{\theta}_{rf}/dt$ ani hızında dönmektedir. Kontrol sistemindeki bütün kontrolörler, geleneksel PI kontrolörleridir.

4.3.2 Konum kontrolüne yönelik hız-algılayıcısız DVK sistemi

Şekil 4.3’te blok şeması verilen ASM’lerin konum kontrolü için geliştirilmiş ÇG-GKF algoritması tabanlı hız-algılayıcısız DVK sistemi Matlab Simulink ortamında gerçekleştirilmiştir. Burada, kayma kipli kontrolörler, SMC_1 ve SMC_2 daha önce Barut ve Bogosyan (2007)’de kullanılmıştır. Barut ve Bogosyan (2007)’ye göre, kayma manifoldları (sliding manifolds) σ_d ve σ_q alan kontrolörü SMC_1 ve konum kontrolü SMC_2 için sırasıyla Eşitlik 4.1 ve 4.2’deki gibi tanımlanmıştır.

$$\sigma_d = |\psi_r|^{ref} - \psi_d \quad (4.1)$$

$$\sigma_q = (\dot{\theta}_m^{ref} - \dot{\theta}_m) + c(\theta_m^{ref} - \theta_m) = \dot{e}_q + ce_q \quad (c > 0) \quad (4.2)$$

Lyapunov teorisine dayalı kararlı kontrolörlerin geliştirilmesi için kesin pozitif Lyapunov fonksiyonu Eşitlik 4.3 gibi seçilmiştir (Barut ve Bogosyan, 2007).

$$V = \frac{1}{2}\sigma_d^2 + \frac{1}{2}\sigma_q^2 \rightarrow \dot{V} = \sigma_d\dot{\sigma}_d + \sigma_q\dot{\sigma}_q \quad (4.3)$$

Hung vd. (1993)'teki üssülü ulaşma kuralı (power rate reaching law) ve Sahin vd. (1995)'teki ortalama-eşdeğer kontrol kuralı (average-equivalent control law) kavramlarını birleştirilerek SMC₁ ve SMC₂ için kontrol kuralı Eşitlik 4.4 ve 4.5 gibi elde edilmiştir (Barut ve Bogosyan, 2007).

$$i_{sd}(k) = i_{sd}(k+1) + \frac{\sigma_d(k) - \sigma_d(k-1)}{\bar{k}_5 T} + \frac{k_d |\sigma_d(k)|^{1/n_d} \text{sgn}(\sigma_d(k))}{\bar{k}_5} \quad (4.4)$$

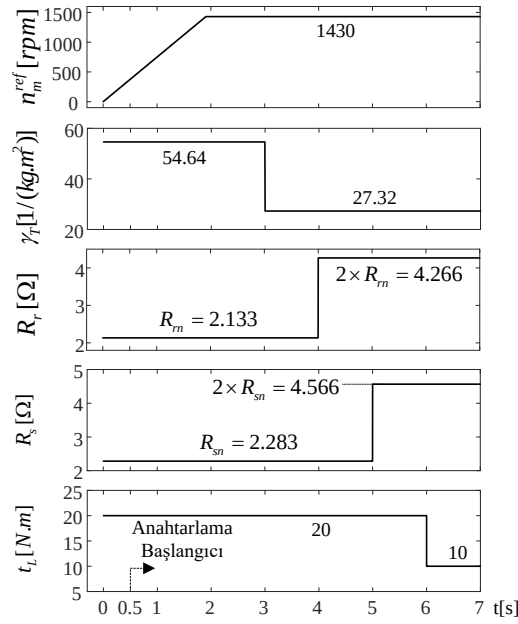
$$i_{sq}(k) = i_{sq}(k-1) + \frac{\sigma_q(k) - \sigma_q(k-1)}{\bar{k}_7 T |\psi_r|^{ref}} + \frac{k_q |\sigma_q(k)|^{1/n_q} \text{sgn}(\sigma_q(k))}{\bar{k}_7 |\psi_r|^{ref}} \quad (4.5)$$

Burada, $k_d > 0$, $k_q > 0$, $0 < n_d < 1$, $0 < n_q < 1$, $\bar{k}_5 = \frac{R_r}{L_r'} L_m$ ve $\bar{k}_7 = \frac{3}{2} \frac{p_p}{J_L} \frac{L_m}{L_r'}$ şeklindedir.

Eşitlik 4.4 ve 4.5 kontrol kuralları $\bar{k}_5$ ve $\bar{k}_7$ 'nin değişebilecekleri ön görülerek elde edildiğinden; tasarlanan SMC₁ ve SMC₂ kontrolörleri, $\bar{k}_5$ ve $\bar{k}_7$ değişimlerine karşı dayanıklıdır. Bu yüzden, Şekil 4.3'teki kontrol sisteminde bu çalışma kapsamında geliştirilen ÇG-GKF algoritmasından elde edilen $\hat{R}_r$ ve $\hat{\gamma}_T$ değerleri, $\bar{k}_5$ ve $\bar{k}_7$ 'de kullanılmamıştır.

4.4 Benzetim Sonuçları

Benzetim çalışmalarında, önerilen kestirim algoritması Şekil 4.2 ve Şekil 4.3'te gösterilen hız-algılayıcısız sürücü sistemleri kullanılarak aşağıdaki anma parametrelili ASM ile test edilmiştir:



Şekil 4.4. Başarım testi için n_m^{ref} , uygulanan t_L , R_s , R_r ve γ_T 'nin değişimleri

$$R_{sn} = 2.283 \, \Omega \quad , \quad R_{rn} = 2.133 \, \Omega \quad , \quad L_s = L_r = 0.23 \, H \quad , \quad L_m = 0.22 \, H \quad , \quad \beta_T = 0.001 \, N.m/(rad/s), \quad p_p = 2, \quad n_{mn} = 1430 \, d/dk, \quad t_{Ln} = 20 \, N.m, \quad P_n = 3 \, kW, \quad j_{Tn} = 0.0183 \, kg.m^2$$

Arzu edilen kestirim doğruluğunu elde etmek için ÇG-GKF algoritmasındaki kovaryans matrisinin değerleri deneme-yanılma yöntemi ile aşağıdaki gibi belirlenmiştir:

$$Q_1 = diag\{10^{-9} \ 10^{-9} \ 10^{-9} \ 10^{-9} \ 10^{-7} \ 10^{-4} \ 10^{-5}\}$$

$$Q_2 = diag\{10^{-9} \ 10^{-9} \ 10^{-9} \ 10^{-9} \ 10^{-7} \ 10^{-2} \ 10^{-5}\}$$

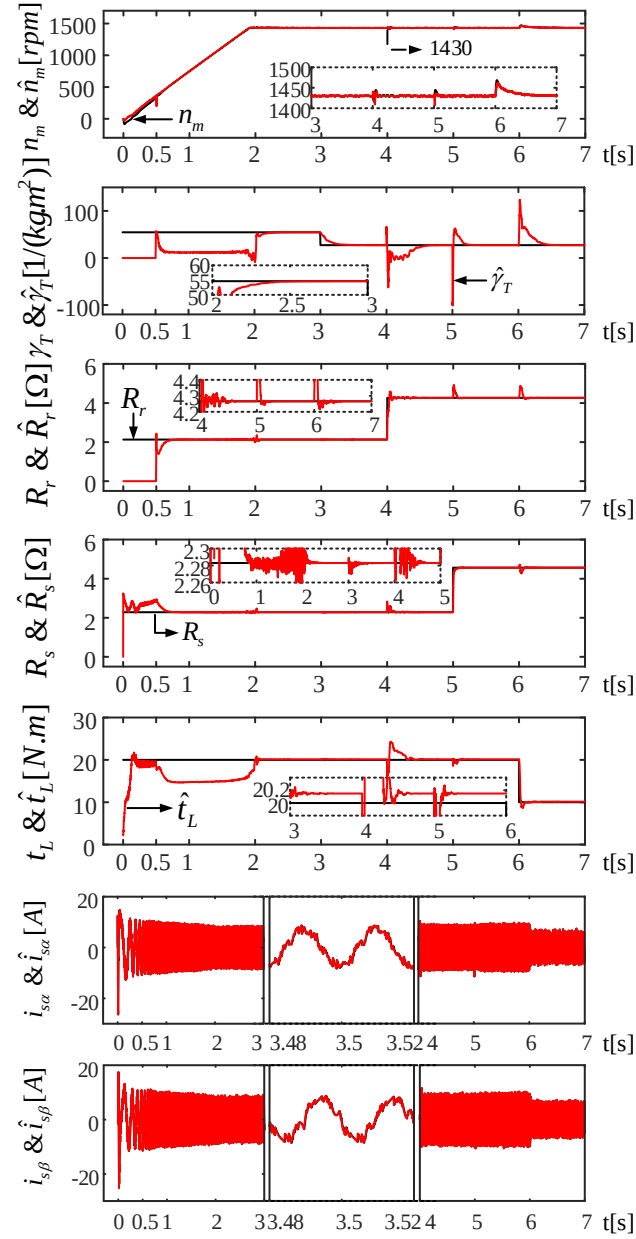
$$P_i = diag\{9 \ 9 \ 9 \ 9 \ 9 \ 9 \ 9\}$$

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

Şekil 4.3'teki KKK'lara ait tasarım parametreleri aşağıdaki gibi kullanılmıştır:

$$k_d = 0.015, \quad k_q = 0.010, \quad n_d = n_q = 0.5, \quad c = 17$$

ÇG-GKF algoritmasını doğrulamak amacıyla, her bir hız-algılayıcısız DVK sisteminin kullanıldığı benzetim çalışmaları sonraki alt bölümlerde incelenmiştir.

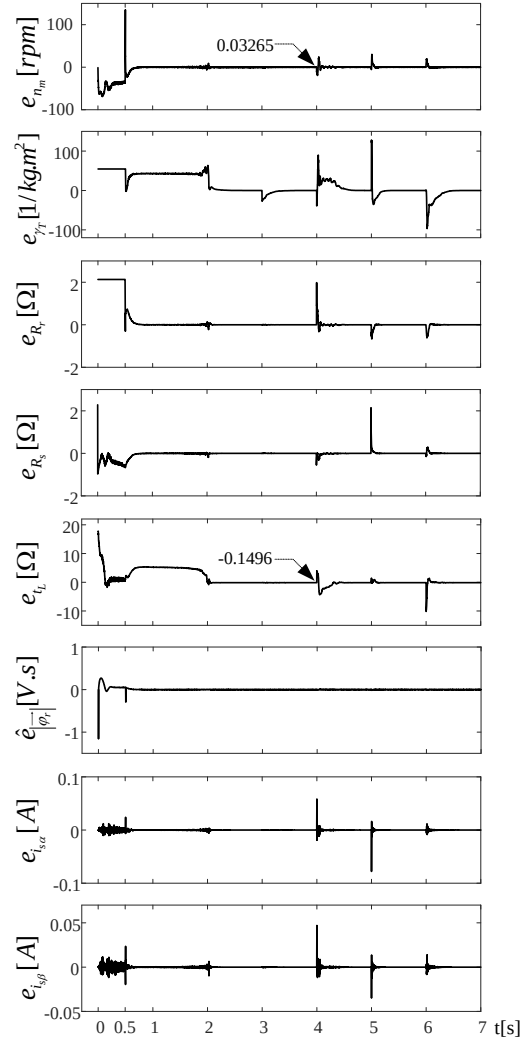


Şekil 4.5. ÇG-GKF tabanlı kestirici ve DVK sistemi için kestirim sonuçları

4.4.1 Hız kontrolüne yönelik hız-algılayıcısız DVK sistemi ile önerilen ÇG-GKF algoritmasının doğrulanması

ÇG-GKF algoritmasını doğrulamak için Şekil 4.2’deki hız-algılayıcısız doğrudan vektör kontrol sistemi kullanılarak Şekil 4.4’te gösterilen altı farklı senaryoya göre benzetimler gerçekleştirilmiştir. Belirli zaman aralıkları (I, II, III, IV, V ve VI) için senaryolar, aşağıda gibi tanımlanmıştır:

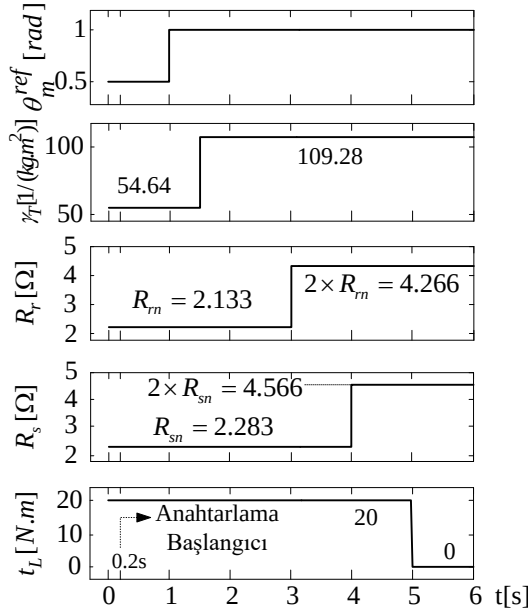
- *Senaryo I:* ÇG-GKF algoritması t_{Ln} , R_{sn} ve j_{Tn} altında hatalı $R_r = 0.5 \times R_{rn}$ ve



Şekil 4.6. Kestirim ve izleme hataları için benzetim sonuçları

$\gamma_T = 0.5 \times \gamma_{Tn}$ değerleri ile sadece Model- R_s & t_L kullanılarak çalıştırılmıştır ($0 \leq t \leq 0.5 \text{ sn}$).

- *Senaryo II:* ÇG-GKF algoritmasının ardışıl çalışması 0.5 sn 'de başlatılarak, ASM doğrusal bir şekilde 1500 d/dk hızlandırılıp, bu hız değerinde sabit tutulmaktadır ($0.5 \leq t \leq 3 \text{ sn}$).
- *Senaryo III:* ASM t_{Ln} , R_{sn} ve R_{rn} altında 1500 d/dk 'da çalışırken; 3 sn 'de j_T ani olarak $2 \times j_{Tn}$ değerine yükseltilmekte, yani γ_T , $0.5 \times \gamma_{Tn}$ değerine düşürülmektedir ($3 \leq t \leq 4 \text{ sn}$).
- *Senaryo IV:* ASM t_{Ln} , R_{sn} ve $\gamma_T = 0.5 \times \gamma_{Tn}$ değerleri ile 1500 d/dk 'da dönerken; 4 sn 'de R_r basamak biçiminde $2 \times R_{rn}$ 'e atılıyor ($4 \leq t \leq 5 \text{ sn}$).
- *Senaryo V:* Senaryo IV'e ilave olarak, 5 sn 'de R_s aniden $2 \times R_{sn}$ 'e arttırılmaktadır ($5 \leq t \leq 6 \text{ sn}$).



Şekil 4.7. Başarım testi için θ_m^{ref} , uygulanan t_L , R_s , R_r ve γ_T 'nin değişimleri

- *Senaryo VI*: Son olarak, ASM $2 \times R_{sn}$, $2 \times R_{rn}$ ve $0.5 \times \gamma_{Tn}$ değerleri ile çalışırken; 6 sn'de t_L basamak biçiminde $0.5 \times t_{Ln}$ düşürülmektedir.

Bu senaryolar, Şekil 4.2'de görülen ASM'nin j_T , R_r , R_s ve t_L parametreleri ile birlikte n_m^{ref} 'deki ani değişimlerle oluşturulmuştur. Yukarıdaki senaryolar için elde edilen hız-algılayıcısız DVK sistemi'nin kestirim ve kontrol başarımı Şekil 4.5 ve Şekil 4.6'da sunulmuştur. Bu şekillerde, “^” kestirilen durum ya da parametreyi ve $e_{(.)}$ gerçek ile kestirilen bileşen arasındaki hata olarak tanımlanmıştır.

Şekil 4.5 ve Şekil 4.6'daki kestirim ve kontrol başarımları analiz edildiğinde aşağıdaki gözlemler yapılmıştır:

- Kestirilen durum ve parametrelerin tamamı için başlangıç değerleri sıfır alınmasına rağmen, Şekil 4.5 ve Şekil 4.6'daki 0 sn'de başlayan kestirimler ve 0.5 sn'deki ardışıl çalışma sonrasındaki kestirimler, gerçek değerleri izlemekte ve bu değerlere yakınsamaktadır.
- $0 \leq t \leq 0.5$ sn boyunca, ÇG-GKF sadece Model- R_s & t_L 'ye dayalı olarak hatalı R_r ve γ_T değerleri ile eş-zamanlı kestirimleri gerçekleştirdiği için Şekil 4.6'da görüldüğü gibi kestirimler kararlı ama hata içermektedir. Ancak, ÇG-GKF algoritması 0.5 sn'de her bir örnekleme zamanında Model- t_L & R_s ve Model-

γ_T & R_r 'ye dayalı olarak ardışıl çalışmaya başladıktan sonra; bu hatalar hızlı bir şekilde sifıra gitmektedir.

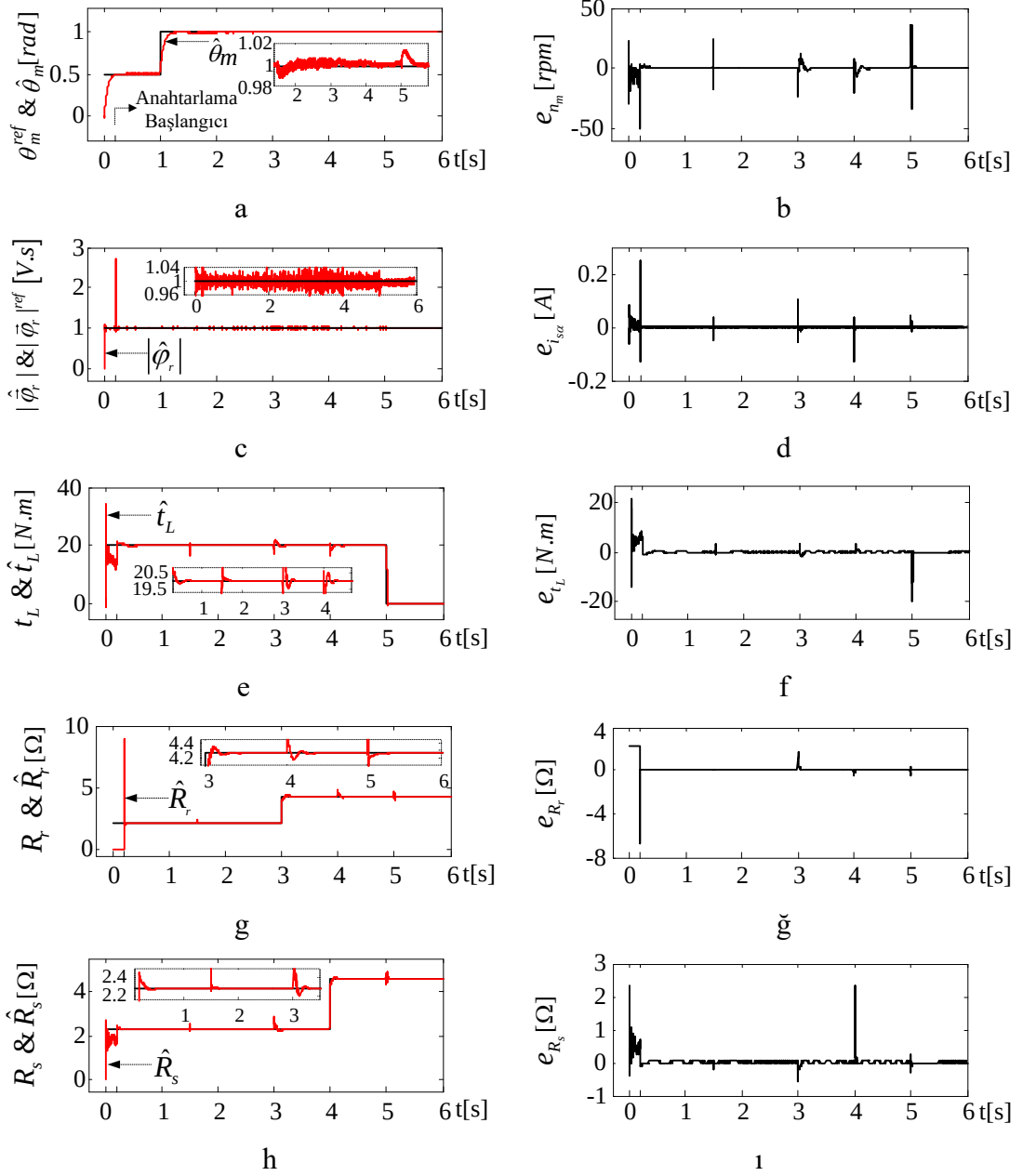
- $0.5 \leq t \leq 3 \text{ sn}$ 'lik zaman aralığında $\hat{R}_s$ ve $\hat{t}_L$, bir önceki $0 \leq t \leq 0.5 \text{ sn}$ 'lik zaman aralığında kestirim algoritmasında kullanılan hatalı R_r ve γ_T değerinden dolayı hatalar içerdikleri için $\hat{\gamma}_T$ 'nin gerçek γ_T değerine ($\gamma_T = 1/j_T = 1/0.0183 = 54.64 (1/(kg.m^2))$) ulaşması gecikmektedir.
- Önerilen ÇG-GKF algoritması, $\hat{t}_L$ içerisinde viskoz sürtünme terimini kestirebilmektedir. Bu gerçek, Şekil 4.5 ve Şekil 4.6'daki $3 \leq t \leq 4 \text{ sn}$ 'lik zaman aralığı için aşağıdaki hesaplamalar ile gösterilebilir:

$$\begin{aligned}\omega_m(\infty) &= \hat{\omega}_m(\infty) + e_{\omega_m(\infty)} = 2\pi \left(\frac{1430 - 0.03265}{60} \right) = 149.75 \\ e_{t_L}(= t_L - \hat{t}_L) &= -\beta_T \omega_m(\infty) \\ -0.1496 &= 0.001 \times 149.75 \\ -0.1496 &\cong 0.1497\end{aligned}$$

4.4.2 Konum kontrolüne yönelik hız-algılayıcısız DVK sistemi ile önerilen ÇG-GKF algoritmasının doğrulanması

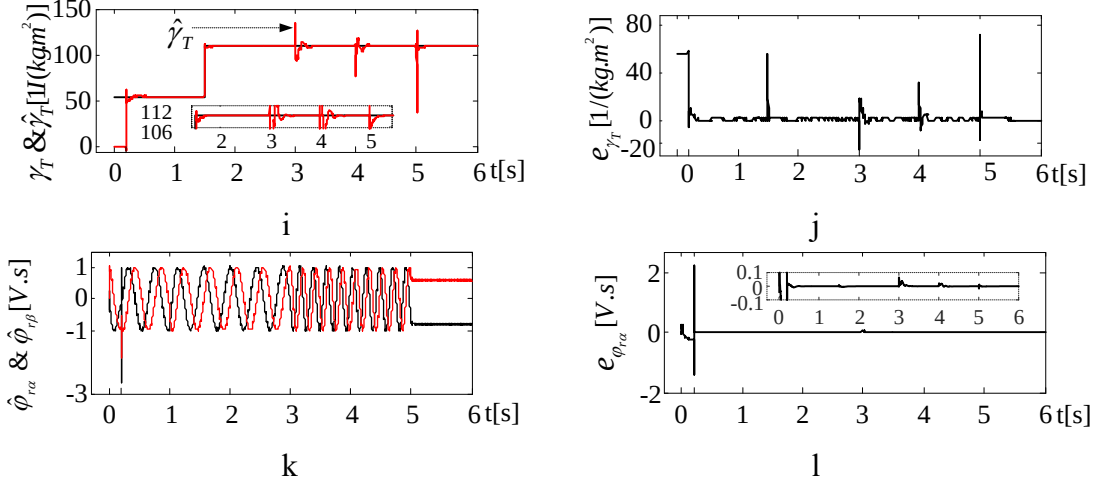
Başarım testinde t_L , R_s , R_r ve γ_T için aynı değişimlerin kullanıldığı basamak biçimli değişen θ_m^{ref} oluşturularak, ÇG-GKF algoritması doğrulanmıştır. Doğulamada kullanılan bu değişimler Şekil 4.7'de görülmektedir. θ_m^{ref} değişimleri için belirli zaman aralıklarında (I, II, III, IV, V ve VI) bu senaryolar, aşağıda gibi tanımlanmıştır:

- *Senaryo I:* ÇG-GKF algoritması t_{Ln} , R_{sn} ve j_{Tn} altında hatalı $R_r = 1.3 \times R_{rn}$ ve $\gamma_T = 0.5 \times \gamma_{Tn}$ değerleri ile sadece Model- t_L & R_s kullanılarak çalıştırılmıştır ($0 \leq t \leq 0.2 \text{ sn}$).
- *Senaryo II:* ÇG-GKF algoritması ardışıl çalışması 0.2 sn 'de başlatılarak, ASM anma değerlerinde çalışmasına devam etmektedir ($0.2 \leq t \leq 1.5 \text{ sn}$).
- *Senaryo III:* ASM t_{Ln} , R_{sn} ve R_{rn} ile çalışırken; 1.5 sn 'de j_T ani olarak $0.5 \times j_{Tn}$ değerine düşürülmekte, yani γ_T , $2 \times \gamma_{Tn}$ değerine yükseltilmektedir ($1.5 \leq t \leq 3 \text{ sn}$).

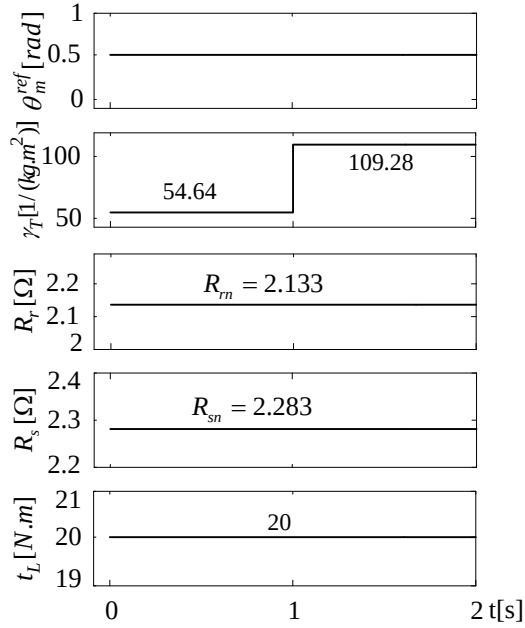


Şekil 4.8. θ_m^{ref} 'in basamak biçimli değişimleri için ÇG-GKF tabanlı kestirici ve DVK sistemine ilişkin kestirim ve izleme sonuçları (a) θ_m^{ref} ve $\hat{\theta}_m$ değişimleri (b) $e_{n_m} = n_m - \hat{n}_m$ değişimleri (c) $|\varphi_r|$ ve $|\varphi_r|^{ref}$ değişimleri (d) $e_{i_{s\alpha}} = i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha}$ değişimleri (e) t_L ve $\hat{t}_L$ değişimleri (f) $e_{t_L} = t_L - \hat{t}_L$ değişimleri (g) R_r ve $\hat{R}_r$ değişimleri (ğ) $e_{R_r} = R_r - \hat{R}_r$ değişimleri (h) R_s ve $\hat{R}_s$ değişimleri (i) $e_{R_s} = R_s - \hat{R}_s$ değişimleri

- *Senaryo IV:* ASM t_{Ln} , R_{sn} ve $2 \times \gamma_{Tn}$ değerleri ile çalışırken; 3 sn'de R_r basamak biçiminde $2 \times R_{rn}$ 'e atılmaktadır ($3 \leq t \leq 4$ sn).
- *Senaryo V:* Senaryo IV'e ilave olarak, 4 sn'de R_s aniden $2 \times R_{sn}$ 'e artırılmaktadır ($4 \leq t \leq 5$ sn).



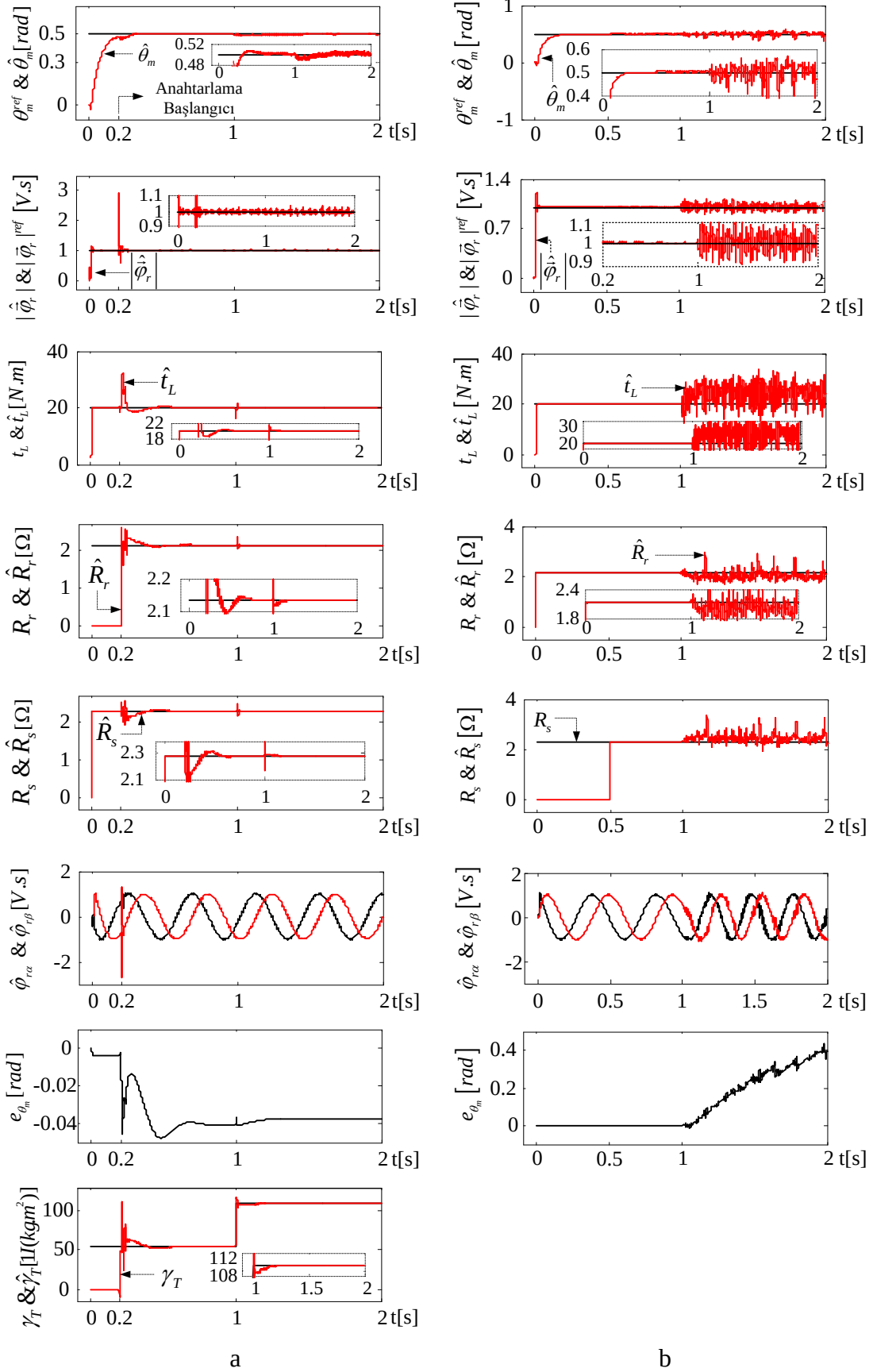
Şekil 4.8. (Devamı) θ_m^{ref} , in basamak biçimli değişimleri için ÇG-GKF tabanlı kestirici ve DVK sistemine ilişkin kestirim ve izleme sonuçları (i) γ_T ve $\hat{\gamma}_T$ değişimleri (j) $e_{\gamma_T} = \gamma_T - \hat{\gamma}_T$ değişimleri (k) $\hat{\phi}_{r\alpha}$ ve $\hat{\phi}_{r\beta}$ değişimleri (l) $e_{\phi_{r\alpha}} = \phi_{r\alpha} - \hat{\phi}_{r\alpha}$ değişimleri



Şekil 4.9. Başarım testi için θ_m^{ref} , uygulanan t_L , R_s , R_r ve γ_T 'nin değişimleri

- *Senaryo VI:* Son olarak, ASM $2 \times R_{sn}$, $2 \times R_{rn}$ ve $2 \times \gamma_{Tn}$ değerleri ile çalışırken; 5 sn 'de t_L , basamak biçiminde sıfıra düşürülmekte, yani ASM yüksüz durumda çalıştırılmaktadır ($5 \leq t \leq 6$ sn).

