

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

ASENKRON MOTOR KONTROL ALGORİTMALARININ ALAN  
PROGRAMLAMALI KAPI DİZİLERİ ÜZERİNDE GELİŞTİRİLMESİ  
VE GERÇEK-ZAMANLI UYGULAMALARI

REMZİ İNAN

Eylül 2016



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

ASENKRON MOTOR KONTROL ALGORİTMALARININ ALAN  
PROGRAMLAMALI KAPI DİZİLERİ ÜZERİNDE GELİŞTİRİLMESİ VE  
GERÇEK-ZAMANLI UYGULAMALARI

REMZİ İNAN

Doktora Tezi

Danışman

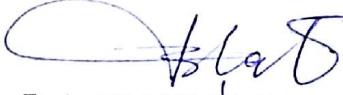
Doç. Dr. Murat BARUT

Eylül 2016

Remzi İNAN tarafından Doç. Dr. Murat BARUT danışmanlığında hazırlanan "ASENKRON MOTOR KONTROL ALGORİTMALARININ ALAN PROGRAMLAMALI KAPI DİZİLERİ ÜZERİNDE 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. 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)

Üye :  : Yrd. Doç. Dr. Kamil Fatih DİLAVER (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.

Remzi İNAN



## ÖZET

### ASENKRON MOTOR KONTROL ALGORİTMALARININ ALAN PROGRAMLAMALI KAPI DİZİLERİ ÜZERİNDE GELİŞTİRİLMESİ VE GERÇEK- ZAMANLI UYGULAMALARI

İNAN, Remzi

Ömer Halisdemir Üniversitesi

Fen Bilimleri Enstitüsü

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Ana Bilim Dalı

Danışman

: Doç. Dr. Murat BARUT

Eylül 2016, 180 sayfa

Bu tez çalışmasında, literatüre göre ilk kez, asenkron motorların (ASM'lerin) sıfır hız ile anma hızının üzerindeki alan zayıf bölgesini de kapsayan geniş bir hız aralığında hız-algılayıcısız kontrolü için, stator akımlarının stator duran eksen takımı bileşenleri ve rotor akımlarının stator duran eksen takımı bileşenlerine ilave olarak, rotor mekanik hız bilgisini, yük momentini, rotor direncini, stator direncini ve mıknatıslama endüktansını kestirimlerini gerçekleştirebilen genişletilmiş Kalman filtresi (GKF) tabanlı yeni kestirim yöntemleri önerilmiştir. Önerilen kestirim yöntemleri ve kontrol algoritmaları hesap yüklerinin azaltılması amacı ile paralel mimariye sahip Xilinx Virtex XC5VLX110T serisi alan programlamalı kapı dizileri (APKD) üzerinde gerçekleştirilerek donanım tabanlı benzetim (DTB) ortamında ve APKD tabanlı gerçek-zamanlı açık-çevrim deney düzeneği üzerinde başarımları test edilmiştir.

*Anahtar Sözcükler:* ASM, hız-algılayıcısız kontrol, alan zayıflama bölgesi, APKD, GKF.

## SUMMARY

### DEVELOPMENT AND REAL-TIME IMPLEMENTATIONS OF IM CONTROL ALGORITHMS ON FIELD PROGRAMMABLE GATE ARRAYS

İNAN, Remzi

Ömer Halisdemir University

Graduate School of Natural and Applied Sciences

Department of Electrical and Electronics Engineering

Supervisor : Associate Professor Dr. Murat BARUT

September 2016, 180 pages

In this study, according to the literature it is the first time that extended Kalman filter (EKF) based new estimation methods are proposed for the speed-sensorless control of the induction motors (IMs) at all speeds ranging from zero speed to very high speeds greater than the rated/based speed, which is known in the literature as the field-weakening region or operation. These estimation methods include estimations of the rotor mechanical speed, load torque, rotor resistance, stator resistance and magnetizing inductance in addition to stator stationary axis components of the stator current and stator stationary axis components of the rotor flux. The proposed estimation algorithms and vector control methods have been implemented on Xilinx Virtex 5 XC5VLX110T series field programmable gate arrays (FPGA) which has parallel architecture in order to decrease the computational burden and sampling time of the estimation methods and control algorithms. Then the performance of the proposed estimation methods have been tested in hardware in the loop (HIL) and on the FPGA based real-time open-loop experimental setup.

*Keywords:* IM, speed-sensorless control, field weakening region, FPGA, EKF.

## ÖN SÖZ

Bu çalışmanın gerçekleştirilmesinde, değerli bilgilerini bizlerle paylaşan, kullandığı her kelimenin hayatıma kattığı önemini asla unutmayacağım saygıdeğer danışman hocam; Doç. Dr. Murat BARUT'a, çalışmam boyunca benden bir an olsun yardımlarını esirgemeyen arkadaşlarım Arş. Gör. Mehmet Muzaffer KÖSTEN'e, Öğr. Gör. Rıdvan DEMİR'e, Arş. Gör. Emrah ZERDALI'ye ve Arş. Gör. Recep YILDIZ'a ve hayatımın her anında yanımda olan ve desteklerini esirgemeyen sevgili, çok saygı değer ve kıymetli eşim Asuman İNAN'a ve yeni doğacak kızım Eslem İNAN'a, tüm hayatım boyunca saygı duyduğum ve kıymet verdiğim aileme sonsuz teşekkürlerimi sunarım.



## İÇİNDEKİLER

ÖZET .....	iv
SUMMARY .....	v
ÖN SÖZ .....	vi
İÇİNDEKİLER DİZİNİ .....	vii
ÇİZELGELER DİZİNİ .....	xi
ŞEKİLLER DİZİNİ .....	xiii
FOTOĞRAF VB. MALZEMELER DİZİNİ .....	xvii
KISALTMALAR VE SİMGELER .....	xviii
BÖLÜM I GİRİŞ .....	1
BÖLÜM II ASENKRON MOTOR PARAMETRE DEĞİŞİMLERİNİN VEKTÖR KONTROL BAŞARIMINA ETKİSİ .....	22
2.1 Giriş .....	22
2.2 Ayrık-Zamanlı ASM Modeli .....	24
2.3 Dolaylı VK ve Doğrudan VK Yöntemleri .....	26
2.4 Rotor ve Stator Modelli AÇAK .....	27
2.5 Dolaylı VK ve Doğrudan VK Yöntemlerinin APKD Üzerinde Gerçeklenmesi ve Benzetim Sonuçları .....	28
2.5.1 Hız-algılayıcılı dolaylı VK yönteminin APKD üzerinde gerçekleşmesi ve benzetim sonuçları .....	29
2.5.2 Hız-algılayıcılı doğrudan VK yönteminin APKD üzerinde gerçekleşmesi ...	32
2.5.2.1 Akı ve hız-algılayıcılı doğrudan VK yöntemine ilişkin benzetim sonuçları .....	33
2.5.2.2 Rotor modelli AÇAK'li hız-algılayıcılı doğrudan VK yöntemine ilişkin benzetim sonuçları .....	35
2.5.2.3 Stator modelli AÇAK'li hız-algılayıcılı doğrudan VK yöntemine ilişkin benzetim sonuçları .....	36
2.6 Sonuç ve Yorumlar .....	38
BÖLÜM III ALAN-ZAYIFLAMA BÖLGESİNDE ÇALIŞAN ASENKRON MOTORLARIN ÇİFT GİRİŞLİ-GENİŞLETİLMİŞ KALMAN FİLTRESİ TABANLI HIZ-ALGILAYICISIZ KONTROLÜ .....	40

3.1 Giriş .....	40
3.2 ASM'nin Genişletilmiş Matematik Modeli .....	43
3.3 ÇG-GKF Tabanlı Yeni Kestirici Algoritmasının Geliştirilmesi.....	45
3.4 Alan Zayıflama Bölgesinde Çalışan Hız-Algilayıcısız Doğrudan Vektör Kontrol Sistemi .....	48
3.5 Alan Zayıflama Bölgesinde Çalışan Hız-Algilayıcısız Doğrudan Vektör Kontrol Sistemi İlişkin Benzetim Sonuçları ve Gözlemler.....	49
3.5.1 ASM'nin sıfır hızdan hızlandırılması ve sıralı çalışmaya geçiş ( $0 \leq t \leq 1.5$ [s]).....	53
3.5.2 Alan zayıflama bölgesinde çalışma ( $3 \leq t \leq 6$ [s]) .....	54
3.5.3 $t_L$ 'nin doğrusal ve basamak biçimli değişimlerine yönelik çalışma ( $1.5 \leq t \leq 20$ [s]) .....	54
3.5.4 Yük momenti altında yüksek/sıfır hız için $R_s$ ve $R_r'$ değişimlerine yönelik çalışma ( $7 \leq t \leq 13$ [s]).....	55
3.5.5 Yüksüz durumda sıfır hız ve tekrar anma hızında çalışma ( $15 \leq t \leq 22$ [s])	55
3.6 Sonuçlar ve Yorumlar .....	57
<b>BÖLÜM IV GKF VE ÇG-GKF TABANLI HIZ-ALGILAYICISIZ DOĞRUDAN VK YÖNTEMİNİN APKD ÜZERİNDE GERÇEKLENMESİ VE DTB SONUÇLARI ...</b>	<b>59</b>
4.1 Giriş .....	59
4.2 Rotor Akısı Tabanlı Genişletilmiş ASM Modelleri.....	64
4.3 GKF ve ÇG-GKF Algoritmalarının APKD Üzerinde Gerçeklenmesi .....	67
4.3.1 GKF algoritmasının tam model tabanlı olarak APKD üzerinde gerçekleşmesi .....	68
4.3.2 GKF Algoritmasının indirgenmiş model tabanlı olarak APKD üzerinde gerçekleşmesi.....	68
4.4 ASM'nin GKF ve ÇG-GKF Tabanlı Hız-Algilayıcısız Doğrudan VK'sının APKD üzerinde Uygulanması ve Benzetim Sonuçları.....	71
4.4.1 ASM'nin $i_{s\alpha}, i_{s\beta}, \varphi_{r\alpha}, \varphi_{r\beta}, \omega_m, t_L, R_s$ ya da $i_{s\alpha}, i_{s\beta}, \varphi_{r\alpha}, \varphi_{r\beta}, \omega_m, L_m, R_r'$ kestirimlerini yapabilen GKF tabanlı hız-algılayıcısız doğrudan VK'sına ait benzetim sonuçları .....	72
4.4.1.1 ASM'nin sıfır hız ile anma hızı arasındaki bölgede çalışması .....	73
4.4.1.2 ASM'nin alan zayıflama bölgesinde çalışması .....	76

4.4.2 ASM'nin $i_{s\alpha}$ , $i_{s\beta}$ , $\varphi_{r\alpha}$ , $\varphi_{r\beta}$ , $\omega_m$ , $t_L$ , $R_s$ ve $R'_r$ kestirimlerini yapabilen ÇG-GKF tabanlı hız-algılayıcısız doğrudan VK'sına ait benzetim sonuçları .....	79
4.4.2.1 UVDGM'nin APKD üzerinde gerçekleşmesi.....	80
4.4.2.2 ASM'nin sıfır hız ile anma hızı arasındaki bölgede $i_{s\alpha}$ , $i_{s\beta}$ , $\varphi_{r\alpha}$ , $\varphi_{r\beta}$ , $\omega_m$ , $t_L$ , $R_s$ ve $R'_r$ kestirimlerini yapabilen ÇG-GKF tabanlı hız-algılayıcısız UVDGM'li doğrudan VK'sına ilişkin benzetim sonuçları .....	87
4.5 Sonuç ve Yorumlar .....	91
BÖLÜM V ASM MODELİNİN APKD ÜZERİNDE GERÇEK-ZAMANLI OLARAK DOĞRULANMASI VE $i_{s\alpha}$ , $i_{s\beta}$ , $\varphi_{r\alpha}$ , $\varphi_{r\beta}$ , $\omega_m$ , $t_L$ YA DA $i_{s\alpha}$ , $i_{s\beta}$ , $\varphi_{r\alpha}$ , $\varphi_{r\beta}$ , $\omega_m$ , $t_L$ , $R'_r$ KESTİRİMLERİNİ YAPABİLEN GKF ALGORTİMASININ GERÇEK-ZAMANLI KESTİRİM BAŞARIMI.....	93
5.1 Giriş .....	93
5.2 APKD Tabanlı Gerçek-Zamanlı ASM Deney Düzenegi.....	96
5.2.1 ADS 8568 EVM-PDK ASD ile Xilinx Virtex 5 VLX110T APKD arasında SHA (SPI)'nin gerçekleşmesi.....	98
5.3 ASM Modelinin APKD Üzerinde Gerçek-Zamanlı Olarak Doğrulanması ve $i_{s\alpha}$ , $i_{s\beta}$ , $\varphi_{r\alpha}$ , $\varphi_{r\beta}$ , $\omega_m$ , $t_L$ ya da $i_{s\alpha}$ , $i_{s\beta}$ , $\varphi_{r\alpha}$ , $\varphi_{r\beta}$ , $\omega_m$ , $t_L$ , $R'_r$ Kestirimlerini Yapabilen GKF Tabanlı Kestirici Yöntemlerinin Başarımlarının Gerçek-Zamanlı Olarak Test Edilmesi .....	101
5.3.1 ASM modelinin çevrimiçi ve gerçek-zamanlı olarak APKD üzerinde doğrulanması .....	102
5.3.2 $i_{s\alpha}$ , $i_{s\beta}$ , $\varphi_{r\alpha}$ , $\varphi_{r\beta}$ , $\omega_m$ , $t_L$ ya da $i_{s\alpha}$ , $i_{s\beta}$ , $\varphi_{r\alpha}$ , $\varphi_{r\beta}$ , $\omega_m$ , $t_L$ , $R'_r$ kestirimlerini yapabilen GKF tabanlı kestiricilerin başarımlarının APKD üzerinde gerçek-zamanlı olarak test edilmesi .....	106
5.3.2.1 $i_{s\alpha}$ , $i_{s\beta}$ , $\varphi_{r\alpha}$ , $\varphi_{r\beta}$ , $\omega_m$ ve $t_L$ kestirimleri için önerilen GKF tabanlı kestirici yönteminin başarımlarının APKD üzerinde gerçek-zamanlı olarak test edilmesi.....	108
5.3.2.2 $i_{s\alpha}$ , $i_{s\beta}$ , $\varphi_{r\alpha}$ , $\varphi_{r\beta}$ , $\omega_m$ , $t_L$ ve $R'_r$ kestirimleri için önerilen GKF tabanlı kestirici yönteminin başarımlarının APKD üzerinde gerçek-zamanlı olarak test edilmesi .....	111
5.4 Sonuç ve Yorumlar .....	117

BÖLÜM VI KARMA KESTİRİM YÖNTEMİNİN APKD ÜZERİNDE GERÇEKLENMESİ VE KESTİRİM BAŞARIMININ DTB ORTAMINDA VE GERÇEK-ZAMANLI OLARAK TEST EDİLMESİ.....	120
6.1 Giriş .....	120
6.2 Çevrimiçi $L_m$ -Kestirici Yöntemi .....	126
6.3 Rotor Akısı Tabanlı Genişletilmiş ASM Modelleri.....	131
6.4 GKF ya da ÇG-GKF ve Çevrimiçi $L_m$ -Kestirici İle Birlikte Oluşturulan Karma Kestirim Yönteminin APKD Üzerinde Gerçeklenmesi.....	133
6.5 Karma Kestirim Yöntemine İlişkin DTB Sonuçları .....	137
6.5.1 ASM'nin sıfır hızdan anma hızına kadar hızlandırılması ve anma hızında ileri ve terslendirilmiş yönde çalışması .....	141
6.5.2 ASM'nin ileri ve terslendirilmiş hızda alan zayıflama bölgesinde çalışması.....	142
6.5.3 ASM'nin sıfır hızda çalışması .....	144
6.6 Karma Kestirim Yöntemine İlişkin Gerçek-Zamanlı Deneysel Sonuçlar .....	145
6.7 Sonuç ve Yorumlar .....	150
BÖLÜM VII SONUÇ .....	153
KAYNAKLAR .....	158
ÖZ GEÇMİŞ .....	179
TEZ ÇALIŞMASINDA ÜRETİLEN ESERLER (MAKALE, BİLDİRİ, POSTER VB.) .....	180

## ÇİZELGELER DİZİNİ

Çizelge 2.1. ASM parametreleri .....	26
Çizelge 2.2. APKD üzerinde gerçekleştirilen dolaylı VK yönteminde kullanılan mantıksal birimlerin sayısı .....	31
Çizelge 2.3. Dolaylı VK yönteminde algoritmaların hesaplanma süreleri .....	32
Çizelge 2.4. Hız-algılayıcılı doğrudan VK yöntemi için algoritmaların hesaplanma süreleri .....	37
Çizelge 2.5. APKD üzerinde gerçekleştirilen hız-algılayıcılı doğrudan VK yöntemleri için kullanılan mantıksal birimlerin APKD'deki oranları .....	38
Çizelge 4.1. ASM parametreleri .....	66
Çizelge 4.2. Model- $t_L$ & $R_s$ tabanlı GKF kestiricisi ve doğrudan VK yönteminde algoritmaların hesaplanma süreleri.....	74
Çizelge 4.3. APKD üzerinde gerçekleştirilen Model- $t_L$ & $R_s$ tabanlı GKF kestiricisi ve doğrudan VK yönteminde kullanılan mantıksal birimlerin sayısı.....	74
Çizelge 4.4. Model- $L_m$ & $R_r'$ GKF tabanlı kestirici ve doğrudan VK yönteminde algoritmaların hesaplanma süreleri.....	77
Çizelge 4.5. APKD üzerinde gerçekleştirilen Model- $L_m$ & $R_r'$ GKF tabanlı kestirici ve doğrudan VK yönteminde kullanılan mantıksal birimlerin sayısı.....	77
Çizelge 4.6. GBE anahtarlama durumları ve gerilim uzay vektörleri.....	81
Çizelge 4.7. Gerilim durum uzayında bölge seçimi.....	82
Çizelge 4.8. Her bölge için anahtarlama elemanlarının iletimde kalma süreleri .....	83
Çizelge 4.9. ASM'nin ÇG-GKF tabanlı hız-algılayıcısız UVDGM'li doğrudan VK'sında oluşturulan algoritmaların APKD üzerinde hesaplanma süreleri .....	90
Çizelge 4.10. APKD üzerinde gerçekleştirilen ASM'nin ÇG-GKF tabanlı hız-algılayıcısız UVDGM'li doğrudan VK'sı için kullanılan mantıksal birimlerin sayısı	90
Çizelge 5.1. SHA protokolünün zamanlama diyagramı için gerekli süreler .....	100
Çizelge 5.2. ASM parametreleri .....	103
Çizelge 5.3. ASM modelinin gerçek-zamanlı olarak doğrulanmasında APKD üzerinde oluşturulan algoritmaların hesaplanma süreleri.....	105

Çizelge 5.4. ASM modelinin gerçek-zamanlı olarak doğrulanmasında ASM modelinin ve ASD'den veri eldesi için oluşturulan algoritmanın APKD'de gerçekleşmesi esnasında kullanılan mantıksal birimlerin sayısı.....	106
Çizelge 5.5. APKD üzerinde GKF algoritmasının ve SHA protokolünün sağlanması amacı ile gerekli süreler.....	111
Çizelge 5.6. GKF algoritmasının ve ASD'den veri eldesi için oluşturulan algoritmanın APKD'de gerçekleşmesi esnasında kullanılan mantıksal birimlerin sayısı .....	111
Çizelge 5.7. APKD üzerinde Model- $t_L$ & $R'_r$ tabanlı GKF algoritmasının ve SHA protokolünün sağlanması amacı ile gerekli süreler .....	117
Çizelge 5.8. Model- $t_L$ & $R'_r$ tabanlı GKF algoritmasının ve ASD'den veri eldesi için oluşturulan algoritmanın APKD'de gerçekleşmesi esnasında kullanılan mantıksal birimlerin sayısı .....	117
Çizelge 6.1. APKD üzerinde DTB ortamında gerçekleştirilen karma kestirim yönteminde kullanılan ASM parametreleri .....	128
Çizelge 6.2. APKD tabanlı gerçek-zamanlı deney düzeneğinde kullanılan ASM parametreleri.....	128
Çizelge 6.3. ASM'nin karma kestirim yöntemi tabanlı hız-algılayıcısız doğrudan VK'sında DTB ortamında oluşturulan algoritmaların APKD üzerinde hesaplanma süreleri .....	144
Çizelge 6.4. APKD üzerinde DTB ortamında gerçekleştirilen ASM'nin karma kestirim yöntemi tabanlı hız-algılayıcısız doğrudan VK'sı için kullanılan mantıksal birimlerin sayısı .....	144
Çizelge 6.5. APKD üzerinde karma kestirim yönteminin ve SHA protokolünün sağlanması amacı ile gerekli süreler.....	150
Çizelge 6.6. Karma kestirim yöntemi ve ASD'den veri eldesi için oluşturulan algoritmanın APKD'de gerçekleşmesi esnasında kullanılan mantıksal birimlerin sayısı .....	150

## ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 2.1. APKD üzerinde gerçekleştirilen dolaylı VK sistemi .....	29
Şekil 2.2. Dolaylı VK’da $n_m^{ref}$ , e karşı $n_m$ değişimi ve referans motor parametre ve yük momentini değişimleri.....	30
Şekil 2.3. Dolaylı VK yönteminde (a) ASM modeli stator akımının $\alpha\beta$ - bileşenleri (b) ASM modeli rotor akısının $\alpha\beta$ - bileşenleri (c) $\theta_{rf}$ & $\hat{\theta}_{rf}$ değişimi (d) Hız hatası ( $n_m^{ref} - n_m$ ) .....	31
Şekil 2.4. PI kontrolör yapısının APKD üzerinde gerçekleştirilmesi .....	32
Şekil 2.5. APKD üzerinde gerçekleştirilen hız-algılayıcı doğrudan VK sistemi.....	33
Şekil 2.6. Hız ve akı-algılayıcı doğrudan VK’nın dayanıklılık testi için (ölçülen) $R_s$ , $R'_r$ , $L_m$ ve $T_L$ ’nin referans değişimleri.....	34
Şekil 2.7. Hız ve akı-algılayıcı doğrudan VK yöntemi için (a) ASM modeli stator akımının $\alpha\beta$ - bileşenleri (b) ASM modeli rotor akısının $\alpha\beta$ - bileşenleri (c) Hız hatası ( $n_m^{ref} - n_m$ ) .....	34
Şekil 2.8. Rotor modellenmiş akı kestiricisinin kullanıldığı hız-algılayıcı doğrudan VK’nın dayanıklılık testi için (ölçülen) $R_s$ , $R'_r$ , $L_m$ ve $T_L$ ’nin referans değişimleri....	35
Şekil 2.9. . Rotor modellenmiş akı kestiricisinin kullanıldığı hız-algılayıcı doğrudan VK yöntemin için (a) ASM modeli stator akımının $\alpha\beta$ - bileşenleri (b) ASM modeli rotor akısının $\alpha\beta$ - bileşenleri (c) Hız hatası ( $n_m^{ref} - n_m$ ) .....	36
Şekil 2.10. Stator modellenmiş akı kestiricisinin kullanıldığı hız-algılayıcı doğrudan VK’nın dayanıklılık testi için (ölçülen) $R_s$ , $R'_r$ , $L_m$ ve $T_L$ ’nin referans değişimleri....	37
Şekil 2.11. Stator modellenmiş tabanlı akı kestiricisinin kullanıldığı doğrudan VK yönteminde (a) ASM modeli stator akımının $\alpha\beta$ - bileşenleri (b) ASM modeli rotor akısının $\alpha\beta$ - bileşenleri (c) Hız hatası ( $n_m^{ref} - n_m$ ) .....	38
Şekil 3.1. Önerilen ÇG-GKF algoritmasının şematik gösterimi.....	47
Şekil 3.2. Önerilen ÇG-GKF tabanlı rotor akısı yönlendirmeli hız-algılayıcı doğrudan VK yöntemi .....	48
Şekil 3.3. Kestirim algoritması ve kontrol sistemi için $n_m^r$ , $t_L$ , $ \vec{\varphi}_r ^r$ , $R'_r$ , $R_s$ , ve $L_m$ ’nin referans değişimleri .....	50

- Şekil 3.4. Önerilen ÇG-GKF tabanlı kestirici ve doğrudan VK sistemi için benzetim sonuçları (a)  $\hat{n}_m$  'nin değişimi (b)  $\hat{t}_L$  'nin değişimi (c)  $\hat{R}'_r$  'nin değişimi (d)  $\hat{R}_s$  'nin değişimi (e)  $\hat{L}_m$  'nin değişimi (f)  $|\hat{\vec{\varphi}}_r| = \sqrt{\hat{\varphi}_{r\alpha}^2 + \hat{\varphi}_{r\beta}^2}$  'nin değişimi (g)  $\hat{\theta}_{rf} = \tan^{-1}(\hat{\varphi}_{r\beta} / \hat{\varphi}_{r\alpha})$  'nin değişimi ..... 51
- Şekil 3.5. Kestirim ve izleme hataları için benzetim sonuçları (a)  $e_{n_m} = n_m - \hat{n}_m$  'nin değişimi (b)  $\Delta n_m = n_m^r - \hat{n}_m$  'nin değişimi (c)  $e_{L_m} = L_m - \hat{L}_m$  'nin değişimi (d)  $e_{t_L} = t_L - \hat{t}_L$  'nin değişimi (e)  $e_{R_r} = R_r' - \hat{R}'_r$  'nin değişimi (f)  $e_{R_s} = R_s - \hat{R}_s$  'nin değişimi (g)  $e_{\vec{\varphi}_r} = |\vec{\varphi}_r| - |\hat{\vec{\varphi}}_r|$  'nin değişimi (h)  $\Delta |\vec{\varphi}_r| = |\vec{\varphi}_r|^r - |\hat{\vec{\varphi}}_r|^r$  'nin değişimi..... 52
- Şekil 3.6. Önerilen gözlemleyici ve Barut (2010)'daki gözlemleyici için karşılaştırmalı benzetim sonuçları (a) Karşılaştırma testi için  $n_m^r, t_L, |\vec{\varphi}_r|^r, R_r', R_s,$  ve  $L_m$  'nin değişimi (b)  $e_{n_m} = n_m - \hat{n}_m$  'nin değişimi (c)  $e_{R_r} = R_r' - \hat{R}'_r$  'nin değişimi (d)  $e_{t_L} = t_L - \hat{t}_L$  'nin değişimi (e)  $e_{R_s} = R_s - \hat{R}_s$  'nin değişimi..... 56
- Şekil 4.1. GKF eşitliklerinin tam model tabanlı olarak APKD üzerinde oluşturulması. 68
- Şekil 4.2. GKF eşitliklerinin indirgenmiş model tabanlı olarak APKD üzerinde oluşturulması ..... 69
- Şekil 4.3. ÇG-GKF algoritmasının akış diyagramı..... 70
- Şekil 4.4. APKD üzerinde benzetim ortamı oluşturulan GKF tabanlı hız-algılayıcısız doğrudan VK yöntemi ..... 73
- Şekil 4.5. Doğrudan VK yöntemi ile birlikte DTB ortamında gerçekleştirilen Model- $t_L$ & $R_s$  tabanlı GKF kestiricisi için benzetim sonuçları (a)  $\hat{i}_{s\alpha}$  ve  $\hat{i}_{s\beta}$  'nin değişimi (b)  $\hat{n}_m$  'nin değişimi (c)  $\hat{t}_L$  'nin değişimi (d)  $\hat{R}_s$  'nin değişimi (e)  $|\hat{\vec{\varphi}}_r| = \sqrt{\hat{\varphi}_{r\alpha}^2 + \hat{\varphi}_{r\beta}^2}$  'nin değişimi..... 75
- Şekil 4.6. Doğrudan VK yöntemi ile birlikte gerçekleştirilen Model- $t_L$ & $R_s$  tabanlı GKF kestiricisine ait kestirim hataları (a)  $e_{i_{s\alpha}} = i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha}$  'nin değişimi (b)  $e_{n_m} = n_m - \hat{n}_m$  'nin değişimi (c)  $e_{t_L} = T_L - \hat{t}_L$  'nin değişimi ..... 76
- Şekil 4.7. Doğrudan VK yöntemi ile birlikte gerçekleştirilen Model- $L_m$ & $R_r'$  tabanlı GKF kestiricisi için DTB sonuçları (a)  $\hat{i}_{s\alpha}$  ve  $\hat{i}_{s\beta}$  'nin değişimi (b)  $\hat{n}_m$  'nin değişimi (c)  $\hat{L}_m$  'nin değişimi (d)  $\hat{R}'_r$  'nin değişimi (e)  $|\hat{\vec{\varphi}}_r| = \sqrt{\hat{\varphi}_{r\alpha}^2 + \hat{\varphi}_{r\beta}^2}$  'nin değişimi.. 78



Şekil 4.8. Doğrudan VK yöntemi ile birlikte DTB ortamında gerçekleştirilen Model- $L_m$ & $R'_r$ tabanlı GKF kestiricisine ait kestirim hataları (a) $e_{i_{s\alpha}} = i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha}$ 'nin değişimi (b) $e_{n_m} = n_m - \hat{n}_m$ 'nin değişimi.....	78
Şekil 4.9. APKD üzerinde benzetim ortamı oluşturulan ÇG-GKF tabanlı hız- algılayıcısız doğrudan VK yöntemi.....	79
Şekil 4.10. Üç-fazlı iki-seviyeli GBE. ....	80
Şekil 4.11. Gerilim durum uzayı.....	82
Şekil 4.12. UVDGM'li anahtarlama tekniğinin APKD üzerinde gerçekleştirilmesi. ....	85
Şekil 4.13. ASM'nin ÇG-GKF tabanlı hız-algılayıcısız UVDGM'li doğrudan VK'sına ait benzetim sonuçları (a) $\hat{i}_{s\alpha}$ ve $\hat{i}_{s\beta}$ 'nin değişimi (b) $\hat{\phi}_{r\alpha}$ ve $\hat{\phi}_{r\beta}$ 'nin değişimi (c) $n_m$ ve $\hat{n}_m$ 'nin değişimi (d) $T_L$ ve $\hat{t}_L$ 'nin değişimi (e) $R_s$ ve $\hat{R}_s$ 'nin değişimi (f) $R'_r$ ve $\hat{R}'_r$ 'nin değişimi .....	88
Şekil 4.14. ASM'nin ÇG-GKF tabanlı hız-algılayıcısız UVDGM'li doğrudan VK'sına ait kestirim hataları (a) $e_{n_m} = n_m - \hat{n}_m$ 'nin değişimi (b) $e_{t_L} = T_L - \hat{t}_L$ 'nin değişimi (c) $e_{R_s} = R_s - \hat{R}_s$ 'nin değişimi (d) $e_{R'_r} = R'_r - \hat{R}'_r$ 'nin değişimi ...	89
Şekil 5.1. APKD tabanlı gerçek-zamanlı deney düzeneği.....	97
Şekil 5.2. ADS 8568 EVM-PDK ASD'sinde önerilen SHA protokolüne ait zaman diyagramı (Texas Instruments, 2016a).....	99
Şekil 5.3. Gerçek-zamanlı deney düzeneğinde ASM'den ölçülen (a) $v_{s\alpha}$ ve $v_{s\beta}$ bileşenleri (b) $i_{s\alpha}$ ve $i_{s\beta}$ bileşenleri.....	103
Şekil 5.4. Gerçek-zamanlı deney düzeneğinden ölçülen ve APKD üzerinde gerçekleştirilen ASM modelinden elde edilen sonuçlar (a) $i_{s\alpha}$ ve $\hat{i}_{s\alpha}$ değişimi (b) $i_{s\beta}$ ve $\hat{i}_{s\beta}$ değişimi (c) $\hat{\phi}_{r\alpha}$ ve $\hat{\phi}_{r\beta}$ değişimi (d) $t_L$ değişimi (e) $n_m$ ve $\hat{n}_m$ değişimi ..	104
Şekil 5.5. GKF algoritmasının APKD üzerinde gerçekleştirilmesine ilişkin akış diyagramı .....	107
Şekil 5.6. Gerçek-zamanlı deney düzeneğinden ölçülen ve APKD üzerinde gerçekleştirilen GKF'ye ait sonuçlar a) $i_{s\beta}$ ve $\hat{i}_{s\beta}$ değişimi (b) $\hat{\phi}_{r\alpha}$ ve $\hat{\phi}_{r\beta}$ değişimi (c) $t_L$ ve $\hat{t}_L$ değişimi (d) $n_m$ ve $\hat{n}_m$ değişimi .....	109
Şekil 5.7. Gerçek-zamanlı deney düzeneğinden ölçülen ve APKD üzerinde gerçekleştirilen Model- $t_L$ & $R'_r$ tabanlı GKF'ye ait yüksek hız sonuçları (a) $i_{s\beta}$ ve $\hat{i}_{s\beta}$ değişimi (b) $\hat{\phi}_{r\alpha}$ ve $\hat{\phi}_{r\beta}$ değişimi (c) $n_m$ ve $\hat{n}_m$ değişimi (d) $t_L$ ve $\hat{t}_L$ değişimi (e) $\hat{R}'_r$ değişimi .....	113

Şekil 5.8. Gerçek-zamanlı deney düzeneğinden ölçülen ve APKD üzerinde gerçekleştirilen Model- $t_L$ & $R_r'$ tabanlı GKF'ye ait yüksek hız sonuçları a) $i_{s\beta}$ ve $\hat{i}_{s\beta}$ değişimi. b) $\hat{\varphi}_{r\alpha}$ ve $\hat{\varphi}_{r\beta}$ değişimi. c) $n_m$ ve $\hat{n}_m$ değişimi. d) $t_L$ ve $\hat{t}_L$ değişimi. e) $\hat{R}_r'$ değişimi .....	115
Şekil 6.1. ASM'nin mıknatıslama eğrisinin ölçülmesi amacı ile oluşturulan deney düzeneği .....	129
Şekil 6.2. ASM'ye ait mıknatıslama eğrisi ve mıknatıslama endüktansı değişimi.....	129
Şekil 6.3. ÇG-GKF ve çevrim içi $L_m$ kestiricisinin paralel çalıştırılması .....	134
Şekil 6.4. GKF ve çevrim içi $L_m$ kestiricisinin paralel çalıştırılması .....	135
Şekil 6.5. GKF algoritmasının APKD üzerinde gerçekleştirilmesi .....	136
Şekil 6.6. APKD üzerinde oluşturulan ASM'nin hız-algılayıcısız doğrudan VK'sı ....	137
Şekil 6.7. Karma kestirim yöntemine ait kestirim sonuçları (a) $\hat{i}_{s\alpha}$ ve $\hat{i}_{s\beta}$ değişimi (b) $\hat{\varphi}_{r\alpha}$ ve $\hat{\varphi}_{r\beta}$ değişimi (c) $n_m$ ve $\hat{n}_m$ değişimi (d) $t_L$ ve $\hat{t}_L$ değişimi (e) $R_s$ ve $\hat{R}_s$ değişimi (f) $L_m$ ve $\hat{L}_m$ değişimi (g) $R_r'$ ve $\hat{R}_r'$ değişimi (h) $ \vec{\varphi}_r ^{ref}$ ve $ \vec{\varphi}_r $ değişimi .....	138
Şekil 6.8. Karma kestirim yöntemine ait kestirim hataları (a) $e_{n_m} = n_m - \hat{n}_m$ değişimi (b) $e_{t_L} = t_L - \hat{t}_L$ değişimi (c) $e_{R_s} = R_s - \hat{R}_s$ değişimi (d) $e_{L_m} = L_m - \hat{L}_m$ değişimi (e) $e_{R_r'} = R_r' - \hat{R}_r'$ değişimi (f) $e_{ \vec{\varphi}_r } =  \vec{\varphi}_r ^{ref} -  \vec{\varphi}_r $ değişimi ..	140
Şekil 6.9. Tüm hız değerlerinde $\hat{L}_m$ 'nin $L_m$ 'ye karşı değişimi.....	143
Şekil 6.10. APKD tabanlı gerçek-zamanlı deney düzeneği.....	145
Şekil 6.11. Karma kestirim yöntemine ait deneysel sonuçlar (a) $i_{s\alpha}$ ve $\hat{i}_{s\alpha}$ değişimi (b) $i_{s\beta}$ ve $\hat{i}_{s\beta}$ değişimi (c) $\hat{\varphi}_{r\alpha}$ ve $\hat{\varphi}_{r\beta}$ değişimi (d) $n_m$ ve $\hat{n}_m$ değişimi (e) $t_L$ ve $\hat{t}_L$ değişimi (f) $\hat{R}_r'$ değişimi (g) $\hat{L}_m$ değişimi (h) $\varphi_m$ & $\hat{\varphi}_m$ ve $L_m$ & $\hat{L}_m$ değişimi .....	147
Şekil 6.12. Stator frekansına ( $f_s$ 'e) ve rotor kayma frekansı ( $f_r$ ) değişimi.....	150

## FOTOĞRAF VB. MALZEMELER DİZİNİ

Fotoğraf 5.1. Gerçek-zamanlı deney düzeneği .....	97
Fotoğraf 5.2. ADS 8568 EVM-PDK dönüştürücü kartı .....	101



## SİMGE VE KISALTMALAR

Simgeler	Açıklama
$i_{s\alpha}, i_{s\beta}$	: Stator duran eksen takımındaki ( $\alpha\beta$ 'daki) stator akımının bileşenleri
$\varphi_{r\alpha}, \varphi_{r\beta}$	: Stator duran eksen takımındaki ( $\alpha\beta$ 'daki) rotor akısının bileşenleri
$\omega_m$	: Rotor açısal hızı
$R_s$	: Stator direnci
$R_r'$	: Statora indirgenmiş rotor direnci
$F_e$	: Doğrusal olmayan modelleri doğrusallaştırmada kullanılan fonksiyon
$\underline{Q}$	: Sistem gürültüsünün kovaryans matrisi
$\underline{D}_\xi$	: Çıkış gürültüsünün kovaryans matrisi
$\underline{P}$	: Durum kestirim hatası
$\underline{N}$	: Dış değer hatasının kovaryans matrisi
$n_b$	: ASM'nin anma hızı
$R_{rn}$	: ASM'nin anma rotor direnci
$R_{sn}$	: ASM'nin anma stator direnci
$ \overline{\varphi_r} ^{ref}$	: Akı referansı
$n_m^{ref}$	: Hız referansı
$\hat{\theta}_{ref}$	: Stator duran eksen takımının $\alpha$ -bileşeni ile dönen eksen takımının $d$ -bileşeni arasındaki alan açısı
PI	: Oransal+integral kontrolörü
$P$	: ASM'nin anma gücü
$f$	: ASM'nin anma frekansı
$\beta_T$	: ASM'nin ve yükün toplam viskoz sürtünme katsayısı
$V$	: ASM'nin anma terminal gerilimi
$L_{mn}$	: ASM'nin anma mıknatıslama endüktansı
$e_{(\cdot)}$	: Gerçek ile kestirilen durumlar arasındaki fark

$\hat{\cdot}$	: Kestirilen durum
$ \varphi_r _{rated}^{ref}$	: Anma akı referansı
$v_{s\alpha}^{ref}, v_{s\beta}^{ref}$	: Referans stator geriliminin $\alpha\beta$ - bileşenleri
$v_{san}^{ref}, v_{s\beta n}^{ref}$	: Referans stator geriliminin normalize edilmiş $\alpha\beta$ - bileşenleri
$v_{sd}^{ref}, v_{sq}^{ref}$	: Referans stator geriliminin $dq$ - dönen eksen takımı bileşenleri
$\vec{V}_{ref}$	: Referans uzay gerilim vektörü
$\theta$	: Referans uzay gerilim vektörünün gerilim durum uzayında bulunduğu bölge
$N$	: Bölge numarası
$i_{s\alpha}^{ref}, i_{s\beta}^{ref}$	: Referans stator akımının $\alpha\beta$ - bileşenleri
$i_{sd}^{ref}, i_{sq}^{ref}$	: Referans stator akımının $dq$ - dönen eksen takımı bileşenleri
$i_{sd}, i_{sq}$	: Stator akımının $dq$ - dönen eksen takımı bileşenleri
$v_{sd}^{lin}, v_{sq}^{lin}$	: Stator geriliminin $dq$ - dönen eksen takımındaki doğrusal bileşenleri
$v_{sd}^{dec}, v_{sq}^{dec}$	: Stator geriliminin $dq$ - dönen eksen takımındaki bağımsızlaştırma devresine (decoupling circuit) ait bileşenleri
$V_{an}, V_{bn}, V_{cn}$	: GBE'nin çıkışlarına ait faz gerilimleri
$T_L/t_L$	: Yük momenti
$L_m$	: Mıknatıslama endüktansı
$\underline{x}_e$	: Genişletilmiş durum uzay vektörü
$\underline{f}_e$	: Durum ve girişlerin doğrusal olmayan fonksiyonu
$\underline{A}_e$	: Sistem matrisi
$\underline{u}_e$	: Kontrol giriş vektörü
$\underline{B}_e$	: Giriş matrisi
$\underline{w}_1$	: Sistem gürültüsü
$\underline{h}_e$	: Çıkışların fonksiyonu
$\underline{H}_e$	: Ölçüm matrisi
$\underline{w}_2$	: Ölçme gürültüsü
$f(k)$	: Model tanımlama fonksiyonları
$p_p$	: Kutup çifti sayısı
$L_\sigma$	: Stator geçici endüktansı

$\sigma$	: Kaçak ya da kuplaj faktörü
$L_s$	: Stator endüktansı
$L'_r$	: Rotor endüktansı
$L_l$	: Stator (ya da rotor) kaçak endüktansı
$v_{s\alpha}, v_{s\beta}$	: Stator gerilimlerinin $\alpha\beta$ - stator duran eksen takımının bileşenleri
$J_T$	: ASM ve yükün toplam eylemsizlik momenti
$T$	: Örnekleme zamanı
$K_p$	: PI kontrolörün oransal katsayısı
$K_I$	: PI kontrolörün integrasyon katsayısı
$ref$	: PI kontrolörün girişinin referans değeri
$gerçek$	: PI kontrolörde ölçülen ya da kestirilen sisteme ait gerçek değer
$sat(.)$	: PI integrasyon aşım sınırlandırma operatörü

#### **Kısaltmalar**

#### **Açıklama**

Model- $t_L R_s$	: $t_L$ ve $R_s$ kestirimi için kullanılan ASM modeli
Model- $t_L R'_r$	: $t_L$ ve $R'_r$ kestirimi için kullanılan ASM modeli
Model- $L_m R'_r$	: $L_m$ ve $R'_r$ kestirimi için kullanılan ASM modeli
VK	: Vektör kontrol
DMK	: Doğrudan moment kontrol
D.A	: Doğru akım
A.A	: Alternatif akım
UVM/SVM	: Uzay Vektör Modülasyonu/Space Vector Modulation
UVDGM /SVPWM	: Uzay vektör darbe genişlik modülasyonu/Space vector pulse width modulation
GKF	: Genişletilmiş Kalman filtresi
ÇG-GKF	: Çift girişli-genişletilmiş Kalman filtresi
ASM	: Asenkron motor
Sİİ/DSP	: Sayısal işaret işleme/Digital signal processing
APKD/FPGA	: Alan programlamalı kapı dizisi/Field programmable gate array
VHDL	: Very high hardware description language/Çok yüksek donanım tanımlama dili
ADC/ASD	: Analog sayısal dönüştürücü/Analog to digital converter
MUS	: Modele uyarlmalı sistem

YSA	: Yapay sinir ağı
AGF	: Alçak geçiren filtre
LG	: Luenberger gözlemleyicisi
GLG	: Genişletilmiş Luenberger gözlemleyicisi
UAG	: Uyarlamalı akı gözlemleyicisi
AYK	: Alan yönlendirmeli kontrol



# BÖLÜM I

## GİRİŞ

### 1.1 Amaç ve Kapsam

ASM'ler, periyodik bakımlarının azlığı, dayanıklılığı ve yük altında geniş bir hız aralığında çalışabilme kapasiteleri nedeniyle endüstride en çok tercih edilen motorlardır.

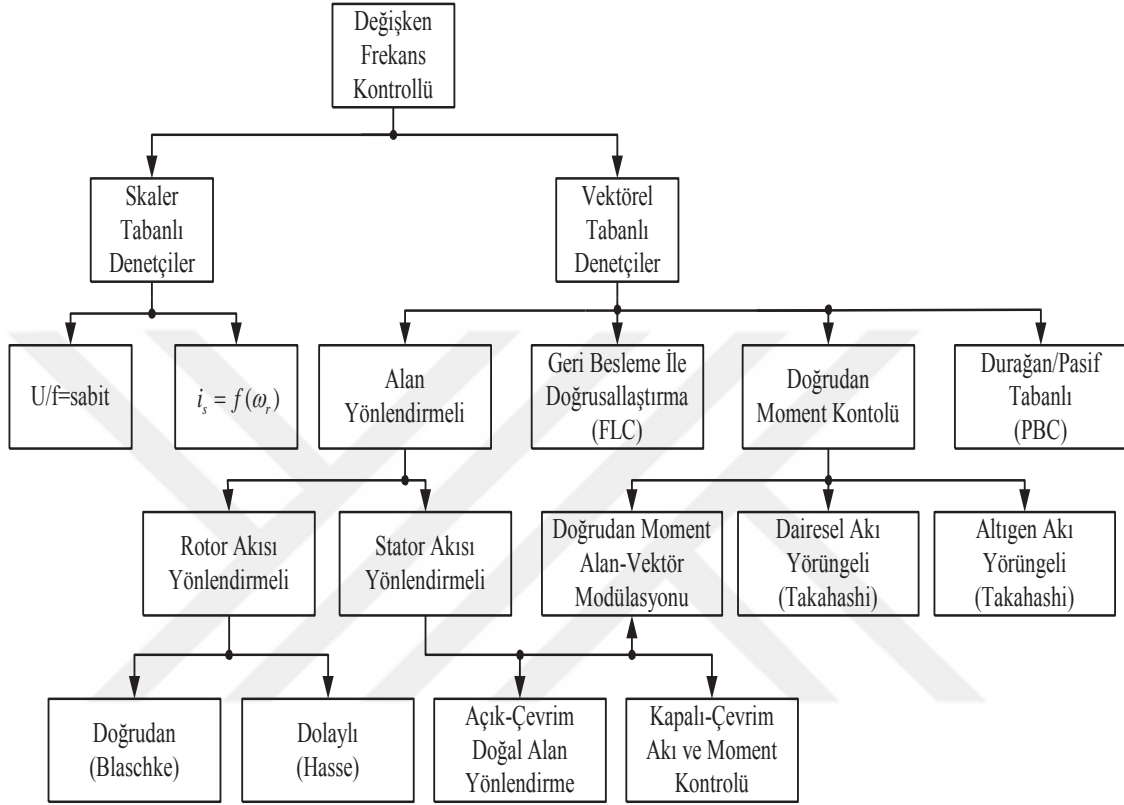
Endüstride yaygın olarak tercih edilen ASM'lerin çalışma bölgeleri, motor mil hızının anma hız değerine oranına göre ikiye ayrılmıştır. Bunlardan ilki sıfır hızla anma hızı arasında olan bölgedir ve maksimum moment sabit, motor gücü frekansla doğru orantılıdır. İkinci bölge ise anma hızının üzerindeki hız değerlerinde çalışmayı kapsamaktadır ve gerilimin son değere ulaştığı bölgedir. Bu bölgede çalışma durumunda güç sabit ve moment azalmaktadır. Özellikle alternatif akım (A.A) servo, ulaşım-taşıma ve eksenel makara gibi birçok uygulamada, ASM'nin yüksek hız kapasitesine ihtiyaç duyulmaktadır. Bununla birlikte ASM'lerde anma hızının üzerindeki hız değerlerine alan kontrolü ile kolaylıkla çıkılabilmektedir (Kim ve Sul, 1997).

ASM'lerin tüm çalışma bölgelerinde hız kontrolünün sağlanabilmesi amacı ile Krause vd. (2002)'de üç farklı yöntem açıklanmaktadır. Bunlardan ilki, hız geri-beslemesiz olarak oluşturulan ve farklı hız değerleri için gerilim-frekans (V/f) oranı sabit tutularak gerilim genliğinin ve frekansının değiştirilmesiyle elde edilen gerilim-frekans kontrolüdür. İkincisi ise sabit kayma frekanslı akım kontrolü olarak isimlendirilmektedir. Bu kontrol yönteminde, indüklenecek moment bilgisi için bir referans değeri giriş olarak alınmakta olup motor parametre değişimlerine karşı gürbüz bir yapı sergilenmektedir. Ayrıca bu kontrol yapısında hız geri-beslemesi için hız-algılayıcısına ihtiyaç duyulmaktadır. Önerilen üçüncü kontrol yönteminde ise alan yönlendirme koşulu kullanılmıştır. Bu kontrol yönteminde ASM sürücüsü, kontrollü moment kaynağı gibi düşünülerek anlık moment kontrolü gerçekleştirilmektedir.

Vas (1998)'de, akı ve momentin bağımsız kontrolü ile ASM'lerin yüksek başarılı kontrolü için önerilen VK yöntemleri rotor-akısı, stator-akısı ve mıknatıslama-akısı



yönlendirmeli olmak üzere üç grupta ele alınmıştır. Ayrıca her akı yönlendirme koşulu kendi içinde doğrudan VK ve dolaylı VK yöntemi olmak üzere ikiye ayrılmıştır. Buja ve Kazmierkowski (2004)'de ise ASM'nin kontrol yöntemleri aşağıdaki gibi özetlenmiştir.



**Şekil 1.1.** ASM'nin kontrol yöntemlerinin sınıflandırılması

Şekil 1.1'de belirtilen ASM kontrol yöntemleri ile ilgili olarak 1969'da K.Hasse dolaylı VK yöntemini ve 1971'de Blaschke doğrudan VK yöntemini ortaya atmıştır (Bose, 1997). Daha sonraki yıllarda bu yöntemin geliştirilmesine yönelik yapılan çalışmalar sonucunda Takahashi ve Noguchi (1986) ve Depenbrock (1988) tarafından Doğrudan Moment Kontrol (DMK) yöntemi önerilmiştir. Önerilen bu kontrol yöntemlerindeki temel amaç moment ve akı kontrolünü bağımsız olarak gerçekleştirebilmektir.

VK ve DMK yöntemi olarak isimlendirilen alan yönlendirme koşullu kontrol yöntemlerinin başarımları, yönlendirilen akı vektörlerinin genliğinin ve konumunun doğru olarak hesaplanmasına ya da ölçülmesine bağlıdır. Bu sebeple alan yönlendirme koşullu kontrol yöntemleri hız-algılayıcılarına ve Hall-etkili algılayıcılara ihtiyaç

duymaktadır. Fakat kullanılan algılayıcılar ASM'nin fiziksel yapısına fiziksel müdahale gerektirmekte ve ölçüm gürültülerinden dolayı kontrol başarımını düşürmekle birlikte sistem maliyetini ve boyutunu da artırmaktadır. Bu olumsuzlukların önüne geçilmesi için dinamik kontrol yöntemlerinde hız ve akı bilgilerinin kestirilmesi tercih edilmektedir.

ASM'lerin kontrolüne yönelik önerilen yöntemler ve bu yöntemlerde algılayıcı kullanımından oluşan olumsuzlukların önüne geçilmesi amacı ile tercih edilen akı ve hız kestiricileri bazı etkenlerden dolayı oluşan motor parametre değişimlerine duyarlıdır. Bu etkenler, sargı sıcaklığı ve frekanstaki değişimden kaynaklanan stator ve rotor dirençleri  $R_s$  ve  $R_r$ 'deki değişimler; anma hızının üzerindeki hız değerlerinde oluşan, akı referansı anma değerinin, hız artışına ters orantılı olarak azalması nedeniyle meydana gelen alan zayıflama bölgesindeki mıknatıslama endüktansı  $L_m$ 'deki değişimler; özellikle yük momenti  $t_L$ 'deki değişimler ve sürtünme olarak adlandırılan mekaniksel belirsizlikler; ölçülen stator akımı ve gerilimlerindeki gürültülü işaret bilgisidir (Holtz, 2006; Finch ve Giaouris, 2008; Toliyat vd., 2003).

ASM'nin moment bilgisinin, rotor/stator dirençlerinin ve mıknatıslama endüktansının ölçülmesi, hız ve akının ölçülmesi esnasında meydana gelebilecek olumsuzlukları içermesi nedeni ile tüm bu durum ve parametrelerin de kestirilmesi ya da gözlemlenmesi yoluna gidilmektedir. Bu sebeple de literatürde, stator ya da rotor akısı tabanlı ASM modelinin kullanıldığı açık ve kapalı-çevrimli kestiriciler ya da gözlemleyiciler tercih edilmektedir.

ASM'nin dinamik modeli beşinci dereceden doğrusal olmayan durum-uzay eşitlikleri ile ifade edilmektedir. Bu dinamik modelin girişleri, statora uygulanan gerilim ve frekanstan, çıkışları ise rotor hızı, rotor konumu, elektromanyetik moment, stator ya da rotor akıları, mıknatıslama akısı, stator ya da rotor akımları ve mıknatıslama akımı ya da bu sistem durumlarından bir kaçından oluşmaktadır (Vas, 1998). ASM modelinin çok girişli-çok çıkışlı ve doğrusal olmayan bir yapıya sahip olması nedeniyle ASM'lerin yüksek performanslı hız-algılayıcısız kontrolü zorlaşmaktadır (Barut vd., 2007b). Bu sebeple yukarıda da belirtildiği üzere ASM'nin dinamik kontrolüne yönelik birçok yöntem önerilmiştir.

Anma hızının altındaki hız değerlerinde çalıştırılan ASM'nin alan yönlendirmeli kontrolü, motor akısı ve  $L_m$ 'nin sabit tutulmasıyla başarılmaktadır. Ancak anma hızının üzerindeki alan zayıflama bölgesinde, akı referansının değeri anma değerinin altına düşürülmelidir. Akı referansındaki değişim doyumun derecesini göstermektedir ve bunun sonucunda  $L_m$  de değişmektedir (Huang ve Liaw, 2003; Shin ve Hyun, 2003). Ayrıca, ASM'de maksimum moment üretiminin sağlanması için alan yönlendirmeli kontrol yöntemlerinde akı değeri maksimum seviyesinde tutulmaktadır. Fakat anma hızının üzerindeki hızlarda, gücün sabit tutulmasından ve gerilim-akım sınırlamasından dolayı ASM'de maksimum moment indüklenemez. Bu sebeple indüklenen maksimum moment değeri düşmektedir. Bu durumda da mıknatıslama akımı ve motor akısı azalmakta olup  $L_m$  değeri artmaktadır (Coussens vd., 1995). Alan zayıflama bölgesinde mıknatıslama akımına karşı  $L_m$  değişimi Choi vd. (1997)'de sunulmuştur.

ASM'lerin alan yönlendirmeli kontrol yöntemleri için anma hızının üstündeki hızlarda  $L_m$ 'nin kesin değerinin bilinmesinin önemi şu şekilde açıklanabilir:

- İlk olarak, VK'lı sürücü uygulamalarında stator akımının  $\alpha\beta$ - eksen bileşenin doğru tanımlanması gerekliliğidir.
- İkincisi, motor modeli kullanılarak oluşturulan algılayıcısız kontrol yöntemlerinde hız kestirim başarımında  $L_m$ 'deki değişimlerin kontrol sistemini olumsuz yönde etkilemesidir.
- Üçüncü olarak da Levi ve Wang (2003)'deki gibi Model Uyarlamalı Sistem (MUS) sistemlerde  $L_m$  değerine bağlı olan rotor zaman sabitinin kontrol ve kestirim modellerinde kullanılıyor olmasıdır (Zaky vd., 2009).

Dybkowski ve Orłowska-Kowalska (2010)'da  $L_m$ 'nin, alan zayıflama bölgesinde çalışan kontrol yapılarında sürekli değişiklik göstermesinden dolayı hız kestirim başarımında bu parametrenin kestiriminin önemli bir yer teşkil ettiği belirtilmiş ve ASM'nin hız kestiriminde kullanılan kestirim yöntemlerinde  $L_m$ 'deki değişimlerin kontrol algoritmasına güncellenmesi gerektiği vurgulanmıştır.

Vas (1998)'de, motor parametre değişimlerinin algoritma yapıları üzerinde önemli etkinliğinin olduğu kontrol yöntemleri tanıtılmıştır. Parametre değişimleri sonucunda

sabit olmayan değerler ve akı tabanlı ASM modelinin gürültülü girişleri, düşük ve yüksek hızlarda hız kestirim yöntemlerinin kestirim başarımını olumsuz etkilemektedir. Bu sebeple, Holtz (2002), Holtz ve Juntao (2002), Holtz ve Juntao (2003) ve Vas (1998)'de çıkık kutupluluk (salient pole) etkisini ve statordaki doyumdan kaynaklanan üçüncü harmonik gerilimlerini kullanan açık-çevrim kestiricileri, Schauder (1992), Lascu vd. (2000), Ben-Brahim ve Kurosawa (1993), Elloumi vd. (1998), Ben-Brahim vd. (1999), Kubota vd. (1993), Kubota vd. (1997), Kubota vd. (2001) ve Blasco-Gimenez vd. (1996)'da MUS tabanlı hız ve akı kestiricileri, Vas vd. (1999), Kazmierkowski vd. (1997), Kim vd. (2001) ve Chen ve Sheu (2002)'de yapay sinir ağı (YSA) ve bulanık mantık sistemleri önerilmiştir.

ASM'lerin alan zayıflama bölgesinde hız-algılayıcısız dinamik kontrolü için birçok yöntem önerilmiştir. Zaky vd. (2009)'da, ASM'nin hız-algılayıcısız kontrolü için rotor hızı ve stator direncinin eş zamanlı kestirimini sağlayan gözlemleyici yapısı sunulmuştur. Önerilen kestirim algoritmaları Popov kararlılık ölçütü kullanılarak kayma-kipli akım gözlemleyicisi ile ilişkilendirilmiştir. Ayrıca alan zayıflama bölgesindeki çalışma için çevrimiçi olarak  $L_m$  kestirimini sağlayan ayrı bir yapı önerilmiştir. Aynı teoriye dayanarak oluşturulan stator direnci ve rotor hızı kestiricileri paralel olarak kullanılmakta ve ayrıca alan zayıflama bölgesindeki hız kestirim başarımında etkili olan  $L_m$ 'nin çevrimiçi olarak tanımlanabilmesi ve belirlenebilmesi için kayma-kipli gözlemleyici kullanılmıştır. Alan zayıflama bölgesinde hız kestirimi için kayma-kipli gözlemleyici ile birlikte kullanılması önerilen yöntemin basitliği ve başarımı ile ön plana çıktığı söylenmektedir.  $L_m$  değerinin elde edilmesi, ASM'nin bilinen mıknatıslama eğrisi ile sağlanmaktadır. Ancak ASM'nin bilinen mıknatıslama eğrisinden akı değerine karşılık gelen  $L_m$  değerinin elde edilmesi sırasında belirli bir aralık arasındaki ortalama değer alınacağı için  $L_m$  'nin kesin değeri elde edilemeyecektir.

Literatürde, ASM'nin dolaylı VK yönteminin başarımının alan zayıflama bölgesinde iyileştirilmesine yönelik çeşitli teknikler önerilmiştir. Bunlardan Lemaire vd. (1991)'de, manyetik alandaki doyum etkisi hesaba katılarak, doyuma uğramış motor modelinde  $L_m$ 'nin değişimi tanımlanmıştır. Levi vd. (1996)'da açık-çevrim rotor akısı ve stator akımı kestiricileri kullanılarak, ASM modelinde  $L_m$ 'ye paralel şekilde konumlandırılan demir kayıpları hesaplanarak ASM'nin dolaylı VK'sı iyileştirilmeye çalışılmıştır. Seibel

vd. (1997)'de, alan zayıflama bölgesinde ASM'nin azami moment koşulunun sağlanması için, eviricinin doğru akım (D.A) beslemesinden ve yük momentinden kaynaklanan bozunmalar ihmal edilerek rotor akısı yönlendirme koşulu ile birlikte gerilim-genlik kontrolü sağlanmıştır. Shin vd. (2002)'de, alan zayıflama bölgesinde ASM'nin azami moment koşulunun sağlanması için gerilim, moment ve akım sınırları belirlenerek stator akısı yönlendirmeli dolaylı VK yöntemi uygulanmıştır. Gerilim, akım ve moment sınırları hesaplanarak, dolaylı VK yöntemine uygulanacak olan referans akı değeri belirlenmiştir. Burada moment sınırı, kaçak etkisine ve stator akı referansına bağlı olarak belirlenmiştir. Huang ve Liaw (2003)'de, tam dereceli açık-çevrim rotor akısı kestiricisi, kayma frekansı kestiricisi ve mıknatıslama akımının karesel polinomuna bağlı  $L_m$  tanımlayıcısı kullanılarak dolaylı VK yöntemi uygulanmıştır. Lin ve Lai (2011)'de ASM'nin dinamik kontrolü için, anahtarlama periyodu ve toplam aktif anahtarlama süreleri arasındaki fark kullanılarak oluşturulan darbe genişlik modülasyonu (DGM), dolaylı VK yöntemi ile birlikte uygulanmıştır. Ancak belirtilen çalışmaların hiçbirinde alan zayıflama bölgesinde rotor zaman sabitinin doğru bilinmesi gerekliliği göz önünde bulundurulmamış ve rotor direnci  $R_r$ 'de kayma frekansına bağlı olarak meydana gelebilecek değişimler kestirilmemiştir.

$L_m$  ve nüvedeki doyma arasında bir bağıntının olduğundan hareketle, Levi vd. (2000), Levi ve Wang (2003) ve Levi ve Wang (2002)'de stator gerilim ve akım bilgileri ile motor mıknatıslama eğrisi birlikte kullanılarak  $L_m$ 'nin çevrimiçi olarak kestirilebildiği ifade edilmiştir. Levi ve Wang (2002)'de alan zayıflama bölgesinde temel akının doyum seviyesindeki değişimin sürekli olarak tanımlanması sağlanarak başarıyı iyileştirilen MUS tabanlı hız kestiricisi önerilmiştir. Alan zayıflama bölgesinde çalışmada hem referans model hem de uyarlamalı model için ASM'nin doymuş durum uzay modeli kullanılmıştır. Mıknatıslama eğrisi, VK yöntemiyle birlikte kullanılarak alan zayıflama bölgesinde temel akıdaki doyum değişimi tanımlanabilmiştir. Rotor akısının referans değeri alan zayıflama bölgesinde rotor açılma hızı ile ters orantılı olarak azaltılmıştır.

Model tabanlı hız kestirim yöntemlerinde en önemli zorluk akı zayıflama etkisiyle  $L_m$ 'deki önemli değişimlerdir ve model tabanlı hız kestiriminde temel akıdaki doyum etkisi genellikle ihmal edilmektedir (Levi ve Wang, 2002). Kim vd. (1999)'da manyetik doyum etkisi ihmal edilmeden reaktif güç yöntemi kullanılarak tam dereceli gözlemleyici ile hız kestirimi yapılmış olup aynı zamanda  $L_m$ 'deki değişimler de

çevrimiçi olarak takip edilmiştir. Fakat reaktif güç yönteminin, rotor direnci değişimlerinden ve hız kestirim başarımından oldukça etkilenmesi önerilen kontrol yöntemini olumsuz yönde etkilemiştir.

ASM'nin doymuş modelini tanımlayan durum uzay modeli Levi (1997)'de iki farklı şekilde önerilmiştir. Bunlardan ilki, durum değişkenlerinin stator akımı ve mıknatıslama akısı olarak kabul edildiği, ikincisi ise stator akımı ve rotor akısı olarak kabul edildiği modellerdir. Levi (1997)'de ikinci yöntem kullanılarak rotor akısı temelli kontrol yapısı gerçekleştirilmiştir. Önerilen yöntemde rotor direnci ve stator direncindeki değişimlerin kontrol yapısı üzerindeki etkinliği matematiksel eşitliklerle anlaşılma fakat bu direnç değerleri kestirilmemektedir. Buna rağmen hız-kestirim başarımı biraz gürültülü olmakla birlikte geçici ve sürekli hallerde belirli bir başarıma sahip olduğu gösterilmiştir.

Dybkowski ve Orłowska-Kowalska (2010)'da, ASM'nin hız-algılayıcısız DMK'sı için  $L_m$  kestiricisi ile birlikte stator akımı hatası tabanlı MUS gözlemleyicisi gerçekleştirilmiştir. Fakat sıcaklık ve frekansın stator ve rotor direncinde sebep olduğu değişiklikler ihmal edilmiştir.

Cirrincione ve Pucci (2005)'de ASM'nin hız-algılayıcısız alan yönlendirmeli kontrolüne yönelik olarak uyarlamalı doğrusal YSA tabanlı MUS algoritması önerilmiştir. Önerilen uyarlamalı YSA yapısı en küçük kareler yöntemi kullanılarak tasarlanmış ve çevrimiçi olarak eğitilmiştir. Gerçeklenen MUS gözlemleyicisinin, geniş bir hız aralığında kontrol ve kestirim başarımı, geçici ve sürekli haldeki düşük hız hataları, yüksüz durumda sıfır hız uygulamalarında kestirim başarımı, işlem yükünün azlığı ve algoritma basitliği, alan zayıflama bölgesinde kararlı olması gibi avantajlara sahip olduğu ileri sürülmüştür.

Carpaneto ve Marchesoni (2010)'da akı ve moment bilgilerinin, MUS benzeri, zıt elektromotor kuvvet ilkesiyle oluşturulan basit bir gözlemleyici yapısı kullanılarak kestirildiği, stator akısı yönlendirmeli motor sürücü tasarımı gerçekleştirilmiştir. ASM modeli kullanılarak stator ve rotor akımları, mekaniksel eşitlik kullanılarak yük momenti ifadesi de kestirilmeye çalışılmıştır. DGM için kullanılan moment ve akı kontrolörleri, bilinen PI kontrolör yapısındadır. Alan zayıflama bölgesindeki çalışma

koşullarında akı referans değeri sınır belirleyici bir yapıyla oluşturulmuştur. Önerilen kontrol yapısının alan zayıflama bölgesinde meydana gelen  $L_m$ 'deki değişimlere ve sıcaklık ve frekansa bağlı olarak meydana gelebilecek direnç değişimlerine karşı gürbüz bir yapıya sahip olduğu söylenemez.

Kim ve Sul (1997)'de ASM'nin alan zayıflama bölgesinde çalışmasında azami moment indüklemeye koşulu ile motor parametre değişimlerine karşı duyarlı olmayan ve bu değişimlere karşı gürbüz bir yapı sergileyen gerilim kontrol yöntemi önerilmiştir. Ayrıca önerilen çalışmada parametre değişimlerine dayanıklı olan doğrudan VK yöntemi önerilen gerilim kontrol yöntemi ile birlikte kullanılmıştır. Önerilen gerilim kontrol yönteminde, yeni bir DGM yöntemi önerilmiş ve burada stator terminal gerilimi, eviricinin D.A beslemesi ile belli bir oranda sınırlı tutulmuş, motor akımı da D.A eviricinin anma akım değeriyle sınırlandırılmıştır. Alan zayıflama bölgesinde kullanılan modelde stator direncinden kaynaklanan gerilim düşümü ihmal edilmiştir. Bu çalışmada, doğrudan akı yönlendirmeli kontrolün yüksek hızlarda stator ve rotor direncindeki değişimlere karşı duyarsız olduğu ve bu sebeple alan zayıflama bölgesinde  $L_m$  değişim bilgisine ihtiyaç duyulmadığı ileri sürülmüştür. Doğrudan alan yönlendirmeli kontrol yönteminde rotor açısal hızı, kayma açısal hızı kullanılarak kestirilmiştir. Kayma açısal hızının hesaplandığı eşitlik incelendiğinde, kayma açısal hızının rotor direncine duyarlı olduğu görülmektedir fakat yüksek hızda uyarma frekansının etkisinin rotor direncinin etkisinden çok daha fazla olması nedeniyle rotor direncindeki hataların etkisinin çok küçük kaldığı belirtilmiştir. Önerilen kontrol yönteminin, geleneksel " $1/\omega_r$ " yöntemine göre alan zayıflama bölgesinde daha yüksek bir moment indüklemeye kapasitesi sunduğu deneysel sonuçlarla gösterilmeye çalışılmıştır.