Şekil 4.7'deki t_L , R_s , R_r ve γ_T 'nin değişimleri altında elde edilen benzetim sonuçları basamak biçimli θ_m^{ref} için Şekil 4.8'de sunulmuştur.

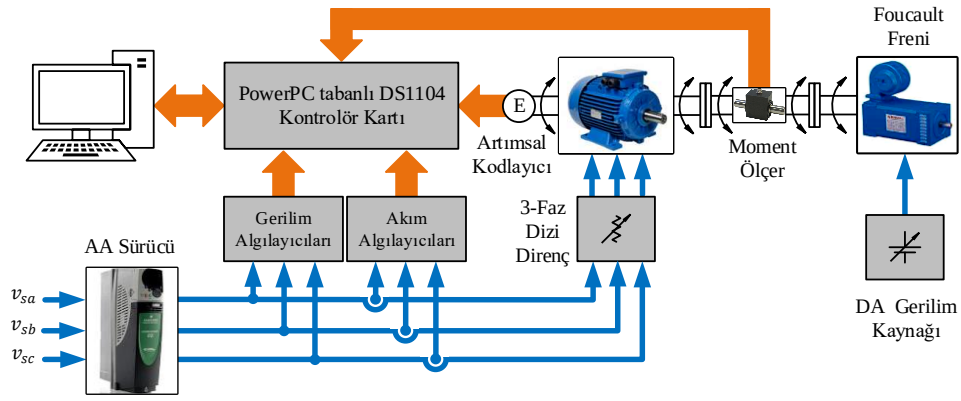


Şekil 4.10. j_T değişimi için (a) Önerilen ÇG-GKF'ye ait kestirim başarımı (b) Barut ve Bogosyan (2007)'deki Örgülü-GKF'lere ait kestirim başarımı

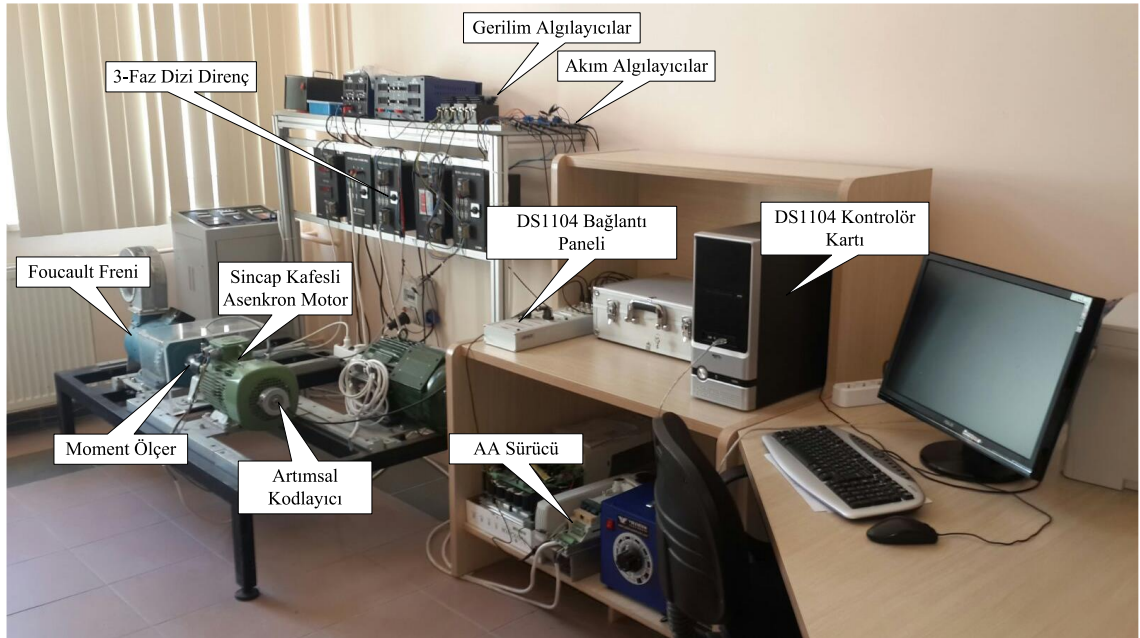
Ayrıca, bu çalışma kapsamında önerilen ÇG-GKF ile Barut ve Bogosyan (2007)'deki $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$, $\varphi_{r\alpha}$, $\varphi_{r\beta}$, ω_m , t_L , R_s ve R_r 'yi eş-zamanlı olarak kestiren Örgülü-GKF'lerin (Braided Extended Kalman Filters) kestirim başarımları Şekil 4.9'da görülen değişimlerle karşılaştırılmıştır. Bu karşılaştırma ile j_T değişimlerinin etkisi ve j_T değişimlerinin kestirilmesi gerektiği gösterilmiştir. Şekil 4.9'daki değişimler ile elde edilen sonuçlar Şekil 4.10'da sunulmuştur.

Şekil 4.8 ve 4.10'daki benzetim sonuçları incelendiğinde, aşağıdaki gözlemler yapılmıştır:

- Kestirilen durum ve parametrelerin tamamı için başlangıç değerleri sıfır alınmasına rağmen, Şekil 4.8'deki 0 sn ve 0.2 sn'de başlayan kestirimler gerçek değerleri izlemekte ve bu değerlere yakınsamaktadır.
- $0 \leq t \leq 0.2$ sn boyunca, ÇG-GKF sadece Model- R_s & t_L 'yi hatalı R_r ve γ_T değerleri ($R_r = 1.3 \times R_{rn}$ ve $\gamma_T = 0.5 \times \gamma_{Tn}$) kullanarak eş-zamanlı kestirimleri gerçekleştirdiği için, Şekil 4.8'de görüldüğü gibi kestirimler kararlı ama hata içermektedir. Ancak, ÇG-GKF algoritması 0.2 sn 'de her bir örnekleme zamanı için Model- R_s & t_L ve Model- R_r & γ_T 'ye dayalı olarak ardışıl çalışmaya başladıktan sonra; bu hatalar hızlı bir şekilde sıfıra gitmektedir.
- Şekil 4.8k'dan görüldüğü gibi $5 \leq t \leq 6$ sn boyunca ASM yüksüz ve sabit açısal konumda (sıfır hızda) çalıştığından doğru akım durumu oluşmaktadır. Bu durum ASM'lerin durum ve parametre kestirimi için en kötü koşul (Barut, 2010) olarak bilinmektedir. Bu en kötü duruma rağmen, Şekil 4.8'in $5 \leq t \leq 6$ sn aralığındaki kestirilen durum ve parametrelerin tamamı, gerçek değerlerini izlemekte ve herhangi bir kararsızlık oluşmamaktadır. Yani doğru akım koşulunda bile, $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$, $\varphi_{r\alpha}$, $\varphi_{r\beta}$, ω_m , t_L , R_s , R_r ve γ_T kestirimleri eş-zamanlı olarak gerçekleştirilebilmektedir.
- Şekil 10'da j_T değişimi için bu çalışma kapsamında önerilen ÇG-GKF ile Barut ve Bogosyan (2007)'deki Örgülü-GKF'lerin başarımları karşılaştırılmıştır. ÇG-GKF 0.2 sn 'de, Örgülü-GKF'ler ise 1 sn 'de ardışıl olarak çalışmaya başlamıştır. Şekil 4.10b'den, Barut ve Bogosyan (2007)'deki $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$, $\varphi_{r\alpha}$, $\varphi_{r\beta}$, ω_m , t_L , R_s ve R_r 'yi eş-zamanlı kestiren Örgülü-GKF'lerin, j_T değişimi altında



Şekil 4.11. ÇG-GKF algoritmasını doğrulamak için kullanılan gerçek-zamanlı deney düzeneği



Fotoğraf 4.1. ÇG-GKF algoritmasını doğrulamak için kullanılan gerçek-zamanlı deney düzeneği

kestirim başarımlarının kötüleştiği görülmektedir. Bu sonuçlar, j_T 'nin de kestirilmesi gerekliliğini ortaya koymaktadır. Bu yüzden, $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$, $\varphi_{r\alpha}$, $\varphi_{r\beta}$, ω_m , t_L , R_s ve R_r 'ye ilave olarak $\gamma_T = 1/j_T$ 'yi de kestiren ve bu çalışma kapsamında önerilen ÇG-GKF algoritması önemli ve gerekli olmaktadır.

Özetle, $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$, $\varphi_{r\alpha}$, $\varphi_{r\beta}$, ω_m , t_L , R_s , R_r ve γ_T 'nin eş-zamanlı kestiriminin sunulduğu benzetim çalışmalarında sunulan her bir sonuç, literatür açısından bir ilktir.

4.5 Gerçek-Zamanlı Deney Sonuçları

ÇG-GKF algoritmasını gerçek-zamanlı olarak doğrulamak amacıyla, blok şeması Şekil 4.11’de sunulan Fotoğraf 4.1’deki deney düzeneği kullanılmıştır. Deney düzeneğine ait detaylar aşağıdaki gibidir:

- 3-fazlı SKASM, 6 kutuplu, 380 V, 5.9 A, 2.2 kW, 22 N.m, 940 d/dk, $R_s = 3.03 \Omega$, $R_r = 2.88 \Omega$, $L_{ls} = 0.0124 H$, $L_{lr} = 0.0186 H$, $L_m = 0.1843 H$, $\gamma_T = 1/j_T = 1/0.056 = 17.85(kg.m^2)^{-1}$.
- ASM’yi yüklemek için basamak biçiminde değiştirilebilir DA kaynağından manuel olarak tahrik edilen 30 N.m’lik bir Foucault freni kullanılmıştır.
- ÇG-GKF 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.).
- 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 ÇG-GKF ile kestirildiğini göstermek amaçlanmıştır.
- Gerçekçi bir değerlendirme yapmak üzere, ÇG-GKF algoritmasının giriş olarak darbe-genişlik modülasyonlu alternatif gerilimleri ve akımları ile test edilmesini sağlamak için ASM, bir alternatif akım sürücüsü ile beslenmiştir.

4.5.1 Genetik algoritma ile ÇG-GKF algoritmasının kovaryans matrislerinin optimizasyonu

ÇG-GKF algoritması ile kestirilen durum ve parametrelerin sayısının artması, GKF kestirim başarımına doğrudan etki eden sistem ($\mathbf{Q}$) ve ölçme ($\mathbf{R}$) gürültü kovaryans matrislerinin deneme-yanılma yöntemi ile belirlenmesini zorlaştırmaktadır. Ayrıca, belirlenen matrisler en iyi kestirim başarımını vermeyebilmektedir. Bundan dolayı, Shi vd. (2002)’deki yöntemde $\mathbf{Q}$ ve $\mathbf{R}$ ’nin belirlenmesi amacıyla, ölçülen ve kestirilen hızlar

arasındaki OKH olarak tanımlanan maliyet fonksiyonu kullanan gerçek-değerli GA ile bu matrisler çevrimdışı olarak optimize edilmiş ve ÇG-GKF algoritması ile çok iyi sonuçlar elde edilmiştir.

$$\underline{P}_1 = diag\{9 \ 9 \ 9 \ 9 \ 9 \ 9 \ 9\}$$

$$\underline{Q}_1 = diag\{7.3130 \times 10^{-4} \quad 7.3130 \times 10^{-4} \quad 1.2512 \times 10^{-6} \\ 1.2512 \times 10^{-6} \quad 9.7980 \times 10^{-5} \quad 3.2150 \times 10^{-4} \quad 4.4677 \times 10^{-6}\}$$

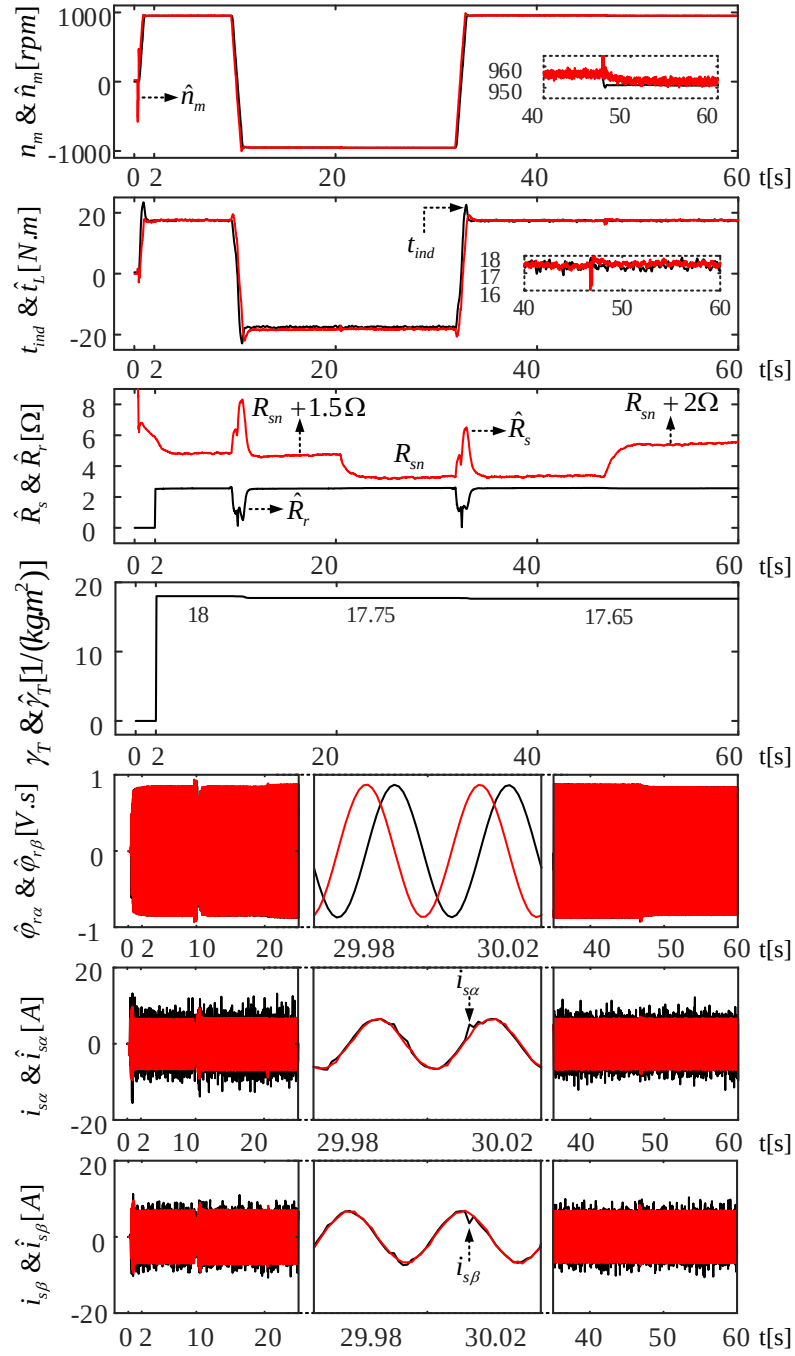
$$\underline{Q}_2 = diag\{4.9933 \times 10^{-9} \quad 4.9933 \times 10^{-9} \quad 4.0625 \times 10^{-9} \\ 4.0625 \times 10^{-9} \quad 4.3568 \times 10^{-10} \quad 2.2058 \times 10^{-9} \quad 5.9206 \times 10^{-7}\}$$

$$\underline{R} = diag\{1 \quad 1\}$$

4.5.2 Gerçek-zamanlı deney sonuçları

Şekil 4.11'deki gösterilen deney düzeneği yardımıyla, tasarlanan ÇG-GKF algoritması tabanlı durum ve parametre kestirimleri gerçek-zamanlı olarak doğrulanmış ve elde edilen sonuçlar Şekil 4.12'de sunulmuştur. Burada, t_{ind} moment ölçerden elde edilen indüklenen moment, “^” kestirilen durum ya da parametreyi göstermektedir. Şekil 4.12 aşağıdaki senaryoları içermektedir:

- *Başlangıç:* $0 \leq t \leq 9.7 \text{ sn}$ arasında stator faz sargılarına dışarıdan eklenmiş 1.5Ω 'luk ilave direnç ($R_s = R_{sn} + 1.5\Omega$) altında ASM ve ÇG-GKF'ye yol verilip, ASM 1 sn içerisinde $n_m = 0 \rightarrow 952 \text{ rpm}$ 'e hızlanarak $t_L = 0 \rightarrow 17.5 \text{ Nm}$ 'ye yüklenmiş ve bu değerlerde sabit tutulmuştur. ÇG-GKF ise ardışıl çalışmasına 2.07 sn 'de başlamaktadır.
- *Hız ve yük momenti terslendirmeleri:* 9.7 sn ve 31.9 sn 'lerde AA sürücüsünün giriş frekansı doğrusal olarak 50 Hz 'den -50 Hz 'e ve tam tersine değiştirildiğinde, rotor açısal hızı ve bu yüzden yük momenti terslenmiştir.
- *R_s değişimleri:* 20.4 sn 'de ilave direnç stator sargılarından ayrılmış ($R_s = R_{sn} + 1.5\Omega \rightarrow R_{sn}$) ve 46.6 sn 'de stator sargılarına 2Ω 'luk ilave direnç eklenmiştir ($R_s = R_{sn} \rightarrow R_{sn} + 2\Omega$)



Şekil 4.12. ÇG-GKF algoritmasını doğrulamak için kullanılan gerçek-zamanlı deney düzeneği

Zorlayıcı senaryolar altında elde edilen sonuçlar değerlendirildiğinde, aşağıdaki gözlemler elde edilmiştir:

- Kestirilen durum ve parametrelerin tümü çok iyi duyarlılıkla gerçek değerlerine yakınsamışlardır.
- Tasarlanan ÇG-GKF algoritması sıfır hız geçişlerini de içeren geniş hız bölgesi

için kestirimler gerçekleştirebilmiştir.

- Gerçekleştirilen kestirimler Barut vd. (2012)'de sunulan sonuçlar ile uyum içerisindedir. Bununla birlikte, Barut vd. (2012)'den farklı olarak, önerilen yöntem γ_T kestirimlerini de içermektedir.

Özetle, elde edilen sonuçlar bu tez çalışması kapsamında önerilen ÇG-GKF algoritmasının gerçek-zamanlı olarak uygulanabildiğini ve yeterli kestirim başarımlarına sahip olduğunu kanıtlamaktadır.

4.6 Sonuç

Bu çalışmada, ölçülen stator faz akımları ve gerilimlerini kullanarak $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$, $\varphi_{r\alpha}$, $\varphi_{r\beta}$, ω_m , t_L , R_s , R_r ve γ_T durum ve parametrelerini eş-zamanlı olarak kestiren yeni bir ÇG-GKF tabanlı kestirim tekniği tanıtılıp; hem benzetimlerle hem de gerçek zamanlı deneylerle doğrulanmıştır. Önerilen ÇG-GKF tekniğinin etkinliği hız/konum algılayıcısız hız-kontrol ve kayma-kipli kontrolörlerin kullanıldığı konum-kontrol sistemleri ile t_L , R_s , R_r ve γ_T 'nin basamak biçimli değişimleri ile birlikte hız ve konum referanslarının ani değişimleri altında benzetim sonuçları ile gösterilmiştir. Ayrıca, alternatif akım sürücüsü üzerinden beslenen ASM'nin darbe genişlik modülasyonlu faz gerilimleri ve akımları ölçülerek, önerilen ÇG-GKF algoritması ile kestirilen durum ve parametrelerin yine bilinen ve ölçülen büyüklükleri üzerinden gerçek-zamanlı doğrulaması da farklı grup senaryolar için yapılmıştır. Gerçek-zamanlı deney sonuçları alınırken, sistem ve ölçme kovaryans matrislerinin değerleri, oldukça zaman alıcı bir yaklaşım olan deneme-yanılma yöntemi yerine, Shi vd. (2002)'deki GA tabanlı yöntem ilk kez bu çalışma kapsamında ÇG-GKF için uygulanmıştır. Hem benzetimlerde elde edilen sonuçlar hem de gerçek-zamanlı deney sonuçları, hız/konum algılayıcısız ASM kontrol uygulamaları ile ilgili mevcut literatür açısından bir ilktir. Yani literatürde $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$, $\varphi_{r\alpha}$, $\varphi_{r\beta}$, ω_m , t_L , R_s , R_r ve γ_T kestirimlerini eş-zamanlı kestiren ya da bu kadar sayıda durum ve parametre kestirimi yapan başka bir çalışma bulunmamaktadır.

BÖLÜM V

GENİŞLETİLMİŞ KALMAN FİLTRESİNİN SEZGİSEL ALGORİTMALAR İLE OPTİMİZASYONU

Bu bölümde, GKF algoritmasına ait sistem ($\mathbf{Q}$) ve ölçme ($\mathbf{R}$) kovaryans matrislerinin dört farklı SA ile optimizasyonu gerçekleştirilecek ve GKF optimizasyonu probleminin çözümünde en yüksek başarıma sahip SA belirlenecektir. Ayrıca, SA'ların optimizasyon başarımları üzerindeki etkisine ek olarak, dört farklı maliyet fonksiyonunun GKF optimizasyonu üzerindeki etkisi de incelenecektir.

5.1 Giriş

Literatürde GKF tabanlı hız-algılayıcısız ASM kontrolü üzerine yapılan çalışmalar mevcuttur. GKF'nin yüksek başarımlı kestirimler gerçekleştirebilmesi $\mathbf{Q}$ ve $\mathbf{R}$ matrislerinin doğru seçilmesine bağlıdır. Bu belirleme işlemi genellikle zaman alıcı deneme-yanılma yöntemi ile gerçekleştirilmektedir (Barut vd., 2007; Barut vd., 2012). Literatürde $\mathbf{Q}$ ve $\mathbf{R}$ matrislerini, deneme-yanılma yöntemi yerine, küresel optimizasyon algoritmaları ile bulan çalışmalar da mevcuttur (Alsofyani vd., 2014; Ran vd., 2006; Salvatore vd., 2010; Shi vd., 2002; Zerdali ve Barut, 2015). Bunlardan Shi vd. (2002) ve Ran vd. (2006)'da GA ile, Salvatore vd. (2010) ve Zerdali ve Barut (2015)'da DGA ile, Alsofyani vd. (2014)'te çok-amaçlı GA ile ASM'lerin hız-algılayıcısız kontrolünde kullanılan GKF'ye ait $\mathbf{Q}$ ve $\mathbf{R}$ matrislerinin optimizasyonu gerçekleştirilmiştir.

Bununla birlikte, literatürdeki GKF optimizasyonunda kullanılan farklı küresel optimizasyon algoritmaları dışında, farklı maliyet fonksiyonlarını kullanan çalışmalar da mevcuttur (Alsofyani vd., 2014; Ran vd., 2006; Salvatore vd., 2010; Shi vd., 2002; Zerdali ve Barut, 2015). Bu çalışmalar tek-amaçlı ve çok-amaçlı optimizasyon olmak üzere iki temel gruba ayrılmaktadır. Bunlardan tek-amaçlı optimizasyon gerçekleştiren çalışmalar incelendiğinde, Shi vd. (2002) maliyet fonksiyonu olarak hız hatalarının OKH'sini kullanırken, Ran vd. (2006) ve Zerdali ve Barut (2015) akım hatalarının OKH'sini kullanmaktadır. İkinci grup çalışmalar incelendiğinde, Salvatore vd. (2010) hem akım hem de hız hatalarının OKH'lerini içeren tek maliyet fonksiyonunu kullanarak çok-amaçlı optimizasyon gerçekleştirmiştir. Diğer adıyla skalarlaştırma

yöntemi (scalarization method) olarak bilinen bu çok-amaçlı optimizasyon yöntemi Caramia ve Dell’Olmo (2008) ve Zhang ve Li (2007)’de bahsedilen teknik eksikliklere sahiptir. İkinci gruba ait diğer bir çalışma olan Alsofyani vd. (2014)’te, hız ve moment hatalarının OKH’sini içeren çok-amaçlı maliyet fonksiyonu çok-amaçlı GA kullanılarak optimize edilmiştir.

Tez kapsamında yapılan bu çalışmada, ilk olarak Bölüm 5.3’te, Bölüm 5.2’de detayları verilen SA’ların GKF optimizasyonu üzerindeki başarımları karşılaştırılmakta ve GKF optimizasyonu problemin çözümüne en uygun SA belirlenmektedir. Daha sonra, literatürde GKF optimizasyonunda kullanılan iki adet tek-amaçlı ve bir adet çok-amaçlı maliyet fonksiyonları ile birlikte tez çalışması kapsamında ilk kez önerilen çok-amaçlı maliyet fonksiyonunun GKF optimizasyonu üzerindeki etkisi Bölüm 5.4’te incelenmektedir. Son olarak, elde edilen gözlemler ve çıkarımlar Bölüm 5.5’te verilmektedir.

5.2 Sezgisel Algoritmalar

Sezgisel algoritmalar, her hangi bir amacı gerçekleştirmek veya hedefe varmak için çeşitli alternatif hareketlerden etkili olanlara karar vermek amacıyla tanımlanan ölçütler veya bilgisayar yöntemleridir. Bu algoritmalar, çözüm uzayında en iyi çözüme yakınsaması ispat edilemeyen algoritmalarlardır. Yakınsama özelliğine sahiptir fakat kesin çözümü garanti edemezler ve sadece kesin çözüm yakınındaki bir çözümü garanti edebilirler (Karaboğa, 2006).

Literatürde en yoğun kullanıma sahip SA’lardan GA, DGA, PSO ve YAK algoritmaları tez kapsamında kullanılmak üzere seçilmiştir. Bu algoritmalara ait detaylar Bölüm 5.2.1-5.2.4’te sunulmuştur.

5.2.1 Genetik algoritmalar

GA’lar, John Holland ve çalışma arkadaşları tarafından geliştirilmiştir. Doğal seleksiyon işleminin mekaniklerini modellemeyi amaçlayan GA’lar, rastgele işlem yapan basit algoritmalar değil, tam aksine, başarımları iyileştirmek amacıyla geçmiş bilgilerden

yararlanarak yeni arama noktalarını keşfeden güçlü algoritmalar (Goldberg, 1989). Basit bir GA'ya ait sözde kod (pseudocode) EK-A'da sunulmuştur.

5.2.2 Diferansiyel gelişim algoritması

DGA, basit ve etkili nüfus tabanlı bir algoritmadır (Storn ve Price, 1996). DGA ayrık optimizasyon algoritması değil, özellikle nümerik optimizasyon için geliştirilmiş gerçek değerli tasarım parametrelerini içeren fonksiyonları küresel olarak optimize etmek amacıyla kullanılan bir gelişim algoritmasıdır. Gerçek parametrelili optimizasyon, bilimde, mühendislikte ve iş ortamlarında uygulamada karşılaşılan sorunların önemli ve geniş bir kısmını oluşturmaktadır (Karaboğa, 2006). Diğer taraftan, DGA dışındaki nüfus tabanlı algoritmaların kullanımlarını kısıtlayan, evrimsel ve/veya olası doğalarından kaynaklı işlem yüküne sahiptirler (Rahnamayan vd., 2008). Geleneksel DGA'ya ait sözde kod EK-B'de verilmiştir.

5.2.3 Parçacık sürü optimizasyonu

PSO, Kennedy ve Eberhart tarafından tanıtılan ve kuş sürülerinin sosyal davranışlarını modelleyen nüfus tabanlı bir algoritmalar (Kennedy ve Eberhart, 1995). Evrimsel hesaplama yöntemlerindeki mantığa benzer olarak, sürü ve parçacıklar sırasıyla nüfusa nüfustaki bireylere karşılık gelmektedir. Temel olarak, parçacıklar çok boyutlu araştırma uzayı boyunca akış içerisinde ve her bir parçacığın konumu kendi ve komşularının tecrübelerine göre ayarlanmaktadır. Hem parçacığın deneysel bilgisini hem de sosyal olarak komşularından elde ettiği bilgiyi yansıtan hız vektörü optimizasyon işlemini yönlendirmektedir (Karaboğa, 2006). PSO algoritmasına ait sözde kod EK-C'de sunulmuştur.

5.2.4 Yapay arı kolonisi

YAK algoritması arıların yiyecek arama davranışlarının modellenmesi ile oluşturulmuş sürü tabanlı bir algoritmadır (Karaboga ve Basturk, 2008; Karaboga ve Akay, 2009). Arıların davranışlarında ortaya çıkan ve algoritmayı güçlü kılan kendi kendine organize olabilme özelliği aşağıda verilen temel özelliklerden kaynaklanmaktadır (Karaboğa, 2006):

- Pozitif geri besleme: Kaynağın nektar miktarı arttıkça bu kaynağı seçen gözcü arı sayısı da artmaktadır.
- Negatif geri besleme: Tükenen kaynak terk edilmektedir.
- Salınımlar: Kâşif arılar yiyecek kaynağı bulabilmek için rastgele arama yapmaktadırlar.
- Çoklu etkileşim: Arılar, yiyecek kaynakları ile ilgili olarak dans alanında bilgi paylaşımı gerçekleştirmektedirler.

YAK algoritmasına ait sözde kod EK-D’de sunulmuştur.

5.2.5 Karşıt tabanlı öğrenme

Evrimsel ve sürü tabanlı optimizasyon yöntemleri genellikle rastgele seçilen başlangıç değerleri (başlangıç nüfusu) ile başlar ve belirlenen durdurma şartı sağlanana kadar her iterasyonda bu değerleri iyileştirmeyi amaçlar. Algoritmanın başarımı büyük ölçüde rastgele seçilen başlangıç değerlerine bağlıdır. Bu değerler en uygun (optimal) değere ne kadar yakınsa, yakınsama hızı da o kadar hızlı olacaktır. Tam bu noktada, karşıt tabanlı öğrenme (KTÖ) başlangıçta küresel optimuma daha yakın değerlerin seçilmesini sağlayarak yakınsama hızının artırılmasını sağlar. Aynı yöntem optimizasyon sırasında da kullanılarak arama yüzeyinin daha etkin bir şekilde araştırılmasını sağlar.

5.2.5.1 Karşıt sayı

$x \in [x_{alt}, x_{üst}]$ aralığında gerçel bir sayı iken, karşıt sayı aşağıdaki tanımlanır:

$$\bar{x} = x_{alt} + x_{üst} - x \quad (5.1)$$

Benzer şekilde, bu tanımlama daha yüksek boyutlu uzaylar için genişletilebilir. $x_1, x_2, \dots, x_D \in R$ ve $x_i \in [x_{alt}, x_{üst}] \forall i \in \{1, 2, \dots, D\}$ iken, $P = (x_1, x_2, \dots, x_D)$ D – boyutlu uzay olsun. Bu durumda karşıt nokta $\bar{P} = (\bar{x}_1, \bar{x}_2, \dots, \bar{x}_D)$ aşağıdaki tanımlanabilir:

$$\bar{x}_i = x_{alt} + x_{üst} - x_i \quad (5.2)$$

Çizelge 5.1. Karşıt tabanlı optimizasyonun sözde kodu

$x_t = [x_i; \bar{x}_i]; i = \{1, 2, \dots, D\}$
$f_t = [f(x_i); f(\bar{x}_i)];$
$[f_t, index] = sort(f_t);$
$x_t = x_t(index);$
$x_i = x_t(i); i = \{1, 2, \dots, D\}$
$f_i = f_t(i); i = \{1, 2, \dots, D\}$

5.2.5.2 Karşıt tabanlı optimizasyon

$P = (x_1, x_2, \dots, x_D)$ D -boyulu çözüm uzayı, $f(x_i)$ çözüm uzayının maliyetini ölçmek için kullanılan maliyet fonksiyonu olsun. Benzer şekilde, $\bar{P} = (\bar{x}_1, \bar{x}_2, \dots, \bar{x}_D)$ karşıt noktaları versin. Aşağıdaki şart uygulanarak daha uygun olan değerler çözüm kümesine alınırken, diğerleri çözüm kümesinden çıkarılmaktadır. Karşıt tabanlı optimizasyona ait sözde kod Çizelge 5.1’de verilmiştir.