Bose vd. (1997)'de ASM'nin hız-algılayıcısız kontrolü için, ASM'nin akım tabanlı modeli ve Blaschke eşitlikleri kullanılarak oluşturulan stator akısı yönlendirmeli VK yöntemi, yalnızca ASM'nin yol alması esnasında kullanılmak üzere önerilmiştir. ASM yol aldıktan sonra ASM'nin gerilim modeli kullanılarak oluşturulan geleneksel doğrudan VK yöntemi ile kontrol edilmektedir. Gerilim modellenmiş doğrudan VK yönteminde akı vektörünün sentezlenebilmesi için programlanabilir kademeli alçak geçiren filtre (AGF) tasarımı kullanılmıştır. Ayrıca, önerilen doğrudan VK yönteminin, sıfır hızdan anma hızının üstündeki hız değerlerini kapsayan alan zayıflama bölgesinde

ASM'nin dinamik kontrolünü sağlayabileceği ileri sürülmüştür. Ancak grafiksel olarak sunulan sonuçlara bakıldığında ileri sürüldüğü gibi alan zayıflama bölgesinde herhangi bir hız kestirimi yapılmamıştır.

Shin ve Hyun (2003) ve Kwon vd. (2005)'de belirtildiği üzere, ASM'nin stator akısı yönlendirmeli hız-algılayıcısız kontrolünde ayrıklaştırılmış motor modelinin kullanılması sebebiyle (geriye yayılım algoritma yapısı) hız kestiriminde hatalar meydana gelmekte ve bu hız hatası da AGF tasarımı ile giderilmeye çalışılmaktadır. AGF kullanımı da geçici-hallerde hız kestiriminde gecikmelere neden olmaktadır. Hız kestiriminde meydana gelen gecikmeler sebebiyle alan zayıflama bölgesindeki akım kontrolünde kayıplar meydana gelmektedir. Shin ve Hyun (2003) ve Kwon vd. (2005)'de hız kestirimindeki gecikmenin, stator akısı yönlendirmeli kontrol yönteminde sebep olduğu olumsuzluklar incelenmiştir. Shin ve Hyun (2003)'de rotor hızı kestirimi için KF, Kwon vd. (2005)'de LG kullanılmıştır. Kalman Filtresi (KF) ve Luenberger Gözlemleyicisi (LG) kullanılmasıyla hız kestiriminde kullanılan AGF'nin sebep olduğu geçici-hallerdeki hız kestirim gecikmeleri ortadan kaldırılmıştır. Ayrıca önerilen yöntemlerde alan zayıflama bölgesinde maksimum momentin indüklenmesi için stator akısının referans değeri açisal rotor hızıyla ters orantılı olarak azaltılmaktadır. Kwon vd. (2005)'de benzetim ve gerçek-zamanlı deneysel sonuçlar incelendiğinde alan zayıflama bölgesinde geçici-hallerde LG'nin başarımının AGF'den daha iyi olduğu görülmektedir.

Hinkkanen (2004)'de, hız-uyarlamalı akı gözlemleyicisinin doğrusallaştırılmış modeli, gözlemleyici kazancının ve hız-uyarlama kazançlarının seçilmesine yardımcı olması için kullanılmıştır. Alan zayıflama bölgesinde gözlemleyici kazancı ve hız-uyarlama kazancının ayarlanması için yeni bir yöntem önerilmiştir. Lyapunov ve Popov kararlılık teorisi kullanılarak elde edilen hız-uyarlama kuralı, alan zayıflama bölgesinde ve düşük hızdaki çalışmalarda gözlemleyiciyi kararsızlığa götürmekte olup, Hinkkanen (2004)'de sistemin kararsızlığa gitmesinin önlenmesi amacıyla gözlemleyici kazancının belirlenmesi için iyileştirilmiş hız-uyarlama kuralı önerilmiştir. Deneysel ve benzetim sonuçlarına bakıldığında hız-kestirim başarımının sürekli hal durumlarında iyi olduğu görülmekte fakat gerçek motor hızı ile kıyaslama yapılmadığından geçici-hallerde kestirim algoritmasının yakınsama yeteneği ile ilgili bir yorum yapmak güçleşmektedir.



Salomaki vd. (2006)'da, LC filtre ile birlikte ASM'nin hız-algılayıcısız kontrolü için VK'lı sürücü tasarımı önerilmiştir. Hız uyarlamalı sistem ile birlikte geliştirilmiş tam-dereceli gözlemleyici tasarımı, yalnızca evirici çıkış akımı ve D.A hat gerilimi ölçümüne ihtiyaç duymaktadır. Stator gerilimi ve akımına ihtiyaç duyulmamıştır. Evirici çıkışına LC filtre konumlandırılmasının sebebi, ani gerilim değişikliklerinin motor sargı yalıtımına zarar verecek derecede yüksek olması ve anahtarlama frekansındaki harmoniklerin gürültü ve kayıplara neden olmasıdır. LC filtre ile bu etkiler ortadan kaldırılmaya çalışılmıştır. Hız kestirimi için önerilen uyarlama algoritması ise akım hatasını sifira yakınsatmak üzere oluşturulan PI denetçi yapısıdır. Alan zayıflama bölgesinde rotor aksının açısal hızla ters orantılı olarak doğrusal bir şekilde azaltılması gerektiği vurgulanmıştır. ASM'nin akım ve gerilim eşitlikleri kullanılarak oluşturulan referans ve uyarlamalı modelin motor parametrelerine duyarlı olduğu görülmektedir ve bu sebeple yüksek hız uygulamalarında rotor zaman sabitinin kestirilmesi gerekmektedir. Ayrıca elektromanyetik moment eşitliği ve mekaniksel moment eşitliği kullanılarak kontrol sistemi, moment değişimlerine karşı daha da gürbüzleştirmeye çalışılmıştır. Ancak moment kestirimi ile ilgili hiçbir grafiksel sonuç verilmemiştir.

Cirincione vd. (2007)'de rotor hızı, stator ve rotor dirençlerinin kestirilmesi amacıyla yapay zeka tabanlı MUS yapısı önerilmiştir. Cirincione vd. (2007)'de ilk olarak, uyarlamalı modeli TLS EXIN nöronu ile çevrimiçi olarak eğitilen MUS yapısı, rotor hızı ve stator direncinin çevrimiçi olarak kestirilmesi için önerilmiştir. İkinci olarak da stator ve rotor direnci ile birlikte rotor hızının çevrimiçi olarak kestirildiği ASM modeli eşitlikleri kullanılarak oluşturulan tam-dereceli uyarlamalı gözlemleyici kullanılmış ve bu gözlemleyicinin eğitimi de TLS EXIN nöronu ile sağlanmıştır. Yük momentinin kestirildiğine dair bazı sonuçlar sunulmuş olup, nasıl kestirildiğine dair herhangi bir eşitlik ya da ifade verilmemiştir. Alan zayıflama bölgesindeki geçici hallerde hız kestirim başarımı düşük olup, sürekli halde hız kestirimi iyileştirilmiştir. Ayrıca stator ve rotor dirençlerinin kestirim sonuçlarına dair herhangi bir sonuç verilmemiştir.

Jian vd. (2008)'de, ASM'nin  $\alpha\beta$ - stator duran eksen takımındaki dinamik modeli kullanılarak bulanık mantık kontrol temelli hız kestirim yöntemi önerilmiştir. Akı yönlendirmeli kontrolde gerekli olan akı kestirimi için ASM'nin hem gerilim hem de akım modeli kullanılmıştır. Model tabanlı kestirim yapılarında, stator direnci ve  $L_m$

değişimlerinin önemli olduğu kesinlik kazanmış olup, sıcaklık, frekans ve manyetik doyum ile birlikte bu parametrelerde meydana gelen değişimlerin kestirilmesi gerekmektedir. Ayrıca yük momenti değişimlerinin kestirim başarımına etkisi incelenmemiştir.

Heising vd. (2010)'da gerçek ile kestirilen stator akımları arasındaki farktan yararlanılarak hız ve stator direnci kestirimi yapılmıştır. Kendinden kontrollü algoritmada stator akısı, önceden belirlenmiş eşik seviyesine ulaşıldığı zaman uygun gerilim anahtarlamasını gerçekleştirmektedir. Ayrıca  $L_m$ 'nin doyum değeri çevrimdışı olarak ölçülmüş ve stator akısı üzerinde hesaba katılmıştır. Stator direnci ve alan zayıflama bölgesindeki hız kestirimine dair herhangi bir sonuç bulunmamaktadır.

Salvatore vd. (2008)'de, ASM'nin hız-algılayıcısız kontrolünün ve rotor hız kestiriminin başarımının artırılması için yeni bir indirgenmiş gecikmeli-durum KF yapısı önerilmiştir. Algoritmada, stator akısının duran eksen takımı bileşenleri kestirilmiştir. Stator akısının türevi matematiksel modelde hesaba katıldığı için modelin geçici-hallerde stator akısı bileşenlerinin doğru bir şekilde kestirilmesini sağladığı ve böylece önerilen modelin, hem akının artırıldığı hem de alan zayıflatmanın yapıldığı çalışma bölgelerinde kullanılabilir olduğu ileri sürülmüştür. Geçici-hallerde yüksek başarıma sahip olduğu ileri sürülen algoritmanın düşük hız ve anma hızının üzerindeki hızlarda çalışmasını içeren sonuçlara bakıldığında bu ifadenin kesin doğruluğunun tartışılabilir olduğu görülmektedir. Ayrıca düşük hız uygulamalarında her stator direnci değerinde farklı hız dalgalanmaları görülmekte ve böylece kestirim algoritmasının başarımının stator direncine de duyarlı olduğu ortaya çıkmaktadır.

Holtz (2002)'de, ASM'nin hız-algılayıcısız kontrolü için iki ana yapı geliştirilmiştir. Bunlardan ilki rotor oluk harmonikleri ve yüksek frekanslı işaret uygulanması prensibine dayanmaktadır. Fakat bu yöntem işaret spektrum analizini gerektirdiğinden algoritma çevrim süresi uzamakta olup çok dar bir band aralığında hız kontrolü yapılabilmektedir (Gao vd., 2007). İkinci hız kestirim yöntemi ise ASM modeline dayanmaktadır. Bu yaklaşımın üstünlüğü geniş bir hız aralığında kestirim başarımına sahip olmasıdır. Model tabanlı kestirim algoritması basit bir yapıya sahip olmasına rağmen parametre değişimlerine duyarlı olması başlıca sakıncalarından biridir. Özellikle düşük hızlarda stator direnci değişimi hız kestiriminde önemli bir yer teşkil etmektedir.

Bu sebeple stator direncinin yüksek başarımla kestirilmesi gerekmektedir (Tajima vd., 2002).

Düşük hız uygulamalarında stator direnci kestiriminin başarımının artırılmasına yönelik çeşitli çalışmalar bulunmaktadır. Proca vd. (2003)' de stator direnci stator sıcaklığına bağlı çevrimdışı bir fonksiyon ile gözlemlenmiştir. Ayrıca yine bu çalışmada rotor alan yönlendirme koşulu için rotor direncinin çevrimdışı kestirimi, kayma frekansının ve rotor sıcaklığının bir fonksiyonu olarak gerçekleştirilmiştir.

Proca ve Keyhani (2007), Marcetic ve Vukosavic (2007) ve Maiti vd. (2008)'de rotor alan yönlendirme koşulu için kayma-kipli gözlemleyici ve MUS kullanılarak çevrimiçi olarak rotor direnci kestirilmiştir.

Zaky vd. (2009)'da çevrimiçi olarak stator direncinin kestirildiği yöntemleri iki sınıfa ayırmıştır ve bu yöntemlerin genellikle stator akım ve gerilim bilgisine ihtiyaç duyduğu vurgulanmıştır. Edelbaheer (2006)'da reaktif-güç tabanlı MUS kullanılarak stator direnci kestirimi gerçekleştirilmiştir. Fakat reaktif-güç tabanlı MUS algoritmasının başarımı kaçak endüktans ve rotor direncine bağlı olduğu için sabit parametreler olarak alınması kestirim başarımında hataya neden olmaktadır (Zaky vd., 2009). Kojabadi ve Chang (2005) ve Maes ve Melkebeek (2000)'de Lyapunov kararlılık ölçütü kullanılarak geliştirilen uyarlamalı tam-dereceli akı gözlemleyicisi ile stator direnci ve hız bilgisi kestirilmiştir. Fakat bu çalışmalar ağır bir hesap yükü içermektedir. Kojabadi (2005) ve Vasic vd. (2003)'de Popov kararlılık ölçütü kullanılarak hız ve stator direnci kestirimi için MUS yapısı geliştirilmiştir.

Schauder (1992)'de önerilen MUS yapısında referans model ve uyarlamalı model ile kestirilen akı değerlerinin, özellikle düşük hızlarda stator direncine bağlılığı açıkça görülmektedir. Bu nedenle gözlemleyicinin hız-kestirim başarımının stator direncinin anlık olarak tanımlanabilirliğine bağlı olduğu belirtilmiştir.

Ayrıca literatürde, doğrudan VK, dolaylı VK ve DMK yöntemleri için önerilen çeşitli kontrolör tasarımları da mevcuttur. De Doncker ve Novotny (1994)'de, doğrudan VK ve dolaylı VK yöntemi için önerilen evrensel alan yönlendirmeli kontrolör tasarımında, stator akısı ve stator akımı kestiricileri kullanılarak bağımsızlaştırma devresi

tasarlanmıştır. Chang ve Yeh (1996)'da ASM'nin akım-algılayıcısız kontrolü için kayma açısız frekansı ile birlikte moment-akımının kestiriminde kısmi durum kestiricisi, GBE'nin durum vektörünün kestiriminde ise gerilim kestiricisinin kullanıldığı yöntem önerilmiştir. Önerilen gerilim kestirim yöntemi, sabit güç bölgesinde hıza, kestirilen stator akımına ve eviricinin besleme gerilimine göre alan akısını zayıflatmaktadır. Nabae vd. (1980)'de, kayma frekansı kontrolü ile birlikte stator akımı kontrolü yapılmıştır. Bu çalışmada, manyetik akı vektörü geri-beslemesi ile akı ve momentin kontrolü birbirinden bağımsızlaştırılmıştır. Li vd. (2009)'da, stator akımı, stator gerilimi ve rotor hızı ölçülerek ASM'nin akım modeli ile rotor akısı kestirimi yapılmış ve güç faktörünün kontrolü sağlanmıştır.

ASM'nin DMK yöntemi için önerilen Tripathi vd. (2006) ve Matić ve Vukosavić (2011) çalışmaları incelendiğinde, Tripathi vd. (2006) 'da, ASM'nin alan zayıflama bölgesinde çalıştırılması amacı ile Uzay Vektör Modülasyonu/Space Vector Modulation (UVM/SVM) ile birlikte DMK yöntemi önerilmiş ve UVM yönteminde aşırı modülasyon tekniği kullanılmıştır. Matić ve Vukosavić (2011)'de ise harici akı ve akım kestiricisi/hesaplayıcısı kullanılmadan stator gerilim açısı kontrolü gerçekleştirilmiştir.

ASM'nin hız-algılayıcısız doğrudan VK'sı için, MUS'un uyarlamalı modelinin, LG ile oluşturulduğu ve böylece rotor akısı ve açısız pozisyon bilgisinin gözlemlenebildiği bir çalışma da önerilmiştir (Zhang ve Ge, 2008).

Literatürde, ASM'nin hız-algılayıcısız kontrolü için sayısal-ölçekli model tabanlı (Multiscalar Model Based) doğrusal olmayan kontrol sistemi de mevcuttur (Wlas vd., 2008). Wlas vd. (2008)'de doğrusal olmayan kontrol yönteminin, ASM sürücülerinin geçici-hallerdeki kontrol başarımını artırdığı ileri sürülmüştür. Alan zayıflama bölgesinde ASM'nin yüksek başarılı dinamik kontrolü için maksimum çıkış momenti ASM'nin sürekli-hal durumuna bağlı modelinden hesaplanmıştır. Alan zayıflama bölgesinde, uyarma kontrol devresi kullanılarak uyarma seviyesi tüm koşullardaki seviyenin altında tutulmuştur. Rotor hız kestirimi için önerilen gözlemleyici, doğrusal olmayan geri beslemelerle kararlı hale getirilmiştir. Bozunmalar ve rotor akısı vektörü, hız kestirimi için kullanılmıştır.

Salvatore vd. (2007)'de, ASM'nin hız-algılayıcısız kontrolü için stator akısı bileşenlerini kestiren gecikmeli-durum KF ile birlikte basit bir stator akısı yönlendirmeli kayma kipli kontrol yöntemi önerilmiştir. Önerilen kontrol sistemi, yüksek başarılı dinamik kontrol yapısı için kapalı-çevrim stator akısı ve moment denetçileri içermektedir. Stator gerilimleri, stator direnci nedeniyle meydana gelen gerilim düşümü etkisiyle karşılaştırılabilir derecede bir genliğe sahipse, stator direnci değişimlerinin ve işaret gürültülerinin stator akısı ve rotor hızı kestiriminin başarımını olumsuz yönde etkileyeceği ve bu sebeple düşük hızlarda stator akısı yönlendirme kontrolünün dinamik yapısını kaybedeceği belirtilmiştir. Bahsedilen bu olumsuzluk nedeniyle, stator akısı yönlendirmeli kayma kipli kontrol yöntemi, KF tabanlı kestirici ile birlikte önerilmiştir. Elde edilen deneysel sonuçlara bakıldığında geçici ve sürekli-hallerdeki hız kestirim başarımının yüksek olduğu fakat kestirilen rotor hızında dalgalanmaların yoğun olduğu görülmektedir.

Önerilen tüm kestirici/gözlemleyici yapıları incelendiğinde, ASM modelindeki belirsizliklerin ve modelin doğrusal olmama özelliğinin GKF'nin olası doğası ile örtüştüğü görülmektedir. Ayrıca GKF'lerde kullanılan genişletilmiş modelin yapısında var olan ölçme ve sistem (model) gürültülerinden dolayı sistemin sürekli olarak uyarıldığı ve böylelikle kestirim başarımının (doğruluğu ve kararlılığı) iyileştiği bilinmektedir (Barut ve Bogosyan, 2007; Barut vd., 2007a; Barut vd., 2007b).

Farasat vd. (2012)'de, GKF ile birlikte DMK ve alan yönlendirmeli kontrol yöntemlerini birlikte barındıran ASM kontrolü, benzetim ortamında gerçekleştirilmiştir. Alan zayıflama bölgesinde oluşturulan senaryoda hız kestirim başarımının doğruluğu grafiksel olarak gösterilmiştir. Fakat anma hızında meydana gelen direnç değişimlerinde kontrol algoritmasının hata yaptığı kabul edilmiştir. Kullanılan GKF algoritmasında yalnızca hız kestirimi gerçekleştirilmiştir. Yük momenti kestiriminin nasıl gerçekleştirildiği açıklanmamıştır. Ayrıca akı referans değerinin belirlenmesine yönelik olarak kayıp-azaltma algoritması (Loss-minimization algorithm) önerilmiştir.

Du vd. (1995)'de benzetim ortamında Genişletilmiş LG (GLG) ve GKF'nin kestirim başarımları karşılaştırılmıştır. Hız-algılayıcılı ve hız-algılayıcısız olarak gerçekleştirilen VK yapısında kullanılan GLG algoritmasının başarımının GKF algoritmasına göre yüksek olduğu ispatlanmaya çalışılmıştır. GKF'nin doğası gereği içerdiği sistem ve

ölçme gürültü matrisleri iyi şekilde belirlenemediği için açık-çevrimli ve kapalı-çevrimli olarak gerçekleştirilen hız kestiriminde stator direncinden kaynaklanan dalgalanmalar ve bozunmalar meydana geldiği görülmektedir. GKF ile rotor akısı ve rotor zaman sabiti kestiriminde de bu bozunmaların ve dalgalanmaların meydana geleceği ileri sürülmüştür. GLG'nin kazanç matrisinin ayarlanması ile kestirim hızının artırılacağı ve gürbüz bir yapıya kavuşacağı ileri sürülmüştür. Önerilen GLG ile hem geçici-halde hem de sürekli-halde rotor akısı ve rotor direnci ya da rotor akısı ve rotor hızı kestirim başarımının yüksek olduğundan bahsedilmiş fakat rotor direnci kestirimi ile ilgili herhangi bir sonuç verilmemiştir.

Ayrıca literatürde, ASM'lerin hız-algılayıcısız kontrolünde Holtz (2006), Finch ve Giaouris (2008) ve Toliyat vd. (2003)' de belirtilen problemlerin çözümüne yönelik olarak belirgin (deterministic) ASM modeliniin kullanıldığı çeşitli kestirim yöntemleri de (Orlowska-Kowalska ve Dybkowski, 2010; Hajian vd., 2010; Vicente vd., 2010; Zaky vd., 2010; Paladugu ve Chowdhury, 2007) önerilmiştir. Fakat bu çalışmalar, özellikle  $L_m$  ile birlikte  $R_s$  ve/veya  $R_r'$ 'deki değişimlere duyarlıdır. Bunlara ilave olarak, Karanayil vd. (2007), Tajima vd. (2002), Ha ve Lee (2000) ve Zhen ve Xu (1998)'de  $L_m$  kestirimi olmadan  $R_s$  ve  $R_r'$  kestirimleri birlikte yapılmıştır. Ancak Karanayil vd. (2007)'de  $R_s$  ve  $\omega_m$  kestirim sonuçlarının doğruluğu  $R_r'$  kestiriminde olduğu kadar ispatlanamamıştır. Tajima vd. (2002)'de mıknatıslama akımı bilgisine yüksek frekanslı işaret bilgisi uygulanarak gerçekleştirilen  $R_r'$  kestirimi süresince  $R_s$  ve  $\omega_m$  kestirimleri  $t_L$  değişimine duyarlıdır. Ha ve Lee (2000) ve Zhen ve Xu (1998)'deki kestirim algoritmalarının, yalnızca hız-algılayıcısız kontrol sistemi sürekli hale ulaştığı zaman kullanılabilir olduğu yazarlar tarafından belirtilmiştir.  $L_m$  kestirimini içeren denemeler, hız-algılayıcısız kestirim algoritmalarında Zaky vd. (2009), Levi ve Wang (2002) ve Choi vd. (2000)'de gerçekleşmiştir. Fakat bu çalışmalardan, Levi ve Wang (2002) ve Choi vd. (2000)'de önerilen yöntemler,  $R_s$  ve  $R_r'$  değişimlerinin her ikisine de duyarlıyken, Zaky vd. (2009)'da önerilen yöntem ise  $R_r'$  'deki değişimlerden etkilenmektedir.

Literatürde, Barut vd. (2008), Bogosyan vd. (2007a) ve Barut vd. (2007b) gibi,  $\omega_m$ 'nin yanı sıra  $R_s$ ,  $R_r'$ ,  $t_L$ , rotor (stator) akısının  $\alpha\beta$ - stator duran eksen takımı bileşenlerinin ( $\varphi_{r\alpha}$  ve  $\varphi_{r\beta}$ 'nin) ve stator akımlarının (ayrıca çıkış olarak ölçülmektedir)  $\alpha\beta$ - stator

duran eksen takımı bileşenlerinin ( $i_{s\alpha}$  ve  $i_{s\beta}$ 'nin) kestirildiği, olasıl (stochastic) ASM modelinin kullanıldığı anahtarlama-GKF ya da örgülü-GKF olarak adlandırılan yeni GKF tekniklerine dayanan çalışmalar da mevcuttur. Anahtarlama ve örgülü-GKF tekniklerinde, iki ayrı ASM modeli kullanılarak iki ayrı GKF algoritması geliştirilmiş olup bu algoritmalar, durum ve parametre kestirimi sayısının artırılması için ardışıl olarak çalıştırılmaktadır. Algoritmaların ardışıl olarak koşturulması işlemi her örnekleme zamanı  $T$  için yapılırsa örgülü-GKF,  $n \times T$  (Burada  $n$  sabit bir tam sayıdır.) için yapılırsa anahtarlama-GKF olarak isimlendirilmiştir. Fakat hem örgülü hem de anahtarlama-GKF'de iki ayrı GKF algoritmasına ihtiyaç duyulmaktadır. Bu durum gerçek-zamanlı uygulama noktasında, mikroişlemci, Sayısal İşaret İşleyici/Digital Signal Processor (Sİİ/DSP) ve APKD gibi donanım ortamlarının hafıza kapasitesi/alan gereksinimlerini artırdığı için kontrol sisteminin maliyetinin de artmasına yol açmaktadır. Bu noktada önemli bir adım olan Barut (2010) ve Barut vd. (2012)'deki ÇG-GKF yönteminde, ardışıl olarak çalışan iki ayrı GKF algoritması yerine, tek bir GKF algoritmasına, iki farklı ASM modelinden elde edilen girişler anahtarlama olarak uygulanmıştır. Böylelikle ÇG-GKF yapısı ile hafıza gereksinimi, hem örgülü hem de anahtarlama-GKF algoritmasına kıyasla önemli oranda azaltmıştır. Bu çalışmalara (Barut, 2010 ve Barut vd., 2012) ilave olarak Barut (2011)'de  $i_{s\alpha}$ ,  $i_{s\beta}$ ,  $\varphi_{r\alpha}$ ,  $\varphi_{r\beta}$ ,  $\omega_m$ ,  $R_s$ ,  $R_r'$  ve  $t_L$  ile birlikte toplam eylemsizlik momenti  $J_T$ 'yi, ölçülen stator akım ve gerilimlerini kullanarak kestiren ÇG-GKF algoritmasının iyileştirilmiş hali önerilmiştir. Böylelikle kestirilen durum ve motor parametrelerinin sayısı da Barut (2010) ve Barut vd. (2012)'ye göre artırılmış, ancak bu çalışmada alan zayıflama bölgesinde çalışma dikkate alınmamıştır. Diğer taraftan Zai vd. (1992), Pena ve Asher (1993) ve Kataoka vd. (1993) gibi çalışmalarda hız-agılayıcı/artımsal kodlayıcı kullanılarak ASM'nin alan zayıflama bölgesinde çalışması incelenebilmiştir.

Bu tez kapsamında yapılan İnan ve Barut (2014)'de, Barut vd. (2012)'de önerilen ÇG-GKF'nin iyileştirilmiş hali kullanılarak ASM'nin alan zayıflama bölgesinde hız-agılayıcısız doğrudan VK'sı için yeni bir ÇG-GKF tabanlı kestirici tanıtılmıştır. İnan ve Barut (2014)'de önerilen ÇG-GKF tabanlı kestirici ile, stator faz akımları ve gerilimlerinin ölçüldüğü varsayımıyla  $i_{s\alpha}$ ,  $i_{s\beta}$ ,  $\varphi_{r\alpha}$ ,  $\varphi_{r\beta}$ ,  $\omega_m$ ,  $R_s$ ,  $R_r'$ ,  $t_L$  ve  $L_m$ 'yi eş-zamanlı olarak kestirebildiği gösterilmiştir. Önerilen ÇG-GKF algoritması her örnekleme zamanı  $T$  için  $i_{s\alpha}$ ,  $i_{s\beta}$ ,  $\varphi_{r\alpha}$ ,  $\varphi_{r\beta}$  ve  $\omega_m$  durumlarına ilave olarak " $t_L$  ve  $R_s$ "

ya da “ $L_m$  ve  $R_r'$ ” eş-zamanlı kestirimlerini gerçekleştirmektedir. Bu kestirimler,  $i_{s\alpha}$ ,  $i_{s\beta}$ ,  $\varphi_{r\alpha}$ ,  $\varphi_{r\beta}$ ,  $\omega_m$ ,  $L_m$  ve  $R_r'$  durumlarını içeren ASM modeli ile  $i_{s\alpha}$ ,  $i_{s\beta}$ ,  $\varphi_{r\alpha}$ ,  $\varphi_{r\beta}$ ,  $\omega_m$ ,  $t_L$  ve  $R_s$  durumlarını içeren ASM modelinin ÇG-GKF tekniği kullanılarak birleştirilmesi sonucunda elde edilmiştir. Böylelikle bütün elektriksel yana ilişkin olan  $i_{s\alpha}$ ,  $i_{s\beta}$ ,  $\varphi_{r\alpha}$ ,  $\varphi_{r\beta}$ ,  $R_s$ ,  $L_m$  ve  $R_r'$  durum değişkenleri ile mekaniksel yana ilişkin olan ve viskoz sürtünme terimini içeren  $t_L$  ve  $\omega_m$  durum değişkenleri kestirilmiş olmaktadır. Önerilen ÇG-GKF'nin ve hız-algılayıcısız kontrol sisteminin başarımı; sıfır hızdan anma hızının üzerindeki hızlara kadar olan geniş bir aralıkta  $R_s$ ,  $R_r'$ ,  $t_L$  ve  $L_m$ 'nin basamak şeklindeki değişimlerini içeren farklı zorlayıcı çalışma koşullarında benzetim ortamında test edilmiştir.

Gelişen mikroişlemci teknolojisi ile birlikte, yüksek işlem kapasitesine ve işlemci frekansına sahip Sİİ kullanılarak, GKF'nin gerektirdiği hesaplama yükü problem olmaktan çıkmıştır. Ancak Sİİ'ler seri işlem yapabilme yeteneğine sahip olmaları nedeniyle algoritmaların gerçekleşme sürelerinin ve örnekleme zamanlarının iyileştirilmesinde (kısaltılmasında) sınırlı kalmaktadırlar.

Olasıl tabanlı GKF algoritmasının hesaplanma zamanının ve ardışıl olarak çalıştırılma süresinin (örnekleme zamanı ya da algoritma koşturulma süresi), hız-algılayıcısız kontrol yöntemlerinin başarımı üzerindeki etkisi Monmasson vd. (2011), Auger vd. (2013), Alsofyani ve İdris (2016a), Alsofyani ve İdris (2016b) ve Idkhajine vd. (2012)'de belirtilmiştir. Ayrıca ayrık-zamanlı bir kontrol sisteminde örnekleme zamanının kısa tutulması ile o sistemin sürekli-zamanlı sistemlere yakınsayacağı vurgulanmıştır.

Doğası gereği paralel işlem yapabilme özelliğine sahip olan APKD'ler Sİİ'lere göre daha düşük işlemci frekanslarına sahip olmalarına rağmen daha hızlı işlem yapabilme kapasitelerine sahiptirler. Bu sebeple açık-çevrim kestiriciler ya da kapalı-çevrim gözlemleyiciler ile birlikte oluşturulan kontrol yöntemlerinin örnekleme zamanının azaltılması için APKD'leri kullanmak hem ASM kontrol başarımını hem de performans/fiyat oranını artırmaktadır.



ASM'lerin hız-algılayıcısız kontrolü için GKF tabanlı kestirim yönteminin APKD üzerinde gerçekleştirildiği çalışmalardan, Ouhrouche (2009)'da stator akımları ve gerilimleri ölçülerek indirgenmiş-dereceli GKF ile stator akısı ve sabit parametre olarak tanımlanmış (yani hareket eşitliği kullanılmamış) hız kestirimi, Beguenane vd. (2006) ve Pantea vd. (2012)'de tam-dereceli GKF ile rotor akısı ve sabit parametre olarak tanımlanmış rotor hızı kestirimleri APKD kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Zhang vd. (2006) ve Zhang vd. (2008)'de ASM'lerin alan yönlendirmeli kontrolünde kullanılan PI kontrolörlerinin başarımlarının iyileştirilmesi ve PI kontrolörlerin aşım probleminin önlenmesi amacıyla ilk çalışmada aşım-önleyici (anti-windup) algoritmaları ikinci çalışmada ise ileri-beslemeli YSA yapısı önerilmiştir. Önerilen algoritmalar APKD üzerinde gerçekleştirilerek DTB ortamında gerçek-zamanlı sayısal benzetim (Real-time digital simulation) arayüzünde denenmiştir. Esparza vd. (2012)'de ise ASM'nin dinamik modeli APKD üzerinde gerçekleştirilerek, ASM modelinin gerçek-zamanlı bir benzetimi yapılmıştır. İnan (2011) ve İnan vd. (2012b)'de ASM'nin hız-algılayıcısız kontrolü için GKF tabanlı APKD uygulamaları yapılarak, GKF'nin kestirim başarımı hem benzetim ortamında hem de gerçek-zamanlı deneysel çalışmalarla ispatlanmıştır. İnan (2012a)'da gerçek-zamanlı deney düzeneğinden elde edilen stator akım ve gerilim bilgileri APKD ve MATLAB'de oluşturulan ASM modeline giriş olarak verilmiş ve her iki uygulama ortamının sonuçları karşılaştırılarak hem motor modelinin doğrulaması yapılmış hem de APKD'nin işlem kabiliyeti MATLAB ile kıyaslanmıştır.

APKD ile ASM'nin kontrolüne yönelik çalışmalardan farklı olarak, fırçasız alternatif akım (A.A) motorların kontrolünde üç-fazlı evirici anahtarlama konumlarının belirlenebilmesi amacıyla Curkovic vd. (2013)'de sonlu-durum yöntemi kullanılarak kayma-kipli akım kontrol yapısı önerilmiştir. Önerilen yöntemin başarımının hem gerçek-zamanlı hem de benzetim ortamında test edildiği belirtilmiş fakat sunulan grafiksel sonuçların hangilerinin benzetim ve gerçek-zamanlı ortamlarda elde edildiği belirtilmemiştir. Quang vd. (2014)'de kalıcı mıknatıslı senkron motorların gerçek-zamanlı kontrolü için PI hız-kontrolörü ve Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu/Space Vector Pulse Width Modulation (UVDGM/SVPWM) ile birlikte hesap yükünün azaltılması için indirgenmiş-dereceli GKF yapısı önerilmiştir. Önerilen GKF yapısının hesap yükünü azalttığı ileri sürülmüştür fakat çalışmadaki eşitlikler incelendiğinde matrisel yapıdaki işlemlerin arttığı gözlemlenmiştir.

Özetle, literatürde ASM'nin dinamik kontrolüne yönelik olarak yapılan çalışmaların bazılarında, sıcaklık ve frekansın etkisi ile meydana gelen  $R_s$  ve  $R_r'$  değişimleri ihmal edilerek alan zayıflama bölgesinde meydana gelen  $L_m$  değişimleri kestirilmiş ya da mıknatıslama eğrisi yardımı ile belirlenmiştir. Bazı çalışmalarda  $R_s$  ve  $L_m$  değişimleri kestirilirken rotor zaman sabiti için önemli olan  $R_r'$  değişimi kestirilmemiştir. Yüksüz durumda  $R_s$  ve  $R_r'$  sabit alınarak hız kestiriminin yapıldığı çalışmalarda mevcuttur. Literatürdeki bazı çalışmalarda, önerilen kontrol yöntemlerinin  $R_s$ ,  $R_r'$  ve  $t_L$  değişimlerine karşı gürbüz oldukları ve bu değişimlerin güncellenebildiği belirtilmiştir. Fakat  $R_s$ ,  $R_r'$  ve  $t_L$  kestirimlerini belirten bir sonuç sunulmamıştır. Önerilen kontrol yöntemlerinde dikkat çeken diğer bir eksiklik de sürekli-hal ya da geçici-halde hız kontrol başarımının düşmesidir. ASM'nin hız kontrolüne yönelik olarak APKD kullanılarak yapılan çalışmalarda, özellikle alan zayıflama bölgesinde hız kontrolüne yönelik olarak hiçbir uygulama yapılmamıştır. APKD kullanılarak yapılan gerçek-zamanlı kontrol yöntemlerinde rotor ya da stator akısı ve rotor hızı, MUS, indirgenmiş-dereceli GKF ve tam-dereceli GKF kullanılarak kestirilmiştir. Ouhrouche vd. (2016)'da ASM'nin  $i_{s\alpha}$ ,  $i_{s\beta}$ ,  $\varphi_{r\alpha}$  ve  $\varphi_{r\beta}$  kestirimi amacı ile önerilen KF algoritması Gerçek-Zamanlı Komut Üretici (Real-Time Code Generator) kullanılarak APKD üzerinde oluşturulmuştur.

Monmasson vd. (2010)'da APKD üzerinde gerçekleştirilen GKF algoritması ile senkron motorun hız-algılayıcısız kontrolü için stator akımının  $dq$ - dönen eksen takımı bileşenleri ( $i_{sd}$  ve  $i_{sq}$ ) ve  $\omega_m$  kestirilmiştir. Ayrıca literatürde, ASM'lerin hız-algılayıcısız kontrolü için önerilen Yu vd. (2002), Wade vd. (1997a), Wade vd. (1997b), Stojić vd. (2015) ve Alsofyani vd. (2014)'de eş-zamanlı ASD kanal örneklemelerinde ve sürücü tetikleme işaretlerinin oluşturulduğu DGM tekniklerinde APKD kullanılmıştır. Ayrıca önerilen çalışmalarda kestirilen durum/parametre sayısı sınırlı kalmaktadır. GKF algoritmasının APKD üzerinde oluşturularak gerçek-zamanlı olarak kestirim başarımının test edildiği herhangi bir çalışma bulunmamaktadır.

ASM'nin KF ve ya GKF tabanlı hız-algılayıcısız kapalı-çevrimli kontrolüne yönelik olarak yapılan çalışmalarda, kontrol sistemi ile birlikte KF ve ya GKF tabanlı kestirim yöntemleri Sİİ'ler üzerinde gerçekleştirilmiştir (Habibullah ve Lu, 2015; Farasat vd., 2014; Garcia vd., 2016; Wang vd., 2014; Alonge vd., 2014). ASM'nin hız-algılayıcısız kapalı-

çevrim kontrolüne yönelik olarak önerilmiş olan Alsofyani ve Idris (2016a) ve Alsofyani ve Idris (2016b)'de kontrol yöntemleri ile birlikte GKF algoritmaları, örnekleme zamanını düşürmek amacı ile C/C++ yazılım dili ile Sİİ üzerinde gerçekleştirilmiştir.

Bu tez çalışması şu şekilde düzenlenmiştir: Bölüm I'de detaylı olarak yapılan literatür incelemesinden sonra, ASM'lerin parametre değişimlerinin vektör kontrol başarımına etkisi Bölüm II'de incelenmiştir. Bölüm III'te bu tez çalışmasında önerilen ve İnan ve Barut (2014)'de yayınlanan "Alan-Zayıflama Bölgesinde Çalışan Asenkron Motorların Çift Girişli-Genişletilmiş Kalman Filtresi Tabanlı Hız-Algılayıcısız Kontrolü" isimli çalışma tanıtılmıştır. Bölüm IV'te GKF ve ÇG-GKF tabanlı hız-algılayıcısız doğrudan VK yöntemi APKD üzerinde gerçekleştirilerek DTB ortamında kontrol ve kestirim başarımları sunulmuştur. Bölüm V'te, ASM modelinin APKD üzerinde gerçek-zamanlı doğrulaması gerçekleştirilerek farklı GKF algoritmalarının APKD tabanlı açık-çevrimli deney düzeneği üzerinde gerçek-zamanlı kestirim başarımları test edilmiştir. Bu tez çalışması kapsamında önerilen ve APKD üzerinde gerçekleştirilen karma kestirim yöntemine ilişkin DTB ortamındaki kestirim başarımı ve gerçek-zamanlı kestirim başarımı Bölüm VI'da incelenmiştir. Bölüm VII'de ise sonuç ve yorumlara yer verilmiştir.

Bu tez kapsamında;

- İnan ve Barut (2014)'te,  $i_{s\alpha}$ ,  $i_{s\beta}$ ,  $\varphi_{r\alpha}$ ,  $\varphi_{r\beta}$ ,  $\omega_m$ ,  $t_L$ ,  $R_s$ ,  $R_r'$  ve  $L_m$ 'yi eş-zamanlı olarak kestirebilen ÇG-GKF yöntemi,
- İnan ve Barut (2015a)'da motor parametre değişimlerinin hız-algılayıcılı dolaylı ve doğrudan vektör kontrol yöntemleri üzerindeki etkisinin incelenmesi ve başarımlarının DTB ortamında karşılaştırılması,
- İnan ve Barut (2015b)'de  $i_{s\alpha}$ ,  $i_{s\beta}$ ,  $\varphi_{r\alpha}$ ,  $\varphi_{r\beta}$ ,  $\omega_m$ ,  $t_L$  ve  $R_s$  kestirimi yapabilen GKF yönteminin DTB ortamındaki uygulaması,
- $i_{s\alpha}$ ,  $i_{s\beta}$ ,  $\varphi_{r\alpha}$ ,  $\varphi_{r\beta}$ ,  $\omega_m$ ,  $L_m$  ve  $R_r'$  kestirimi yapabilen GKF yönteminin DTB ortamındaki uygulaması,
- $i_{s\alpha}$ ,  $i_{s\beta}$ ,  $\varphi_{r\alpha}$ ,  $\varphi_{r\beta}$ ,  $\omega_m$ ,  $t_L$ ,  $R_s$  ve  $R_r'$  kestirimi yapabilen ÇG-GKF yönteminin DTB ortamındaki uygulaması,

- ASM modelinin APKD üzerinde gerçek-zamanlı olarak çevrimiçi doğrulaması,
- $i_{s\alpha}$ ,  $i_{s\beta}$ ,  $\varphi_{r\alpha}$ ,  $\varphi_{r\beta}$ ,  $\omega_m$  ve  $t_L$  kestirimi yapabilen GKF yönteminin APKD üzerinde gerçek-zamanlı uygulaması,
- $i_{s\alpha}$ ,  $i_{s\beta}$ ,  $\varphi_{r\alpha}$ ,  $\varphi_{r\beta}$ ,  $\omega_m$ ,  $t_L$  ve  $R_r'$  kestirimi yapabilen GKF yönteminin APKD üzerinde gerçek-zamanlı uygulaması,
- $i_{s\alpha}$ ,  $i_{s\beta}$ ,  $\varphi_{r\alpha}$ ,  $\varphi_{r\beta}$ ,  $\omega_m$ ,  $R_s$ ,  $R_r'$ ,  $t_L$  ve  $L_m$  kestirimini yapabilen karma kestirim yönteminin DTB ortamında uygulaması,
- $i_{s\alpha}$ ,  $i_{s\beta}$ ,  $\varphi_{r\alpha}$ ,  $\varphi_{r\beta}$ ,  $\omega_m$ ,  $t_L$ ,  $R_r'$  ve  $L_m$  kestirimini yapabilen karma kestirim yönteminin APKD üzerinde gerçek-zamanlı uygulaması,

ilk kez yapılmıştır.

## BÖLÜM II

### ASENKRON MOTOR PARAMETRE DEĞİŞİMLERİNİN VEKTÖR KONTROL BAŞARIMINA ETKİSİ

#### 2.1 Giriş

Literatürde, ASM'lerin dinamik kontrolü için farklı yöntemler önerilmiştir (Krause vd., 2002). Akı ve momentin bağımsız kontrolünü sağlayan bu yöntemlerden, 1969'da K.Hasse dolaylı VK yöntemini ve 1971'de Blaschke doğrudan VK yöntemini ortaya atmıştır (Bose vd., 1997).

VK yöntemi olarak isimlendirilen alan yönlendirme koşullu kontrol yapısı, hız- algılayıcılarına ve Hall-etkili algılayıcılara ihtiyaç duymaktadır. Kullanılan algılayıcılar ASM'nin fiziksel yapısını bozmakta ve ölçüm gürültülerinden dolayı kontrol başarımını düşürmekle birlikte sistem maliyetini ve boyutunu da artırmaktadır. Bu olumsuzlukların önüne geçilmesi için dinamik kontrol yöntemlerinde hız ve akı bilgilerinin kestirilmesi tercih edilmektedir (Barut vd., 2002).

VK'lı ve DMK'lı ASM sürücülerinin başarımı, yönlendirilen akı vektörlerinin genliğinin ve konumunun doğru olarak hesaplanmasına bağlıdır. Ayrıca ASM'lerin kontrolüne yönelik önerilen yöntemler ve bu yöntemlerde kullanılan akı ve hız kestiricileri de bazı etkenlerden dolayı oluşan motor parametre değişimlerine duyarlıdır (Auger vd., 2013). Bu etkenler, sargı sıcaklığı ve frekanstaki değişimden kaynaklanan stator ve rotor dirençlerindeki ( $R_s$  ve  $R_r$ 'deki) değişimler, alan zayıflama bölgesindeki mıknatıslama endüktansı  $L_m$ 'deki değişimler, özellikle viskoz gibi rotor milindeki sürtünmelerle birlikte yük momenti  $t_L$ 'deki değişimler, mekaniksel belirsizlikler ve ölçülen stator akımı ve gerilimlerindeki gürültülerdir (Holtz, 2006; Finch ve Giaouris, 2008; Toliyat vd., 2003).

Gelişen mikroişlemci teknolojisi, seri işlem yapabilme yeteneği ile algoritma güncelleme sürelerinin geliştirilmesinde yetersiz kalan Sİİ'lerine doğası gereği paralel işlem yapabilme özelliğine sahip olan APKD'lerin kullanılmasına imkan sunmaktadır. APKD'ler Sİİ'lere göre daha düşük işlemci frekanslarına sahip olmalarına rağmen daha

hızlı işlem yapabilme kapasitelerine sahiptirler. Bu sebeple açık-çevrim kestiriciler ya da kapalı-çevrim gözlemleyiciler ile birlikte oluşturulan kontrol yöntemlerinin örnekleme zamanının azaltılması için APKD'leri kullanmak hem ASM kontrol başarımını hem de performans/fiyat oranını arttırmaktadır.

Literatürde, ASM'lerin hız-algılayıcısız sistem tasarımını olgunlaştırmak ve kullanılabilirliğini yaygınlaştırmak için çok yoğun çalışmalar yapılmakla birlikte, pazardaki VK'lı sürücülerin büyük bir kısmı halen hız-algılayıcı olarak tasarlanmakta ya da kullanılmaktadır. Ancak, ASM'nin değişen parametrelerinin, hız-algılayıcı olarak tasarlanmış geleneksel doğrudan ve dolaylı VK yöntemlerinin kontrol başarımına etkisi yazarların bilgisine göre sadece Zai vd. (1992), Pena ve Asher (1993) ve Kataoka vd. (1993)'de önerilen çalışmalarda moment kontrolü için gerçekleştirilmiştir.

Tez çalışmasının bu bölümünde, ASM'nin yüksek başarımli hız kontrolünde motor parametre değişimlerinin kontrol yöntemleri ve özellikle kestirici algoritmaları üzerindeki etkisini incelemek amacı ile dolaylı ve doğrudan VK yöntemleri hız-algılayıcı olarak APKD üzerinde gerçekleştirilmiştir. Geleneksel dolaylı VK'da akı kestiricisine ihtiyaç duyulmamakla birlikte kontrol yapısı değişen ASM parametrelerinin bilinmesi gerekmektedir. Diğer taraftan geleneksel doğrudan VK yönteminde ise akı bilgisine ihtiyaç duyulmaktadır. Bu nedenle gerçekleştirilen doğrudan VK yönteminde ilk olarak akı bilgileri Hall-etkili akı algılayıcıları ile ölçülüyormuş gibi varsayılarak yani ASM modelinden elde edilen rotor akısının  $\alpha\beta$ - stator duran eksen takımı bileşenleri kullanılarak kontrol yönteminin parametre değişimlerine duyarlılığı gözlemlenmiştir. Daha sonra akı algılayıcıları yerine rotor akılarının kestirilmesi amacı ile rotor ve stator modellenen iki farklı açık-çevrim akı kestiricisi (AÇAK) kullanılarak motor parametre değişimlerinin kestirici/gözlemleyici algoritmaları üzerindeki etkinliği ve dolayısıyla kontrol başarımı üzerine etkisi gözlemlenmiştir. Son olarak ASM parametre değişimleri için hız-algılayıcı dolaylı ve doğrudan VK yöntemlerinin başarımları karşılaştırılmıştır. Xilinx firması tarafından üretilen Virtex 5 XC5VLX110T serisi APKD üzerinde uygulanan tüm kontrol ve kestirici algoritmalarına ilişkin sonuçlar, Ethernet haberleşme protokolü aracılığı ile APKD ve bilgisayar (PC) arasında iletişim sağlanarak elde edilmiştir. Burada APKD'den elde edilen saf Ethernet paketleri Wireshark paket toplama programı kullanılarak bilgisayar üzerinde “.txt” uzantılı dosyalar halinde kaydedilmiştir. “.txt” uzantısı ile kaydedilen tüm veriler PERL yazılım

dili ile anlamlı verilere ayrıştırılarak Matlab *m.file* ortamında grafiksel olarak yorumlanmıştır.

Bu bölümde gerçekleştirilen çalışma şu şekilde düzenlenmiştir: Bölüm 2.1’de önceki çalışmalar incelendikten sonra, Bölüm 2.2’de ASM’nin ayrık-zamanlı modeli verilmiştir. Dolaylı VK ve doğrudan VK yöntemleri Bölüm 2.3’te tanıtılmıştır. Bölüm 2.4’te rotor ve stator modeli tabanlı AÇAK’lere ait ifadeler verilmiştir. Bölüm 2.5’te ASM modeli ile birlikte dolaylı VK ve doğrudan VK yöntemlerinin APKD üzerinde gerçekleştirilmesi açıklanarak benzetim sonuçlarına ve gözlemlere yer verilmiştir. Sonuçlar ise Bölüm 2.6’da sunulmuştur.

## 2.2 Ayrık-Zamanlı ASM Modeli

ASM’ye ait stator ve rotor gerilim eşitlikleri ile indüklenen moment ifadeleri dönen  $dq$ -eksen takımında aşağıda verilebilir (Barut ve Bogosyan, 2007):

$$\vec{v}_{s,dq} = R_s \vec{i}_{s,dq} + \left( \frac{d}{dt} + j\omega_s \right) \vec{\varphi}_{s,dq} \quad (2.1)$$

$$0 = R_r' \vec{i}_{r,dq} + \left( \frac{d}{dt} + j\omega_r \right) \vec{\varphi}_{r,dq} \quad (2.2)$$

$$t_e = \frac{3}{2} P_p \frac{L_m}{L_r'} \Im m(\vec{i}_{s,dq} \vec{\varphi}_{r,dq}^*) \quad (2.3)$$

Burada  $\vec{v}_{s,dq} \hat{=} v_{sd} + jv_{sq}$ , stator gerilimi vektörüdür.  $\omega_s$ , senkron açısal hızdır.  $\vec{\varphi}_{s,dq}$  ve  $\vec{\varphi}_{r,dq}$ , sırasıyla stator ve rotor akıları vektörleridir.  $\vec{i}_{s,dq}$  ve  $\vec{i}_{r,dq}$ , sırasıyla stator ve rotor akım vektörleridir.  $p_p$ , kutup çifti sayısıdır.  $L_\sigma = \sigma L_s$ , stator geçici endüktansdır.  $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r'}$ , kaçak ya da kuplaj faktörüdür.  $L_s = L_{ls} + L_m$  ve  $L_r' = L_{lr} + L_m$ , sırasıyla stator ve rotor endüktanslarıdır.  $L_{ls}$  ve  $L_{lr}$ , sırasıyla stator ve rotor kaçak endüktanslarıdır.  $L_m$ , mıknatıslanma endüktansdır.  $R_s$  ve  $R_r'$ , sırasıyla stator ve rotor dirençleridir.

Bu çalışmada, Barut vd. (2007a)’da sunulan ve İnan vd. (2012a)’da APKD üzerinde gerçek-zamanlı ASM gerilim ve akım bilgileri kullanılarak çevrimdışı (offline)

olarakdoğrulananan stator duran eksen takımındaki ( $\alpha\beta$ -eksenindeki) rotor akısı temelli ayrık-zamanlı ASM modeli kullanılmıştır. Bunun için (2.1)-(2.3) eşitliklerinde  $\omega_s = 0$  ve  $\omega_r = -p_p \omega_m$  alınarak ASM modeli  $\alpha\beta$ -ekseninde ifade edilmiş ve geriye doğru fark alma yaklaşımı kullanılarak ayrıklaştırılmış ASM modeli aşağıdaki gibi elde edilmiştir:

$$\begin{aligned}\underline{x}_e(k+1) &= \underline{f}_e(\underline{x}_e(k), \underline{u}_e(k)) + \underline{w}_1 \\ &= \underline{A}_e(\underline{x}_e(k))\underline{x}_e(k) + \underline{B}_e\underline{u}_e(k) + \underline{w}_1\end{aligned}\quad (2.4)$$

$$\begin{aligned}\underline{Z}(k) &= \underline{h}_e(\underline{x}_e(k)) + \underline{w}_2 \text{ (Ölçüm eşitliği)} \\ &= \underline{H}_e\underline{x}_e(k) + \underline{w}_2\end{aligned}\quad (2.5)$$

$$\underline{x}(k) = [i_{s\alpha}(k) \quad i_{s\beta}(k) \quad \psi_{r\alpha}(k) \quad \psi_{r\beta}(k) \quad \omega_m(k)]^T$$

$$\underline{u}(k) = [v_{s\alpha}(k) \quad v_{s\beta}(k)]^T$$

$$\underline{A} = \begin{bmatrix} a_1 & 0 & a_2 & a_3\omega_m(k) & 0 \\ 0 & a_1 & -a_3\omega_m(k) & a_2 & 0 \\ a_4 & 0 & a_5 & -a_6\omega_m(k) & 0 \\ 0 & a_4 & a_6\omega_m(k) & a_5 & 0 \\ -a_7\psi_{r\beta}(k) & a_7\psi_{r\alpha}(k) & 0 & 0 & a_8 \end{bmatrix}$$

$$\underline{B} = \begin{bmatrix} a_9 & 0 \\ 0 & a_9 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \underline{w}_L = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ -a_{10} \end{bmatrix}, \underline{H} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 00 & 0 \\ 0 & 1 & 00 & 0 \end{bmatrix}, \underline{Z} = [i_{s\alpha}(k) \quad i_{s\beta}(k)]^T$$

$$a_1 = 1 - \left( \frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{L_m^2 R_r'}{L_\sigma L_r'^2} \right) T, a_2 = \frac{L_m R_r'}{L_\sigma L_r'^2} T, a_3 = \frac{L_m p_p}{L_\sigma L_r'} T, a_4 = \frac{R_r' L_m}{L_r'} T, a_5 = 1 - \frac{R_r'}{L_r'} T, ,$$

$$a_6 = p_p T, a_7 = \frac{3}{2} p_p \frac{L_m}{L_r' J_T} T, a_8 = 1 - \frac{\beta_T}{J_T} T, a_9 = \frac{T}{L_\sigma}, a_{10} = \frac{T}{J_T}$$

Burada  $\underline{x}_e$ , genişletilmiş durum uzay vektörüdür.  $\underline{f}_e$ , durum ve girişlerin doğrusal olmayan fonksiyonudur.  $\underline{A}_e$ , sistem matrisidir.  $\underline{u}_e$ , kontrol giriş vektörüdür.  $\underline{B}_e$ , giriş matrisidir.  $\underline{w}_1$ , sistem gürültüsüdür.  $\underline{h}_e$ , çıkışların fonksiyondur.  $\underline{H}_e$ , ölçüm matrisidir.  $\underline{w}_2$ , ölçme gürültüsüdür.  $p_p$ , kutup çifti sayısıdır.  $R_s$  ve  $R_r'$  stator ve rotor dirençleridir.  $L_\sigma = \sigma L_s$ , stator geçici endüktansdır.  $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r'}$ , kaçak ya da kuplaj faktörüdür.  $L_s$  ve  $L_r$  sırasıyla, stator ve rotor endüktanlarıdır.  $L_l$ , stator (ya da rotor) kaçak endüktansdır.  $L_m$ , mıknatıslama endüktansdır.  $v_{s\alpha}$  ve  $v_{s\beta}$ , stator gerilimlerinin stator duran eksen takımının bileşenleridir.  $J_T$ , ASM ve yükün toplam eylemsizlik



momentidir.  $T$ , örnekleme zamanıdır. ASM modeli için ise Barut vd. (2012)'de belirtilen motor parametreleri kullanılmıştır.

ASM modeli için ise Barut vd. (2012)'de belirtilen motor parametreleri kullanılmıştır.

**Çizelge 2.1.** ASM parametreleri

$P$ [kW]	$f$ [Hz]	$J_T$ [kg.m <sup>2</sup> ]	$\beta_T$ [Nm/(rad/sn)]	$P_p$
2.2	50	0.055	0.0019	3
$V$ [V]	$I$ [A]	$R_s$ [ $\Omega$ ]	$R_r$ [ $\Omega$ ]	$L_s$ [H]
380	5.5	3.03	2.88	0.1967
$L_r$ [H]	$L_m$ [H]	$n_m$ [rpm]	$t_L$ [N.m]	
0.2029	0.1843	1000	20	

### 2.3 Dolaylı VK ve Doğrudan VK Yöntemleri

VK yöntemi aynı zamanda alan yönlendirmeli kontrol olarak da isimlendirilmektedir. Alan yönlendirmeli kontrol, (2.3) eşitliğinde indüklenen moment ifadesindeki negatif kısmın sıfırlanmasını sağlayacak şekilde akının yönlendirilmesini sağlamakta ve yönlendirilen akı vektörüne göre rotor akısı, stator akısı ve hava aralığı akısı yönlendirmeli olarak isimlendirilmektedir. Bu çalışmada yönlendirilen akı vektörü rotor akısı olarak seçilmiş ve eşitlikler rotor akısı temelli olarak sunulmuştur. Böylece rotor akısı yönlendirmeli dolaylı VK'nın gerçekleşmesi için kayma açısal hızı  $\omega_r^{ref}$  (ya da  $\omega_{sl}^{ref}$ ), duran statora göre yönlendirilecek akının konumu  $\theta_{rf}$  ve akı referansları  $i_{sd}^{ref}$  ve  $i_{sq}^{ref}$  aşağıdaki gibi hesaplanır:

$$\omega_r^{ref} = \omega_{sl}^{ref} = \frac{L_m i_{sq}^{ref}}{T_r |\vec{\varphi}_r|^{ref}} \quad (2.6)$$

$$\theta_{rf} = \int_0^t \omega_{rf} dt = \int_0^t (\omega_r^{ref} + P_p \omega_m) dt \quad (2.7)$$

$$i_{sq}^{ref} = \frac{t_e^*}{k_T |\vec{\varphi}_r|^{ref}} \quad (2.8)$$

$$i_{sd}^{ref} = \frac{T_r}{L_m} \frac{d}{dt} |\vec{\varphi}_r|^{ref} + \frac{1}{L_m} |\vec{\varphi}_r|^{ref} \quad (2.9)$$

Stator ve rotor akıları (2.1) ve (2.2) eşitliklerinde  $\omega_s = 0$  ve  $\omega_r = -Pp\omega_m$  alınarak elde edilen  $\alpha\beta$ - eksenli eşitlikleri kullanılarak aşağıdaki gibi hesaplanır:

$$\vec{\varphi}_{s,\alpha\beta} = \int (\vec{v}_{s,\alpha\beta} - R_s \vec{i}_{s,\alpha\beta}) dt \quad (2.10)$$

$$\vec{\varphi}_{r,\alpha\beta} = \frac{L'_r}{L_m} (\vec{\varphi}_{s,\alpha\beta} - L_\sigma \vec{i}_{s,\alpha\beta}) \quad (2.11)$$

$$\vec{\varphi}_{r,\alpha\beta} = \frac{L'_r}{L_m} (\int (\vec{v}_{s,\alpha\beta} - R_s \vec{i}_{s,\alpha\beta}) dt - L_\sigma \vec{i}_{s,\alpha\beta}) \quad (2.12)$$

Böylece kestirilen ya da hesaplanan akı vektörlerinden akının genliği ve  $\alpha\beta$ - stator duran eksenine göre konumu aşağıdaki gibi belirlenmektedir:

$$|\vec{\varphi}_r| = \sqrt{(\varphi_{r\alpha}^2 + \varphi_{r\beta}^2)} \quad (2.13)$$

$$\theta_{rf} = \tan^{-1} \frac{\varphi_{r\beta}}{\varphi_{r\alpha}} \quad (2.14)$$

## 2.4 Rotor ve Stator Modelli AÇAK

Bu çalışmada rotor akılarının kestirilmesi amacıyla basit bir algoritma yapısına sahip olan rotor ve stator gerilim eşitlikleri kullanılarak oluşturulan AÇAK'ler APKD üzerinde doğrudan VK yöntemi ile birlikte gerçekleştirilmiştir.

Refreans Holtz (2002)'de ifade edilen rotor modelli AÇAK'ye ait eşitlik aşağıda verilmiştir:

$$\frac{d}{dt} \vec{\varphi}_{r,\alpha\beta} = \frac{L_m \vec{i}_{s,\alpha\beta}}{T_r} - \omega_{br} \vec{\varphi}_{r,\alpha\beta} \quad (2.15)$$

Burada  $\omega_{br}$ ,  $\alpha\beta$ - ekseninde rotor kesme frekansıdır ve aşağıdaki gibi tanımlanmaktadır:

$$\omega_{br} \hat{=} \frac{R'_r}{L'_r} - j\omega_r \quad (2.16)$$

ASM'ye ait stator gerilim eşitlikleri kullanılarak oluşturulan AÇAK'ye ait eşitlikler aşağıdaki gibi elde edilebilir:

$$\hat{\varphi}_{s,\alpha\beta} = \int (\vec{v}_{s,\alpha\beta} - R_s \vec{i}_{s,\alpha\beta}) dt \quad (2.17)$$

$$\vec{\varphi}_{r,\alpha\beta} = \frac{L_r}{L_m} \left( \int (\vec{v}_{s,\alpha\beta} - R_s \vec{i}_{s,\alpha\beta}) dt - L_\sigma \vec{i}_{s,\alpha\beta} \right) \quad (2.18)$$

## 2.5 Dolaylı VK ve Doğrudan VK Yöntemlerinin APKD Üzerinde Gerçeklenmesi ve Benzetim Sonuçları

Dinamik kontrol yöntemlerinin başarımının artırılabilmesi için bütün kontrol sistemine ait hesaplamaların ve parametrelerin hızlı bir şekilde güncellenmesi gerekmektedir. Böylelikle sistem cevabı ve kapalı-çevrim kontrol yapılarının band-genişliği arttırılmaktadır.

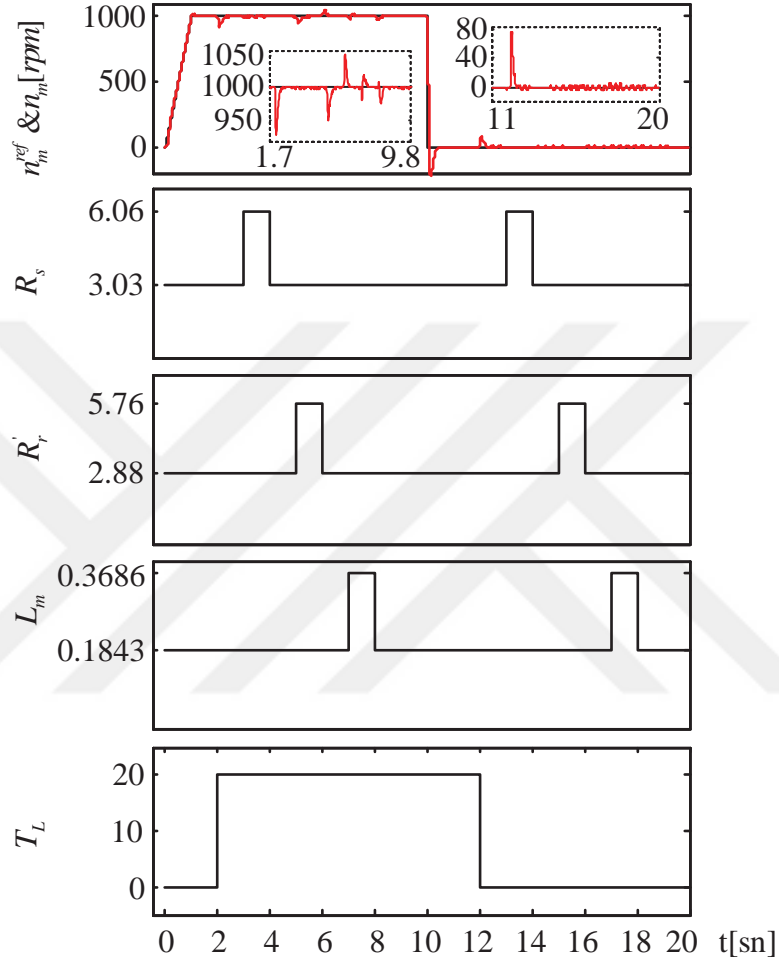
Daha küçük örnekleme zamanı ile kontrol sistemini gerçeklemek amacıyla bu çalışmada, paralel işlem yapma ve esnek programlama özelliğine sahip olan, mantıksal birimler ve kapılardan oluşan APKD kullanılmıştır. Kullanılan APKD, Xilinx firmasının üretmiş olduğu ve saat frekansı 100 KHz olan XUPV5-LX110T geliştirme kartıdır (Evaluation Platform'dur). APKD üzerinde uygulanan bütün kontrol yöntemleri, kestirici/gözlemleyici algoritmaları ve ASM modeli VHDL ile oluşturulmuştur. Oluşturulan VHDL komutları Xilinx firması tarafından sağlanan ISE Design Suite derleyicisi tarafından derlenerek APKD için uygun mantıksal bloklar ve bağlantılar oluşturulmuştur.

ASM modelini, kontrol yöntemlerini, kestirici algoritmalarını ve evirici modeli için akım temelli histeresiz karşılaştırmalar kullanılarak anahtarlama durumlarının belirlendiği algoritmaların tamamını içeren benzetim çalışmaları, APKD üzerinde DTB tekniği kullanılarak test edilmiştir.