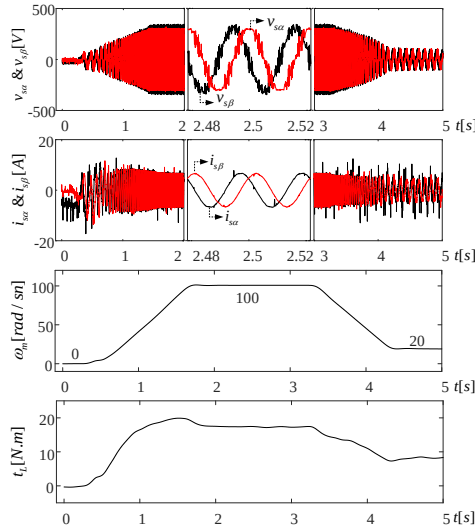
5.3 Sezgisel Algoritma Başarımlarının GKF Optimizasyonu Üzerinde Karşılaştırılması

Bu bölümde, Bölüm 2.1.2’deki 6. dereceden SKASM modelini kullanan ve $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$, $\varphi_{r\alpha}$, $\varphi_{r\beta}$, ω_m ve t_L kestirimlerini gerçekleştiren GKF algoritmasına ait sistem ($\mathbf{Q}$) ve ölçme ($\mathbf{R}$) gürültü kovaryans matrislerinin Şekil 5.1’deki $130 \mu sn$ ’lik örnekleme zamanına sahip veri seti kullanılarak Bölüm 5.2’de detayları verilen GA, DGA, PSO ve YAK algoritmaları ile optimizasyonu gerçekleştirilecektir. Daha sonra, optimizasyondan elde edilen sonuçlar değerlendirilerek GKF optimizasyonu probleminin çözümünde en iyi başarımları gösteren SA belirlenecektir.

Optimize edilecek parametre sayısını azaltmak amacıyla, $\mathbf{Q}$ ve $\mathbf{R}$ matrisleri, değerleri sabit olan kesin pozitif köşegen matris olarak kabul edilmiştir (Eşitlik 5.3 ve 5.4). Bu kabul altında, Eşitlik 5.3 ve 5.4 incelendiğinde, optimize edilecek parametre sayısının sekiz olduğu görülmektedir.

$$\mathbf{Q} = diag[q_{i_\alpha}, q_{i_\beta}, q_{\varphi_\alpha}, q_{\varphi_\beta}, q_\omega, q_{t_L}] \quad (5.3)$$

$$\mathbf{R} = diag[r_1, r_2] \quad (5.4)$$



Şekil 5.1. Akım, hız ve yük momenti hatası kullanılarak yapılan optimizasyon işlemi için gerekli eğitim verileri

$$f(x) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N (\omega_m - \hat{\omega}_m)^2 \quad (5.5)$$

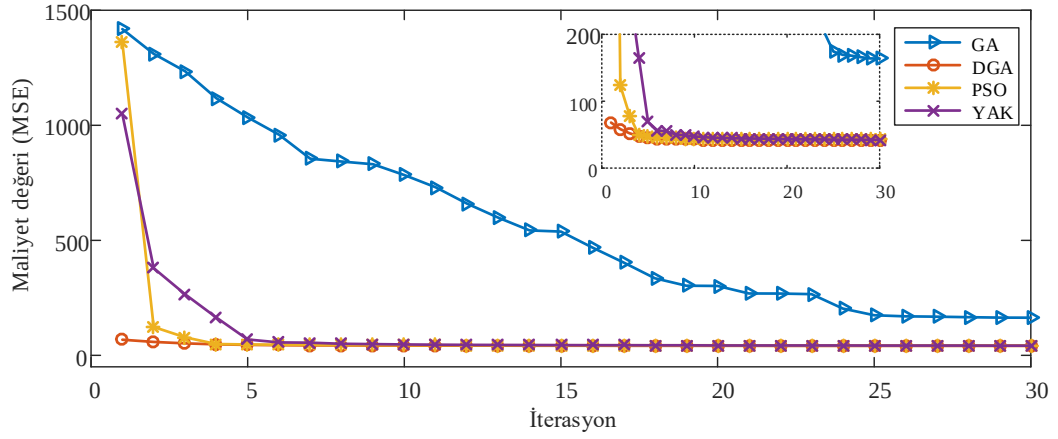
Bununla birlikte, optimizasyonda kullanılacak hız hatalarının OKH'si olarak tanımlanan maliyet fonksiyonu ise Eşitlik 5.5'te verilmiştir. Maliyet fonksiyonunda yer alan ω_m ve $\hat{\omega}_m$ sırasıyla ölçülen ve kestirilen hız bilgisini, N ise Şekil 5.1'deki veri setindeki örnek sayısını yani $N=5 \text{ sn}/130 \mu\text{sn}=38.462$ ifade etmektedir.

Çevrimdışı gerçekleştirilen optimizasyon işlemi incelendiğinde, SA'lar tarafından oluşturulan gürültü kovaryans matrisleri ile birlikte DS1104 kontrolör kartı ile kaydedilmiş Şekil 5.1'de verilen iki faz gerilim ve akım bilgilerini kullanan GKF algoritması çıkış olarak kestirilen hız bilgisini vermektedir. Daha sonra, elde edilen kestirilmiş hız bilgisi ile birlikte ölçülen hız bilgisi kullanılarak Eşitlik 5.5 yardımıyla maliyet değeri hesaplanmaktadır. Bu işlem SA'da durdurma şartı olarak belirlenen maksimum iterasyon sayısı veya en düşük maliyet değeri olarak belirlenen eşik değerine ulaşılan kadar devam etmektedir.

Çevrimdışı optimizasyon işlemi Intel i7 işlemci ve 8 GByte RAM belleğe sahip bilgisayarda Matlab® R2014b programı yardımıyla gerçekleştirilmiştir. Optimizasyonda kullanılan SA'lara ait parametreler aşağıdaki gibidir:

Çizelge 5.2. Algoritmalara ait istatistiksel bilgiler

	GA	DGA	PSO	YAK
Ortalama (OKH)	163.896	41.178	43.4645	42.3584
Standart Sapma	379.609	0.110412	3.40334	2.15111
Standart Hata Ortalaması	53.6848	0.0156146	0.481305	0.304213
Ortalama Optimizasyon Süresi [sn]	1600.75	1592.25	1542.07	4558.94



Şekil 5.2. GKF optimizasyonu probleminin çözümünde SA'lara ait yakınsama eğrileri

Genetik Algoritma: Gerçekleştirilen optimizasyonda kullanılan gerçek-değerli GA, seçme işlemi için olası evrensel örnekleme (stochastic universal sampling), 0.8 çaprazlama oranı ile tek noktalı çaprazlama, 0.05 mutasyon oranı ile gerçek-değerli mutasyon ve en iyi yavru bireylerin en kötü ebeveynlerle yer değiştirmesini sağlayan bir nesil haritasına sahiptir.

Diferansiyel Gelişim Algoritması: Çaprazlama oranı (c_r) 0.9, ölçekleme faktörü (f) 0.6 sabit olarak belirlenmiştir.

Parçacık Sürü Optimizasyonu: Hızlanma katsayıları (c_1 ve c_2) 1.8 ve eylemsizlik ağırlığı (w) 0.6 sabit olarak belirlenmiştir.

Yapay Arı Kolonisi: Limit parametresi, parametre sayısı (D) ve nüfus büyüklüğünün (np) çarpımına eşitlenmiştir.

Ayrıca, tüm algoritmalarda optimize edilecek parametre sayısı $D=8$, nüfus büyüklüğü $np=50$ ve maksimum iterasyon sayısı 30 olarak belirlenmiştir.

Optimizasyon sonucunda elde edilen optimizasyon işlemine ait istatistiksel bilgiler Çizelge 5.2’de, elde edilen algoritmalarla ait yakınsama eğrileri Şekil 5.2’de sunulmuştur. Elde edilen sonuçların daha doğru olması amacıyla her algoritma 30 iterasyon için 50 kere koşturulmuş ve 50 tekrardan elde edilen en iyi sonuçların ortalamaları, standart sapmaları, standart hata ortalaması ile birlikte algoritmaların ortalama optimizasyon süreleri Çizelge 5.2’de, her iterasyonda alınan sonuçların ortalamaları ise Şekil 5.2’de sunulmuştur.

Optimizasyon sonuçlarından elde edilen gözlemler aşağıda sıralanmıştır:

- i. DGA, PSO ve YAK algoritmaları GA’dan daha yüksek başarımlar göstermişlerdir.
- ii. İşlem yükleri bakımından yapılan kıyaslamada, YAK’ın GA, DGA ve PSO algoritmalarına göre 3 kat daha fazla işlem yüküne sahip olduğu görülmektedir.
- iii. DGA, PSO ve YAK algoritmalarından elde edilen sonuçlar karşılaştırıldığında en düşük maliyet değerine en düşük standart sapma ile DGA ulaşmıştır.
- iv. İlk üç madde değerlendirildiğinde, GKF optimizasyonu probleminin çözümüne en uygun küresel optimizasyon algoritması hem en düşük maliyet değerine en düşük standart sapma ile elde etmesi hem de işlem yükünün düşük olmasından dolayı DGA’dır.

5.4 Maliyet Fonksiyonlarının GKF Optimizasyonu Üzerindeki Etkisinin İncelenmesi

Yapılan bu çalışmada, literatürde kullanılan üç adet maliyet fonksiyonu ve bu fonksiyonlara ek olarak ilk kez tez kapsamında önerilecek olan maliyet fonksiyonu kullanılarak, Bölüm 2.1.2’deki 6. dereceden SKASM modelini kullanan GKF algoritması DGA ve ÇADGA algoritmaları yardımıyla optimize edilecek ve elde edilen optimize edilmiş GKF algoritmaları gerçek-zamanlı deney çalışmaları ile karşılaştırılacaktır.

5.4.1 GKF optimizasyonunda kullanılan DGA ve ÇADGA algoritmaları

DGA ilk olarak Storn ve Price (1996) tarafından ortaya atılmış nüfus-tabanlı bir algoritmadır. Bölüm 5.3'te gerçekleştirilen karşılaştırma değerlendirildiğinde, DGA diğer küresel optimizasyon algoritmaları olan GA, PSO ve YAK algoritmalarına göre GKF optimizasyonu probleminin çözümünde daha yüksek başarımlar göstermiştir. Bununla birlikte, DGA'nın çok-amaçlı optimizasyon problemlerinde kullanılabilmesi amacıyla, bu algoritma Wang vd. (2009) ve Ali vd. (2012)'de olduğu gibi geliştirilebilir. DGA ve ÇADGA arasındaki fark, DGA bir adet maliyet fonksiyonunu optimize ederken, ÇADGA aynı anda birden fazla maliyet fonksiyonunu optimize ederek en iyi bireylerin yer aldığı Pareto optimal sonuçları vermesidir (Ali vd., 2012; Wang vd., 2009).

Ayrıca, GKF optimizasyonunda kullanılan DGA ve ÇADGA algoritmalarının yakınsama hızlarını arttırmak amacıyla KTÖ yöntemi de bu algoritmalara dahil edilebilmektedir (Rahnamayan vd., 2008).

Tez çalışması kapsamında geliştirilen KTÖ tabanlı DGA ve ÇADGA algoritmalarına ait sözde kodlar sırasıyla EK-E ve EK-F'de sunulmuştur.

5.4.2 GKF algoritmasının farklı maliyet fonksiyonları kullanılarak optimizasyonu

Bu kısımda, GKF algoritmasının kestirim başarımına doğrudan etki eden sistem ($\mathbf{Q}$) ve ölçme ($\mathbf{R}$) gürültü kovaryans matrislerinin dört farklı maliyet fonksiyonu ve Şekil 5.4'te sunulan $130 \mu sn$ 'lik örnekleme zamanına sahip veri seti kullanılarak DGA ve ÇADGA algoritmaları ile optimizasyonu gerçekleştirilecektir.

Dört adet maliyet fonksiyonundan ilk ikisi DGA, diğer ikisi ise ÇADGA yardımıyla optimize edilecektir. Maliyet fonksiyonları ile ilgili detaylar Bölüm 5.4.2.1'de verilecektir. Ayrıca, optimizasyonda kullanılan DGA ve ÇADGA'ya ait nüfus büyüklüğü (np), mutasyon (f) ve çaprazlama (c_r) olasılığı gibi parametreler optimizasyon başarımını etkilediğinden dolayı, GKF optimizasyonunda kullanılan bu parametreler Bölüm 5.4.2.2'de yapılan analizler sonucunda belirlenecektir. Daha sonra, Bölüm 5.4.2.1'de detayları verilen maliyet fonksiyonları ve Bölüm 5.4.2.2'de elde

edilen algoritma parametreleri kullanılarak gerçekleştirilen GKF optimizasyonuna ait detaylar Bölüm 5.4.2.3'te sunulacaktır. Sonuç olarak, Bölüm 5.4.2.3'te farklı maliyet fonksiyonları kullanılarak elde edilen gürültü kovaryans matrislerinin kullanıldığı GKF algoritmalarının kestirim başarımları yüksek hız, düşük hız ve parametre değişimleri altındaki zorlayıcı senaryolar ile gerçek-zamanlı olarak Bölüm 5.4.2.4'te doğrulanacaktır.

5.4.2.1 Maliyet fonksiyonları

Maliyet fonksiyonlarının GKF optimizasyonu üzerindeki etkisini incelemek amacıyla iki adet tek-amaçlı iki adet çok-amaçlı olmak üzere toplam dört adet maliyet fonksiyonu belirlenmiştir. Bunlardan ilk üç yöntem literatürde önceki çalışmalarda kullanılan yöntemler iken, dördüncü yöntem tez çalışması kapsamında literatüre ilk kez önerilen yöntemdir. Eşitlik 5.6-5.11'deki N eğitimde kullanılan veri setinin toplam süresinin örnekleme zamanı T 'ye bölümüne eşittir; yani $N=5 \text{ sn}/130 \mu\text{sn}=38.462$ 'dir.

5.4.2.1.1 Yöntem I: Hız hatalarının optimizasyonu

GKF optimizasyonunun ilk gerçekleştirildiği Shi vd. (2002)'de kullanılan Eşitlik 5.6'daki maliyet fonksiyonu incelendiğinde, optimizasyon için akım ve gerilimin algılayıcılarına ek olarak sistem maliyetini arttıran hız-algılayıcısına da ihtiyaç olduğu görülmektedir.

$$f_1(x) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N (\omega_m - \hat{\omega}_m)^2 \quad (5.6)$$

5.4.2.1.2 Yöntem II: Akım hatalarının optimizasyonu

GKF optimizasyonunda kullanılan yöntemlerden ikicisi Ran vd. (2006) ve Zerdali ve Barut (2015)'te kullanılmıştır. Yöntem I ile karşılaştırıldığında, akım ve gerilim algılayıcılarının dışında harici bir algılayıcı gerektirmemesinden dolayı optimizasyon işlemi daha az maliyetle gerçekleştirilebilir. Ran vd. (2006) ve Zerdali ve Barut (2015)'te kullanılan maliyet fonksiyonu Eşitlik 5.7'deki gibidir.

$$f_2(x) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \left((i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha})^2 + (i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta})^2 \right) \quad (5.7)$$

5.4.2.1.3 Yöntem III: Hız ve moment hatalarının optimizasyonu

Alsofyani vd. (2014)'te kullanılan bu yöntemde hem ölçülen hız hem de ölçülen moment bilgisine gerek duyulmaktadır. Yöntem I ve II'ye kıyasla hem artımsal kodlayıcıya hem de moment algılayıcıya gerek duymasından dolayı en maliyetli yöntemdir. Kullanılan maliyet fonksiyonları Eşitlik 5.8 ve Eşitlik 5.9'daki gibidir.

$$f_{3,1}(x) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N (\omega_m - \hat{\omega}_m)^2 \quad (5.8)$$

$$f_{3,2}(x) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N (t_L - \hat{t}_L)^2 \quad (5.9)$$

5.4.2.1.4 Yöntem IV: Akım ve hız hatalarının optimizasyonu

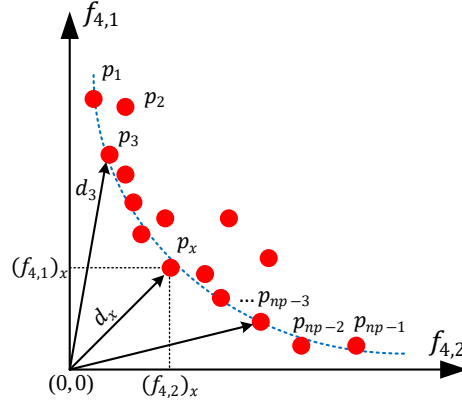
İlk kez bu tez çalışması kapsamında önerilen bu yöntem ölçülen hız bilgisi gerektirmesinden dolayı Yöntem I ile aynı maliyete sahiptir. Fakat, çok-amaçlı optimizasyon ile hem akım hem de hız bilgisini eş-zamanlı optimize ettiğinden dolayı Yöntem I ve Yöntem II'nin harmanlanmış şeklini oluşturmaktadır. Kullanılan maliyet fonksiyonları Eşitlik 5.10 ve Eşitlik 5.11'de verilmiştir.

$$f_{4,1}(x) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \left((i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha})^2 + (i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta})^2 \right) \quad (5.10)$$

$$f_{4,2}(x) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N (\omega_m - \hat{\omega}_m)^2 \quad (5.11)$$

5.4.2.2 DGA ve ÇADGA'ya ait parametre analizi

DGA ve ÇADGA algoritmalarının başarımları np , f ve c_r 'nin doğru seçilmesine bağlıdır. np , f ve c_r değişimlerinin optimizasyon başarımına etkisini incelemek amacıyla gerçekleştirilecek deneyler, EK-E ve EK-F'de sözde kodları sırasıyla verilen DGA ve ÇADGA'nın seçme işlemi dışındaki tüm basamaklarının aynı olmasından dolayı, sadece ÇADGA üzerinde gerçekleştirilecektir. Bunun için, çok-amaçlı $f_{4,1}$ ve $f_{4,2}$ fonksiyonlarının kullanıldığı ÇADGA algoritması



Şekil 5.3. Temsili Pareto optimal sonuçlar

- $f=0.8$, $c_r=0.9$ ve *maksimum nesil*=30 iken $np=5 \times D=25$, $np=10 \times D=50$, $np=20 \times D=100$ ve $np=40 \times D=200$ için 30'ar kez çalıştırılmıştır. Burada, D optimize edilecek parametre sayısıdır.
- $np=30$, $c_r=0.9$ ve *maksimum nesil*=30 iken $f=0.4$, 0.8 ve $\text{rand}[0,1]$ için 30'ar kez çalıştırılmıştır.
- $np=30$, $f=0.8$ ve *maksimum nesil*=30 iken $c_r=0.3$, 0.6 ve 0.9 için 30'ar kez çalıştırılmıştır.

Daha sonra, her farklı parametre vektörü için elde edilen Pareto optimal sonuçlar Şekil 5.3'te temsili olarak gösterilmiştir. Şekil 5.3'te, $f_{4,1}$ ve $f_{4,2}$ optimizasyon işleminin her koşturulmasından elde edilen son nesle ait sonuçları göstermektedir. $p_1, p_2, \dots, p_x, \dots, p_{np}$ $f_{4,1}$ ve $f_{4,2}$ maliyet fonksiyonları kullanılarak belirlenmiş son nesle ait Pareto optimal çözümleri ifade etmektedir. Son nesildeki en iyi çözüm vektörünü belirlemek amacıyla, Öklid uzaklığı (d_x) ve en küçük Öklid uzaklığı (d_{min}) aşağıdaki gibi tanımlanmıştır:

$$d_x(P_x, 0) = \sqrt{((f_{4,1})_x^2 + (f_{4,2})_x^2)}, x = 1, 2, \dots, np \quad (5.12)$$

$$d_{min} = \min(d_1, d_2, \dots, d_{np}) \quad (5.13)$$

Parametre değişimlerinin optimizasyon başarımı üzerindeki etkisinin daha adil bir şekilde incelenmesi amacıyla, optimizasyon işlemi her parametre değişimi için 30 kez

Çizelge 5.3. DGA ve ÇADGA parametrelerinin seçme işleminin istatistiksel analizi

ÇADGA ile 30 tekrardan elde edilen istatistiksel sonuçlar								
$f=0.8, c_r=0.9,$ Maksimum nesil sayısı=30			$np=30, c_r=0.9,$ Maksimum nesil sayısı=30			$np=30, f=0.8,$ Maksimum nesil sayısı=30		
Nüfus Sayısı (np)	Ortalama	Standart Sapma	Mutasyon Olasılığı (f)	Ortalama	Standart Sapma	Çaprazlama Olasılığı (c_r)	Ortalama	Standart Sapma
25 ($5 \times D$)	1.1404	0.2143	0.4	1.0497	0.1528	0.3	1.1684	0.2041
50 ($10 \times D$)	0.9885	0.2956	0.8	1.1217	0.2210	0.6	1.2218	0.1497
100 ($20 \times D$)	0.8878	0.2722	rand[0,1]	1.0513	0.1158	0.9	1.1580	0.1436
200 ($40 \times D$)	0.8335	0.2353						

tekrar edilmiştir. 30 tekrardan elde edilen d_{min} 'lere ait ortalama ve standart sapma aşağıdaki gibi hesaplanmıştır:

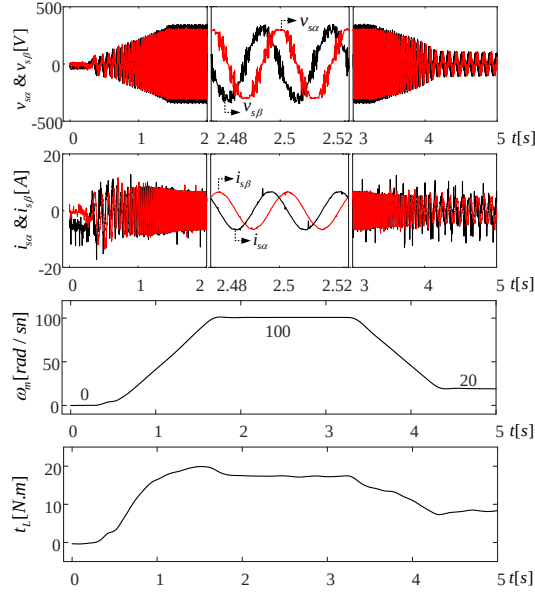
$$Ortalama = \frac{1}{Tekerar Sayısı} \sum_{i=1}^{Tekerar Sayısı} (d_{min})_i \quad (5.14)$$

$$Standart sapma = (d_{min})_i \text{ 'nin standart sapması} \quad (5.15)$$

Sonuç olarak, np , f ve c_r değişimlerinden elde edilen istatistiksel bilgiler Çizelge 5.3'te sunulmuştur. Çizelge 5.3'teki istatistiksel sonuçlar ve optimizasyon işlemi göz önüne alındığında aşağıdaki gözlemler yapılabilir:

- np seçiminde yakınsama hızının arttırılması amaçlanırken optimizasyon işleminin hesap yükünün ve süresinin kabul edilebilir olmasına dikkat edilmiştir. Bundan dolayı $np=20 \times D=100$ olarak seçilmiştir.
- f seçimi yapılırken Çizelge 5.3'teki ortalama ve standart sapma değerleri göz önünde bulundurularak $f=rand[0,1]$ olarak seçilmiştir. $f=0.4$ ve $f=rand[0,1]$ 'in ortalama değerlerinin hemen hemen aynı olmasına rağmen, $f=rand[0,1]$ 'in standart sapmasının düşük olmasından dolayı $f=rand[0,1]$ olarak seçilmiştir.
- cp , f 'e benzer şekilde, Çizelge 5.3'teki en iyi ortalama ve standart sapma değerlerine sahip olduğu için 0.9 olarak seçilmiştir.
- DGA ve ÇADGA'da durdurma şartı olarak belirlenen maksimum nesil sayısı 30 olarak kullanılmıştır. Bununla birlikte, maliyet değerinin 20 nesilden sonra hemen hemen sabit kaldığı gözlemlenmiştir.

Tüm bunlara ek olarak, elde edile gözlemler Qin vd. (2009)'daki öneriler ile uyum içinde olduğu görülmüştür.



Şekil 5.4. Akım, hız ve yük momenti hatası kullanılarak yapılan optimizasyon işlemi için gerekli eğitim veri seti

Çizelge 5.4. Optimizasyonda kullanılan DGA ve ÇADGA parametreleri

Nüfus sayısı (np)	100
Mutasyon olasılığı (f)	0.9
Çaprazlama olasılığı (c_r)	rand[0,1]
Parametre sınırları	[1e-10, 1e-1]
Maksimum nesil sayısı	30

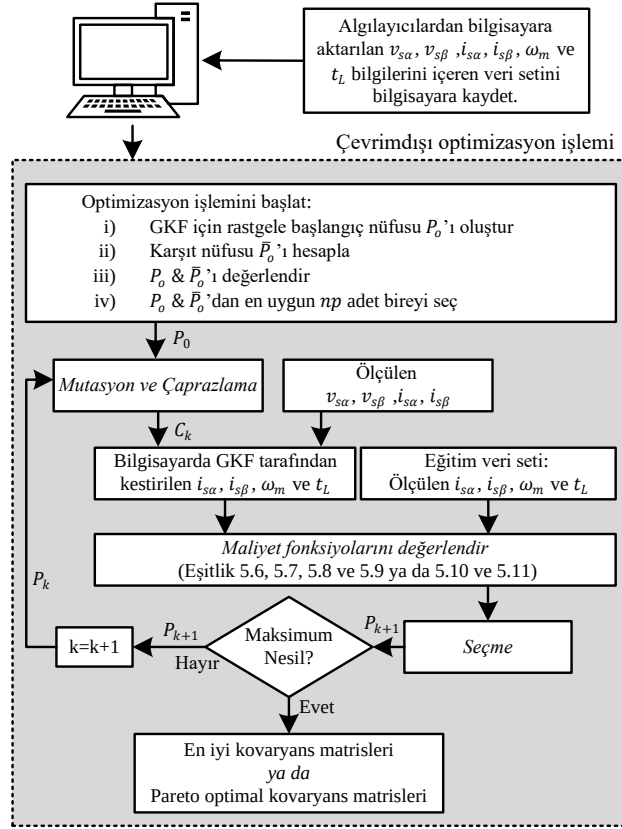
5.4.2.3 GKF algoritmasının DGA ve ÇADGA ile optimizasyonu

Bu kısımda, GKF algoritmasının kestirim başarımına doğrudan etki eden $\mathbf{Q}$ ve $\mathbf{R}$ gürültü kovaryans matrislerinin dört farklı maliyet fonksiyonu ve Şekil 5.4'te sunulan $130 \mu sn$ 'lik örnekleme zamanına sahip veri seti kullanılarak DGA ve ÇADGA algoritmaları ile optimizasyonu gerçekleştirilecektir.

$$\mathbf{Q} = \text{diag}[q_i, q_i, q_\varphi, q_\varphi, q_\omega, q_t] \quad (5.16)$$

$$\mathbf{R} = \text{diag}[r, r] \quad (5.17)$$

Optimize edilecek parametre sayısını azaltmak amacıyla, $\mathbf{Q}$ ve $\mathbf{R}$ matrisleri değerleri sabit olan kesin positif köşegen matris olarak kabul edilmiştir (Eşitlik 5.16 ve 5.17). Ayrıca, Eşitlik 5.3 ve 5.4'teki $\mathbf{Q}$ ve $\mathbf{R}$ matrislerindeki $i_{s\alpha}$ ve $i_{s\beta}$ bileşenlerine ait $q_{i\alpha}$ ile $q_{i\beta}$, $\varphi_{r\alpha}$ ve $\varphi_{r\beta}$ bileşenlerine ait $q_{\varphi\alpha}$ ile $q_{\varphi\beta}$, ölçülen $i_{s\alpha}$ ve $i_{s\beta}$ bileşenlerine ait r_1 ve r_2



Şekil 5.5. Çevrimdışı gerçekleştirilen optimizasyon işleminin blok şeması

gürültü kovaryans elemanları eşit seçilerek optimize edilecek parametre sayısı sekizden beşe düşürülmüştür (Eşitlik 5.16 ve 5.17). Bölüm 5.4.2.2’de yapılan analiz sonucunda belirlenen ve Çizelge 5.4’te verilen DGA ve ÇADGA parametreleri ile Eşitlik 5.6-5.11’deki maliyet fonksiyonları kullanılarak Bölüm 2.1.2’deki 6. dereceden SKASM modelini kullanan GKF algoritması çevrimdışı olarak optimize edilmiştir. Gerçekleştirilen optimizasyon işleminin blok şeması Şekil 5.5’te sunulmuştur.

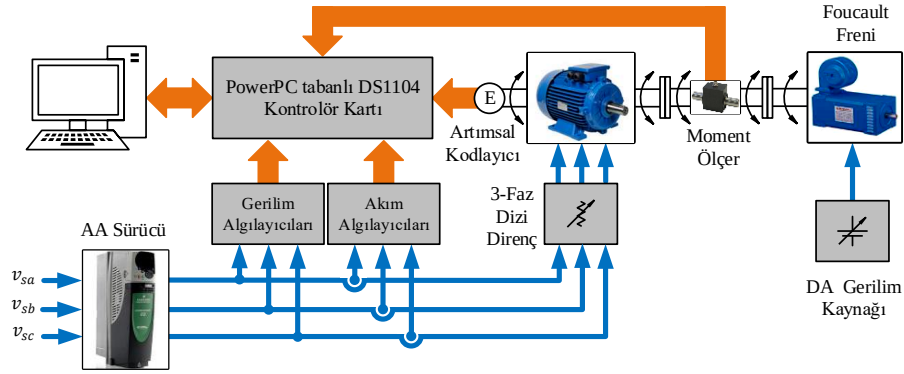
Şekil 5.5 incelendiğinde, ilk olarak DS1104 kontrolör kartı ve algılayıcılar üzerinden bilgisayara aktarılan $v_{sa}, v_{sb}, i_{sa}, i_{sb}, \omega_m$ ve t_L bilgilerini içeren eğitim veri seti bilgisayara kaydedilmiştir. Daha sonra, bilgisayara kaydedilen eğitim seti ile birlikte Eşitlik 5.6 ya da 5.7 için DGA, Eşitlik 5.8 ve 5.9 ya da Eşitlik 5.10 ve 5.11 için ÇADGA algoritmaları kullanılarak çevrimdışı optimizasyon işlemi durdurma şartı sağlanana kadar devam etmektedir. Belirlenen durdurma şartı sağlandığında, DGA algoritmasından geliştirilen en iyi gürültü kovaryans matrisleri elde edilirken, ÇADGA algoritmasından en iyi değerlerin bulunduğu Pareto optimal sonuçlar elde edilir. Tez çalışması kapsamında elde edilen Pareto optimal çözüm kümesi içindeki değerlerden

Çizelge 5.5. Optimize edilmiş gürültü kovaryans matrisleri

	Yöntem 1	Yöntem 2	Yöntem 3	Yöntem 4
q_i	1.02e-2	9.60e-2	1e-1	2.12e-2
q_φ	2.50e-7	1.64e-5	3.76e-5	1e-10
q_ω	1e-10	6.83e-4	1e-10	1e-3
q_t	9.29e-2	1.13e-2	2.80e-2	9.64e-4
r	1e-10	5.80e-3	3.51e-2	1e-10

Çizelge 5.6. Gerçek-zamanlı deneylerde kullanılan SKASM parametreleri

P [kW]	V [V]	I [A]	p_p	f [Hz]	n_{mn} [d/dk]
2.2	380	5.9	3	50	940
R_{sn} [Ω]	R'_{rn} [Ω]	L_m [H]	L_{ls} [H]	L_{lr} [H]	t_{Ln} [N.m]
3.03	2.53	0.135	0.0116	0.0174	22



Şekil 5.6. Optimize edilmiş GKF algoritmalarının doğrulanmasında kullanılan deney düzeneği

maliyet değeri orijine en yakın Öklid mesafesinde bulunan çözüm vektörü seçilerek kullanılmıştır. Sonuç olarak, optimizasyon işlemlerinden elde edilen gürültü kovaryans matrisleri Çizelge 5.5'te sunulmuştur. Sunulan bu matrisler Bölüm 5.4.2.4'te gerçekleştirilen gerçek-zamanlı doğrulama çalışmalarında kullanılacaktır.

5.4.2.4 Gerçek-zamanlı deney sonuçları

Bu kısımda, Bölüm 5.4.2.3'te farklı maliyet fonksiyonları kullanılarak optimize edilen GKF algoritmaları gerçek-zamanlı deney çalışmaları ile doğrulanmıştır. Doğulamada kullanılan deney düzeneğine ait blok şeması Şekil 5.6'da, deneylerde kullanılan ASM parametreleri ise Çizelge 5.6'da sunulmaktadır. ASM'yi farklı yük değerlerinde yüklemek için 30 N.m'lik Foucault freni kullanılmıştır. GKF algoritmaları, 250 MHz

hızında 64 bit kayan noktalı işlem yapabilen, MATLAB® Simulink ile uyumlu PC-tabanlı DS1104 kontrolör kartı üzerinden yapılmıştır. Üç faz gerilim ve akımlarını ölçmek için sırasıyla LEM'in LV100-400 ve LA55-/SP1 algılayıcıları kullanılmıştır. Rotor açısal hızı ve yük momentine ilişkin gerçek değerleri elde etmek için ETH'in DBRK-50 serisi 50 *N.m*'lik moment ölçeri ve Heidenhain'nın ERN120 serisi 5000 dilimlik artımsal kodlayıcısı kullanılmıştır. Rotor açısal hızı ve yük momentine ilişkin ölçülen değerler GKF algoritmasında kullanılmamış olup, sadece GKF kestirimini doğrulamak amacıyla kullanılmıştır. ASM'ye, sinüzoidal yerine, vektör kontrolü altında elde edilmiş darbe genişlik modülasyonlu (DGM'li) besleme gerilimi uygulamak için Control Techniques'in 7.5 *kW*'lık Unidrive AA sürücüsü kullanılmıştır.

Optimize edilmiş GKF algoritmalarının doğrulama çalışmaları Bölüm 5.4.2.4.1 ve 5.4.2.4.2'deki senaryolar ile hem yüksüz hem de tam yüklü durumu da içine alan geniş hız aralığında eş-zamanlı $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$, $\varphi_{r\alpha}$, $\varphi_{r\beta}$, ω_m ve t_L kestirimleri ile gerçekleştirilmiştir. Ayrıca, stator ve rotor dirençlerinin sıcaklık ve frekans bağımlı değişimlerinin optimize edilmiş GKF algoritmaları üzerindeki etkisi de Bölüm 5.4.2.4.3'te incelenmiştir. Kestirilen tüm durum ve parametrelerin başlangıç durumları sıfır, T örnekleme zamanı ise 130 μs olarak alınmıştır. Optimize edilmiş GKF algoritmalarına ait kestirim başarımları ve kestirim hataları Şekil 5.7-Şekil 5.26'da sunulmaktadır. Bu şekillerde $i_{s\alpha}$ ve $\hat{i}_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$ ve $\hat{i}_{s\beta}$, $\hat{\varphi}_{r\alpha}$ ve $\hat{\varphi}_{r\beta}$, n_m ve $\hat{n}_m$, t_L ve $\hat{t}_L$, $e_{(.)}$ sırasıyla ölçülen ve kestirilen stator akımının α -bileşenlerini, ölçülen ve kestirilen stator akımının β -bileşenlerini, kestirilen rotor akısının α - ve β -bileşenlerini, ölçülen ve kestirilen rotor hızını, ölçülen ve kestirilen yük momentini, ölçülen ve kestirilen durum ve parametre arasındaki hatayı ifade etmektedir.

5.4.2.4.1 Senaryo I: Yüksek hız bölgesindeki yük momenti değişimleri ve hız terslendirmesinin incelenmesi

Bu senaryo optimize edilmiş GKF'lerin yüksek hız bölgesindeki yük momenti değişimleri ve hız terslendirilmeleri altındaki başarımlarının incelenmesi için gerçekleştirilmiştir. Senaryoya ait detaylar aşağıdaki gibidir:

- ASM 950 *d/dk*'da 20 *N.m* yük altında çalışırken, 25. *sn*'de ASM'nin hızı doğrusal olarak terslenmektedir,

- ASM $-945 d/dk$ 'da $20 N.m$ yük ile ters yönde dönerken, 50. sn 'de yük ortadan kaldırılmıştır,
- ASM $-998 d/dk$ 'da yüksüz olarak çalışırken, 75. sn 'de ASM'nin hızı doğrusal olarak terslenmektedir.

5.4.2.4.1.1 Yöntem I: Hız hataları ile optimize edilmiş GKF algoritmasının yüksek hız kestirim sonuçları

Hız-algılayıcı gerektirmesinden dolayı Yöntem II'ye göre daha maliyetli bir yöntemdir. Bununla birlikte, Şekil 5.7 ve Şekil 5.8'de görüldüğü üzere, bu yöntem daha yüksek $\hat{n}_m$ ve $\hat{t}_L$ kestirim başarımına imkan sağlamaktadır. Diğer taraftan, optimizasyonda sadece hız hatalarını kullanmasından dolayı hız kestirimini iyileştirmeye çalışırken, akım kestirim başarımını düşürmektedir.

5.4.2.4.1.2 Yöntem II: Akım hataları ile optimize edilmiş GKF algoritmasının yüksek hız kestirim sonuçları

Bu yöntemde, Şekil 5.9 ve Şekil 5.10'da görüldüğü üzere, yeterli kestirim başarımı elde edilmesine rağmen, geçici hallerde $\hat{n}_m$ ve $\hat{t}_L$ kestirim hatalarında artış olduğu görülmektedir. Bununla birlikte, bu yaklaşım harici algılayıcıya ihtiyaç duymamasından dolayı en az maliyete sahip yaklaşımdır.

5.4.2.4.1.3 Yöntem III: Hız ve moment hataları ile optimize edilmiş GKF algoritmasının yüksek hız kestirim sonuçları

Yöntem III, Bölüm 5.4.1'de sunulan çok-amaçlı optimizasyon yaklaşımını kullanarak hız ve moment hatalarını aynı anda optimize etmektedir. Maliyet fonksiyonunda hız hatalarını kullanılmasının yanı sıra kestirilen moment ile ölçülen moment arasındaki OKH'de kullanılmaktadır. Bundan dolayı hız-algılayıcıya ek olarak moment ölçere de ihtiyaç duymaktadır. Bu yönüyle en maliyetli yöntemdir. Şekil 5.11 ve Şekil 5.12'de sunulan sonuçlar incelendiğinde, başarımların sonuçları Yöntem I'e benzetmekle birlikte akım hatalarındaki artışın daha fazla olduğu dikkat çekmektedir.

Çizelge 5.7. Senaryo I için yöntemlere ait ölçülen ve kestirilen durumlar arasındaki OKH'ler

	$e_{i_{s\alpha}}$ (OKH)	$e_{i_{s\beta}}$ (OKH)	e_{n_m} (OKH)	e_{t_L} (OKH)
Yöntem I (Şekil 5.7)	5.7988e-04	2.9092e-04	4.4976	1.3359
Yöntem II (Şekil 5.9)	4.7790e-17	3.0305e-17	58.3146	4.3191
Yöntem III (Şekil 5.11)	0.0075	0.0041	6.6425	1.2985
Yöntem IV (Şekil 5.13)	5.2966e-17	5.3987e-17	4.8642	1.7222

5.4.2.4.1.4 Yöntem IV: Akım ve hız hataları ile optimize edilmiş GKF algoritmasının yüksek hız kestirim sonuçları

İlk olarak bu tez çalışması kapsamında önerilen bu yöntem akım, hız ve moment hatalarını düşürmesinden dolayı Yöntem I, II ve III'ün gelişmiş biçimini oluşturmaktadır. Önerilen maliyet fonksiyonunda hem akım hem de hız hataları aynı anda optimize edilmektedir. Şekil 5.13 ve Şekil 5.14'teki kestirim sonuçları değerlendirildiğinde, Şekil 5.9 ve Şekil 5.10'da sunulan sonuçlara kıyasla $\hat{n}_m$ ve $\hat{t}_L$ kestirimlerinin geçici hal davranışları ile birlikte Şekil 5.7-Şekil 5.12'de sunulan kestirim sonuçlarındaki akım hataları iyileştirilmiştir. Diğer taraftan bu yöntem akım hatalarının yanı sıra hız hatalarını da kullandığından dolayı hız-algılayıcı gerektirmektedir.

Yöntemlere ilişkin ölçülen ve kestirilen durumlar arasındaki OKH'ler Çizelge 5.7'de sunulmaktadır. Şekil 5.7-Şekil 5.14'te elde edilen sonuçlar ile birlikte Çizelge 5.7'de sunulan OKH'ler incelendiğinde, hem elektriksel ($i_{s\alpha}$ ve $i_{s\beta}$) hem de mekanik (n_m ve t_L) modele ait kestirilen durumlarda ortalama olarak en iyi başarıma sahip yöntemin Yöntem IV olduğu görülmektedir. Daha sonra, Yöntem I hız ve moment hatasının düşük olmasının yanı sıra yeterli akım kestirimine sahip olması bu yöntemi en iyi ikinci yöntem yapmaktadır. Hız kestiriminin daha iyi olmasından dolayı, Yöntem II'yi Yöntem III takip etmektedir. Fakat en yüksek akım kestirim hataları Yöntem III'te oluşmaktadır. Son olarak, Yöntem II hız kestiriminin kötü olmasından dolayı en zayıf yöntem olarak seçilmiştir. Ayrıca, en düşük akım hatalarının bu yöntem ile elde edildiği de görülmektedir.

5.4.2.4.2 Senaryo II: Düşük hız bölgesindeki yük momenti değişimleri ve hız terslendirmesinin incelenmesi

Bu senaryo optimize edilmiş GKF'lerin düşük hız bölgesindeki ($\approx$ ASM'nin anma hızının %2.5'i) yük momenti değişimleri ve hız terslendirilmeleri altındaki başarımlarının incelenmesi için belirlenmiştir. Senaryoya ait detaylar aşağıdaki gibidir:

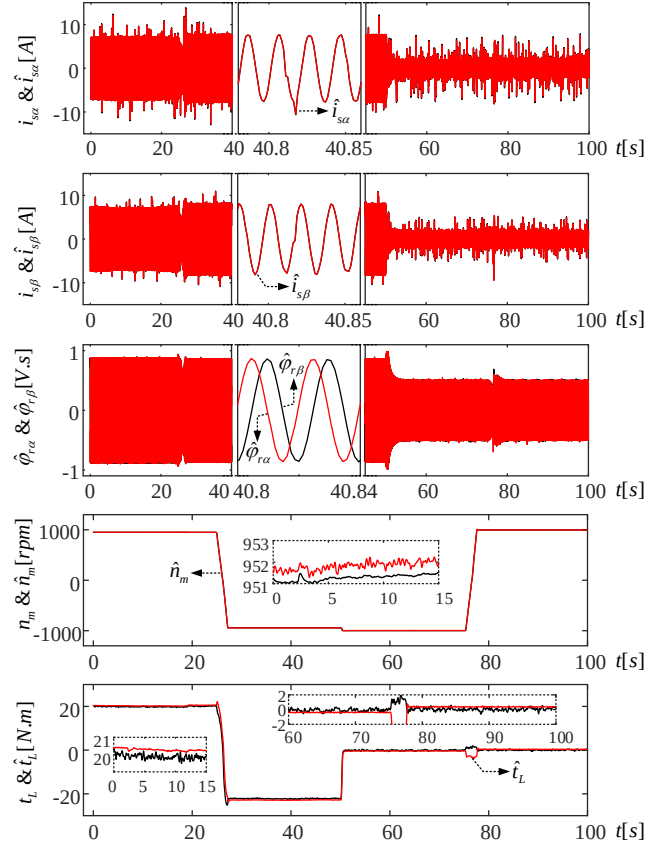
- ASM $24 d/dk$ 'da yüksüz durumda çalışırken, 25. sn'de ASM'nin hızı doğrusal olarak terslenmektedir,
- ASM $-24 d/dk$ 'da yüksüz durumda dönerken, 50. sn'de $2 N.m$ 'lik yük ile yüklenmiş ve ASM hızı $-21 d/dk$ 'ya düşmüştür,
- ASM $-21 d/dk$ 'da $2 N.m$ 'lik yük ile çalışırken, 75. sn'de ASM'nin hızı doğrusal olarak terslenmektedir.

5.4.2.4.2.1 Yöntem I: Hız hataları ile optimize edilmiş GKF algoritmasının düşük hız kestirim sonuçları

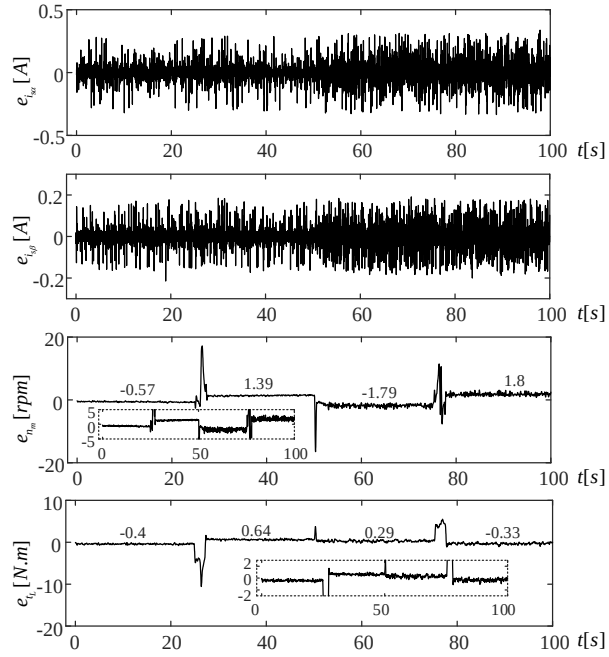
Bu yöntem için elde edilen kestirim sonuçları ve hataları sırasıyla Şekil 5.15 ve Şekil 5.16'da sunulmuştur. Elde edilen sonuçlar Senaryo I için alınan Şekil 5.7 ve Şekil 5.8'deki kestirim sonuçları benzer başarıma sahiptir. Bu yöntem daha yüksek $\hat{n}_m$ ve $\hat{t}_L$ kestirim başarımına imkan sağlarken, akım kestirim başarımını düşürmektedir.

5.4.2.4.2.2 Yöntem II: Akım hataları ile optimize edilmiş GKF algoritmasının düşük hız kestirim sonuçları

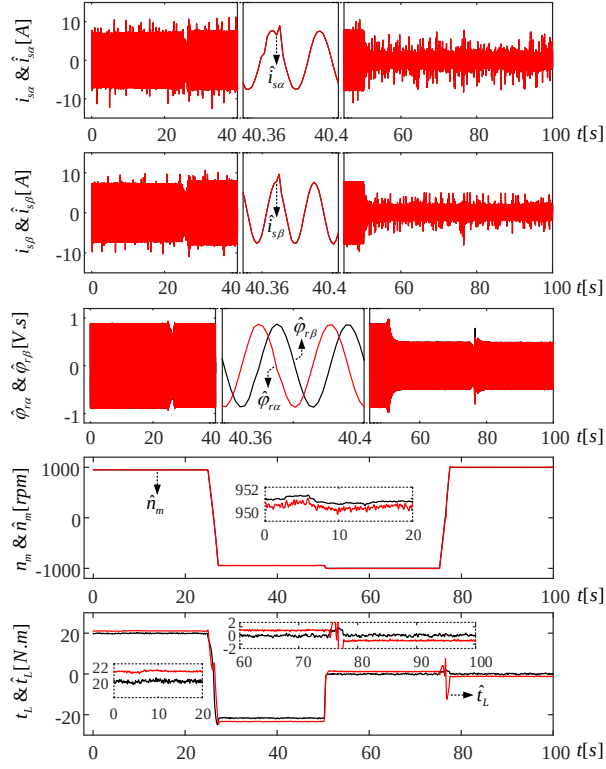
Bu yöntemde, Şekil 5.17 ve Şekil 5.18'de sunulan Senaryo II'ye ait kestirim sonuçları ile Şekil 5.9 ve Şekil 5.10'daki Senaryo I'e ait kestirim sonuçları karşılaştırıldığında, akım kestirim hatalarının aynı kaldığı fakat hız ve momente ait kestirim hatalarının düştüğü şekillerden ve Çizelge 5.8'deki OKH'lerden görülmektedir. Ayrıca, bu yaklaşım harici algılayıcıya ihtiyaç duymamasından dolayı önerilen yöntemler arasında en düşük maliyete sahip yaklaşımdır.



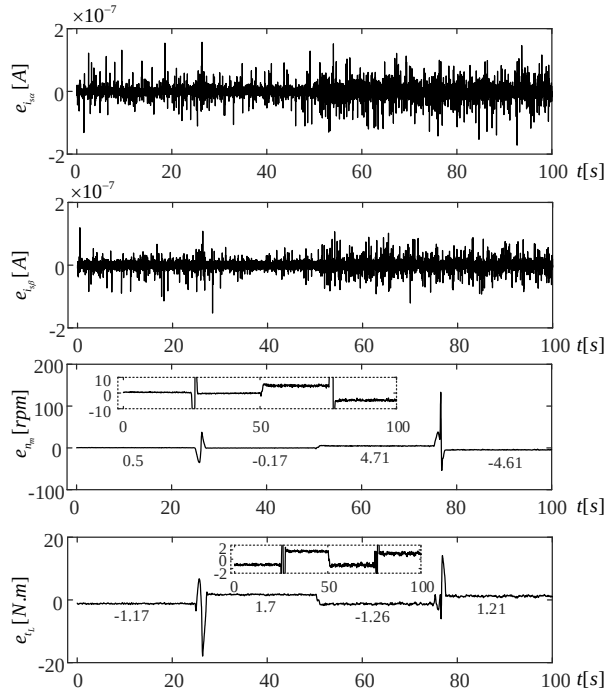
Şekil 5.7. Hız hataları kullanılarak optimize edilmiş GKF algoritmasının kestirim başarımı



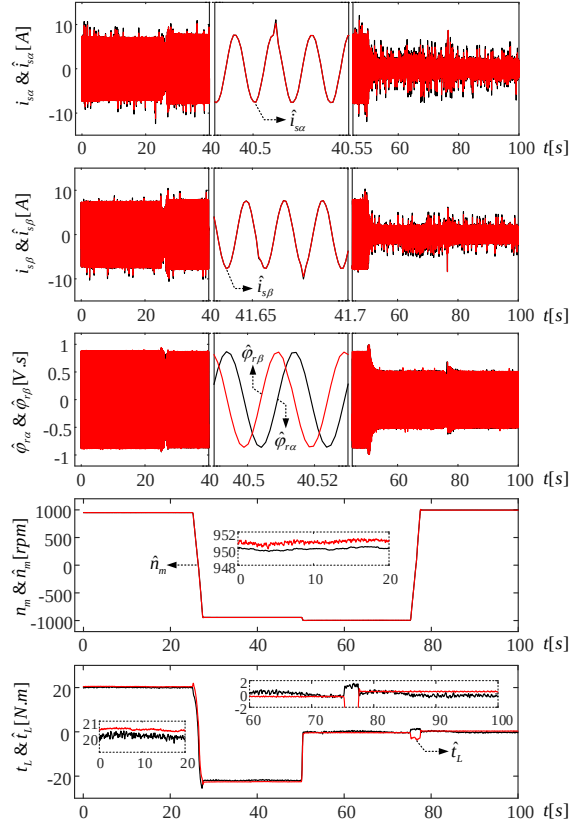
Şekil 5.8. Hız hataları kullanılarak optimize edilmiş GKF algoritmasının kestirim hataları



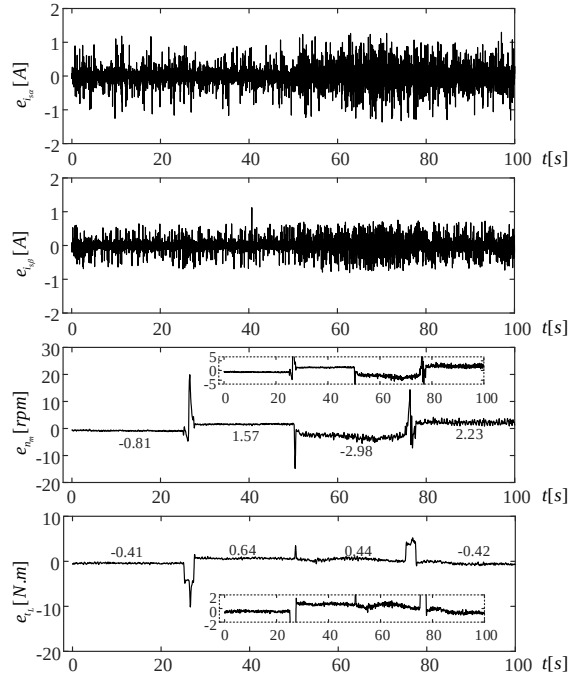
Şekil 5.9. Akım hataları kullanılarak optimize edilmiş GKF algoritmasının kestirim başarımı



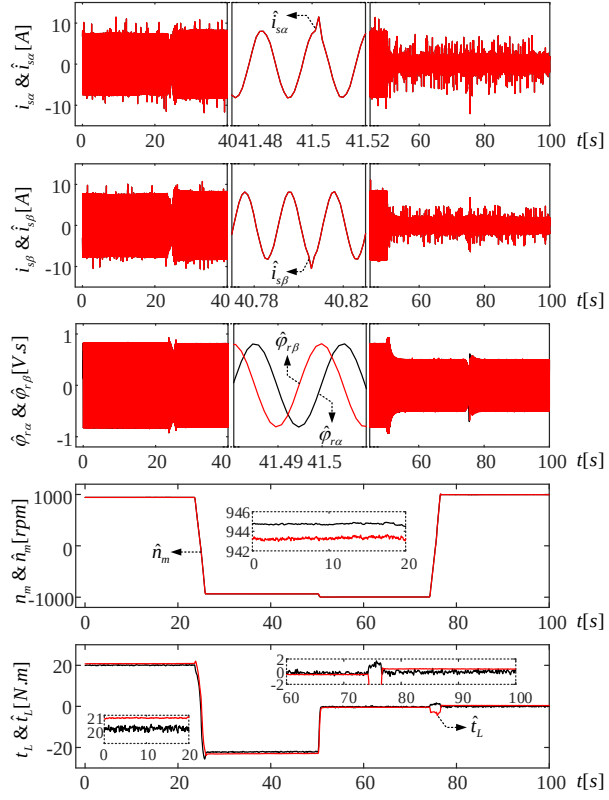
Şekil 5.10. Akım hataları kullanılarak optimize edilmiş GKF algoritmasının kestirim hataları



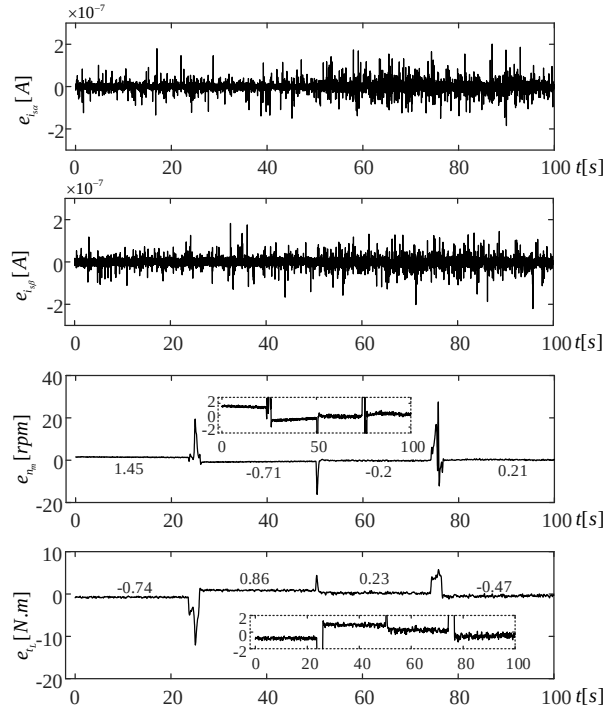
Şekil 5.11. Hız ve moment hataları kullanılarak optimize edilmiş GKF algoritmasının kestirim başarımı



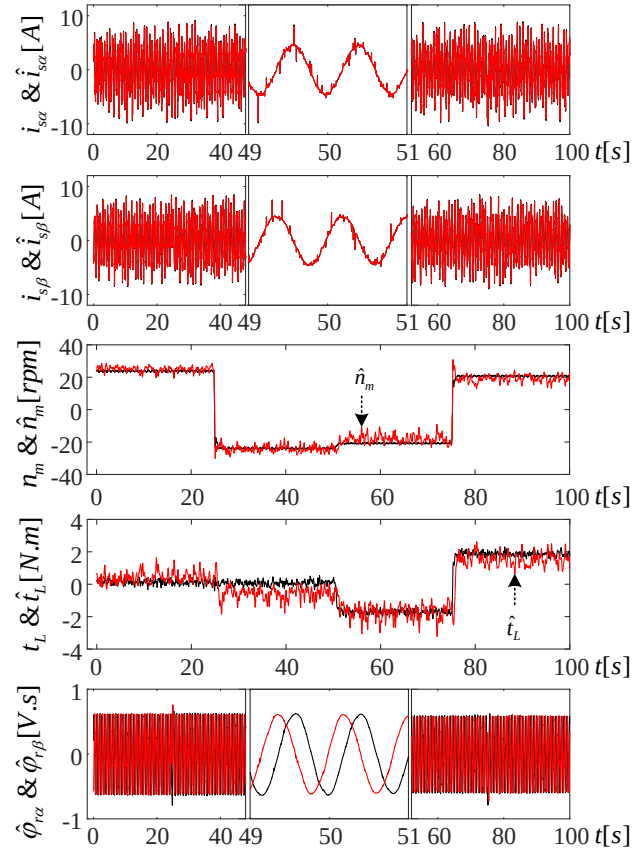
Şekil 5.12. Hız ve moment hataları kullanılarak optimize edilmiş GKF algoritmasının kestirim hataları



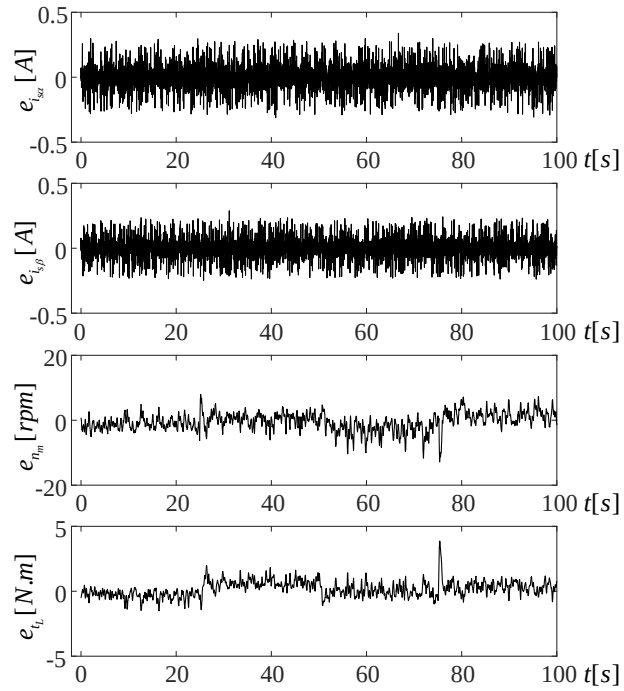
Şekil 5.13. Akım ve hız hataları kullanılarak optimize edilmiş GKF algoritmasının kestirim başarımı



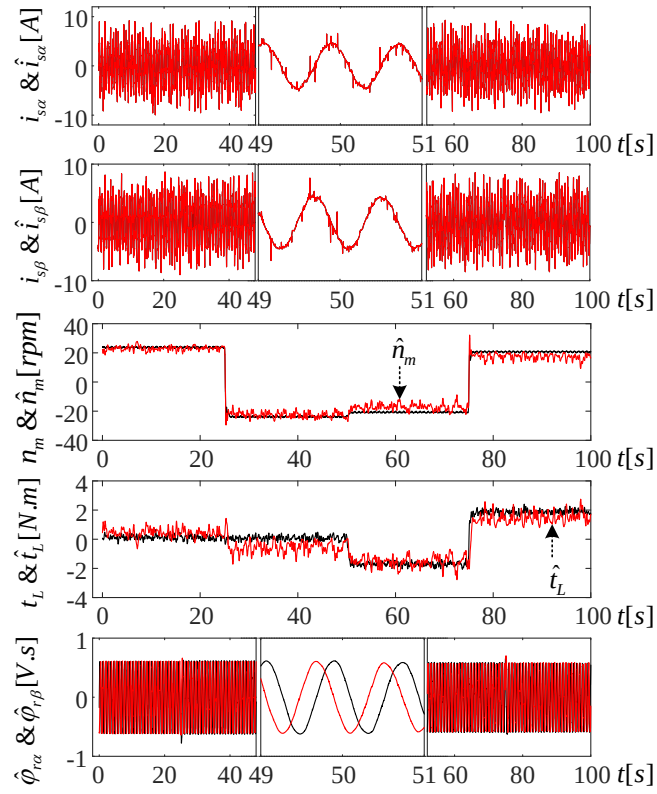
Şekil 5.14. Akım ve hız hataları kullanılarak optimize edilmiş GKF algoritmasının kestirim hataları



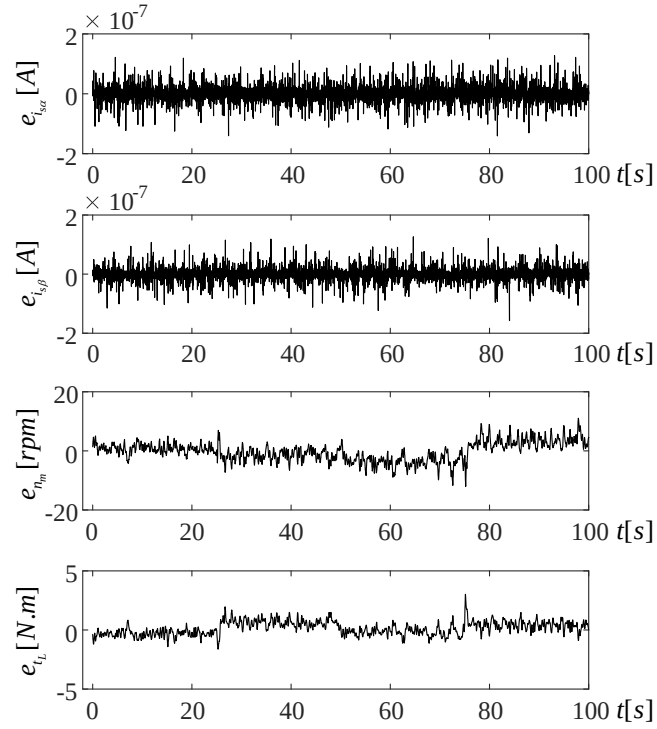
Şekil 5.15. Hız hataları ile optimize edilmiş GKF algoritmasının düşük hız sonuçları



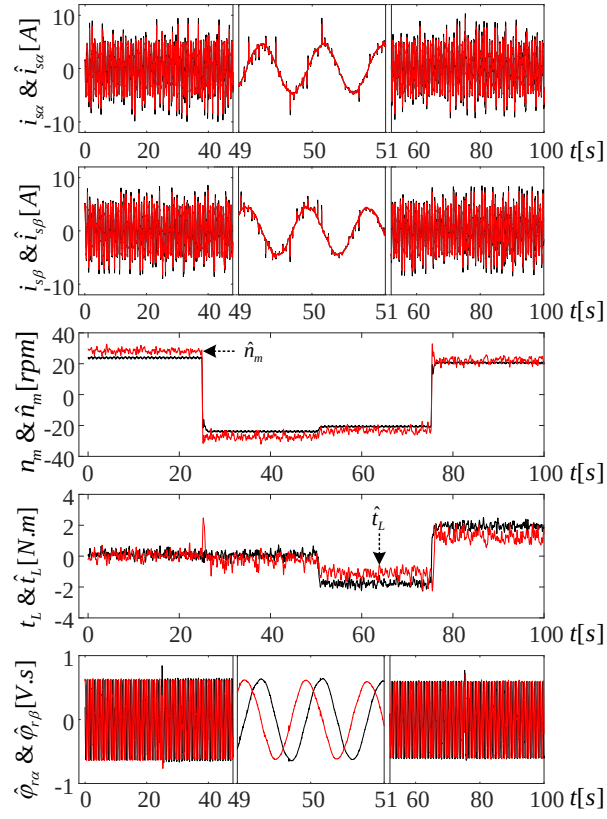
Şekil 5.16. Hız hataları ile optimize edilmiş GKF algoritmasının düşük hız hataları