ASM modeline ve kestirici yöntemlerine ait sonuçlar Ethernet haberleşme protokolü aracılığıyla APKD ile bilgisayar arasında veri eldesi kontrolü sağlanarak '.txt' uzantısıyla kaydedilmiştir. Ethernet paketlerinin yakalanması ve kaydedilmesi amacıyla

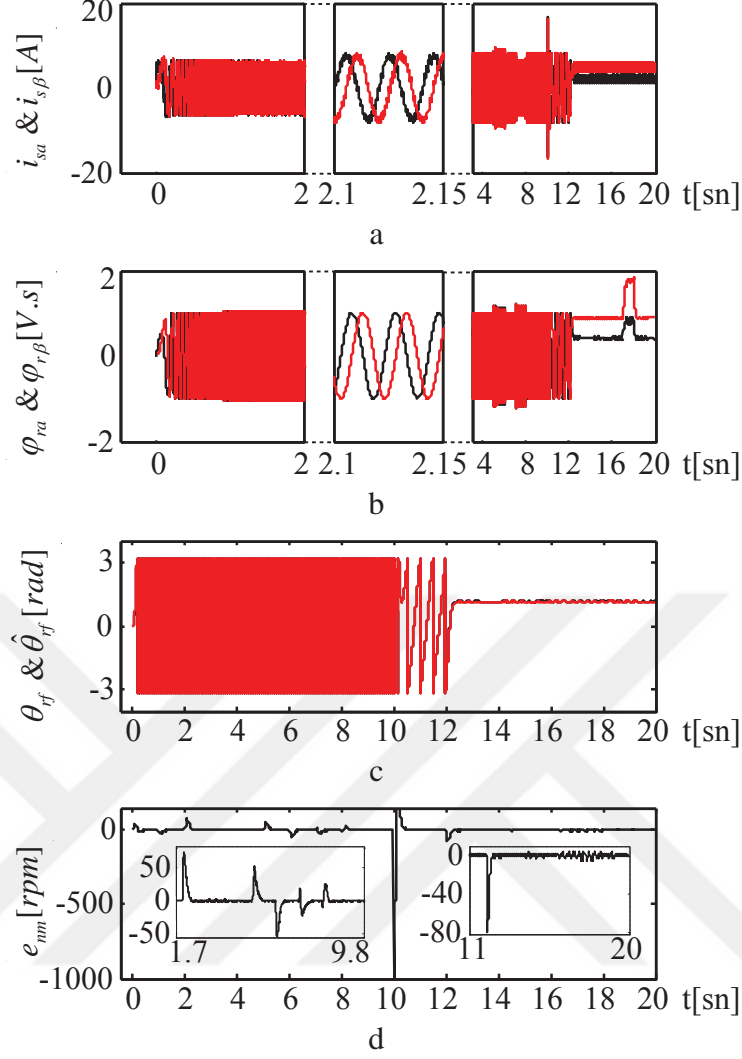


değişimler oluşturulmuştur. Elde edilen başarımlar ise Şekil 2.3’de sunulmuştur. Şekil 2.2 ve 2.3’den, parametrelerin değişmesi anında kontrol edilen hızda sıçramalar olmakla birlikte, kontrol sisteminin bu değişimleri kendiliğinden kompanze edebildiği gözlenmiştir.



**Şekil 2.2.** Dolaylı VK’da  $n_m^{ref}$ , e karşı  $n_m$  değişimi ve referans motor parametre ve yük momentini değişimleri

Şekil 2.2 ve 2.3’de belirli zaman aralıklarında meydana gelen  $R_s, R_r', L_m$  ve  $T_L$  değişimlerinin hız kontrol başarımına etkisi görülmektedir. Bu etkilerin nedeni, (2.6)-(2.9) eşitliklerinden anlaşılmakta olup kontrol başarımının özellikle rotor zaman sabiti  $\tau_r = \frac{L_r'}{R_r'}$ , nin doğru belirlenmesine ihtiyaç duyduğu açıktır. Burada motor parametre değişimlerinin kontrol algoritmasına güncellenmesi gerektiği açık bir şekilde belirtilmiştir.



**Şekil 2.3.** Dolaylı VK yönteminde (a) ASM modeli stator akımının  $\alpha\beta$ - bileşenleri (b) ASM modeli rotor akısının  $\alpha\beta$ - bileşenleri (c)  $\theta_{rf}$  &  $\hat{\theta}_{rf}$  değişimi (d) Hız hatası ( $n_m^{ref} - n_m$ )

Diğer taraftan Çizelge 2.2’de APKD üzerinde kullanılan mantıksal birimlerin sayıları ve oranları Çizelge 2.3’de ise her bir algoritmanın hesaplanma süreleri verilmiştir.

**Çizelge 2.2.** APKD üzerinde gerçekleştirilen dolaylı VK yönteminde kullanılan mantıksal birimlerin sayısı

Kullanılan Kaynak	Kullanılan Sayı	APKD’deki Toplam Sayı	Kullanım Oranı
Slice Register	12079	69120	%17
Slice LUTs	18895	69120	%27
Occupied Slices	6378	17280	%36
DSP48Es	26	64	%40

**Çizelge 2.3.** Dolaylı VK yönteminde algoritmaların hesaplanma süreleri

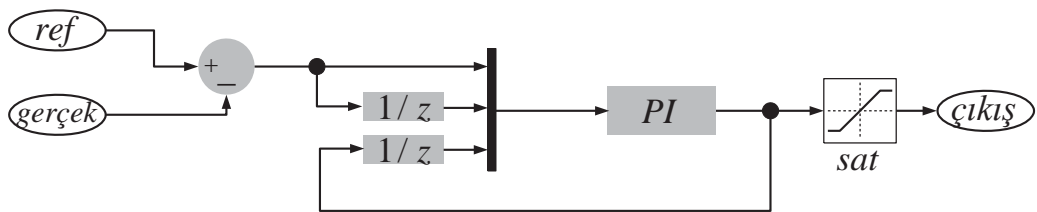
Algoritma	Süre ( $\mu s$ )
Dolaylı VK	2.72
ASM modeli	0.73
Toplam	3.45

Hız-kontrolörü olarak kullanılan PI kontrol yapısının APKD üzerinde gerçekleştirilebilmesi amacıyla (2.19) ve (2.20) eşitliklerinde ifade edilen PI kontrol yapısının ayrıklaştırılmış matematiksel ifadeleri kullanılmıştır.

$$PI(k + 1) = K_p * ((ref - gercek)(k + 1) - (ref - gercek)(k)) + KI * (ref - gercek)(k + 1) + PI(k) \quad (2.19)$$

$$cikis(k + 1) = sat(PI(k + 1)) \quad (2.20)$$

Burada,  $K_p$ , uygunluk (Proportional) katsayısını,  $KI$ , integrasyon katsayısını,  $ref$ , kontrolör girişinin referans değerini,  $gercek$ , ölçülen ya da kestirilen sisteme ait gerçek değeri,  $sat(.)$  ise PI kontrol yapısında meydana gelebilecek integrasyon aşım probleminin (anti-windup) önüne geçilmesi için kullanılan sınırlandırma operatörünü ifade etmektedir. APKD üzerinde gerçekleştirilen PI kontrol yapısı Şekil 2.4'te görülmektedir.

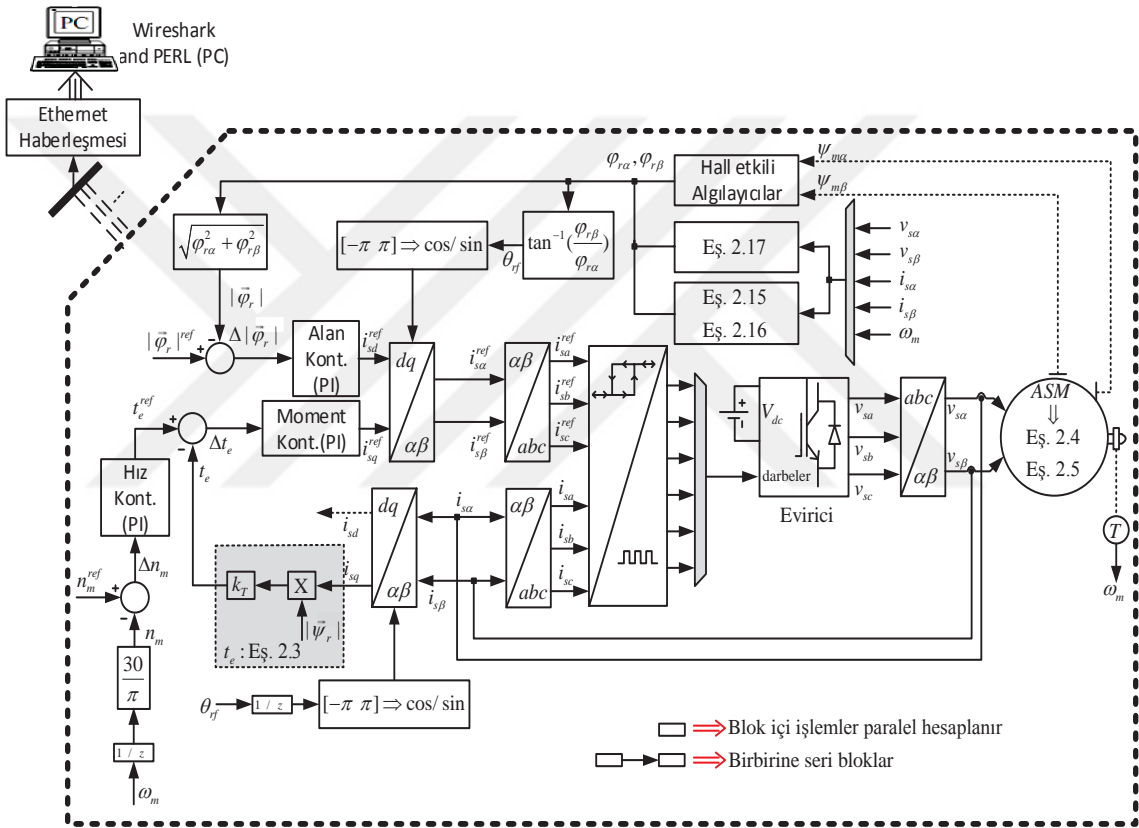


**Şekil 2.4.** PI kontrolör yapısının APKD üzerinde gerçekleştirilmesi

### 2.5.2 Hız-algılayıcı doğrudan VK yönteminin APKD üzerinde gerçekleştirilmesi

Burada Bölüm 2.5.1'den farklı olarak ASM'nin hız-algılayıcı doğrudan VK yöntemi, ASM modeli ve evirici anahtarlama durumlarının belirlendiği akım temelli histeresiz

karşılaştırmaları içeren algoritmalar APKD üzerinde gerçekleştirilmiştir. Öncelikle Hall-etkili akı algılayıcıların hava aralığına yerleştirildiği varsayımıyla ASM modelinden elde edilen rotor akıları rotor konum bilgisinin elde edilmesi için kullanılmıştır. Daha sonra Hall-etkili algılayıcılar yerine rotor akısı kestirimi için rotor ve stator modeli AÇAK'ler kullanılarak doğrudan VK yöntemi APKD üzerinde gerçekleştirilmiştir. APKD üzerinde oluşturulan benzetim ortamının blok şeması Şekil 2.5'te görülmektedir. APKD üzerinde gerçekleştirilen kapalı-çevrim kontrol sisteminde bloklar ile gösterilen işlemler birbirleri ile seri, bloklar içi matematiksel işlemler ise paralel yapılmıştır.



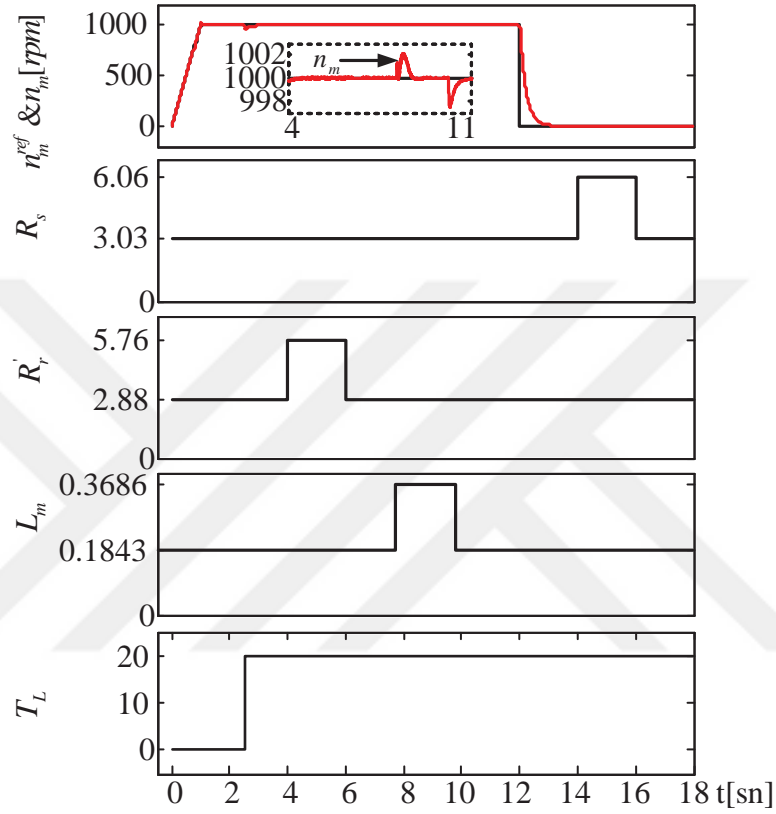
Şekil 2.5. APKD üzerinde gerçekleştirilen hız-algılayıcılı doğrudan VK sistemi

### 2.5.2.1 Akı ve hız-algılayıcılı doğrudan VK yöntemine ilişkin benzetim sonuçları

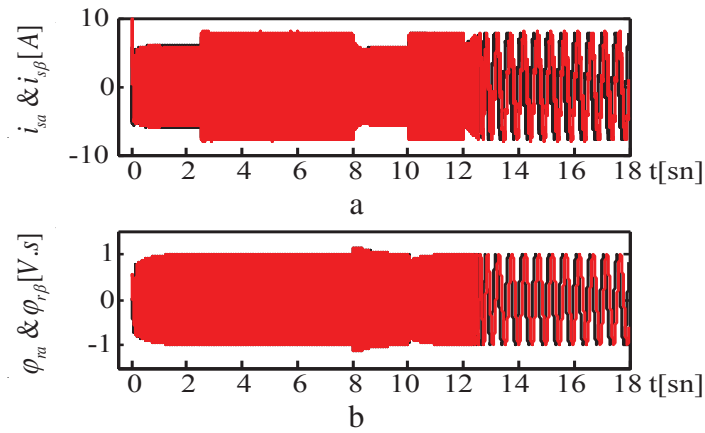
Birbirinden farklı zaman aralıklarında meydana gelen  $R_s$ ,  $R_r'$ ,  $L_m$  ve  $T_L$  değişimlerinin hız kontrol başarımına etkisi Şekil 2.6 ve 2.7c'de görülmektedir. Burada yüksüz olarak yol verilen ASM, 2.5. [s]'de  $20 [Nm]$ 'lik yük momentini yüklenmiştir. Rotor direnci  $R_r'$  ve stator direnci  $R_s$  sırası ile  $4 < t < 6 [s]$  ve  $14 < t < 16 [s]$  aralıklarında anma değerinin iki katına basamak şeklinde çıkarılmıştır. Mıknatıslama endüktansı  $L_m$ 'nin



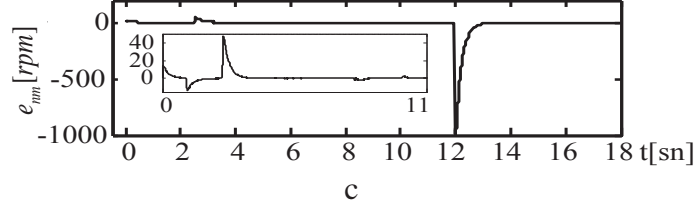
referans değeri ise  $8 < t < 10$  [s] aralığında anma değerinin iki katına çıkarılarak tüm bu değişimlerin kontrol sistemi üzerindeki etkisi gözlemlenmiştir. Motor akısının doğru olarak ölçüldüğü varsayılan bu senaryoda da kontrol edilen hız sadece parametre değişimlerinden anlık olarak etkilenmekte ama sonrasında hız belirlenen referans değerini izleyebilmektedir.



Şekil 2.6. Hız ve akı-algılayıcılı doğrudan VK'nın dayanıklılık testi için (ölçülen)  $R_s$ ,  $R_r$ ,  $L_m$  ve  $T_L$ 'nin referans değerleri



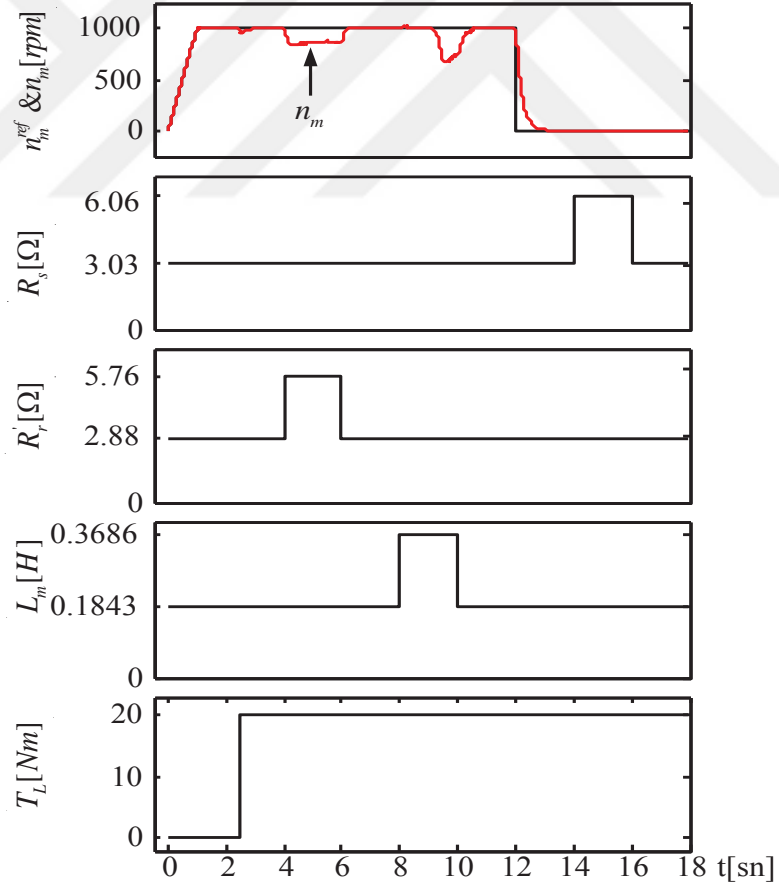
Şekil 2.7. Hız ve akı-algılayıcılı doğrudan VK yöntemi için (a) ASM modeli stator akımının  $\alpha\beta$ - bileşenleri (b) ASM modeli rotor akısının  $\alpha\beta$ - bileşenleri (c) Hız hatası ( $n_m^{ref} - n_m$ )



**Şekil 2.7.** (Devamı) Hız ve akı-algılayıcılı doğrudan VK yöntemi için (a) ASM modeli stator akımının  $\alpha\beta$ - bileşenleri (b) ASM modeli rotor akısının  $\alpha\beta$ - bileşenleri (c) Hız hatası ( $n_m^{ref} - n_m$ )

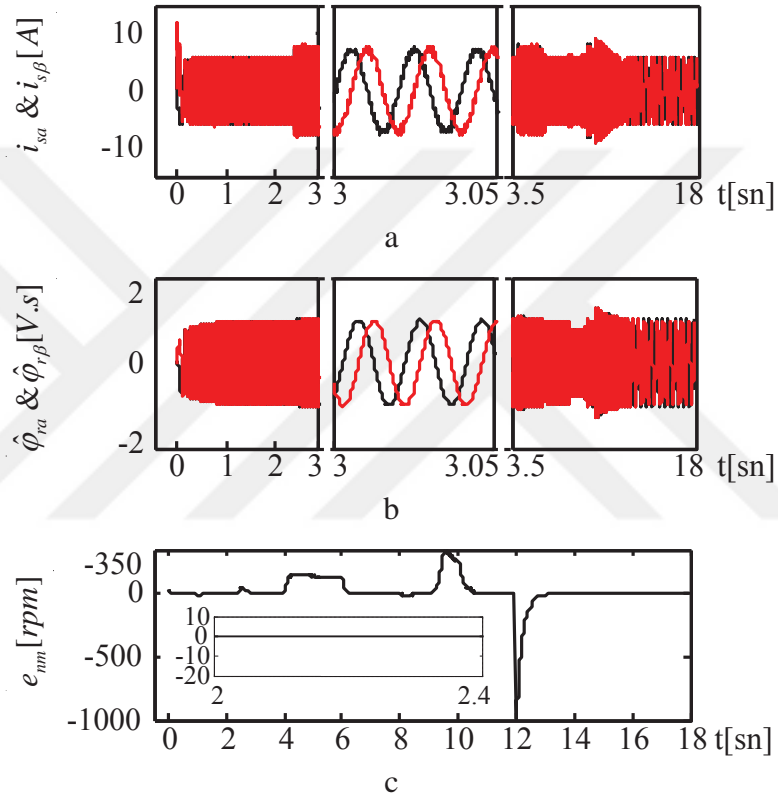
### 2.5.2.2 Rotor modelli AÇAK'li hız-algılayıcılı doğrudan VK yöntemine ilişkin benzetim sonuçları

Bu senaryoda, (2.15) eşitliği ile verilen ifade ayrıklaştırılarak elde edilen rotor modelli akı kestiricisi algoritması APKD üzerinde gerçekleştirilmiştir.



**Şekil 2.8.** Rotor modelli akı kestiricisinin kullanıldığı hız-algılayıcılı doğrudan VK'nın dayanıklılık testi için (ölçülen)  $R_s$ ,  $R_r'$ ,  $L_m$  ve  $T_L$ 'nin referans değerleri

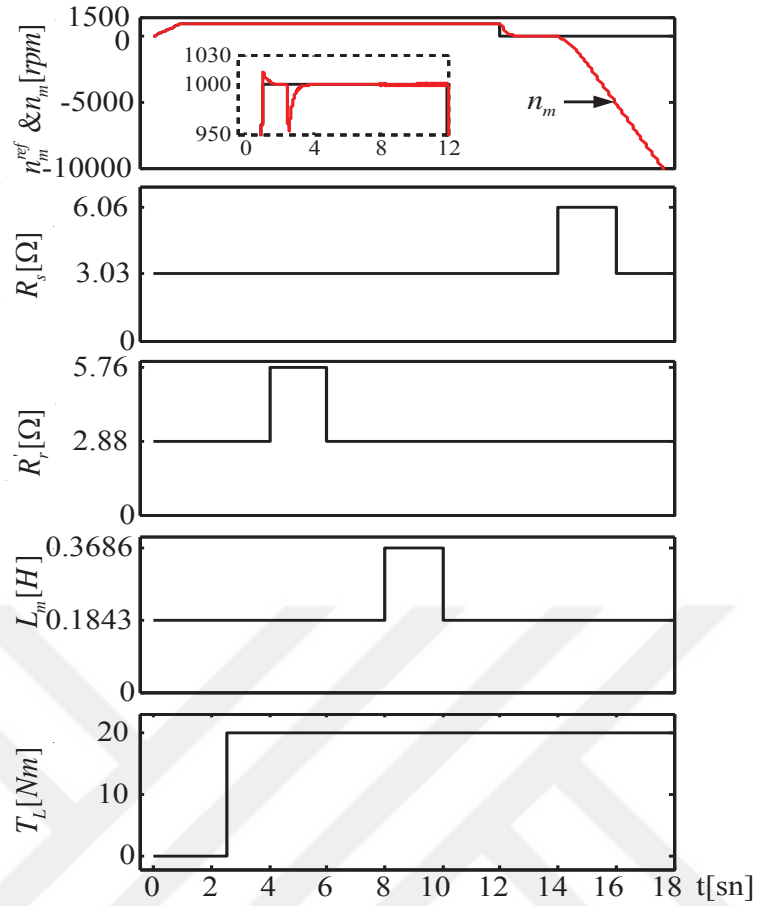
Uygulanan  $R_s$ ,  $R_r'$ ,  $L_m$  ve  $T_L$ 'de yapılan zorlayıcı değişimler Şekil 2.8'de verilmiş olup, elde edilen başarımlar Şekil 2.9'da sunulmuştur. Şekil 2.8 ve 2.9c'den rotor modelli AÇAK'nin kullanıldığı doğrudan VK'nın  $R_r'$  ve  $L_m$  değişimlerinden olumsuz etkilendiği, iyi bir hız kontrol başarımlı için bu parametrelerin doğru değerine ihtiyaç duyulduğu gözlemlenmiştir. Bu gözlem rotor modelli AÇAK için kullanılan (2.15) eşitliğindeki ifade ile de uyum içerisinde. Çünkü  $R_r'$  ve  $L_m$ , (2.15) ve (2.16) eşitliklerinde kullanılan parametrelerdir.



**Şekil 2.9.** Rotor modelli akı kestiricisinin kullanıldığı hız-algılayıcı doğrudan VK yöntemin için (a) ASM modeli stator akımının  $\alpha\beta$ - bileşenleri (b) ASM modeli rotor akımının  $\alpha\beta$ - bileşenleri (c) Hız hatası ( $n_m^{ref} - n_m$ )

### 2.5.2.3 Stator modelli AÇAK'li hız-algılayıcı doğrudan VK yöntemine ilişkin benzetim sonuçları

Bu kısımda Bölüm 2.5.2.2'den farklı olarak rotor modelli akı kestiricisi yerine stator modelli akı kestiricisi (2.17) eşitliği kullanılarak, ASM'nin hız-algılayıcı doğrudan VK yöntemi, APKD üzerinde gerçekleştirilerek benzetim çalışması yapılmıştır.



**Şekil 2.10.** Stator modelli akı kestiricisinin kullanıldığı hız-algılayıcı doğrudan VK'nın dayanıklılık testi için (ölçülen)  $R_s$ ,  $R_r'$ ,  $L_m$  ve  $T_L$ 'nin referans değerleri

Daha önce Şekil 2.8'de verilen  $R_s$ ,  $R_r'$ ,  $L_m$  ve  $T_L$ 'deki basamak biçimli değişimler bu senaryoda da kullanılmış (Şekil 2.10) ve elde edilen başarımlar Şekil 2.11'de verilmiştir. (2.18) eşitliğinde verilen ifadeler elde edilerek tasarlanan rotor akısı kestiricisinin kullanıldığı doğrudan VK'da özellikle  $R_s$  değişimlerinin başarımı olumsuz olarak etkilediği Şekil 2.10 ve 2.11c'de anlaşılmaktadır.

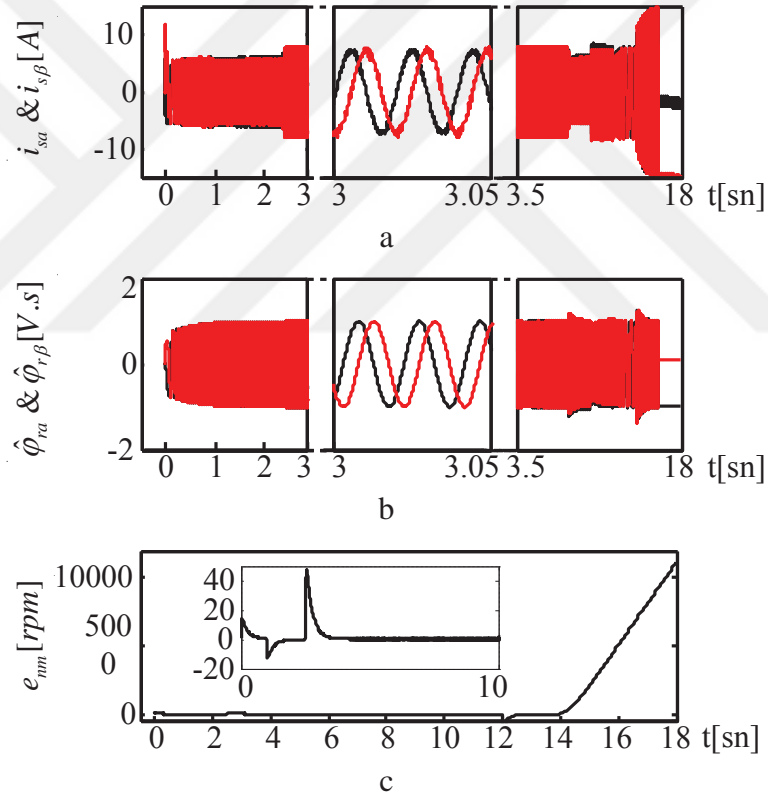
**Çizelge 2.4.** Hız-algılayıcı doğrudan VK yöntemi için algoritmaların hesaplanma süreleri

Doğrudan VK yöntemi	Akı ve hız-algılayıcı	Rotor modeli tabanlı AÇAK'li	Stator modeli tabanlı AÇAK'li
Doğrudan VK	4.48 ( $\mu s$ )	4.15 ( $\mu s$ )	4.15 ( $\mu s$ )
ASM modeli	0.71 ( $\mu s$ )	0.79 ( $\mu s$ )	0.79 ( $\mu s$ )
Akı kestirici	0 ( $\mu s$ )	0.34 ( $\mu s$ )	0.49 ( $\mu s$ )
Toplam	5.19 ( $\mu s$ )	5.28 ( $\mu s$ )	5.43 ( $\mu s$ )

Çizelge 2.4 ve 2.5'te, sırasıyla her bir algoritmanın hesaplanma süreleri ve APKD üzerinde kullanılan mantıksal birimlere ilişkin sayılar ve oranları verilmiştir.

**Çizelge 2.5.** APKD üzerinde gerçekleştirilen hız-algılayıcı doğrudan VK yöntemleri için kullanılan mantıksal birimlerin APKD'deki oranları

Kullanılan Kaynak	Akı ve hız-algılayıcı	Rotor modeli tabanlı AÇAK'li	Stator modeli tabanlı AÇAK'li
Slice Register	%23	%23	%24
Slice LUTs	%32	%32	%53
Occ. Slices	%43	%43	%63
DSP48Es	%46	%46	%46



**Şekil 2.11.** Stator modeli tabanlı akı kestiricisinin kullanıldığı doğrudan VK yönteminde (a) ASM modeli stator akımının  $\alpha\beta$ - bileşenleri (b) ASM modeli rotor akısının  $\alpha\beta$ - bileşenleri (c) Hız hatası ( $n_m^{ref} - n_m$ )

## 2.6 Sonuç ve Yorumlar

Bu çalışmada ASM'lerin hız kontrolü için tasarlanan hız-algılayıcı;

- Dolaylı VK,

- ii. Hall-etkili algılayıcılarla doğru olarak ölçüldüğü varsayılan rotor akısı temelli doğrudan VK,
- iii. Hall-etkili algılayıcıların fiziksel müdahale ile yerleştirilmesi ve ASM çalışma koşullarından etkilenmesi gibi olumsuzluklarının üstesinden gelmek için rotor modelli AÇAK'nin kullanıldığı doğrudan VK,
- iv. Stator modelli AÇAK'nin kullanıldığı doğrudan VK,

yöntemlerinin başarımları,  $R_s$ ,  $R_r'$ ,  $L_m$  ve  $T_L$ 'nin zorlayıcı değişimleri altında mevcut literatüre göre ilk kez test edilmiştir. Hız-algılayıcı durum için elde edilen DTB sonucunda (i) ve (ii)'deki yöntemlerin parametre değişimlerini kendiliğinden kompanze edebilme kabiliyetine sahip oldukları, ancak (iii)'ün özellikle  $R_r'$  ve  $L_m$  değişimlerinden ve (iv)'ün ise  $R_s$  değişimlerinden olumsuz yönde etkilendikleri tespit edilmiştir.

Diğer taraftan APKD'deki paralel işlem yapma özelliği kullanılarak hız-algılayıcı ya da İnan ve Barut (2014), Barut vd. (2012), Barut vd. (2011), Barut (2011), Barut (2010), Barut vd. (2008) ve Barut vd. (2007b)'deki gibi fazla işlem yüküne sahip hız-algılayıcısız VK algoritmalarının çok daha düşük örnekleme zamanlarında gerçekleştirilebileceği anlaşılmaktadır.

## BÖLÜM III

### ALAN-ZAYIFLAMA BÖLGESİNDE ÇALIŞAN ASENKRON MOTORLARIN ÇİFT GİRİŞLİ-GENİŞLETİLMİŞ KALMAN FİLTRESİ TABANLI HIZ- ALGILAYICISIZ KONTROLÜ

#### 3.1 Giriş

ASM'lerin yüksek verimli hız-algılayıcısız kontrolü, sıfır hızdan anma hızının üstündeki hızlara (Literatürde alan zayıflama bölgesinde çalışma olarak bilinmektedir.) kadar olan geniş bir aralıkta, rotor açısız hızı  $\omega_m$ 'nin ve/veya akının doğru bir şekilde kestirilmesine ihtiyaç duyar. Bunun yanı sıra, hız ve/veya akı kestirimlerinin aşağıda belirtilen sebepler nedeniyle olumsuz yönde etkilenmesi nedeniyle ASM'lerin hız-algılayıcısız kontrolünde bazı zorluklarla karşılaşmaktadır (Holtz, 2006; Finch ve Giaouris, 2008; Toliyat vd., 2003):

- Sargı sıcaklığı ve frekanstaki değişimden kaynaklanan stator ve rotor dirençleri  $R_s$  ve  $R_r'$ 'deki değişimler.
- Anma hızının referans değerinin üstünde hızlara doğru olan artışlarla birlikte, akı referansının anma değerinin, hız artışına ters orantılı olarak azalması sebebiyle oluşan alan zayıflama bölgesinde meydana gelen  $L_m$ 'deki değişimler.
- Özellikle yük momenti  $t_L$ 'deki değişimler ve sürtünme olarak adlandırılan mekaniksel belirsizlikler.
- Ölçülen stator akımlarının, gürültü ve işaret bilgisi edinme hatalarının yanı sıra ASM'nin stator ve rotoru arasındaki elektromanyetik etkileşimin sıfıra düşmesinden itibaren, rotor bilgilerini içermeyi kesmesi nedeniyle, çok düşük ya da sıfır hızlarda yüksüz durumda sürekli halde meydana gelen güçlükler.

ASM'lerin hız-algılayıcısız kontrolü ile ilgili bu problemlerin çözümü için son zamanlarda literatüre belirgin (deterministic) ASM modelini kullanan çeşitli kestirim yöntemleri Orłowska-Kowalska ve Dybkowski (2010), Hajian vd. (2010), Vicente vd. (2010), Zaky vd. (2010) ve Paladagu ve Chowdhury (2007)'de önerilmiştir. Ancak, bu çalışmalar özellikle,  $L_m$  ile birlikte  $R_s$  ve/veya  $R_r'$ 'deki değişimlere duyarlıdır. Bunlara

ilave olarak, Karanayil vd. (2007), Tajima vd. (2002), Ha ve Lee (2000) ve Zhen ve Xu (1998)'de  $L_m$  kestirimi olmaksızın  $R_s$  ve  $R_r'$  kestirimleri birlikte yapılmıştır. Ancak Karanayil vd. (2007)'de  $R_s$ ,  $R_r'$  ve  $\omega_m$  kestirim sonuçları birlikte gösterilmemiştir. Tajima vd. (2002)'de  $R_s$  ve  $\omega_m$  kestirimleri  $t_L$  değişimine duyarlı olmakla birlikte mıknatıslama akımı bilgisine yüksek frekanslı işaret uygulanarak  $R_r'$  kestirimi yapılmıştır. Ha ve Lee (2000) ve Zhen ve Xu (1998)'de yalnızca hız-algılayıcısız kontrol sistemi sürekli hale ulaştığı zaman kestirim algoritmalarının başarımlarının gözlenebilir olduğu yazarları tarafından ifade edilmiştir. Orłowska-Kowalska vd. (2011), Zaky vd. (2009), Levi ve Wang (2002) ve Choi vd. (2000)'de  $L_m$  kestirimini içeren hız-algılayıcısız kestirim algoritmaları da gerçekleştirilmiştir. Ancak, bu çalışmalardan Orłowska-Kowalska vd. (2011), Levi ve Wang (2002) ve Choi vd. (2000),  $R_s$  ve  $R_r'$  değişimlerinin her ikisine birlikte duyarlıyken, Zaky vd. (2009) ise yalnızca  $R_r'$  değişimine duyarlıdır.

Literatürde, Barut vd. (2008), Bogosyan vd. (2007), Barut vd. (2007) gibi  $\omega_m$ 'nin yanı sıra  $R_s$ ,  $R_r'$ ,  $t_L$ , rotor (stator) akısının stator duran eksen takımı bileşenlerinin ve stator akımlarının (ayrıca çıkış olarak ölçülmektedir) stator duran eksen takımı bileşenlerinin kestirildiği, olasıl (stochastic) ASM modelini kullanan anahtarlamalı-GKF ya da örgülü-GKF olarak adlandırılan yeni GKF tekniklerine dayanan çalışmalar da mevcuttur. Anahtarlamalı ve örgülü-GKF tekniklerinde, iki ayrı ASM modeli kullanılarak iki ayrı GKF algoritması geliştirilmiş olup bu algoritmalar, durum ve parametre kestirimi sayısının artırılması için ardışıl olarak çalıştırılmaktadır. Algoritmaların ardışıl olarak koşturulması işlemi her örnekleme zamanı  $T$  için yapılırsa örgülü-GKF,  $n \times T$  (Burada  $n$  sabit tam sayıdır.) için yapılırsa anahtarlamalı-GKF olarak isimlendirilmiştir. Fakat hem örgülü hem de anahtarlamalı-GKF iki ayrı GKF algoritmasına ihtiyaç duymaktadır. Bu durum gerçek-zamanlı uygulama noktasında, mikroişlemci, Sİİ ve APKD gibi donanım ortamlarının hafıza kapasitesi/alan gereksinimlerinde artışa ve maliyet artışına neden olmaktadır ve bu istenen bir durum değildir. Bu noktada önemli bir adım olan Barut (2010) ve Barut vd. (2012)'deki ÇG-GKF yöntemi, ardışıl olarak çalışan iki ayrı GKF algoritması yerine, iki ASM modeliyle ilgili girişleri başarılı bir şekilde anahtarlayarak tek bir GKF algoritması yapısı kullanılmıştır. Böylelikle ÇG-GKF algoritması hafıza gereksinimini, hem örgülü hem de anahtarlamalı-GKF algoritmasına kıyasla önemli oranda azaltmış olmaktadır. Bu çalışmalara (Barut, 2010; Barut vd.,



2012) ilave olarak Barut (2011)'de  $i_{s\alpha}$ ,  $i_{s\beta}$ ,  $\varphi_{r\alpha}$ ,  $\varphi_{r\beta}$ ,  $\omega_m$ ,  $t_L$ ,  $R_s$  ve  $R_r'$  ile birlikte toplam eylemsizlik momenti  $j_T$ 'yi, ölçülen stator akım ve gerilimlerini kullanarak kestiren ÇG-GKF algoritması önerilmiştir. Böylelikle kestirilen durum ve parametrelerinin sayısı Barut (2010) ve Barut vd. (2012)'ye göre artırılmıştır. Zai vd. (1992), Pena ve Asher (1993) ve Kataoka vd. (1993)'de hız-agılayıcısı/artımsal kodlayıcı kullanılarak ASM'nin alan zayıflama bölgesinde çalışması incelenmiştir. Zai vd. (1992), Pena ve Asher (1993) ve Kataoka vd. (1993)'de yapılan çalışmalar dışında literatürde, ASM'lerin alan zayıflama bölgesinde hız-agılayıcısız kontrolü için GKF algoritması kullanılarak  $L_m$  kestiriminin yapıldığı her hangi bir çalışma bulunmamaktadır.

Bu çalışmanın ana katkısı, Barut (2011)'de önerilen ÇG-GKF algoritmasının yeni bir modelinin ASM'nin hız-agılayıcısız doğrudan VK'sına uygulanması olmuştur. Barut (2011)'den farklı olarak bu çalışmada, stator faz akımları ve gerilimleri ölçülerek önerilen ÇG-GKF tabanlı gözlemleyicinin  $i_{s\alpha}$ ,  $i_{s\beta}$ ,  $\varphi_{r\alpha}$ ,  $\varphi_{r\beta}$ ,  $\omega_m$ ,  $R_s$ ,  $R_r'$ ,  $t_L$  ve  $L_m$ 'yi eş-zamanlı olarak kestirilebilmesi sağlanmıştır. Önerilen ÇG-GKF algoritması her örnekleme zamanı  $T$  için  $i_{s\alpha}$ ,  $i_{s\beta}$ ,  $\varphi_{r\alpha}$ ,  $\varphi_{r\beta}$  ve  $\omega_m$  durumlarına ilave olarak " $t_L$  ve  $R_s$ " ya da " $L_m$  ve  $R_r'$ " eş-zamanlı kestirimlerini gerçekleştirmektedir. Yukarıda belirtilen,  $i_{s\alpha}$ ,  $i_{s\beta}$ ,  $\varphi_{r\alpha}$ ,  $\varphi_{r\beta}$ ,  $\omega_m$ ,  $R_r'$  ve  $L_m$  durumlarını içeren ASM modeli ile Barut vd. (2008), Barut vd. (2007), Barut (2010) ve Barut vd. (2012)'deki  $i_{s\alpha}$ ,  $i_{s\beta}$ ,  $\varphi_{r\alpha}$ ,  $\varphi_{r\beta}$ ,  $\omega_m$ ,  $R_s$  ve  $t_L$  durumlarını içeren ASM modeli, Barut (2011)'de önerilen ÇG-GKF algoritması yapısı kullanılarak birleştirilmiştir. Böylelikle bütün elektriksel yana ilişkin olan  $i_{s\alpha}$ ,  $i_{s\beta}$ ,  $\varphi_{r\alpha}$ ,  $\varphi_{r\beta}$ ,  $R_s$ ,  $R_r'$  ve  $L_m$  durum değişkenleri ile mekaniksel yana ilişkin olan ve viskoz sürtünme terimini içeren  $\omega_m$  ve  $t_L$  durum değişkenleri kestirilmiştir. Önerilen ÇG-GKF'nin ve hız-agılayıcısız kontrol sisteminin başarımının ispatlanması için sıfır hızdan anma hızının üzerindeki hızlara kadar olan geniş bir aralıkta  $R_s$ ,  $R_r'$ ,  $t_L$  ve  $L_m$ 'nin basamak şeklindeki değişimlerini içeren çalışma koşullarında bilgisayar benzetimleri gerçekleştirilmiştir. Bu noktada bu çalışma literatürde bilinen ilk çalışma olma özelliğini taşımaktadır.

Bu çalışma şu şekilde düzenlenmiştir: Bölüm 3.1, problemleri ve ASM'lerin hız-agılayıcısız kontrolü ile ilgili literatürdeki mevcut çalışmaları tanıtmaktadır. Bölüm 3.2,  $i_{s\alpha}$ ,  $i_{s\beta}$ ,  $\varphi_{r\alpha}$ ,  $\varphi_{r\beta}$  ve  $\omega_m$  ile birlikte " $t_L$  ve  $R_s$ " ya da " $L_m$  ve  $R_r'$ "nin kestirimleri için

geliştirilmiş ASM modellerini açıklamaktadır. Bölüm 3.3 ve 3.4 sırasıyla, ÇG-GKF tabanlı yeni geliştirilen kestiriciyi ve alan zayıflama bölgesinde hız-algılayıcısız doğrudan VK sistemini tanımlamaktadır. Bölüm 3.5 benzetim sonuçlarını ve gözlemleri göstermektedir. Bölüm 6 ise sonuçları vermektedir.

### 3.2 ASM'nin Genişletilmiş Matematik Modeli

Bu çalışmada önerilen ÇG-GKF algoritması rotor akısı temelli iki ayrı ASM modelini kullanmaktadır: ilki Barut vd. (2008), Barut vd. (2007), Barut (2010) ve Barut vd. (2012)'deki,  $i_{s\alpha}$ ,  $i_{s\beta}$ ,  $\varphi_{r\alpha}$ ,  $\varphi_{r\beta}$ ,  $\omega_m$ ,  $t_L$  ve  $R_s$  kestirimleri için kullanılan ASM modeli iken, diğeri ilk kez,  $i_{s\alpha}$ ,  $i_{s\beta}$ ,  $\varphi_{r\alpha}$ ,  $\varphi_{r\beta}$ ,  $\omega_m$ ,  $L_m$  ve  $R_r'$  kestirimleri için bu çalışmada gerçekleştirilen ASM modelidir. ASM modellerinde, zamana karşı değişimlerinin yavaş olduğu kabul edilen  $R_s$ ,  $t_L$ ,  $R_r'$  ve  $L_m$ , sabit durumlar olarak kabul edilir. Buna ilave olarak stator faz akımı ve gerilimleri ölçülebilir nicelikler olarak varsayılmıştır. Bu yaklaşımlar altında Model-1 ve Model-2 olarak adlandırılan ASM modellerinin ayrıştırılmış ve genelleştirilmiş biçimi aşağıda verilmiştir:

$$\begin{aligned}\underline{x}_{ei}(k+1) &= \underline{f}_{ei}(\underline{x}_{ei}(k), \underline{u}_e(k)) + \underline{w}_{i1} \\ &= \underline{A}_{ei}(\underline{x}_{ei}(k))\underline{x}_{ei}(k) + \underline{B}_e \underline{u}_e(k) + \underline{w}_{i1}\end{aligned}\quad (3.1)$$

$$\begin{aligned}\underline{Z}(k) &= \underline{h}_{ei}(\underline{x}_{ei}(k)) + \underline{w}_{i2} \text{ (Ölçüm eşitliği)} \\ &= \underline{H}_e \underline{x}_{ei}(k) + \underline{w}_{i2}\end{aligned}\quad (3.2)$$

Burada,  $i = 1$  ya da  $2$ , her bir modeli göstermektedir.  $\underline{x}_{ei}$ , her iki model için genişletilmiş durum uzay vektörüdür.  $\underline{f}_{ei}$ , durum ve girişlerin doğrusal olmayan fonksiyonudur.  $\underline{A}_{ei}$ , sistem matrisidir.  $\underline{u}_e$ , kontrol giriş vektörüdür.  $\underline{B}_e$ , giriş matrisidir.  $\underline{w}_{i1}$ , sistem gürültüsüdür.  $\underline{h}_{ei}$ , çıkışların fonksiyonudur.  $\underline{H}_e$ , ölçüm matrisidir.  $\underline{w}_{i2}$ , ölçme gürültüsüdür.

(2.1) ve (2.2) eşitliklerindeki genelleştirilmiş biçimlere bakılarak, genişletilmiş ASM modellerinin ayrıntılı durum uzay gösterimi aşağıdaki gibi verilebilir:

•Model-1:  $t_L$  ve  $R_s$  kestirimi için kullanılan genişletilmiş ASM modelidir. Bu modele ilişkin  $\underline{x}_{e1}$ ,  $\underline{A}_{e1}$ ,  $\underline{B}_{e1}$  ve  $\underline{u}_e$  matrisleri (Barut vd., 2008; Barut vd., 2007; Barut, 2010; Barut vd., 2012) aşağıdaki gibidir:

$$\underline{x}_{e1} = [i_{s\alpha}(k) \quad i_{s\beta}(k) \quad \varphi_{r\alpha}(k) \quad \varphi_{r\beta}(k) \quad \omega_m(k) \quad t_L(k) \quad R_s(k)]^T$$

$$\underline{A}_{e1} \triangleq \begin{bmatrix} 1 - a_1 R_s(k) - a_3 & 0 & a_4 & a_5 \omega_m(k) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 - a_1 R_s(k) - a_3 & -a_5 \omega_m(k) & a_4 & 0 & 0 & 0 \\ a_9 & 0 & 1 - a_7 & -a_{10} \omega_m(k) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & a_9 & a_{10} \omega_m(k) & 1 - a_7 & 0 & 0 & 0 \\ -a_{11} \varphi_{r\beta}(k) & a_{11} \varphi_{r\alpha}(k) & 0 & 0 & 1 & -a_{12} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$\underline{B}_{e1} = \begin{bmatrix} a_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & a_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T, \underline{u}_e = \begin{bmatrix} v_{s\alpha}(k) \\ v_{s\beta}(k) \end{bmatrix}$$

Model-1'deki katsayılar aşağıdaki gibidir:

$$a_1 = \frac{T}{L_\sigma}, a_2 = a_1 \frac{L_m^2}{L_r}, a_3 = a_2 R_r', a_4 = \frac{a_3}{L_m}, a_5 = \frac{a_1 L_m p p}{L_r}, a_6 = \frac{T}{L_r}, a_7 = a_6 R_r',$$

$$a_8 = a_6 L_m, a_9 = a_8 R_r', a_{10} = p_p T, a_{11} = a_8 \frac{1.5 p p}{J_T}, a_{12} = \frac{T}{J_T}, a_{13} = \frac{a_2}{L_m}$$

•Model-2:  $L_m$  ve  $R_r'$  kestirimi için önerilen genişletilmiş ASM modelidir. Bu modele ilişkin  $\underline{x}_{e2}$ ,  $\underline{A}_{e2}$ ,  $\underline{B}_{e2}$ , ve  $\underline{u}_e$  matrisleri aşağıdaki gibidir:

$$\underline{x}_{e2} = [i_{s\alpha}(k) \quad i_{s\beta}(k) \quad \varphi_{r\alpha}(k) \quad \varphi_{r\beta}(k) \quad \omega_m(k) \quad L_m(k) \quad R_r'(k)]^T$$

$$\underline{A}_{e2} \triangleq \begin{bmatrix} 1 - R_s f_1(k) - f_3(k) & 0 & f_3(k) & f_4(k) \omega_m(k) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 - R_s f_1(k) - f_3(k) & -f_4(k) \omega_m(k) & f_3(k) & 0 & 0 & 0 \\ f_5(k) & 0 & 1 - f_6(k) & -p_p T \omega_m(k) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & f_5(k) & p_p T \omega_m(k) & 1 - f_6(k) & 0 & 0 & 0 \\ -f_7(k) \varphi_{r\beta}(k) & f_7(k) \varphi_{r\alpha}(k) & 0 & 0 & 1 & -\frac{T t_L}{J_T} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$\underline{B}_{e2} = \begin{bmatrix} f_1(k) & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & f_1(k) & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T, \underline{u}_e = \begin{bmatrix} v_{s\alpha}(k) \\ v_{s\beta}(k) \end{bmatrix}$$

Model-2'deki fonksiyonlar aşağıdaki gibidir:

$$f_1(k) = \frac{T}{L_\sigma(k)}, f_2(k) = \frac{L_m(k)}{L_r(k)}, f_3(k) = f_1(k)f_2^2(k)R_r(k), f_4(k) = p_p f_1(k)f_2(k),$$

$$f_5(k) = T f_2(k)R_r(k), f_6(k) = T \frac{R_r(k)}{L_r(k)}, f_7(k) = 1.5p_p \frac{T}{J_T} f_2(k),$$

$$L_s(k) = L_r(k) = L_l + L_m(k), L_\sigma(k) = L_s(k) - \frac{L_m^2(k)}{L_r(k)}$$

Her iki modelde de,  $p_p$ , kutup çifti sayısıdır.  $L_\sigma = \sigma L_s$ , stator geçici endüktansdır.  $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$ , kaçak ya da kuplaj faktörüdür.  $L_s$  ve  $L_r$  sırasıyla, stator ve rotor endüktanlarıdır.  $L_l$ , stator (ya da rotor) kaçak endüktansdır.  $v_{s\alpha}$  ve  $v_{s\beta}$ , stator gerilimlerinin stator duran eksen takımının bileşenleridir.  $J_T$ , ASM ve yükün toplam eylemsizlik momentidir.  $T$ , örnekleme zamanıdır.

Buradan açıkça görülüyor ki;

- Model-1 ve Model-2 arasındaki tek farklılık sırasıyla,  $\underline{x}_{e1}$ 'deki " $t_L$  ve  $R_s$ " ile  $\underline{x}_{e2}$ 'deki " $L_m$  ve  $R_r'$ " durumlarından kaynaklanmaktadır. Bu farklılıklarından dolayı Model-1 ve Model-2 sırasıyla, Model- $t_L$ & $R_s$  ve Model- $L_m$ & $R_r'$  olarak adlandırılmıştır.
- Her iki modelde de ölçülen durumlar ( $i_{s\alpha}$  ve  $i_{s\beta}$ ) aynı olduğu için (3.2) eşitliğindeki ölçme gürültüleri  $\underline{w}_{12}$  ve  $\underline{w}_{22}$  birbirine eşittir.

### 3.3 ÇG-GKF Tabanlı Yeni Kestirici Algoritmasının Geliştirilmesi

Barut (2011)'de gerçekleştirilen ÇG-GKF algoritması,  $i_{s\alpha}$ ,  $i_{s\beta}$ ,  $\varphi_{r\alpha}$ ,  $\varphi_{r\beta}$ ,  $\omega_m$ ,  $t_L$ ,  $L_m$ ,  $R_s$  ve  $R_r'$ 'nin anlık kestirim probleminin çözümü için bu çalışmaya uyarlanmıştır. Böylelikle Barut (2010)'da bahsedilen geleneksel ÇG-GKF yöntemine göre durum/parametre kestirimlerinin sayısı artırılmıştır. Bu çalışmada önerilen ÇG-GKF tabanlı kestiricinin ilk olmasının sebebi ASM'lerin hız-algılayıcısız kontrolü için gerekli tüm durumlarla birlikte  $R_s$ ,  $t_L$ ,  $R_r'$  ve  $L_m$ 'nin eş-zamanlı kestirimlerini içermesidir.

Önerilen kestirici algoritmasının geliştirilebilmesi için öncelikle standart GKF eşitlikleri (3.1a-3.1d) aşağıdaki gibi tanımlanmıştır:

$$\underline{F}_{ei}(k) = \left. \frac{\partial f_{ei}(\underline{x}_{ei}(k), \underline{u}_e(k))}{\partial \underline{x}_{ei}(k)} \right|_{\hat{\underline{x}}_{ei}(k), \underline{u}_e(k)} \quad (3.3a)$$

$$\underline{N}_i(k) = \underline{F}_{ei}(k) \underline{P}_i(k) \underline{F}_{ei}(k)^T + \underline{Q}_i \quad (3.3b)$$

$$\underline{P}_i(k+1) = \underline{N}_i(k) - \underline{N}_i(k) \underline{H}_e^T (\underline{D}_\xi + \underline{H}_e \underline{N}_i(k) \underline{H}_e^T) \underline{H}_e \underline{N}_i(k) \quad (3.3c)$$

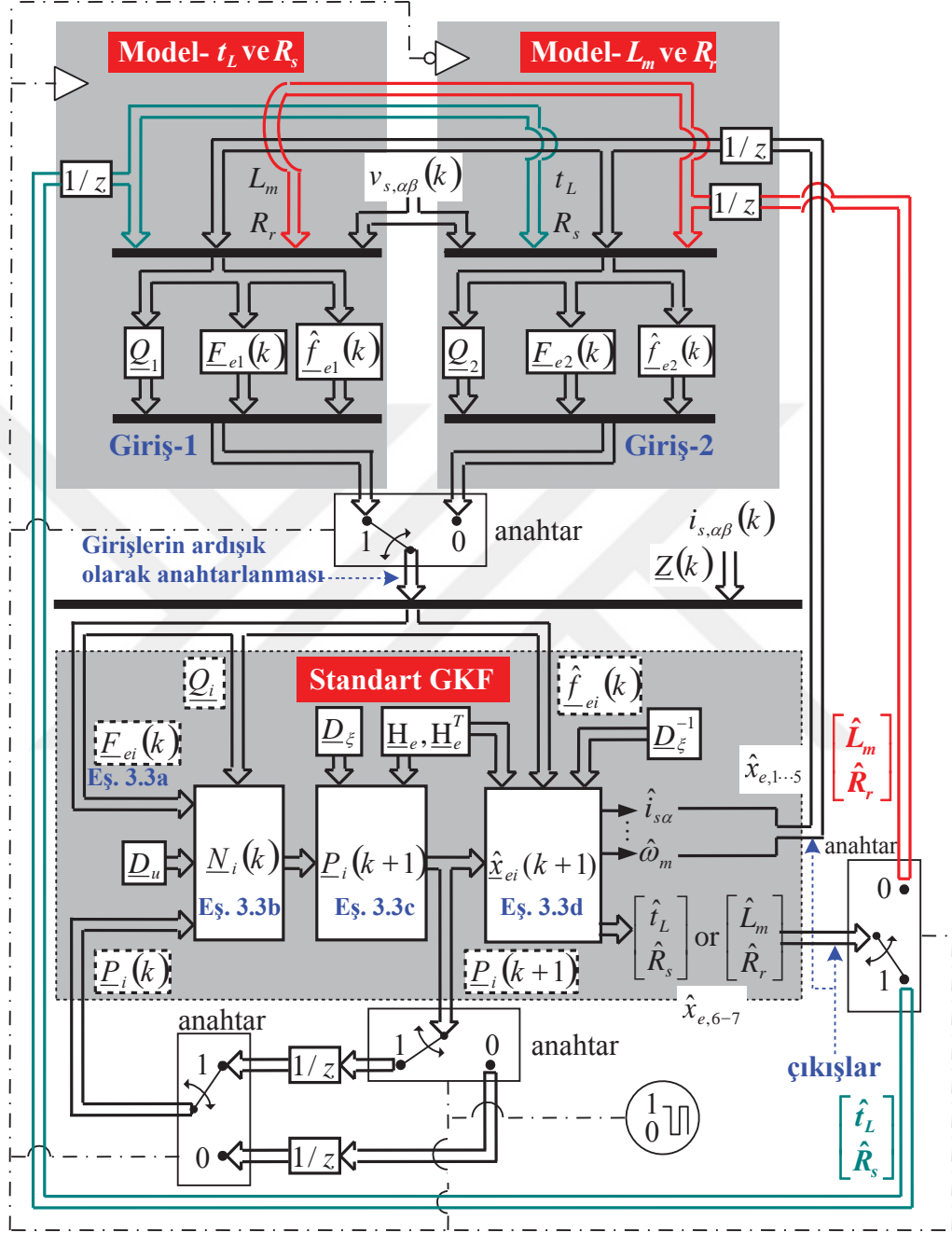
$$\hat{\underline{x}}_{ei}(k+1) = \hat{f}_{ei}(\underline{x}_{ei}(k), \underline{u}_e(k)) + \underline{P}_i(k+1) \underline{H}_e^T \underline{D}_\xi^{-1} (\underline{Z}(k) - \underline{H}_e \hat{\underline{x}}_{ei}(k)) \quad (3.3d)$$

Burada,  $\underline{F}_{ei}$ , doğrusal olmayan modelleri doğrusallaştırmada kullanılan fonksiyondur.  $\underline{Q}_i$ , sistem gürültüsünün kovaryans matrisidir, model hatası olarak adlandırılır.  $\underline{D}_\xi$ , çıkış gürültüsünün kovaryans matrisidir, ölçme gürültüsü olarak adlandırılır.  $\underline{P}_i$  ve  $\underline{N}_i$ , sırasıyla durum kestirim hatası ve dış değer hatasının kovaryans matrisleridir.

Daha sonra, (3.3a-3.3d) eşitlikleri kullanılarak ve Barut vd. (2012) ve Barut (2011)'de belirtilen hususlar göz önünde bulundurularak önerilen ÇG-GKF algoritması oluşturulmuştur.

Son olarak, geliştirilen ÇG-GKF algoritması şematik olarak Şekil 3.1'de gösterilmiştir. Şekil 3.1'de görüldüğü üzere yeni geliştirilen kestirici algoritmasında, Model- $t_L$ & $R_s$  ve Model- $L_m$ & $R_r$ 'den elde edilen *Giriş-1* ve *Giriş-2* olarak adlandırılan durumlar ardışıl olarak anahtarlanmasıyla birlikte ölçülen stator akımları ve gerilimleri kullanılarak  $i_{s\alpha}$ ,  $i_{s\beta}$ ,  $\varphi_{r\alpha}$ ,  $\varphi_{r\beta}$  ve  $\omega_m$  durum değişkenlerinin yanı sıra " $t_L$  ve  $R_s$ " ya da " $L_m$  ve  $R_r$ " durumları anlık olarak kestirilmektedir. Burada iki ayrı GKF algoritması, farklı ASM modellerinden elde edilen girişlerin anahtarlanamsı ile oluşturulan bir yapı kullanılarak tek bir GKF algoritmasında gerçekleşmiştir. Ardışıl anahtarlama işlemi her bir örnekleme zamanı  $T$  için yapılmaktadır. Diğer bir ifadeyle, " $t_L$  ve  $R_s$ " ya da " $L_m$  ve  $R_r$ " gibi  $i_{s\alpha}$ ,  $i_{s\beta}$ ,  $\varphi_{r\alpha}$ ,  $\varphi_{r\beta}$  ve  $\omega_m$  durumlarının eş-zamanlı kestirimleri her  $T$  süresi için gerçekleştirilir. Her ardışıl anahtarlama işleminin sonunda  $i_{s\alpha}$ ,  $i_{s\beta}$ ,  $\varphi_{r\alpha}$ ,  $\varphi_{r\beta}$  ve  $\omega_m$  kestirimleri *Giriş-1* ve *Giriş-2*'nin her biri için güncellenirken, bir önceki adımda kestirilen " $L_m$  ve  $R_r$ " *Giriş-1* için, " $t_L$  ve  $R_s$ " ise *Giriş-2* için sabit parametreler olarak

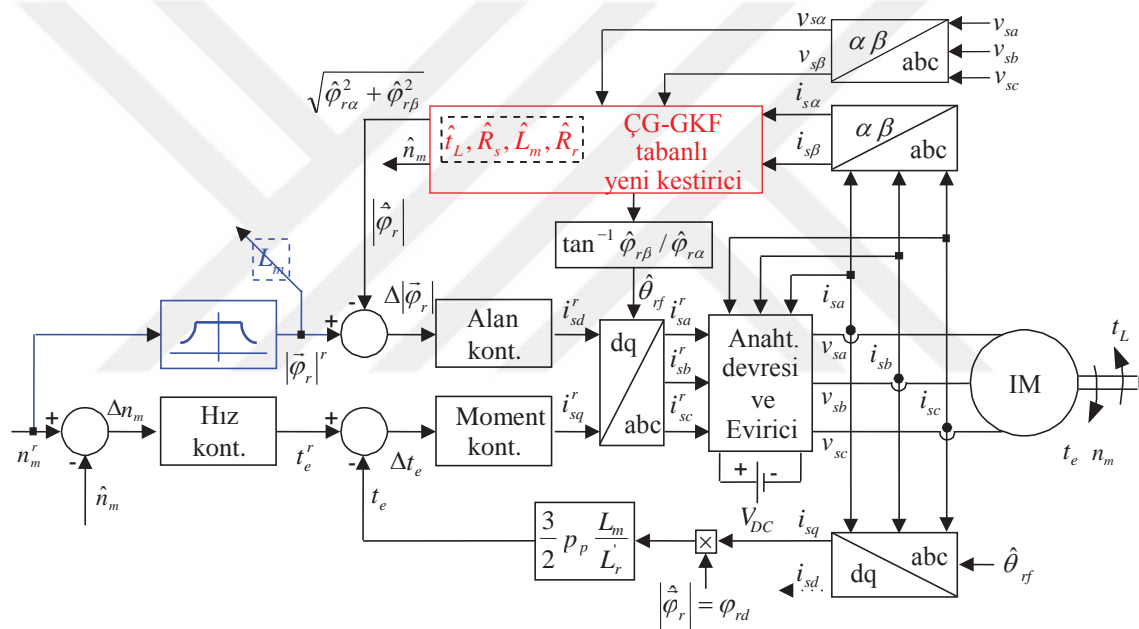
kabul edilir (ya da tam tersi) ve ayrıca  $\underline{P}_i(k+1)$ , bir sonraki kestirim algoritması için  $\underline{P}_i(k)$  olarak sabit tutulur.



Şekil 3.1. Önerilen ÇG-GKF algoritmasının şematik gösterimi

### 3.4 Alan Zayıflama Bölgesinde Çalışan Hız-Algılayıcısız Doğrudan Vektör Kontrol Sistemi

Şekil 3.2’de, bu çalışmada önerilen ve ASM’nin  $n_b$  (bu çalışmada 1500 rpm) anma hızının üstündeki hız değerlerinde ortaya çıkan alan zayıflama bölgesinde hız kontrolünü sağlamak için geliştirilen ÇG-GKF tabanlı rotor akısı yönlendirmeli hız-algılayıcısız doğrudan VK’sı görülmektedir. Alan zayıflama bölgesinde, gerilim sınırı nedeniyle akı referansı  $|\vec{\varphi}_r|^r$ , hız referansı  $n_m^r$ ’nin artışı ile ters yönde azaltılmalıdır, bu nedenle mıknatıslama endüktansı artmaktadır (Orlowska-Kowalska, 2011; Zaky vd., 2009; Choi vd., 1997).



Şekil 3.2. Önerilen ÇG-GKF tabanlı rotor akısı yönlendirmeli hız-algılayıcısız doğrudanVK yöntemi

Şekil 3.2’de mavi çizgi ile görülen anma hızı ve anma akımı arasındaki ilişki matematiksel olarak aşağıda ifade edilmiştir:

$$n_m^r > n_b \text{ için } |\vec{\varphi}_r|^r = \frac{n_b}{n_m^r} |\varphi_r|^r_{rated} \quad (3.4a)$$

$$n_m^r > n_b \text{ için } L_m = \frac{|\varphi_r|^r_{rated}}{|\vec{\varphi}_r|^r} L_{mn} \quad (3.4b)$$

Burada,  $L_{mn}$ ,  $n_m^r \leq n_b$  için yüksüz durumda ve kilitli-rotor testlerinden elde edilen sabit  $L_m$  değerini göstermektedir. Diğer yandan Şekil 3.2’de  $\hat{\theta}_{rf}$ , stator duran eksen takımının  $\alpha$ -bileşeni ile döner eksen takımının  $d$ -bileşeni arasındaki alan açısı olarak bilinmektedir. Hız, alan ve moment denetçileri standart PI denetçileri biçimindedir.

### 3.5 Alan Zayıflama Bölgesinde Çalışan Hız-Algılayıcısız Doğrudan Vektör Kontrol Sistemi İlişkin Benzetim Sonuçları ve Gözlemler

Bu çalışmadaki sonuçlar ile Barut vd. (2007) ve Barut (2010)’da gerçekleştirilen çalışmalardan elde edilen sonuçlar arasında açık bir karşılaştırma yapılabilmesi ve önerilen ÇG-GKF tabanlı yeni geliştirilen kestiricinin başarımının ortaya konması için kullanılan ASM parametreleri Barut vd. (2007) ve Barut (2010)’daki ASM parametreleri ile aynı değerlere sahiptir. Bu parametreler aşağıdaki gibi verilmiştir:

$$P[kW] = 3, f[Hz] = 50, J_T[kg.m^2] = 0.0183, \beta_T[N.m/(rad/s)] = 0, p_p = 2, \\ V[V] = 380, I[A] = 6.9, R_{sn}[\Omega] = 2.283, R_{rn}[\Omega] = 2.133, L_s[H] = L_r[H] = 0.2311, \\ L_{mn}[H] = 0.22, n_{mn}[rpm] = 1430, t_{Ln}[N.m] = 20$$

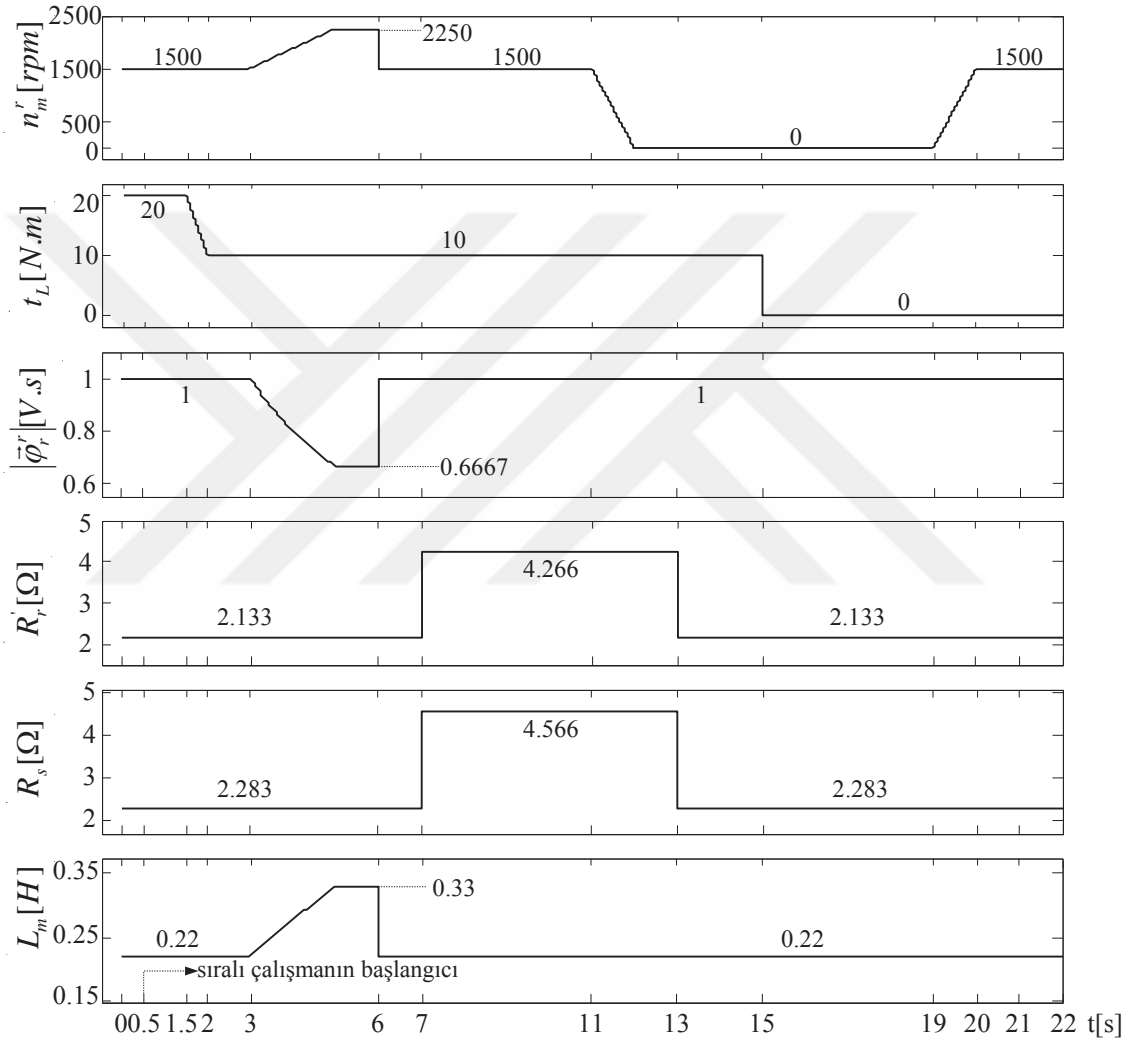
Diğer yandan, önerilen ÇG-GKF tabanlı kestiricide kullanılan tüm kovaryans matrislerinin değerleri ( $P_i$ ,  $Q_i$ , ve  $D_\xi$ ), geçici ve sürekli halde istenen kestirim başarımının elde edilebilmesi için ayarlanabilir parametreler olarak kabul edilmiş ve deneme-yanılma yöntemiyle belirlenmiştir. Sonuç olarak  $P_i$ ,  $Q_i$ , ve  $D_\xi$  matrisleri hesap karmaşıklığının önüne geçilmesi için aşağıda belirtildiği gibi köşegen olarak seçilmişlerdir:

$$Q_1 = \text{diag}\{q_i \quad q_i \quad q_\varphi \quad q_\varphi \quad q_\omega \quad q_{t_L} \quad q_{R_s}\} \\ Q_2 = \text{diag}\{q_i \quad q_i \quad q_\varphi \quad q_\varphi \quad q_\omega \quad q_{L_m} \quad q_{R_r'}\} \\ P_i = \text{diag}\{p \quad p \quad p \quad p \quad p \quad p \quad p\} \\ D_\xi = \text{diag}\{d \quad d\}$$

Burada,  $q_i = 10^{-9} A^2$ ,  $q_\varphi = 10^{-9} (V.s)^2$ ,  $q_\omega = 10^{-4} (rad/s)^2$ ,  $q_{t_L} = 10^{-4} (N.m)^2$ ,  $q_{R_s} = 10^{-5} \Omega^2$ ,  $q_{L_m} = 10^{-6} H^2$ ,  $q_{R_r'} = 10^{-5} \Omega^2$ ,  $p = 9$ ,  $d = 10^{-6} V^2$ .

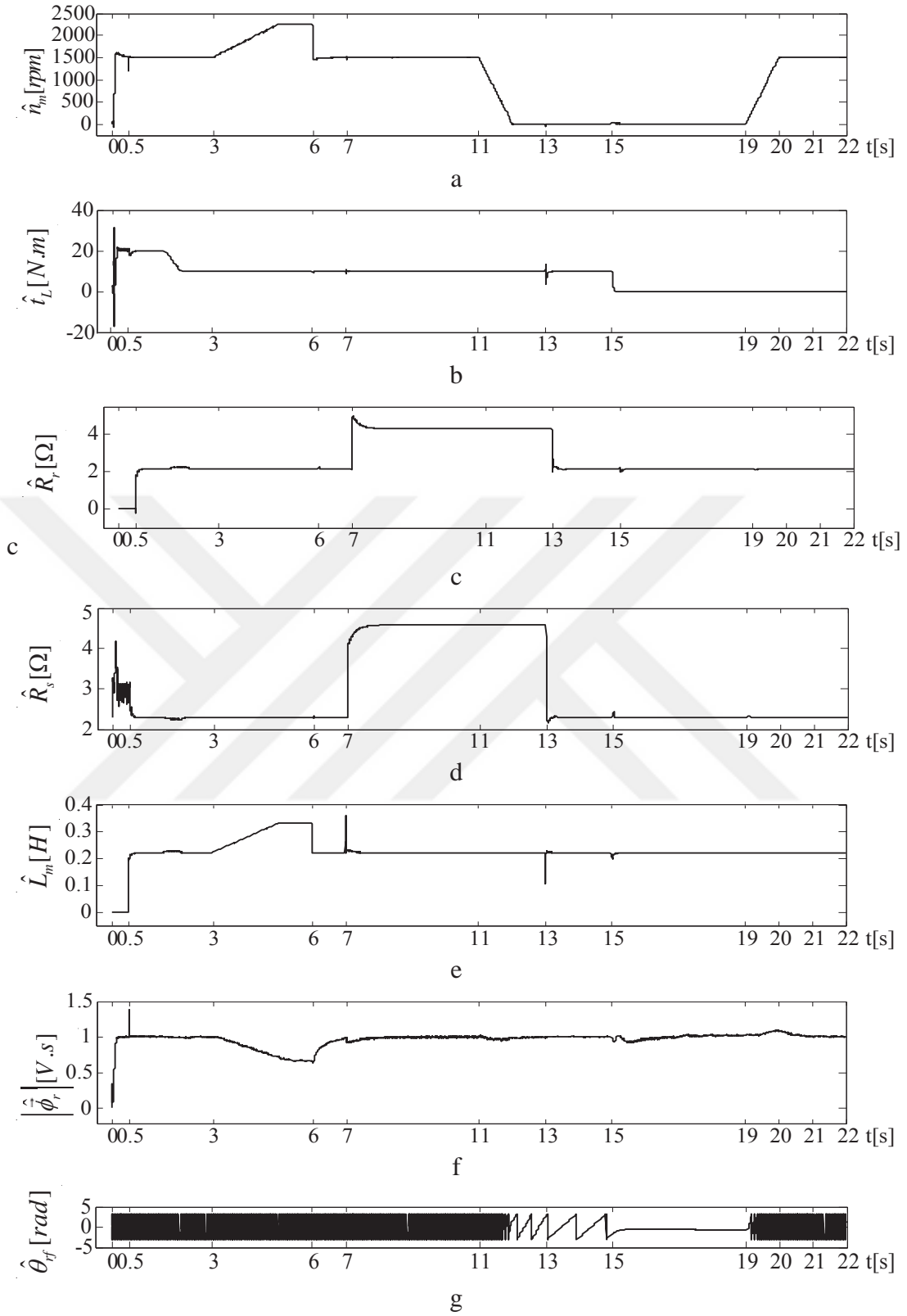


ASM'nin hız-algılayıcısız kontrolü ile ilgili literatürde yapılan çalışmalar incelendiğinde önerilen kestirici bir "ilk" olma özelliği taşımaktadır. Bu çalışmada ASM'nin hız-algılayıcısız kontrolü,  $R_s$ ,  $R_r'$ ,  $t_L$  ve  $L_m$  değişimleri ile birlikte sıfır hız ve anma hızının üstündeki hızları kapsayan geniş bir aralıkta gerçekleştirilmiştir. Şekil 3.3  $R_s$ ,  $R_r'$ ,  $t_L$  ve  $L_m$ 'nin basamak şeklindeki ve doğrusal şeklindeki değişimlerini göstermektedir.

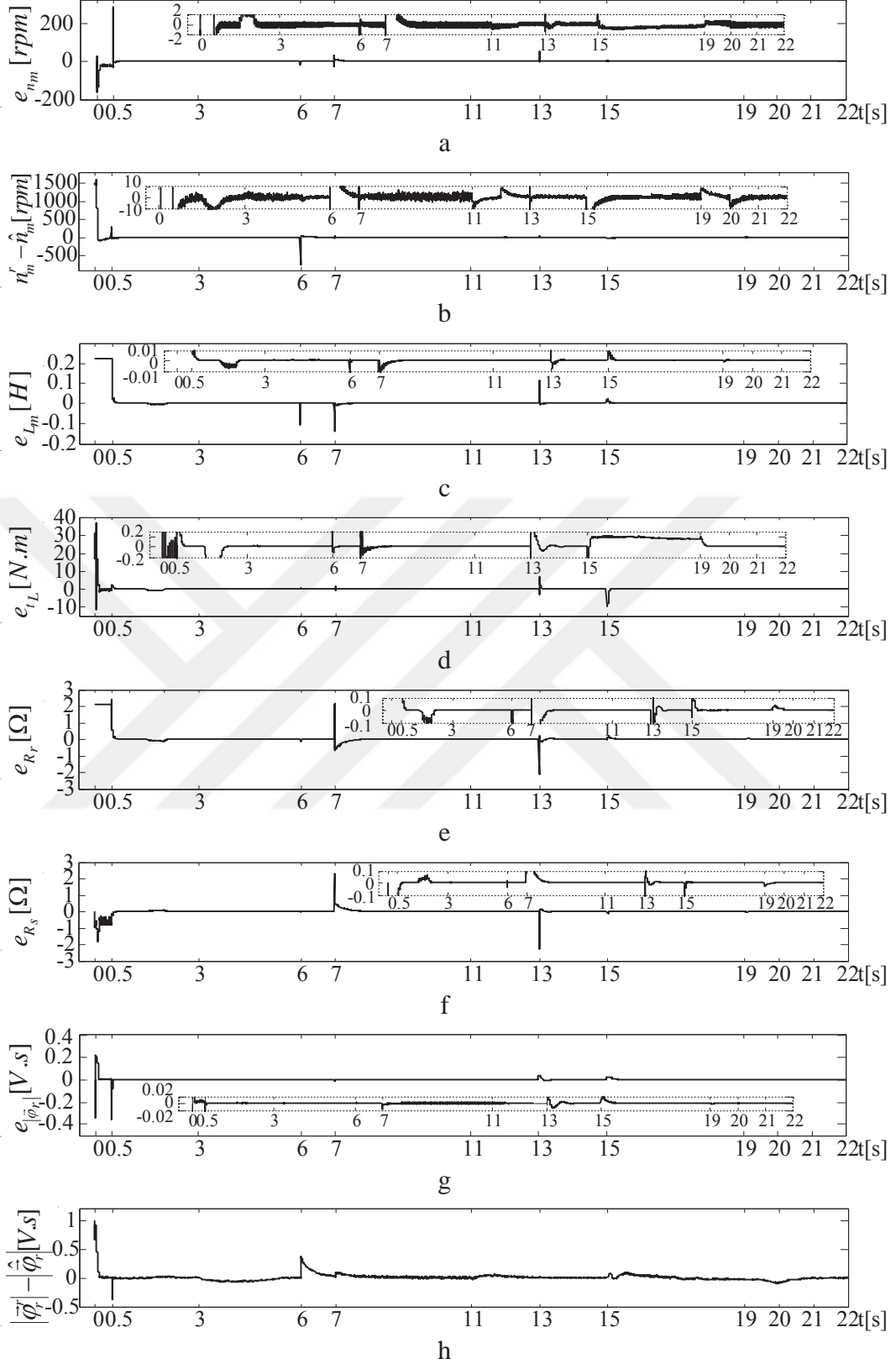


**Şekil 3.3.** Kestirim algoritması ve kontrol sistemi için  $n_m^r$ ,  $t_L$ ,  $|\vec{\varphi}_r|^r$ ,  $R_r'$ ,  $R_s$ , ve  $L_m$ 'nin referans değişimleri

Sonuç olarak, önerilen ÇG-GKF tabanlı kestiriciden ve hız-algılayıcısız kontrol sisteminden ölçme gürültülerine ihtiyaç duyulmadan ve hesaba katılmadan elde edilen benzetim sonuçları Şekil 3.4a-3.4g'de gösterilmektedir.



**Şekil 3.4.** Önerilen ÇG-GKF tabanlı kestirici ve doğrudan VK sistemi için benzetim sonuçları (a)  $\hat{n}_m$  'nin değişimi (b)  $\hat{t}_L$  'nin değişimi (c)  $\hat{R}_r$  'nin değişimi (d)  $\hat{R}_s$  'nin değişimi (e)  $\hat{L}_m$  'nin değişimi (f)  $|\hat{\phi}_r| = \sqrt{\hat{\phi}_{r\alpha}^2 + \hat{\phi}_{r\beta}^2}$  'nin değişimi (g)  $\hat{\theta}_{rf} = \tan^{-1}(\hat{\phi}_{r\beta}/\hat{\phi}_{r\alpha})$  'nin değişimi



**Şekil 3.5.** Kestirim ve izleme hataları için benzetim sonuçları (a)  $e_{n_m} = n_m - \hat{n}_m$ 'nin değişimi (b)  $\Delta n_m = n_m^r - \hat{n}_m$ 'nin değişimi (c)  $e_{L_m} = L_m - \hat{L}_m$ 'nin değişimi (d)  $e_{t_L} = t_L - \hat{t}_L$ 'nin değişimi (e)  $e_{R_r} = R_r' - \hat{R}_r'$ 'nin değişimi (f)  $e_{R_s} = R_s - \hat{R}_s$ 'nin değişimi (g)  $e_{\vec{\varphi}_r} = |\vec{\varphi}_r| - |\hat{\vec{\varphi}}_r|$ 'nin değişimi (h)  $\Delta|\vec{\varphi}_r| = |\vec{\varphi}_r|^r - |\hat{\vec{\varphi}}_r|$ 'nin değişimi

Bu sonuçlar  $\hat{n}_m$ ,  $\hat{t}_L$ ,  $\hat{R}_s$ ,  $\hat{R}'_r$ ,  $\hat{L}_m$ ,  $|\hat{\varphi}_r| = \sqrt{\hat{\varphi}_{r\alpha}^2 + \hat{\varphi}_{r\beta}^2}$  ve  $\hat{\theta}_{rf} = \tan^{-1} \hat{\varphi}_{r\beta} / \hat{\varphi}_{r\alpha}$  'nin değişimlerini içermektedir. Burada,  $T = 100 \mu s$  'dir. “^”, kestirilen durum ya da parametreler için kullanılmaktadır.  $e_{(.)}$ , gerçek ile kestirilen durumlar arasındaki farkı ifade etmektedir.

Şekil 3.5a-3.6h  $e_{n_m} = n_m - \hat{n}_m$ ,  $\Delta n_m = n_m^r - \hat{n}_m$ ,  $e_{L_m} = L_m - \hat{L}_m$ ,  $e_{t_L} = t_L - \hat{t}_L$ ,  $e_{R_r} = R_r' - \hat{R}'_r$ ,  $e_{R_s} = R_s - \hat{R}_s$ ,  $e_{\varphi_r} = |\vec{\varphi}_r| - |\hat{\varphi}_r|$  ve  $\Delta|\vec{\varphi}_r| = |\vec{\varphi}_r|^r - |\hat{\varphi}_r|$  kestirim hatalarını göstermektedir.

Şekil 3.3'e bakıldığında, benzetimler temel olarak aşağıda sırayla belirtilecek olan bazı çalışma koşullarını içermektedir:

### 3.5.1 ASM'nin sıfır hızdan hızlandırılması ve sıralı çalışmaya geçiş ( $0 \leq t \leq 1.5$ [s])

Bu çalışma süresince, ASM, anma yük momentinde ( $t_{Ln} = 20$  [N.m]) serbest olarak anma hızına ( $n_b = 1500$  [d/dk]) kadar hızlandırılmaktadır. Burada, yeni geliştirilen ÇG-GKF tabanlı kestirici, yalnızca Model- $t_L$ & $R_s$  kullanılarak yanlış  $R_r' = 0.5 \times R_{rm}$  ve doğru  $L_m = L_{mn}$  değerleri ile elde edilen girişler kullanılarak 0.5. [s]'de ardışık olarak çalışmaya başlamıştır. Burada  $\hat{t}_{s\alpha}$ ,  $\hat{t}_{s\beta}$ ,  $\hat{\varphi}_{r\alpha}$ ,  $\hat{\varphi}_{r\beta}$ ,  $\hat{\omega}_m$ ,  $\hat{R}_s$  ve  $\hat{t}_L$  'nin başlangıç koşulları sıfır olarak alınmıştır. Bahsedilen ÇG-GKF'deki durum ve parametrelerin başlangıç değerleri;

- $n_b$  'nin altındaki ya da  $n_b$  'ye eşit hızlarda  $L_m$  ( $L_{mn}$ ) sabit kalmaktadır.
- $R_r$  'nin hatalı değeri kullanılmaktadır.  $R_r'$  'nin değeri ASM'nin anma frekansı ve anma yük koşulları altında yüksüz ve kilitli rotor deneylerinden elde edilmiştir.

Şekil 3.4 ve 3.5'te görüldüğü üzere  $0 \leq t \leq 0.5$  [s] aralığında kestirimler hala sabittir. Fakat yanlış  $R_r'$  değeri sebebiyle bazı hatalar içermektedir. Önerilen ÇG-GKF tabanlı kestirici Model- $t_L$ & $R_s$  ve Model- $L_m$ & $R_r'$  'den sırayla elde edilen girişleri kullanarak 0.5. [s]'de ardışık olarak çalışmaya başladıktan sonra bu hatalar hızlı bir şekilde sıfıra yakınsamaktadır. Bu sonuçtan da anlaşıldığı üzere, Model- $t_L$ & $R_s$  tabanlı kestiriciden

elde edilen sonuçlar kullanılarak, ÇG-GKF tabanlı kestiricisi yanlış  $R_r$  değerini ihmal edebilmektedir.

Diğer taraftan, Şekil 3.4b-3.4e ve Şekil 3.5c-3.5f' ye bakıldığında  $\hat{R}_s$ ,  $\hat{R}'_r$ ,  $\hat{t}_L$  ve  $\hat{L}_m$ 'nin başlangıç koşulları sıfır alınmasına rağmen, bütün kestirimlerin  $0 \leq t \leq 1.5$  [s] süresince gerçek değerlerine hızlı bir şekilde yakınsadığı görülmektedir.

### 3.5.2 Alan zayıflama bölgesinde çalışma ( $3 \leq t \leq 6$ [s])

Bu bölgede , hız-algılayıcısız sürücü  $n_m^r > n_b = 1500$  [d/dk] için  $|\overline{\varphi}_r|^r$  değeri  $|\varphi_r|^r_{rated}$  değerinin altına düşürülerek çalıştırılmaktadır. Şekil 3.3'de azalan  $|\overline{\varphi}_r|^r$  değerinin  $L_m$ 'nin artmasına sebep olduğu görülmektedir.  $3 \leq t \leq 5$  [s] aralığındaki değişimler ve 6. [s]'de  $L_m$ 'nin basamak biçimindeki değişimi Şekil 3.4e ve 3.5c'de görüldüğü gibi önerilen ÇG-GKF algoritması aracılığıyla doğru bir şekilde kestirilmiştir. Ayrıca  $n_m$  ve  $\overline{\varphi}_r$ , Şekil 3.5a, 3.5b, 3.5g ve 3.5h'de görüldüğü üzere bu değişimler altında hız-algılayıcısız kontrol sistemi ile doğru bir şekilde kestirilmiştir. Elde edilen sonuçlar, ASM'nin Toliyat vd. (2003)'de tanımlanan ve Orłowska-Kowalska ve Dybkowski (2009), Zaky vd. (2009) ve Levi ve Wang (2002)'deki çalışmalarda uygulanan ilave yöntemlerle elde edilen miknatıslama eğrisi bilgisi kullanılmaksızın, önerilen ÇG-GKF tabanlı kestirici ile alan zayıflama bölgesinde çalışmanın başarılı bir şekilde gerçekleştirildiğini göstermektedir.

### 3.5.3 $t_L$ 'nin doğrusal ve basamak biçimli değişimlerine yönelik çalışma ( $1.5 \leq t \leq 20$ [s])

Burada, Şekil 3.3'de görüldüğü üzere,  $1.5 \leq t \leq 2$  [s] aralığında meydana gelen doğrusal  $t_L$  değişimi ve 15. [s]'de başlayan basamak şeklindeki  $t_L$  değişimleri altında önerilen ÇG-GKF algoritmasının kestirim başarımının sınanması amaçlanmıştır.  $t_L$ , Model- $t_L \& R_s$ 'de sabit parametre olarak tanımlandığı halde önerilen kestirim algoritması gerçek  $t_L$  değerini tam olarak kestirmekte ve kestirim hatları da Şekil 3.4b ve 3.5d'de görüldüğü üzere çok kısa sürede sıfıra yakınsamaktadır. Önerilen algoritma,  $\hat{t}_L$ ' de mevcut olan viskoz sürtünme terimi  $\beta_T \omega_m$ 'yi Barut vd. (2007), Barut (2010) ve Barut

(2011)'deki gibi tanımlayabilme kabiliyetine sahiptir. Fakat bu çalışmada viskoz sürtünme etkisi gösterilmemiştir.

### 3.5.4 Yük momenti altında yüksek/sıfır hız için $R_s$ ve $R_r'$ değişimlerine yönelik çalışma ( $7 \leq t \leq 13$ [s])

Bu çalışmada, ASM,  $t_{Ln} = 20$  [N.m]'lik anma yük momenti altında  $1500$  [d/dk]'lik anma hızında dönerken  $R_s$  ve  $R_r'$  eş-zamanlı olarak 7. s'de basamak şeklinde sırasıyla  $2 \times R_{sn}$  ve  $2 \times R_{rn}$  değerlerine çıkarılmıştır. Daha sonra 13. [s]'de ASM sıfır hızda ve  $t_L = 10$  [N.m]'lik yük momenti ile yüklü durumda iken,  $R_s$  ve  $R_r'$  sırası ile,  $R_{sn}$  ve  $R_{rn}$  anma değerlerine düşürülmüştür. Yüksek ve sıfır hızda  $R_s$  ve  $R_r'$ 'nin her ikisinde meydana gelen değişimlere karşı önerilen ÇG-GKF algoritmasının kestirim sonuçları, Şekil 3.4c, 3.4d, 3.5c ve 3.5d'de görüldüğü üzere  $R_s$  ve  $R_r'$ 'nin gerçek değerlerine çok kısa bir sürede yakınsamıştır.

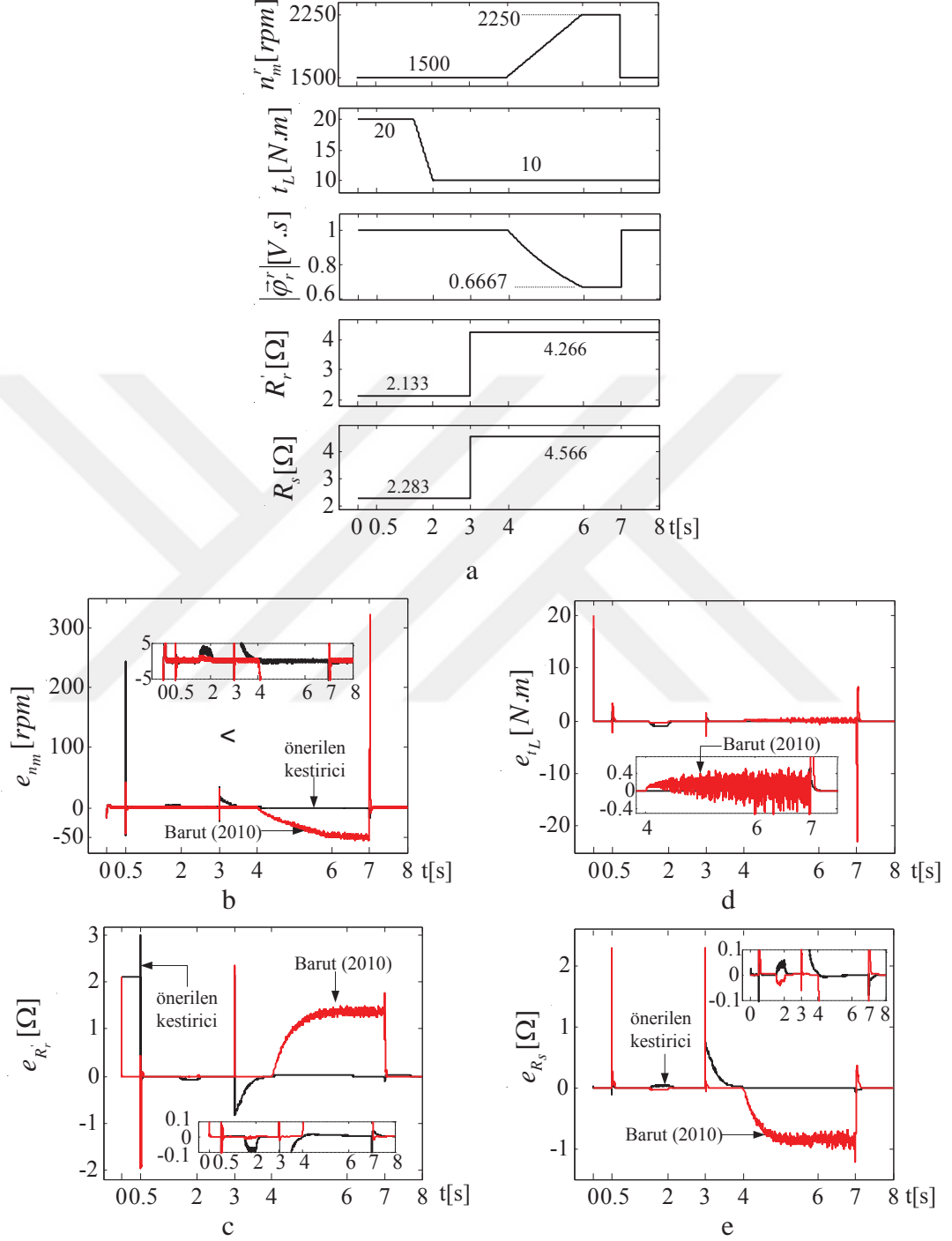
### 3.5.5 Yüksüz durumda sıfır hız ve tekrar anma hızında çalışma ( $15 \leq t \leq 22$ [s])

$15 \leq t \leq 19$  [s] aralığında, ASM'lerin durum ve parametre kestirimleri için Şekil 3.4g'de görüldüğü gibi  $\hat{\theta}_{rf} = \tan^{-1} \frac{\hat{\varphi}_{r\beta}}{\hat{\varphi}_{r\alpha}}$  sabit tutulmuştur.  $\hat{\theta}_{rf} = \tan^{-1} \frac{\hat{\varphi}_{r\beta}}{\hat{\varphi}_{r\alpha}}$ 'nin sabit olması nedeniyle stator tarafından rotor tarafına herhangi bir endüklenme gerçekleşmez. Bu da, ölçülen stator akımlarının rotor tarafına herhangi bir bilgi taşımadığı anlamına gelmektedir. Buna rağmen diğer çalışma Barut (2010)'da gerçekleştirilen kestirici kabul edilebilir sonuçlar sunmaktadır. Bunun nedeni;

- Yüksüz durumda ve sıfır hızda kestirim doğruluğunu ve yakınsama hızını artıran hareket eşitliğinin kullanılması (Barut, 2010),
- GKF'nin doğası gereği içerdiği, sürekli-halde, düşük ve sıfır hızda kestirim sonuçlarının gerçek değerlerine yakınsamasını sağlayan ve GKF'yi sürekli olarak uyarayan model ve ölçüm gürültülerinin kullanılması (Bogossyan vd., 2007).

$15 \leq t \leq 19$  [s] aralığında uygulanan ve ASM'nin durum ve parametre kestirimi için oluşabilecek en kötü durum olarak bilinen yüksüz durumda ve sıfır hızda, önerilen ÇG-

GKF algoritmasının tüm durum ve parametreleri kestirebilme başarımına sahip olduğunu  $19 \leq t \leq 22$  [s] aralığında gösterilmiştir.



**Şekil 3.6.** Önerilen gözlemleyici ve Barut (2010)'daki gözlemleyici için karşılaştırmalı benzetim sonuçları (a) Karşılaştırma testi için  $n_m^r$ ,  $t_L$ ,  $|\bar{\varphi}_r|^r$ ,  $R_r'$ ,  $R_s$ , ve  $L_m$ 'nin değişimi (b)  $e_{n_m} = n_m - \hat{n}_m$ 'nin değişimi (c)  $e_{R_r'} = R_r' - \hat{R}_r'$ 'nin değişimi (d)  $e_{t_L} = t_L - \hat{t}_L$ 'nin değişimi (e)  $e_{R_s} = R_s - \hat{R}_s$ 'nin değişimi

Diğer yandan, Şekil 3.6a'da belirtilen aynı referans değişimleri altında hem bu çalışmada önerilen ÇG-GKF tabanlı kestirici hem de bir önceki çalışmamız olan Barut (2010)'da geliştirilen ÇG-GKF tabanlı kestiriciye ait kestirim hataları Şekil 3.6b, 3.6c, 3.6d ve 3.6e'de gösterilmiştir. Şekil 3.6'da,  $L_m$  kestiriminin  $i_{s\alpha}$ ,  $i_{s\beta}$ ,  $\varphi_{r\alpha}$ ,  $\varphi_{r\beta}$ ,  $\omega_m$ ,  $R_s$ ,  $R'_r$  ve  $t_L$  ile birlikte hesaba katılmadığı Barut (2010)'da,  $4 \leq t \leq 7$  [s] aralığında  $L_m$ 'de meydana gelen değişimlerin kestirilen durum ve parametreler üzerindeki istenmeyen etkileri görülmektedir. Bu hatalar,  $n_m$  ve/veya  $t_L$ 'de meydana gelen değişimler nedeniyle büyümektedir. Bu sebeple, Şekil 3.6b, 3.6c, 3.6d ve 3.6e'de sunulan sonuçlar, bu çalışmada önerilen ÇG-GKF tabanlı kestiricinin Barut (2010)'daki gerçekleştirilen ÇG-GKF tabanlı kestiriciye göre daha başarılı olduğunu doğrulamakta ve  $L_m$  kestiriminin gerekliliğini göstermektedir.

### 3.6 Sonuçlar ve Yorumlar

Bu çalışmada, sadece stator faz akımlarını ve gerilimlerini ölçerek;  $i_{s\alpha}$ ,  $i_{s\beta}$ ,  $\varphi_{r\alpha}$ ,  $\varphi_{r\beta}$ ,  $\omega_m$ ,  $R_s$ ,  $R'_r$ ,  $t_L$  ve  $L_m$ 'yi eş-zamanlı olarak kestiren yeni bir ÇG-GKF algoritması tasarlanmıştır. Tasarlanan kestirici, ASM'nin hız-algılayıcısız doğrudan VK'sında kullanılmış ve  $R_s$ ,  $R'_r$ ,  $t_L$  ve  $L_m$  değişimleri altında sıfır hız ile anma hızının üstündeki hız değerlerini kapsayan geniş bir hız aralığında başarıyı test edilmiştir. Önerilen ÇG-GKF algoritması, Barut (2010)'da sunulan önceki çalışma ile karşılaştırılarak, Barut (2010)'a göre daha üstün bir kestirim başarımına sahip olduğu gösterilmiştir. Elde edilen bu karşılaştırma ve diğer sonuçlar, ASM'lerin hız-algılayıcısız kontrolü ile ilgili literatürde bir "ilk"tir. Ayrıca, önerilen kestirici hem teorik anlamda hem de uygulamaya yönelik olarak aşağıda belirtilen özelliklere sahiptir:

- Hem yüksüz hem de anma yüklü durumda ASM'nin hız-algılayıcısız kontrolü için gerekli tüm durumlar ile birlikte  $R_s$ ,  $R'_r$  ve  $L_m$  durumlarının eş-zamanlı olarak kestirilmesi probleminin üstesinden gelmektedir.
- Kestirim algoritmasının tasarım süresini ve süreçlerini olduğu kadar kestirim algoritmasının mikrodenetleyici yapıları üzerinde oluşturulması için gerekli alan gereksinimini de önemli ölçüde azaltmaktadır. Çünkü (Barut vd., 2008; Bogosyan vd., 2007) (*örgülü GKF*)'deki ya da (Barut vd., 2007) (*anahtarlamalı GKF*)'daki gibi *iki adet GKF algoritmasını* ardışık olarak anahtarlamak yerine;



bu çalışmada, farklı ASM modellerinden hesaplanan girişlerin anahtarlandığı *bir adet GKF algoritması* kullanılmıştır.

Bununla birlikte, sistem gürültüsü kovaryans matrisi  $Q_i$ 'nin en iyi (optimal) şekilde hesaplanması, literatürde hala çözülmesi gereken bir problemdir. Bu sebeple, sonraki çalışmalar bu problemin çözümüne yönelik olarak yapılmalıdır. Diğer yandan, ASM'lerin hız-algılayıcısız kontrolü, halen araştırmaya açık ve literatürde ilgi çekici bir konudur. Barut (2005), Vas (1998) ve Bose (2002)'deki çalışmalar incelenerek ASM'lerin hız-algılayıcısız kontrolüne yönelik mevcut problemler ve konular hakkında bilgi edinilebilir.



## BÖLÜM IV

### GKF VE ÇG-GKF TABANLI HIZ-ALGILAYICISIZ DOĞRUDAN VK YÖNTEMİNİN APKD ÜZERİNDE GERÇEKLENMESİ VE DTB SONUÇLARI

#### 4.1 Giriş

Enerji verimliliği amacı ile ASM'lerin kontrolünde yüksek performanslı kontrol yöntemlerine ihtiyaç duyulmaktadır. Bu sebeple literatürde önerilen kontrol yöntemleri Buja ve Kazmierkowski (2004)'te skaler ve alan yönlendirmeli kontrol yöntemleri olmak üzere iki grupta sınıflandırılmıştır. Ayrıca, önerilen kontrol yöntemleri kullanılarak tasarlanan sürücü sistemlerinin gerçekleştirilebilirliğinin ve dayanıklılığının artırılması için algılayıcılara olan gereksinimlerin kaldırılması gerekliliği yapılan birçok çalışmada vurgulanmaktadır. Bu amaçla ASM'lerin algılayıcısız kontrolüne yönelik olarak yapılan çalışmalar son yıllarda hız kazanmıştır.

Özellikle alan yönlendirmeli kontrol yöntemlerinde, ASM'lerin akı ve hız bilgilerine ihtiyaç duyulmaktadır. Ayrıca İnan ve Barut (2014)'te belirtilen ASM parametrelerinde meydana gelen değişimlerin kontrol algoritmalarına güncellenmesi gerekmektedir. ASM parametre ya da durumlarının ölçülmesi amacı ile kullanılan yöntemler ise ASM'ye sonradan yapılan fiziksel müdahalelerle mümkün olmakta ve donanım karmaşıklığını artırmaktadır. Bu sebeple de, alan yönlendirmeli kontrol yöntemlerinin dayanıklılığı ve güvenilirliği zarar görmektedir. Meydana gelen bu olumsuzlukların giderilmesi amacı ile ASM parametrelerinde meydana gelen değişimlerin kestirilmesi/gözlemlenmesi yoluna gidilmektedir (Bogosyan vd., 2007).

Anma hızının altındaki alan bölgelerde ASM'nin alan yönlendirmeli kontrolü, akı ve bu yüzden  $L_m$  değerinin sabit tutulması ile sağlanmaktadır. Fakat sıfır hızda ya da sıfır stator frekansında çalışma esnasında ASM'den ölçülen stator akımları, rotor tarafına ait bir bilgi taşımamaya başlamakta ve sargı sıcaklığından dolayı  $R_s$  'de değişimler meydana gelmektedir (Rashed ve Stronach, 2004). Ayrıca sıfır ya da düşük hızda yüksüz çalışma koşullarında  $R_s$  direnci üzerinde meydana gelen gerilim düşümünün

etkisi, ölçülen stator gerilim ve akımlarındaki yüksek gürültüler kontrol ve kestirici/gözlemleyici başarımını olumsuz yönde etkilemektedir.

Anma hızının üzerindeki alan zayıflama bölgesinde ASM'nin alan yönlendirmeli kontrolü, gücün sabit tutulması gerekliliği ve stator gerilimindeki sınırlama nedeni ile motor akısının hızla ters orantılı olarak düşürülmesin, gerektirmektedir. Bu sebeple de ASM'nin  $L_m$  değeri motor akısına ters orantılı olarak artmaktadır (Shin ve Hyun, 2003; Huang ve Liaw, 2003 ve Coussens vd., 1995).  $L_m$  değerinde meydana gelen bu değişimlerin aşağıda belirtilen sebeplerden dolayı kontrol ve kestirici/gözlemleyici algoritmalarına güncellenmesi gerekmektedir.

- VK'lı sürücü uygulamalarında, stator akımının  $\alpha\beta$ - bileşenlerine ihtiyaç duyulması (Holtz ve Juntao, 2003).
- Motor modeli tabanlı algılayıcısız kontrol yöntemlerinde, aynı zamanda  $L_m$ 'ye bağlı olan rotor zaman sabitinin doğru tanımlanmasının önemi (Zaky vd., 2009).

Akı, hız, stator direnci, rotor direnci ve mıknatıslama endüktansı kestirimi için önerilen tüm yöntemlerde stator gerilim ve akımlarının ölçülmesine ihtiyaç duyulmaktadır. Önerilen bu yöntemler aşağıdaki gibi sınıflandırılabilir;

- Çıkık kutupluluk etkisi ile oluşan harmoniklerin kullanıldığı ya da yüksek frekanslı işaretlerin uygulanması ile sağlanan kestirim yöntemleri (Gao vd., 2007).
- MUS tabanlı kestirim yöntemleri (Rashed ve Stronach, 2004).
- YSA tabanlı yöntemler (Karanayıl vd., 2007 ve Gadoue vd., 2009).
- GKF tabanlı kestirim yöntemleri (Bogosyan vd., 2007; Barut vd., 2012; İnan ve Barut, 2014; Ouhrouche, 2009; Beguenane vd., 2006; Pantea vd., 2012; İnan vd., 2014; Barut vd., 2008; Farasat vd., 2014 ve Jannati vd., 2013).

Literatürde, mıknatıslama akımının tanımlanması ve  $L_m$  kestirimi ile ilgili bazı çalışmalar da yapılmıştır (Huang ve Liaw, 2003; Zaky vd., 2009; Dybkowski ve Orłowska-Kowalska, 2010; Lemaire-Semail vd., 1991; Levi vd., 2000; Levi ve Wang, 2002; Levi ve Wang, 2003; Choi vd., 2000; Ruan ve Wang, 2016; Wang vd., 2015). Bu

çalışmaların bazıları, mıknatıslama akımının tanımlanması ya da  $L_m$  kestirimi ile birlikte  $R_s/R_r'$  ve hız kestirimini de içermektedir. Fakat bu kestirimlere ilişkin açık bir sonuç sunulmamıştır.

ASM'ye ait  $L_m$  değerinin kestirilmesine yönelik olarak önerilen İnan ve Barut (2014)'deki ÇG-GKF yöntemi literatürde bir ilk olma özelliği taşımaktadır. İnan ve Barut (2014)'te  $i_{s\alpha}$ ,  $i_{s\beta}$ ,  $\varphi_{r\alpha}$ ,  $\varphi_{r\beta}$ ,  $\omega_m$ ,  $t_L$ ,  $R_s$ ,  $R_r$  ile birlikte  $L_m$  değerinin eş-zamanlı olarak kestirimine olanak sağlayan ÇG-GKF yöntemi önerilmiştir ve önerilen ÇG-GKF yöntemi ASM'nin hız-algılayıcısız doğrudan VK yöntemi ile birlikte Matlab Simulink benzetim ortamında gerçekleştirilerek kestirim başarımı test edilmiştir.

Önerilen yöntemler içerisinde, olası (stochastic) tabanlı ASM modelinin kullanıldığı ve böylelikle model belirsizliklerinin hesaba katıldığı GKF yönteminin anlık parametre/durum kestiriminde oldukça yüksek bir başarıma sahip olduğu Bogosyan vd. (2007), Barut vd. (2012), İnan ve Barut (2014), İnan vd. (2014), Barut vd. (2008), Farasat vd. (2014) ve Jannati vd. (2013)'te belirtilmiştir. Bunun yanında, GKF algoritmasının sahip olduğu hesap yükü ve örnekleme zamanının GKF algoritmasının kestirim başarımındaki önemi (Auger vd., 2013), GKF algoritmasının Sİİ'ler üzerinde gerçekleşmesini zorlaştırmaktadır. Bu noktada, paralel işlem yapabilme kabiliyetine sahip olması nedeni ile örnekleme zamanının ya da algoritma gerçekleşme sürelerinin oldukça düşürülebildiği APKD'ler düşük maliyetleri ile diğer mikrodenetleyici yapılarına bir alternatif oluşturmaktadır.

ASM'nin hız-algılayıcısız kontrolü için yalnızca stator akım ve gerilimleri ölçülerek APKD üzerinde gerçekleştirilmiş GKF tabanlı çalışmalardan Ouhrouche (2009)'da indirgenmiş-dereceli GKF kullanılarak stator akısı ve rotor hızı kestirilmiştir. Beguenane vd. (2006) ve Pantea vd. (2012)'de rotor akısı ve sabit parametre olarak tanımlanmış hız bilgisi tam-dereceli GKF kestiricisi kullanılarak kestirilmiştir. Rotor akısının, durum değişkeni olarak tanımlanmış hız bilgisinin ve yük momentinin GKF ile kestirildiği çalışma İnan vd. (2014)'de önerilmiştir.

Kestirici/gözlemleyici yöntemleri dışında bir ASM sürücü sistemi ASM, güç katı/evirici ve kontrol algoritması olmak üzere üç temel yapıdan oluşmaktadır. Değişken hız kontrollü ASM sürücü sistemlerinin önemli bir kısmını eviriciler ve evirici anahtarlama

durumlarının belirlendiği anahtarlama teknikleri oluşturmaktadır. Bu tekniklerden akım temelli histeresiz karşılaştırıcıların kullanıldığı anahtarlama yönteminde, hız ve akı PI (proportional-integral) denetçilerinden elde edilen referans akım bileşenleri ve ASM'den ölçülen stator akımları kullanılmaktadır. Yüksek hızlı akım çevrimlerinin kullanıldığı bu yöntemin basitliği dikkat çekicidir (Patakor vd., 2011). Uygulanabilirlik yönüyle basit bir yapıya sahip olmasına rağmen, değişken anahtarlama frekansı (Reddy vd., 2009) ve buna bağlı olarak oluşan harmonik bileşenler (Alkorta vd., 2007; Li ve Hefei, 2008) bu yöntemin olumsuzlukları olarak görülmektedir.

Akım temelli histeresiz karşılaştırıcılar yerine, anahtarlama kayıplarının azaltılması, doğrusal modülasyon sınırının genişletilmesi, anahtarlama esnasında meydana gelen harmoniklerin azaltılması amacıyla DGM tekniklerinin kullanılmasına ve geliştirilmesine yönelik çalışmalar devam etmektedir (Zhou ve Wang, 2002). Sürücü devrelerinde kullanılan DGM teknikleri sürücü performansını doğrudan etkilemektedir (Yıldız, 2008). DGM tekniklerinin kapsamlı olarak karşılaştırılmasının yapıldığı Zhou ve Wang (2002)'de taşıyıcı-temelli (carrier-based) DGM tekniklerine kıyasla UVDGM tekniğinin daha ön plana çıktığı vurgulanmıştır. UVDGM tekniğinin taşıyıcı-temelli DGM tekniklerine göre daha kolay uygulanabilir olduğu, evirici çıkış gerilimi için daha geniş bir doğrusal modülasyon aralığına olanak sağladığı, evirici çıkış gerilimindeki ve akımındaki harmonikleri azalttığı ve indüklenen momentteki dalgalanmaları filtrelediği Zhou ve Wang (2002) ve Shen vd. (2011)'de belirtilmiştir.

Literatürde, ASM'lerin dinamik kontrolünün ve UVDGM yönteminin APKD üzerinde gerçekleştirildiği bir grup çalışma da mevcuttur. Bunlardan Monmasson ve Cirstea (2007)'de histeresiz karşılaştırıcılarının kullanıldığı anahtarlama tekniği ile birlikte DMK yöntemi ve Arulmozhiyal vd. (2009)'da ASM'nin sabit  $V/f$  skaler kontrolü ile birlikte evirici anahtarlama durumlarının UVDGM ile belirlendiği sürücü sistemi APKD üzerinde gerçekleştirilmiştir. Michael vd. (2010)'da ASM'nin alan yönlendirmeli kontrol yöntemlerinde evirici anahtarlama konumlarının belirlenmesi amacıyla UVDGM tekniğinin VHDL ile APKD üzerinde gerçekleştirildiği ileri sürülmüştür. Ancak VHDL komutlarının oluşturulması amacıyla belirtilen UVDGM tekniği öncelikle Matlab/Simulink benzetim ortamında gerçekleştirilmiş ve gerçekleştirilen algoritma

yapısına ait VHDL komutları Matlab/Simulink benzetim ortamının içerdiği derleyici ve dönüştürücüler yardımı ile elde edilmiştir.

Chaurasiya vd. (2014)'de ASM sürücü sistemleri için UVDGM yönteminin APKD'de gerçekleşmesi amacıyla VHDL komut yapısı oluşturularak yazılımsal benzetim ortamında UVDGM'den elde edilen gerilimler gözlemlenmiştir. Yusivar ve Sembiring (2013)'de elektrikli araçlarda kullanılan eviricilerin anahtarlama konumlarının belirlenmesi amacıyla APKD ve gerçek-zamanlı çevresel birimleri üzerinde barındıran CompactRIO geliştirme kartı ile UVDGM yöntemi gerçek-zamanlı olarak uygulanmıştır. Kanmachi vd. (2007)'de ASM sürücü sistemlerinde açılma kayma frekansı kontrolü ile birlikte UVDGM yöntemi APKD üzerinde oluşturularak gerçek-zamanlı olarak ASM'nin hız kontrolü sağlanmıştır. Soltani vd. (2007)'de iki seviyeli APKD temelli UVDGM'li evirici ve  $\varphi_{s\alpha}$ ,  $\varphi_{s\beta}$ ,  $n_m$ ,  $R_s$  ve  $R_r'$  kestirimi için Lyapunov temelli kestirici algoritması kullanılarak ASM'nin hız-algılayıcısız doğrudan VK'sı hem benzetim ortamında hem de gerçek-zamanlı olarak sağlanmıştır. Ancak önerilen kestirici ve kontrol yöntemlerinin hangi platform üzerinde gerçekleştirildiği hakkında kesin bir bilgi yazarlar tarafından verilmemiştir.

Bu bölümde ilk olarak, bu tez kapsamında önerilen ve İnan ve Barut (2014)'de yayınlanan  $i_{s\alpha}$ ,  $i_{s\beta}$ ,  $\varphi_{r\alpha}$ ,  $\varphi_{r\beta}$ ,  $\omega_m$ ,  $R_s$ ,  $R_r'$ ,  $t_L$  ve  $L_m$  kestirimi için ÇG-GKF yapısını oluşturan Model- $t_L$ & $R_s$  ve Model- $L_m$ & $R_r'$  tabanlı ASM modelleri kullanılarak iki farklı GKF algoritması histeresiz karşılaştırmalı anahtarlama tekniği ile birlikte ASM'nin hız-algılayıcısız doğrudan VK'sı için APKD üzerinde DTB ortamında gerçekleştirilmiştir. Daha sonra Barut (2010) ve Barut vd. (2012)'de  $i_{s\alpha}$ ,  $i_{s\beta}$ ,  $\varphi_{r\alpha}$ ,  $\varphi_{r\beta}$ ,  $\omega_m$ ,  $t_L$  ve  $R_s$  kestirimi için önerilen Model- $t_L$ & $R_s$  ve Model- $t_L$ & $R_r'$  tabanlı ASM modellerinden elde edilen girişlerin uygulandığı ÇG-GKF algoritması, UVDGM'li hız-algılayıcısız doğrudan VK yöntemi ile birlikte APKD üzerinde gerçekleştirilerek kestirim ve kontrol yönteminin başarımı DTB ortamında test edilmiştir. Ayrıca, bu tez çalışması kapsamında Model- $t_L$ & $R_s$  tabanlı ASM modeli kullanılarak oluşturulan ve DTB ortamında gerçekleştirilen GKF algoritması ile ilgili çalışma İnan ve Barut (2015b)'de sunulmuştur.

Xilinx firması tarafından üretilen Virtex 5 XC5VLX110T serisi APKD üzerinde uygulanan tüm kontrol ve GKF algoritmalarına ilişkin sonuçlar, Ethernet haberleşme protokolü aracılığı ile APKD ve bilgisayar (PC) arasında iletişim sağlanarak elde edilmiştir. Burada APKD'den elde edilen saf Ethernet paketleri Wireshark paket toplama programı kullanılarak bilgisayar üzerinde “.txt” uzantılı dosyalar halinde kaydedilmiştir. “.txt” uzantısı ile kaydedilen tüm veriler PERL yazılım dili ile anlamlı verilere ayrıştırılarak Matlab *m.file* ortamında grafiksel olarak yorumlanmıştır.

Bu bölümde gerçekleştirilen çalışma şu şekilde düzenlenmiştir: Bölüm 4.1’de önceki çalışmalar incelendikten sonra, Bölüm 4.2’de rotor akısı temelli genişletilmiş ASM modelleri verilmiştir. GKF ve ÇG-GKF algoritmalarının APKD üzerinde gerçekleştirilme adımları Bölüm 4.3’te tanıtılmıştır. Bölüm 4.4’te ASM’nin GKF ve ÇG-GKF tabanlı hız-algılayıcısız doğrudan VK’sının APKD üzerinde gerçekleştirilmesi açıklanarak benzetim sonuçlarına ve gözlemlere yer verilmiştir. Sonuçlar ise Bölüm 4.5’te sunulmuştur.

## 4.2 Rotor Akısı Tabanlı Genişletilmiş ASM Modelleri

Bu çalışmada ASM’nin rotor akısı yönlendirmeli doğrudan VK’sı APKD üzerinde uygulanmıştır. Bu sebeple kullanılan genişletilmiş ASM modelleri rotor akısı temelli olarak türetilmiştir. ASM’nin  $\alpha\beta$ - stator duran eksen takımındaki genişletilmiş modeli aşağıdaki gibi tanımlanmıştır.

$$\begin{aligned}\underline{x}_{ei}(k+1) &= \underline{f}_{ei}(\underline{x}_{ei}(k), \underline{u}_e(k)) + \underline{w}_{1i} \\ &= \underline{A}_{ei}(\underline{x}_{ei}(k))\underline{x}_{ei}(k) + \underline{B}_e \underline{u}_e(k) + \underline{w}_{1i}\end{aligned}\quad (4.1)$$

$$\begin{aligned}\underline{Z}(k) &= \underline{h}_e(\underline{x}_{ei}(k)) + \underline{w}_{2i} \text{ (Ölçüm eşitliği)} \\ &= \underline{H}_e \underline{x}_{ei}(k) + \underline{w}_{2i}\end{aligned}\quad (4.2)$$

- i. Model- $t_L$  &  $R_s$  tabanlı ASM modelinin ayrıntılı durum uzay gösterimi:

$$\underline{x}_{e1} = [i_{s\alpha}(k) \quad i_{s\beta}(k) \quad \psi_{r\alpha}(k) \quad \psi_{r\beta}(k) \quad \omega_m(k) \quad t_L(k) \quad R_s(k)]^T$$

$$\underline{A}_{e1} = \begin{bmatrix} 1 - a_1 R_s(k) - a_3 & 0 & a_4 & a_5 \omega_m(k) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 - a_1 R_s(k) - a_3 & -a_5 \omega_m(k) & a_4 & 0 & 0 & 0 \\ a_9 & 0 & 1 - a_7 & -a_{10} \omega_m(k) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & a_9 & a_{10} \omega_m(k) & 1 - a_7 & 0 & 0 & 0 \\ -a_{11} \varphi_{r\beta}(k) & a_{11} \varphi_{r\alpha}(k) & 0 & 0 & 1 & -a_{12} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

ii. Model- $t_L$  &  $R'_r$  tabanlı ASM modelinin ayrıntılı durum uzay gösterimi:

$$\underline{x}_{e2} = [i_{s\alpha}(k) \quad i_{s\beta}(k) \quad \psi_{r\alpha}(k) \quad \psi_{r\beta}(k) \quad \omega_m(k) \quad t_L(k) \quad R'_r(k)]^T$$

$$\underline{A}_{e2} = \begin{bmatrix} 1 - a_{14} - a_2 R'_r(k) & 0 & a_{13} R'_r(k) & a_5 \omega_m(k) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 - a_{14} - a_2 R'_r(k) & -a_5 \omega_m(k) & a_{13} R'_r(k) & 0 & 0 & 0 \\ a_8 R'_r(k) & 0 & 1 - a_6 R'_r(k) & -a_{10} \omega_m(k) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & a_8 R'_r(k) & a_{10} \omega_m(k) & 1 - a_6 R'_r(k) & 0 & 0 & 0 \\ -a_{11} \varphi_{r\beta}(k) & a_{11} \varphi_{r\alpha}(k) & 0 & 0 & 1 & -a_{12} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Her iki modelde kullanılan kontrol giriş matrisi, kontrol giriş vektörü ve ölçme matrisi aşağıda verilmiştir:

$$\underline{B}_e = \begin{bmatrix} a_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & a_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T, \underline{u}_e = \begin{bmatrix} v_{s\alpha}(k) \\ v_{s\beta}(k) \end{bmatrix}, \underline{H}_e = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Her iki modelde kullanılan fonksiyonlar aşağıdaki gibidir:

$$a_1 = \frac{T}{L_\sigma}, a_2 = a_1 \frac{L_m^2}{L_r}, a_3 = a_2 R'_r, a_4 = \frac{a_3}{L_m}, a_5 = \frac{a_1 L_m p p}{L_r}, a_6 = \frac{T}{L_r}, a_7 = a_6 R'_r,$$

$$a_8 = a_6 L_m, a_9 = a_8 R'_r, a_{10} = p_p T, a_{11} = a_8 \frac{1.5 p p}{J_T}, a_{12} = \frac{T}{J_T}, a_{13} = \frac{a_2}{L_m}, a_{14} = a_8 R_s$$

iii. Model- $L_m$  &  $R'_r$  tabanlı ASM modelinin ayrıntılı durum uzay gösterimi:

$$\underline{x}_e = [i_{s\alpha}(k) \quad i_{s\beta}(k) \quad \psi_{r\alpha}(k) \quad \psi_{r\beta}(k) \quad \omega_m(k) \quad L_m(k) \quad R'_r(k)]^T$$



$$\underline{A}_e = \begin{bmatrix} 1 - R_s f_1(k) - f_3(k) & 0 & f_3(k) & f_4(k)\omega_m(k) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 - R_s f_1(k) - f_3(k) & -f_4(k)\omega_m(k) & f_3(k) & 0 & 0 & 0 \\ f_5(k) & 0 & 1 - f_6(k) & -p_p T \omega_m(k) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & f_5(k) & p_p T \omega_m(k) & 1 - f_6(k) & 0 & 0 & 0 \\ -f_7(k)\varphi_{r\beta}(k) & f_7(k)\varphi_{r\alpha}(k) & 0 & 0 & 1 & -\frac{T t_L}{J_T} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$\underline{B}_e = \begin{bmatrix} f_1(k) & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & f_1(k) & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T, \underline{u}_e = \begin{bmatrix} v_{s\alpha}(k) \\ v_{s\beta}(k) \end{bmatrix}, \underline{H}_e = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Modeldeki fonksiyonlar aşağıdaki gibidir:

$$f_1(k) = \frac{T}{L_\sigma(k)}, f_2(k) = \frac{L_m(k)}{L_r'(k)}, f_3(k) = f_1(k)f_2'(k)R_r'(k), f_4(k) = p_p f_1(k)f_2(k),$$

$$f_5(k) = T f_2(k)R_r'(k), f_6(k) = T \frac{R_r(k)}{L_r'(k)}, f_7(k) = 1.5 p_p \frac{T}{J_T} f_2(k),$$

$$L_s(k) = L_r'(k) = L_l + L_m(k), L_\sigma(k) = L_s(k) - \frac{L_m^2(k)}{L_r'(k)}$$

Burada,  $i = 1,2$  olmak üzere eşitliklerin hangi modele ait olduğunu göstermektedir.  $\underline{x}_e$ , genişletilmiş durum uzay vektörüdür.  $\underline{f}_e$ , durum ve girişlerin doğrusal olmayan fonksiyonudur.  $\underline{A}_e$ , sistem matrisidir.  $\underline{u}_e$ , kontrol giriş vektörüdür.  $\underline{B}_e$ , giriş matrisidir.  $\underline{w}_1$ , sistem gürültüsüdür.  $\underline{h}_e$ , çıkışların fonksiyonudur.  $\underline{H}_e$ , ölçüm matrisidir.  $\underline{w}_2$ , ölçme gürültüsüdür.  $p_p$ , kutup çifti sayısıdır.  $R_s$  ve  $R_r'$  stator ve rotor dirençleridir.  $L_\sigma = \sigma L_s$ , stator geçici endüktansdır.  $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r'}$ , kaçak ya da kuplaj faktörüdür.  $L_s$  ve  $L_r$  sırasıyla, stator ve rotor endüktanlarıdır.  $L_l$ , stator (ya da rotor) kaçak endüktansdır.  $L_m$ , mıknatıslama endüktansdır.  $v_{s\alpha}$  ve  $v_{s\beta}$ , stator gerilimlerinin stator duran eksen takımının bileşenleridir.  $J_T$ , ASM ve yükün toplam eylemsizlik momentidir.  $T$ , örnekleme zamanıdır.

**Çizelge 4.1.** ASM parametreleri

$P$ [kW]	$f$ [Hz]	$J_T$ [kg.m <sup>2</sup> ]	$\beta_T$ [Nm/(rad/sn)]	$P_p$
2.2	50	0.055	0.0019	3
$V$ [V]	$I$ [A]	$R_s$ [Ω]	$R_r$ [Ω]	$L_s$ [H]
380	5.5	3.03	2.88	0.1967
$L_r$ [H]	$L_m$ [H]	$n_m$ [rpm]	$t_L$ [N.m]	
0.2029	0.1843	1000	20	

ASM modeli için kullanılan ASM parametreleri Çizelge 4.1’de belirtilmiştir.

### 4.3 GKF ve ÇG-GKF Algoritmalarının APKD Üzerinde Gerçeklenmesi

APKD üzerinde oluşturulan GKF eşitlikleri (3.3a-3.3d) aşağıdaki gibi tanımlanmıştır:

$$\underline{F}_{ei}(k) = \left. \frac{\partial f_{ei}(\underline{x}_{ei}(k), \underline{u}_e(k))}{\partial \underline{x}_{ei}(k)} \right|_{\hat{\underline{x}}_{ei}(k), \underline{u}_e(k)} \quad (4.3a)$$

$$\underline{N}_j(k) = \underline{F}_{ei}(k) \underline{P}_j(k) \underline{F}_{ei}(k)^T + \underline{Q}_i \quad (4.3b)$$

$$\underline{P}_j(k+1) = \underline{N}_j(k) - \underline{N}_j(k) \underline{H}_e^T (D_\xi + \underline{H}_e \underline{N}_j(k) \underline{H}_e^T) \underline{H}_e \underline{N}_j(k) \quad (4.3c)$$

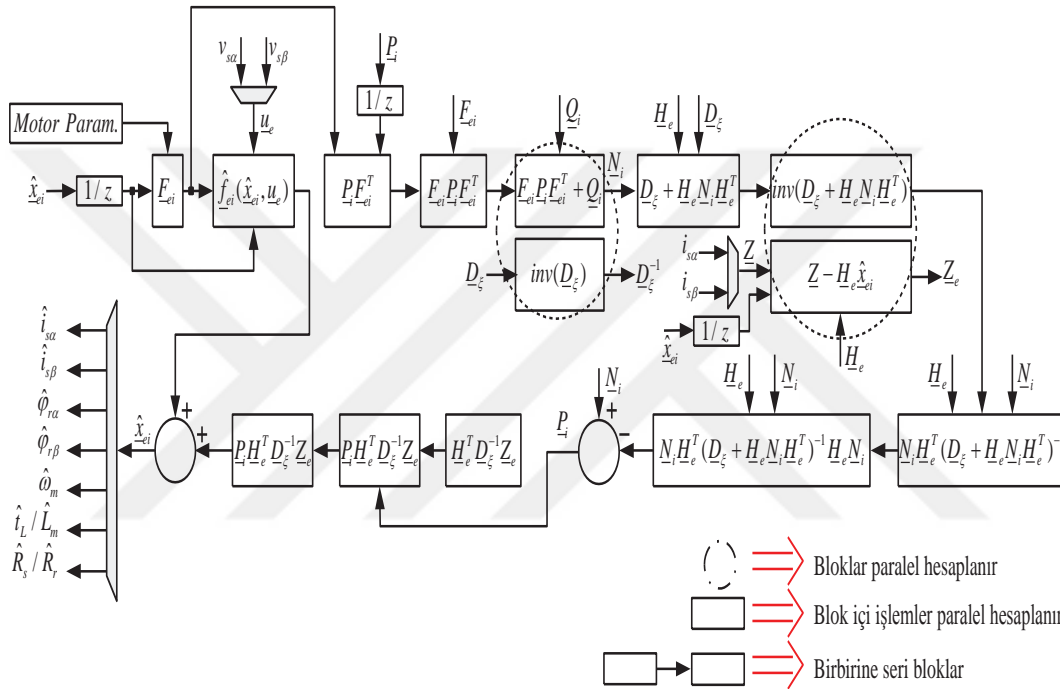
$$\hat{\underline{x}}_{ei}(k+1) = \hat{f}_{ei}(\underline{x}_{ei}(k), \underline{u}_e(k)) + \underline{P}_j(k+1) \underline{H}_e^T D_\xi^{-1} (\underline{Z}(k) - \underline{H}_e \hat{\underline{x}}_{ei}(k)) \quad (4.3d)$$

Burada,  $\underline{F}_{ei}$ , doğrusal olmayan modelleri doğrusallaştırmada kullanılan fonksiyondur.  $f_e$ , giriş ve durumların doğrusal olmayan fonksiyonudur.  $\underline{Q}_i$ , sistem gürültüsünün kovaryans matrisidir, model hatası olarak adlandırılır.  $D_\xi$ , çıkış gürültüsünün kovaryans matrisidir, ölçme gürültüsü olarak adlandırılır.  $\underline{P}_j$  ve  $\underline{N}_j$ , sırasıyla durum kestirim hatası ve dış değer hatasının kovaryans matrisleridir.  $\hat{f}_e$ , öngörülen durumların matris biçimidir.  $\hat{\underline{x}}_e$ , kestirilen durumların matris biçimidir.

(4.3a-4.3d) eşitlikleri ile tanımlanan GKF algoritması APKD üzerinde iki farklı şekilde gerçekleştirilmiştir. Bunlardan ilkinde GKF algoritması, GKF eşitliklerinin sahip olduğu matrisel işlemlerin tümü hesaba katılarak tam model tabanlı olarak, ikincisinde ise matrisel işlem yükünün en aza indirgenebilmesi için GKF’nin yapısında mevcut olan matrislerin köşegenlik özellikleri kullanılarak Matlab *m.file* ortamında matematisel hesaplamalarda basitleştirmeler yapılarak indirgenmiş model tabanlı olarak APKD üzerinde gerçekleştirilmiştir.

### 4.3.1 GKF algoritmasının tam model tabanlı olarak APKD üzerinde gerçekleştirilmesi

(4.3a-4.3d) eşitlikleri kullanılarak APKD üzerinde gerçekleştirilen GKF algoritması Şekil 4.1’de görülmektedir. Burada matrisel işlem yükünün en aza indirgenebilmesi için bazı matris çarpım işlemlerinde indirgemeye gidilmiştir. İndirgemeye gidilebilmesi için ise matrislerin değişken değerli diğer bir ifade ile güncellenebilir olmamasına dikkat edilmiştir.



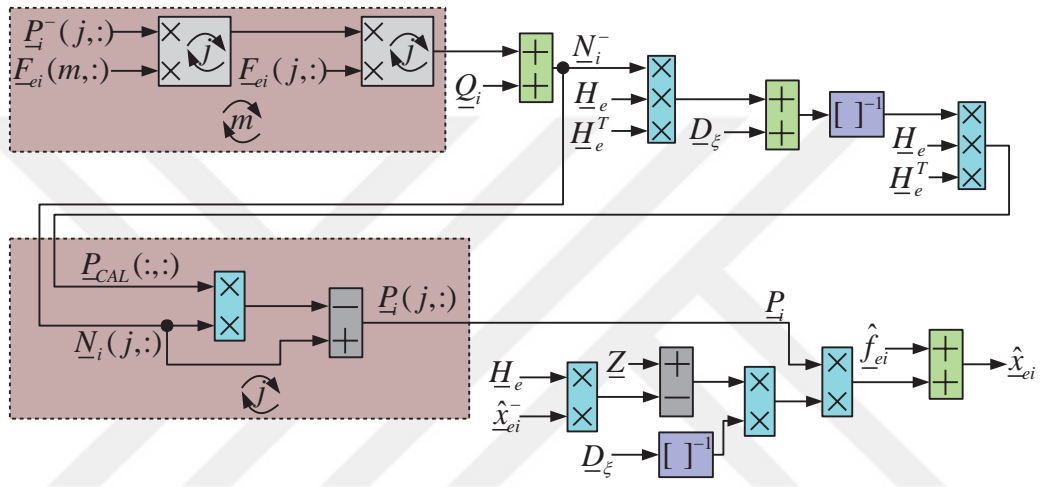
Şekil 4.1. GKF eşitliklerinin tam model tabanlı olarak APKD üzerinde oluşturulması

Şekil 4.1’de görüldüğü üzere matrisel işlemlerde olabildiğince paralelleştirilmeler yapılarak algoritma güncelleme süresi yani örnekleme zamanı kısaltılmaya çalışılmıştır. Paralleleştirme işlemi yapılırken APKD’nin sahip olduğu alan/hafıza göz önüne alınmış ve APKD’nin sahip olduğu mantıksal birimlerin sayısı oranında paralelleştirme işlemi yapılabilmektedir.