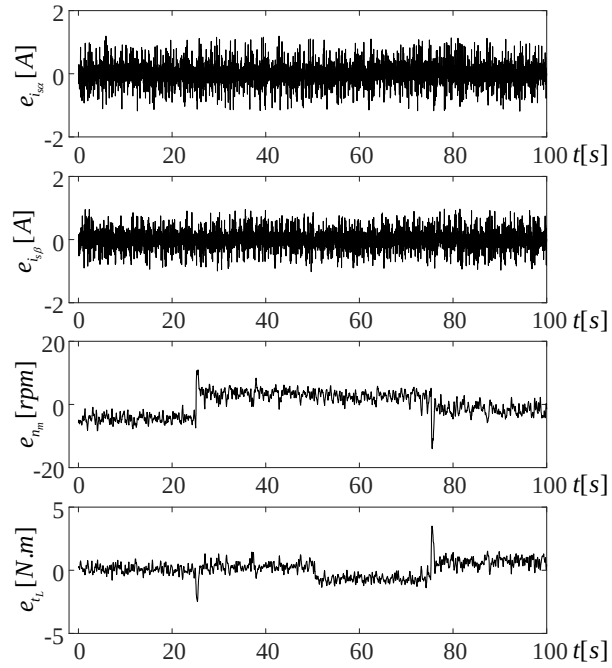
Şekil 5.17. Akım hataları ile optimize edilmiş GKF algoritmasının düşük hız sonuçları



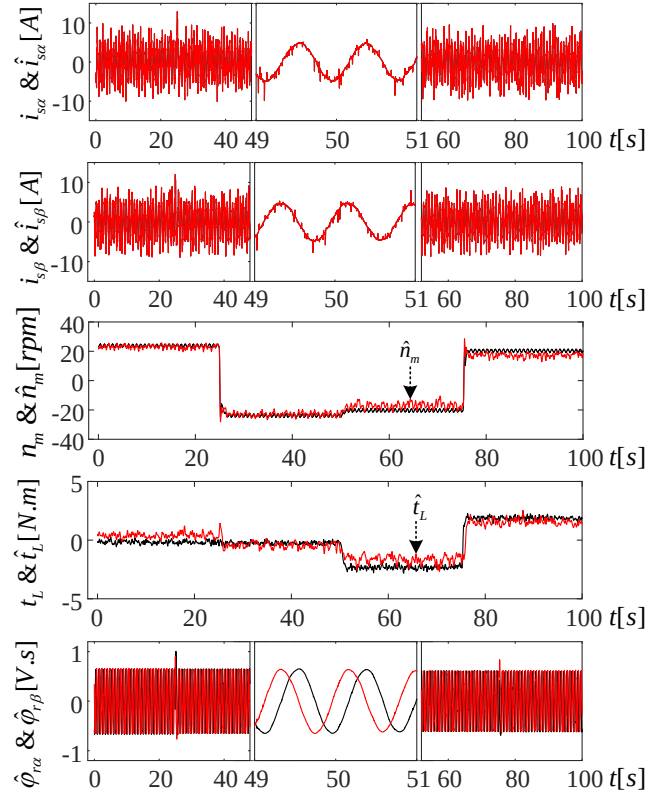
Şekil 5.18. Akım hataları ile optimize edilmiş GKF algoritmasının düşük hız hataları



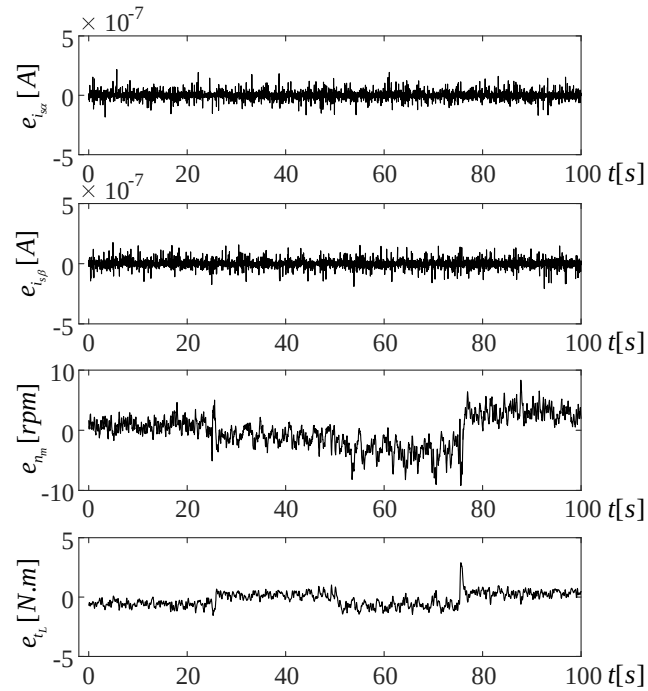
Şekil 5.19. Hız ve moment hataları ile optimize edilmiş GKF algoritmasının düşük hız sonuçları



Şekil 5.20. Hız ve moment hataları ile optimize edilmiş GKF algoritmasının düşük hız hataları



Şekil 5.21. Akım ve hız hataları ile optimize edilmiş GKF algoritmasının düşük hız sonuçları



Şekil 5.22. Akım ve hız hataları ile optimize edilmiş GKF algoritmasının düşük hız hataları

Çizelge 5.8. Senaryo II için yöntemlere ait ölçülen ve kestirilen durumlar arasındaki OKH'ler

	$e_{i_{s\alpha}}$ (OKH)	$e_{i_{s\beta}}$ (OKH)	e_{n_m} (OKH)	e_{t_L} (OKH)
Yöntem I (Şekil 5.15)	5.61e-4	4.01e-4	7.75	0.38
Yöntem II (Şekil 5.17)	4.50e-17	3.06e-17	10.53	0.34
Yöntem III (Şekil 5.19)	7.70e-3	5.50e-3	13.50	0.41
Yöntem IV (Şekil 5.21)	5.68e-17	5.87e-17	7.47	0.36

5.4.2.4.2.3 Yöntem III: Hız ve moment hataları ile optimize edilmiş GKF algoritmasının düşük hız kestirim sonuçları

Senaryo II için elde edilen kestirim sonuçları ve hataları sırasıyla Şekil 5.19 ve Şekil 5.20'de sunulan bu yöntemin kestirim sonuçları Şekil 5.11 ve Şekil 5.12'de sunulan Senaryo I'e ait kestirim sonuçları ile karşılaştırıldığında, bu yöntemle elde edilen gürültü kovaryans matrislerinin kullanıldığı GKF'nin kestirim başarımının düşük hızlarda diğer yöntemlere göre daha çok düştüğü Şekil 5.19, Şekil 5.20 ve Çizelge 5.8'de görülmektedir.

5.4.2.4.2.4 Yöntem IV: Akım ve hız hataları ile optimize edilmiş GKF algoritmasının düşük hız kestirim sonuçları

Senaryo II'ye ait akım ve hız hataları ile optimize edilmiş GKF'den elde edilen kestirim sonuçları ve hataları sırasıyla Şekil 5.21 ve Şekil 5.22'de verilmiştir. Şekil 5.21 ve Şekil 5.22'deki sonuçlar Senaryo I'den elde edilen Şekil 5.13 ve Şekil 5.14'teki kestirim sonuçları ile kıyaslandığında, yüksek hız sonuçları ile düşük hız sonuçlarının benzer başarıma sahip olduğu görülmektedir.

Yöntemlere ait ölçülen ve kestirilen durumlar arasındaki OKH'ler Çizelge 5.8'de sunulmaktadır. Şekil 5.15-Şekil 5.22'deki kestirim sonuçları ile birlikte Çizelge 5.8'de verilen OKH'ler incelendiğinde, Senaryo II için hem elektriksel ($i_{s\alpha}$ ve $i_{s\beta}$) hem de mekanik (n_m ve t_L) modele ait kestirilen durumlarda ortalama olarak en iyi başarıma sahip yöntemin Yöntem IV olduğu görülmektedir. Yöntem II'nin Senaryo II için elde edilen kestirim sonuçlarında Senaryo I'e göre iyileşme olduğu da görülmektedir. Ayrıca, Yöntem III'ün kestirim başarımının Senaryo I'den alınan kestirim başarımına göre düştüğü görülmektedir.

Çizelge 5.9. Senaryo III için yöntemlere ait ölçülen ve kestirilen durumlar arasındaki OKH'ler

	$e_{i_{s\alpha}}$ (OKH)	$e_{i_{s\beta}}$ (OKH)	e_{n_m} (OKH)	e_{t_L} (OKH)
Yöntem I (Şekil 5.23)	4.14e-4	3.41e-4	18.07	2.98
Yöntem II (Şekil 5.24)	3.45e-17	4.25e-17	637.65	36.76
Yöntem III (Şekil 5.25)	5.80e-3	4.90e-3	20.78	2.86
Yöntem IV (Şekil 5.26)	4.12e-17	7.96e-17	13.35	2.90

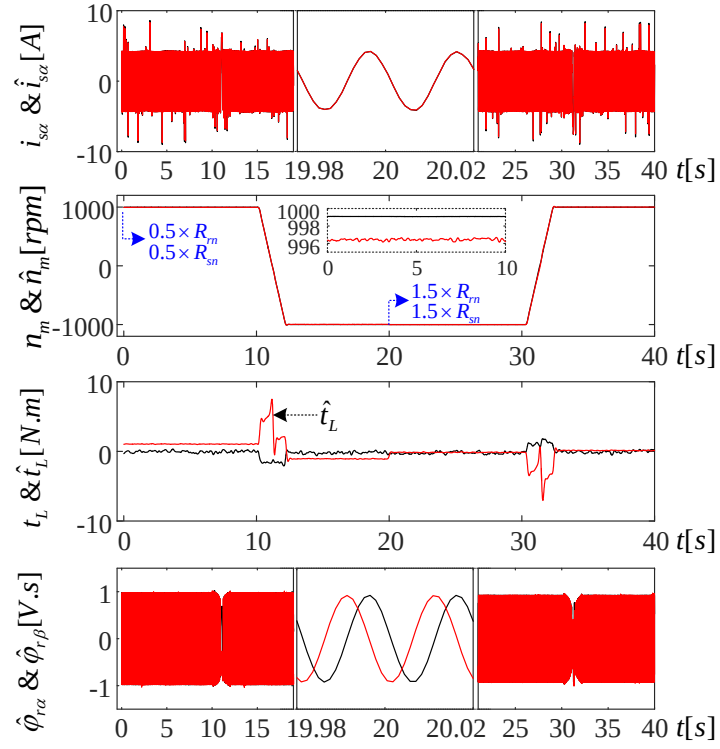
5.4.2.4.3 Senaryo III: Rotor ve stator direnci değişimlerinin optimize edilmiş GKF algoritmaları üzerindeki etkisinin incelenmesi

Bu senaryo ile optimize edilmiş GKF algoritmalarının R_s ve R_r değişimleri altındaki kestirim başarımları incelenmiştir. Senaryoya ait detaylar aşağıdaki gibidir:

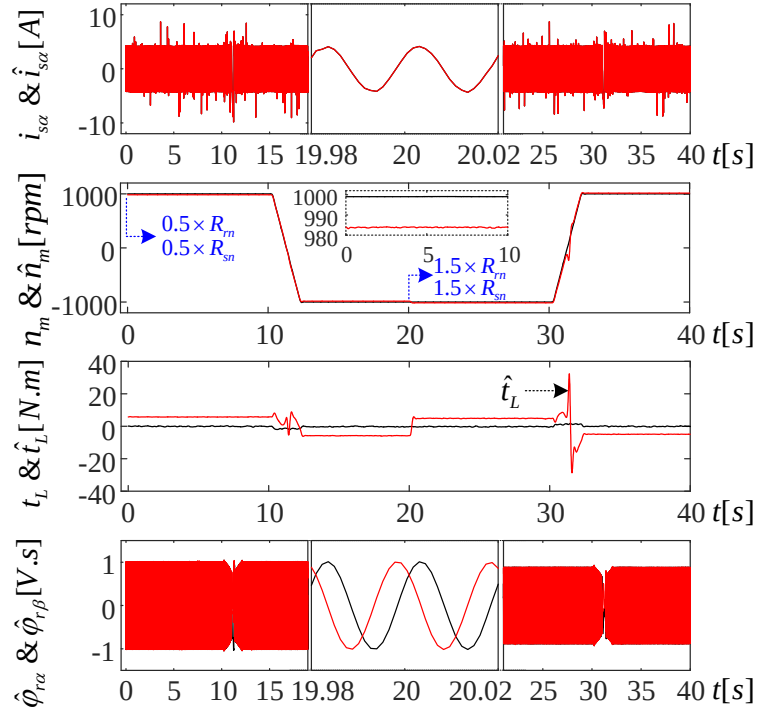
- ASM $999 d/dk$ 'da, $R_s = 0.5 \times R_{sn}$, $R_r = 0.5 \times R_{rn}$ ve yüksüz olarak çalışırken, 10. sn'de ASM'nin hızı doğrusal olarak terslenmektedir,
- ASM $-999 d/dk$ 'da yüksüz olarak dönerken, 20. sn'de R_s ve R_r aynı anda basamak şeklinde $R_s = 1.5 \times R_{sn}$ ve $R_r = 1.5 \times R_{rn}$ olarak arttırılmaktadır,
- ASM $-999 d/dk$ 'da yüksüz olarak çalışırken, 30. sn'de ASM'nin hızı doğrusal olarak terslenmektedir.

Şekil 5.23-Şekil 5.26'daki kestirim sonuçları ve Çizelge 5.9'daki ölçülen ve kestirilen durumlar arasındaki hatalara ait OKH'ler incelendiğinde elde edilen çıkarımlar aşağıdaki gibidir:

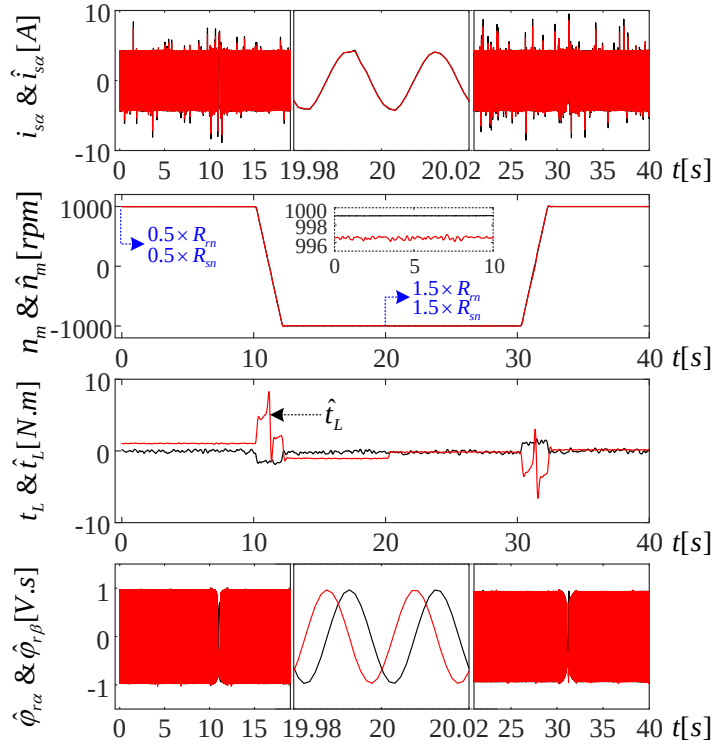
- Parametre değişimlerine karşın en iyi başarıma sahip yöntemin Yöntem IV, en kötü başarıma sahip yöntemin de Yöntem II olduğu,
- Yöntem IV'ten sonra en düşük akım, hız ve moment hatasına sahip yaklaşımın Yöntem I olduğu,
- En yüksek akım kestirim hatalarına sahip olan yaklaşımın Yöntem III olduğu görülmüştür.



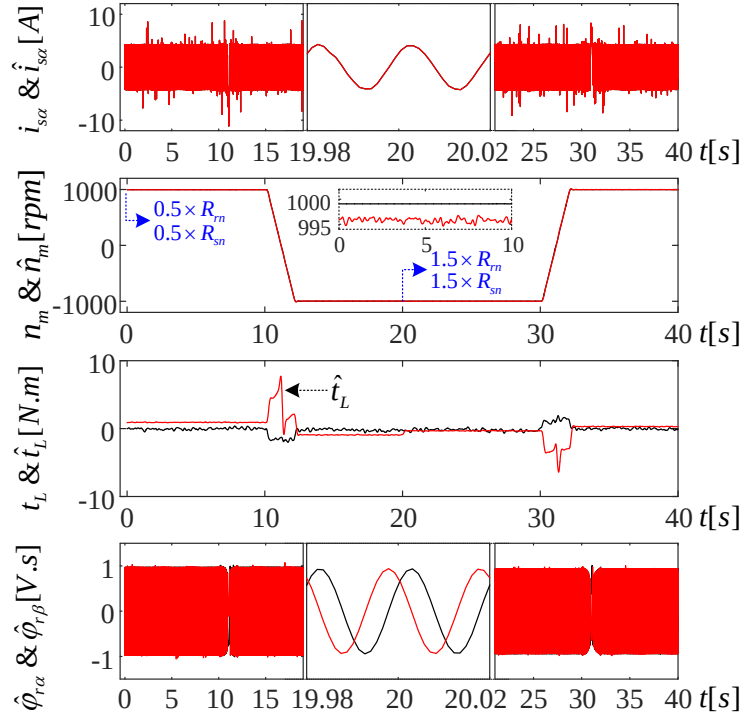
Şekil 5.23. Hız hataları ile optimize edilmiş GKF algoritmasının R_s ve R_r değişimleri altındaki kestirim sonuçları



Şekil 5.24. Akım hataları ile optimize edilmiş GKF algoritmasının R_s ve R_r değişimleri altındaki kestirim sonuçları



Şekil 5.25. Hız ve moment hataları ile optimize edilmiş GKF algoritmasının R_s ve R_r değişimleri altındaki kestirim sonuçları



Şekil 5.26. Hız hataları ile optimize edilmiş GKF algoritmasının R_s ve R_r değişimleri altındaki kestirim sonuçları

5.5 Sonuç

Bölüm 4 kapsamında yapılan çalışmalar incelendiğinde, Bölüm 5.3'te GKF'nin kestirim başarımına doğrudan etkisi olan $\mathbf{Q}$ ve $\mathbf{R}$ gürültü kovaryans matrisleri, deneme-yanılma yöntemi yerine, SA'lar yardımıyla optimize edilmiş ve GKF optimizasyonu probleminin çözümünde en yüksek başarıma sahip SA'nın DGA olduğu belirlenmiştir.

SA'ların GKF optimizasyonu üzerindeki etkisinin yanı sıra Bölüm 5.4'te optimizasyonda kullanılan maliyet fonksiyonlarının optimizasyon başarımı üzerindeki etkisi de incelenmiştir. Bu amaçla, Bölüm 5.4.1'de ilk olarak tek-amaçlı maliyet fonksiyonları için KTÖ tabanlı DGA algoritması, daha sonra çok-amaçlı maliyet fonksiyonları için KTÖ tabanlı ÇADGA algoritması elde edilmiştir. Elde edilen DGA ve ÇADGA'nın başarımı np , f ve c_r gibi parametrelerin doğru seçilmesine bağlıdır. Bölüm 5.4.2.2'de bu parametreler için en uygun değerleri belirlemek amacıyla, belirlenmeye çalışılan parametre dışındaki diğer parametreler sabit tutularak, belirlenmeye çalışılan parametrenin her farklı değeri için ÇADGA algoritması 30'ar kez koşturulmuştur. Daha sonra bu 30 tekrarın ortalaması alınarak karşılaştırma için daha doğru sonuçların elde edilebilmesi amaçlanmıştır. Parametre belirleme çalışmalarının sadece ÇADGA'da yapılmasının nedeni, DGA ve ÇADGA'nın seçme işlemi dışındaki tüm mekanizmasının aynı olmasından kaynaklanmaktadır. Elde edilen istatistiksel bilgiler değerlendirildiğinde, $np=100$, $f=\text{rand}[0,1]$ ve $c_r=0.9$ olarak belirlenmiştir. Daha sonra, Bölüm 5.4.2.3'te belirlenen parametre değerlerini ve Bölüm 5.4.2.1'deki maliyet fonksiyonlarını kullanan DGA ve ÇADGA algoritmaları ile $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$, $\varphi_{r\alpha}$, $\varphi_{r\beta}$, ω_m ve t_L kestirimlerini gerçekleştiren GKF algoritmasının gürültü kovaryans matrislerinin optimizasyonu gerçekleştirilmiştir.

Bölüm 5.4.2.4'te, farklı maliyet fonksiyonları kullanılarak optimize edilmiş GKF algoritmalarının gerçek-zamanlı karşılaştırılmaları zorlayıcı üç senaryo altında gerçekleştirilmiştir. Sunulan sonuçlar ve çizelgeler değerlendirildiğinde, en iyi maliyet fonksiyonun tez kapsamında ilk kez önerilen akım ve hız hatalarının kullanıldığı çok-amaçlı maliyet fonksiyonu olduğu görülmektedir.

Bölüm 5 kapsamında yapılan çalışmalar genel olarak aşağıdaki gibi özetlenebilir:

- ASM'lerin hız-algılayıcısız kontrolünde kullanılan GKF algoritmasına ait sistem ve ölçme gürültü kovaryans matrislerinin optimizasyonunda en yüksek başarıma sahip SA, DGA algoritmasıdır.
- ASM'lerin hız-algılayıcısız kontrolünde kullanılan GKF algoritmasının optimizasyonu için en uygun maliyet fonksiyonunun tez çalışması kapsamında literatüre ilk kez önerilen akım ve hız hatalarının kullanıldığı çok-amaçlı maliyet fonksiyonudur.



BÖLÜM VI

BULANIK GENİŞLETİLMİŞ KALMAN FİLTRESİ

Bu bölümde, ASM'nin çalışma koşullarından etkilenen GKF algoritmasına ait sistem ($\mathbf{Q}$) ve ölçme ($\mathbf{R}$) gürültü kovaryans matrisleri tasarlanan BMK'lar yardımıyla ASM'nin çalışma koşullarına göre çevrimiçi olarak güncellenecektir. Tez kapsamında önerilen bulanık GKF (BGKF) algoritmasına ait literatür özeti, tasarımı, alınan gerçek-zamanlı sonuçların geleneksel GKF (GGKF) ile karşılaştırılması ve elde edilen gözlemler sonraki alt bölümlerde incelenecektir.

6.1 Giriş

GKF algoritmasının kestirim başarımı gürültü kovaryans matrislerinin doğru seçilmesine bağlıdır. Bu matrisler genellikle zaman alıcı deneme-yanılma yöntemi ile belirlenmektedir. Bölüm 4'te detayları verilen diğer bir yaklaşımda ise, bu matrisler, deneme-yanılma yöntemi yerine, SA'lar kullanılarak belirlenmeye çalışılmıştır. Fakat ASM'nin çalışma koşullarından etkilenen bu matrisler her iki yaklaşımda da sabit olarak kabul edilmiştir. Bu durum değişen çalışma koşulları karşısında güncellenmeyen GKF'nin kestirim başarımını olumsuz yönde etkilemektedir.

Literatürde söz konusu gürültü matrislerini ASM'nin çalışma koşullarına göre güncelleyen az sayıda çalışma mevcuttur (Aydin vd., 2014; Drozd, 2015; Drozd vd., 2015; Yin vd., 2014). Aydin vd. (2014)'te $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$, $\varphi_{r\alpha}$, $\varphi_{r\beta}$, ω_m , t_L ve R_s kestirimlerini gerçekleştiren BGKF algoritmasına ait $\mathbf{Q}$ matrisi kestirilen $\hat{\omega}_m$ ve $\hat{t}_L$ kullanılarak ASM'nin çalışma koşullarına göre güncellenmiştir. Fakat kestirilen sonuçlar incelendiğinde, $\hat{\omega}_m$, $\hat{t}_L$ ve $\hat{R}_s$ kestirimlerinde hala hataların mevcut olduğu görülmektedir. Yin vd. (2014)'te $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$, $\varphi_{r\alpha}$, $\varphi_{r\beta}$ ve ω_m kestirimlerini gerçekleştiren BGKF algoritmasına ait $\mathbf{R}$ matrisi hem benzetim hem de gerçek-zamanlı olarak, ölçüm gürültü matrisi ile birlikte teorik ve gerçek gelişim arasındaki iz oranını (The ratio of trace between theoretic innovation and actual innovation) kullanan bulanık bir faktör yardımıyla güncellenmektedir. Drozd vd. (2015) ve Drozd (2015)'te iki kütleli sistemin mekanik durum değişkenleri BGKF ile kestirilerek benzetim ve gerçek-

zamanlı kestirim sonuçları sırasıyla Drozd vd. (2015) ve Drozd (2015)'te sunulmuştur. Bu çalışmalarda kestirilen mekanik zaman sabiti ve hız kestirim hatasının varyansı kullanılarak $\mathbf{Q}$ matrisi değişen çalışma koşulları ile birlikte güncellenmektedir.

Bu tez çalışması kapsamında literatüre önerilen Bölüm 2.1.1'deki 5. dereceden SKASM modelini kullanan ve $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$, $\varphi_{r\alpha}$, $\varphi_{r\beta}$ ve ω_m kestirimlerini gerçekleştiren yeni BGKF algoritması ASM'nin değişen çalışma koşullarını değerlendirerek $\mathbf{Q}$ matrisini kestirim başarımını arttıracak şekilde güncellemektedir. Bu matris GGKF algoritmasındaki gibi sabit olarak kabul edilmediğinden dolayı daha dayanıklı $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$, $\varphi_{r\alpha}$, $\varphi_{r\beta}$ ve ω_m kestirimleri elde edilebilmektedir. Ayrıca, diğer çalışmalardan Aydın vd. (2014), Drozd (2015), Drozd vd. (2015) ve Yin vd. (2014) farklı olarak, bu tez çalışması kapsamında tasarlanan BGKF algoritması $\mathbf{Q}$ matrisini güncellemek için sadece $\hat{\omega}_m$ kestirimini kullanmaktadır. Son olarak Bölüm 6.3'te, geliştirilen BGKF algoritmasını doğrulamak amacıyla, GGKF ve BGKF algoritmaları gerçek-zamanlı deney çalışmaları ile zorlayıcı senaryolar altında karşılaştırılmaktadır.

6.2 Bulanık Genişletilmiş Kalman Filtresi

Tez çalışması kapsamında gerçekleştirilen bu çalışmada, hız-algılayıcısız ASM kontrolü için tasarlanmış Bölüm 2.1.1'deki 5. dereceden SKASM modelini kullanan ve $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$, $\varphi_{r\alpha}$, $\varphi_{r\beta}$ ve ω_m kestirimlerini gerçekleştiren GKF algoritmasına ait gürültü kovaryans matrisleri geliştirilen BMK'lar yardımıyla güncellenerek, her çalışma koşulu altında yüksek kestirim başarımının elde edilmesi amaçlanmıştır. Ayrıca sistem ve ölçme gürültü kovaryans matrisleri kesin pozitif köşegen matris olarak kabul edilmiştir (Eşitlik 6.1 ve 6.2).

$$\mathbf{Q} = \text{diag}[q_{i_\alpha}, q_{i_\beta}, q_{\varphi_\alpha}, q_{\varphi_\beta}, q_\omega] \quad (6.1)$$

$$\mathbf{R} = \text{diag}[r_1, r_2] \quad (6.2)$$

BMK tasarımına geçmeden önce, hangi gürültü kovaryans matrisi elemanlarının (q_{i_α} , q_{i_β} , q_{φ_α} , q_{φ_β} , q_ω , r_1 ve r_2) kestirim başarımında daha çok etkiye sahip olduğunun belirlenmesi gerekmektedir. Daha sonra bu bilgiler kullanılarak, ASM'nin çalışma koşullarından etkilenecek kestirim başarımını olumsuz yönde etkileyen gürültü

kovaryans matrisi elemanları için BMK'ların tasarımına geçilecektir. Gürültü kovaryans matrisi elemanlarının etkisini incelemek amacıyla yapılan gerçek-zamanlı deney çalışmalarından elde edilen gözlemler Bölüm 6.2.1'deki gibidir.

6.2.1 Gürültü kovaryans matrislerinin GKF kestirimleri üzerindeki etkisi

İlk olarak, $\mathbf{Q}$ ve $\mathbf{R}$ matrislerindeki hangi elemanların kestirim başarımı üzerinde daha çok etkiye sahip olduğunun ve hangi elemanların ASM'nin çalışma koşullarına göre güncellenmesi gerektiğinin belirlenmesi gerekmektedir. Bu amaçla yapılan gerçek-zamanlı deney çalışmalarından elde edilen gözlemler aşağıdaki gibidir:

- $\mathbf{Q}$ matrisindeki q_{i_α} ve q_{i_β} elemanları ile $\mathbf{R}$ matrisindeki r_1 ve r_2 elemanlarındaki değişimlerin kestirim başarımı üzerindeki etkisi düşüktür. Bundan dolayı, kolaylık olması bakımından q_{i_α} ile q_{i_β} ve r_1 ile r_2 eşit kabul edilmiştir.
- $\mathbf{Q}$ matrisindeki q_{φ_α} , q_{φ_β} ve q_ω elemanları kestirim başarımını doğrudan etkilemektedir. Bu değerlerin ASM'nin çalışma koşullarına göre güncellenmesi gerekmektedir.
- q_{φ_α} ve q_{φ_β} bazı çalışma koşullarında birbirinden farklı seçilmelidir. Bunun için bu değerlerden her hangi bir tanesi sabit olarak seçilebilir.

Yapılan gözlemler değerlendirildiğinde, ASM'nin çalışma koşullarına göre $\mathbf{Q}$ matrisindeki q_{φ_β} ve q_ω değerlerini güncelleyen iki adet BMK tasarımının yeterli olduğu görülmektedir. BMK tasarımları ile ilgili detaylar Bölüm 6.2.2'de verilecektir.

6.2.2 BMK tasarımları

BGKF'ye ait blok şeması ve BMK'lara ait giriş ve çıkışların üyelik fonksiyonları sırasıyla Şekil 6.1 ve Şekil 6.2'de gösterilmektedir. Şekil 6.1 ve Şekil 6.2'de “^” işareti kestirilen durum ve parametreleri ifade etmektedir. Tasarlanan BMK'ların her ikisi de Mamdani tip olup, iki giriş ($\hat{n}_m$ ve $\Delta\hat{n}_m$) ve bir çıkışa (q_{φ_β} veya q_ω) sahiptir. BMK girişleri olan $\hat{n}_m$ ve $\Delta\hat{n}_m$ Şekil 6.2a ve Şekil 6.2b'deki gibi küçük (K), orta (O) ve

büyük (B) olmak üzere üç dilsel kısma ayrılmıştır. Ayrıca, girişler ile ilgili üyelik dereceleri aşağıdaki gibi elde edilmektedir:

$$\alpha_i = \bigcap_{j=1}^2 m_{ji}(u_j) = \min(m_{1i}(\hat{n}_m), m_{2i}(\Delta\hat{n}_m)), \quad i = 1, 2, \dots, N_r \quad (6.3)$$

Burada, α_i i . kural için hesaplanan üyelik derecesini, m_{ji} j . giriş ve i . kural için üyelik fonksiyonu değerlerini, u_j j . giriş değerini, N_r her iki BMK için 9 olarak kabul edilen toplam kural sayısını ifade etmektedir.

Benzer şekilde, BMK çıkışları olan q_{ϕ_β} ve q_ω Şekil 6.2c ve Şekil 6.2d'deki gibi üç dilsel kısma, yani K, O ve B şeklinde, ayrılmıştır. Birleştirilmiş kontrol etkisinin üyelik değeri aşağıdaki gibidir:

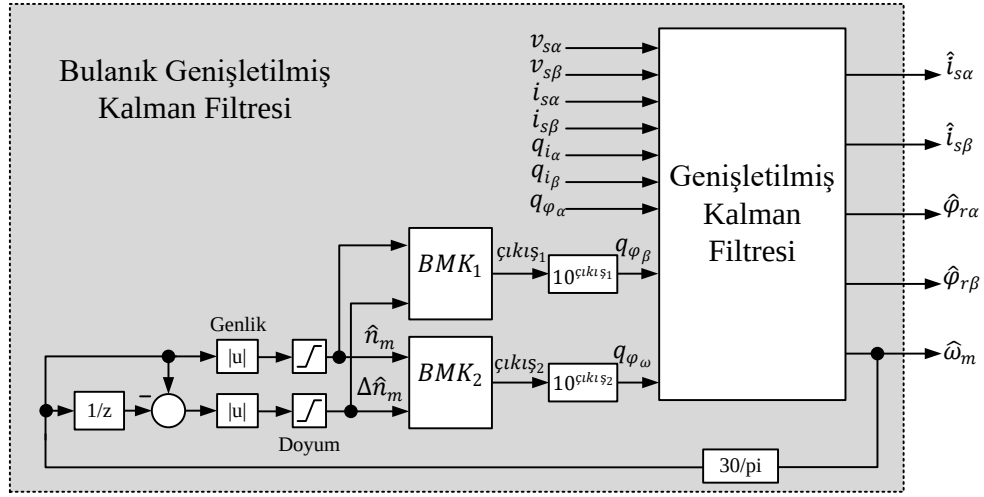
$$\mu(f) = \bigcup_{j=1}^2 \mu_j(f) = \max(\mu_1(f), \mu_2(f)) \quad (6.4)$$

Şekil 6.1'deki BMK'dan elde edilen bulanık çıkışlar ağırlık merkezi durulama (centroid defuzzification) yöntemi ile gerçek sayılara Eşitlik 6.5'teki gibi dönüştürülmektedir.

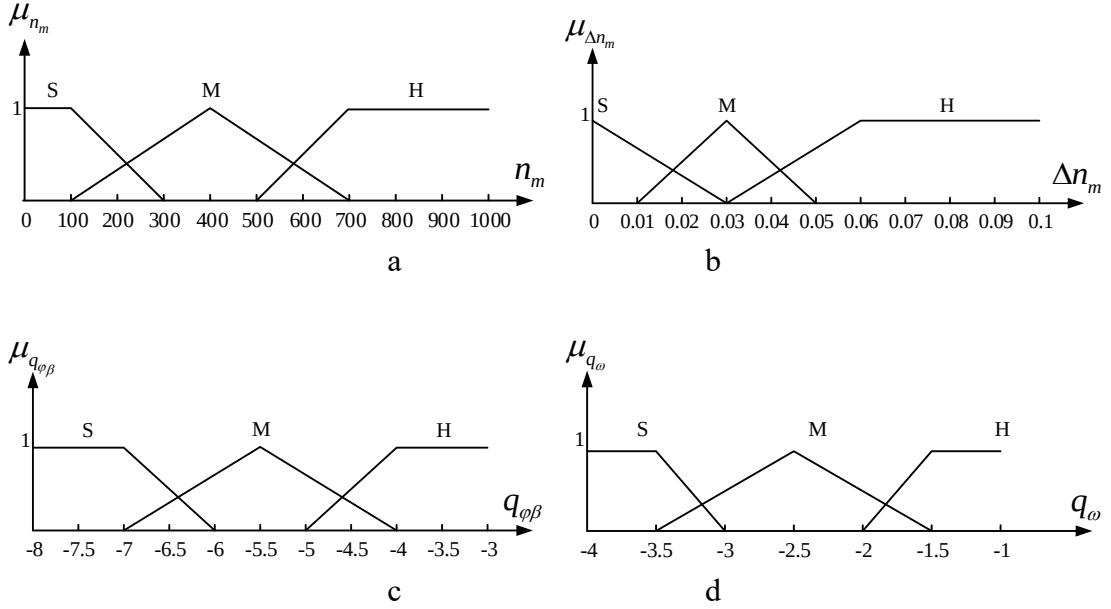
$$çıkış_k = \frac{\sum_{i=1}^N A_i f_i}{\sum_{i=1}^N A_i}, k = 1, 2 \quad (6.5)$$

Burada, $çıkış_k$ BMK'lara ait çıkışları, N küçük alanların veya bölgelerin sayısını, A_i ve f_i sırasıyla i . küçük bölgenin alanını ve bu alanın merkezini ifade etmektedir.

Sırasıyla Çizelge 6.1 ve Çizelge 6.2'de verilen her iki BMK'ya ait kurallar, deneysel tecrübeler yardımıyla belirlenmiştir. Ayrıca, BMK'ların DS1104 kontrolör kartında derlenebilmesi için bu bloklar bak-çek çizelgelerine (look-up table) dönüştürülmüştür. Bununla birlikte, BMK girişlerinin tasarım sınırlarını aşmamasını garanti etmek amacıyla doyum (saturation) blokları kullanılmıştır.



Şekil 6.1. BGKF algoritmasına ait blok şeması



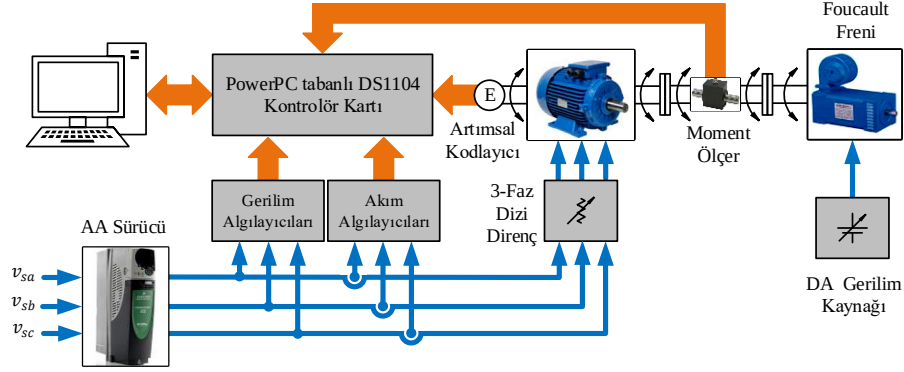
Şekil 6.2. Üyelik fonksiyonları (a) $\hat{n}_m$ 'ye ait üyelik fonksiyonu (b) $\Delta\hat{n}_m$ 'ye ait üyelik fonksiyonu (c) $q_{\phi\beta}$ 'ya ait üyelik fonksiyonu (d) q_ω 'ya ait üyelik fonksiyonu

Çizelge 6.1. $q_{\phi\beta}$ 'ya ait kural tablosu

$n_m \backslash \Delta n_m$	Küçük	Orta	Büyük
Küçük	K	B	B
Orta	K	O	O
Büyük	K	K	K

Çizelge 6.2. q_ω 'ya ait kural tablosu

$\Delta n_m \backslash n_m$	Küçük	Orta	Büyük
Küçük	K	K	K
Orta	O	O	O
Büyük	B	B	B



Şekil 6.3. Optimize edilmiş GKF algoritmalarının doğrulanmasında kullanılan deney düzeneği

Çizelge 6.3. Gerçek-zamanlı deneylerde kullanılan SKASM parametreleri

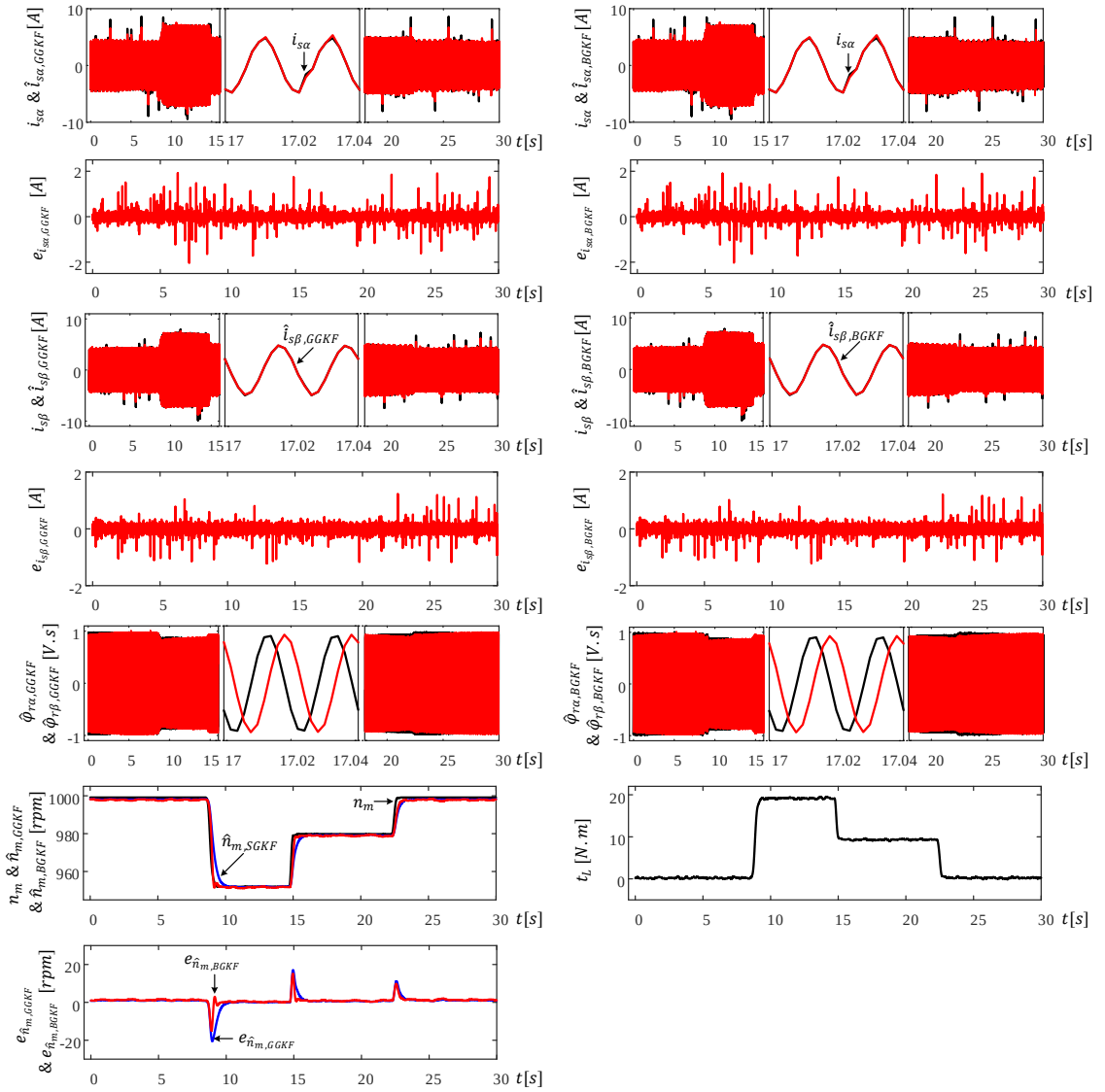
P [kW]	V [V]	I [A]	p_p	f [Hz]	n_{mn} [d/dk]
2.2	380	5.9	3	50	940
R_{sn} [Ω]	R'_{rn} [Ω]	L_m [H]	L_{ls} [H]	L_{lr} [H]	t_{ln} [N.m]
3.03	2.53	0.135	0.0116	0.0174	22

Çizelge 6.4. Şekil 6.4 ve Şekil 6.5'te kullanılan gürültü kovaryans matrisleri

	q_{i_α}	q_{i_β}	q_{φ_α}	q_{φ_β}	q_ω	r
GGKF	1e-1	1e-1	1e-4	1e-8	1e-4	1e-1
BGKF	1e-1	1e-1	1.72e-4	1e-8	2.88e-4	1e-1

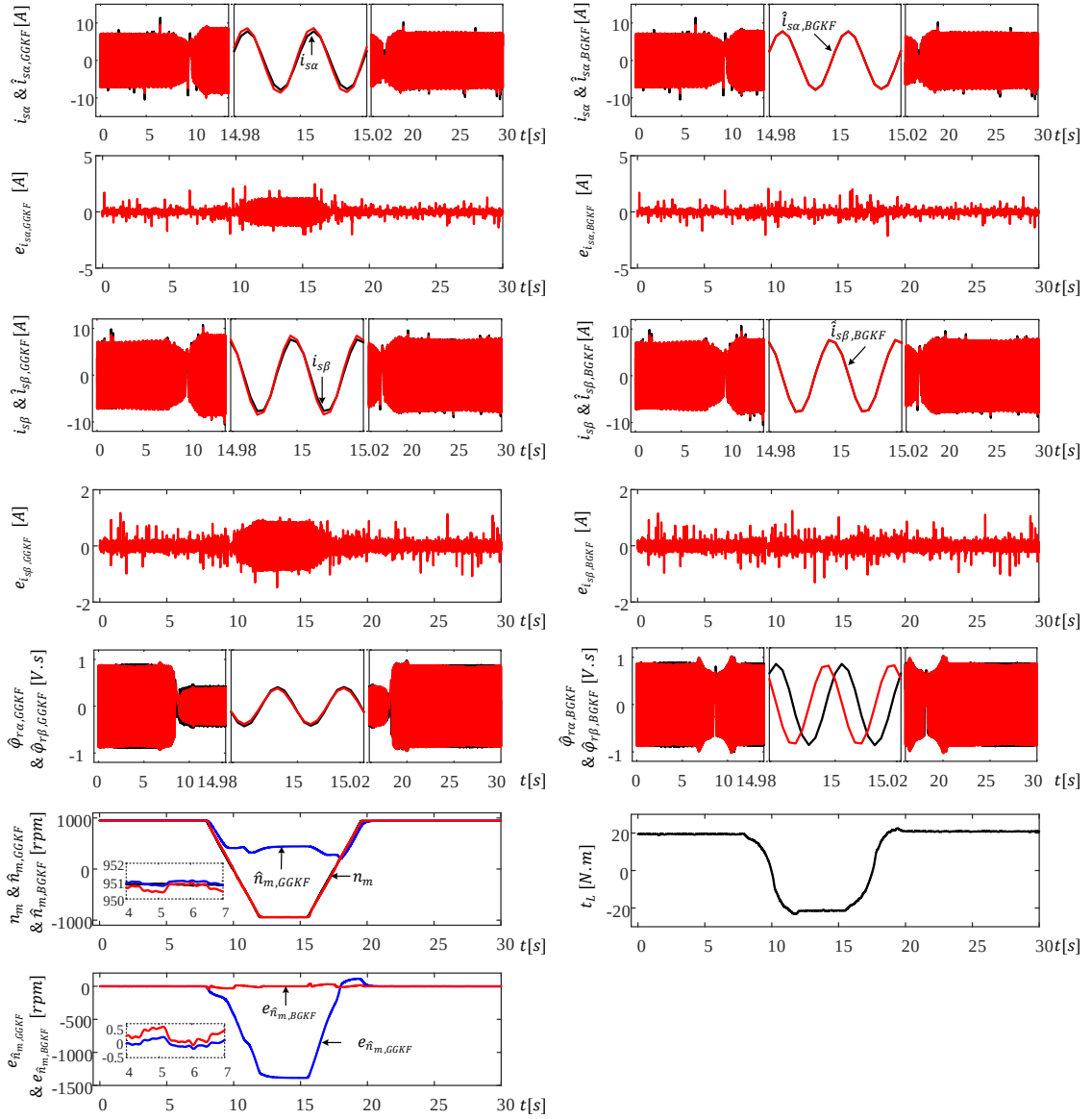
6.3 Gerçek-Zamanlı Deney Sonuçları

Bu bölümde, BGKF ile GGKF algoritmalarının gerçek-zamanlı deneyler altında karşılaştırması yapılmıştır. GGKF'nin gürültü kovaryans matrisleri hem geçici hem de sürekli halde kestirim yapacak şekilde deneme-yanılma yöntemi ile belirlenirken, BGKF'deki bu matrislerin bir kısmı sabit bir kısmı da önceki bölümde tasarlanan BMK'lar yardımıyla elde edilmiştir.



Şekil 6.4. Yüksek hız bölgesinde t_L değişimleri altında GGKF ve BGKF başarımları

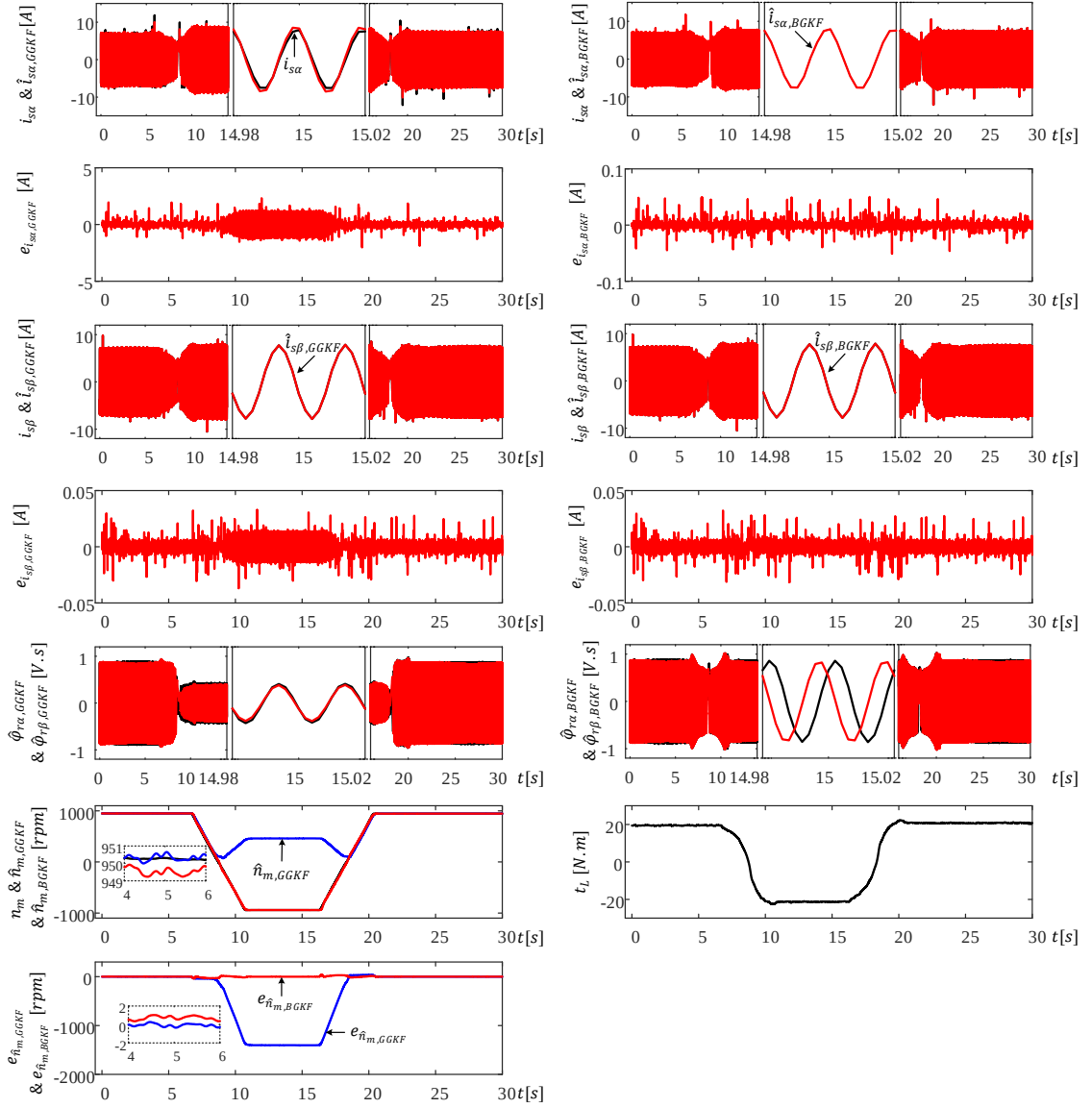
Şekil 6.4-Şekil 6.10’da sunulan deney sonuçlarında “ ^ ” işareti kestirilen durum/parametreleri, $i_{s\alpha}$, $\hat{i}_{s\alpha,GGKF}$ ve $\hat{i}_{s\alpha,BGKF}$ sırasıyla ölçülen, GGKF ve BGKF ile kestirilen akımın α -bileşenlerini, $i_{s\beta}$, $\hat{i}_{s\beta,GGKF}$ ve $\hat{i}_{s\beta,BGKF}$ sırasıyla ölçülen, GGKF ve BGKF ile kestirilen akımın β -bileşenlerini, $e_{i_{s\alpha,GGKF}} = i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha,GGKF}$, $e_{i_{s\alpha,BGKF}} = i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha,BGKF}$, $e_{i_{s\beta,GGKF}} = i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta,GGKF}$, $e_{i_{s\beta,BGKF}} = i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta,BGKF}$, $\hat{\phi}_{r\alpha,GGKF}$ ve $\hat{\phi}_{r\alpha,BGKF}$ sırasıyla GGKF ve BGKF ile kestirilen akımın α -bileşenlerini, $\hat{\phi}_{r\beta,GGKF}$ ve $\hat{\phi}_{r\beta,BGKF}$ sırasıyla GGKF ve BGKF ile kestirilen akımın β -bileşenlerini, n_m , $\hat{n}_{m,GGKF}$ ve $\hat{n}_{m,BGKF}$ sırasıyla ölçülen, GGKF ve BGKF ile kestirilen hızları, $e_{\hat{n}_{m,GGKF}} = n_m - \hat{n}_{m,GGKF}$,



Şekil 6.5. Anma hız ve anma yük momentinde hız ve yük momentini terslendirilmesindeki GGKF ve BGKF başarımları

$e_{\hat{n}_{m,BGKF}} = n_m - \hat{n}_{m,BGKF}$, t_L ise ölçülen yük momentini göstermektedir. Örnekleme zamanı T ise $200 \mu sn$ alınmıştır.

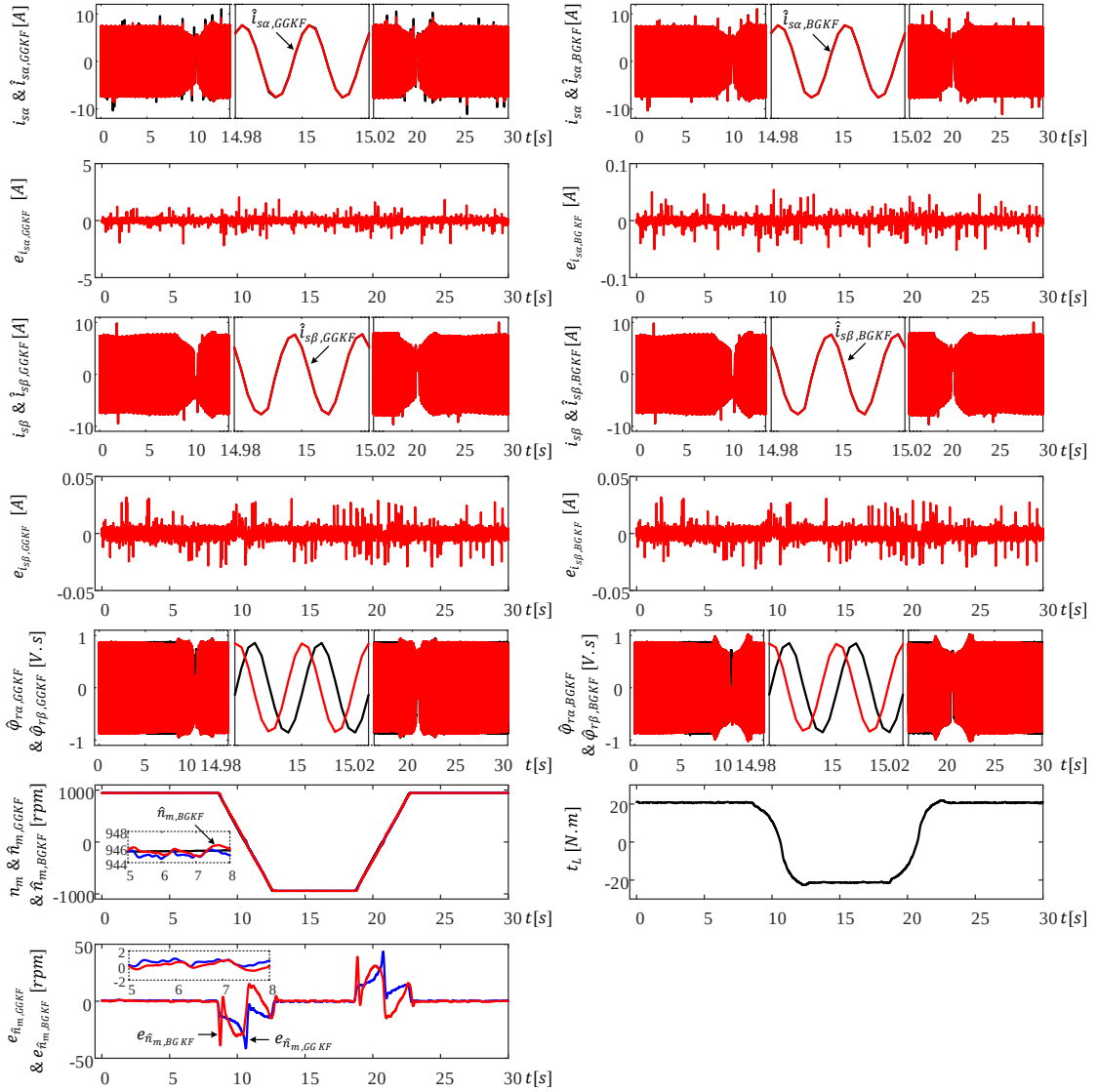
Şekil 6.4 ve Şekil 6.5'teki deneysel sonuçlarda kullanılan gürültü kovaryans matrisleri Çizelge 6.4'te verilmiştir. Bununla birlikte, Şekil 6.4-Şekil 6.10'daki kestirim sonuçlarında GGKF algoritmasına ait gürültü kovaryans matrisleri Çizelge 6.4'teki gibi sabitken, BGKF algoritmasına ait q_{φ_β} ve q_ω gürültü kovaryans matrisleri tasarlanan BMK'lar tarafından farklı çalışma koşulları altında otomatik olarak değiştirilmektedir. Çizelge 6.4'te BGKF için verilen gürültü kovaryans matrislerinden q_{φ_β} ve q_ω ASM



Şekil 6.6. Anma hız ve anma yük momentinde hız ve yük momentini terslendirilmesinde GGKF ve BGKF başarımları

yüksüz ve anma hızındayken BMK'lar tarafından çıkış olarak verilen değerlerdir. Şekil 6.4'teki senaryoda, her iki algoritmanın anma hızda basamak şeklindeki yük momentini (t_L) değişimleri altındaki başarımları test edilmiştir. Burada, her iki algoritmaya ait kestirim başarımlarının benzer olduğu görülmektedir.

Şekil 6.5'te, Çizelge 6.4'teki gürültü kovaryans matrislerinin kullanıldığı her iki algoritmanın anma yük altında hız terslendirilmelerindeki kestirim başarımları incelenmiştir. BGKF algoritması gürültü kovaryansları belirlenen kurallara göre değiştirilerek gerçek hızı takip edebilmiştir. Fakat GGKF gürültü kovaryans matrislerini güncelleme yeteneğine sahip olmadığından gerçek hızı takip edememiştir. Ayrıca,

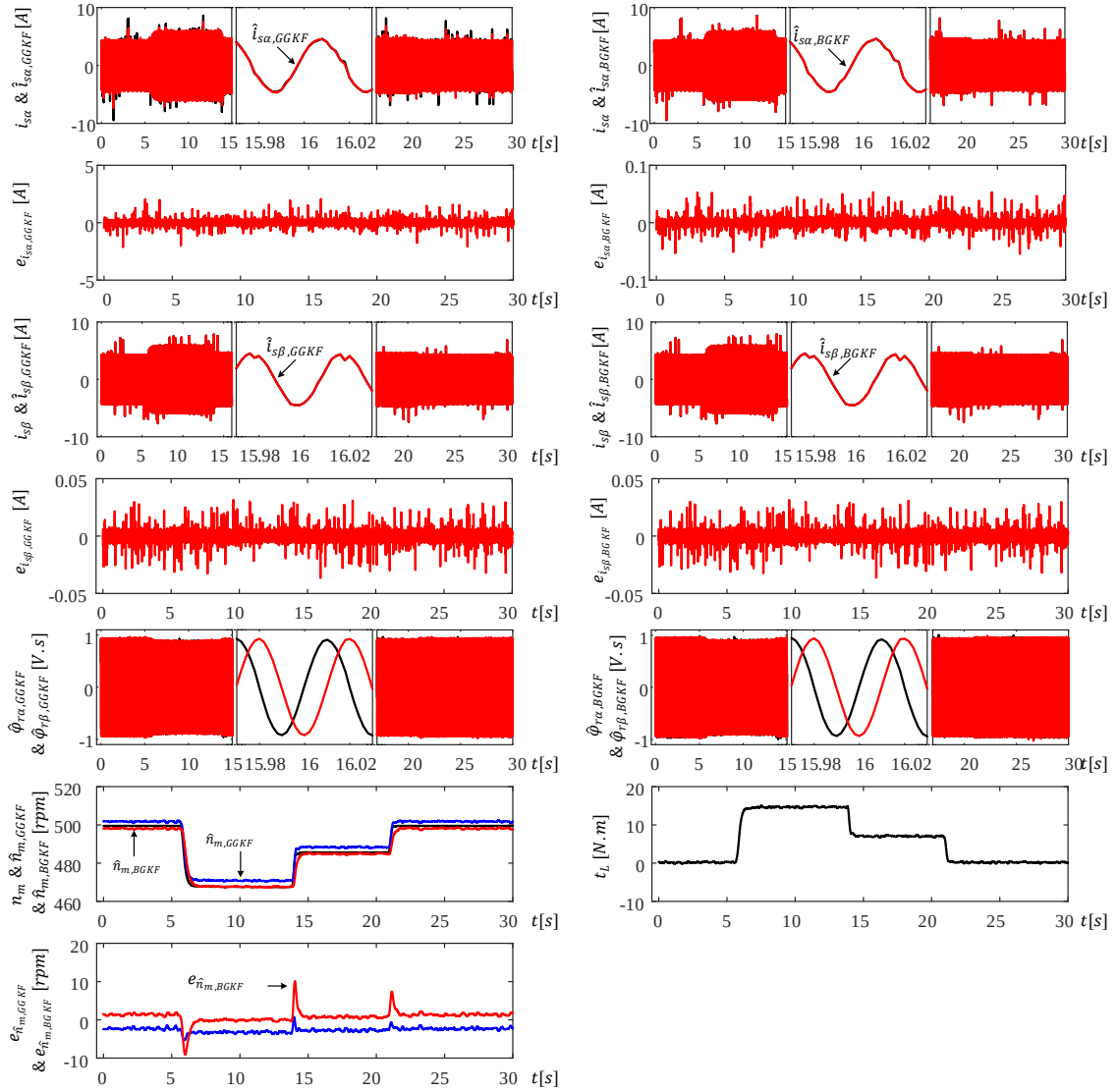


Şekil 6.7. Anma hız ve anma yük momentinde hız ve yük momentini terslendirilmesindeki GGKF ve BGKF başarımları

hızdaki bu hata akım ve akı kestirimlerini de etkilemiştir. Akının α ve β bileşenleri arasında olması gereken 90 derecelik faz farkı, yaklaşık 0 dereceye düşmüştür.

Şekil 6.6’da, Çizelge 6.4’ten farklı olarak, GGKF algoritmasının hız ile ilgili gürültü kovaryans matrisi elemanı $q_\omega = 1e-3$ olarak değiştirilmiştir. Bu değişime rağmen yakınsama problemin devam ettiği Şekil 6.6’da görülmektedir. Şekil 6.5’teki kestirim hatalarına benzer hatalar bu senaryoda da mevcuttur.