### 4.3.2 GKF Algoritmasının indirgenmiş model tabanlı olarak APKD üzerinde gerçekleştirilmesi

(4.3a-4.3d) eşitlikleri kullanılarak APKD üzerinde gerçekleştirilen GKF algoritması Şekil

4.2’de görülmektedir. Burada matrisel işlem yükünün en aza indirgenebilmesi için GKF’nin yapısında mevcut olan matrislerin köşegenlik özellikleri kullanılarak Matlab *m.file* ortamında matematisel hesaplamalarda basitleştirmeler yapılmıştır. Elde edilen basitleştirilmiş matematiksel ifadeler, Şekil 4.2’de görüldüğü üzere bazı seri döngü işlemler ve paralel yapıları işlemler ile APKD üzerinde gerçekleştirilmiştir. Şekil 4.2’de çizgili hatlara sahip blokların içerisindeki işlemler paralel çarpımlar ve toplamalar ile seri döngüler şeklinde elde edilmiştir. Kullanılan diğer toplama, çıkarma ve matris tersinin alındığı işlemler paralel bir şekilde yapılmıştır.



**Şekil 4.2.** GKF eşitliklerinin indirgenmiş model tabanlı olarak APKD üzerinde oluşturulması

Şekil 4.2’de matrisel işlemlerde olabildiğince paralelleştirmeler yapılarak algoritma güncelleme süresi yani örnekleme zamanı kısaltılmaya çalışılmıştır. Parallelleştirme işlemi yapılırken APKD’nin sahip olduğu alan/hafıza faktörü göz önüne alınmış ve APKD’nin sahip olduğu mantıksal birimlerin sayısı oranında paralelleştirme işlemi yapılabilmektedir.

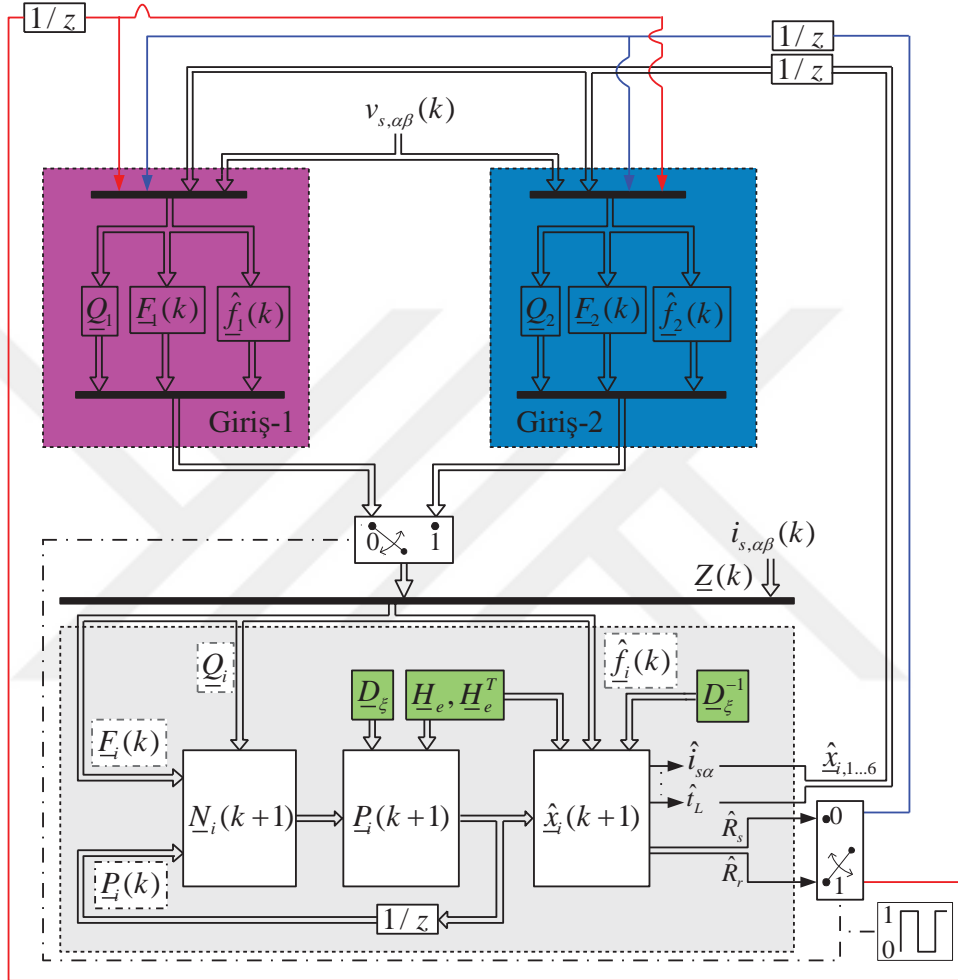
Diğer yandan, önerilen GKF tabanlı kestiricilerde kullanılan tüm kovaryans matrislerinin değerleri ( $P$ ,  $Q$  ve  $D_\xi$ ), geçici ve sürekli halde istenen kestirim başarımının elde edilebilmesi için ayarlanabilir parametreler olarak kabul edilmiş ve deneme-yenilme yöntemiyle belirlenmiştir. Sonuç olarak  $P$ ,  $Q$  ve  $D_\xi$  matrisleri hesap karmaşıklığının önüne geçilmesi için aşağıda belirtildiği gibi köşegen olarak seçilmişlerdir:

$$Q_1 = \text{diag}\{q_i \ q_i \ q_\varphi \ q_\varphi \ q_{\omega_m} \ q_{t_L} \ q_{R_s}\}$$

$$Q_2 = \text{diag}\{q_i \ q_i \ q_\varphi \ q_\varphi \ q_{\omega_m} \ q_{t_L} \ q_{R_r'}\} \text{ ya da } Q_2 = \text{diag}\{q_i \ q_i \ q_\varphi \ q_\varphi \ q_{\omega_m} \ q_{L_m} \ q_{R_r'}\}$$

$$P = \text{diag}\{p \ p \ pp \ pp \ p\},$$

$$D_\xi = \text{diag}\{d \ d\}$$



Şekil 4.3. ÇG-GKF algoritmasının akış diyagramı

Barut vd. (2012)'de önerilen ÇG-GKF algoritması, Şekil 4.3'te belirtilen şematik gösterim kullanılarak açıklanmıştır (İnan ve Barut, 2014). Şekil 4.3'te tekli GKF algoritmasına sırasıyla, Model- $t_L \& R_s$  ve Model- $t_L \& R_r'$ 'den elde edilen *Giriş-1* ve *Giriş-2* ardışıl olarak anahtarlanmıştır. Ölçülen stator akımları ve gerilimleri kullanılarak  $i_{s\alpha}$ ,  $i_{s\beta}$ ,  $\varphi_{r\alpha}$ ,  $\varphi_{r\beta}$  ve  $\omega_m$  ile birlikte " $t_L$  ve  $R_s$ " ya da " $t_L$  ve  $R_r'$ " durumları/parametreleri anlık olarak kestirilerek iki ayrı GKF algoritması birleştirilerek tek bir GKF algoritması ile kestirilen durum/parametre sayısı artırılmıştır. Ardışıl anahtarlama işlemi her bir örnekleme zamanı  $T$  için yapılmaktadır. Diğer bir ifadeyle, " $t_L$  ve  $R_s$ " ya da " $t_L$  ve  $R_r'$ "

gibi  $i_{s\alpha}$ ,  $i_{s\beta}$ ,  $\varphi_{r\alpha}$ ,  $\varphi_{r\beta}$  ve  $\omega_m$  durumlarının kestirimleri her  $T$  süresince gerçekleştirilir. Her ardışıl anahtarlama işleminin sonunda  $i_{s\alpha}$ ,  $i_{s\beta}$ ,  $\varphi_{r\alpha}$ ,  $\varphi_{r\beta}$ ,  $\omega_m$  ve  $t_L$  kestirimleri *Giriş-1* ve *Giriş-2*'nin her biri için güncellenirken, bir önceki işlemde kestirilen " $R_r$ " *Giriş-1* için, " $R_s$ " parametresini içeren kestirimler ise diğer grup için sabit parametreler olarak kabul edilir (ya da tam tersi). Ayrıca her bir adımda hesaplanan  $\underline{P}_i(k+1)$ , diğer kestirim adımı için  $\underline{P}_i(k)$  olarak alınmaktadır.

#### 4.4 ASM'nin GKF ve ÇG-GKF Tabanlı Hız-Algılayıcısız Doğrudan VK'sının APKD üzerinde Uygulanması ve Benzetim Sonuçları

Bu bölümde APKD üzerinde iki farklı benzetim ortamı gerçekleştirilmiştir. Bunlar;

- i. ASM modeli, Model- $t_L$ & $R_s$  ve Model- $L_m$ & $R_r'$  tabanlı iki ayrı GKF algoritması ve gerilim beslemeli eviricinin (GBE'nin) anahtarlama durumlarının histeresiz karşılaştırmacılar kullanılarak belirlendiği doğrudan VK yönteminden,
- ii. ASM modeli, Model- $t_L$ & $R_s$  ve Model- $t_L$ & $R_r'$  tabanlı ASM modelinden elde edilen girişlerin anahtarlama olarak uygulandığı ÇG-GKF algoritması ve GBE'nin anahtarlama durumlarının UVDGM ile belirlendiği doğrudan VK yönteminden,

oluşmaktadır.

Bilindiği üzere alan zayıflama bölgesinde, gerilim sınırı nedeniyle akı referansı  $|\vec{\varphi}_r|^{ref}$ , hız referansı  $n_m^{ref}$ 'nin artışı ile ters yönde azaltılmalıdır. Bu nedenle mıknatıslama endüktansı artmaktadır (Orlowska-Kowalska ve Dybkowski, 2010; Zaky vd., 2009; Choi vd., 1997). Her iki çalışmada da, ASM'nin alan zayıflama bölgesinde çalışmasının benzetim ortamında ifade edilebilmesi amacı ile Şekil 4.4 ve 4.9'da mavi çizgi ile görülen anma hızı ve anma akısı arasındaki ilişki matematiksel olarak aşağıda ifade edilmiştir:

$$n_m^{ref} > n_b \text{ için } |\vec{\varphi}_r|^{ref} = \frac{n_b}{n_m^{ref}} |\varphi_r|_{rated}^{ref} \quad (4.4a)$$

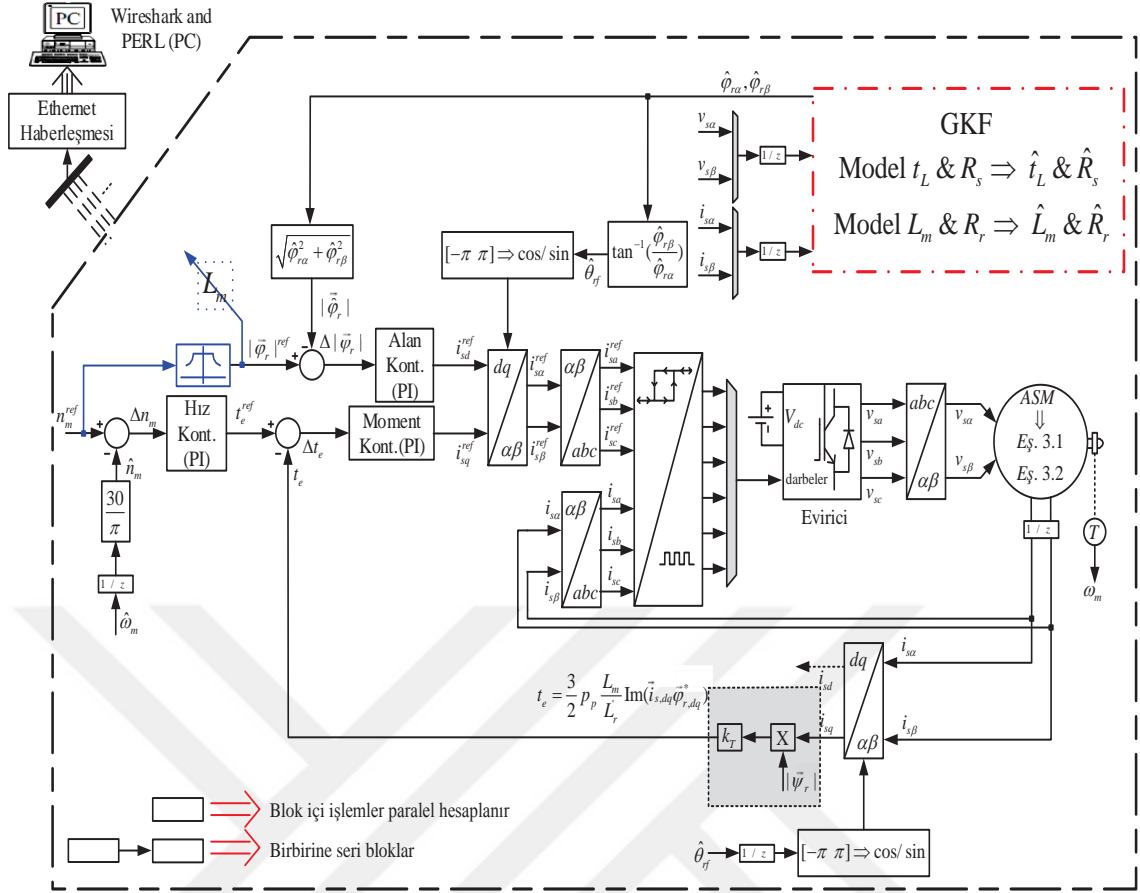
$$n_m^{ref} > n_b \text{ için } L_m = \frac{|\varphi_r|^{rated}}{|\varphi_r|^{ref}} L_{mn} \quad (4.4b)$$

Burada,  $L_{mn}$ ,  $n_m^{ref} \leq n_b$  için yüksüz durumda ve kilitli-rotor testlerinden elde edilen sabit  $L_m$  değerini göstermektedir. Diğer yandan Şekil 4.4 ve 4.9'da  $\hat{\theta}_{rf}$ , stator duran eksen takımının  $\alpha$ -bileşeni ile dönen eksen takımının  $d$ -bileşeni arasındaki alan açısı olarak bilinmektedir. Hız, alan ve moment denetçileri standart PI denetçileri biçimindedir.

#### 4.4.1 ASM'nin $i_{s\alpha}$ , $i_{s\beta}$ , $\varphi_{r\alpha}$ , $\varphi_{r\beta}$ , $\omega_m$ , $t_L$ , $R_s$ ya da $i_{s\alpha}$ , $i_{s\beta}$ , $\varphi_{r\alpha}$ , $\varphi_{r\beta}$ , $\omega_m$ , $L_m$ , $R_r'$ kestirimlerini yapabilen GKF tabanlı hız-algılayıcısız doğrudan VK'sına ait benzetim sonuçları

ASM'lerin yüksek verimli hız-algılayıcısız kontrolü, sıfır hızdan anma hızının üstündeki hızlara (Literatürde alan zayıflama bölgesinde çalışma olarak bilinmektedir.) kadar olan geniş bir aralıkta, rotor açısız hızı  $\omega_m$ 'nin ve/veya akının doğru bir şekilde kestirilmesine ihtiyaç duymaktadır. Çalışmanın bu kısmı ASM'nin çalışma bölgelerine göre ikiye ayrılmıştır. Sıfır hızdan anma hızına kadar olan bölgede, Barut vd. (2007), Barut vd. (2008), Barut (2010) ve Barut vd. (2012)'de daha önce önerilen ve Model- $t_L$ & $R_s$  tabanlı ASM modelinden elde edilen girişlerin uygulandığı GKF algoritması, anma hızının üzerindeki bölgelerde (alan zayıflama bölgesinde) ise İnan ve Barut (2014)'de önerilen ve Model- $L_m$ & $R_r'$  tabanlı ASM modelinden elde edilen girişlerin uygulandığı GKF algoritmasının başarımları test edilmiştir. Burada önerilen iki farklı GKF algoritması hız-algılayıcısız doğrudan VK yöntemi ile birlikte APKD üzerinde ayrı ayrı gerçekleştirilerek DTB ortamı oluşturulmuştur.

ASM'nin GKF tabanlı hız-algılayıcısız doğrudan VK'sı için APKD üzerinde oluşturulan DTB ortamı Şekil 4.4'te görülmektedir. ASM'ye ait alan yönlendirmeli bu sürücü sisteminde GBE'ye ait anahtarlama durumları histeresiz tabanlı akım karşılaştırıcıları ile belirlenmiştir.



Şekil 4.4. APKD üzerinde benzetim ortamı oluşturulan GKF tabanlı hız-algılayıcısız doğrudan VK yöntemi

#### 4.4.1.1 ASM'nin sıfır hız ile anma hızı arasındaki bölgede çalışması

Sıfır hız başlangıç koşulu ile birlikte anma hızına kadar olan çalışma bölgesinin incelendiği bu bölümde, ASM başlangıçta anma yük momentinde ( $t_{Ln} = 20 [N.m]$ ) serbest olarak anma hızına ( $n_b = 1000 [rpm]$ ) kadar hızlandırılmaktadır. Burada Model-  $t_L R_s$  tabanlı GKF kestiricisi, doğru  $L_m = L_{mn}$  ve  $R_r = R_{rn}$  ile elde edilen başlangıç koşulu girişleri kullanılarak çalışmaya başlamıştır. Burada  $\hat{i}_{s\alpha}$ ,  $\hat{i}_{s\beta}$ ,  $\hat{\varphi}_{r\alpha}$ ,  $\hat{\varphi}_{r\beta}$ ,  $\hat{\omega}_m$ 'in başlangıç koşulları sıfır,  $\hat{R}_s = 3.03 [\Omega]$  ve  $\hat{t}_L = 20 [N.m]$  olacak şekilde atanmıştır.

$0 \leq t \leq 1 [s]$  zaman aralığında  $i_{s\alpha}$ ,  $i_{s\beta}$ ,  $\varphi_{r\alpha}$ ,  $\varphi_{r\beta}$ ,  $\omega_m$ ,  $t_L$  ve  $R_s$  kestirimleri için gerçekleştirilen GKF algoritmasının kestirim başarımı Şekil 4.5'te verilmiştir. Geçici hallerde bile özellikle yük momentini  $\hat{t}_L$  ve stator direnci  $\hat{R}_s$ 'nin kestirimindeki başarımlar dikkat çekmektedir.



ASM 2.5. [s]'de anma yük momentini altında sıfır hıza çekilmiş ve sıfır hızda çalışmaya zorlanmıştır. Sıfır hız koşullarında 5. [s]'de meydana gelen basamak şeklindeki  $\hat{t}_L$  değişiminde GKF algoritmasının kestirim başarımı Şekil 4.5 ve 4.7'de gözlemlenebilmektedir.

Ayrıca ASM'nin düşük hızlarda aşırı ısınması nedeniyle meydana gelebilecek  $R_s$  değişiminin etkisinin gözlemlenebilmesi amacıyla  $7 \leq t \leq 9$  [s] aralığında  $R_s = 2xR_{sn}$  değerine çıkarılmış ve bu süre sonunda tekrar anma değerine düşürülmüştür. Meydana gelen basamak şeklindeki bu değişimlere karşı GKF algoritmasının kestirim başarımı Şekil 4.5'te görüldüğü gibi oldukça yüksektir. Burada örnekleme zamanı  $T = 17.55$  [ $\mu s$ ] olarak alınmıştır.

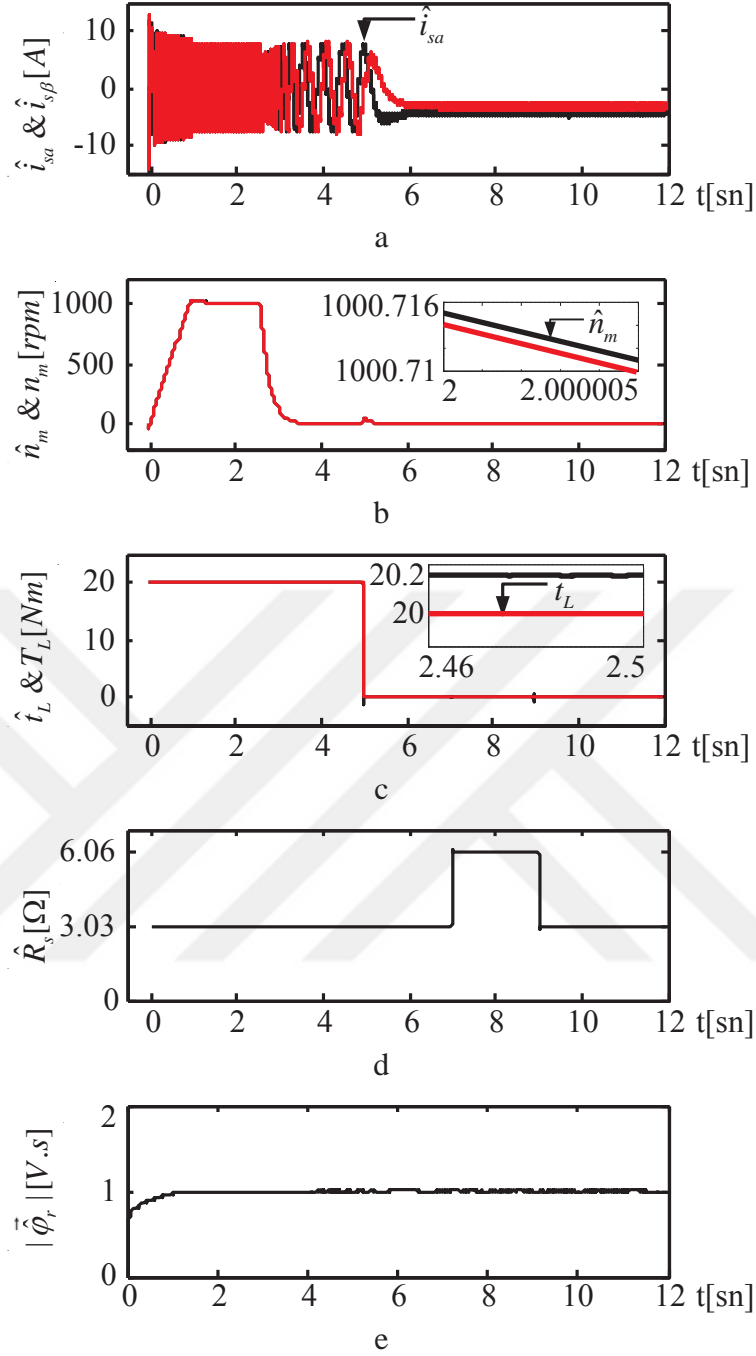
Çizelge 4.2'de her bir algoritmanın hesaplanma süreleri, Çizelge 4.3'te APKD üzerinde kullanılan mantıksal birimlerin sayıları ve oranları verilmiştir.

**Çizelge 4.2.** Model- $t_L$  &  $R_s$  tabanlı GKF kestiricisi ve doğrudan VK yönteminde algoritmaların hesaplanma süreleri

Algoritma	Süre ( $\mu s$ )
Doğrudan VK	3.7
ASM Modeli	0.56
GKF	13.85
Toplam	17.55
$T$ (Örnekleme Zamanı)	17.55

**Çizelge 4.3.** APKD üzerinde gerçekleştirilen Model- $t_L$  &  $R_s$  tabanlı GKF kestiricisi ve doğrudan VK yönteminde kullanılan mantıksal birimlerin sayısı

Kullanılan Kaynak	Kullanılan Sayı	APKD'daki Toplam Sayı	Kullanım Oranı
Slice Register	29592	69120	%42
Slice LUTs	59511	69120	%86
Occupied Slices	16234	17280	%93
DSP48Es	34	64	%53



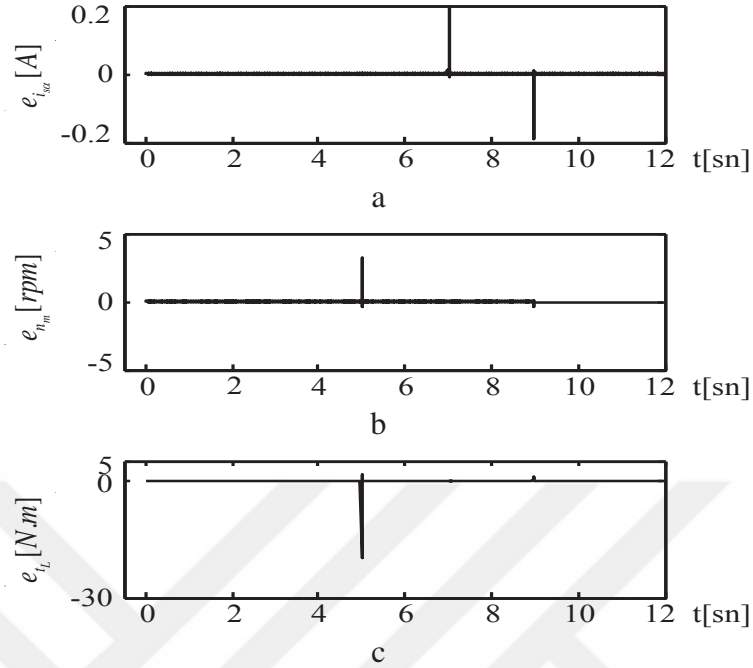
**Şekil 4.5.** Doğrudan VK yöntemi ile birlikte DTB ortamında gerçekleştirilen Model- $t_L$  &  $R_s$  tabanlı GKF kestiricisi için benzetim sonuçları (a)  $\hat{i}_{s\alpha}$  ve  $\hat{i}_{s\beta}$ 'nin değişimi (b)  $\hat{n}_m$ 'nin değişimi (c)  $\hat{t}_L$ 'nin değişimi (d)  $\hat{R}_s$ 'nin değişimi (e)  $|\hat{\varphi}_r| = \sqrt{\hat{\varphi}_{r\alpha}^2 + \hat{\varphi}_{r\beta}^2}$ 'nin değişimi

Burada  $P$ ,  $Q$ , ve  $D_\xi$  matrisleri,

$$Q = \text{diag}\{10^{-18} \quad 10^{-18} \quad 10^{-18} \quad 10^{-18} \quad 10^{-12} \quad 10^{-4} \quad 10^{-8}\}$$

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

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



**Şekil 4.6.** Doğrudan VK yöntemi ile birlikte gerçekleştirilen Model- $t_L$ & $R_s$  tabanlı GKF kestiricisine ait kestirim hataları (a)  $e_{i_{s\alpha}} = i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha}$ 'nin değişimi (b)  $e_{n_m} = n_m - \hat{n}_m$ 'nin değişimi (c)  $e_{t_L} = T_L - \hat{t}_L$ 'nin değişimi

#### 4.4.1.2 ASM'nin alan zayıflama bölgesinde çalışması

Bu bölgede, hız-algılayıcısız sürücü  $n_m^{ref} > n_b = 1000$  [rpm] için  $|\vec{\varphi}_r|^{ref}$  değeri  $|\varphi_r|^{ref}_{rated}$  değerinin altına düşürülerek çalıştırılmaktadır. Azalan  $|\vec{\varphi}_r|^{ref}$  değeri  $L_m$ 'nin artmasına sebep olmaktadır.  $9 \leq t \leq 13$  [s] aralığında  $L_m$ 'nin basamak biçimindeki değişimi Şekil 4.7c'de görüldüğü gibi  $i_{s\alpha}$ ,  $i_{s\beta}$ ,  $\varphi_{r\alpha}$ ,  $\varphi_{r\beta}$ ,  $\omega_m$ ,  $L_m$  ve  $R_r'$  kestirimleri için gerçekleştirilen GKF algoritması aracılığıyla doğru bir şekilde kestirilmiştir. Ayrıca  $n_m$  ve  $\vec{\varphi}_r$ , Şekil 4.7b, 4.7d ve 4.8b'de görüldüğü üzere bu değişimler altında hız-algılayıcısız kontrol sistemi ile doğru bir şekilde kestirilmiştir.

Elde edilen sonuçlar (Şekil 4.7 ve 4.8) mıknatıslama eğrisi bilgisi kullanılmaksızın, önerilen GKF tabanlı kestirici ile alan zayıflama bölgesinde çalışmanın başarılı bir şekilde gerçekleştirilebildiğini göstermektedir.

Ayrıca Şekil 4.7’de  $R_r'$ , 3.5. [s]’de basamak şeklinde  $2 \times R_{rn}$  değerine çıkarılmıştır. Daha sonra 6.5. [s]’de ASM anma hızında ve  $t_L = 10 [N.m]$ ’lik yük momenti ile yüklü durumda iken,  $R_r'$ ,  $R_{rn}$  anma değerlerine düşürülmüştür. Anma hızında  $R_r'$ ’de meydana gelen değişimlere karşı önerilen GKF algoritmasının kestirim sonuçları, Şekil 4.7d’de görüldüğü üzere  $R_r'$ ’nin gerçek değerlerine çok kısa bir sürede yakınsamıştır. Burada örnekleme zamanı  $T = 19.95 [\mu s]$  olarak alınmıştır.

Burada  $P$ ,  $Q$ , ve  $D_\xi$  matrisleri,

$$Q = \text{diag}\{10^{-5} \quad 10^{-5} \quad 10^{-5} \quad 10^{-5} \quad 10^{-3} \quad 10^{-6} \quad 10^{-5}\}$$

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

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

olarak deneme yanılma yöntemiyle belirlenmiştir.

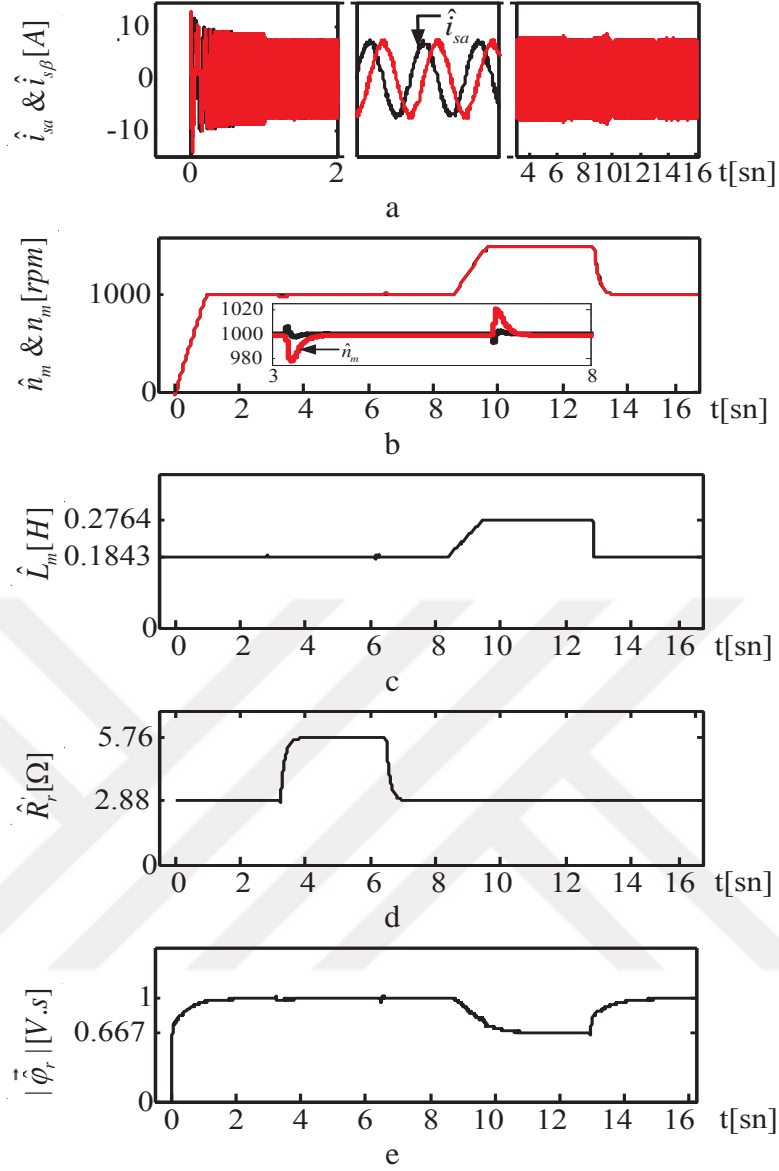
**Çizelge 4.4.** Model- $L_m$ & $R_r'$  GKF tabanlı kestirici ve doğrudanVK yönteminde algoritmaların hesaplanma süreleri

Algoritma	Süre ( $\mu s$ )
Doğrudan VK	4.79
ASM Modeli	0.68
GKF	14.46
Toplam	19.95
$T$ (Örnekleme Zamanı)	19.95

**Çizelge 4.5.** APKD üzerinde gerçekleştirilen Model- $L_m$ & $R_r'$  GKF tabanlı kestirici ve doğrudan VK yönteminde kullanılan mantıksal birimlerin sayısı

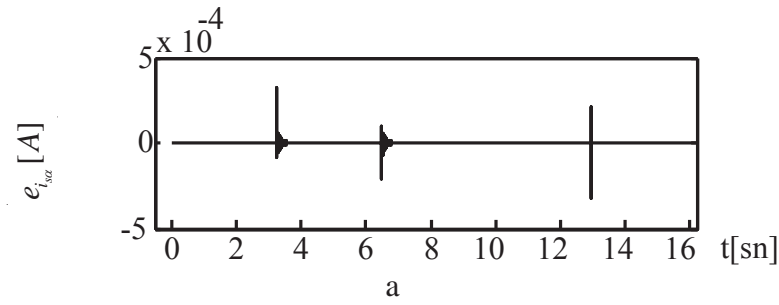
Kullanılan	Kullanılan	APKD’daki	Kullanım
Slice Register	32197	69120	%46
Slice LUTs	64002	69120	%92
Occupied Slices	16931	17280	%97
DSP48Es	60	64	%93

Çizelge 4.4’te her bir algoritmanın hesaplanma süreleri, Çizelge 4.5’te APKD üzerinde kullanılan mantıksal birimlerin sayıları ve oranları verilmiştir.

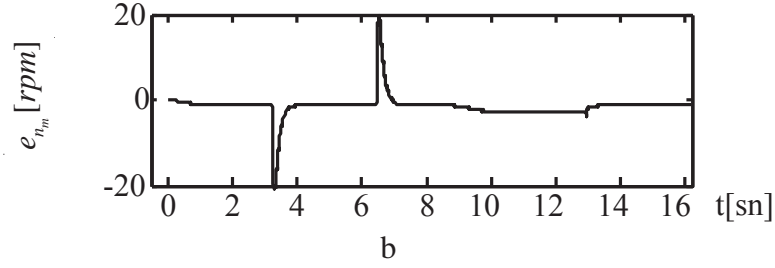


**Şekil 4.7.** Doğrudan VK yöntemi ile birlikte gerçekleştirilen Model- $L_m$  &  $R_r'$  tabanlı GKF kestiricisi için DTB sonuçları (a)  $\hat{i}_{s\alpha}$  ve  $\hat{i}_{s\beta}$ 'nin değişimi (b)  $\hat{n}_m$ 'nin değişimi (c)

$\hat{L}_m$ 'nin değişimi (d)  $\hat{R}_r'$ 'nin değişimi (e)  $|\hat{\varphi}_r| = \sqrt{\hat{\varphi}_{r\alpha}^2 + \hat{\varphi}_{r\beta}^2}$ 'nin değişimi



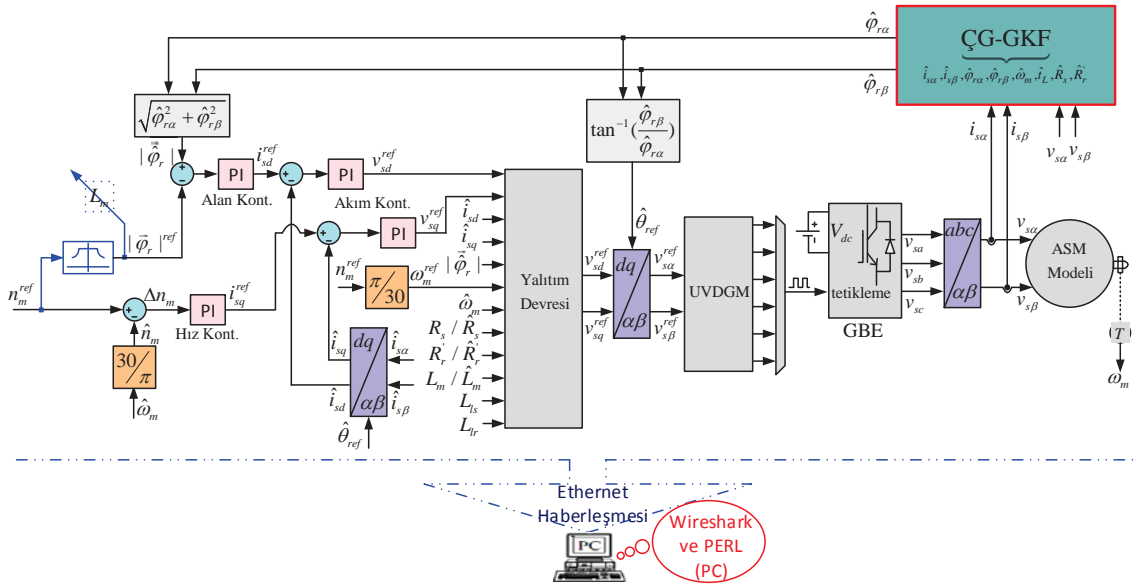
**Şekil 4.8.** Doğrudan VK yöntemi ile birlikte DTB ortamında gerçekleştirilen Model- $L_m$  &  $R_r'$  tabanlı GKF kestiricisine ait kestirim hataları (a)  $e_{i_{s\alpha}} = i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha}$ 'nin değişimi (b)  $e_{n_m} = n_m - \hat{n}_m$ 'nin değişimi



**Şekil 4.8.** (Devamı) Doğrudan VK yöntemi ile birlikte DTB ortamında gerçekleştirilen Model- $L_m$ & $R_r'$  tabanlı GKF kestiricisine ait kestirim hataları (a)  $e_{i_{s\alpha}} = i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha}$ 'nin değişimi (b)  $e_{n_m} = n_m - \hat{n}_m$ 'nin değişimi

#### 4.4.2 ASM'nin $i_{s\alpha}$ , $i_{s\beta}$ , $\varphi_{r\alpha}$ , $\varphi_{r\beta}$ , $\omega_m$ , $t_L$ , $R_s$ ve $R_r'$ kestirimlerini yapabilen ÇG-GKF tabanlı hız-algılayıcısız doğrudan VK'sına ait benzetim sonuçları

Bu bölümde gerçekleştirilen ÇG-GKF tabanlı hız-algılayıcısız UVDGM'li doğrudan VK yöntemlerinde kontrol ve kestirim başarımlarının test edilmesi için APKD üzerinde oluşturulan benzetim ortamı Şekil 4.9'da görülmektedir. APKD üzerinde oluşturulan benzetim ortamı, ASM modeli ve Model- $t_L$ & $R_s$  ve Model- $t_L$ & $R_r'$  tabanlı ASM modelinden elde edilen girişlerin anahtarlanarak uygulandığı ÇG-GKF tabanlı hız-algılayıcısız doğrudan VK yöntemi ile birlikte evirici anahtarlama durumlarının belirlendiği UVDGM yöntemini içermektedir.

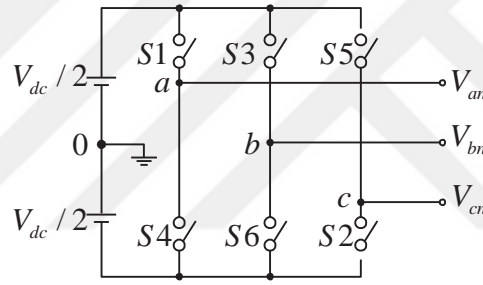


**Şekil 4.9.** APKD üzerinde benzetim ortamı oluşturulan ÇG-GKF tabanlı hız-algılayıcısız doğrudan VK yöntemi.

Burada, UVDGM’de kullanılan referans gerilim vektörünün ( $\vec{V}_{ref} \cong v_{sd}^{ref} + jv_{sq}^{ref}$ )  $dq$ -dönen eksen takımı bileşenlerinin ( $v_{sd}^{ref}$  ve  $v_{sq}^{ref}$ ) elde edilebilmesi amacıyla PI tabanlı akım denetçileri kullanılmıştır. Ayrıca, referans stator akımının  $dq$ -dönen eksen takımı bileşenlerinin ( $i_{sd}^{ref}$  ve  $i_{sq}^{ref}$ ) hesaplanabilmesi amacı ile de PI tabanlı alan ve hız denetçileri kullanılmıştır.

#### 4.4.2.1 UVDGM’nin APKD üzerinde gerçekleştirilmesi

Şekil 4.10’da belirtilen GBE, literatürde üç-fazlı iki-seviyeli evirici olarak bilinmektedir ve yapısında altı adet anahtarlama elemanı bulundurmaktadır. Bu özellikte bir evirici altı adet aktif ve iki adet sıfır anahtarlama durumlarını içeren sekiz farklı anahtarlama durumu ile sürülmektedir.



Şekil 4.10. Üç-fazlı iki-seviyeli GBE.

Şekil 4.10’da belirtilen GBE eviricide, her kolda üstte konumlandırılan anahtarlama elemanı kapalı ise, aynı kol üzerinde altta konumlandırılan anahtarlama elemanı açıktır. Altı adet aktif anahtarlama konumu bu şekilde elde edilirken, tüm kollarda üstte konumlandırılan anahtarlama elemanlarının aynı anda açık ya da kapalı olması durumuna göre de iki adet sıfır anahtarlama durumu elde edilmektedir. Üç-fazlı iki-seviyeli GBE’ye ait anahtarlama durumları ve her bir anahtarlama durumuna göre belirlenen gerilim uzay vektörleri Çizelge 4.6’da verilmiştir. Çizelge 4.6’da sayısal olarak üç bitle ifade edilen durumlar eviricinin tüm kollarında, üstte konumlandırılan anahtarlama elemanlarının açık ya da kapalı olmasına göre belirlenmiştir. Eğer anahtarlama elemanı kapalı ise sayısal olarak ‘1’, açık ise ‘0’ şeklinde belirtilmiştir.

UVDGM tekniğinde gerilim durum uzayı  $60^\circ$  'lik eşit bölgelere ayrılmıştır. Her bölgenin sınırı iki adet aktif gerilim uzay vektörü ile belirlenmektedir. Burada  $\vec{V}_0$  ve  $\vec{V}_7$ , sıfır durum vektörlerini ifade etmektedir ve altıgen şeklinde belirtilen durum uzayının orijininde konumlandırılmaktadır.  $\vec{V}_{ref}$  'in genlik ve konum bilgisinin hesaplanabilmesi amacıyla aktif anahtarlama durumlarını belirten iki komşu vektör ile sıfır anahtarlama durum vektörleri ve aktif anahtarlama vektörlerinin anahtarlama frekansına göre anlık iletimde kalma süreleri kullanılmaktadır. Şekil 4.11 'de gerilim durum uzayında aktif ve sıfır anahtarlama durumlarının geometrik gösterimi verilmiştir.

**Çizelge 4.6.** GBE anahtarlama durumları ve gerilim uzay vektörleri

Uzay Vektörü	Anahtarlama Durumları	Kapalı Durumdaki Anahtarlar
$\vec{V}_0$	[0 0 0]	$S_4, S_6, S_2$
$\vec{V}_1$	[1 0 0]	$S_1, S_6, S_2$
$\vec{V}_2$	[1 1 0]	$S_1, S_3, S_2$
$\vec{V}_3$	[0 1 0]	$S_4, S_3, S_2$
$\vec{V}_4$	[0 1 1]	$S_4, S_3, S_5$
$\vec{V}_5$	[0 0 1]	$S_4, S_6, S_5$
$\vec{V}_6$	[1 0 1]	$S_1, S_6, S_5$
$\vec{V}_7$	[1 1 1]	$S_1, S_3, S_5$

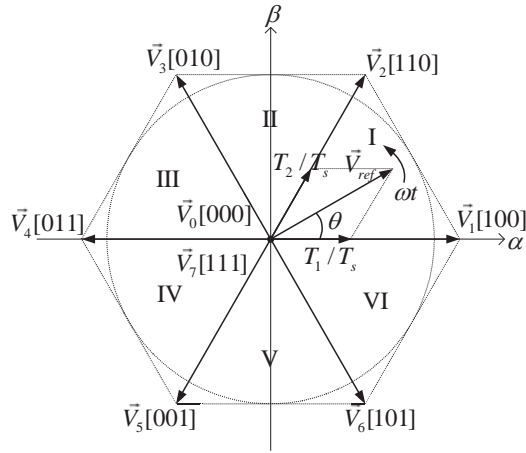
UVDGM'de öncelikle,  $dq$ - dönen eksen takımındaki referans stator akımları ( $i_{sd}^{ref}$  ve  $i_{sq}^{ref}$ ) ve ölçülen ya da kestirilen stator akımının  $dq$ - dönen eksen takımındaki bileşenleri arasındaki farklar kullanılarak PI denetçileriyle referans gerilim vektörünün ( $\vec{V}_{ref} \cong v_{sd}^{ref} + jv_{sq}^{ref}$ )  $dq$ - dönen eksen takımı bileşenleri ( $v_{sd}^{ref}$  ve  $v_{sq}^{ref}$ ) elde edilmektedir. Daha sonra  $\alpha\beta$ - duran eksen takımına indirgenen  $\vec{V}_{ref}$  'in genliği ve konumu aşağıdaki gibi elde edilmektedir.

$$\vec{V}_{ref} \cong v_{s\alpha}^{ref} + jv_{s\beta}^{ref} \quad (4.5)$$

$$|\vec{V}_{ref}| = \sqrt{(v_{s\alpha}^{ref})^2 + (v_{s\beta}^{ref})^2} \quad (4.6)$$

$$\theta = \tan^{-1}\left(\frac{v_{s\beta}^{ref}}{v_{s\alpha}^{ref}}\right) \quad (4.7)$$





**Şekil 4.11.** Gerilim durum uzayı.

Bölge sınırlarını oluşturan aktif vektörlerin iletimde kalma sürelerinin elde edilebilmesi için  $\vec{V}_{ref}$ 'in, (4.7) eşitliği kullanılarak elde edilen konum bilgisine göre bu vektörün gerilim durum uzayında hangi bölgede bulunduğu Çizelge 4.7'deki gibi belirlenmektedir.

**Çizelge 4.7.** Gerilim durum uzayında bölge seçimi

Bölge	Açı ( $\theta$ )
I	$0^\circ < \theta \leq 60^\circ$
II	$60^\circ < \theta \leq 120^\circ$
III	$120^\circ < \theta \leq 180^\circ$
IV	$180^\circ < \theta \leq 240^\circ$
V	$240^\circ < \theta \leq 300^\circ$
VI	$300^\circ < \theta \leq 360^\circ$

Belirlenen bölgede bölge sınırlarını oluşturan aktif ve sıfır durum vektörlerinin iletimde kalma süreleri Patakor vd. (2011)'de aşağıdaki gibi elde edilmiştir.

$$T_1 = \frac{\sqrt{3}T_s|\vec{V}_{ref}|}{V_{dc}} \left( \sin\left(\frac{N}{3}\pi\right) \cos\theta - \cos\left(\frac{N}{3}\pi\right) \sin\theta \right) \quad (4.8)$$

$$T_2 = \frac{\sqrt{3}T_s|\vec{V}_{ref}|}{V_{dc}} \left( -\cos\theta \sin\left(\frac{N-1}{3}\pi\right) + \sin\theta \cos\left(\frac{N-1}{3}\pi\right) \right) \quad (4.9)$$

$$T_0/2 = T_s - T_1 - T_2 \quad (4.10)$$

$$MI = \frac{\sqrt{3}T_s|\vec{V}_{ref}|}{V_{dc}} \quad (4.11)$$

**Çizelge 4.8.** Her bölge için anahtarlama elemanlarının iletimde kalma süreleri

Bölge	Üst Anahtarlama Elemanları ( $S_1, S_3, S_5$ )	Alt Anahtarlama Elemanları ( $S_4, S_6, S_2$ )
I	$T_{S_1} = T_1 + T_2 + T_0/2$ $T_{S_3} = T_2 + T_0/2$ $T_{S_5} = T_0/2$	$T_{S_4} = T_0/2$ $T_{S_6} = T_1 + T_0/2$ $T_{S_2} = T_1 + T_2 + T_0/2$
II	$T_{S_1} = T_1 + T_0/2$ $T_{S_3} = T_1 + T_2 + T_0/2$ $T_{S_5} = T_0/2$	$T_{S_4} = T_2 + T_0/2$ $T_{S_6} = T_0/2$ $T_{S_2} = T_1 + T_2 + T_0/2$
III	$T_{S_1} = T_0/2$ $T_{S_3} = T_1 + T_2 + T_0/2$ $T_{S_5} = T_2 + T_0/2$	$T_{S_4} = T_1 + T_2 + T_0/2$ $T_{S_6} = T_0/2$ $T_{S_2} = T_1 + T_0/2$
IV	$T_{S_1} = T_0/2$ $T_{S_3} = T_1 + T_0/2$ $T_{S_5} = T_1 + T_2 + T_0/2$	$T_{S_4} = T_1 + T_2 + T_0/2$ $T_{S_6} = T_2 + T_0/2$ $T_{S_2} = T_0/2$
V	$T_{S_1} = T_2 + T_0/2$ $T_{S_3} = T_0/2$ $T_{S_5} = T_1 + T_2 + T_0/2$	$T_{S_4} = T_1 + T_0/2$ $T_{S_6} = T_1 + T_2 + T_0/2$ $T_{S_2} = T_0/2$
VI	$T_{S_1} = T_1 + T_2 + T_0/2$ $T_{S_3} = T_0/2$ $T_{S_5} = T_1 + T_0/2$	$T_{S_4} = T_0/2$ $T_{S_6} = T_1 + T_2 + T_0/2$ $T_{S_2} = T_2 + T_0/2$

Burada  $N$ , belirlenen bölge numarasını,  $T_s$ , anahtarlama periyodunu ( $1/f_s$ ) ve  $V_{dc}$  ise eviricinin doğru akım besleme gerilimini ifade etmektedir. (4.8) ve (4.9) eşitliklerindeki  $\frac{\sqrt{3}T_s|\vec{V}_{ref}|}{V_{dc}}$  matematiksel ifadesi de modülasyon indeksi ( $MI$ ) olarak tanımlanmaktadır. Ayrıca üç-fazlı iki-seviyeli GBE üzerindeki tüm anahtarlama elemanlarına ilişkin iletimde kalma süreleri, her bölge için Çizelge 4.8’de verilmiştir (Patakor vd., 2011).

Belirlenen bölgeye göre her bir anahtarlama elemanına ait iletimde kalma süreleri hesaplandıktan sonra anahtarlama elemanlarının her örnekleme zamanı ( $T$ ) içinde

konumlarının belirlenebilmesi amacıyla, anahtarlama frekansında ( $f_s$ ) üretilen birim üçgen dalga ile Çizelge 4.7’de belirtilen anahtarların iletimde kalma süreleri karşılaştırılır (Zhou ve Wang, 2002). Belirlenen anahtarlama durumlarına göre üç-fazlı iki-seviyeli GBE’den elde edilen faz gerilimlerinin hesaplanması için gerekli matematiksel ifadeler Akın (2003)’de aşağıdaki gibi elde edilmiştir.

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_3 \\ S_5 \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

ASM’nin rotor gerilim eşitliklerinden, rotor akısının  $dq$ - dönen eksen takımı bileşenlerine, stator akımının  $dq$ - dönen eksen takımı bileşenlerinin kaynaklık ettiği görülmektedir. Burada  $i_{sd}$ , alan akımıdır ve rotor akısı ile aynı yöndedir.  $i_{sq}$  ise moment akımıdır ve alan akımına diktir. Aynı durum stator akımlarına kaynaklık eden stator geriliminin  $dq$ - dönen eksen takımı bileşenleri için de geçerlidir. Alan yönlendirmeli kontrolde, stator geriliminin  $dq$ - dönen eksen takımında ifade edilebilmesi ya da  $dq$ - dönen eksen takımı bileşenlerine ayrıştırılabilmesi için  $v_{sd}$  ve  $v_{sq}$  bileşenlerinin birbirinden bağımsızlaştırılması gerekmektedir (Shen vd., 2011). Bu amaçla literatürde farklı yöntemler önerilmiştir. Preseda vd. (2003), Marino (1999), Singh vd. (2005), Choi (2008) ve Fetç ve Horstmann (1989)’da ileri-beslemeli ve geri-beslemeli bağımsızlaştırma/yalıtım (decoupling) yöntemleri önerilmiş ve ileri-beslemeli bağımsızlaştırma/yalıtım (decoupling) yönteminin yüksek hızlarda daha kararlı olduğu belirtilmiştir. Ayrıca Stekl (2007)’de ASM’nin  $dq$ - dönen eksen takımındaki stator gerilim eşitlikleri kullanılarak ileri-beslemeli zıt elektromotor kuvvet yöntemi olarak isimlendirilen daha basit bir bağımsızlaştırma/yalıtım devresi (decoupling circuit) önerilmiştir. Burada, ASM stator gerilim eşitlikleri yeniden düzenlenerek aşağıdaki gibi iki farklı bileşen şeklinde ifade edilmiştir.

$$v_{sd} = v_{sd}^{lin} + v_{sd}^{dec} = \left[ K_R i_{sd} + K_L \frac{d}{dt} i_{sd} \right] - \left[ \omega_s K_L i_{sq} + \frac{\varphi_{rd} L_m R_r'}{L_r'^2} \right] \quad (4.13)$$

$$v_{sq} = v_{sq}^{lin} + v_{sq}^{dec} = \left[ K_R i_{sq} + K_L \frac{d}{dt} i_{sq} \right] + \left[ \omega_s K_L i_{sd} + \frac{L_m}{L_r'} \omega_m \varphi_{rd} \right] \quad (4.14)$$

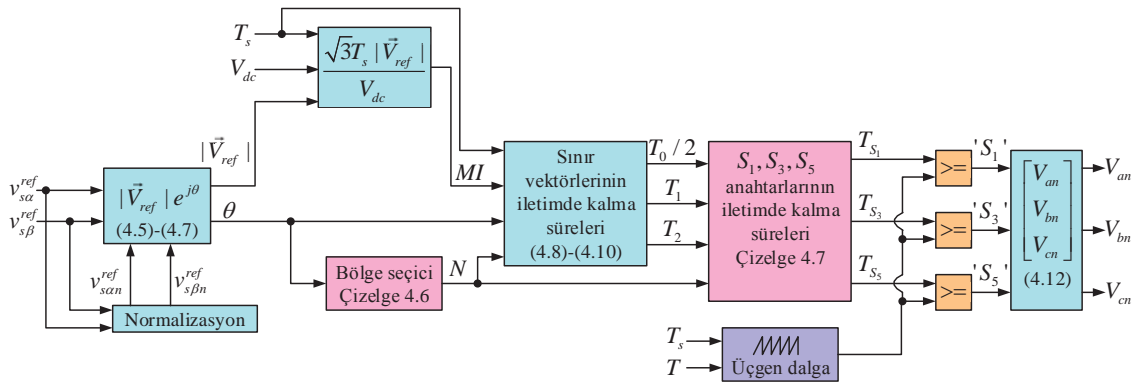
Burada;

$$K_R = R_s + \frac{L_m^2}{L_r'} R_r' \quad (4.15)$$

$$K_L = L_s + \frac{L_m^2}{L_r'} \quad (4.16)$$

$$\omega_s = \omega_r + Pp\omega_m = \omega_r + \omega \quad (4.17)$$

(4.13) ve (4.14) eşitliklerinde, stator geriliminin  $dq$ - dönen eksen takımındaki doğrusal bileşenleri olan  $v_{sd}^{lin}$  ve  $v_{sq}^{lin}$  sırasıyla,  $dq$ - dönen eksen takımındaki referans stator akımları ( $i_{sd}^{ref}$  ve  $i_{sq}^{ref}$ ) ve ölçülen ya da kestirilen stator akımının  $dq$ - dönen eksen takımındaki bileşenleri arasındaki farklar kullanılarak PI denetçileriyle elde edilen  $v_{sd}^{ref}$  ve  $v_{sq}^{ref}$  gerilimleridir. Ayrıca burada,  $v_{sd}^{dec}$  ve  $v_{sq}^{dec}$ , bağımsızlaştırma/yalıtım işleminde kullanılan stator geriliminin  $dq$ - dönen eksen takımı bileşenleridir.  $\varphi_{r,dq}$ , rotor akısının  $dq$ - dönen eksen takımı bileşenleridir.  $i_{s,dq}$ , stator akımının  $dq$ - dönen eksen takımı bileşenleridir.  $L_s = L_{ls} + L_m$  ve  $L_r' = L_{lr} + L_m$ , sırasıyla stator ve rotor endüktanslarıdır.  $L_{ls}$  ve  $L_{lr}$ , sırasıyla stator ve rotor kaçak endüktanslarıdır.  $L_m$ , mıknatıslanma endüktansdır.  $R_s$  ve  $R_r'$ , sırasıyla stator ve rotor dirençleridir. Senkron açılma hız ifadesinde ise;  $\omega_r$ , kayma hızı [ $rad/s$ ],  $\omega_m$ , rotor milinin mekanik hızı [ $rad/s$ ],  $\omega$ , rotor milinin elektriksel hızı [ $rad/s$ ]'dir.



**Şekil 4.12.** UVDGM’li anahtarlama tekniğinin APKD üzerinde gerçekleştirilmesi.

APKD üzerinde gerçekleştirilen UVDGM anahtarlama tekniği Şekil 4.12’de görülmektedir.

Burada öncelikle  $\alpha\beta$ - duran eksen takımına indirgenen  $\vec{V}_{ref}$  'in genliği ( $|\vec{V}_{ref}|$ ) hesaplanmıştır. Daha sonra APKD üzerinde bulunan ve trigonometrik fonksiyonların gerçekleştirilebildiği CORDIC nüve yapısı kullanılarak  $\vec{V}_{ref}$  'in konumunun belirlenebilmesi amacıyla  $\vec{V}_{ref}$  'in  $\alpha\beta$ - duran eksen takımı bileşenleri  $v_{s\alpha}^{ref}$  ve  $v_{s\beta}^{ref}$  üzerinde normalizasyon işlemi uygulanmıştır. Normalize edilmiş  $v_{san}^{ref}$  ve  $v_{s\beta n}^{ref}$  değerleri kullanılarak, CORDIC trigonometrik fonksiyon nüve yapısı ile  $\theta = \tan^{-1}\left(\frac{v_{s\beta}^{ref}}{v_{s\alpha}^{ref}}\right)$  konum bilgisi hesaplanmıştır. Bu blok içindeki tüm işlemler seri bir şekilde yapılmıştır. Hesaplanan  $|\vec{V}_{ref}|$ , üç-fazlı GBE girişine uygulanan  $V_{dc}$  ve anahtarlama periyodu  $T_s$  değerleri kullanılarak modülasyon indeksi ( $MI$ ) hesaplanmıştır.

Çizelge 4.7'de belirtilen şartlarla oluşturulan bölge seçici bloğunda, gerilim uzay vektörü  $\vec{V}_{ref}$  'in konum bilgisi,  $\theta$  kullanılarak  $\vec{V}_{ref}$  'in gerilim durum uzayı düzleminde hangi bölgede olduğu, 32 bit kayan noktalı sayı (single floating point numbers) karşılaştırıcıları kullanılarak belirlenmiştir. Çizelge 4.7'de altı adet bölge ve her bölge için iki adet açı değeri karşılaştırıcısı bulunmaktadır. Bölge seçici bloğu ile bölge taraması yapılırken her bölge için kullanılması gereken iki farklı karşılaştırıcı paralel olarak oluşturulmuştur ve ayrıca tüm bölge taraması seri bir şekilde yapılmıştır.

$\vec{V}_{ref}$  'in bulunduğu bölgenin sınırlarını belirleyen gerilim vektörlerinin iletimde kalma süreleri  $T_0/2$ ,  $T_1$  ve  $T_2$ , anahtarlama periyodu ( $T_s$ ), modülasyon indeksi ( $MI$ ), gerilim uzay vektörünün ( $\vec{V}_{ref}$  'in) konum bilgisi ( $\theta$ ) ve belirlenen bölge numarası ( $N$ ) kullanılarak (4.8)-(4.10) eşitlikleri ile bulunmuştur. Burada,  $T_0/2$ ,  $T_1$  ve  $T_2$  sürelerinin her birinin hesaplanması sıralı olmak şartıyla, her sürenin hesaplanmasını içeren işlemler kendi içerisinde paralel bir şekilde yapılmıştır. Bu adımdan sonra, anahtarlama durumlarının belirlenmesinde kullanılacak olan anahtarlama periyodundaki birim üçgen dalga, APKD üzerinde oluşturulmuştur.

Üç-fazlı GBE'nin tüm kollarında üstte konumlandırılan anahtarlama elemanlarının iletimde kalma sürelerinin belirlenmesi amacıyla Çizelge 4.8 kullanılmış ve  $\vec{V}_{ref}$  vektörünün bulunduğu bölgeye göre  $T_{S_1}$ ,  $T_{S_3}$  ve  $T_{S_5}$  süreleri paralel bir şekilde eş zamanlı olarak hesaplanmıştır.

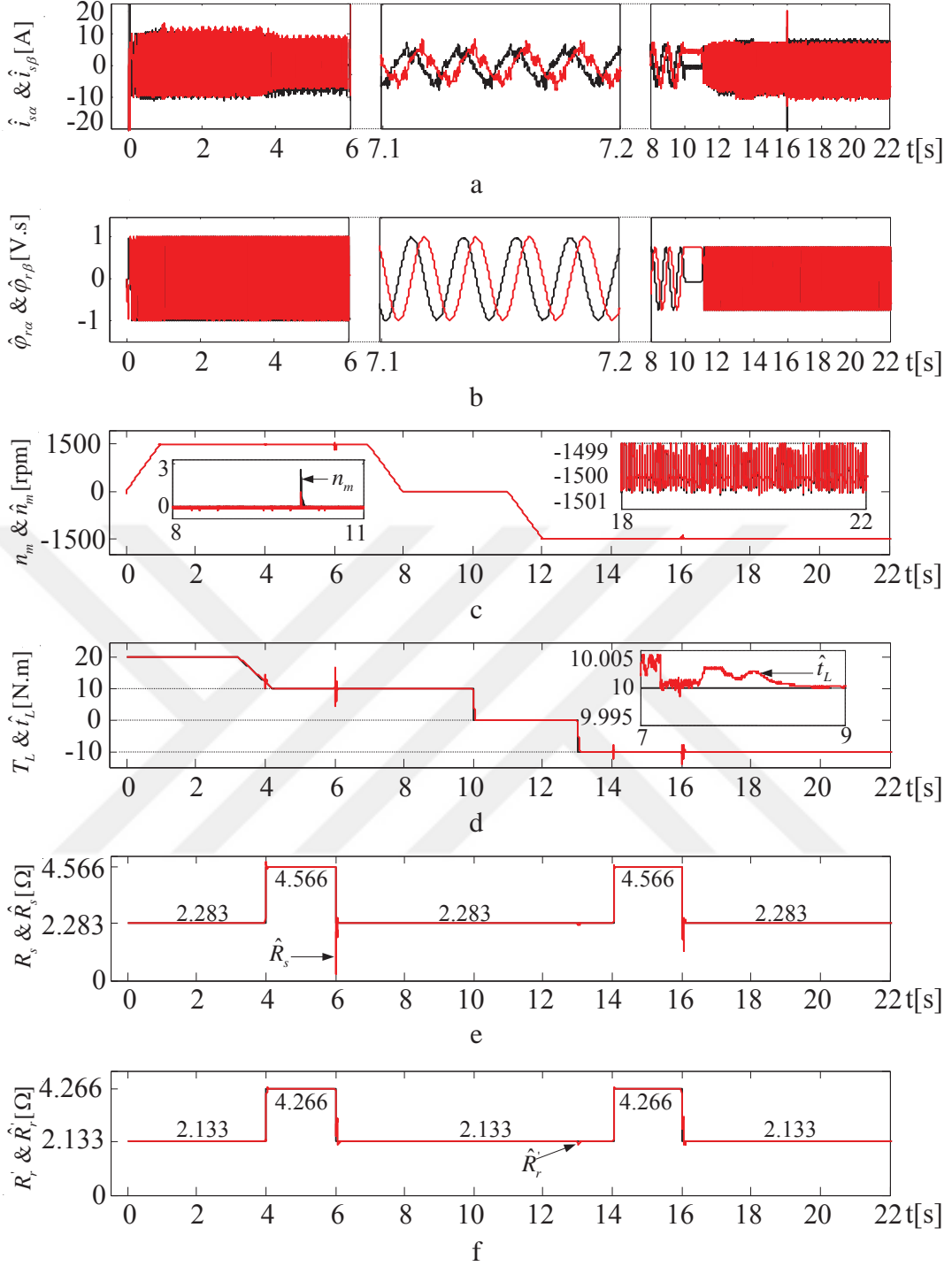
Daha önce oluşturulmuş birim üçgen dalga sırasıyla (sıralı bir şekilde tek bir karşılaştırıcı kullanılarak)  $T_{S_1}$ ,  $T_{S_3}$  ve  $T_{S_5}$  süreleri ile karşılaştırılarak üç-fazlı GBE'nin tüm kollarında üstte konumlandırılan anahtarlama elemanlarının durumları belirlenmiştir. Elde edilen anahtarlama durumlarına göre (4.12) eşitliği kullanılarak üç-fazlı GBE'nin çıkışlarına ait  $V_{an}$ ,  $V_{bn}$  ve  $V_{cn}$  faz gerilimleri paralel olarak hesaplanmıştır.

#### 4.4.2.2 ASM'nin sıfır hız ile anma hızı arasındaki bölgede $i_{s\alpha}$ , $i_{s\beta}$ , $\varphi_{r\alpha}$ , $\varphi_{r\beta}$ , $\omega_m$ , $t_L$ , $R_s$ ve $R_r'$ kestirimlerini yapabilen ÇG-GKF tabanlı hız-algılayıcısız UVDGM'li doğrudan VK'sına ilişkin benzetim sonuçları

Bu benzetim çalışması için belirlenen senaryo hız, yük momenti, stator ve rotor dirençlerinde meydana gelen basamak şeklinde ve doğrusal şekilde meydana gelen değişimleri içermektedir.

Öncelikle ASM,  $T_L = 20$  [N.m] yük momenti altında sıfırdan anma hızına kadar hızlandırılmıştır. Burada, ÇG-GKF algoritması tarafından kestirilen  $\hat{t}_L$ ,  $\hat{R}_s$  ve  $\hat{R}_r'$ 'nin başlangıç değerleri anma değerleri olarak alınmıştır. Daha sonra,  $8 \leq t \leq 11$  [s] aralığında sıfır hızda çalıştırılan ASM 11. [s]'de ters yönde anma hızına kadar tekrar hızlandırılmıştır. ÇG-GKF'nin geçici-hallerdeki hız kestirim başarımı Şekil 3.13c ve Şekil 4.14a'da görülmektedir. Ayrıca ASM'nin verilen referans hız değerine hızlı bir şekilde yakınsaması UVDGM'li doğrudan VK yönteminin kontrol başarımını da göstermektedir.

3. [s]'de ASM anma hızında iken, 10. [s]'de sıfır hız bölgesinde ve 13. [s]'de ASM anma hızında ters yönde dönderken meydana gelen  $T_L$ 'deki doğrusal ve basamak şeklindeki değişimler ÇG-GKF tarafından başarılı bir şekilde kestirilmiştir. Şekil 4.13d ve Şekil 3.14b'de görülen sıçramalar denem-yanılma yöntemi ile belirlenen sistem gürültülerinden kaynaklanmaktadır.



**Şekil 4.13.** ASM'nin ÇG-GKF tabanlı hız-algılayıcısız UVDGM'li doğrudan VK'sına ait benzetim sonuçları (a)  $\hat{i}_{s\alpha}$  ve  $\hat{i}_{s\beta}$ 'nin değişimi (b)  $\hat{\varphi}_{r\alpha}$  ve  $\hat{\varphi}_{r\beta}$ 'nin değişimi (c)  $n_m$  ve  $\hat{n}_m$ 'nin değişimi (d)  $T_L$  ve  $\hat{t}_L$ 'nin değişimi (e)  $R_s$  ve  $\hat{R}_s$ 'nin değişimi (f)  $R_r$ ' ve  $\hat{R}_r$ 'nin değişimi

$R_s$  ve  $R_r$  üzerinde, ASM ileri ve ters yönde anma hızında dönerken  $4 \leq t \leq 6$  [s] ve  $14 \leq t \leq 16$  [s] aralıklarında  $2xR_{sn}$  ve  $2xR_{rn}$  değerlerinde meydana getirilen basamak şeklindeki değişimler ÇG-GKF tabanlı kestirici tarafından yüksek bir başarımla takip

edilmiştir. Şekil 4.13e ve 4.13f ve Şekil 4.14c ve 4.14d'de, ÇG-GKF tarafından kestirilen  $\hat{R}_s$  ve  $\hat{R}'_r$ 'nin gerçek  $R_s$  ve  $R'_r$  değerlerine çok hızlı bir şekilde yakınsadığı ve kestirim hatalarının anlık olarak meydana gelen küçük sıçramalar dışında sıfır olduğu açık bir şekilde görülmektedir.

Burada GKF algoritmasına ait  $P$ ,  $Q$ , ve  $D_\xi$  matrisleri,

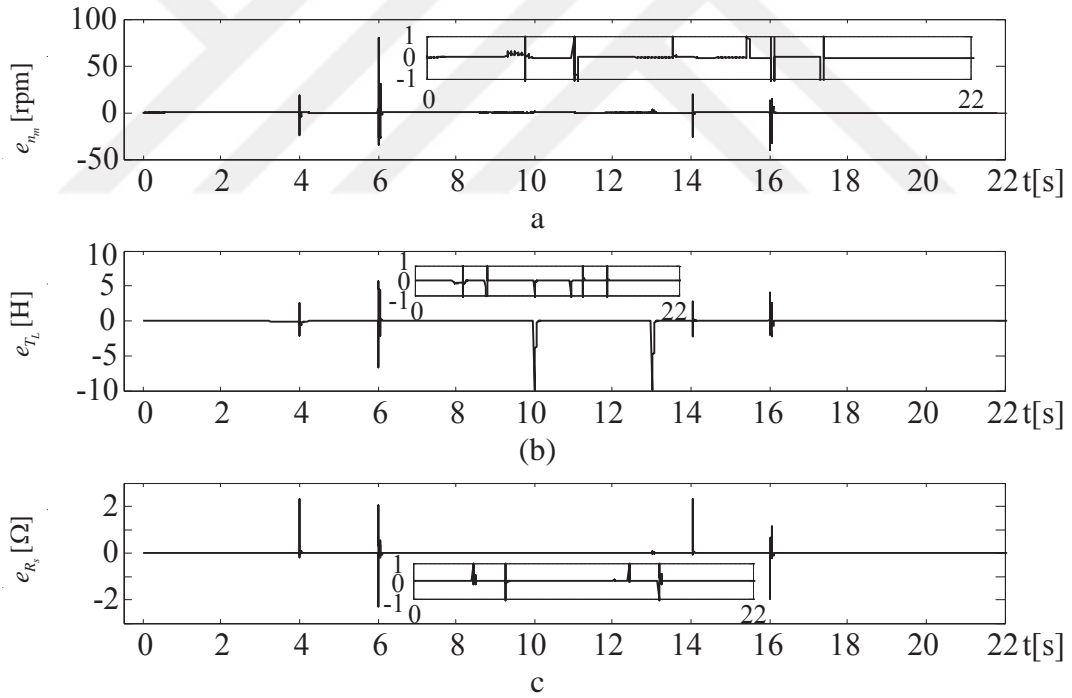
$$\underline{Q}_1 = \text{diag}\{4 \times 10^{-6} \quad 4 \times 10^{-6} \quad 10^{-10} \quad 10^{-10} \quad 5 \times 10^{-3} \quad 5.7 \times 10^{-3} \quad 4.5 \times 10^{-4}\}$$

$$\underline{Q}_2 = \text{diag}\{4 \times 10^{-6} \quad 4 \times 10^{-6} \quad 10^{-10} \quad 10^{-10} \quad 5 \times 10^{-3} \quad 5.7 \times 10^{-3} \quad 4.5 \times 10^{-4}\}$$

$$\underline{P}_i = \text{diag}\{10 \quad 10 \quad 1010 \quad 1010 \quad 10\},$$

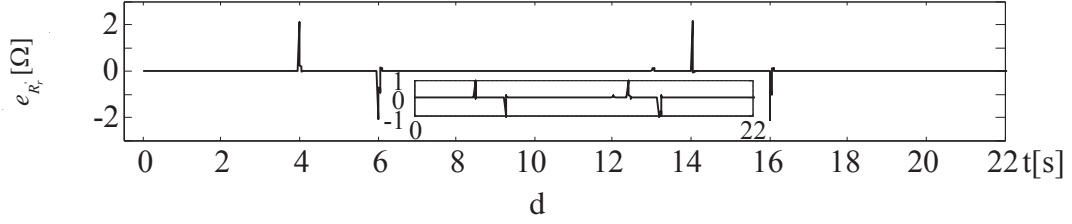
$$\underline{D}_\xi = \text{diag}\{10^{-8} \quad 10^{-8}\}$$

olarak deneme yanılma yöntemiyle belirlenmiştir.



**Şekil 4.14.** ASM'nin ÇG-GKF tabanlı hız-algılayıcısız UVDGM'li doğrudan VK'sına ait kestirim hataları (a)  $e_{n_m} = n_m - \hat{n}_m$ 'nin değişimi (b)  $e_{t_L} = T_L - \hat{t}_L$ 'nin değişimi (c)  $e_{R_s} = R_s - \hat{R}_s$ 'nin değişimi (d)  $e_{R'_r} = R'_r - \hat{R}'_r$ 'nin değişimi





**Şekil 4.14.** (Devamı) ASM'nin ÇG-GKF tabanlı hız-algılayıcısız UVDGM'li doğrudan VK'sına ait kestirim hataları (a)  $e_{n_m} = n_m - \hat{n}_m$ 'nin değişimi (b)  $e_{t_L} = T_L - \hat{t}_L$ 'nin değişimi (c)  $e_{R_s} = R_s - \hat{R}_s$ 'nin değişimi (d)  $e_{R_r'} = R_r' - \hat{R}_r'$ 'nin değişimi

Çizelge 4.9'da her bir algoritmanın hesaplanma süreleri, Çizelge 4.10'da APKD üzerinde kullanılan mantıksal birimlerin sayıları ve oranları verilmiştir. Bu benzetim ortamı için APKD zerinde oluşturulan tüm kontrol sistemi  $20.25 \mu s$ 'de gerçekleşmiştir ve bu sebeple örnekleme zamanı  $T = 20.25 [\mu s]$  olarak alınmıştır.

**Çizelge 4.9.** ASM'nin ÇG-GKF tabanlı hız-algılayıcısız UVDGM'li doğrudan VK'sında oluşturulan algoritmaların APKD üzerinde hesaplanma süreleri

Algoritma	Süre ( $\mu s$ )
Doğrudan VK	3.03
UVDGM	4.98
ASM Modeli	0.69
ÇG-GKF	11.55
Toplam	20.25
$T$ (Örnekleme Zamanı)	20.25

**Çizelge 4.10.** APKD üzerinde gerçekleştirilen ASM'nin ÇG-GKF tabanlı hız-algılayıcısız UVDGM'li doğrudan VK'sı için kullanılan mantıksal birimlerin sayısı

Kullanılan Kaynak	Kullanılan Sayı	APKD'daki Toplam Sayı	Kullanım Oranı
Slice Register	27000	69120	%39
Slice LUTs	58703	69120	%84
Occupied Slices	16409	17280	%94
DSP48Es	64	64	%100

#### 4.5 Sonuç ve Yorumlar

ASM'nin hız-algılayıcısız kontrolü amacıyla GKF ve ÇG-GKF tabanlı doğrudan VK'sı, ASM modeli ile birlikte APKD üzerinde gerçekleştirilmiştir. DTB ortamında APKD üzerinde gerçekleştirilen çalışmalar aşağıda belirtilmiştir:

- ✓ Sunulan ilk çalışmada ASM'nin hız-algılayıcısız doğrudan VK'sı için bu tez kapsamında önerilen ve İnan ve Barut (2014)'de yayınlanan ÇG-GKF algoritma yapısını oluşturan Model- $t_L$ & $R_s$  ve Model- $L_m$ & $R_r'$  ASM modeli tabanlı GKF algoritmaları ayrı ayrı APKD üzerinde gerçekleştirilerek kontrol ve kestirim başarımları DTB ortamında hem sıfır hız ve anma hızının altındaki değerlerde hem de anma hızının üzerindeki alan zayıflama bölgesinde test edilmiştir.
- ✓ İkinci çalışmada ise, ASM'nin sıfır hız ile anma hızı arasındaki bölgede hız-algılayıcısız kontrolü için Barut (2010) ve Barut vd. (2012)'de önerilen ÇG-GKF tabanlı UVDGM'li doğrudan VK yöntemi DTB ortamında gerçekleştirilmiştir.

İnan ve Barut (2014)'de  $i_{s\alpha}$ ,  $i_{s\beta}$ ,  $\varphi_{r\alpha}$ ,  $\varphi_{r\beta}$ ,  $\omega_m$ ,  $t_L$ ,  $R_s$ ,  $R_r'$ , ve  $L_m$  kestirimi için önerilen ve kestirim başarımları Matlab Simulink benzetim ortamında test edilen ÇG-GKF algoritması iki kısımda (Model- $t_L$ & $R_s$  ve Model- $L_m$ & $R_r'$  ASM modeli tabanlı GKF algoritmaları olarak), ASM modeli, doğrudan VK yöntemi ve evirici anahtarlama durumlarının belirlendiği akım histeresiz karşılaştırıcılı yapı ile birlikte APKD üzerinde  $T = 19.95 [\mu s]$ 'lik örnekleme zamanı ile gerçekleştirilmiştir. Böylelikle hem sıfır hız ile anma hızı arasındaki bölgede hem de alan zayıflama bölgesinde ASM'nin hız-algılayıcısız kontrol yöntemlerinin APKD üzerinde gerçekleştirilebilirliği gösterilmiştir. Ayrıca örnekleme zamanının düşürülmesiyle kontrol ve kestirici/gözlemleyici yapılarının sürekli-zamanlı sistemlere yakınsamasıyla başarımlarının artırılacağı görülmüştür.

Ayrıca, daha önce Barut vd. (2012)'de  $i_{s\alpha}$ ,  $i_{s\beta}$ ,  $\psi_{r\alpha}$ ,  $\psi_{r\beta}$ ,  $\omega_m$ ,  $t_L$ ,  $R_s$  ve  $R_r'$  kestirimi için önerilen ÇG-GKF algoritmasının  $T = 130 [\mu s]$  örnekleme zamanı ile Sİİ üzerinde gerçekleştirilebildiği belirtilmiştir. Bu çalışmada APKD üzerinde gerçekleştirilen aynı ÇG-GKF algoritmasının güncellenme süresi yaklaşık olarak on kat daha hızlandırılarak daha iyi bir kestirim ve kontrol başarımları elde edilmeye çalışılmıştır. Böylelikle APKD'lerin

endüstriyel kontrol uygulamalarında Sİİ'lere göre daha düşük maliyetli bir alternatif olacağı anlaşılmaktadır.

APKD'nin sahip olduğu paralel işlem yapabilme özelliği kullanılarak çok düşük örnekleme zamanları ile gerçekleştirilebilen GKF ve ÇG-GKF algoritmalarının kestirim başarımlarının gerçek-zamanlı uygulamalarda da yüksek bir başarıma sahip olması beklenmektedir.

Yukarıda belirtilen tüm çalışmalar, ASM'lerin APKD tabanlı yüksek başarılı kontrolüne ve parametre/durum kestirimine yönelik olarak literatürde önerilen çalışmalar arasında ilk olma özelliğini taşımaktadır.



## BÖLÜM V

### ASM MODELİNİN APKD ÜZERİNDE GERÇEK-ZAMANLI OLARAK DOĞRULANMASI VE $i_{sa}, i_{s\beta}, \varphi_{ra}, \varphi_{r\beta}, \omega_m, t_L$ YA DA $i_{sa}, i_{s\beta}, \varphi_{ra}, \varphi_{r\beta}, \omega_m, t_L, R'_r$ KESTİRİMLERİNİ YAPABİLEN GKF ALGORTİMASININ GERÇEK-ZAMANLI KESTİRİM BAŞARIMI

#### 5.1 Giriş

ASM'lerin hız-algılayıcısız kontrol başarımı, ASM'nin sıcaklık, frekans ve doyuma bağlı olarak meydana gelen parametre değişimlerinin doğru olarak tanımlanmasına bağlı olduğu Barut vd. (2012) ve İnan ve Barut (2015b)'de belirtilmiştir. ASM'de meydana gelen durum/parametre değişimlerinin kestirilmesi için ise ASM'nin doğrusal olmayan modeli ile yakından örtüşen ve olası (stochastic) tabanlı bir yapıya sahip olan GKF tabanlı kestirici yöntemi literatürde yaygın olarak kullanılmaktadır.

ASM'lerin durum/parametre kestirimi amacı ile en iyi yöntem olarak tanımlanan GKF tabanlı kestirici yönteminin kestirim başarımının örnekleme zamanına olan duyarlılığı Monmasson vd. (2011), Auger vd. (2013), Alsofyani ve İdris (2016a), Alsofyani ve İdris (2016b) ve Idkhajine vd. (2012)'de ifade edilmiştir. Yapılan çalışmalarda, GKF tabanlı kestirim yönteminde örnekleme zamanının düşürülmesi ile daha iyi bir kestirim başarımının elde edileceği belirtilmiştir. Parametre değişimlerinin doğru bir şekilde tanımlanarak kontrol algoritmalarına güncellenmesi ile de daha iyi bir kontrol başarımı elde edilmektedir.

ASM'nin KF ve ya GKF tabanlı hız-algılayıcısız kapalı-çevrimli kontrolüne yönelik olarak yapılan çalışmalarda, kontrol sistemi ile birlikte KF veya GKF tabanlı kestirim yöntemleri Sİİ'ler üzerinde gerçekleştirilmiştir. Sİİ'ler üzerinde gerçekleştirilen çalışmalarda sürücü sistemlerine ait örnekleme zamanlarının  $T = 100 - 400$  [ $\mu$ s] aralığında olduğu yazarlar tarafından belirtilmiştir (Habibullah ve Lu, 2015; Farasat vd., 2014; Garcia vd., 2016; Wang vd., 2014; Alonge vd., 2014). ASM'nin hız-algılayıcısız kapalı-çevrim kontrolüne yönelik olarak önerilmiş olan Alsofyani ve İdris (2016a) ve Alsofyani ve İdris (2016b)'de kontrol yöntemleri ile birlikte GKF algoritmaları, örnekleme zamanını düşürmek amacı ile C/C++ yazılım dili ile Sİİ üzerinde gerçekleştirilmiştir. Bu

çalışmalarda gerçekleştirilen tüm kontrol sisteminin örnekleme zamanlarının  $T = 55$  [ $\mu$ s] olarak belirlendiği görülmektedir.

ASM'ye ait parametre/durum değişimlerinin açık-çevrimli olarak GKF ve ÇG-GKF yöntemleriyle kestirildiği Sİİ tabanlı çalışmalar da mevcuttur (Barut vd., 2008; Barut vd., 2007; Barut vd., 2012; Bogosyan vd., 2007). Bu çalışmalarda GKF ve ya ÇG-GKF yöntemlerinin Sİİ üzerinde gerçekleştirme sürelerinin (execution time)  $T = 100 - 130$  [ $\mu$ s] aralığında olduğu belirtilmiştir.

Sİİ tabanlı uygulamalarda oluşturulan kontrol ve kestirim yöntemlerine ait algoritmaların seri işlemlerle ifade edilebilmesi nedeni ile oluşturulan sürücü sistemlerinin örnekleme zamanlarının düşürülmesinde zorluklarla karşılaşmaktadır. Bu sebeple günümüzde gelişen teknolojinin beraberinde getirdiği yeniliklerle bu problemler giderilmeye çalışılmaktadır. Bu noktada, donanım tabanlı olarak tasarlanan ve paralel bir mimari yapıya sahip olan APKD'ler sürücü sistemlerine dahil edilmeye başlanmıştır. APKD'lerin üzerinde barındırdıkları donanımsal mantık dizileri bazı donanım tanımlama dilleri ile birlikte paralel bir yapıda dizilebilmekte ve bağlanabilmektedirler. Böylelikle, ağır hesaplama yüküne sahip olan kontrol ve kestirici/gözlemleyici yöntemleri daha düşük örnekleme zamanları ile gerçekleştirilebilmekte ve kontrol/kestirim başarımları iyileştirilebilmektedir. Ayrıca APKD'lerin Sİİ göre daha ucuz olmaları sürücü sistemlerinin tasarım maliyetlerini düşürmektedir.

Idkhajine vd. (2012)'de senkron motorun hız-algılayıcısız kontrolünde  $i_{s\alpha}$ ,  $i_{s\beta}$ ,  $\omega_m$  ve  $\theta_m$  kestirimi için önerilen GKF algoritması, örnekleme zamanlarının karşılaştırılması amacıyla Sİİ ve APKD üzerinde ayrı ayrı gerçekleştirilmiştir. Sİİ üzerinde  $T = 100$  [ $\mu$ s] örnekleme zamanı ile gerçekleştirilebilen sürücü sistemi, APKD üzerinde  $T = 6$  [ $\mu$ s]'de gerçekleştirilmiştir. Quang vd. (2014)'te kalıcı mıknatıslı SM'nin hız-algılayıcısız kontrolünde  $i_{s\alpha}$ ,  $i_{s\beta}$  ve elektromotor kuvvetinin  $\alpha\beta$ - stator duran eksen takımı bileşenlerinin ( $e_{m\alpha}$  ve  $e_{m\beta}$ ) kestirilmesi amacı ile indirgenmiş-dereceli GKF algoritması APKD üzerinde gerçekleştirilmiştir ve örnekleme zamanının  $T = 8.96$  [ $\mu$ s] olduğu belirtilmiştir. Ouhrouche vd. (2016)'da ASM'nin  $i_{s\alpha}$ ,  $i_{s\beta}$ ,  $\varphi_{r\alpha}$  ve  $\varphi_{r\beta}$  kestirimi amacı ile önerilen KF algoritması Gerçek-Zamanlı Komut Üreteci (Real-Time Code Generator) kullanılarak APKD üzerinde  $T = 90$  [ $\mu$ s] örnekleme zamanı ile

oluşturulmuştur. Monmasson vd. (2010)'da APKD üzerinde gerçekleştirilen GKF algoritması ile SM'nin hız-algılayıcısız kontrolü için  $i_{sd}$ ,  $i_{sq}$  ve  $\omega_m$  kestirilmiştir.

Ayrıca literatürde, ASM'lerin hız-algılayıcısız kontrolü için önerilen Yu vd. (2002), Wade vd. (1997a), Wade vd. (1997b), Stojić vd. (2015) ve Alsofyani vd. (2014)'de eş-zamanlı ASD kanal örneklemelerinde ve sürücü tetikleme işaretlerinin oluşturulduğu DGM tekniklerinde APKD kullanılmıştır. Ayrıca önerilen çalışmalarda kestirilen durum/parametre sayısı sınırlı kalmaktadır. GKF algoritmasının APKD üzerinde oluşturularak gerçek-zamanlı olarak kestirim başarımının test edildiği herhangi bir çalışma bulunmamaktadır.

Bu tez çalışmasında, ilk olarak ASM'nin hız-algılayıcısız kontrolünde kullanılan GKF tabanlı kestiricilerin APKD üzerinde gerçek-zamanlı olarak başarımlarının test edilmesi için Texas Instrument firması tarafından üretilen ADS 8568 EVM-PDK (Evolution module-Performance development kit) ASD'si ile APKD arasındaki seri haberleşme arayüzü/serial peripheral interface (SHA/SPI) protokolü gerçekleştirilmiştir. ASD kullanılarak gerilim/akım algılayıcıları ve moment ölçerden elde edilen analog veriler sayısal verilere dönüştürülerek APKD ile gerçek-zamanlı olarak okunmuştur. Böylelikle stator geriliminin  $\alpha\beta$ - bileşenleri  $v_{s\alpha}$  ve  $v_{s\beta}$ , stator akımının  $\alpha\beta$ - bileşenleri  $i_{s\alpha}$  ve  $i_{s\beta}$  APKD üzerinde eksen dönüşümü ile hesaplanmıştır. Yük momenti  $t_L$  ise, moment algılayıcıdan ölçülen işaretlerin APKD üzerinde oluşturulan alçak-geçiren filtreden geçirilmesiyle elde edilmiştir. Ayrıca artımsal kodlayıcıdan elde edilen işaretler 74LS245P entegresi ile gerilim seviyesi uyumlaması yapılarak APKD tarafından okunmuş ve böylelikle rotor mekanik hızı  $n_m$  ya da rotor mekanik hızı  $\omega_m$  ölçülmüştür. Gerçek-zamanlı deney düzeniğinden ölçülen stator gerilimleri ve yük momenti bilgileri kullanılarak APKD üzerinde İnan vd. (2012b)'de çevrimdışı (offline) doğrulaması yapılan ASM modelinin bu çalışmada çevrimiçi gerçek-zamanlı doğrulaması APKD üzerinde gerçekleştirilmiştir.

Ayrıca örnekleme zamanının algoritma başarımı üzerinde önem teşkil ettiği GKF tabanlı kestirici algoritmasının gerçek-zamanlı kestirim başarımının test edilmesi için VHDL donanım tanımlama kullanılarak iki farklı GKF algoritması APKD üzerinde gerçekleştirilmiştir. APKD üzerinde gerçekleştirilen GKF algoritmalarının örnekleme

zamanları daha önce Sİİ üzerinde gerçekleştirilen GKF tabanlı çalışmalara kıyasla önemli oranda düşürülerek kestirim başarımı artırılmaya çalışılmıştır. GKF tabanlı APKD uygulamalarında ilk olarak, Barut vd. (2007a)'da rotor akısı tabanlı ASM modeli kullanılarak  $i_{s\alpha}$ ,  $i_{s\beta}$ ,  $\varphi_{r\alpha}$ ,  $\varphi_{r\beta}$ ,  $\omega_m$  ve  $t_L$  kestirimi için önerilen ve İnan vd. (2012a)'da APKD üzerinde DTB ortamında gerçekleştirilen GKF algoritmasının kestirim başarımı APKD tabanlı deney düzeneği üzerinde gerçek-zamanlı olarak test edilmiştir. İkinci çalışmada ise, Barut vd. (2007b), Barut vd. (2008), Barut (2010) ve Barut vd. (2012)'de, rotor akısı tabanlı ASM modeli kullanılarak,  $i_{s\alpha}$ ,  $i_{s\beta}$ ,  $\varphi_{r\alpha}$ ,  $\varphi_{r\beta}$ ,  $\omega_m$ ,  $t_L$  ve  $R_r'$  kestirimi için önerilen GKF tabanlı kestirim algoritması APKD üzerinde gerçekleştirilmiş ve örnekleme zamanı daha önce yapılan çalışmalara kıyasla önemli oranda düşürülerek kestirim başarımı test edilmiştir.

Xilinx firması tarafından üretilen Virtex 5 XC5VLX110T serisi APKD üzerinde uygulanan tüm ASM modeli ve GKF algoritmalarına ilişkin sonuçlar, Ethernet haberleşme protokolü aracılığı ile APKD ve bilgisayar (PC) arasında iletişim sağlanarak elde edilmiştir. Burada APKD'den elde edilen saf Ethernet paketleri Wireshark paket toplama programı kullanılarak bilgisayar üzerinde ".txt" uzantılı dosyalar halinde kaydedilmiştir. ".txt" uzantısı ile kaydedilen tüm veriler PERL yazılım dili ile anlamlı verilere ayrıştırılarak Matlab *m.file* ortamında grafiksel olarak yorumlanmıştır.

Bu bölümde gerçekleştirilen çalışma şu şekilde düzenlenmiştir: Bölüm 5.1'de önceki çalışmalar incelendikten sonra, Bölüm 5.2'de APKD tabanlı gerçek-zamanlı ASM deney düzeneği tanıtılmıştır. ASM modelinin APKD üzerinde gerçek-zamanlı olarak doğrulanması ve APKD üzerinde oluşturulan GKF tabanlı kestirici yöntemlerinin gerçek-zamanlı kestirim sonuçlarına ve gözlemlere Bölüm 5.3'te yer verilmiştir. Sonuçlar ise Bölüm 5.4'te sunulmuştur.

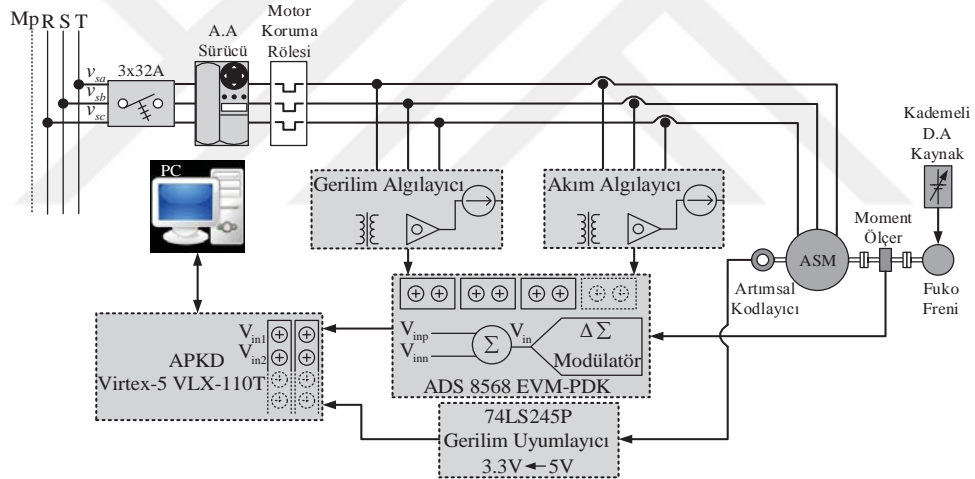
## **5.2 APKD Tabanlı Gerçek-Zamanlı ASM Deney Düzeneği**

ASM'nin hız-algılayıcısız kontrolü için GKF tabanlı kestirim algoritmalarının başarımlarının gerçek-zamanlı olarak test edilebilmesi amacı ile oluşturulan APKD temelli deney düzeneği Şekil 4.1'de verilmiştir.

Şekil 4.1’de belirtilen deney düzeneğinde;

- Texas Instruments firmasının üretmiş olduğu ADS 8568 EVM-PDK ASD’si,
- Rotor açısal hızı ve yük momentine ilişkin gerçek değerleri elde etmek için ETH’in DRBK-50 serisi 50 [N.m]’lik moment ölçeri,
- Heidenhain’ın ERN120 serisi 5000 dilimlik artımsal kodlayıcısı ve 74LS245P gerilim uyulmama entegresi,
- Üç faz stator gerilimlerini ölçmek için LEM’in LV100-400 gerilim algılayıcısı,
- Üç faz stator akımlarını ölçmek için LEM’in LA55-P/SP1 akım algılayıcısı,
- Ölçüm biriminin oluşturulması ve kestirim algoritmalarının gerçekleştirilmesi amacıyla ile Xilinx firmasının üretmiş olduğu Virtex XC5VLX110T APKD’si,
- TEE Electric Motors firması tarafından üretilen 2.2 [kW]’lık ASM,

kullanılmıştır.



Şekil 5.1. APKD tabanlı gerçek-zamanlı deney düzeneği



Fotoğraf 5.1. Gerçek-zamanlı deney düzeneği



Oluşturulan APKD tabanlı gerçek-zamanlı deney düzeneğinde gerilim, akım ve moment algılayıcılardan elde edilen gerilim, akım ve moment bilgilerinin APKD tarafından sayısal veriler olarak değerlendirilmesi amacıyla algılayıcılar ile APKD arasında, 16 bitlik çift-kutuplu ölçüm yapabilen ADS 8568 EVM-PDK ASD birimi kullanılmıştır. Ayrıca ASM'nin rotor mekanik hız bilgisinin ölçülmesi amacı ile artımsal kodlayıcı terminallerinin gerilim seviyesi ile APKD terminallerinin gerilim seviyelerinin uyumlandırılması amacı ile 5[V] gerilim seviyesini 3.3[V]'a indirgeyebilen 74LS245P gerilim seviyesi uyumlama entegresi kullanılmıştır. Bu amaçla oluşturulan donanım devresi bir önceki tez izleme komitesi raporunda belirtilmiştir. Moment ölçerden elde edilen yük momenti bilgisinin tam değerinin belirlenebilmesi amacı ile APKD üzerinde bir adet 4. dereceden alçak-geçiren filtre gerçekleştirilmiştir. APKD üzerinde gerçekleştirilen alçak-geçiren filtre katsayıları MATLAB ile belirlenmiştir. APKD üzerinde oluşturulan alçak-geçiren filtrenin doğruluğunun artırılması amacı ile alçak-geçiren filtrenin matematiksel ifadeleri 64 bit kayan noktalı sayılar (Double floating point numbers) kullanılarak gerçekleştirilmiştir.

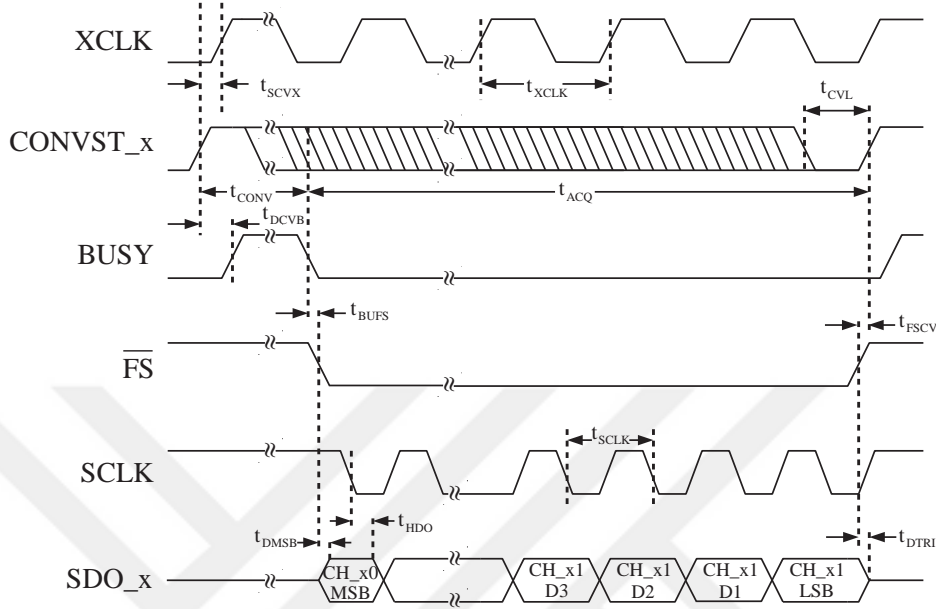
### **5.2.1 ADS 8568 EVM-PDK ASD ile Xilinx Virtex 5 VLX110T APKD arasında SHA (SPI)'nin gerçekleştirilmesi**

ASM'nin üç-faz stator gerilim ve akım bilgileri ile yük momenti bilgisinin ölçülmesi için kullanılan ADS 8568 EVM-PDK ASD birimi aşağıda verilen özelliklere sahiptir:

- 16 bitlik çözünürlük,
- Eş-zamanlı örnekleme yapabilen 8 adet giriş,
- 400 kSPS örnekleme kapasitesi,
- Sayısal veriler halinde dönüştürülen bilgilerin seri ve ya paralel haberleşme arayüzleri ile alıcı tarafına iletilmesi,
- Çift-kutuplu ölçüm yapabilme kapasitesi,
- $\mp 10$  [V] ve  $\mp 5$  [V] ayarlanabilir analog referans giriş gerilimi kapasitesi,
- 3.3 [V] ve 5 [V] sayısal çıkış terminal gerilimi.

ADS 8568 EVM-PDK ASD biriminin EVM katının yalnız kullanımı esnasında Texas Instruments(2016a) ve Texas Instruments(2016b)'de SHA protokolünün kullanılması

önerilmiştir. ASD ile APKD arasındaki SHA protokolü ise Texas Instruments(2016a)'da belirtilen ve Şekil 5.2'de verilen zamanlama diyagramı referans alınarak gerçekleştirilmiştir.



**Şekil 5.2.** ADS 8568 EVM-PDK ASD’inde önerilen SHA protokolüne ait zaman diyagramı (Texas Instruments, 2016a)

Şekil 5.2’de verilen zaman diyagramı üzerindeki işaretlerin anlamları ve fonksiyonları aşağıda belirtildiği gibidir:

- XCLK: ADS 8568 EVM-PDK ASD biriminin dahili saat frekansı işaret bilgisi,
- CONVST\_x: ADS 8568 EVM-PDK ASD biriminin dönüştürme işlemine başlaması için gönderilen işaret bilgisi,
- BUSY: ADS 8568 EVM-PDK ASD biriminin ürettiği dönüştürme işleminin sonlanıp sonlanmadığına dair işaret bilgisi,
- $\overline{FS}$  : ADS 8568 EVM-PDK ASD biriminin ürettiği veri okunmasına başlanabileceğini belirten işaret bilgisi,
- SCLK: ADS 8568 EVM-PDK ASD birimine harici olarak gönderilen SHA için gerekli olan saat frekansı işaret bilgisi,
- SDO\_x: ADS 8568 EVM-PDK ASD biriminin sayısal çıkışlarına ait iki sayı sistemi tabanlı işaret bilgisi (Sayısal çıkış terminalleri ADS 8568 EVM-PDK ASD biriminde A, B, C ve D olmak üzere her biri 32 bitlik veri dizisi şeklinde

dört çift olarak tasarlanmıştır. Her çıkış terminali, temsil ettiği iki analog giriş bilgisinin 16 bitlik sayısal bilgilere dönüştürülmüş ifadelerini birbiri ardına eklenmiş 32 bitlik veri dizisi halinde taşımaktadır).

Ayrıca, Şekil 5.2’de görülen zamanlama diyagramının oluşturulması için Texas Instruments, (2016a)’da önerilen gecikme ve tepki süreleri Çizelge 5.1’de verilmiştir. APKD ile ASD arasındaki SHA protokolü Çizelge 5.1’de belirtilen gecikme ve tepki süreleri dikkate alınarak VHDL ile APKD üzerinde gerçekleştirilmiştir. Böylelikle ASM’ye ait üç-faz stator gerilim ve akım bilgileri ile yük momenti bilgisi gerçek-zamanlı olarak ölçülmüştür.

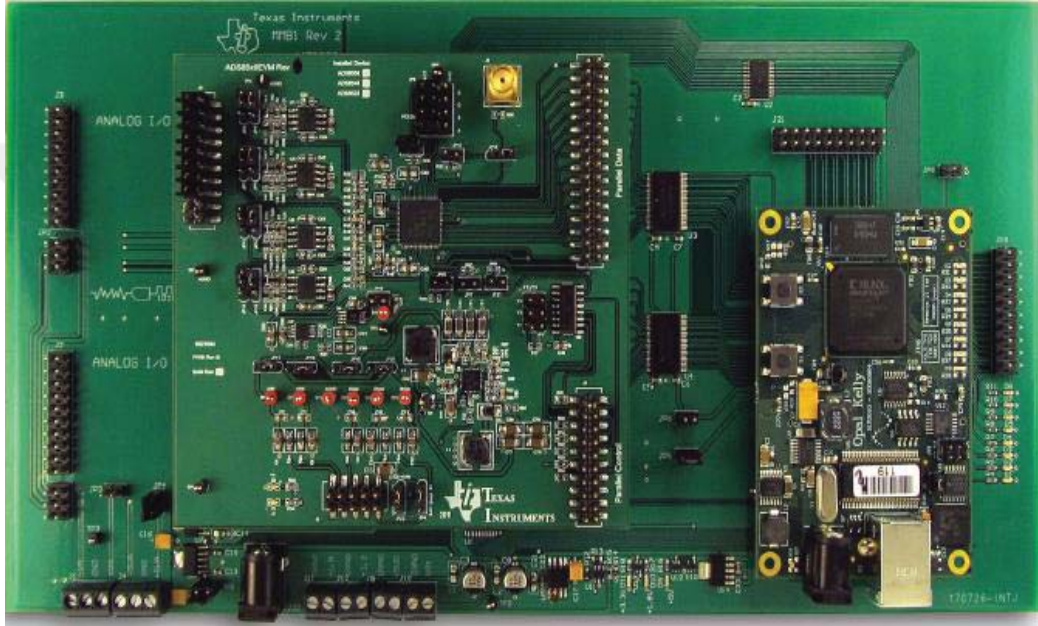
**Çizelge 5.1.** SHA protokolünün zamanlama diyagramı için gerekli süreler

Gecikme ya da tepki değişkeni	Süre
$t_{SCVX}$	min 6 [ns]
$t_{XCLK}$	min 85.11 [ns]
$t_{CONV}$	max 1.7 [ $\mu$ s]
$t_{ACQ}$	min 280 [ns]
$t_{CVL}$	min 20 [ns]
$t_{DCVB}$	max 25 [ns]
$t_{BUFS}$	min 86 [ns]
$t_{FSCV}$	min 40 [ns]
$t_{SCLK}$	min 0.022 [ $\mu$ s]/max 10 [ $\mu$ s]
$t_{DMSB}$	max 12 [ns]
$t_{HDO}$	min 5 [ns]
$t_{DTRI}$	max 10 [ns]

APKD üzerinde gerçekleştirilen SHA protokolü, ASD’den elde edilen iki sayı sistemi tabanlı verilerin 32 bitlik kayan noktalı sayılara çevrilmesi ve çevrilen sayı değerlerinin gerçek değerlerinin tespit edilmesi işlemlerinin tümü VHDL ile gerçekleştirilmiştir. 32 bitlik kayan noktalı sayılara (Single floating point numbers) çevrilen sayısal verilerin analog değerlere karşılık gelen ifadelerinin elde edilebilmesi amacı ile aşağıda belirtilen kuantalama fonksiyonu kullanılmıştır.

$$\text{Analog Gerçek Değer} = \frac{\text{Sayısal Değer} \times 10}{32767} \quad (5.1)$$

Ölçüm birimi oluşturulurken gerilim, akım ve moment algılayıcı çıkış işaretlerinin gerilim seviyelerinin  $\pm 5$  [V] ayarlanması ve olası anlık sıçrama gerilimlerinden ASD girişlerinin korunması amacı ile ASD'nin analog giriş terminallerinin referans gerilim seviyeleri  $\pm 10$  [V] olacak şekilde seçilmiştir ve bu sebeple (5.1) eşitliğinde, APKD tarafından okunan sayısal değer  $10/32767$  gibi bir katsayı ile çarpılmıştır.



Fotoğraf 5.2. ADS 8568 EVM-PDK dönüştürücü kartı

### 5.3 ASM Modelinin APKD Üzerinde Gerçek-Zamanlı Olarak Doğrulaması ve $i_{s\alpha}$ , $i_{s\beta}$ , $\varphi_{r\alpha}$ , $\varphi_{r\beta}$ , $\omega_m$ , $t_L$ ya da $i_{s\alpha}$ , $i_{s\beta}$ , $\varphi_{r\alpha}$ , $\varphi_{r\beta}$ , $\omega_m$ , $t_L$ , $R'_r$ Kestirimlerini Yapabilen GKF Tabanlı Kestirici Yöntemlerinin Başarımlarının Gerçek-Zamanlı Olarak Test Edilmesi

Çalışmanın bu bölümünde, ilk olarak İnan vd. (2012b)'de çevrimdışı (offline) olarak doğrulaması yapılan ASM modelinin, bu çalışmada çevrimiçi (online) olarak gerçek-zamanlı doğrulaması APKD üzerinde yapılmıştır. Daha sonra, Barut vd. (2007a)'da rotor akısı tabanlı ASM modeli kullanılarak  $i_{s\alpha}$ ,  $i_{s\beta}$ ,  $\varphi_{r\alpha}$ ,  $\varphi_{r\beta}$ ,  $\omega_m$  ve  $t_L$  kestirimi için önerilen ve İnan vd. (2012a)'da APKD üzerinde DTB ortamında gerçekleştirilen GKF algoritmasının başarımlı gerçek-zamanlı olarak test edilmiştir. Ayrıca, Barut vd.

(2007b), Barut vd. (2008), Barut (2010) ve Barut vd. (2012)'de, rotor akısı tabanlı ASM modeli kullanılarak  $i_{s\alpha}$ ,  $i_{s\beta}$ ,  $\varphi_{r\alpha}$ ,  $\varphi_{r\beta}$ ,  $\omega_m$ ,  $t_L$  ve  $R'_r$  kestirimi için önerilen ve Model- $t_L$ & $R'_r$  tabanlı GKF olarak isimlendirilen kestirim algoritması APKD üzerinde gerçekleştirilmiş ve örnekleme zamanı daha önce yapılan çalışmalara kıyasla önemli oranda düşürülerek kestirim başarımı test edilmiştir.

### 5.3.1 ASM modelinin çevrimiçi ve gerçek-zamanlı olarak APKD üzerinde doğrulanması

ASM modelini doğrulama amacıyla bu çalışmada  $\alpha\beta$ - stator duran eksen takımındaki rotor akısı temelli ASM modeli kullanılmıştır. ASM'nin ayrık modeli aşağıdaki gibi ifade edilmektedir:

$$\begin{aligned}\underline{x}_e(k+1) &= \underline{f}_e(\underline{x}_e(k), \underline{u}_e(k)) + \underline{w}_1 \\ &= \underline{A}_e(\underline{x}_e(k))\underline{x}_e(k) + \underline{B}_e\underline{u}_e(k) + \underline{w}_1\end{aligned}\quad (5.2)$$

$$\begin{aligned}\underline{Z}(k) &= \underline{h}_e(\underline{x}_e(k)) + \underline{w}_2 \text{ (Ölçüm eşitliği)} \\ &= \underline{H}_e\underline{x}_e(k) + \underline{w}_2\end{aligned}\quad (5.3)$$

$$\underline{x}(k) = [i_{s\alpha}(k) \quad i_{s\beta}(k) \quad \psi_{r\alpha}(k) \quad \psi_{r\beta}(k) \quad \omega_m(k)]^T$$

$$\underline{u}(k) = [v_{s\alpha}(k) \quad v_{s\beta}(k)]^T$$

$$\underline{A} = \begin{bmatrix} a_1 & 0 & a_2 & a_3\omega_m(k) & 0 \\ 0 & a_1 & -a_3\omega_m(k) & a_2 & 0 \\ a_4 & 0 & a_5 & -a_6\omega_m(k) & 0 \\ 0 & a_4 & a_6\omega_m(k) & a_5 & 0 \\ -a_7\psi_{r\beta}(k) & a_7\psi_{r\alpha}(k) & 0 & 0 & a_8 \end{bmatrix}$$

$$\underline{B} = \begin{bmatrix} a_9 & 0 \\ 0 & a_9 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \underline{w}_L = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ -a_{10} \end{bmatrix}, \underline{H} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 00 & 0 \\ 0 & 1 & 00 & 0 \end{bmatrix}, \underline{Z} = [i_{s\alpha}(k) \quad i_{s\beta}(k)]^T$$

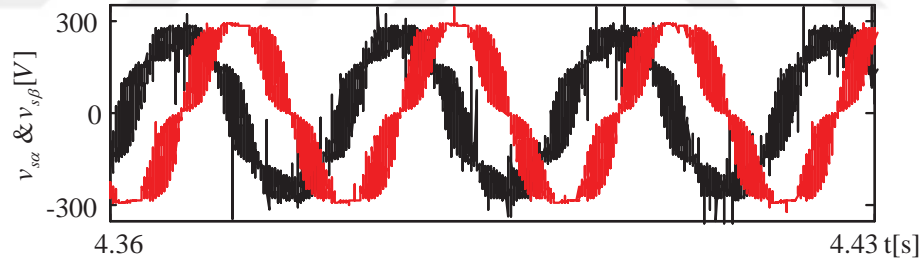
$$a_1 = 1 - \left(\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{L_m^2 R'_r}{L_\sigma L_r'^2}\right) T, a_2 = \frac{L_m R'_r}{L_\sigma L_r'^2} T, a_3 = \frac{L_m p_p}{L_\sigma L_r'} T, a_4 = \frac{R'_r L_m}{L_r'} T, a_5 = 1 - \frac{R'_r}{L_r'} T,$$

$$a_6 = p_p T, a_7 = \frac{3}{2} p_p \frac{L_m}{L_r' J_T} T, a_8 = 1 - \frac{\beta_T}{J_T} T, a_9 = \frac{T}{L_\sigma}, a_{10} = \frac{T}{J_T}$$

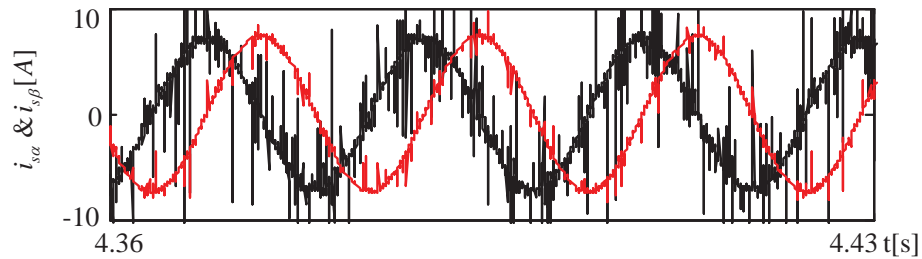
Burada  $\underline{x}_e$ , genişletilmiş durum uzay vektörüdür.  $\underline{f}_e$ , durum ve girişlerin doğrusal olmayan fonksiyonudur.  $\underline{A}_e$ , sistem matrisidir.  $\underline{u}_e$ , kontrol giriş vektörüdür.  $\underline{B}_e$ , giriş matrisidir.  $\underline{w}_1$ , sistem gürültüsüdür.  $\underline{h}_e$ , çıkışların fonksiyonudur.  $\underline{H}_e$ , ölçüm matrisidir.  $\underline{w}_2$ , ölçme gürültüsüdür.  $p_p$ , kutup çifti sayısıdır.  $R_s$  ve  $R_r'$  stator ve rotor dirençleridir.  $L_\sigma = \sigma L_s$ , stator geçici endüktansdır.  $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r'}$ , kaçak ya da kuplaj faktörüdür.  $L_s$  ve  $L_r$  sırasıyla, stator ve rotor endüktanlarıdır.  $L_{ls}$  ve  $L_{rs}$ , stator ve rotor kaçak endüktansdır.  $L_m$ , mıknatıslama endüktansdır.  $v_{s\alpha}$  ve  $v_{s\beta}$ , stator gerilimlerinin stator duran eksen takımının bileşenleridir.  $J_T$ , ASM ve yükün toplam eylemsizlik momentidir.  $T$ , örnekleme zamanıdır.

**Çizelge 5.2.** ASM parametreleri

$P$ [kW]	$f$ [Hz]	$J_T$ [kg.m <sup>2</sup> ]	$\beta_T$ [Nm/(rad/sn)]	$P_p$
2.2	50	0.055	0.0019	3
$V$ [V]	$I$ [A]	$R_s$ [ $\Omega$ ]	$R_r$ [ $\Omega$ ]	$L_s$ [H]
380	5.5	3.03	2.53	0.1466
$L_r$ [H]	$L_m$ [H]	$n_m$ [rpm]	$t_L$ [N.m]	
0.1524	0.135	1000	20	



a

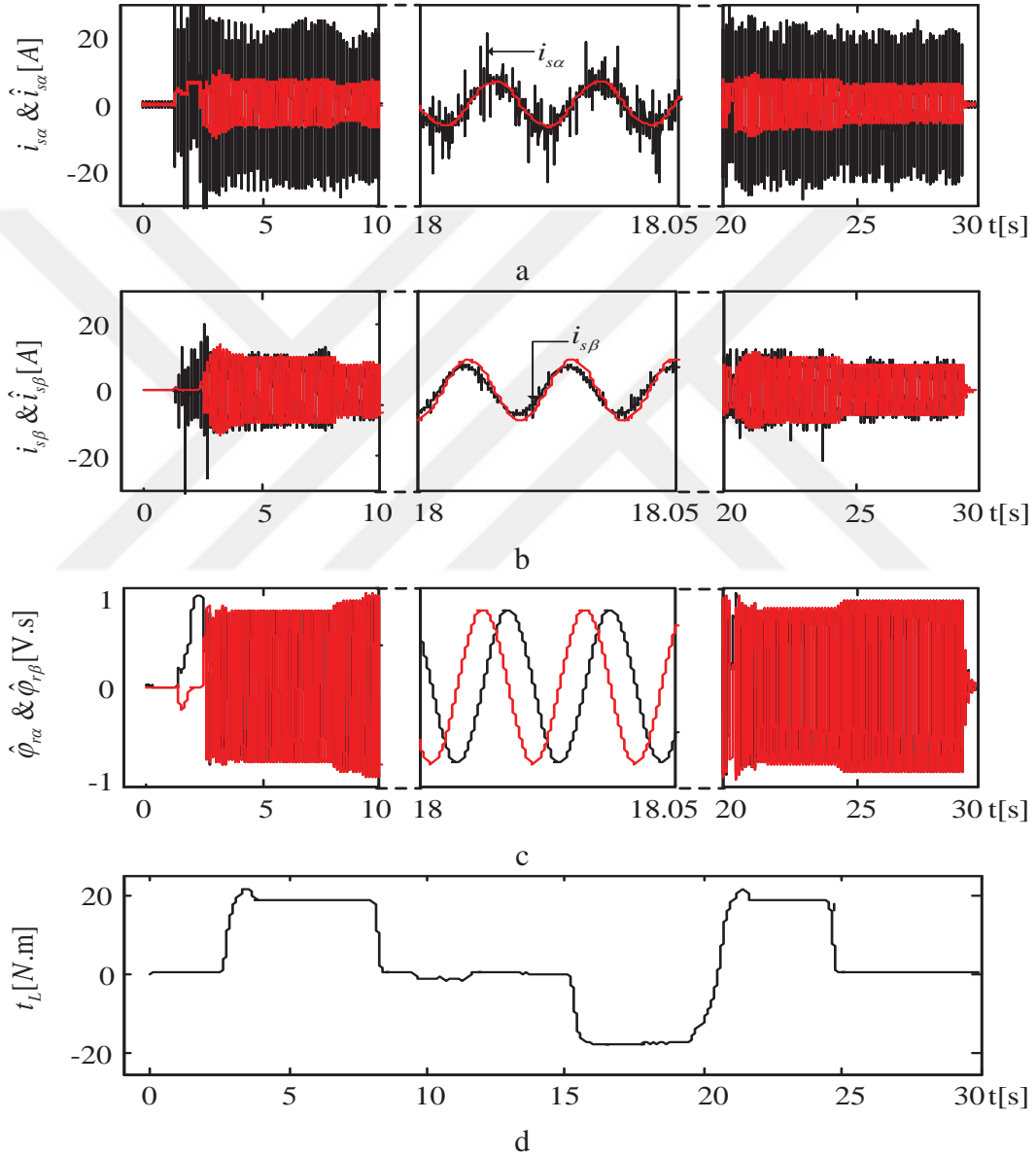


b

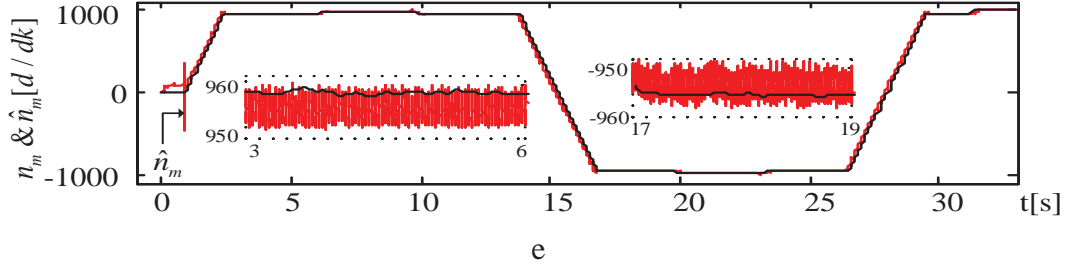
**Şekil 5.3.** Gerçek-zamanlı deney düzeneğinde ASM'den ölçülen (a)  $v_{s\alpha}$  ve  $v_{s\beta}$  bileşenleri (b)  $i_{s\alpha}$  ve  $i_{s\beta}$  bileşenleri

ASM modelinin doğrulandığı ve GKF algoritmalarının başarımlarının test edildiği çalışmalarda kullanılan ASM parametreleri Çizelge 5.2’de verilmiştir.

Gerçek-zamanlı deney düzeneğinden ölçülen ASM stator geriliminin stator duran eksen takımı bileşenleri  $v_{s\alpha}$  ve  $v_{s\beta}$ , stator akımının stator duran eksen takımı bileşenleri  $i_{s\alpha}$  ve  $i_{s\beta}$  Şekil 5.3’te verilmiştir.



**Şekil 5.4.** Gerçek-zamanlı deney düzeneğinden ölçülen ve APKD üzerinde gerçekleştirilen ASM modelinden elde edilen sonuçlar (a)  $i_{s\alpha}$  ve  $\hat{i}_{s\alpha}$  değişimi (b)  $i_{s\beta}$  ve  $\hat{i}_{s\beta}$  değişimi (c)  $\hat{\phi}_{r\alpha}$  ve  $\hat{\phi}_{r\beta}$  değişimi (d)  $t_L$  değişimi (e)  $n_m$  ve  $\hat{n}_m$  değişimi



**Şekil 5.4.** (Devamı) Gerçek-zamanlı deney düzeneğinden ölçülen ve APKD üzerinde gerçekleştirilen ASM modelinden elde edilen sonuçlar (a)  $i_{s\alpha}$  ve  $\hat{i}_{s\alpha}$  değişimi (b)  $i_{s\beta}$  ve  $\hat{i}_{s\beta}$  değişimi (c)  $\hat{\varphi}_{r\alpha}$  ve  $\hat{\varphi}_{r\beta}$  değişimi (d)  $t_L$  değişimi (e)  $n_m$  ve  $\hat{n}_m$  değişimi

ASM modelinin APKD üzerinde gerçek-zamanlı olarak doğrulanmasına ilişkin sonuçlar Şekil 5.4'te verilmiştir. Şekil 5.4'te belirtildiği üzere, ASM  $t_L = 19 [N.m]$  yük momenti altında, sıfır hızdan anma hızına kadar hızlandırılmış ve  $4 \leq t \leq 8 [s]$  aralığında  $n_m = 952 [d/dk]$  hızında çalıştırılmıştır. Yük momenti  $t_L$ , Şekil 5.4'te 8. [s]'de sıfıra indirilmiş ve ASM yüksüz olarak anma hızında ( $n_m = 1000 [d/dk]$ ) ileri yönde yaklaşık olarak 6 [s] boyunca çalıştırılmıştır. 13.5. [s] 'de yüksüz durumdayken dönme yönü terslendirilen ASM  $16 \leq t \leq 20 [s]$  aralığında ters yönde anma hızında ( $n_m = -1000 [d/dk]$ ) çalıştırılmıştır. ASM 20. [s] 'den sonra  $t_L = 18.5 [N.m]$  yük momenti altında  $n_m = -953 [d/dk]$  'da ters yönde çalışmaya başlamıştır.  $t_L = 18.5 [N.m]$  yük momenti altında çalışan ASM tekrar 26.5. [s] 'de devir yönü terslendirilerek ileri yönde  $n_m = 952 [d/dk]$  'da çalıştırılmıştır.  $26.5 \leq t \leq 30 [s]$  aralığında ileri yönde çalışan ASM'nin yük momenti 33. [s] 'de sıfıra indirilmiştir. Tüm hız ve yük momenti değişimlerinde APKD üzerinde gerçekleştirilen ASM modelinden elde edilen hız ve akım bilgilerinin gerçek-zamanlı deney düzeneğinden elde edilen gerçek değerlerle örtüştüğü görülmektedir. Böylelikle ASM modelinin APKD üzerinde gerçek-zamanlı olarak doğrulanması gerçekleştirilmiştir.

**Çizelge 5.3.** ASM modelinin gerçek-zamanlı olarak doğrulanmasında APKD üzerinde oluşturulan algoritmaların hesaplanma süreleri

Algoritma	Süre ( $\mu s$ )
ASM Modeli	0.69
ASD (SHA/SPI)	3.28
Toplam	3.97
$T$ (Örnekleme Zamanı)	15



Çizelge 5.3'te ölçüm birimlerinden elde edilen verilerin ASD ile SHA protokolü aracılığıyla okunması ve ASM modelinin APKD üzerinde gerçekleşmesi için gerekli süreler belirtilmiştir. Bu çalışmada örnekleme zamanı,  $T = 15 [\mu s]$  olarak alınmıştır.

Çizelge 5.4'te ise APKD üzerinde kullanılan mantıksal birimlerin sayıları ve oranları verilmiştir.

**Çizelge 5.4.** ASM modelinin gerçek-zamanlı olarak doğrulanmasında ASM modelinin ve ASD'den veri eldesi için oluşturulan algoritmanın APKD'de gerçekleşmesi esnasında kullanılan mantıksal birimlerin sayısı

Kullanılan Kaynak	Kullanılan Sayı	APKD'daki Toplam Sayı	Kullanım Oranı
Slice Register	21771	69120	%31
Slice LUTs	36956	69120	%53
Occupied Slices	11862	17280	%68
DSP48Es	25	64	%39

### 5.3.2 $i_{sa}, i_{s\beta}, \varphi_{ra}, \varphi_{r\beta}, \omega_m, t_L$ ya da $i_{sa}, i_{s\beta}, \varphi_{ra}, \varphi_{r\beta}, \omega_m, t_L, R_r'$ kestirimlerini yapabilen GKF tabanlı kestiricilerin başarımlarının APKD üzerinde gerçek-zamanlı olarak test edilmesi

Bu çalışmada APKD üzerinde gerçek-zamanlı olarak kestirim başarımları test edilen GKF algoritmasına ait eşitlikler aşağıda verilmiştir.

$$\underline{F}_e(k) = \left. \frac{\partial f_e(\underline{x}_e(k), \underline{u}_e(k))}{\partial \underline{x}_e(k)} \right|_{\hat{\underline{x}}_e(k), \underline{u}_e(k)} \quad (5.4a)$$

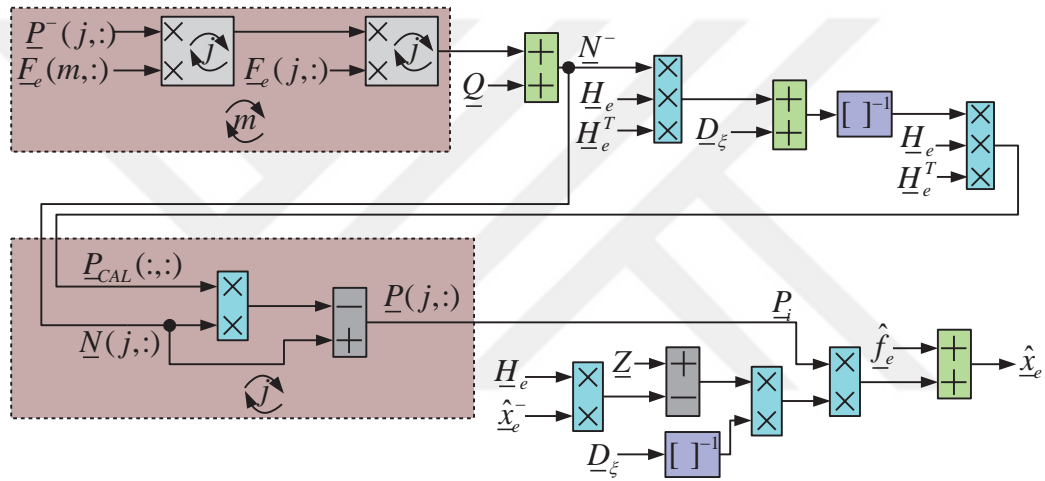
$$\underline{N}(k) = \underline{F}_e(k) \underline{P}(k) \underline{F}_e(k)^T + \underline{Q} \quad (5.4b)$$

$$\underline{P}(k+1) = \underline{N}(k) - \underline{N}(k) \underline{H}_e^T (\underline{D}_\xi + \underline{H}_e \underline{N}(k) \underline{H}_e^T) \underline{H}_e \underline{N}(k) \quad (5.4c)$$

$$\hat{\underline{x}}_e(k+1) = \hat{\underline{f}}_e(\underline{x}_{ei}(k), \underline{u}_e(k)) + \underline{P}(k+1) \underline{H}_e^T \underline{D}_\xi^{-1} (\underline{Z}(k) - \underline{H}_e \hat{\underline{x}}_e(k)) \quad (5.4d)$$

Burada,  $\underline{F}_e$ , doğrusal olmayan modelleri doğrusallaştırmada kullanılan fonksiyondur.  $\underline{f}_e$ , giriş ve durumların doğrusal olmayan fonksiyonudur.  $\underline{Q}$ , sistem gürültüsünün kovaryans matrisidir, model hatası olarak adlandırılır.  $\underline{D}_\xi$ , çıkış gürültüsünün kovaryans matrisidir, ölçme gürültüsü olarak adlandırılır.  $\underline{P}$  ve  $\underline{N}$ , sırasıyla durum kestirim hatası ve dış değer hatasının kovaryans matrisleridir.  $\hat{\underline{f}}_e$ , öngörülen durumların matris biçimidir.  $\hat{\underline{x}}_e$ , kestirilen durumların matris biçimidir.

(5.4a-5.4d) eşitlikleri kullanılarak APDK üzerinde gerçekleştirilen GKF algoritması Şekil 5.5'te görülmektedir.



Şekil 5.5. GKF algoritmasının APKD üzerinde gerçekleştirilmesine ilişkin akış diyagramı

Burada matrisel işlem yükünün en aza indirgenebilmesi için GKF'nin yapısında mevcut olan matrislerin köşegenlik özellikleri kullanılarak Matlab m.file ortamında matematiksel hesaplamalarda basitleştirmeler yapılmıştır. Elde edilen basitleştirilmiş matematiksel ifadeler, Şekil 5.5'te görüldüğü üzere bazı seri döngü işlemler ve paralel yapıli işlemler ile APKD üzerinde gerçekleştirilmiştir. Şekil 5.5'te çizgili hatlara sahip blokların içerisindeki işlemler paralel çarpımlar ve toplamalar ile seri döngüler şeklinde elde edilmiştir. Kullanılan diğer toplama, çıkarma ve matris tersinin alındığı işlemler paralel bir şekilde yapılmıştır.

### 5.3.2.1 $i_{s\alpha}$ , $i_{s\beta}$ , $\varphi_{r\alpha}$ , $\varphi_{r\beta}$ , $\omega_m$ ve $t_L$ kestirimleri için önerilen GKF tabanlı kestirici yönteminin başarımının APKD üzerinde gerçek-zamanlı olarak test edilmesi

APKD tabanlı gerçek-zamanlı GKF uygulamalarında öncelikle  $i_{s\alpha}$ ,  $i_{s\beta}$ ,  $\varphi_{r\alpha}$ ,  $\varphi_{r\beta}$ ,  $\omega_m$  ve  $t_L$  kestirimleri için önerilen GKF tabanlı kestirici APKD üzerinde gerçekleştirilmiştir. Örnekleme zamanı  $T$  daha önce Sİİ üzerinde gerçekleştirilen Barut vd. (2007a)'ya kıyasla önemli oranda düşürülerek ( $100 [\mu s]$ 'den  $11 [\mu s]$ 'ye) gerçek-zamanlı olarak başarımlı test edilmiştir. Gerçek-zamanlı  $i_{s\alpha}$ ,  $i_{s\beta}$ ,  $\varphi_{r\alpha}$ ,  $\varphi_{r\beta}$ ,  $\omega_m$  ve  $t_L$  kestirimi için APKD üzerinde gerçekleştirilen rotor akısı temelli ASM modeli detaylı olarak aşağıda verilmiştir.

$$\underline{x}_e(k) = [i_{s\alpha}(k) \quad i_{s\beta}(k) \quad \psi_{r\alpha}(k) \quad \psi_{r\beta}(k) \quad \omega_m(k)t_L(k)]^T$$

$$\underline{A}_e = \begin{bmatrix} a_1 & 0 & a_2 & a_3\omega_m(k) & 0 & 0 \\ 0 & a_1 & -a_3\omega_m(k) & a_2 & 0 & 0 \\ a_4 & 0 & a_5 & -a_6\omega_m(k) & 0 & 0 \\ 0 & a_4 & a_6\omega_m(k) & a_5 & 0 & 0 \\ -a_7\psi_{r\beta}(k) & a_7\psi_{r\alpha}(k) & 0 & 0 & a_8 & -\frac{1}{J_T} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$\underline{B}_e = \begin{bmatrix} a_9 & 0 \\ 0 & a_9 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \underline{H}_e = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \underline{u}_e(k) = [v_{s\alpha}(k) \quad v_{s\beta}(k)]^T$$

$$\underline{Z} = [i_{s\alpha}(k) \quad i_{s\beta}(k)]^T$$

$$a_1 = 1 - \left( \frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{L_m^2 R_r'}{L_\sigma L_r'^2} \right) T, a_2 = \frac{L_m R_r'}{L_\sigma L_r'^2} T, a_3 = \frac{L_m p_p}{L_\sigma L_r'} T, a_4 = \frac{R_r' L_m}{L_r'} T, a_5 = 1 - \frac{R_r'}{L_r'} T, a_6 = p_p T, a_7 = \frac{3}{2} p_p \frac{L_m}{L_r' J_T} T, a_8 = 1 - \frac{\beta_T}{J_T} T, a_9 = \frac{T}{L_\sigma}$$

APKD üzerinde gerçekleştirilen GKF tabanlı kestiricisinde hem geçici-hal hem de sürekli-haldeki kestirim başarımını oldukça etkileyen  $\underline{P}$ ,  $\underline{Q}$  ve  $\underline{D}_\xi$  kovaryans matrislerinin değerleri deneme-yanılma yöntemi ile belirlenmiştir. Ayrıca  $\underline{P}$ ,  $\underline{Q}$  ve  $\underline{D}_\xi$  matrisleri hesaplama kolaylığı kazandırması amacıyla köşegen matrisler olarak seçilmiştir.  $\underline{P}$ ,  $\underline{Q}$  ve  $\underline{D}_\xi$  köşegen matrislerinin deneme yanılma yöntemi ile belirlenen eleman değerleri aşağıdaki gibi verilmiştir:

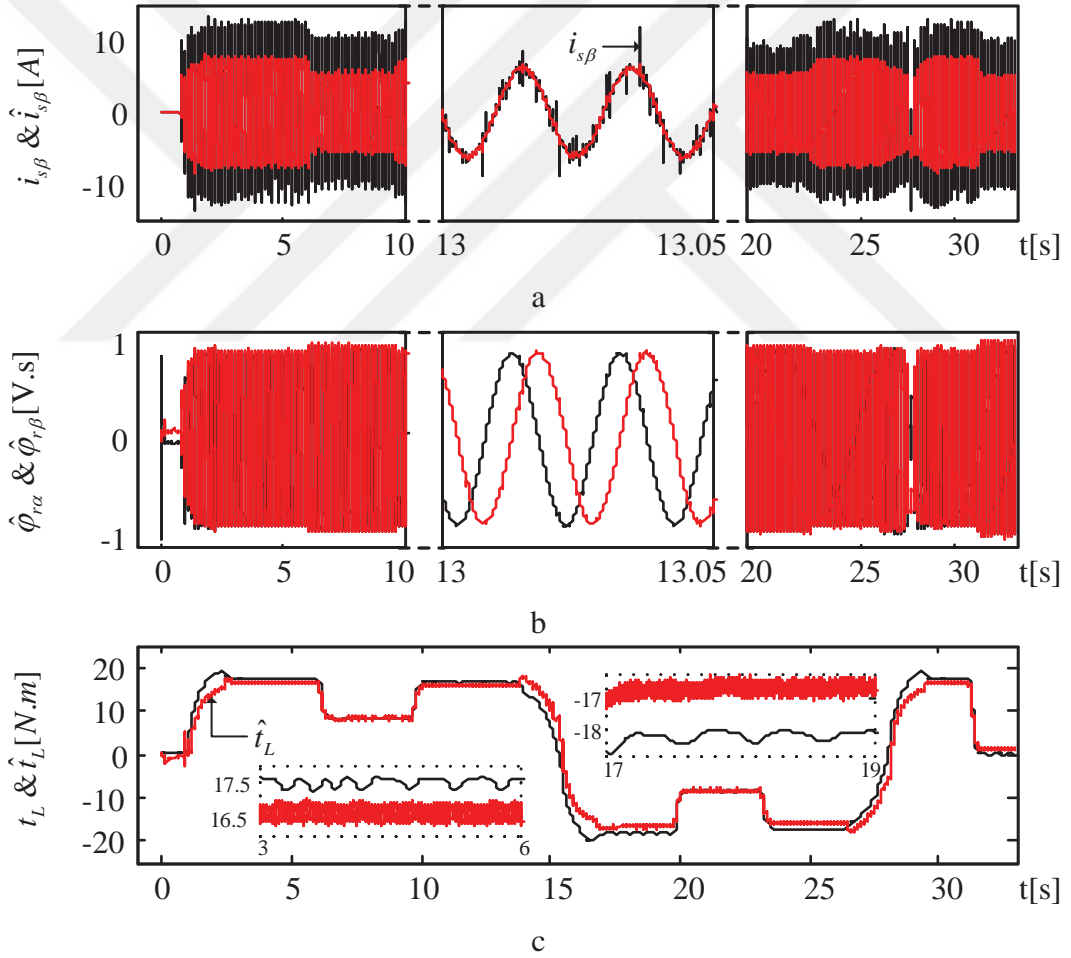
$$\underline{Q} = \text{diag}(q_{i_s} \ q_{i_s} \ q_{\varphi_r} \ q_{\varphi_r} \ q_{\omega_m} \ q_{t_L})$$

$$\underline{P} = \text{diag}(p \ p \ p \ p \ p \ p)$$

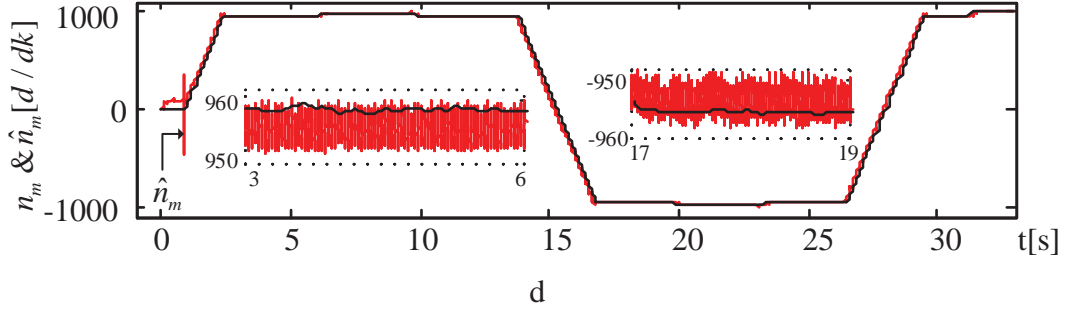
$$\underline{D}_\xi = \text{diag}(d \ d)$$

$$q_{i_s} = 5 \times 10^{-3}, \ q_{\varphi_r} = 3 \times 10^{-6}, \ q_{\omega_m} = 10^{-10}, \ q_{t_L} = 1 \times 10^{-4}, \ p = 10, \ d = 10^{-1}$$

APKD üzerinde gerçekleştirilen GKF algoritmasının kestirim başarımı, ASM'nin farklı devir yönlerinde, farklı hız değerlerinde ve farklı yük momentleri altında çalıştırılması ile test edilmiştir. GKF'nin kestirim başarımına ilişkin sonuçlar Şekil 5.6'da verilmiştir.