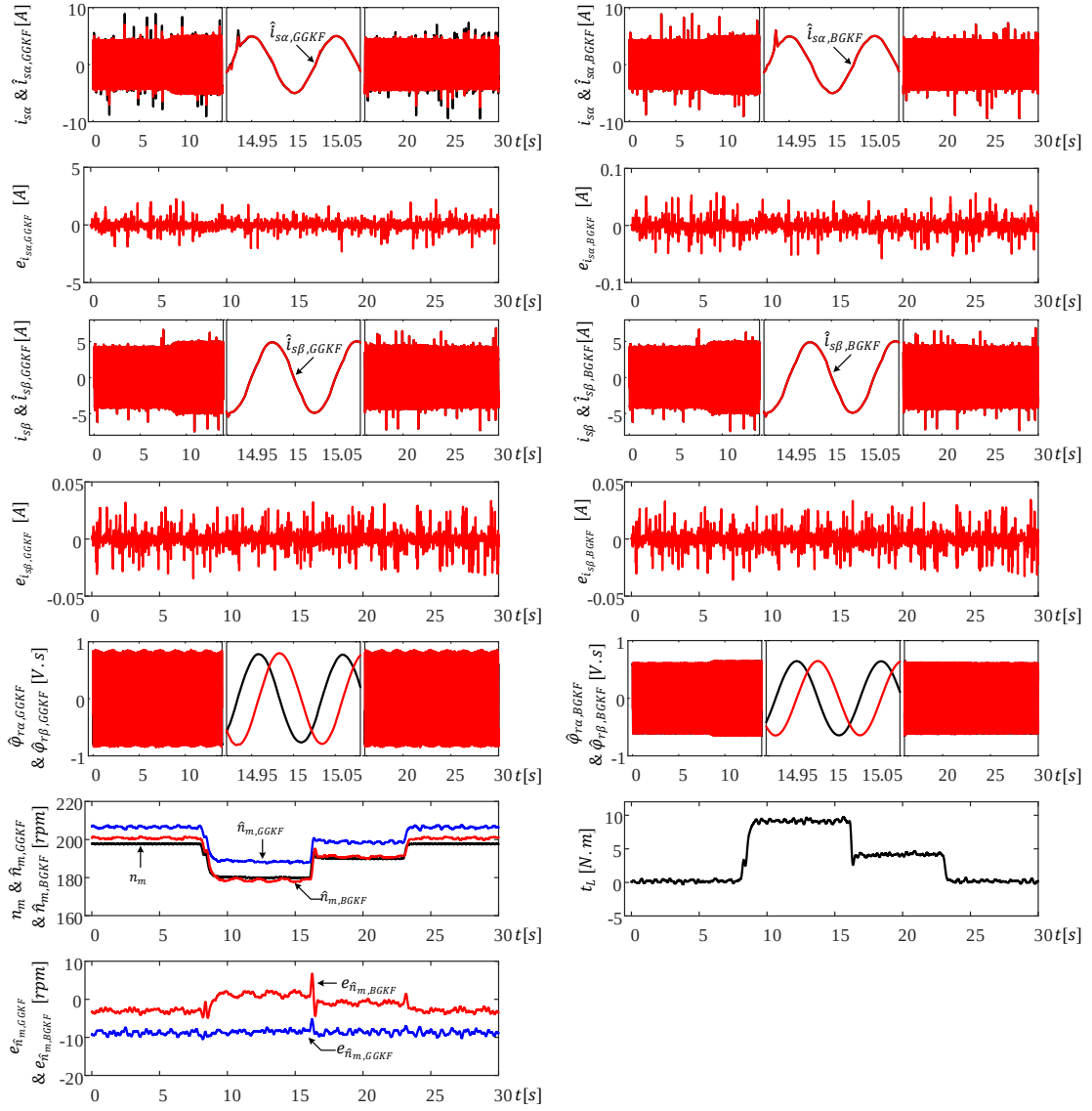
Şekil 6.7’de, Çizelge 6.4’ten farklı olarak, GGKF algoritmasının $q_\omega = 1e-2$ olarak değiştirilmiş ve anma yükte hız tersleme durumundaki yakınsama problemi ortadan



Şekil 6.8. Orta hız bölgesinde basamak şeklindeki t_L değişimleri altında GGKF ve BGKF’nin kestirim başarımları

kaldırılmıştır. Şekil 6.7’den de görüldüğü üzere, her iki algoritma hem sürekli hem de geçici halde benzer kestirim başarımları göstermektedir. Fakat GGKF algoritmasına ait akım kestiriminin α -bileşenine ait kestirim hatasının arttığı görülmektedir.

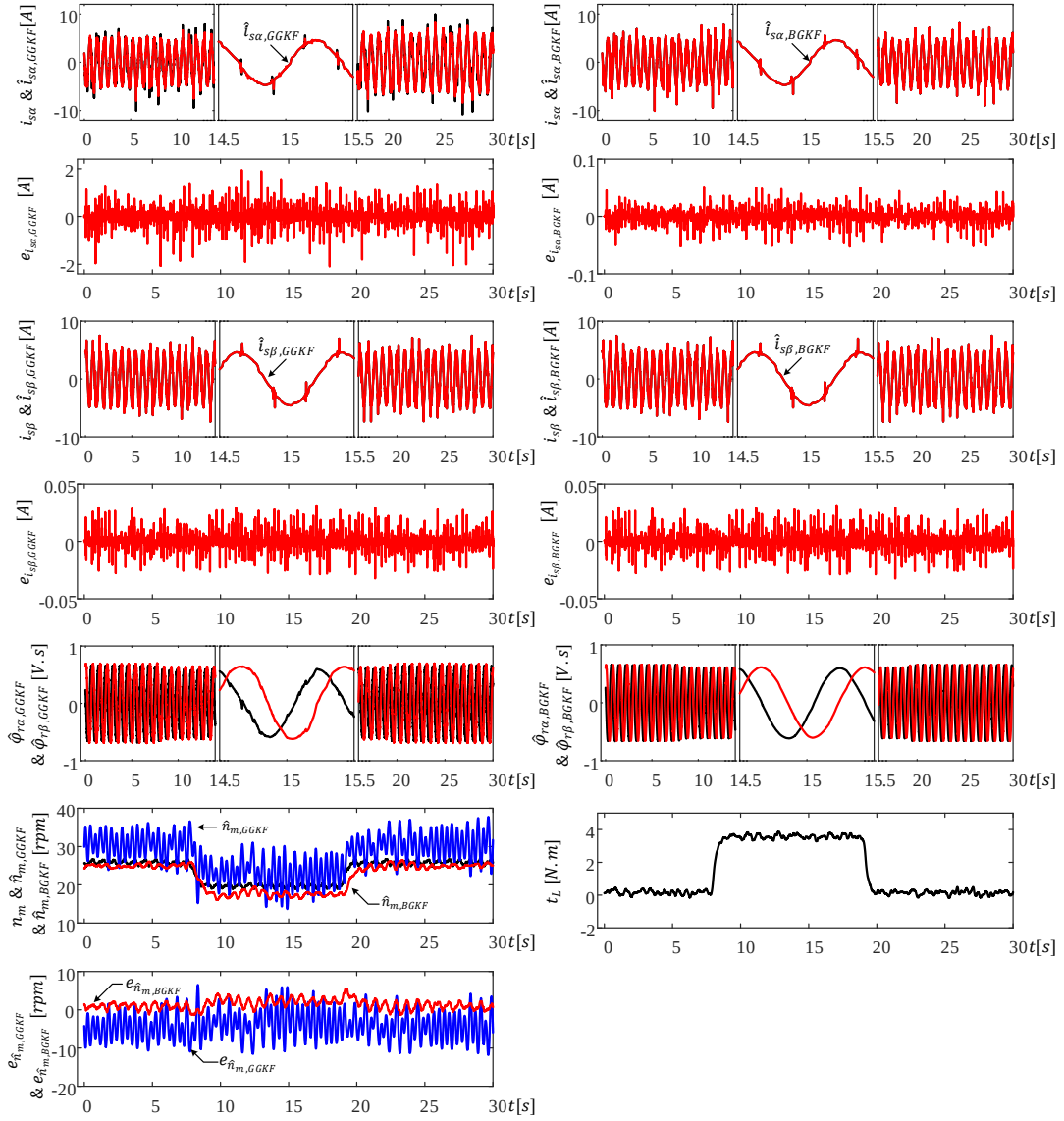
Şekil 6.8-Şekil 6.10’da sunulan sonraki senaryolar, GGKF ve BGKF algoritmalarının orta ve düşük hızlardaki kestirim başarımlarını incelemeye yöneliktir. Bu amaçla, Şekil 6.8’de algoritmaların orta hız bölgesinde ($\approx 500 \text{ d/dk}$) basamak girişindeki t_L değişimleri altındaki kestirim başarımları incelenmiştir. Orta hız bölgesinde, Şekil 6.7’deki yüksek hız bölgesindeki kestirim sonuçlarına benzer şekilde, her iki algoritmanın benzer kestirim başarımları gösterdiği Şekil 6.8’de görülmektedir.



Şekil 6.9. Orta hız bölgesinde basamak şeklindeki t_L değişimleri altında GGKF ve BGKF’nin kestirim başarımları

Şekil 6.9’da, hız $\approx 200 \text{ d/dk}$ ’da iken basamak şeklindeki t_L değişimleri incelenmiş ve GGKF algoritmasının kestirim başarımının düştüğü gözlemlenmiştir. GGKF algoritmasının hız kestirim hatasında artış olmasına rağmen, BGKF algoritması aynı kestirim hatası bandında kalmaya devam etmektedir. Burada, değişen çalışma koşullarının gürültü kovaryans matrisleri ve dolayısıyla kestirim başarımı üzerindeki etkisi görülmeye başlanmıştır.

Son olarak, Şekil 6.10’da basamak şeklindeki yük değişimleri altında algoritmaların düşük hız ($\approx 25 \text{ d/dk}$) bölgesindeki kestirim başarımları incelenmiştir. GGKF algoritmasının kestirim başarımının oldukça düşmesine rağmen, BGKF algoritmasının



Şekil 6.10. Düşük hız bölgesinde basamak şeklindeki t_L değişimleri altında GGKF ve BGKF’nin kestirim başarımları

kestirim başarımının yeterli olduğu görülmektedir. Ayrıca, Şekil 6.10’dan da görüldüğü üzere, GGKF algoritmasındaki kestirim başarımının düşmesi, kestirilen akının sinüzoidal şeklinin bozulmasına da yol açmıştır.

6.4 Sonuç

Bölüm 6 kapsamında yapılan çalışmalar değerlendirildiğinde; Bölüm 6.2’de, ASM’nin çalışma koşullarından etkilenen gürültü kovaryans matrislerinin GKF kestirim başarımı üzerindeki etkisini azaltmak amacıyla, ASM’nin çalışma koşullarına göre gürültü

kovaryans matrislerini güncelleyen yeni BGKF algoritması gerçekleştirilerek, literatüre tanıtılmıştır.

Tez kapsamında yapılan bu çalışmada ilk olarak, gerçek-zamanlı deney çalışmaları yardımıyla yapılan analizler sonucunda hangi gürültü kovaryans matrisi elemanlarının GKF kestirim başarımı üzerinde daha etkili olduğu belirlenmiştir. Daha sonra bu bilgiler kullanılarak, $q_{\varphi\beta}$ ve q_{ω} değerlerini güncelleyen iki adet BMK tasarımı gerçekleştirilmiştir. Bölüm 6.3'te, GGKF ve BGKF algoritmalarının anma hız ve anma yükte n_m ve t_L terslendirmeleri ile birlikte farklı hız bölgelerinde basamak şeklindeki t_L değişimleri altındaki gerçek-zamanlı kestirim başarımları karşılaştırılmıştır. Şekil 6.4-Şekil 6.10'da sunulan sonuçlarda, GGKF algoritmasına ait gürültü kovaryans matrisleri deney süresince sabitken, BGKF algoritmasına ait gürültü kovaryans matrisleri tasarlanan BMK'lar tarafından ASM'nin çalışma koşullarına göre güncellenmektedir. Elde edilen gerçek-zamanlı kestirim sonuçları değerlendirildiğinde;

- Anma hız bölgesinde yeterli kestirim başarımı sağlayan gürültü kovaryans matrisleri düşük hız bölgesindeki kestirimlerde hataya sebep olmaktadır. Yani, gürültü kovaryans matrisleri ASM'nin çalışma koşullarına göre değişmektedir. Yüksek başarılı kestirimler elde edebilmek için bu matrislerin ASM'nin çalışma koşullarına göre güncellenmesi gerekmektedir.
- GGKF algoritmasında, tüm hız bölgesi için n_m ve/veya t_L değişimleri altında yeterli kestirim başarımı sağlayan sabit gürültü kovaryans matrislerinin deneme-yanılma yöntemi ile belirlenmesi zordur.
- Bununla birlikte, BGKF algoritması için belirli bölgelerde (yani yüksek, orta veya düşük hız) yeterli kestirim başarımı sağlayan gürültü kovaryans matrisleri kolaylıkla belirlenebilir. Daha sonra belli hız bölgeleri için belirlenen bu gürültü kovaryans matrisleri bulanık kurallarla birleştirilebilir. Böylece, tüm hız aralığında yüksek başarılı kestirimler elde edilebilir.

BÖLÜM VII

SONUÇ

Bu tez çalışmasında, ASM'lerin hız-algılayıcısız kontrolü için yapay zeka tabanlı yeni kestirim algoritmalarının geliştirilmesi ve gerçek-zamanlı uygulamaları literatüre tanıtılmıştır. Bu amaçla, ilk olarak ASM'lerin kontrolünde kullanılan yöntemler ile ilgili literatürde yapılan güncel çalışmalar sunulmuştur. Bu çalışmalardan yapay zeka tabanlı olan yöntemler incelenerek, tez çalışması kapsamında temel olarak dört farklı yöntem önerilmiştir. İlk çalışma mevcut MUS'ların kestirim başarımlarının iyileştirilmesine yönelik iken, diğer üç çalışma GKF kestirim başarımına doğrudan etki eden sistem ve ölçme gürültü kovaryans matrislerinin belirlenmesine yöneliktir.

İlk çalışmada, GMUS'un kestirim başarımını arttırmak amacıyla geliştirilen BMUS yapıları ile ilgili detaylı bilgiler verilmiştir. Daha sonra, çalışma kapsamında amaçlanan ilk BMUS yapısı için gerekli BPI_1 kontrolörü tasarlanmıştır. Tasarlanan BPI_1 kontrolörünün kural tablosu ve üyelik fonksiyonları simetrik olarak seçilmiş ve üç adet kontrolör katsayısı DGA ile optimize edilmiştir. Bununla birlikte, simetrik seçilen üyelik fonksiyonlarının kontrolör başarımı üzerindeki etkisini incelemek amacıyla, ikinci BMUS yapısı için gerekli, BPI_2 kontrolörü tasarlanmıştır. Bu kontrolörde, üç adet kontrolör katsayısına ek olarak girişlere ve çıkışa ait üyelik fonksiyonları da DGA ile optimize edilmiştir.

Tasarlanan BMUS yapılarının kestirim başarımlarını doğrulamak amacıyla, geliştirilen iki adet BMUS ile GMUS hem kestirim başarımı hem de işlem yükü bakımından gerçek-zamanlı olarak karşılaştırılmıştır. Gerçekleştirilen karşılaştırmanın adil olması amacıyla, GPI kontrolörüne ait PI kontrolör katsayıları da BMUS'ların optimizasyonunda kullanılan aynı eğitim kümesi kullanılarak DGA ile optimize edilmiştir. Elde edilen kestirim başarımları karşılaştırıldığında, en iyi başarıma sahip yaklaşımın BPI_2 tabanlı BMUS olduğu görülmüştür. Yani, üyelik fonksiyonlarının ve kontrolör katsayılarının optimizasyonunun kestirim başarımını arttırdığı görülmüştür. En kötü başarıma sahip yaklaşımın ise optimize edilmiş GMUS'a ait olduğu belirlenmiştir. Ayrıca, yük momenti değişimleri altında tüm yaklaşımların kestirim başarımı düşmüş ve benzer kestirim başarımı göstermişlerdir. Diğer taraftan, tasarlanan

BPI kontrolörlerin MUS'un kestirim başarımını iyileştirmesine rağmen işlem yükünü arttırdığı da belirlenmiştir.

GKF kestirim başarımını iyileştirmek için yapılan ilk iki çalışmada, GKF'nin kestirim başarımına doğrudan etkisi olan $\mathbf{Q}$ ve $\mathbf{R}$ gürültü kovaryans matrisleri, deneme-yanılma yöntemi yerine, SA'lar yardımıyla optimize edilmiştir.

GKF ile ilgili gerçekleştirilen ilk çalışmada, ölçülen stator faz akımları ve gerilimlerini kullanarak $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$, $\varphi_{r\alpha}$, $\varphi_{r\beta}$, ω_m , t_L , R_s , R_r ve γ_T durum ve parametrelerini eş-zamanlı olarak kestiren yeni bir ÇG-GKF tabanlı kestirim tekniği tanıtılıp; hem benzetimlerle hem de gerçek zamanlı deneylerle doğrulanmıştır. Önerilen ÇG-GKF tekniğinin etkinliği hız/konum-algılayıcısız hız-kontrol ve kayma-kipli kontrolörlerin kullanıldığı konum-kontrol sistemleri ile t_L , R_s , R_r ve γ_T basamak biçimli değişimleri ile birlikte hız ve konum referanslarının ani değişimleri altında benzetim sonuçları ile gösterilmiştir. Ayrıca, alternatif akım sürücüsü üzerinden beslenen ASM'nin darbe genişlik modülasyonlu faz gerilimleri ve akımları ölçülerek, önerilen ÇG-GKF algoritması ile kestirilen durum ve parametrelerin yine bilinen ve ölçülen büyüklükleri üzerinden gerçek-zamanlı doğrulaması da farklı grup senaryolar için yapılmıştır. Gerçek-zamanlı deney sonuçları alınırken, sistem ve ölçme kovaryans matrislerinin değerleri, oldukça zaman alıcı bir yaklaşım olan deneme-yanılma yöntemi yerine, Shi vd. (2002)'deki GA tabanlı yöntem ilk kez bu çalışma kapsamında ÇG-GKF için uygulanmıştır. Hem benzetimlerde elde edilen sonuçlar hem de gerçek-zamanlı deney sonuçları, hız/konum algılayıcısız ASM kontrol uygulamaları ile ilgili mevcut literatür açısından bir ilktir. Yani literatürde $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$, $\varphi_{r\alpha}$, $\varphi_{r\beta}$, ω_m , t_L , R_s , R_r ve γ_T kestirimlerini eş-zamanlı kestiren ya da bu kadar sayıda durum ve parametre kestirimi yapan başka bir çalışma bulunmamaktadır.

GKF ile ilgili gerçekleştirilen ikinci çalışmada, GKF optimizasyonu probleminin çözümünde en yüksek başarıma sahip SA'nın DGA olduğu belirlenmiştir. Bununla birlikte, SA'ların GKF optimizasyonu üzerindeki etkisine ek olarak optimizasyonda kullanılan maliyet fonksiyonlarının optimizasyon başarımı üzerindeki etkisi de incelenmiştir. Bu amaçla, tek-amaçlı maliyet fonksiyonları için KTÖ tabanlı DGA algoritması, çok-amaçlı maliyet fonksiyonları için KTÖ tabanlı ÇADGA algoritması

elde edilmiştir. Elde edilen DGA ve ÇADGA'nın başarımı np , f ve c_r gibi parametrelerin doğru seçilmesine bağlıdır. En uygun parametreleri belirlemek amacıyla, belirlenmeye çalışılan parametre dışındaki diğer parametreler sabit tutularak, belirlenmeye çalışılan parametrenin farklı değerlerinde ÇADGA algoritması 30'ar kez koşturulmuştur. Daha sonra bu 30 tekrarın ortalaması alınarak daha doğru karşılaştırma sonuçlarının yapılabilmesi amaçlanmıştır. Parametre belirleme çalışmalarının sadece ÇADGA'da yapılmasının nedeni, DGA ve ÇADGA'nın seçme işlemi dışındaki tüm mekanizmasının aynı olmasından kaynaklanmaktadır. Elde edilen istatistiksel bilgiler değerlendirildiğinde, $np=100$, $f=\text{rand}[0,1]$ ve $c_r=0.9$ olarak belirlenmiştir. Daha sonra, belirlenen parametre değerlerini ve önerilen maliyet fonksiyonlarını kullanan DGA ve ÇADGA algoritmaları ile $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$, $\varphi_{r\alpha}$, $\varphi_{r\beta}$, ω_m ve t_L kestirimlerini gerçekleştiren GKF algoritmasına ait gürültü kovaryans matrislerinin çevrimdışı optimizasyonu gerçekleştirilmiştir.

Ayrıca, farklı maliyet fonksiyonları yardımıyla optimize edilmiş GKF algoritmalarının gerçek-zamanlı karşılaştırmaları zorlayıcı üç senaryo altında gerçekleştirilmiştir. Sunulan sonuçlar ve çizelgeler incelendiğinde, en iyi maliyet fonksiyonun tez kapsamında ilk kez önerilen akım ve hız hatalarının kullanıldığı çok-amaçlı maliyet fonksiyonu olduğu görülmektedir.

GKF kestirim başarımını iyileştirmek için yapılan üçüncü çalışmada, ASM'nin çalışma koşullarından etkilenen gürültü kovaryans matrislerinin GKF kestirim başarımı üzerindeki etkisini azaltmak amacıyla, ASM'nin çalışma koşullarına göre gürültü kovaryans matrislerini güncelleyen BGKF algoritmasının tasarımı gerçekleştirilmiştir.

İlk olarak, gerçek-zamanlı deneyler yardımıyla yapılan analizler sonucunda q_{φ_β} ve q_ω elemanlarının GKF kestirim başarımı üzerinde daha etkili olduğu belirlenmiştir. Daha sonra bu bilgiler kullanılarak, ASM'nin çalışma koşullarına göre q_{φ_β} ve q_ω değerlerini çevrimiçi olarak güncelleyen iki adet BMK tasarımı gerçekleştirilmiştir. Tasarlanan GGKF ve BGKF algoritmalarının kestirim başarımlarını doğrulamak amacıyla, GGKF ve BGKF algoritmalarının anma hız ve anma yükte n_m ve t_L terslendirmeleri ile birlikte farklı hız bölgelerinde basamak şeklindeki t_L değişimleri altındaki kestirim başarımları gerçek-zamanlı olarak karşılaştırılmıştır.

Elde edilen kestirim sonuçları değerlendirildiğinde, GGKF algoritmasına ait gürültü kovaryans matrisleri deney süresince sabitken, BGKF algoritmasına ait gürültü kovaryans matrisleri tasarlanan BMK'lar tarafından ASM'nin çalışma koşullarına göre güncellenmektedir. Elde edilen gerçek-zamanlı kestirim sonuçları değerlendirildiğinde;

- Anma hız bölgesinde yeterli kestirim başarımı sağlayan gürültü kovaryans matrisleri düşük hız bölgesinde kestirimlerde hataya sebep olmaktadır. Yani, gürültü kovaryans matrisleri ASM'nin çalışma koşullarına göre değişmektedir. Yüksek başarımli kestirimler elde edebilmek için bu matrislerin ASM'nin çalışma koşullarına göre güncellenmesi gerekmektedir.
- GGKF algoritmasında, tüm hız bölgesi için n_m ve/veya t_L değişimleri altında yeterli kestirim başarımı sağlayan sabit gürültü kovaryans matrislerinin deneme-yanılma yöntemi ile belirlenmesi zordur.
- Bununla birlikte, BGKF algoritması için belirli bölgeler (yani yüksek, orta veya düşük hız) için yeterli kestirim başarımı sağlayan gürültü kovaryans matrisleri kolaylıkla belirlenebilir. Daha sonra belli hız bölgeleri için belirlenen bu gürültü kovaryans matrisleri bulanık kurallarla birleştirilerek tüm hız aralığında yüksek başarımli kestirimler elde edilebilir.

KAYNAKLAR

Ali, M., Siarry, P. and Pant, M., “An efficient Differential Evolution based algorithm for solving multi-objective optimization problems”, *European Journal of Operational Research* 217(2), 404–416, 2012.

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., Idris, N. R. N., Jannati, M., Anbaran, S. and Alamri, Y., “Using NSGA II multiobjective genetic algorithm for EKF-based estimation of speed and electrical torque in AC induction machines”, *IEEE 8th International on Power Engineering and Optimization Conference (PEOCO)*, s. 396–401, 2014.

Altug, S., Chen, M.-Y. and Trussell, H. J., “Fuzzy inference systems implemented on neural architectures for motor fault detection and diagnosis”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 46(6), 1069–1079, 1999.

Atkinson, D. J., Acarnley, P. P. and Finch, J. W., “Observers for induction motor state and parameter estimation”, *IEEE Transactions on Industry Applications* 27(6), 1119–1127, 1991.

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.

Aydeniz, M. G. and Senol, I., “A Luenberger-sliding mode observer with rotor time constant parameter estimation in induction motor drives.”, *Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences* 19(6), 2011.

Aydin, M., Gokasan, M. and Bogosyan, S., “Fuzzy based parameter tuning of EKF observers for sensorless control of Induction Motors”, *2014 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*, s. 1174–1179, 2014.

Ballal, M. S., Khan, Z. J., Suryawanshi, H. M. and Sonolikar, R. L., “Adaptive Neural Fuzzy Inference System for the Detection of Inter-Turn Insulation and Bearing Wear Faults in Induction Motor”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 54(1), 250–258, 2007.

Ba-Razzouk, A., Cheriti, A., Olivier, G. and Sicard, P., “Field-oriented control of induction motors using neural-network decouplers”, *IEEE Transactions on Power Electronics* 12(4), 752–763, 1997.

Barut, M., Sincap Kafesli Asenkron Motorların Algılayıcısız Yüksek Başarımli Kontrolüne Yönelik Genişletilmiş Kalman Filtresi Tasarım ve Uygulaması, Doktora Tezi, *İstanbul Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, İstanbul, 2005.

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 Bogosyan, S., “Sensorless Sliding Mode Position Control of Induction Motors Using Braided Extended Kalman Filters”, *IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, s. 2268–2273, 2007.

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, 2007.

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, 2007.

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., 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.

Basak, S., Ravi Teja, A. V., Chakraborty, C. and Hori, Y., “A new model reference adaptive formulation to estimate stator resistance in field oriented induction motor drive”, *39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON 2013)*, s. 8470–8475, 2013.

Bazghaleh, A. Z., Naghashan, M. R. and Meshkatoddini, M. R., “Optimum Design of Single-Sided Linear Induction Motors for Improved Motor Performance”, *IEEE Transactions on Magnetics* 46(11), 3939–3947, 2010.

Ben-Brahim, L., “Motor speed identification via neural networks”, *IEEE Industry Applications Magazine* 1(1), 28–32, 1995.

Ben-Brahim, L. and Kurosawa, R., “Identification of induction motor speed using neural networks”, *Conference Record of the Power Conversion Conference, Yokohama*, s. 689–694, 1993.

Benchabib, A., Rachid, A. and Audrezet, E., “Sliding mode input-output linearization and field orientation for real-time control of induction motors”, *IEEE Transactions on Power Electronics* 14(1), 3–13, 1999.

Bim, E., “Fuzzy optimization for rotor constant identification of an indirect FOC induction motor drive”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 48(6), 1293–1295, 2001.

Bird, I. G. and Zelaya De La Parra, H., “Fuzzy logic torque ripple reduction for DTC based AC drives”, *Electronics Letters* 33(17), 1501–1502, 1997.

Bishop, R. R. and Richards, G. G., “Identifying induction machine parameters using a genetic optimization algorithm”, *IEEE Southeastcon '90. Proceedings.*, s. 476–479, 1990.

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)*, s. 377–385, 1997.

Bose, B. K. and Patel, N. R., “Quasi-fuzzy estimation of stator resistance of induction motor”, *IEEE Transactions on Power Electronics* 13(3), 401–409, 1998.

Bose, B. K., Patel, N. R. and Rajashekara, K., “A neuro-fuzzy-based on-line efficiency optimization control of a stator flux-oriented direct vector-controlled induction motor drive”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 44(2), 270–273, 1997.

Buja, G. S. and Kazmierkowski, M. P., “Direct torque control of PWM inverter-fed AC motors - a survey”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 51(4), 744–757, 2004.

Campbell, J. and Sumner, M., “Practical sensorless induction motor drive employing an artificial neural network for online parameter adaptation”, *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, 149(4), 255–260, 2002.

Caramia, M. and Dell’Olmo, P., *Multi-objective Management in Freight Logistics: Increasing Capacity, Service Level and Safety with Optimization Algorithms*, 2008 edition., *Springer*, London, 2008.

Cerruto, E., Consoli, A., Raciti, A. and Testa, A., “Fuzzy adaptive vector control of induction motor drives”, *IEEE Transactions on Power Electronics* 12(6), 1028–1040, 1997.

Chang, C. and Liu, C., “A new MRAS based strategy for simultaneous estimation and control of a sensorless induction motor drive”, *Journal of the Chinese Institute of Engineers* 33(3), 451–462, 2010.

Chen, T.-C. and Sheu, T.-T., “Model reference robust speed control for induction-motor drive with time delay based on neural network”, *IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics, Part A: Systems and Humans* 31(6), 746–753, 2001.

Cheng, F. F. and Yeh, S. N., “Application of fuzzy logic in the speed control of AC servo system and an intelligent inverter”, *IEEE Transactions on Energy Conversion* 8(2), 312–318, 1993.

Cho, D.-H., Jung, H.-K. and Lee, C.-G., “Induction motor design for electric vehicle using a niching genetic algorithm”, *IEEE Transactions on Industry Applications* 37(4), 994–999, 2001.

Chou, W.-D., Lin, F.-J. and Shyu, K.-K., “Incremental motion control of an induction motor servo drive via a genetic-algorithm-based sliding mode controller”, *IEE Proceedings - Control Theory and Applications*, - 150(3), 209–220, 2003.

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.

Cirrincione, M., Pucci, M., Cirrincione, G. and Capolino, G.-A., “Sensorless Control of Induction Machines by a New Neural Algorithm: The TLS EXIN Neuron”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 54(1), 127–149, 2007.

Denaï, M. A. and Attia, S. A., “Intelligent Control of an Induction Motor”, *Electric Power Components and Systems* 30(4), 409–427, 2002.

Depenbrock, M., “Direct self-control (DSC) of inverter-fed induction machine”, *IEEE Transactions on Power Electronics* 3(4), 420–429, 1988.

Di Gennaro, S., Rivera Dominguez, J. and Meza, M. A., “Sensorless High Order Sliding Mode Control of Induction Motors With Core Loss”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 61(6), 2678–2689, 2014.

Drozd, K., “Estimation of the mechanical state variables of the two-mass system using fuzzy adaptive Kalman filter - Experimental study”, *IEEE 2nd International Conference on Cybernetics (CYBCONF)*, s. 455–459, 2015.

Drozd, K., Orlowska-Kowalska, T. and Szabat, K., “Application of the modified fuzzy Kalman filter to states estimation of the two-mass system”, *IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, s. 634–639, 2015.

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.

Elbuluk, M. E., Tong, L. and Husain, I., “Neural-network-based model reference adaptive systems for high-performance motor drives and motion controls”, *IEEE Transactions on Industry Applications* 38(3), 879–886, 2002.

Filippetti, F., Franceschini, G., Tassoni, C. and Vas, P., “Recent developments of induction motor drives fault diagnosis using AI techniques”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 47(5), 994–1004, 2000.

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.

Gadoue, S. M., Giaouris, D. and Finch, J. W., “Stator current model reference adaptive systems speed estimator for regenerating-mode low-speed operation of sensorless induction motor drives”, *IET Electric Power Applications* 7(7), 597–606, 2013.

Goldberg, D. E., “Genetic Algorithms in Search, Optimization, and Machine Learning”, *Addison-Wesley*, 1989.

Guangying, C., Wei, G. and Kaisheng, H., “On Line Parameter Identification of an Induction Motor Using Improved Particle Swarm Optimization”, *Control Conference, 2007 (CCC 2007)*, Chinese, s. 745–749, 2007.

Guidi, G. and Umida, H., “A novel stator resistance estimation method for speed-sensorless induction motor drives”, *IEEE Transactions on Industry Applications* 36(6), 1619–1627, 2000.