**Şekil 5.6.** Gerçek-zamanlı deney düzeneğinden ölçülen ve APKD üzerinde gerçekleştirilen GKF'ye ait sonuçlar a)  $i_{s\beta}$  ve  $\hat{i}_{s\beta}$  değişimi (b)  $\hat{\varphi}_{ra}$  ve  $\hat{\varphi}_{r\beta}$  değişimi (c)  $t_L$  ve  $\hat{t}_L$  değişimi (d)  $n_m$  ve  $\hat{n}_m$  değişimi



**Şekil 5.6.** (Devamı) Gerçek-zamanlı deney düzeneğinden ölçülen ve APKD üzerinde gerçekleştirilen GKF'ye ait sonuçlar a)  $i_{s\beta}$  ve  $\hat{i}_{s\beta}$  değişimi (b)  $\hat{\varphi}_{r\alpha}$  ve  $\hat{\varphi}_{r\beta}$  değişimi (c)  $t_L$  ve  $\hat{t}_L$  değişimi (d)  $n_m$  ve  $\hat{n}_m$  değişimi

ASM, sıfırdan  $n_m = 957 [d/dk]$  hızına  $t_L = 17.5 [N.m]$  yük momenti altında hızlandırılmış ve  $3 \leq t \leq 14 [s]$  aralığında ileri yönde çalışması devam etmiştir. Bu zaman aralığında yük momenti 14. [s]'de  $t_L = 8 [N.m]$ 'ye düşürülmüş ve tekrar 10. [s]'de  $t_L = 17.2 [N.m]$  değerine çıkarılmıştır. Yük momentindeki değişimlerden dolayı ASM rotor mekanik hızında da değişimler meydana gelmiştir. Yük momenti ve rotor mekanik hızındaki değişimler Şekil 5.6c ve 5.6d'de görüldüğü üzere başarılı bir şekilde kestirilmiştir. Aynı değişimler  $16 \leq t \leq 26.5 [s]$  aralığında ASM ters devir yönünde  $n_m = -955 [d/dk]$  hızıyla çalıştırılırken yapılmıştır. Yük momenti ve rotor mekanik hızına ait kestirim sonuçlarının gerçek değerlere hızlı bir şekilde yakınsadığı Şekil 5.6c ve 5.6d'de açık bir şekilde görülmektedir. APKD üzerinde gerçekleştirilen GKF'nin, yüksüz durumda çalışma esnasındaki kestirim başarımının test edilmesi için  $28.5 \leq t \leq 33 [s]$  aralığında ileri yönde yol alan ASM'ye uygulanan yük momenti,  $t_L = 17.5 [N.m]$ 'den sıfıra düşürülmüştür. Bu değişim, Şekil 5.6'da görüldüğü üzere rotor mekanik hızı ile birlikte stator akımı ve rotor akısında da değişimlere neden olmuştur. Meydana gelen bu değişimler yüksek bir başarımla kestirilmiştir. Böylelikle oldukça düşük bir örnekleme zamanı ( $T = 11 [\mu s]$ ) ile  $i_{s\alpha}$ ,  $i_{s\beta}$ ,  $\varphi_{r\alpha}$ ,  $\varphi_{r\beta}$ ,  $\omega_m$  ve  $t_L$  kestirimi için APKD üzerinde gerçekleştirilen GKF algoritmasının yüksek bir başarıma sahip olduğu ispatlanmıştır.

Çizelge 5.5'te ölçüm birimlerinden elde edilen verilerin ASD ile SHA protokolü aracılığıyla okunması ve GKF algoritmasının APKD üzerinde gerçekleştirilmesi için gerekli süreler belirtilmiştir. Bu çalışmada örnekleme zamanı,  $T = 11 [\mu s]$  olarak alınmıştır.

**Çizelge 5.5.** APKD üzerinde GKF algoritmasının ve SHA protokolünün sağlanması amacı ile gerekli süreler

Algoritma	Süre ( $\mu s$ )
GKF	6.96
ASD (SHA/SPI)	3.28
Toplam	10.24
$T$ (Örnekleme Zamanı)	11

Çizelge 5.6’da ise APKD üzerinde kullanılan mantıksal birimlerin sayıları ve oranları verilmiştir.

**Çizelge 5.6.** GKF algoritmasının ve ASD’den veri eldesi için oluşturulan algoritmanın APKD’de gerçekleşmesi esnasında kullanılan mantıksal birimlerin sayısı

Kullanılan Kaynak	Kullanılan Sayı	APKD’deki Toplam Sayı	Kullanım Oranı
Slice Register	29596	69120	%42
Slice LUTs	53513	69120	%77
Occupied Slices	15493	17280	%89
DSP48Es	35	64	%54

### 5.3.2.2 $i_{s\alpha}$ , $i_{s\beta}$ , $\varphi_{r\alpha}$ , $\varphi_{r\beta}$ , $\omega_m$ , $t_L$ ve $R_r'$ kestirimleri için önerilen GKF tabanlı kestirici yönteminin başarımının APKD üzerinde gerçek-zamanlı olarak test edilmesi

Barut vd. (2007b), Barut vd. (2008), Barut (2010) ve Barut vd. (2012)’de, rotor akısı tabanlı ASM modeli kullanılarak  $i_{s\alpha}$ ,  $i_{s\beta}$ ,  $\varphi_{r\alpha}$ ,  $\varphi_{r\beta}$ ,  $\omega_m$ ,  $t_L$  ve  $R_r'$  kestirimleri için önerilen ve Model- $t_L R_r'$  tabanlı GKF olarak isimlendirilen kestirim algoritması APKD üzerinde gerçekleştirilerek gerçek-zamanlı kestirim başarımları test edilmiştir. Daha önce yapılan çalışmalarda, Sİİ üzerinde gerçek-zamanlı kestirim başarımı test edilen GKF algoritmasının örnekleme zamanının  $T = 100 - 130 [\mu s]$  aralığında olduğu belirtilmiştir. Bu çalışmada ise APKD’nin paralel işleme yapabilme özelliği kullanılarak örnekleme zamanı  $T = 17 [\mu s]$ ’ye düşürülmüştür. Bu da GKF gibi ağır hesaplama yükü içeren kestirici algoritmalarının daha düşük örnekleme zamanı ile gerçekleştirilebileceğini ve böylelikle kestirim başarımının artırılabilceğini göstermektedir.

ASM'nin gerçek-zamanlı  $i_{s\alpha}$ ,  $i_{s\beta}$ ,  $\varphi_{r\alpha}$ ,  $\varphi_{r\beta}$ ,  $\omega_m$ ,  $t_L$  ve  $R'_r$  durum/parametre kestirimi için APKD üzerinde gerçekleştirilen rotor akısı temelli ASM modeli aşağıda verilmiştir.

$$\underline{x}_e = [i_{s\alpha}(k) \quad i_{s\beta}(k) \quad \varphi_{r\alpha}(k) \quad \varphi_{r\beta}(k) \quad \omega_m(k) \quad t_L(k) \quad R'_r(k)]^T$$

$$\underline{A}_e \triangleq \begin{bmatrix} a_1 & 0 & a_2 & a_3\omega_m(k) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & a_1 & -a_3\omega_m(k) & a_2 & 0 & 0 & 0 \\ a_4 & 0 & a_5 & -a_6\omega_m(k) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & a_4 & a_6\omega_m(k) & a_5 & 0 & 0 & 0 \\ -a_7\varphi_{r\beta}(k) & a_7\varphi_{r\alpha}(k) & 0 & 0 & a_8 & -a_{10} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$\underline{B}_e = \begin{bmatrix} a_9 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & a_9 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T, \underline{u}_e = \begin{bmatrix} v_{s\alpha}(k) \\ v_{s\beta}(k) \end{bmatrix}, \underline{H}_e = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$a_1 = 1 - \left( \frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{L_m^2 R'_r}{L_\sigma L_r'^2} \right) T, a_2 = \frac{L_m R'_r}{L_\sigma L_r'^2} T, a_3 = \frac{L_m p_p}{L_\sigma L_r'} T, a_4 = \frac{R'_r L_m}{L_r'} T, a_5 = 1 - \frac{R'_r}{L_r'} T, a_6 = p_p T, a_7 = \frac{3}{2} p_p \frac{L_m}{L_r' J_T} T, a_8 = 1 - \frac{\beta T}{J_T}, a_9 = \frac{T}{L_\sigma}, a_{10} = \frac{1}{J_T}$$

$\underline{P}$ ,  $\underline{Q}$  ve  $\underline{D}_\xi$  köşegen matrislerinin deneme yanılma yöntemi ile belirlenen eleman değerleri aşağıdaki gibi verilmiştir:

$$\underline{Q} = \text{diag}(q_{i_s} \quad q_{i_s} \quad q_{\varphi_r} q_{\varphi_r} q_{\omega_m} q_{t_L} q_{R'_r})$$

$$\underline{P} = \text{diag}(p \quad p \quad p \quad p \quad p \quad p \quad p)$$

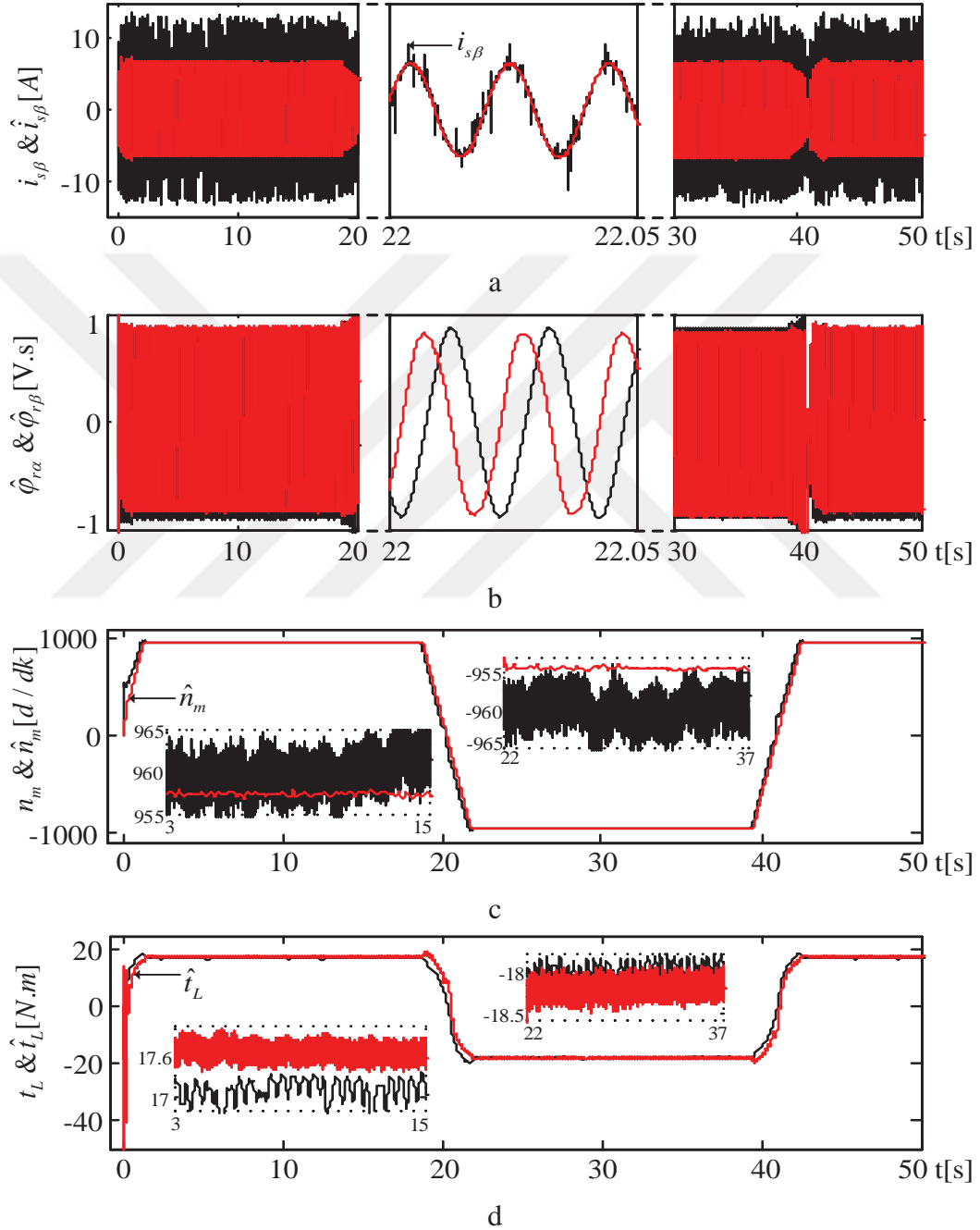
$$\underline{D}_\xi = \text{diag}(d \quad d)$$

APKD üzerinde  $i_{s\alpha}$ ,  $i_{s\beta}$ ,  $\varphi_{r\alpha}$ ,  $\varphi_{r\beta}$ ,  $\omega_m$ ,  $t_L$  ve  $R'_r$  kestirimi amacı ile gerçekleştirilen Model- $t_L$ & $R'_r$  tabanlı GKF algoritmasının kestirim başarımını, aşağıda belirtilen iki farklı senaryo ile test edilmiştir.

#### Senaryo 1:

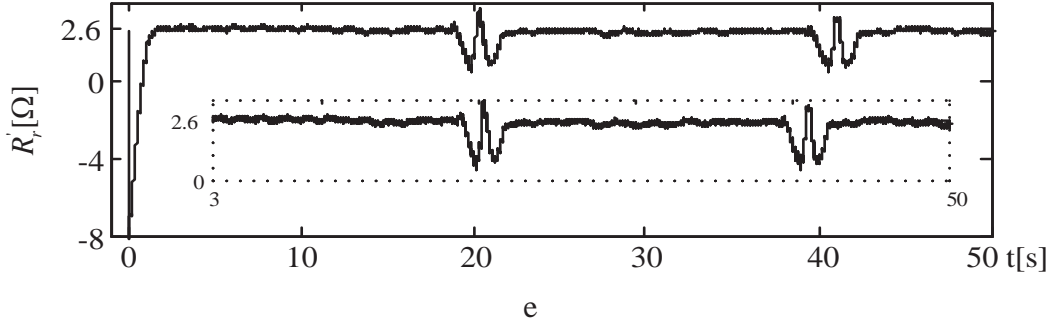
APKD üzerinde  $T = 17 [\mu s]$  örnekleme zamanı ile koşturulabilen Model- $t_L$ & $R'_r$  tabanlı GKF algoritmasının kestirim başarımının yüksek hız değerlerinde test edilmesi amacı ile düzenlenen bu senaryo ve GKF tabanlı kestiricinin kestirim sonuçları Şekil 5.7'de verilmiştir.

ASM,  $t_L = 17.6 [N.m]$  yük momentini altında  $n_m = 957 [d/dk]$  'ya kadar hızlandırılmıştır. ASM'nin devir yönü senaryo süresi boyunca 19.5. [s] ve 40. [s]'de iki kez terslendirilmiştir. Şekil 5.7d ve 5.7e'de görüldüğü üzere her devir yönü değişiminde hem yük momentini  $t_L$  terslenmekte hem de Barut vd. (2012)'de belirtildiği gibi rotor frekansının değişmesine bağlı olarak rotor direnci  $R_r'$ 'de değişmektedir.



**Şekil 5.7.** Gerçek-zamanlı deney düzeneğinden ölçülen ve APKD üzerinde gerçekleştirilen Model- $t_L$  &  $R_r'$  tabanlı GKF'ye ait yüksek hız sonuçları (a)  $i_{s\beta}$  ve  $\hat{i}_{s\beta}$  değişimi (b)  $\hat{\phi}_{r\alpha}$  ve  $\hat{\phi}_{r\beta}$  değişimi (c)  $n_m$  ve  $\hat{n}_m$  değişimi (d)  $t_L$  ve  $\hat{t}_L$  değişimi (e)  $\hat{R}_r'$  değişimi





**Şekil 5.7.** (Devamı) Gerçek-zamanlı deney düzeneğinden ölçülen ve APKD üzerinde gerçekleştirilen Model- $t_L$ & $R_r'$  tabanlı GKF'ye ait yüksek hız sonuçları (a)  $i_{s\beta}$  ve  $\hat{i}_{s\beta}$  değişimi (b)  $\hat{\varphi}_{r\alpha}$  ve  $\hat{\varphi}_{r\beta}$  değişimi (c)  $n_m$  ve  $\hat{n}_m$  değişimi (d)  $t_L$  ve  $\hat{t}_L$  değişimi (e)  $\hat{R}_r'$  değişimi

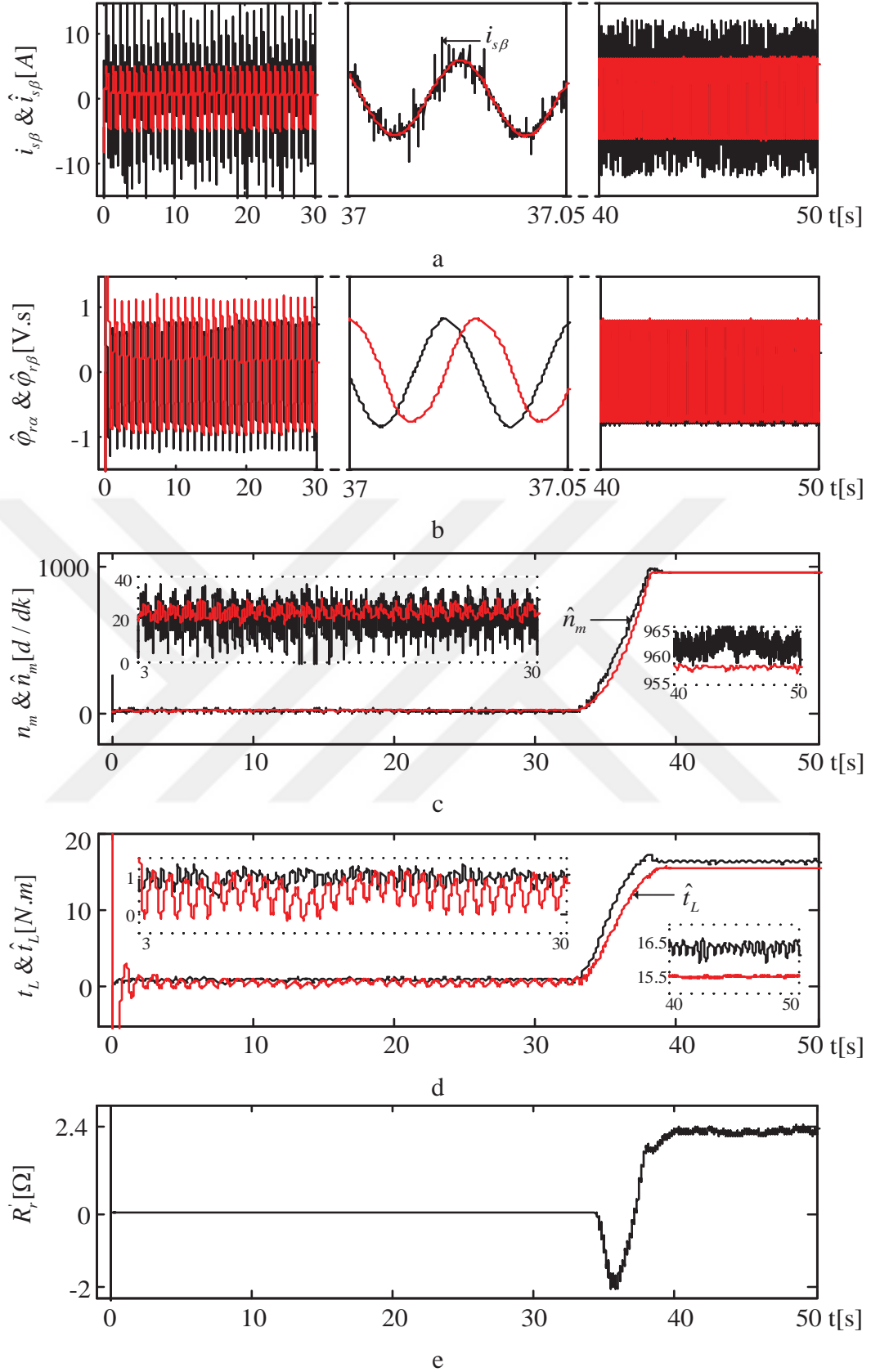
Barut vd. (2012)'de sunulan çalışma referans alınarak, rotor mekanik hızı ve buna bağlı olarak yük momenti sıfıra yaklaştıkça  $R_r'$ 'nin de sıfıra yaklaşması hız ve moment sıfır olduğunda  $R_r'$ 'nin de sıfır olması beklenmektedir. Buna göre Şekil 5.7e'de kestirilen  $\hat{R}_r'$  değerindeki değişim bu yaklaşıma uymaktadır ancak tam sıfıra düşme noktasında  $\hat{R}_r'$  değeri sıçrama yapmakta ve tekrar gerçek değerine yakınsamaktadır. Şekil 5.7a, 5.7b, 5.7c ve 5.7d'de görüldüğü üzere hız ve moment değişimleri ve bu değişimlere dayalı olarak stator akımı ve rotor akısında meydana gelen değişimler APKD üzerinde gerçekleştirilen Model-  $t_L$ & $R_r'$  tabanlı GKF algoritması tarafından hızlı bir şekilde kestirilmektedir.

Bu senaryo için  $\underline{P}$ ,  $\underline{Q}$  ve  $\underline{D}_\xi$  köşegen matrisleri için belirlenen değerler aşağıdaki gibidir:

$$q_{i_s} = 3.5 \times 10^{-7}, q_{\varphi_r} = 10^{-8}, q_{\omega_m} = 10^{-8}, q_{t_L} = 10^{-7}, q_{R_r'} = 2 \times 10^{-8}, p = 10, d = 4 \times 10^{-3}$$

#### Senaryo 2:

APKD üzerinde gerçekleştirilen Model- $t_L$ & $R_r'$  tabanlı GKF algoritmasının düşük hızdaki sürekli hal ve düşük hızdan yüksek hıza geçiş esnasındaki geçici hal durumunda kestirim başarımının test edilmesi amacı ile düzenlenen bu senaryo ve GKF tabanlı kestiricinin kestirim sonuçları Şekil 5.8'de verilmiştir.



**Şekil 5.8.** Gerçek-zamanlı deney düzeneğinden ölçülen ve APKD üzerinde gerçekleştirilen Model- $t_L$  &  $R_r'$  tabanlı GKF'ye ait yüksek hız sonuçları a)  $i_{s\beta}$  ve  $\hat{i}_{s\beta}$  değişimi. b)  $\hat{\varphi}_{r\alpha}$  ve  $\hat{\varphi}_{r\beta}$  değişimi. c)  $n_m$  ve  $\hat{n}_m$  değişimi. d)  $t_L$  ve  $\hat{t}_L$  değişimi. e)  $R_r'$  değişimi

ASM,  $t_L = 1 [N.m]$ 'lik yük momentini altında  $n_m = 20 [d/dk]$ 'lik çok düşük bir hızda çalışırken 33. [s]'de anma hızına doğru hızlandırılmıştır. Hız artışına bağlı olarak ASM rotor miline uygulanan yük momentini  $t_L = 16.5 [N.m]$  değerine yükselmiş ve ASM de  $n_m = 962 [d/dk]$ 'lik hız değerine ulaşmıştır. Barut vd. (2012)'de belirtildiği üzere düşük rotor frekansı değerlerinde (rotor frekansına bağlı olarak meydana gelen değişim) rotor direnci  $R'_r$ , anma değerinin altındaki değerlere düşmektedir ve bu durum Şekil 5.8e'de kestirilen  $\hat{R}'_r$  değerinde gözlemlenmektedir. Düşük hız değerlerinde rotor direnci  $\hat{R}'_r = 0.03 [\Omega]$ , yüksek hız değerlerinde ise  $\hat{R}'_r = 2.4 [\Omega]$  olarak kestirilmiştir. Ayrıca kestirilen rotor mekanik hızının ve yük momentinin gerçek değerlerine büyük bir doğrulukla yakınsadığı görülmektedir.

Bu senaryo için  $\underline{P}$ ,  $\underline{Q}$  ve  $\underline{D}_\xi$  köşegen matrisleri için belirlenen değerler aşağıdaki gibidir:

$$q_{i_s} = \begin{pmatrix} 7 \times 10^{-7} \\ 10^{-7} \end{pmatrix}, q_{\phi_r} = 9 \times 10^{-11}, q_{\omega_m} = 10^{-10}, q_{t_L} = 10^{-10}, q_{R'_r} = 2 \times 10^{-10}, p = 10, d = 3.9 \times 10^{-4}$$

Her iki senaryo ile APKD üzerinde gerçekleştirilen Model- $t_L R'_r$  tabanlı GKF algoritmasının kestirim başarımı gerçek-zamanlı olarak test edilmiş ve tatmin edici seviyede bir kestirim başarımı yakalanmıştır. Model-  $t_L \& R'_r$  tabanlı GKF algoritmasının APKD üzerinde oluşturulması ile kestirilen durum/parametre sayısı artırılmış ve GKF gibi ağır bir hesap yüküne sahip olan kestirim algoritmalarının daha önce Sİİ üzerinde gerçekleştirilen çalışmalara kıyasla daha düşük örnekleme zamanı ile daha düşük maliyetle gerçekleştirilebileceği ispatlanmıştır. Düşürülen örnekleme zamanı ileride hedeflenen kapalı-çevrim çalışmalarında yüksek bir kontrol ve kestirim başarımının elde edilebileceğini göstermektedir.

Çizelge 5.7'de ölçüm birimlerinden elde edilen verilerin ASD ile SHA protokolü aracılığıyla okunması ve Model-  $t_L \& R'_r$  tabanlı GKF algoritmasının APKD üzerinde gerçekleştirilmesi için gerekli süreler belirtilmiştir. Bu çalışmada örnekleme zamanı,  $T = 17 [\mu s]$  olarak alınmıştır.

**Çizelge 5.7.** APKD üzerinde Model- $t_L$ & $R'_r$  tabanlı GKF algoritmasının ve SHA protokolünün sağlanması amacı ile gerekli süreler

Algoritma	Süre ( $\mu s$ )
GKF	11.55
ASD (SHA/SPI)	3.28
Toplam	14.83
$T$ (Örnekleme Zamanı)	17

Çizelge 5.8’de ise APKD üzerinde kullanılan mantıksal birimlerin sayıları ve oranları verilmiştir.

**Çizelge 5.8.** Model- $t_L$ & $R'_r$  tabanlı GKF algoritmasının ve ASD’den veri eldesi için oluşturulan algoritmanın APKD’de gerçekleşmesi esnasında kullanılan mantıksal birimlerin sayısı

Kullanılan	Kullanılan	APKD’deki	Kullanım
Slice Register	30302	69120	%43
Slice LUTs	54685	69120	%79
Occupied Slices	15554	17280	%90
DSP48Es	31	64	%48

#### 5.4 Sonuç ve Yorumlar

Bu çalışmada, ASM uygulamalarında gerçek-zamanlı ölçüm yapılabilmesi için belirlenen ASD birimi ile APKD arasında gerçekleştirilen SHA protokolünün güvenilirliğinin test edilmesi amacı ile APKD üzerinde gerçekleştirilen ASM modelinin gerçek-zamanlı olarak doğrulanması yapılmıştır. Daha sonra  $i_{s\alpha}$ ,  $i_{s\beta}$ ,  $\varphi_{r\alpha}$ ,  $\varphi_{r\beta}$ ,  $\omega_m$  ve  $t_L$  durum/parametre kestirimi ve  $i_{s\alpha}$ ,  $i_{s\beta}$ ,  $\varphi_{r\alpha}$ ,  $\varphi_{r\beta}$ ,  $\omega_m$ ,  $t_L$  ve  $R'_r$  durum/parametre kestirimi için önerilen GKF tabanlı kestirim algoritmaları APKD üzerinde gerçekleştirilerek GKF yöntemlerinin kestirim başarımı gerçek-zamanlı olarak test edilmiştir. APKD üzerinde gerçek-zamanlı olarak gerçekleştirilen bu çalışmalarla ilgili sonuçlar aşağıda listelenmiştir:

- ✓ APKD üzerinde oluşturulan SHA (SPI) haberleşme protokolü kullanılarak gerçek-zamanlı deney düzeneğinden ADS 8568 EVM-PDK ASD'si ile üç-faz stator gerilim ve akım bilgileri, yük momenti bilgisi ve artımsal kodlayıcıdan elde edilen rotor mekanik hız bilgisi ölçülmüştür. Ölçülen verilerin güvenilirliğinin test edilmesi amacı ile APKD üzerinde oluşturulan ASM modeli gerçek-zamanlı olarak doğrulanmıştır. Ölçülen üç-fazlı stator gerilim bilgileri ve yük momenti bilgisi kullanılarak ASM modeline uygulanmış ve ASM modelinden elde edilen sonuçlar ile ASM'den elde edilen gerçek değerler karşılaştırılmış ve ölçüm biriminin güvenilirliği doğrulanmıştır.
- ✓ ASM'nin hız-algılayıcısız kontrolünde  $i_{s\alpha}$ ,  $i_{s\beta}$ ,  $\varphi_{r\alpha}$ ,  $\varphi_{r\beta}$ ,  $\omega_m$  ve  $t_L$  kestirimi için APKD üzerinde oluşturulan GKF algoritmasının ve  $i_{s\alpha}$ ,  $i_{s\beta}$ ,  $\varphi_{r\alpha}$ ,  $\varphi_{r\beta}$ ,  $\omega_m$ ,  $t_L$  ve  $R_r'$  kestirimi için APKD üzerinde oluşturulan Model-  $t_L$ & $R_r'$  tabanlı GKF algoritmasının kestirim başarımları gerçek-zamanlı olarak doğrulanmıştır. ASM'den gerçek-zamanlı olarak ölçülen stator geriliminin  $\alpha\beta$  - duran eksen takımı bileşenleri  $v_{s\alpha}$  ve  $v_{s\beta}$  ve stator akımının  $\alpha\beta$  - duran eksen takımı bileşenleri  $i_{s\alpha}$  ve  $i_{s\beta}$  GKF algoritmalarına uygulanmıştır. GKF algoritmalarından elde edilen kestirim sonuçları ile ASM'den ölçülen gerçek-zamanlı durumlar kıyaslanmış ve yüksek bir kestirim başarımı elde edildiği gözlemlenmiştir. Ayrıca Barut vd. (2007a)'da  $i_{s\alpha}$ ,  $i_{s\beta}$ ,  $\varphi_{r\alpha}$ ,  $\varphi_{r\beta}$ ,  $\omega_m$  ve  $t_L$  kestirimi için önerilen ve  $T = 100 [\mu s]$  örnekleme zamanı ile Sİİ üzerinde gerçekleştirilen GKF algoritması APKD üzerinde  $T = 11 [\mu s]$  örnekleme zamanı ile gerçekleştirilmiştir. Barut vd. (2007b), Barut vd. (2008), Barut (2010) ve Barut vd. (2012)'de  $T = 130 [\mu s]$  örnekleme zamanı ile gerçekleştirilen Model-  $t_L$ & $R_r'$  tabanlı GKF algoritması APKD üzerinde  $T = 17 [\mu s]$  örnekleme zamanı ile gerçekleştirilmiştir.

APKD'nin paralel işlem yapabilme kabiliyeti kullanılarak GKF algoritmalarının gerçekleştirme süreleri önemli oranda düşürülmüştür. Böylelikle Monmasson vd. (2011), Auger vd. (2013), Alsofyani ve İdris (2016a), Alsofyani ve İdris (2016b) ve Idkhajine vd. (2012)'de belirtildiği gibi örnekleme zamanının önemli bir etken olduğu kestirim algoritmalarının başarımı artırılmaya çalışılmıştır. Ayrıca bu çalışma ile günümüz endüstrisinde önem kazanmaya başlayan APKD'lerin endüstriyel kontrol uygulamalarında daha düşük maliyeti ile bir alternatif olabileceği ispatlanmıştır.

Yukarıda belirtilen çalışmalar, ASM'lerin hız-algılayıcısız kontrolü için GKF tabanlı kestiricisinin APKD üzerinde oluşturularak kestirim başarımının gerçek-zamanlı olarak test edildiği ilk çalışmalardır.



## BÖLÜM VI

### KARMA KESTİRİM YÖNTEMİNİN APKD ÜZERİNDE GERÇEKLENMESİ VE KESTİRİM BAŞARIMININ DTB ORTAMINDA VE GERÇEK-ZAMANLI OLARAK TEST EDİLMESİ

#### 6.1 Giriş

ASM'lerin çalışma bölgeleri bilindiği üzere iki sınıfa ayrılmıştır. Bu bölgelerden birincisinde ASM sıfır hız ile anma hızı aralığında çalışmaktadır. İkinci bölgede ise ASM, alan zayıflama bölgesi olarak isimlendirilen anma hızının üzerindeki hızlarda çalışmaktadır (İnan ve Barut, 2014). Belirtilen birinci çalışma bölgesinde ASM momenti sabit tutulmakta ve ASM'nin gücü stator frekansı ile doğru orantılı olarak ilişkilendirilmektedir. İkinci bölgede (Alan zayıflama bölgesinde) ise nüvedeki doyum etkisinden dolayı ASM'nin gücü sabit tutulmakta ve indüklenen maksimum moment düşürülmektedir.

Anma hızı  $n_b$  'nin değeri sabit tutularak alan yönlendirmeli kontrol (AYK) sağlanmaktadır. Alan zayıflama bölgesinde, referans akı hızı arttıkça azaltılmalıdır. Burada ASM akısının referans değeri ile rotor açısız hızı arasında ters orantılı olarak bir ilişki kurulmaktadır ( $1/\omega_r$ ) ve referans akıdaki değişim nüvedeki doyumun derecesini belirlemektedir. Bu sebeple de ASM'nin  $L_m$  değerinde değişimler meydana gelmektedir (Huang ve Liaw, 2003; Shin ve Hyun, 2003). Ayrıca Matsuse ve Kubota (1991) ve Klaes (1993)'de B-H eğrisi üzerinde  $L_m$  ile referans akı arasındaki ilişki açık bir şekilde belirtilmiştir. Burada, eğer B-H eğrisi üzerinde referans akı değeri düşürülürse ASM çalışma noktasının lineer bölgeye yaklaştığı ve  $L_m$  değerinin arttığı gösterilmiştir.

Tüm çalışma bölgelerinde VK'lı ya da DMK'lı ASM sürücülerinde, rotor açısız hız bilgisi ya da konum bilgisinin kesin değeri gerekmektedir. Günümüzde sürücülerin ve kontrol sistemlerinin dayanıklılığı ve sistem maliyetlerinin düşürülmesi amacıyla hız ve konum bilgisinin kestirilmesi tercih edilmektedir. Bu amaçla kullanılan kestirici/gözlemleyici yapıları da aşağıda belirtilen ASM parametre değişimlerinden etkilenmektedir. Bu parametre değişimleri:

- Stator sargı sıcaklığı ve rotor frekansına bağlı olarak meydana gelen stator ve rotor direnç ( $R_s$  ve  $R_r'$ ) değişimleri.
- Mekanik belirsizlikler olarak tanımlanan yük momentini  $t_L$ 'de ve viskoz sürtünme teriminde meydana gelen değişimler.
- Düşük ya da sıfır hızlarda yüksüz durumda ölçülen stator akım ve gerilim bilgilerinde artan gürültü oranları ve stator ile rotor tarafı arasındaki endüksiyon azalması nedeniyle hız-algılayıcısız durum ve parametre kestirimlerinin kaybolması.

olarak belirtilmektedir (İnan ve Barut, 2014). Ayrıca  $L_m$ 'de meydana gelen değişimlerin ASM'nin AYK'sında;

- $\vec{l}_m$ 'nin hesaplanmasında.
- Evirici anahtarlama durumlarının belirlenmesi esnasında bağımsızlaştırma (decoupling) devresinde.
- Rotor konum bilgisinin belirlenmesinde,

problemlere yol açtığı Choi vd. (1997)'de belirtilmektedir.

Literatürde  $L_m$  ile nüvedeki doyum arasındaki bağıntının ispatlanmasına yönelik önerilmiş çeşitli çalışmalar mevcuttur. Levi vd. (2000), Zaky vd. (2008), Zaky vd. (2009) ve Dybkowski ve Orłowska-Kowalska (2010)'da ölçülen stator gerilimleri ve akımları ile birlikte bilinen ters mıknatıslama eğrisi kullanılarak  $L_m$  ve hız kestirimi önerilmiştir. Burada kullanılan ters mıknatıslama eğrisi,  $\vec{l}_m$ 'nin birime indirgenmiş (per-unit) bir analitik fonksiyonu ile belirtilmiştir. Mıknatıslama eğrisini ifade eden analitik fonksiyon, ASM'nin birime indirgenmiş (per-unit) mıknatıslama akısı değeri ( $|\vec{\varphi}_m|_{(pu)}$ ) kullanılarak ve fonksiyon içindeki iki farklı katsayının uygun değerleri belirlenerek oluşturulmuştur. Bu çalışmalardan yalnızca Zaky vd. (2009)'da kayma kipli gözlemleyici (KKG) tabanlı hız ( $\omega_m$ ) kestiricisi ile birlikte çevrimiçi  $R_s$  uyumlama yöntemi önerilmiştir.

Ayrıca ASM'nin mıknatıslama eğrisinin belirlenmesi amacıyla, ASM'nin T-model eşdeğer devresinin (Bellini ve Bifaretti, 2006; Bertoluzzo ve Buja, 2001; Bunte ve



Krafka, 1996) ve analitik yaklaşımların (Klaes, 1993; Wang vd., 2015) kullanıldığı çalışmalarda, önerilen algoritmaların ağır hesaplama yükü içermesine rağmen yalnızca  $L_m$  kestirimi yapılmıştır.

Dybkowski ve Orłowska-Kowalska (2010)'da, hız kestirimi için akım-temelli modele uyarlama sistem (MUS) ile birlikte  $L_m$  kestirimi için bilinen ters mıknatıslama eğrisi kullanılmıştır. Ancak  $L_m$  kestirimine ilişkin herhangi bir sonuç bulunmamaktadır. Carpaneto ve Marchesoni (2010)'da zıt elektromotor kuvvet temelli akı kestiricisi ile birlikte mekanik eşitlik kullanılarak oluşturulan moment kestiricisinin kullanıldığı stator akısı yönlendirmeli ASM sürücü sisteminin sıfır hız ile alan zayıflama bölgesini de içeren geniş bir hız aralığında yüksek hız kontrol başarımına sahip olduğu ileri sürülmüştür ancak önerilen kontrol ve kestirim yöntemleri  $L_m$  ve  $R_s/R_r'$  değişimlerine duyarlıdır.

Heising vd. (2010) 'da stator akım hatası tabanlı  $\omega_m$  ve  $R_s$  kestiricisi önerilmiştir. Bu çalışmada ölçülen ile kestirilen stator akımları arasındaki farklar kullanılarak  $\omega_m$  ve  $R_s$  kestirimleri yapılmış ancak alan zayıflama bölgesinde hız ve stator direnci kestirimlerine ilişkin herhangi bir sonuç bulunmamaktadır.

Literatürde, ASM'nin alan zayıflama bölgesinde kontrol başarımının artırılmasına yönelik olarak önerilmiş bir grup çalışma da mevcuttur (Li vd., 2009; Lin ve Lai, 2011; Matić ve Vukosavić, 2011). Li vd. (2009)'da rotor akım temelli ASM modeli kullanılarak bir güç faktörü denetçisi tasarlanmıştır. UVDGM tekniği için yeni bir zamanlama kontrol yapısı Lin ve Lai (2011)'de önerilmiş ve ASM'nin dolaylı VK yönteminde kullanılmıştır. Matić ve Vukosavić (2011)'de herhangi bir harici akı ve akım kestiricisi kullanılmaksızın stator gerilim açısı denetçisi tasarlanmıştır. Bu çalışmaların tümünde  $R_s$ ,  $R_r'$  ve  $L_m$ 'de meydana gelebilecek değişimler yok sayılmış ve bu değişimlerin hiç biri önerilen kontrol algoritmalarına güncellenmemiştir. Ayrıca literatürde önerilen belirgin (deterministic) ASM model tabanlı yaklaşımların  $R_s$ ,  $R_r'$  ve  $L_m$  değişimlerine duyarlılığı önerilen bu kontrol yapılarının olumsuzluklarını oluşturmaktadır (Orłowska-Kowalska ve Dybkowski, 2010; Hajian vd., 2010; Vicente vd., 2010; Zaky vd., 2010).

Guzinski ve Abu-Rub (2013)'de APKD ve sayısal işaret işleyici/digital signal processor (Sİİ/DSP) kullanılarak AYK'nın ve kestirici algoritmasının hesaplama yükünün azaltılması amaçlanmıştır. ASM'den veri elde edilmesi amacıyla oluşturulan ölçüm birimi APKD üzerinde, diğer tüm kontrol ve kestirici algoritması ise Sİİ üzerinde oluşturulmuştur.

GKF tabanlı olasıl (stochastic) parametre/durum kestiricisi, ASM'nin doğrusal olmayan modelini ve içerdiği belirsizlikleri doğası gereği karşılamaktadır. Farasat vd. (2012)'de GKF tabanlı hız kestiricisi kullanılarak anma hızında ve alan zayıflama bölgesinde kestirim başarımı test edilmiştir. Fakat önerilen GKF algoritmasının kestirim başarımı direnç değişimlerinden etkilenmekte ve moment kestiriminin başarımını gösteren herhangi bir sonuç bulunmamaktadır.

Literatürde, GKF tabanlı kestiricilerin kullanıldığı anahtarlamalı, örgülü ve çift-girişli GKF olarak adlandırılan bir grup çalışma da mevcuttur (Barut vd., 2007b; Bogosyan vd., 2007; Barut vd., 2008; Barut, 2010; Barut vd., 2012). Anahtarlamalı ya da örgülü GKF yönteminde (Barut vd., 2007b; Bogosyan vd., 2007; Barut vd., 2008) kestirilen parametre/durum sayısının artırılabilmesi amacıyla iki farklı GKF algoritması ve bu sebeple iki farklı ASM modeli kullanılmıştır. Örgülü GKF yönteminde iki farklı GKF algoritması her örnekleme zamanı  $T$ 'de ardışıl olarak çalıştırılmakta, anahtarlamalı GKF yönteminde ise iki farklı GKF algoritması  $n \times T$  zamanında ardışıl olarak çalıştırılmaktadır. Burada  $n$  herhangi bir tamsayı olup her bir GKF algoritması bir örnekleme zamanı  $T$ 'den daha fazla çalıştırılmış olmaktadır. Barut vd. (2007b), Bogosyan vd. (2007) ve Barut vd. (2008)'de  $R_s$ ,  $R'_r, t_L$  ve  $\omega_m$  kestirimleri gerçekleştirilmiş fakat gerçek-zamanlı uygulamalarda kullanılmaları içerdikleri hesaplama yükünden dolayı zorluklar meydana getirmektedir. Barut (2010) ve Barut vd. (2012)'de bu problemin üstesinden gelmek amacıyla ÇG-GKF yöntemi önerilmiştir. ÇG-GKF yönteminde iki farklı ASM modeli ve tek GKF algoritması kullanılarak iki farklı GKF algoritması tek GKF algoritması üzerinde birleştirilmiştir. Böylelikle kestirici algoritmasının hesaplama yükü azaltılarak örnekleme zamanı  $T$  düşürülmüştür.

Literatürde önerilen GKF tabanlı çalışmalara ek olarak bu tez kapsamında önerilen ve İnan ve Barut (2014)'te yayınlanan yeni bir ÇG-GKF algoritması ASM'nin sıfır hız ile alan zayıflama bölgesini de kapsayan geniş bir hız aralığında hız-algılayıcısız doğrudan

VK'sı için önerilmiştir. İnan ve Barut (2014)'te önerilen ÇG-GKF kestiricisi  $R_s, R'_r, t_L$  ve  $\omega_m$  kestiriminin yanında  $L_m$  kestirimini de içermektedir. Önerilen ÇG-GKF algoritmasının kestirim sonuçları uygulana referans değişimlerini başarılı bir şekilde yakaladığı açık bir şekilde görülmektedir. Fakat kestirim başarımının yanında GKF algoritmasının içerdiği durumların ve girişlerin doğrusal fonksiyonun oluşturulması esnasında ASM modelinin neredeyse tüm matematiksel ifadelerinde bulunan  $L_m$  parametresi hesaplama yükünü oldukça arttırmaktadır. Bu sebeple önerilen ÇG-GKF algoritmasının oluşturulması zorlaşmakta ve örnekleme zamanı  $T$  artmaktadır.

İnan ve Barut (2014)'de önerilen ÇG-GKF algoritmasının örnekleme zamanının düşürülerek gerçek-zamanlı kestirim başarımının iyileştirilmesi amacı ile aynı ÇG-GKF yapısı APKD üzerinde gerçekleştirilmeye çalışılmıştır. Ayrıca önerilen ÇG-GKF algoritmasında kestirilen  $L_m$  parametresinin GKF'nin doğrusallaştırılmış ve doğrusal olmayan fonksiyonlarında paydada yer alması önerilen ÇG-GKF algoritmasının yüksek çözünürlükte sayılar (64 bit kayan noktalı sayılar/Double precision floating point numbers) kullanılarak oluşturulması gerekliliğini içerdiği görülmüştür. Ancak APKD'de oluşturulan algoritma yapılarında hafıza problemi nedeniyle 64 bit kayan noktalı sayılar/Double precision floating point numbers ile işlem yapılamamış ancak 32 bit kayan noktalı sayılar/Single precision floating point numbers ile işlem yapılabilmektedir. Bu da İnan ve Barut (2014)'te önerilen ÇG-GKF algoritmasının APKD üzerinde gerçekleştirilememesine neden olmuştur. Bu sebeple GKF tabanlı kestirim yöntemi ile birlikte,  $L_m$  kestirimi için Levi vd. (2000), Zaky vd. (2008), Zaky vd. (2009) ve Dybkowski ve Orłowska-Kowalska (2010)'da önerilen ters mıknatıslama eğrisinin analitik fonksiyonu kullanılarak karma bir kestirim yöntemi oluşturulmuştur.

Bu çalışmada, Barut (2010) ve Barut vd. (2012)'de  $i_{s\alpha}, i_{s\beta}, \varphi_{r\alpha}, \varphi_{r\beta}, \omega_m, t_L, R_s$  ve  $R'_r$  kestirimi için önerilen ÇG-GKF algoritması ile birlikte,  $L_m$  kestirimi için Levi vd. (2000), Zaky vd. (2008), Zaky vd. (2009) ve Dybkowski ve Orłowska-Kowalska (2010)'da önerilen ters mıknatıslama eğrisinin analitik fonksiyonu kullanılarak karma bir kestirim yöntemi oluşturulmuştur. Oluşturulan bu karma kestirim algoritmasının kestirim başarımı, ASM'nin doğrudan VK yöntemi ile birlikte APKD üzerinde DTB ortamında test edilmiştir. Ayrıca, Barut vd. (2007b), Barut vd. (2008), Barut (2010) ve Barut vd. (2012)'de,  $i_{s\alpha}, i_{s\beta}, \varphi_{r\alpha}, \varphi_{r\beta}, \omega_m, t_L$  ve  $R'_r$  kestirimi için Model- $t_L \& R'_r$

tabanlı ASM modelinden elde edilen girişlerin GKF algoritmasına uygulanması ile elde edilen kestirim yöntemi ile birlikte,  $L_m$  kestirimi için Levi vd. (2000), Zaky vd. (2008), Zaky vd. (2009) ve Dybkowski ve Orłowska-Kowalska (2010)'da önerilen ters mıknaıslama eğrisinin analitik fonksiyonu kullanılarak oluşturulan karma kestirim yönteminin kestirim başarımı APKD tabanlı açık-çevrimli deney düzeneği üzerinde gerçek-zamanlı olarak test edilmiştir.

Önerilen her iki karma kestirim algoritmasında, GKF ya da ÇG-GKF algoritması ve  $L_m$ -kestirici algoritması tüm hız aralıklarında kestirim yapmakta olup yalnızca GKF ya da ÇG-GKF algoritmasının tüm kestirim sonuçları kontrol ve kestirim algoritmalarına sürekli olarak güncellenmektedir. Ters mıknaıslama eğrisinin analitik fonksiyonu kullanılarak kestirilen  $\hat{L}_m$  değeri ise, bu kısımda sunulan ilk çalışmada doğrudan VK yapısına ve ÇG-GKF algoritmasına, bu kısımdaki ikinci çalışma da ise yalnızca açık-çevrimli deney düzeneği üzerinde kestirim yapan GKF algoritmasına alan zayıflama bölgelerinde güncellenmektedir. Anma hızının altındaki hız değerlerinde ise  $L_m$ 'nin anma değeri, kontrol ve kestirim yöntemlerine sabit bir giriş olarak uygulanmaktadır. Böylece İnan ve Barut (2014)'te önerilen ÇG-GKF algoritmasından çok daha az hesap yüklü ama İnan ve Barut (2014)'teki ile aynı durum ve parametreleri kestiren yeni bir GKF tabanlı karma kestirim algoritması literatüre bu tez kapsamında ilk kez tanıtılmış olmaktadır.

Xilinx firması tarafından üretilen Virtex 5 XC5VLX110T serisi APKD üzerinde uygulanan tüm ASM modeli ve kestirim algoritmalarına ilişkin sonuçlar, Ethernet haberleşme protokolü aracılığı ile APKD ve bilgisayar (PC) arasında iletişim sağlanarak elde edilmiştir. Burada APKD'den elde edilen saf Ethernet paketleri Wireshark paket toplama programı kullanılarak bilgisayar üzerinde “.txt” uzantılı dosyalar halinde kaydedilmiştir. “.txt” uzantısı ile kaydedilen tüm veriler PERL yazılım dili ile anlamlı verilere ayrıştırılarak Matlab *m.file* ortamında grafiksel olarak yorumlanmıştır.

Bu bölümde gerçekleştirilen çalışma şu şekilde düzenlenmiştir: Bölüm 6.1'de önceki çalışmalar incelendikten sonra, Bölüm 6.2'de çevrimiçi mıknaıslama endüktansı kestirim yöntemi tanıtılmıştır. Rotor akısı temelli genişletilmiş ASM modelleri Bölüm 6.3'te verilmiştir. Bölüm 6.4'te GKF ya da ÇG-GK ve çevrimiçi mıknaıslama endüktansı kestirim yöntemi ile birlikte oluşturulan karma kestirim yönteminin APKD

üzerinde gerçekleşme aşamaları verilmiştir. Karma kestirim yöntemine ilişkin benzetim sonuçlarına Bölüm 6.5'te, gerçek-zamanlı deneysel kestirim sonuçlarına ise Bölüm 6.6'da yer verilmiştir. Sonuçlar ise Bölüm 6.7'de sunulmuştur.

## 6.2 Çevrimiçi $L_m$ -Kestirici Yöntemi

Mıknatıslama endüktansı  $L_m$ , ASM sürücü sistemlerinin başarımlı davranışını etkileyen en önemli parametrelerden biridir (Dybkowksi ve Orłowska-Kowalska, 2010). ASM'nin  $L_m$  değeri, alan zayıflama bölgesinde akı referansına bağlı olarak değişim göstermektedir. Bu sebeple hem kestirim algoritmasına hem de tüm kontrol sistemine  $L_m$ 'de meydana gelen değişimlerin çevrimiçi/anlık olarak güncellenmesi ve güncellenen  $L_m$  değerinin doğru olarak belirlenmesi gerekmektedir. Bu sebeple değişen  $L_m$  parameteresinin kestirilmesi gerekmektedir (Zaky vd., 2008; Dybkowki ve Orłowska-Kowalska, 2010).

Bu çalışma kapsamında,  $L_m$ 'nin çevrimiçi olarak kestirimi,  $\vec{\varphi}_m$ 'nin genliği ( $|\vec{\varphi}_m|$ ) ve Levi vd. (2000), Zaky vd. (2008), Zaky vd. (2009) ve Dybkowski ve Orłowska-Kowalska (2010)'da önerilen mıknatıslama akımının analitik fonksiyonu kullanılarak sağlanmıştır.

$\vec{\varphi}_m$ 'nin  $\alpha\beta$ - stator duran eksen takımı bileşenleri aşağıdaki gibi elde edilmektedir:

$$\varphi_{m\alpha} = \int (v_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt - L_{ls} i_{s\alpha} \quad (6.1)$$

$$\varphi_{m\beta} = \int (v_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt - L_{ls} i_{s\beta} \quad (6.2)$$

$$|\varphi_m| = \sqrt{\varphi_{m\alpha}^2 + \varphi_{m\beta}^2} \quad (6.3)$$

(6.1)-(6.2) eşitliklerinde,  $\varphi_{m\alpha}$  ve  $\varphi_{m\beta}$ 'nin hesaplanmasında yalnızca integral alıcı ile elde edilen değerlerin stator akısının  $\alpha\beta$ - stator duran eksen takımı bileşenleri ( $\varphi_{s\alpha}$  ve  $\varphi_{s\beta}$ ) olduğu açıkça görülmektedir. İntegral alıcıların ayrık-zamanlı olarak oluşturulan sistemlerde yığılma problemine neden olduğu bilinmektedir. Bu olumsuzluğun önüne

geçilmesi amacı ile GKF ya da ÇG-GKF yöntemleri ile kestirilen  $\hat{\varphi}_{r\alpha}$ ,  $\hat{\varphi}_{r\beta}$ ,  $\hat{i}_{s\alpha}$  ve  $\hat{i}_{s\beta}$  değerleri kullanılarak  $\hat{\varphi}_{s\alpha}$  ve  $\hat{\varphi}_{s\beta}$  değerleri ASM model eşitlikleri kullanılarak elde edilmiştir. Elde edilen  $\hat{\varphi}_{s\alpha}$  ve  $\hat{\varphi}_{s\beta}$  değerleri ve ASM'den ölçülen stator akımları  $i_{s\alpha}$  ve  $i_{s\beta}$  kullanılarak  $\hat{\varphi}_{m\alpha}$  ve  $\hat{\varphi}_{m\beta}$  kestirilmiştir.

$$\hat{\varphi}_{s,\alpha\beta} = L_s \hat{i}_{s,\alpha\beta} + L_m \hat{i}_{r,\alpha\beta} \quad (6.4)$$

$$\hat{\varphi}_{r,\alpha\beta} = L'_r \hat{i}_{r,\alpha\beta} + L_m \hat{i}_{s,\alpha\beta} \quad (6.5)$$

$$\hat{\varphi}_{m\alpha} = \left( \frac{L_m}{L'_r} \hat{\varphi}_{r\alpha} + L_\sigma \hat{i}_{s\alpha} \right) + L_{ls} i_{s\alpha} \quad (6.6)$$

$$\hat{\varphi}_{m\beta} = \left( \frac{L_m}{L'_r} \hat{\varphi}_{r\beta} + L_\sigma \hat{i}_{s\beta} \right) + L_{ls} i_{s\beta} \quad (6.7)$$

Levi vd. (2000), Zaky vd. (2008), Zaky vd. (2009) ve Dybkowski ve Orłowska-Kowalska (2010)'da ASM'nin mıknatıslama eğrisinin belirlenmesi amacıyla kullanılan ve  $\vec{i}_m$ 'nin  $|\vec{i}_m|_{(pu)}$  değerini veren analitik fonksiyon aşağıda (6.8) eşitliğinde verilmiştir.

$$|\vec{i}_m|_{(pu)} = a |\vec{\varphi}_m|_{(pu)} + (1 - a) |\vec{\varphi}_m|_{(pu)}^b \quad (6.8)$$

Yukarıda belirtilen analitik fonksiyonun içerdiği 'a' ve 'b' katsayıları, APKD üzerinde DTB ortamında gerçekleştirilen ve ASM'nin kapalı-çevrim kontrol sistemini içeren ilk çalışmada Çizelge 6.1'de verilen ASM parametreleri kullanılarak oluşturulan ASM modeli için deneme-yanılma yöntemi ile  $a = 0.39$  ve  $b = 3$  olarak belirlenmiştir. Karma kestirim yönteminin APKD üzerinde gerçek-zamanlı kestirim başarımının test edildiği ikinci çalışmada ise Çizelge 6.2'de parametreleri verilen ASM'nin gerçek-zamanlı deney düzeneğinden ölçülen mıknatıslama eğrisi ile karşılaştırılarak  $a = 0.5$  ve  $b = 5$  olarak bulunmuştur.

**Çizelge 6.1.** APKD üzerinde DTB ortamında gerçekleştirilen karma kestirim yönteminde kullanılan ASM parametreleri

$P$ [kW]	$f$ [Hz]	$J_T$ [kg.m <sup>2</sup> ]	$\beta_T$ [Nm/(rad/sn)]	$P_p$
2.2	50	0.055	0.0019	3
$V$ [V]	$I$ [A]	$R_s$ [ $\Omega$ ]	$R_r$ [ $\Omega$ ]	$L_s$ [H]
380	5.5	3.03	2.88	0.1967
$L_r$ [H]	$L_m$ [H]	$n_m$ [rpm]	$t_L$ [N.m]	
0.2029	0.1843	1000	20	

**Çizelge 6.2.** APKD tabanlı gerçek-zamanlı deney düzeneğinde kullanılan ASM parametreleri

$P$ [kW]	$f$ [Hz]	$J_T$ [kg.m <sup>2</sup> ]	$\beta_T$ [Nm/(rad/sn)]	$P_p$
2.2	50	0.055	0.0019	3
$V$ [V]	$I$ [A]	$R_s$ [ $\Omega$ ]	$R_r$ [ $\Omega$ ]	$L_s$ [H]
380	5.5	3.03	2.53	0.1466
$L_r$ [H]	$L_m$ [H]	$n_m$ [rpm]	$t_L$ [N.m]	
0.1524	0.135	1000	20	

ASM'nin mıknatıslama eğrisinin gerçek-zamanlı olarak ölçülmesi amacı ile oluşturulan DS1104 Sİİ tabanlı deney düzeneği Şekil 6.1'de verilmiştir. ASM'nin mıknatıslama eğrisinin belirlenmesinde Ermiş vd. (2003)'te belirtilen yöntem uygulanmıştır. Şekil 6.1'de görüldüğü üzere Şönt uyarmalı D.A motoru ile rotor mili döndürülen ASM'nin statoruna ayarlanabilir A.A kaynağı kullanılarak gerilim uygulanmaktadır. ASM'nin statoruna uygulanan gerilim 0 [V]'tan başlanarak ASM'yi doyuma götürebilmek için ASM'nin anma geriliminin %115'ine kadar artırılmıştır. Uygulanan her gerilim değerinde ASM'den elde edilen stator faz akımları kullanılarak ASM'ye ait mıknatıslama akısı bilgisi ASM'nin T model eşdeğer devresi (6.9) eşitlikleri kullanılarak hesaplanmıştır.

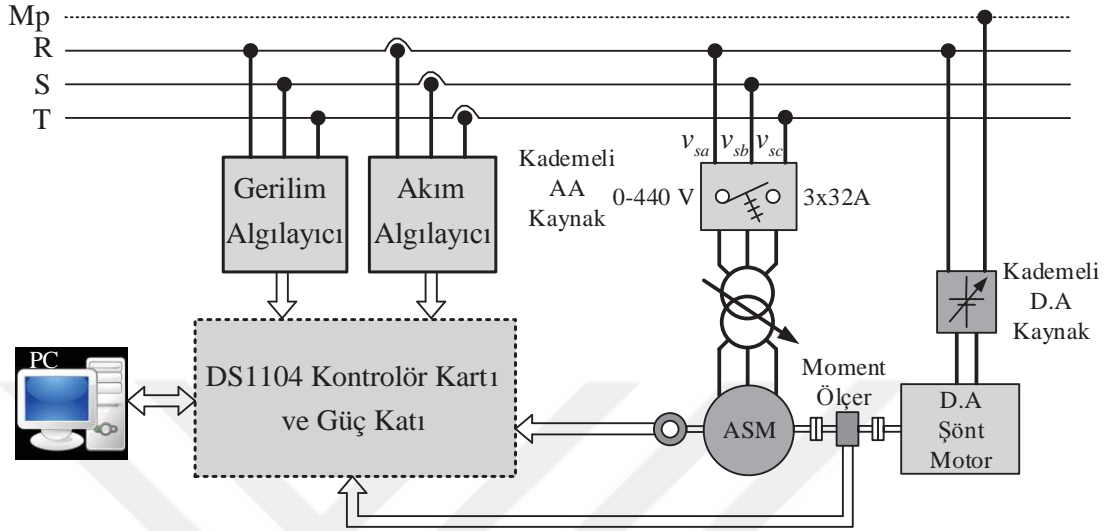
$$E_m = V_a e^{j0^\circ} - |Z| e^{j\theta} I e^{j\phi} \quad (6.9a)$$

$$|Z| = \sqrt{(R_s^2 + (2\pi f L_{ls})^2)} \quad (6.9b)$$

$$\theta = \tan^{-1} \left( \frac{2\pi f L_{ls}}{R_s} \right) \quad (6.9c)$$

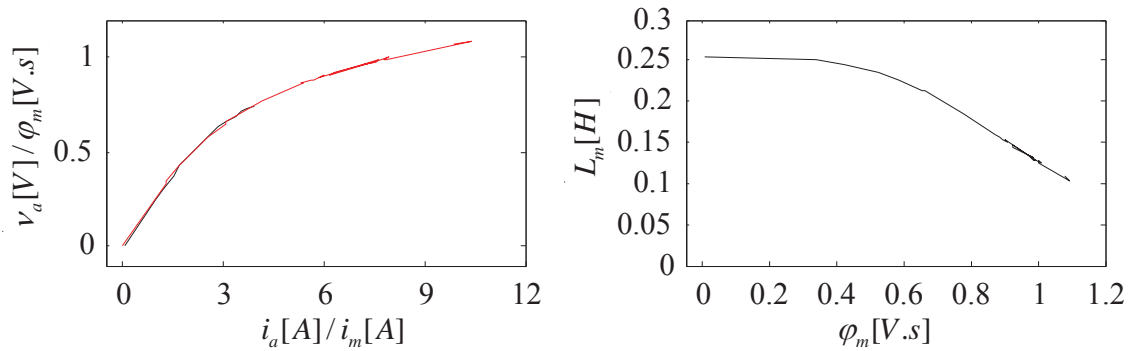
$$\varphi = \frac{|E_m|}{4.44 f} \quad (6.9d)$$

Burada  $E_m$ , ASM'nin elektromotor kuvvetidir.  $V_a$ , statorun bir faz gerilimidir.  $Z$ , ASM'nin T-model eşdeğer devresine ait empedans değeridir.  $f$ , stator faz geriliminin frekansdır.  $\varphi$ , ASM'nin mıknatıslama akısıdır.



**Şekil 6.1.** ASM'nin mıknatıslama eğrisinin ölçülmesi amacı ile oluşturulan deney düzeneği

Ölçülen mıknatıslama eğrisi (6.1)-(6.3) ve (6.8) eşitlikleri kullanılarak hesaplanan mıknatıslama eğrisi ile karşılaştırılarak Şekil 6.2'deki gibi elde edilmiştir.