Ha, I.-J. and Lee, S.-H., “An online identification method for both stator-and rotor resistances of induction motors without rotational transducers”. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. , 47(4), 842–853, 2000.

Hajian, M., Soltani, J., Markadeh, G. A. and Hosseinnia, S., “Adaptive Nonlinear Direct Torque Control of Sensorless IM Drives With Efficiency Optimization”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 57(3), 975–985, 2010.

Harnefors, L. and Hinkkanen, M., “Complete Stability of Reduced-Order and Full-Order Observers for Sensorless IM Drives”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 55(3), 1319–1329, 2008.

Haykin, S. O., *Neural Networks and Learning Machines*, 3th ed., *Prentice Hall*, Harlow, 2008.

Hoffmann, F., “Evolutionary algorithms for fuzzy control system design”, *Proceedings of the IEEE* 89(9), 1318–1333, 2001.

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.

Homaifar, A. and McCormick, E., “Simultaneous design of membership functions and rule sets for fuzzy controllers using genetic algorithms”, *IEEE Transactions on Fuzzy Systems* 3(2), 129–139, 1995.

Hung, J. Y., Gao, W. and Hung, J. C., “Variable structure control: a survey”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 40(1), 2–22, 1993.

Idris, N. R. N. and Yatim, A. M., “Direct torque control of induction machines with constant switching frequency and reduced torque ripple”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 51(4), 758–767, 2004.

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(3), 588–604, 2014.

Iwasaki, M. and Matusi, N. “Robust speed control of IM with torque feedforward control”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 40(6), 553–560, 1993.

Jansen, P. L. and Lorenz, R. D., “A physically insightful approach to the design and accuracy assessment of flux observers for field oriented induction machine drives”, *IEEE Transactions on Industry Applications* 30(1), 101–110, 1994.

Jansen, P. L., Lorenz, R. D. and Novotny, D. W., “Observer-based direct field orientation: analysis and comparison of alternative methods”, *IEEE Transactions on Industry Applications* 30(4), 945–953, 1994.

Jeon, S.-H., Oh, K. K. and Choi, J.-Y., “Flux observer with online tuning of stator and rotor resistances for induction motors”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 49(3), 653–664, 2002.

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.

Karaboga, D. and Akay, B., “A comparative study of Artificial Bee Colony algorithm”, *Applied Mathematics and Computation* 214(1), 108–132, 2009.

Karaboga, D. and Basturk, B., “On the performance of artificial bee colony (ABC) algorithm”, *Applied Soft Computing* 8(1), 687–697, 2008.

Karaboğa, D., Yapay Zeka Optimizasyon Algoritmaları, *Nobel Yayın Dağıtım*, Ankara, 2006.

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.

Karanayil, B., Rahman, M. F. and Grantham, C., “Online Stator and Rotor Resistance Estimation Scheme Using Artificial Neural Networks for Vector Controlled Speed Sensorless Induction Motor Drive”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 54(1), 167–176, 2007.

Karimi, A., Choudhry, M. A. and Feliachi, A., “PSO-based Evolutionary Optimization for Parameter Identification of an Induction Motor”, *39th North American Power Symposium (NAPS '07)*, s. 659–664, 2007.

Kennedy, J. and Eberhart, R., “Particle swarm optimization”. *Proceedings of IEEE International Conference on Neural Networks*, s. 1942–1948, 1995.

Kim, J.-W. and Kim, S. W., “Parameter identification of induction motors using dynamic encoding algorithm for searches (DEAS)”, *IEEE Transactions on Energy Conversion* 20(1), 16–24, 2005.

Kim, M.-K., Lee, C.-G. and Jung, H.-K., “Multiobjective optimal design of three-phase induction motor using improved evolution strategy”, *IEEE Transactions on Magnetics* 34(5), 2980–2983, 1998.

Kim, S.-H., Park, T.-S., Yoo, J.-Y. and Park, G.-T., “Speed-sensorless vector control of an induction motor using neural network speed estimation”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 48(3), 609–614, 2001.

Kim, Y.-R., Sul, S.-K. and Park, M.-H., “Speed sensorless vector control of induction motor using extended Kalman filter”, *IEEE Transactions on Industry Applications* 30(5), 1225–1233, 1994.

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.

Kwon, T.-S., Shin, M.-H. and Hyun, D.-S., “Speed sensorless stator flux-oriented control of induction motor in the field weakening region using Luenberger observer”, *IEEE Transactions on Power Electronics* 20(4), 864–869, 2005.

Lai, Y.-S. and Lin, J.-C., “New hybrid fuzzy controller for direct torque control induction motor drives”, *IEEE Transactions on Power Electronics* 18(5), 1211–1219, 2003.

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.

Lee, K. B., Yoo, J. Y., Song, J. H. and Choy, I., “Improvement of low speed operation of electric machine with an inertia identification using ROELO”, *IEEE Proceedings - Electric Power Applications*, 151(1), 116–120, 2004.

Lin, F.-J., Fung, R.-F. and Wai, R.-J., “Comparison of sliding-mode and fuzzy neural network control for motor-toggle servomechanism”, *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics* 3(4), 302–318, 1998.

Lin, F.-J., Wai, R.-J., Lin, C.-H. and Liu, D.-C., “Decoupled stator-flux-oriented induction motor drive with fuzzy neural network uncertainty observer”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 47(2), 356–367, 2000.

Liuzzi, G., Lucidi, S., Parasiliti, F. and Villani, M., “Multiobjective optimization techniques for the design of induction motors”, *IEEE Transactions on Magnetics* 39(3), 1261–1264, 2003.

Lopez, J. C., Romeral, L., Arias, A. and Aldabas, E., “Novel Fuzzy Adaptive Sensorless Induction Motor Drive”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 53(4), 1170–1178, 2006.

Luenberger, D. G., “An introduction to observers”, *IEEE Transactions on Automatic Control* 16(6), 596–602, 1971.

Maes, J. and Melkebeek, J. A., “Speed-sensorless direct torque control of induction motors using an adaptive flux observer”, *IEEE Transactions on Industry Applications* 36(3), 778–785, 2000.

Maiti, S., Chakraborty, C., Hori, Y. and Ta, M. C., “Model Reference Adaptive Controller-Based Rotor Resistance and Speed Estimation Techniques for Vector Controlled Induction Motor Drive Utilizing Reactive Power”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 55(2), 594–601, 2008.

Moallem, M., Mirzaeian, B., Mohammed, O. A. and Lucas, C., “Multi-objective genetic-fuzzy optimal design of PI controller in the indirect field oriented control of an induction motor”, *IEEE Transactions on Magnetics* 37(5), 3608–3612, 2001.

Nangsue, P., Pillay, P. and Conry, S. E., “Evolutionary algorithms for induction motor parameter determination”, *IEEE Transactions on Energy Conversion* 14(3), 447–453, 1999.

Nejjari, H. and Benbouzid, M. E. H., “Monitoring and diagnosis of induction motors electrical faults using a current Park’s vector pattern learning approach”, *IEEE Transactions on Industry Applications* 36(3), 730–735, 2000.

Ohyama, K., Asher, G. M. and Sumner, M., “Comparative analysis of experimental performance and stability of sensorless induction motor drives”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 53(1), 178–186, 2005.

Orlowska-Kowalska, T., “Application of extended Luenberger observer for flux and rotor time-constant estimation in induction motor drives”, *IEE Proceedings D. - Control Theory and Applications*, 136(6), 324–330, 1989.

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.

Orlowska-Kowalska, T., Dybkowski, M. and Szabat, K., “Adaptive Sliding-Mode Neuro-Fuzzy Control of the Two-Mass Induction Motor Drive Without Mechanical Sensors”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 57(2), 553–564, 2010.

Padilha Vieira, R., Cauduro Gastaldini, C., Zelir Azzolin, R. and Grundling, 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.

Peng, F.-Z. and Fukao, T., “Robust speed identification for speed-sensorless vector control of induction motors”, *IEEE Transactions on Industry Applications* 30(5), 1234–1240, 1994.

Picardi, C. and Rogano, N., “Parameter identification of induction motor based on particle swarm optimization”, *International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM 2006)*, s. 968–973, 2006.

Pillay, P., Nolan, R. and Haque, T., “Application of genetic algorithms to motor parameter determination for transient torque calculations”, *IEEE Transactions on Industry Applications* 33(5), 1273–1282, 1997.

Pinto, J. O. P., Bose, B. K. and da Silva, L. E. B., “A stator-flux-oriented vector-controlled induction motor drive with space-vector PWM and flux-vector synthesis by neural networks”, *IEEE Transactions on Industry Applications* 37(5), 1308–1318, 2001.

Pinto, J. O. P., Bose, B. K., da Silva, L. E. B. and Kazmierkowski, M. P., “A neural-network-based space-vector PWM controller for voltage-fed inverter induction motor drive”, *IEEE Transactions on Industry Applications* 36(6), 1628–1636, 2000.

Qin, A. K., Huang, V. L. and Suganthan, P. N., “Differential Evolution Algorithm With Strategy Adaptation for Global Numerical Optimization”, *IEEE Transactions on Evolutionary Computation* 13(2), 398–417, 2009.

Rahnamayan, S., Tizhoosh, H. R. and Salama, M. M., “Opposition-Based Differential Evolution”, *IEEE Transactions on Evolutionary Computation* 12(1), 64–79, 2008.

Ran, Z., Li, H. and Chen, S., “Application of Optimized EKF in Direct Torque Control System of Induction Motor”, *First International Conference on Innovative Computing, Information and Control (ICICIC '06)*, s. 331–335, 2006.

Rashed, M. and Stronach, A. F., “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. V., 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.

Rehman, H. and Dhaouadi, R., “A fuzzy learning—Sliding mode controller for direct field-oriented induction machines”, *Neurocomputing* 71(13–15), 2693–2701, 2008.

Rodič, M. and Jezernik, K., “Speed-sensorless sliding-mode torque control of an induction motor”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 49(1), 87–95, 2002.

Sag, T. and Cunkas, M., “Multiobjective genetic estimation to induction motor parameters”, *International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics (ACEMP '07)*, s. 628–631, 2007.

Sahin, C., Sabanovic, A. and Gokasan, M., “Robust position control based on chattering free sliding modes for induction motors”, *Proceedings of the 1995 IEEE IECON 21st International Conference on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation*, s. 512–517, 1995.

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.

Salvatore, N., Caponio, A., Neri, F., Stasi, S. and Cascella, G. L., “Optimization of Delayed-State Kalman-Filter-Based Algorithm via Differential Evolution for Sensorless Control of Induction Motors”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 57(1), 385–394, 2010.

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

Schoen, R. R., Lin, B. K., Habetler, T. G., Schlag, J. H. and Farag, S., “An unsupervised, on-line system for induction motor fault detection using stator current monitoring”, *IEEE Transactions on Industry Applications* 31(6), 1280–1286, 1995.

Shi, K. L., Chan, T. F., Wong, Y. K. and Ho, S. L., “Speed estimation of an induction motor drive using an optimized extended Kalman filter”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 49(1), 124–133, 2002.

Sousa, G. C. D., Bose, B. K. and Cleland, J. G., “Fuzzy logic based on-line efficiency optimization control of an indirect vector-controlled induction motor drive”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 42(2), 192–198, 1995.

Sousa, G. C. D., Bose, B. K. and Kim, K. S., “Fuzzy logic based on-line MRAC tuning of slip gain for an indirect vector-controlled induction motor drive”, *Proceedings of the International Conference on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation (IECON '93)*, s. 1003–1008, 1993.

Storn, R. and Price, K., “Minimizing the real functions of the ICEC'96 contest by differential evolution”, *Proceedings of IEEE International Conference on Evolutionary Computation*, s. 842–844, 1996.

Ta, C.-M., Uchida, T. and Hori, Y., “MRAS-based speed sensorless control for induction motor drives using instantaneous reactive power”, *The 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON '01)*, s. 1417–1422, 2001.

Tajima, H., Guidi, G. and Umida, H., “Consideration about problems and solutions of speed estimation method and parameter tuning for speed-sensorless vector control of induction motor drives”, *IEEE Transactions on Industry Applications* 38(5), 1282–1289, 2002.

Tajima, H. and Hori, Y., “Speed sensorless field-orientation control of the induction machine”, *IEEE Transactions on Industry Applications* 29(1), 175–180, 1993.

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.

Taylor, J. H. and Frederick, D. K., “An expert system architecture for computer-aided control engineering”, *Proceedings of the IEEE* 72(12), 1795–1805, 1984.

Theocharis, J. and Petridis, V., “Neural network observer for induction motor control”, *IEEE Control Systems* 14(2), 26–37, 1994.

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.

Uddin, M. N., Radwan, T. S. and Azizur Rahman, M., “Performances of fuzzy-logic-based indirect vector control for induction motor drive”, *IEEE Transactions on Industry Applications* 38(5), 1219–1225, 2002.

Ursem, R. K. and Vadstrup, P., “Parameter identification of induction motors using differential evolution”, *The 2003 Congress on Evolutionary Computation (CEC '03)*, s. 790–796, 2003.

Utkin, V., “Sliding mode control design principles and applications to electric drives”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 40(1), 23–36, 1993.

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

Vas, P., Stronach, A. and Neuroth, M., “A fuzzy-controlled speed-sensorless induction motor drive with flux estimators”, *Seventh International Conference on Electrical Machines and Drives*, s. 315–319, 1995a.

Vas, P., Stronach, A. and Neuroth, M., “DSP-controlled intelligent high-performance AC drives present and future”, *IEE Colloquium on Vector Control and Direct Torque Control of Induction Motors*, s. 7/1-7/8, 1995b.

Vas, P., Stronach, A. and Neuroth, M., “DSP-based speed-sensorless vector controlled induction motor drives using AI-based speed estimator and two current sensors”, *Seventh International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives*, s. 442–446, 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.

Verghese, G. C. and Sanders, S. R., “Observers for flux estimation in induction machines”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 35(1), 85–94, 1988.

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.

Vicente, I., Endemaño, A., Garin, X. and Brown, M., “Comparative study of stabilising methods for adaptive speed sensorless full-order observers with stator resistance estimation”, *IET Control Theory Applications* 4(6), 993–1004, 2010.

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

Vukadinovic, D., Basic, M. and Kulisic, L., “Stator resistance identification based on neural and fuzzy logic principles in an induction motor drive”, *Neurocomputing* 73(4–6), 602–612, 2010.

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.

Wai, R.-J., “Fuzzy Sliding-Mode Control Using Adaptive Tuning Technique”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 54(1), 586–594, 2007.

Wai, R.-J. and Lin, F.-J., “Fuzzy neural network sliding-mode position controller for induction servo motor drive”, *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, 146(3), 297–308, 1999.

Wang, Y.-N., Wu, L.-H. and Yuan, X.-F., “Multi-objective self-adaptive differential evolution with elitist archive and crowding entropy-based diversity measure”, *Soft Computing* 14(3), 193–209, 2009.

Wieczorek, J. P., Gol, O. and Michalewicz, Z., “An evolutionary algorithm for the optimal design of induction motors”, *IEEE Transactions on Magnetics*, 34(6), 3882–3887, 1998.

Wlas, M., Krzeminski, Z., Guzinski, J., Abu-Rub, H. and Toliyat, H. A., “Artificial-Neural-Network-Based Sensorless Nonlinear Control of Induction Motors”, *IEEE Transactions on Energy Conversion* 20(3), 520–528, 2005.

Yan, Z., Jin, C. and Utkin, V. I., “Sensorless sliding-mode control of induction motors”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 47(6), 1286–1297, 2000.

Yang, G. and Chin, T.-H., “Adaptive-speed identification scheme for a vector-controlled speed sensorless inverter-induction motor drive”, *IEEE Transactions on Industry Applications* 29(4), 820–825, 1993.

Yin, Z., Xiao, L., Sun, X., Liu, J. and Zhong, Y., “A speed and flux estimation method of induction motor using fuzzy extended kalman filter”, *2014 International Electronics and Application Conference and Exposition (PEAC)*, s. 693–698, 2014.

Zadeh, L. A., “Fuzzy logic = computing with words”, *IEEE Transactions on Fuzzy Systems* 4(2), 103–111, 1996.

Zai, L.-C., DeMarco, C. L. and Lipo, T. A., “An extended Kalman filter approach to rotor time constant measurement in PWM induction motor drives”, *IEEE Transactions on Industry Applications* 28(1), 96–104, 1992.

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)*, s. 1–5, 2013.

Zerdali, E. and Barut, M., “The optimization of EKF algorithm based on current errors for speed-sensorless control of induction motors”, *2015 Intl Aegean Conference on Electrical Machines Power Electronics (ACEMP), 2015 Intl Conference on Optimization of Electrical Electronic Equipment (OPTIM) 2015 Intl Symposium on Advanced Electromechanical Motion Systems (ELECTROMOTION)*, s. 388–392, 2015.

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 and Computer Sciences* 24(5), 4525–4544, 2016.

Zhang, Q. and Li, H., “MOEA/D: A Multiobjective Evolutionary Algorithm Based on Decomposition”, *IEEE Transactions on Evolutionary Computation* 11(6), 712–731, 2007.

Zhang, X., “Sensorless Induction Motor Drive Using Indirect Vector Controller and Sliding-Mode Observer for Electric Vehicles”, *IEEE Transactions on Vehicular Technology* 62(7), 3010–3018, 2013.

Zhang, Y., Zhu, J., Zhao, Z., Xu, W. and Dorrell, D. G., “An Improved Direct Torque Control for Three-Level Inverter-Fed Induction Motor Sensorless Drive”, *IEEE Transactions on Power Electronics* 27(3), 1502–1513, 2012.

Zhao, L., 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.

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.

Zhou, Y.-S. and Lai, L.-Y., “Optimal design for fuzzy controllers by genetic algorithms”, *IEEE Transactions on Industry Applications* 36(1), 93–97, 2000.

Zidani, F., Diallo, D., Benbouzid, M. E. H. and Nait-Said, R., “A Fuzzy-Based Approach for the Diagnosis of Fault Modes in a Voltage-Fed PWM Inverter Induction Motor Drive”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 55(2), 586–593, 2008.

EK-A Genetik Algoritmanın Sözde Kodu

Algoritma: $GA(np, c_r, m_r)$
//başlangıç neslini oluştur:
 $k = 0$;
 $x_k = np$ adet rastgele birey oluştur;
// x_k 'yi değerlendir:
 $\forall x \in x_k$ için $f(x)$ 'yi hesapla;
do
{ // **k+1 nesli oluştur:**
// **1.Seçme:**
 x_k 'dan $(1 - c_r) \times np$ adet bireyi seç ve x_{k+1} 'e yerleştir;
//**2. Çaprazlama:**
 x_k 'dan $c_r \times np$ adet bireyi seç; çift oluştur; yavru bireyleri oluştur; x_{k+1} 'e yerleştir;
// **3.Mustasyon:**
 x_{k+1} 'den $m_r \times np$ adet bireyi seç ve mutasyon işlemini uygula;
// x_{k+1} 'i değerlendir:
 $\forall x \in x_{k+1}$ için $f(x)$ 'yi hesapla;
// **Arttırma:**
 $k = k + 1$;}
while $k \leq \text{Maksimum Nesil}$

Burada x_k nüfusu, np nüfus büyüklüğünü, c_r ve m_r sırasıyla çaprazlama ve mutasyon olasılıklarını, $f(.)$ maliyet fonksiyonunu ifade etmektedir.

Algoritma: DGA(np, f, c_r)
//başlangıç neslini oluştur:
 $k = 0$;
 $x_k = np$ adet rastgele birey oluştur;
// x_k 'yi değerlendir:
 $\forall x \in x_k$ için $f(x)$ 'yi hesapla;
do
{ **// k+1 nesli oluştur:**
 // 1.Mutasyon:
 np adet birey için x_k 'dan rastgele 3 adet birey ($x_{r1}, x_{r2}, x_{r3}; r_1 \neq r_2 \neq r_3$) seç;
 $v_k^i = x_{r1}^i + f \times (x_{r2}^i - x_{r3}^i), i = \{1, 2, \dots, np\}$;
 //2. Çaprazlama:
 $u_k^i = \begin{cases} \text{eğer } rand^i[0,1] \leq c_r \text{ ise } v_k^i \\ \text{diğer} & x_k^i \end{cases}, i = \{1, 2, \dots, np\}$;
 // u_k 'yi değerlendir:
 $\forall x \in u_k$ için $f(x)$ 'yi hesapla;
 // 3.Seçme:
 $x_{k+1} = \begin{cases} \text{eğer } f(u_k) \leq f(x_k) \text{ ise } u_k \\ \text{diğer} & x_k \end{cases}$;
 // Arttırma:
 $k = k + 1$; }
while $k \leq \text{Maksimum Nesil}$

Burada x_k nüfusu, v_k mutasyon sonrası nüfusu, u_k çaprazlama sonrası nüfusu, np nüfus büyüklüğünü, f ölçekleme faktörünü, c_r çaprazlama olasılığını, $f(.)$ maliyet fonksiyonunu ifade etmektedir.

EK-C Parçacık Sürü Optimizasyonunun Sözde Kodu

```
Algoritma: PSO ( $np, w, c_1, c_2$ )  
//başlangıç sürüsünü oluştur:  
 $k = 0$ ;  
 $x_k = np$  adet rastgele parçacık oluştur;  
//başlangıç değerlerini ata:  
 $v_k = 0$ ;  $pbestx_k = x_k$ ;  
do  
{ //  $k+1$  sürüyü oluştur:  
  //  $x_k$ 'yi değerlendir :  
   $\forall x \in x_k$  için  $f(x)$ 'yi hesapla;  
  // Kişisel en iyi konumu belirle:  
   $pbestx_k = \begin{cases} \text{eğer } f(x_k) < f(pbestx_k) \text{ ise } x_k \\ \text{diğer} & pbestx_k \end{cases}$ ;  
  // Küresel en iyi konumu belirle:  
   $gbestx_k = \begin{cases} \text{eğer } f(pbestx_k) < f(gbestx_k) \text{ ise } pbestx_k \\ \text{diğer} & gbestx_k \end{cases}$ ;  
  // Hızı güncelle:  
   $v_{k+1} = w \cdot x_k + c_1 \times r_1 \times (pbestx_k - x_k) + c_2 \times r_2 \times (gbestx_k - x_k)$ ;  
  // Konumu güncelle:  
   $x_{k+1} = x_k + v_{k+1}$ ;  
  // Arttırma:  
   $k = k + 1$ ; }  
while  $k \leq \text{Maksimum İterasyon}$ 
```

Burada, x_k parçacık konumu, v_k parçacık hızını, $pbestx_k$ kişisel en iyi konumu, $gbestx_k$ küresel en iyi konumu, w eylemsizlik ağırlığını, c_1 ve c_2 hızlanma katsayıları, r_1 ve r_2 [0,1] aralığında seçilen rastgele sayıları, $f(.)$ maliyet fonksiyonunu ifade etmektedir.

Algoritma: YAK ($SN, limit$)

// başlangıç sürüsünü oluştur:

$k = 0$;

$x_i = \text{Rastgele başlangıç sürüsü oluştur. } (i = 1, 2, \dots, SN)$;

// x_i 'yi değerlendir:

$\forall x \in x_i$ için $f(x)$ 'yi hesapla;

do

{ // $k+1$ sürüyü oluştur:

// İşçi arılar için yeni çözümler (v_i) üret ve değerlendir:

$v_{ij} = x_{ij} + \mu_{ij} \times (x_{ij} - x_{rj})$; $\forall x \in v_{ij}$ için $f(x)$ 'i hesapla. ($r = 1, 2, \dots, SN$; $j = 1, 2, \dots, D$; $i \neq k$);

// İşçi arılara aç gözlü (greedy) seçme işlemi uygula:

// x_i çözümleri için olasılık değerleri p_i 'yı hesapla:

$$p_i = \frac{fit_i}{\sum_{n=1}^{SN} fit_i};$$

// p_i 'ya göre seçilen x_i 'lardan kaşif arılar için yeni çözümler (v_i) üret ve değerlendir:

// Kaşif arılara aç gözlü (greedy) seçme işlemi uygula:

// Terkedilmiş çözüm varsa bunu yeni rastgele oluşturulmuş çözüm x_i ile değiştir:

$$x_i^j = x_{min}^j + rand[0,1] \times (x_{max}^j - x_{min}^j);$$

// En iyi çözümü hafızaya al:

// Arttırma:

$k = k + 1$; }

while $k \leq \text{Maksimum İterasyon}$

Burada, x_i ($i = 1, 2, \dots, SN$) D -boyutlu çözümü, $\mu_{ij} \in [-1, 1]$ rastgele sayıyı, v_i x_i komşuluğundaki çözümü, SN besin kaynağı sayısını, D optimize edilecek parametre sayısını, $f(.)$ maliyet fonksiyonunu ifade etmektedir.

Algoritma: DGA (np, f, c_r)
//Karşıt-tabanlı başlangıç nüfusu:
 $k = 0$;
 P_o için rastgele np adet rastgele birey oluştur;
 $\bar{P}_o$ için karşıt nüfus $\bar{P}_o$ 'ı hesapla;
 $\bar{P}_o = a_i + b_i - P_o, i = (1, 2, \dots, D)$;
// P_o ve $\bar{P}_o$ 'a ait maliyet değerlerini hesapla:
 P_o ve $\bar{P}_o$ 'daki her birey için $f(x)$ 'i hesapla;
// P_o ve $\bar{P}_o$ 'daki en uygun np adet bireyi seç:

$$P_o = \begin{cases} \bar{P}_o, & \text{eğer } f(\bar{P}_o) < f(P_o); \\ P_o, & \text{diğer}; \end{cases}$$
do {
//Sonraki Nesil:
//1. Mutasyon:
 P_o 'dan, P_o 'daki her birey için rastgele üç adet birey seç;
 $(x_{r1}, x_{r2}, x_{r3}; r_1 \neq r_2 \neq r_3)$;
 $M_k^i = x_{r1}^i + f \times (x_{r2}^i - x_{r3}^i), i = (1, 2, \dots, np)$;
//2. Çaprazlama:

$$C_k^i = \begin{cases} M_k^i, & \text{eğer } rand^i[0,1] \leq c_r, \\ P_k^i, & \text{diğer}, \end{cases} i = (1, 2, \dots, np)$$
;
// C_k 'ya ait maliyet değerlerini hesapla:
 C_k 'daki her birey için $f(x)$ 'i hesapla;
//3. Seçme:

$$P_{k+1}^i = \begin{cases} C_k^i, & \text{eğer } f(C_k^i) \leq f(P_k^i), \\ P_k^i, & \text{diğer}, \end{cases} i = (1, 2, \dots, np)$$
;
// En iyi bireyi güncelle:
// Arttırma:
 $k = k + 1$; }
while $k \leq \text{Maksimum Nesil}$

Burada, P_k nüfusu, yani çözüm vektörünü; $\bar{P}_k$ karşıt nüfusu; M_k mutasyondan sonraki nüfusu; C_k çaprazlama sonrası nüfusu, np nüfus büyüklüğünü, f diferansiyel değişimi kontrol eden gerçek ve sabit katsayıyı; c_r çaprazlama oranını, $f(.)$ ise maliyet fonksiyonunu ifade etmektedir.

Algoritma: ÇADGA (np, f, c_r)
//Karşıt-tabanlı başlangıç nüfusu:
 $k = 0$;
 P_o için rastgele np adet rastgele birey oluştur;
 P_o için karşıt nüfus $\bar{P}_o$ 'ı hesapla;
 $\bar{P}_o = a_i + b_i - P_o, i = (1, 2, \dots, D)$;
// P_o ve $\bar{P}_o$ 'a ait maliyet değerlerini hesapla:
 P_o ve $\bar{P}_o$ 'daki her birey için $f(x)$ 'i hesapla;
// P_o ve $\bar{P}_o$ 'daki en uygun np adet bireyi non-dominated ve crowding distance kullanarak seç:
do {
 //Sonraki Nesil:
 //1. Mutasyon:
 P_o 'dan, P_o 'daki her birey için rastgele üç adet birey seç;
 $(x_{r1}, x_{r2}, x_{r3}; r_1 \neq r_2 \neq r_3)$;
 $M_k^i = x_{r1}^i + f \times (x_{r2}^i - x_{r3}^i), i = (1, 2, \dots, np)$;
 //2. Çaprazlama:
 $C_k^i = \begin{cases} M_k^i, & \text{eğer } rand^i[0,1] \leq c_r \\ P_k^i, & \text{diğer} \end{cases}, i = (1, 2, \dots, np)$;
 // C_k 'ya ait maliyet değerlerini hesapla:
 C_k 'daki her birey için $f(x)$ 'i hesapla;
 //3. Seçme (Crowded-comparison operator):
 $P_{k+1}^i = \begin{cases} C_k^i, & \text{eğer } C_k^i \text{ dominates } P_k^i \\ P_k^i, & \text{diğer} \end{cases}, i = (1, 2, \dots, np)$;
 // Arttırma:
 $k = k + 1$; }
while $k \leq \text{Maksimum Nesil}$

Burada, P_k nüfusu, yani çözüm vektörünü; $\bar{P}_k$ karşıt nüfusu; M_k mutasyondan sonraki nüfusu; C_k çaprazlama sonrası nüfusu, np nüfus büyüklüğünü, f diferansiyel değişimi kontrol eden gerçek ve sabit katsayıyı; c_r çaprazlama oranını, $f(.)$ ise maliyet fonksiyonunu göstermektedir.

ÖZ GEÇMİŞ

Emrah Zerdali, 25.03.1987 tarihinde İzmir’de doğdu. İlk orta ve lise öğretimini İzmir’de tamamladı. 2005 yılında girdiği Kahramanmaraş Sütçü İmam Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü’nden 2006 yılında Pamukkale Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü’ne yatay geçiş yaptı ve Temmuz 2009’da mezun oldu. Ağustos 2009’da Pamukkale Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü’nde yüksek lisans öğrenimine başladı. Aralık 2009’da Niğde Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü’ne araştırma görevlisi olarak atandı. Şubat 2010’da Niğde Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü’ne yatay geçiş yaparak, Haziran 2011’de yüksek lisans öğrenimini tamamladı. Eylül 2011’de Niğde Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü’nde doktora eğitimine başladı ve o tarihten itibaren aynı bölümde doktora öğrenimine devam etmekte ve araştırma görevlisi olarak çalışmaktadır. Bilim dalındaki ilgi alanları doğrusal olmayan gözlemleyiciler, hız-algılayıcısız kontrol, yapay zeka tabanlı yöntemler ve yapay zeka tabanlı elektrik motoru sürücüleridir.

TEZ ÇALIŞMASINDAN ÜRETİLEN ESERLER

Bu tez çalışmasından, 1 (bir) adet uluslararası makale, 3 (üç) adet uluslararası bildiri ve 2 (iki) adet ulusal bildiri üretilmiştir. Bu üretilen çalışmalar aşağıda sunulmuştur.

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 and Computer Sciences* 24 (5), 4525-4544, 2016.

Barut M., Yalçın M., Zerdali E. and Demir R., “Optimization of Model Reference Adaptive System based Speed Estimation for Speed Sensorless Control of Induction Motors via Differential Evolution Algorithm”, *11th IFAC International Workshop on Adaptation and Learning in Control and Signal Processing (ALCOSP'2013)*, s. 27-32, 2013.

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

Zerdali E. and Barut M., “The Optimization of EKF Algorithm based on Current Errors for Speed-Sensorless Control of Induction Motors”, *Intl Aegean Conference on Electrical Machines Power Electronics (ACEMP), Intl Conference on Optimization of Electrical Electronic Equipment (OPTIM), Intl Symposium on Advanced Electromechanical Motion Systems (ELECTROMOTION)*, s. 388-392, 2015.

Zerdali E., Demir R. ve Barut M., “Optimize Edilmiş Modele Uyarlamalı Sistem tabanlı Asenkron Motorun Hız-Algılayıcısız Kontrolü”, *Otomatik Kontrol Türk Milli Komitesi Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı (TOK 2012)*, 2, s. 486-491, 2012.

Zerdali E. ve Barut M. “Yapay Zeka Tabanlı Optimizasyon Algoritmalarının Yakınsama Hızı ve Hesap Yüklerinin Karşılaştırılması”, *Otomatik Kontrol Türk Milli Komitesi Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı (TOK 2015)*, s. 528-533, 2015.