**Şekil 6.2.** ASM'ye ait mıknatıslama eğrisi ve mıknatıslama endüktansı değişimi.

$|\vec{i}_m|_{(pu)}$  değerini veren ve (6.8) eşitliği ile tanımlanan analitik fonksiyon bu çalışma kapsamında çevrimiçi  $L_m$  kestirimi için kullanılmıştır.

$$\hat{L}_{m(pu)} = \frac{|\varphi_m|_{(pu)}}{i_{m(pu)}} \quad (6.10)$$



Burada  $\hat{L}_{m(pu)}$ , kestirilen  $\hat{L}_m$  'nin birime indirgenmiş (per-unit) değeridir. Ayrıca  $|\vec{\varphi}_m|_{(pu)}$  değerinin belirlenmesi amacıyla kullanılan motor akısının anma değeri  $|\varphi_b|$  Dybkowski ve Orłowska-Kowalska (2010)'da aşağıdaki gibi verilmiştir:

$$|\varphi_b| = \frac{U_b}{\omega_b} \quad (6.11)$$

Burada  $\omega_b$  ve  $U_b$  sırasıyla, rotor açışal frekansının anma değeri ve stator faz geriliminin tepe değeridir. Çizelge 6.1 ve 6.2'de anma değerleri verilen ASM'lerin motor akılarının anma değeri aşağıdaki gibi hesaplanmıştır:

$$|\varphi_b| = \frac{\sqrt{2} \times \frac{380}{\sqrt{3}}}{2\pi \times 50} = 0.987$$

$L_m$  kestirimi için kullanılan çevrimiçi kestirici yönteminde uygulanan adımlar ve hesaplamalar aşağıdaki gibi belirtilmiştir:

1.  $\vec{\varphi}_m$  'nin  $\varphi_{m\alpha}$  ve  $\varphi_{m\beta}$  bileşenleri ve  $|\vec{\varphi}_m|$ , (6.4)-(6.7) eşitlikleri kullanılarak hesaplanmaktadır.
2.  $\vec{\varphi}_m$  'nin  $|\vec{\varphi}_m|_{(pu)}$  değeri, hesaplanan  $|\vec{\varphi}_m|$  değerinin motor akısının anma değerine ( $|\varphi_b|$ ) oranıyla ( $|\vec{\varphi}_m|_{(pu)} = \frac{|\vec{\varphi}_m|}{|\varphi_b|}$ ) elde edilmiştir.  $|\varphi_b|$  değeri ise (6.11) eşitliği kullanılarak elde edilmiştir (Dybkowski ve Orłowska-Kowalska, 2010).
3. Elde edilen  $|\vec{\varphi}_m|_{(pu)}$  değeri, (6.8) eşitliği ile verilen mıknatıslama akımının ( $\vec{l}_m$  'nin) birime indirgenmiş (per-unit) analitik fonksiyonunda kullanılmış ve böylece  $\vec{l}_m$  'nin birime indirgenmiş (per-unit) değeri ( $|\vec{l}_m|_{(pu)}$ ) hesaplanmıştır.
4. Elde edilen  $|\vec{l}_m|_{(pu)}$  değeri ile birlikte  $|\vec{\varphi}_m|_{(pu)}$  değeri (6.10) eşitliğinde kullanılarak kestirilen  $\hat{L}_m$  'nin  $\hat{L}_{m(pu)}$  değeri elde edilmiştir.
5.  $\hat{L}_m$  'nin gerçek değeri ise, hesaplanan  $\hat{L}_{m(pu)}$  değerinin ASM'nin anma mıknatıslama endüktansı değeri  $L_{mn}$  ile çarpılmasıyla elde edilmiştir.
6. Kestirilen  $\hat{L}_m$  değeri, yalnızca alan zayıflama bölgelerinde kontrol ve kestirici sistemine güncellenmiştir. Böylece, ÇG-GKF tabanlı kestirici ve  $\hat{L}_m$  kestiriminin gerçekleştirildiği algoritma ile birlikte oluşturulan karma kestirim yöntemi kullanılarak hem alan zayıflama bölgesinde hem de anma hızında ve

anma hızının altında olan bölgelerde ASM'nin doğrudan VK'sının başarımı sağlanmıştır. Ayrıca çalışma kapsamında GKF ve çevrimiçi  $L_m$ -kestiricisinden oluşan karma kestirim yönteminin kestirim başarımı APKD tabanlı gerçek-zamanlı deney düzeneğinde test edilmiş ve önerilen karma kestirim yönteminin kestirim başarımının oldukça iyi olduğu gözlemlenmiştir.

### 6.3 Rotor Akısı Tabanlı Genişletilmiş ASM Modelleri

Bu çalışmada ilk olarak,  $i_{s\alpha}$ ,  $i_{s\beta}$ ,  $\varphi_{r\alpha}$ ,  $\varphi_{r\beta}$ ,  $\omega_m$ ,  $t_L$ ,  $R_s$  ve  $R_r'$  kestirimi için Barut (2010) ve Barut vd. (2012)'de önerilen ÇG-GKF tabanlı olasıl (stochastic) durum/parameter kestiricisi kullanılmıştır. Önerilen ÇG-GKF algoritması, iki farklı ASM modelinden elde edilen girişlerin bir adet GKF algoritmasına anahtarlanmasıyla elde edilmiştir. Birinci model,  $i_{s\alpha}$ ,  $i_{s\beta}$ ,  $\varphi_{r\alpha}$ ,  $\varphi_{r\beta}$ ,  $\omega_m$ ,  $t_L$ ,  $R_s$  kestirimi için diğer model ise  $i_{s\alpha}$ ,  $i_{s\beta}$ ,  $\varphi_{r\alpha}$ ,  $\varphi_{r\beta}$ ,  $\omega_m$ ,  $t_L$ ,  $R_r'$  kestirimi için kullanılmıştır. Ayrıca ASM stator gerilim ve akımları ASM'den ölçülüyormuş varsayımıyla ÇG-GKF algoritmasına uygulanmış ve APKD üzerinde gerçekleştirilerek DTB ortamında başarımı test edilmiştir. İkinci olarak ise, Barut vd. (2007b), Barut vd. (2008), Barut (2010) ve Barut vd. (2012)'de  $i_{s\alpha}$ ,  $i_{s\beta}$ ,  $\varphi_{r\alpha}$ ,  $\varphi_{r\beta}$ ,  $\omega_m$ ,  $t_L$ ,  $R_r'$  kestirimi için önerilen Model- $t_L$ & $R_r'$  tabanlı ASM modelinden elde edilen girişler GKF algoritmasına uygulanarak elde edilen kestirim algoritmasının başarımı APKD üzerinde gerçek-zamanlı olarak test edilmiştir.

ASM'nin  $\alpha\beta$ - stator duran eksen takımındaki rotor akısı tabanlı genelleştirilmiş modeli aşağıda belirtilen formda verilmiştir.

$$\begin{aligned}\underline{x}_{ei}(k+1) &= \underline{f}_{ei}(\underline{x}_{ei}(k), \underline{u}_e(k)) + \underline{w}_{1i} \\ &= \underline{A}_{ei}(\underline{x}_{ei}(k))\underline{x}_{ei}(k) + \underline{B}_e \underline{u}_e(k) + \underline{w}_{1i}\end{aligned}\quad (6.12)$$

$$\begin{aligned}\underline{Z}(k) &= \underline{h}_e(\underline{x}_{ei}(k)) + \underline{w}_{2i} \text{ (Ölçüm eşitliği)} \\ &= \underline{H}_e \underline{x}_{ei}(k) + \underline{w}_{2i}\end{aligned}\quad (6.13)$$

- i. Model- $t_L$ & $R_s$  tabanlı ASM modelinin ayrıntılı durum uzay gösterimi:

$$\underline{x}_{e1} = [i_{s\alpha}(k) \quad i_{s\beta}(k) \quad \psi_{r\alpha}(k) \quad \psi_{r\beta}(k) \quad \omega_m(k) \quad t_L(k) \quad R_s(k)]^T$$

$$\underline{A}_{e1} = \begin{bmatrix} 1 - a_1 R_s(k) - a_3 & 0 & a_4 & a_5 \omega_m(k) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 - a_1 R_s(k) - a_3 & -a_5 \omega_m(k) & a_4 & 0 & 0 & 0 \\ a_9 & 0 & 1 - a_7 & -a_{10} \omega_m(k) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & a_9 & a_{10} \omega_m(k) & 1 - a_7 & 0 & 0 & 0 \\ -a_{11} \varphi_{r\beta}(k) & a_{11} \varphi_{r\alpha}(k) & 0 & 0 & 1 & -a_{12} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

ii. Model- $t_L$ & $R'_r$ : tabanlı ASM modelinin ayrıntılı durum uzay gösterimi:

$$\underline{x}_{e2} = [i_{s\alpha}(k) \quad i_{s\beta}(k) \quad \psi_{r\alpha}(k) \quad \psi_{r\beta}(k) \quad \omega_m(k) \quad t_L(k) \quad R'_r(k)]^T$$

$$\underline{A}_{e2} = \begin{bmatrix} 1 - a_{14} - a_2 R'_r(k) & 0 & a_{13} R'_r(k) & a_5 \omega_m(k) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 - a_{14} - a_2 R'_r(k) & -a_5 \omega_m(k) & a_{13} R'_r(k) & 0 & 0 & 0 \\ a_8 R'_r(k) & 0 & 1 - a_6 R'_r(k) & -a_{10} \omega_m(k) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & a_8 R'_r(k) & a_{10} \omega_m(k) & 1 - a_6 R'_r(k) & 0 & 0 & 0 \\ -a_{11} \varphi_{r\beta}(k) & a_{11} \varphi_{r\alpha}(k) & 0 & 0 & 1 & -a_{12} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Her iki modelde kullanılan kontrol giriş matrisi, kontrol giriş vektörü ve ölçme matrisi aşağıda verilmiştir:

$$\underline{B}_e = \begin{bmatrix} a_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & a_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T, \underline{u}_e = \begin{bmatrix} v_{s\alpha}(k) \\ v_{s\beta}(k) \end{bmatrix}, \underline{H}_e = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Her iki modelde kullanılan fonksiyonlar aşağıdaki gibidir:

$$a_1 = \frac{T}{L_\sigma}, a_2 = a_1 \frac{L_m^2}{L_r'}, a_3 = a_2 R_r', a_4 = \frac{a_3}{L_m}, a_5 = \frac{a_1 L_m p p}{L_r'}, a_6 = \frac{T}{L_r'}, a_7 = a_6 R_r',$$

$$a_8 = a_6 L_m, a_9 = a_8 R_r', a_{10} = p_p T, a_{11} = a_8 \frac{1.5 p p}{J_T}, a_{12} = \frac{T}{J_T}, a_{13} = \frac{a_2}{L_m}, a_{14} = a_8 R_s$$

Burada,  $i = 1,2$  olmak üzere eşitliklerin hangi modele ait olduğunu göstermektedir.  $\underline{x}_e$ , genişletilmiş durum uzay vektörüdür.  $\underline{f}_e$ , durum ve girişlerin doğrusal olmayan fonksiyonudur.  $\underline{A}_e$ , sistem matrisidir.  $\underline{u}_e$ , kontrol giriş vektörüdür.  $\underline{B}_e$ , giriş matrisidir.  $\underline{w}_1$ , sistem gürültüsüdür.  $\underline{h}_e$ , çıkışların fonksiyonudur.  $\underline{H}_e$ , ölçüm matrisidir.  $\underline{w}_2$ , ölçme gürültüsüdür.  $p_p$ , kutup çifti sayısıdır.  $R_s$  ve  $R_r'$  stator ve rotor dirençleridir.  $L_\sigma = \sigma L_s$ ,

stator geçici endüktansdır.  $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r'}$ , kaçak ya da kuplaj faktörüdür.  $L_s$  ve  $L_r$  sırasıyla, stator ve rotor endüktanlarıdır.  $L_{ls}$  ve  $L_{rs}$ , stator ve rotor kaçak endüktansdır.  $L_m$ , mıknatıslama endüktansdır.  $v_{s\alpha}$  ve  $v_{s\beta}$ , stator gerilimlerinin stator duran eksen takımının bileşenleridir.  $J_T$ , ASM ve yükün toplam eylemsizlik momentidir.  $T$ , örnekleme zamanıdır.

#### 6.4 GKF ya da ÇG-GKF ve Çevrimiçi $L_m$ -Kestirici İle Birlikte Oluşturulan Karma Kestirim Yönteminin APKD Üzerinde Gerçeklenmesi

Şekil 6.3 ve 6.4'te verilen karma kestirim algoritmasında  $i_{s\alpha}$ ,  $i_{s\beta}$ ,  $\varphi_{r\alpha}$ ,  $\varphi_{r\beta}$ ,  $\omega_m$ ,  $t_L$ ,  $R_s$  ve  $R_r'$  kestirimi için kullanılan ÇG-GKF ve  $i_{s\alpha}$ ,  $i_{s\beta}$ ,  $\varphi_{r\alpha}$ ,  $\varphi_{r\beta}$ ,  $\omega_m$ ,  $t_L$  ve  $R_r'$  kestirimi için kullanılan GKF algoritmasına ait eşitlikler aşağıda verilmiştir.

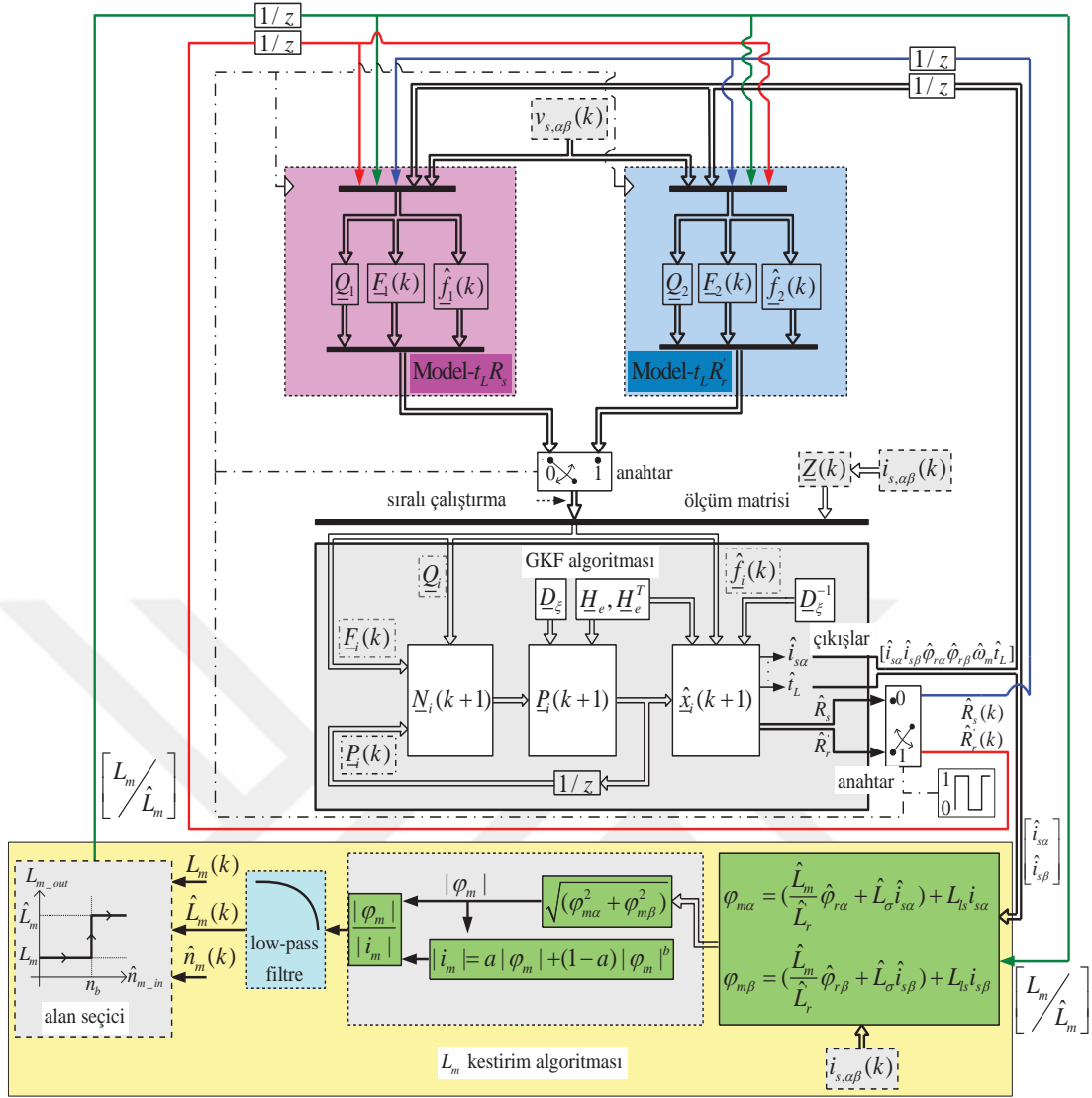
$$\underline{F}_e(k) = \left. \frac{\partial f_e(\underline{x}_e(k), \underline{u}_e(k))}{\partial \underline{x}_e(k)} \right|_{\hat{\underline{x}}_e(k), \underline{u}_e(k)} \quad (6.14a)$$

$$\underline{N}(k) = \underline{F}_e(k) \underline{P}(k) \underline{F}_e(k)^T + \underline{Q} \quad (6.14b)$$

$$\underline{P}(k+1) = \underline{N}(k) - \underline{N}(k) \underline{H}_e^T (\underline{D}_\xi + \underline{H}_e \underline{N}(k) \underline{H}_e^T) \underline{H}_e \underline{N}(k) \quad (6.14c)$$

$$\hat{\underline{x}}_e(k+1) = \hat{f}_e(\underline{x}_{ei}(k), \underline{u}_e(k)) + \underline{P}(k+1) \underline{H}_e^T \underline{D}_\xi^{-1} (\underline{Z}(k) - \underline{H}_e \hat{\underline{x}}_e(k)) \quad (6.14d)$$

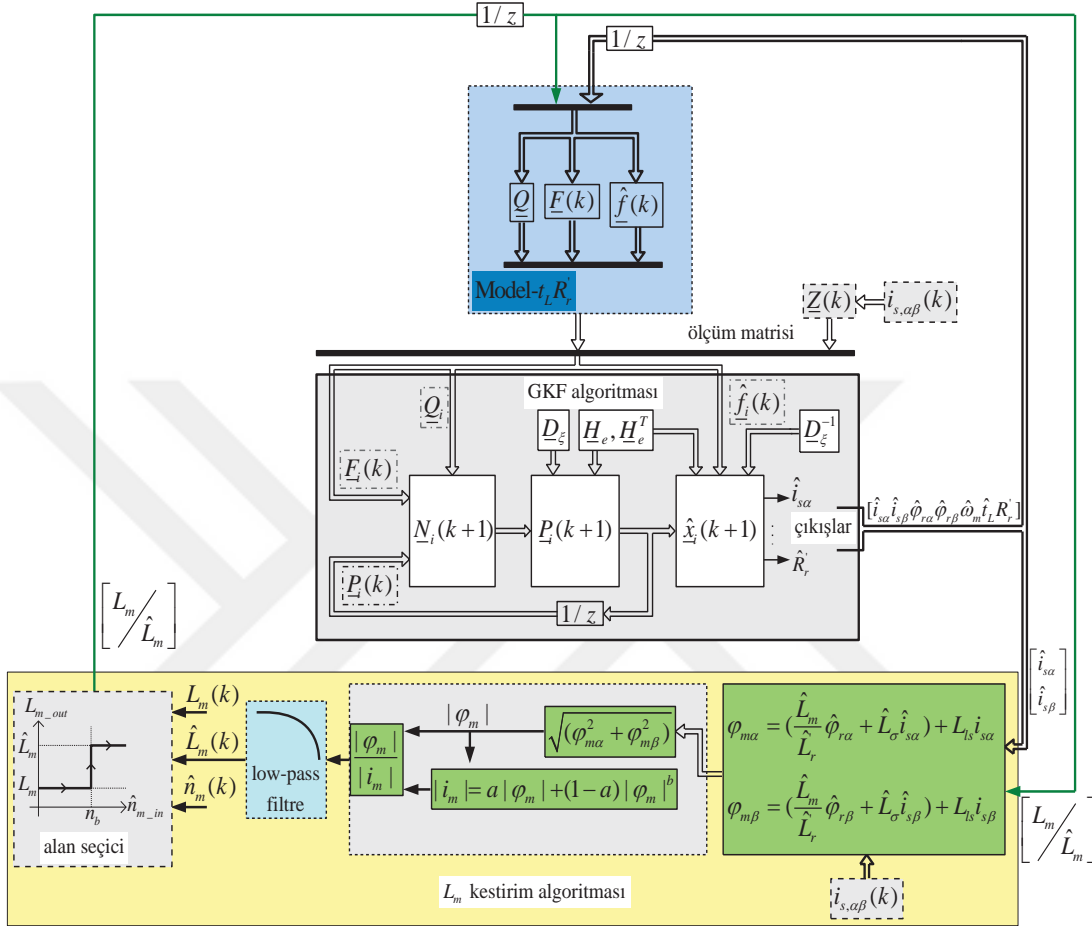
Burada,  $\underline{F}_e$ , doğrusal olmayan modelleri doğrusallaştırmada kullanılan fonksiyondur.  $\hat{f}_e$ , giriş ve durumların doğrusal olmayan fonksiyonudur.  $\underline{Q}$ , sistem gürültüsünün kovaryans matrisidir, model hatası olarak adlandırılır.  $\underline{D}_\xi$ , çıkış gürültüsünün kovaryans matrisidir, ölçme gürültüsü olarak adlandırılır.  $\underline{P}$  ve  $\underline{N}$ , sırasıyla durum kestirim hatası ve dış değer hatasının kovaryans matrisleridir.  $\hat{f}_e$ , öngörülen durumların matris biçimidir.  $\hat{\underline{x}}_e$ , kestirilen durumların matris biçimidir.



Şekil 6.3. ÇG-GKF ve çevrim içi  $L_m$  kestiricisinin paralel çalıştırılması

Şekil 6.3'te görüldüğü üzere, ÇG-GKF algoritmasında, iki farklı ASM modelinden elde edilen girişler tek bir GKF algoritmasına sıralı bir şekilde anahtarlanmıştır (Barut, 2010; Barut vd., 2012). Ayrıca ölçülen stator akım ve gerilmi hem ÇG-GKF algoritmasına hem de çevrim içi  $L_m$  kestirim algoritmasına uygulanmıştır. İki farklı ASM modelinden elde edilen girişlerin anahtarlanması işlemi her örnekleme zamanı  $T$  için tekrarlanmıştır. Kestirilen  $\hat{i}_{s\alpha}$ ,  $\hat{i}_{s\beta}$ ,  $\hat{\varphi}_{r\alpha}$ ,  $\hat{\varphi}_{r\beta}$ ,  $\hat{\omega}_m$ ,  $\hat{t}_L$  değerleri her örnekleme zamanı  $T$ 'de ÇG-GKF algoritmasına güncellenmiştir. Ancak her örnekleme zamanı  $T$ 'de Model- $t_L \& R_s$  ya da Model- $t_L \& R_r$  tabanlı girişler GKF algoritmasına birlikte uygulanmadığı için bir önceki örnekleme zamanı  $T$ 'de kestirilen  $\hat{R}_s$  değeri Model- $t_L \& R_r$  tabanlı ASM modeline sabit bir parametre olarak güncellenmiş ve aynı şekilde bir önceki örnekleme zamanı  $T$ 'de kestirilen  $\hat{R}_r$  değeri de Model- $t_L \& R_s$  tabanlı ASM modeline sabit bir parametre olarak

güncellenmiştir. Ayrıca kestirim hatası kovaryans matrisinin bir sonraki adım değeri  $P_i(k+1)$ , her anahtarlama da değişen GKF algoritma yapısı için  $P_i(k)$  olarak alınmıştır.



Şekil 6.4. GKF ve çevrim içi  $L_m$  kestiricisinin paralel çalıştırılması

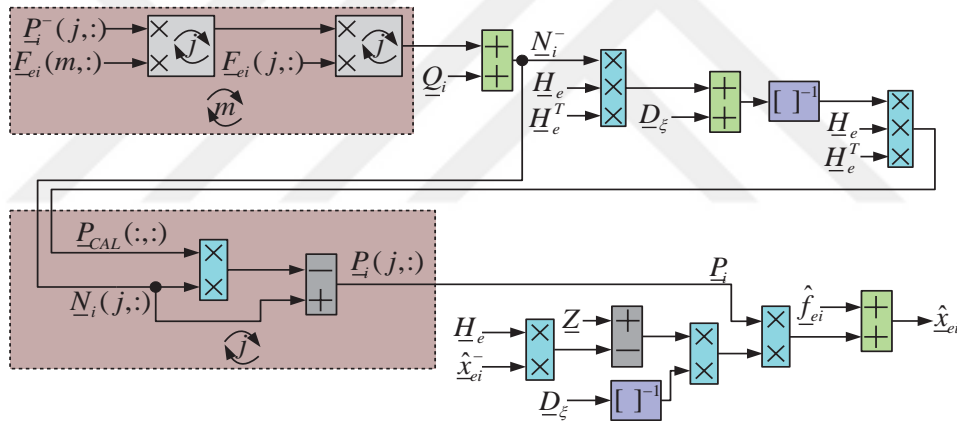
Diğer yandan hem Şekil 6.3'te hem de Şekil 6.4'te,  $L_m$ 'nin kestirilen değeri ya da anma değeri her örnekleme zamanı  $T$ 'de, GKF ya da ÇG-GKF algoritmaları için gerekli girişlerin üretildiği Model-  $t_L \& R_s$  ya da Model-  $t_L \& R_r'$  tabanlı ASM modellerine güncellenmektedir.

GKF ya da ÇG-GKF algoritmaları ile kestirilen rotor akıları ( $\hat{\varphi}_{r\alpha}$  ve  $\hat{\varphi}_{r\beta}$ ), stator akımları ( $\hat{i}_{s\alpha}$  ve  $\hat{i}_{s\beta}$ ) ve ASM'den ölçülen stator akımları ( $i_{s\alpha}$  ve  $i_{s\beta}$ ) kullanılarak ASM mıknatıslama akısı  $\vec{\varphi}_m$ 'nin  $\varphi_{m\alpha}$  ve  $\varphi_{m\beta}$  bileşenleri her örnekleme zamanı  $T$ 'de hesaplanmaktadır. Elde edilen  $\varphi_{m\alpha}$  ve  $\varphi_{m\beta}$  değerleri yalnızca alan zayıflama bölgesine çıktığında aktif olan çevrimiçi  $L_m$  -kestiricisinde  $|\vec{\varphi}_m|$ 'nin hesaplanması

amacıyla kullanılmaktadır. Dolayısıyla çevrimiçi  $L_m$ -kestiricisi içerisinde  $L_m$  kestirimi amacıyla kullanılan miktatsızlama akımının birime indirgenmiş (per-unit) analitik fonksiyonu ve birinci dereceden AGF bloğu, GKF ya da ÇG-GKF algoritması ile paralel olarak çalıştırılmaktadır. Yalnızca alan zayıflama bölgesinde kestirilen  $L_m$  değeri tüm kontrol ve kestirim sistemine her örnekleme zamanı  $T$ 'de güncellenmektedir.

ASM'nin çalışma bölgesinin belirlenmesi amacı ile de kestirilen  $\hat{\omega}_m$  değerinin ASM'nin anma  $\omega_m$  değeri ile karşılaştırıldığı bir bölge seçici oluşturulmuştur. Bölge seçicinin belirlediği hız bölgesine göre çevrimiçi  $L_m$  kestirim algoritması kullanılarak kestirilen  $\hat{L}_m$  değeri kontrol ve kestirici algoritmalarına güncellenmektedir.

Ayrıca GKF algoritmasının APKD üzerinde gerçekleştirilmesine ilişkin akış diyagramı ve gerçekleştirme blokları Şekil 6.5'te görülmektedir.



Şekil 6.5. GKF algoritmasının APKD üzerinde gerçekleştirilmesi

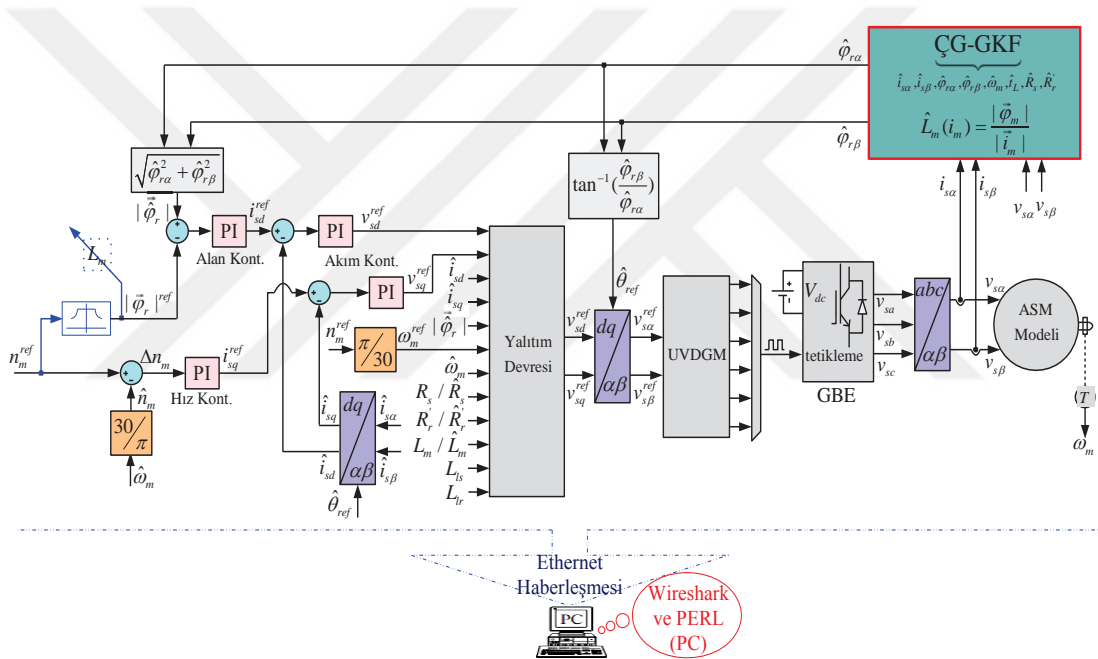
Bu çalışma kapsamında önerilen karma kestirim yöntemlerinden ilki (ÇG-GKF + çevrimiçi  $L_m$ -kestiricisi) ASM'nin hız-algılayıcısız doğrudan VK'sı ile birlikte APKD üzerinde gerçekleştirilerek DTB ortamında kestirim başarımı test edilmiştir. ASM'nin APKD üzerinde gerçekleştirilen karma kestirim yöntemi tabanlı hız-algılayıcısız doğrudan VK'sı Şekil 6.6'da görülmektedir.

Burada, akı referansı  $|\vec{\varphi}_r|^{ref}$ , anma hızının üzerindeki değerlerde Choi vd. (1997) ve Levi vd. (2000)'de belirtilen gerilim sınırından dolayı hız referansı  $n_m^{ref}$  ile ters orantılı olarak azaltılmaktadır ve bu sebeple ASM'nin  $L_m$  değeri alan zayıflama bölgesinde

artmaktadır (Huang ve Liaw, 2003; Klaes, 1993). Şekil 6.6’da alan zayıflama bölgesinde meydana gelen  $L_m$  değişimleri alan zayıflama bloğu ile gösterilmiş ve bu blok aracılığıyla elde edilen  $L_m$  değeri APKD üzerinde oluşturulan hız-algılayıcısız doğrudan VK’lı sürücü sistemindeki ASM modeline uygulanmıştır.  $|\vec{\varphi}_r|^{ref}$ ,  $n_m^{ref}$  ve  $L_m$  arasındaki ilişki matematiksel olarak İnan ve Barut (2014)’te aşağıdaki gibi verilmiştir:

$$|\vec{\varphi}_r|^{ref} = \frac{n_b}{n_m^{ref}} |\vec{\varphi}_r|^{rated} \text{ for } n_m^{ref} > n_b \quad (6.15a)$$

$$L_m = \frac{|\vec{\varphi}_r|^{rated}}{|\vec{\varphi}_r|^{ref}} L_{mn} \text{ for } n_m^{ref} > n_b \quad (6.15b)$$



Şekil 6.6. APKD üzerinde oluşturulan ASM’nin hız-algılayıcısız doğrudan VK’sı

## 6.5 Karma Kestirim Yöntemine İlişkin DTB Sonuçları

APKD ile DTB ortamında oluşturulan karma kestirim yöntemine ve ASM’nin hız-algılayıcısız doğrudan VK’sına ait kestirim ve kontrol başarımları Şekil 6.7 ve 6.8’de verilmiştir. Önerilen kestirim yönteminin başarımları, alan zayıflama bölgesini de kapsayan geniş bir hız aralığında  $T_L$ ,  $R_s$  ve  $R_r'$ ’nin basamak şeklindeki değişimleri altında test edilmiştir.



Önerilen karma kestirim yönteminde  $\hat{i}_{s\alpha}$ ,  $\hat{i}_{s\beta}$ ,  $\hat{\varphi}_{r\alpha}$ ,  $\hat{\varphi}_{r\beta}$ ,  $\hat{\omega}_m$ ,  $\hat{t}_L$ ,  $\hat{R}_s$  ve  $\hat{R}_r$  kestirimleri için kullanılan ÇG-GKF tabanlı kestiricisinin hem geçici-hal hem de sürekli-haldeki kestirim başarımını oldukça etkileyen  $\underline{P}_i$ ,  $\underline{Q}_i$  ve  $\underline{D}_\xi$  kovaryans matrislerinin değerleri deneme-yanılma yöntemi ile belirlenmiştir. Ayrıca  $\underline{P}_i$ ,  $\underline{Q}_i$  ve  $\underline{D}_\xi$  matrisleri hesaplama kolaylığı kazandırması amacıyla köşegen matrisler olarak seçilmiştir.  $\underline{P}_i$ ,  $\underline{Q}_i$  ve  $\underline{D}_\xi$  köşegen matrislerinin deneme yanılma yöntemi ile belirlenen eleman değerleri aşağıdaki gibi verilmiştir:

$$\underline{Q}_1 = \text{diag}(q_{i_s} \ q_{i_s} \ q_{\varphi_r} \ q_{\varphi_r} \ q_{\omega_m} \ q_{t_L} \ q_{R_s})$$

$$\underline{Q}_2 = \text{diag}(q_{i_s} \ q_{i_s} \ q_{\varphi_r} \ q_{\varphi_r} \ q_{\omega_m} \ q_{t_L} \ q_{R_r'})$$

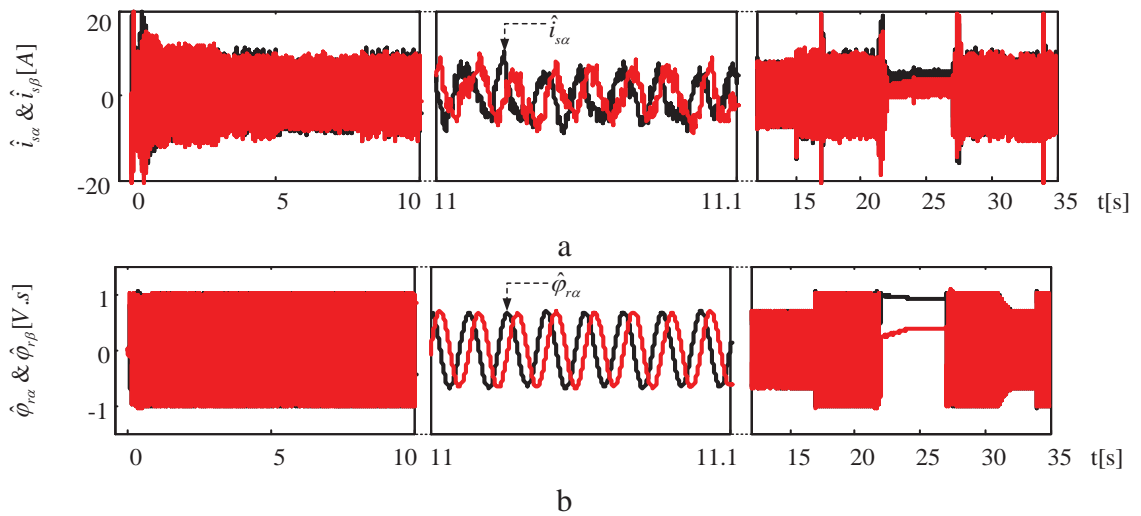
$$\underline{P}_i = \text{diag}(p \ p \ p \ p \ p \ p \ p)$$

$$\underline{D}_\xi = \text{diag}(d \ d)$$

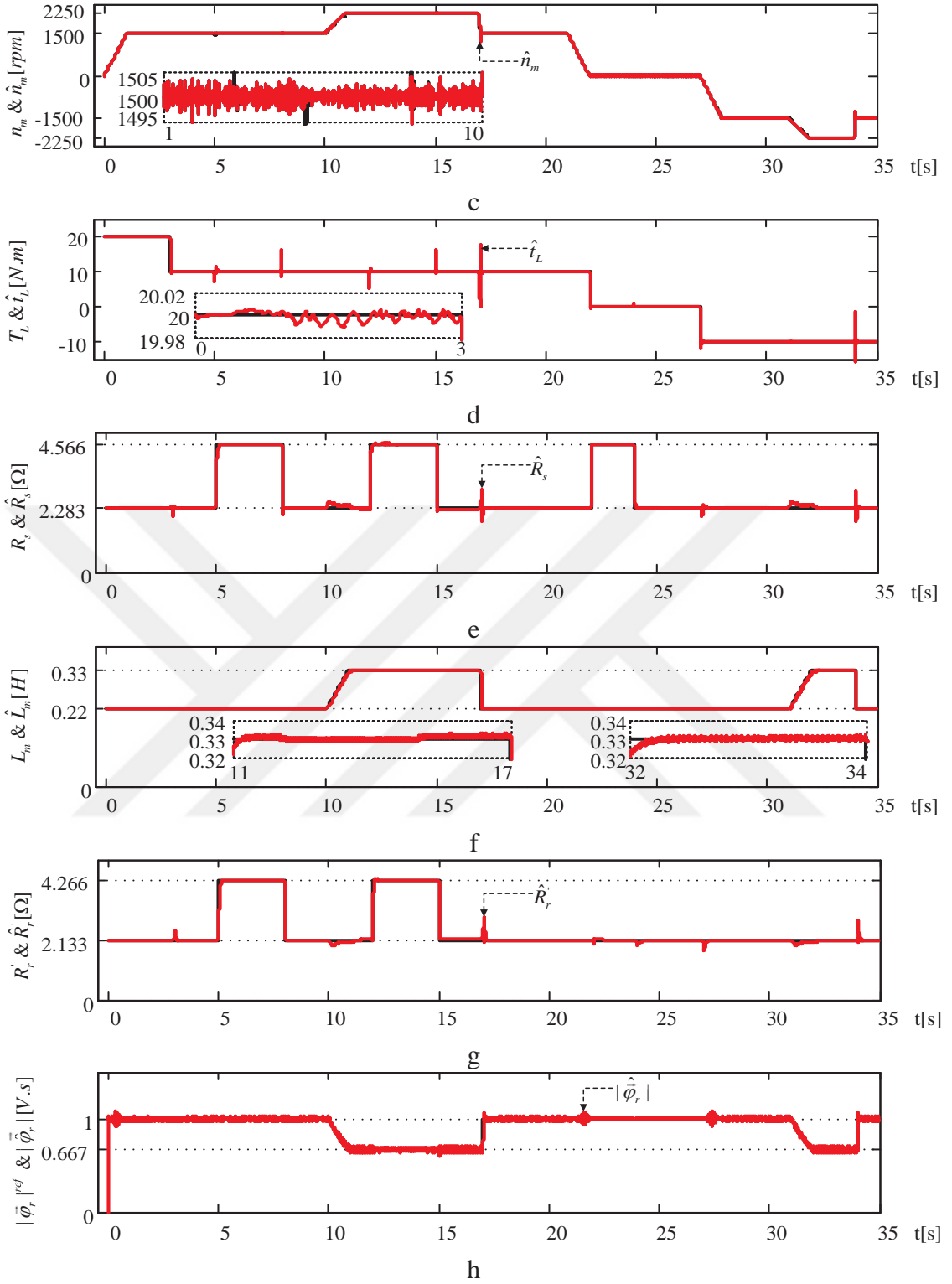
Burada;

$$q_{i_s} = 4 \times 10^{-3}, \ q_{\varphi_r} = 10^{-8}, \ q_{\omega_m} = 5 \times 10^{-12}, \ q_{t_L} = 5.7 \times 10^{-2}, \\ q_{R_s} = 4.5 \times 10^{-3}, \ q_{R_r'} = 4.5 \times 10^{-5}, \ p = 9, \ d = 10^{-4}$$

olarak belirlenmiştir.

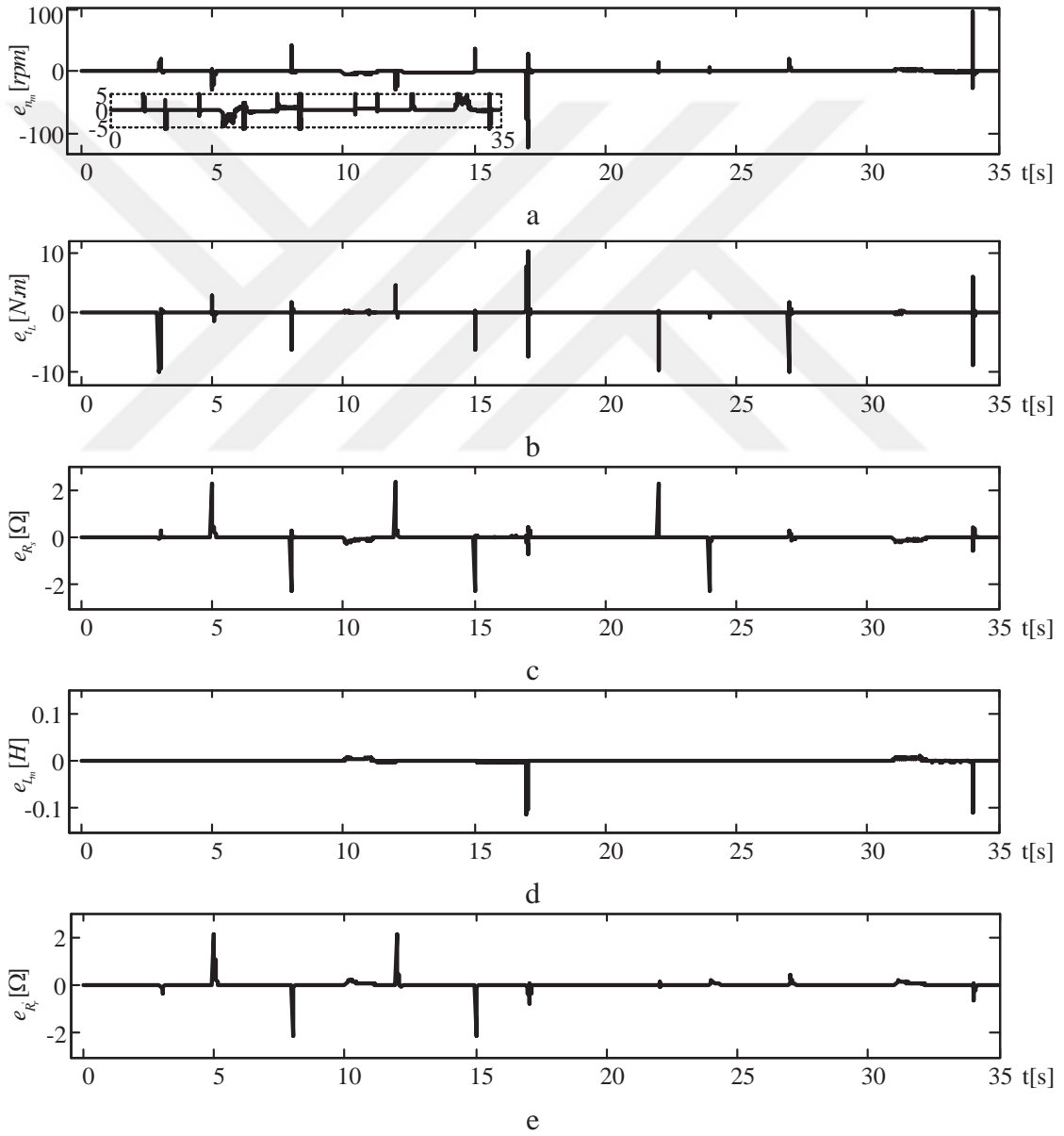


**Şekil 6.7.** Karma kestirim yöntemine ait kestirim sonuçları (a)  $\hat{i}_{s\alpha}$  ve  $\hat{i}_{s\beta}$  değişimi (b)  $\hat{\varphi}_{r\alpha}$  ve  $\hat{\varphi}_{r\beta}$  değişimi (c)  $n_m$  ve  $\hat{n}_m$  değişimi (d)  $t_L$  ve  $\hat{t}_L$  değişimi (e)  $R_s$  ve  $\hat{R}_s$  değişimi (f)  $L_m$  ve  $\hat{L}_m$  değişimi (g)  $R_r'$  ve  $\hat{R}_r'$  değişimi (h)  $|\vec{\varphi}_r|^{ref}$  ve  $|\vec{\varphi}_r|$  değişimi

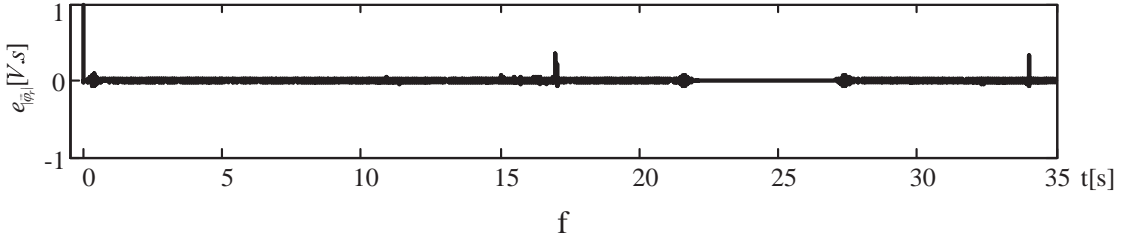


**Şekil 6.7.** (Devamı) Karma kestirim yöntemine ait kestirim sonuçları (a)  $\hat{t}_{s\alpha}$  ve  $\hat{t}_{s\beta}$  değişimi (b)  $\hat{\varphi}_{r\alpha}$  ve  $\hat{\varphi}_{r\beta}$  değişimi (c)  $n_m$  ve  $\hat{n}_m$  değişimi (d)  $t_L$  ve  $\hat{t}_L$  değişimi (e)  $R_s$  ve  $\hat{R}_s$  değişimi (f)  $L_m$  ve  $\hat{L}_m$  değişimi (g)  $R_r'$  ve  $\hat{R}_r'$  değişimi (h)  $|\vec{\varphi}_r|^{ref}$  ve  $|\vec{\varphi}_r|$  değişimi

Ayrıca APKD üzerinde gerçekleştirilen tüm kontrol sisteminin örnekleme zamanı  $T = 20.29 [\mu s]$ 'dir. Örnekleme zamanı  $T$ , APKD üzerinde yazılımsal olarak konumlandırılan bir sayıcı ve kullanılan APKD'nin dahili saat frekansı kullanılarak belirlenmiştir. Tüm sürücü sisteminin bir döngüde gerçekleşmesi için 2029 saat darbesinin gerekli olduğu APKD üzerinde yazılımsal olarak konumlandırılan sayıcı tarafından sayılmıştır ve kullanılan Xilinx Virtex XC5VLX110T APKD setinin saat frekansı  $100 [MHz]$ 'dir. APKD üzerinde oluşturulan DTB ortamında ASM modeli çeşitli hız bölgelerinde çalıştırılarak kestirim ve kontrol başarımına ilişkin sonuçlar gözlemlenmiştir.



**Şekil 6.8.** Karma kestirim yöntemine ait kestirim hataları (a)  $e_{n_m} = n_m - \hat{n}_m$  değişimi (b)  $e_{t_L} = t_L - \hat{t}_L$  değişimi (c)  $e_{R_s} = R_s - \hat{R}_s$  değişimi (d)  $e_{L_m} = L_m - \hat{L}_m$  değişimi (e)  $e_{R_r'} = R_r' - \hat{R}_r'$  değişimi (f)  $e_{|\vec{\varphi}_r|} = |\vec{\varphi}_r|^{ref} - |\vec{\varphi}_r|$  değişimi



**Şekil 6.8.** (Devamı) Karma kestirim yöntemine ait kestirim hataları (a)  $e_{n_m} = n_m - \hat{n}_m$  değişimi (b)  $e_{t_L} = t_L - \hat{t}_L$  değişimi (c)  $e_{R_s} = R_s - \hat{R}_s$  değişimi (d)  $e_{L_m} = L_m - \hat{L}_m$  değişimi (e)  $e_{R'_r} = R'_r - \hat{R}'_r$  değişimi (f)  $e_{|\vec{\varphi}_r|} = |\vec{\varphi}_r|^{ref} - |\vec{\varphi}_r|$  değişimi

### 6.5.1 ASM'nin sıfır hızdan anma hızına kadar hızlandırılması ve anma hızında ileri ve terslendirilmiş yönde çalışması

Bu çalışma durumunda, ASM anma yük momenti  $t_L = 20 [N.m]$ 'de sıfır hızdan anma hızı  $n_b = 1500 [d/dk]$ 'ya kadar hızlandırılmıştır. Başlangıçta, yalnızca alan zayıflama bölgesinde çevrimiçi  $L_m$ -kestiricisi ile kestirilen  $\hat{L}_m$ 'nin ve Model- $t_L \& R'_r$  tabanlı ASM modelinden elde edilen girişler kullanılarak kestirilen  $R'_r$ 'nin başlangıç koşulları anma değerlerinde alınarak ÇG-GKF algoritması ile yalnızca Model- $t_L R_s$  tabanlı ASM modelinden elde edilen girişler ile kestirime başlamıştır. Burada  $\hat{t}_{s\alpha}$ ,  $\hat{t}_{s\beta}$ ,  $\hat{\varphi}_{r\alpha}$ ,  $\hat{\varphi}_{r\beta}$ ,  $\hat{\omega}_m$  durumlarının başlangıç değerleri sıfır,  $\hat{t}_L$  ve  $\hat{R}_s$  parametrelerinin başlangıç değerleri ise anma değerlerinde alınmıştır. Başlangıç durumundan 0.5 [s] sonra Model- $t_L \& R_s$  ve Model- $t_L \& R'_r$  tabanlı ASM modelinden elde edilen girişler GKF algoritmasına her örnekleme zamanı  $T$ 'de anahtarlanarak ÇG-GKF kestiricisi ile ardışıl kestirim yapılmaya başlanmıştır. Anma hızının üzerindeki hız değerlerine çıkılmayan bu bölgede, kestirilen  $\hat{L}_m$  değeri çalışma süresince  $L_{mn}$  olarak alınmış ve tüm kontrol ve kestirim sistemine bu değerle güncellenmiştir.

ASM'nin hızlanmaya başlamasından itibaren ÇG-GKF algoritmasının meydana gelen basamak şeklindeki  $t_L$ ,  $R_s$  ve  $R'_r$  değişimlerini oldukça hızlı ve iyi bir başarımla kestirdiği Şekil 6.7 ve 6.8'de görülmektedir. ASM, anma hızında dönerken  $t_L$ , 3. [s]'de anma değerinin yarısı olan 10 [N.m]'ye düşürülmüş ve bu basamak şeklindeki değişim ÇG-GKF algoritması ile başarılı bir şekilde kestirilmiştir. Ayrıca  $5 < t < 8$  [s] zaman aralığında  $R_s$  ve  $R'_r$  değerleri aynı zamanda  $2xR_s$  ve  $2xR'_r$  değerlerine çıkarılmış ve bu basamak şeklindeki değişimler de, ÇG-GKF tabanlı kestirici ile başarılı bir şekilde

kestirilmiştir.  $R_s$  ve  $R_r'$  değişimleri esnasında kestirilen  $\hat{t}_L$  ve  $\hat{n}_m$  değerlerinde ve aynı şekilde  $t_L$  değişimi esnasında kestirilen  $\hat{R}_s$ ,  $\hat{R}_r'$  ve  $\hat{n}_m$  değerlerinde sıçramalar ve küçük sapmalar meydana gelmektedir. Bu sapma ve sıçramaların da ÇG-GKF algoritmasının yüksek kestirim başarımı ile gerçek değerlerine hızlı bir şekilde yakınsadığı Şekil 6.7c, 6.7d, 6.7e ve 6.7g'de görülmektedir. Parametre ve durum kestirimlerinde meydana gelen hatalar da Şekil 6.8a, 6.8b, 6.8c ve 6.8e'de verilmiştir.

ASM, 22. [s]'de sıfır hızdan başlayarak ters yönde hızlandırılmış ve terslendirilmiş hız bölgesinde anma hızında 13 [s] boyunca çalıştırılmıştır. Anma hızında terslendirilmiş olarak dönen ASM'de herhangi bir parametre değişimi yapılmamıştır ancak meydana gelen hız değişiminin ÇG-GKF algoritması ile başarılı bir şekilde kestirildiği ve kestirilen hız değerinin ASM modelinden elde edilen hız değerine hızlı bir şekilde yakınsadığı Şekil 6.7c ve 6.8a'da görülmektedir.

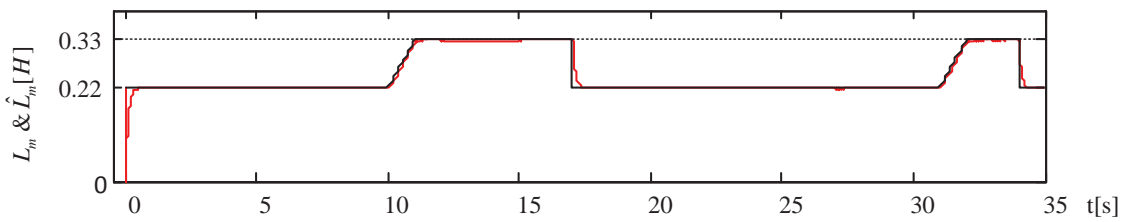
### 6.5.2 ASM'nin ileri ve terslendirilmiş hızda alan zayıflama bölgesinde çalışması

ASM anma hızında ve  $t_L = 10$  [N.m]'lik sabit yük momenti ile dönerken 10. [s]'de hızlandırılmaya başlanmış ve  $10 < t < 17$  [s] zaman aralığında ASM alan zayıflama bölgesinde çalıştırılmıştır. ASM anma hızının üzerine çıkarıldığı anda motor akısında meydana gelen zayıflamadan dolayı ASM'nin artan  $L_m$  değerinin doğru değeri ÇG-GKF tabanlı kestirici ile paralel çalışan çevrim içi  $L_m$  kestirici algoritması tarafından kestirilerek tüm kontrol sistemine güncellenmiştir. Alan zayıflama bölgesinde motor akısıyla ters orantılı olarak artan  $L_m$  değerinin başarılı bir şekilde kestirildiği Şekil 6.7f ve 6.8d'de görülmektedir. Çevrimiçi  $L_m$ -kestiricisi ile birlikte kullanılan alçak-geçiren filtre nedeni ile geçici-hal durumlarında kestirilen  $\hat{L}_m$  değerinin gerçek  $L_m$  değerini Şekil 6.7f'de geriden takip ettiği görülmektedir. Ancak sürekli-hal durumunda kestirilen  $\hat{L}_m$  değerinin, gerçek  $L_m$  değerine başarılı bir şekilde yakınsadığı Şekil 6.8d'de verilen kestirim hatasından anlaşılmaktadır. Anma hızının üzerinde 2250 [d/dk]'lık sabit hızda çalıştırılan ASM modelinde  $R_s$  ve  $R_r'$  parametre değerleri 12. [s]'de eş zamanlı olarak iki katına ( $2xR_s$  ve  $2xR_r'$ ) çıkarılmış ve yine eş zamanlı olarak 15. [s]'de anma değerlerine düşürülmüştür.  $R_s$  ve  $R_r'$  parametrelerinde basamak şeklinde meydana gelen değişimler çevrimiçi  $L_m$ -kestiricisi ile birlikte paralel olarak çalıştırılan ÇG-GKF tabanlı kestirici tarafından başarılı bir şekilde gözlemlenmiştir.

Terslendirilmiş anma hızı  $n_b = -1500 [d/dk]$ 'da dönen ASM 31. [s]'de anma hızının üzerine çıkarılmıştır ve  $32 < t < 34 [s]$  zaman aralığında  $n_m = -2250 [d/dk]$ 'da sabit hızda çalıştırılmıştır. Çevrimiçi  $L_m$ -kestiricisi ile rotor akısına bağlı olarak  $L_m$ 'de meydana gelen değişimler hem geçici-halde hem de sürekli-halde başarılı bir şekilde kestirilmiştir.  $L_m$  ve  $n_m$ 'de meydana gelen değişimler nedeni ile ÇG-GKF tarafından kestirilen  $\hat{i}_{s\alpha}$ ,  $\hat{i}_{s\beta}$ ,  $\hat{\varphi}_{r\alpha}$ ,  $\hat{\varphi}_{r\beta}$ ,  $\hat{\omega}_m$ ,  $\hat{t}_L$ ,  $\hat{R}_s$  ve  $\hat{R}_r$  değerlerinde salınımlar meydana gelmiştir fakat bu salınımlar başarılı bir şekilde gerçek değerlerine yakınsamaktadır.

Bütün hız aralıklarında ÇG-GKF tarafından kestirilen  $\hat{\varphi}_{r\alpha}$  ve  $\hat{\varphi}_{r\beta}$  değerleri kullanılarak hesaplanan  $|\vec{\varphi}_r|$  değerinin, referans rotor akısı  $|\vec{\varphi}_r|^{ref}$ 'de meydana gelen değişimlere başarılı bir şekilde yakınsadığı Şekil 6.7h ve 6.8f'de görülmektedir.

Çevrimiçi  $L_m$  -kestiricisinin bütün hız değerlerinde kestirim başarımının gözlemlenebilmesi amacıyla tüm hız değerlerinde bu kestirim algoritması aktif edilmiş ve ASM'nin yalnızca alan zayıflama bölgesinde çalışması esnasında kestirilen  $\hat{L}_m$  değeri tüm sürücü sistemine güncellenmiştir. Anma hızındaki ve anma hızının altındaki hız değerlerinde çalışma esnasında ise ASM'nin anma  $L_{mn}$  değeri bütün sürücü sistemine güncellenmiştir. Çevrimiçi  $L_m$ -kestiricisinin sıfır hızda çalışma durumu dışında diğer hız değerlerindeki kestirim başarımının oldukça yüksek olduğu Şekil 6.9'da görülmektedir.



**Şekil 6.9.** Tüm hız değerlerinde  $\hat{L}_m$ 'nin  $L_m$ 'ye karşı değişimi

Böylelikle, İnan ve Barut (2014)'te ilk defa kullanılan yeni ÇG-GKF tabanlı kestirim yöntemine göre daha az işlem yükü içeren ve bu çalışmada önerilen karma kestirim yöntemi ile alan zayıflama bölgesinde ASM hız-algılayıcısız kontrolünün yüksek bir başarımla sağlandığı açıkça görülmektedir.

### 6.5.3 ASM'nin sıfır hızda çalışması

APKD üzerinde oluşturulan ÇG-GKF tabanlı kestiricisi, ASM sürücü sistemleri ve kestirici yöntemleri için en zorlayıcı durum olan yüksüz durumda sıfır hızda çalışma koşulu altında da test edilmiştir.

Şekil 6.7c'de görüldüğü gibi anma hızında çalıştırılan ASM'nin hızı 21. [s]'de sıfır hıza düşürülmüş ve  $22 < t < 27$  [s] zaman aralığında sıfır hızda çalıştırılmıştır. ASM sıfır hıza düştüğü anda  $t_L = 0$  [N.m]'ye düşürülmüş ve aynı anda  $R_s$  değeri  $2xR_s$  değerine çıkarılmıştır. Daha sonra  $R_s$  değeri 23. [s]'de anma değerine düşürülmüştür. ASM modelinde meydana getirilen basamak şeklindeki bu değişimler, bütün kontrol ve kestirim yöntemlerinde  $\hat{L}_m = L_{mn}$  alınarak ÇG-GKF tabanlı kestirici tarafından oldukça yüksek bir başarımla kestirilmiştir.

**Çizelge 6.3.** ASM'nin karma kestirim yöntemi tabanlı hız-algılayıcısız doğrudan VK'sında DTB ortamında oluşturulan algoritmaların APKD üzerinde hesaplanma süreleri

Algoritma	Süre ( $\mu s$ )
Doğrudan VK	8.05
ASM Modeli	0.68
GKF// $L_m$ kestiricisi	11.56
Toplam	20.29
$T$ (Örnekleme Zamanı)	20.29

**Çizelge 6.4.** APKD üzerinde DTB ortamında gerçekleştirilen ASM'nin karma kestirim yöntemi tabanlı hız-algılayıcısız doğrudan VK'sı için kullanılan mantıksal birimlerin sayısı

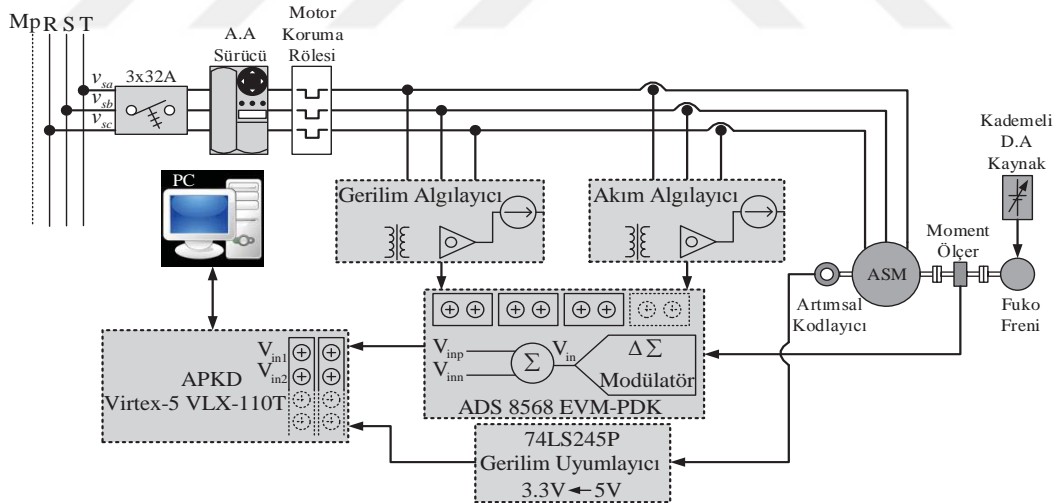
Kullanılan Kaynak	Kullanılan Sayı	APKD'daki Toplam Sayı	Kullanım Oranı
Slice Register	28099	69120	%40
Slice LUTs	65306	69120	%91
Occupied Slices	16994	17280	%98
DSP48Es	64	64	%100

Çizelge 6.3'te her bir algoritmanın hesaplanma süreleri, Çizelge 6.4'te APKD üzerinde kullanılan mantıksal birimlerin sayıları ve oranları verilmiştir.

## 6.6 Karma Kestirim Yöntemine İlişkin Gerçek-Zamanlı Deneysel Sonuçlar

Barut vd. (2007b), Barut vd. (2008), Barut (2010) ve Barut vd. (2012)'de,  $i_{s\alpha}$ ,  $i_{s\beta}$ ,  $\varphi_{r\alpha}$ ,  $\varphi_{r\beta}$ ,  $\omega_m$ ,  $t_L$  ve  $R_r'$  kestirimi için Model- $t_L$ & $R_r'$  tabanlı ASM modelinden elde edilen girişlerin GKF algoritmasına uygulanması ile elde edilen kestirim yöntemi ile birlikte,  $L_m$  kestirimi için Levi vd. (2000), Zaky vd. (2008), Zaky vd. (2009) ve Dybkowski ve Orłowska-Kowalska (2010)'da önerilen ters miknatıslama eğrisinin analitik fonksiyonu kullanılarak oluşturulan karma kestirim yönteminin kestirim başarımı APKD tabanlı açık-çevrimli deney düzeneği üzerinde gerçek-zamanlı olarak test edilmiştir. Gerçek-zamanlı olarak başarımı test edilen karma kestirim yöntemi Şekil 6.4'te görülmektedir.

Önerilen karma kestirim yönteminin başarımının gerçek-zamanlı olarak test edildiği APKD tabanlı deney düzeneği Şekil 6.10'da görülmektedir.



Şekil 6.10. APKD tabanlı gerçek-zamanlı deney düzeneği

Şekil 6.10'da belirtilen deney düzeneğinde;

- Texas Instruments firmasının üretmiş olduğu ADS 8568 EVM-PDK ASD'si,
- Rotor açısal hızı ve yük momentine ilişkin gerçek değerleri elde etmek için ETH'in DRBK-50 serisi 50  $[N.m]$ 'lik moment ölçeri,



- Heidenhain'nın ERN120 serisi 5000 dilimlik artımsal kodlayıcısı ve 74LS245P gerilim uyulmama entegresi,
- Üç faz stator gerilimlerini ölçmek için LEM'in LV100-400 gerilim algılayıcısı,
- Üç faz stator akımlarını ölçmek için LEM'in LA55-P/SP1 akım algılayıcısı,
- Ölçüm biriminin oluşturulması ve kestirim algoritmalarının gerçekleştirilmesi amacıyla ile Xilinx firmasının üretmiş olduğu Virtex XC5VLX110T APKD'si,
- TEE Electric Motors firması tarafından üretilen 2.2 [kW]'lık ASM,

kullanılmıştır.

Önerilen karma kestirim yönteminde  $\hat{i}_{s\alpha}$ ,  $\hat{i}_{s\beta}$ ,  $\hat{\varphi}_{r\alpha}$ ,  $\hat{\varphi}_{r\beta}$ ,  $\hat{\omega}_m$ ,  $\hat{t}_L$  ve  $\hat{R}'_r$  kestirimleri için kullanılan GKF tabanlı kestiricisinin kestirim başarımını oldukça etkileyen  $\underline{P}$ ,  $\underline{Q}$  ve  $\underline{D}_\xi$  kovaryans matrislerinin değerleri deneme-yanılma yöntemi ile belirlenmiştir. Ayrıca  $\underline{P}$ ,  $\underline{Q}$  ve  $\underline{D}_\xi$  matrisleri hesaplama kolaylığı kazandırması amacıyla köşegen matrisler olarak seçilmiştir.  $\underline{P}$ ,  $\underline{Q}$  ve  $\underline{D}_\xi$  köşegen matrislerinin eleman değerleri denem-yanılma yöntemi ile belirlenmiştir. Bu köşegen matrislere ait elemanlar aşağıdaki gibi isimlendirilmiştir:

$$\underline{Q} = \text{diag}(q_{i_{s1}} \quad q_{i_{s2}} \quad q_{\varphi_r} \quad q_{\varphi_r} \quad q_{\omega_m} \quad q_{t_L} \quad q_{R'_r})$$

$$\underline{P} = \text{diag}(p \quad p \quad p \quad p \quad p \quad p \quad p)$$

$$\underline{D}_\xi = \text{diag}(d \quad d)$$

$\underline{P}$ ,  $\underline{Q}$  ve  $\underline{D}_\xi$  köşegen matrislerinin elemanları, ASM'nin anma hızında ya da anma hızının altındaki hız değerlerinde ve anma hızının üzerindeki alan zayıflama bölgesinde çalışması durumuna göre iki farklı değer almaktadır. Bir adet hız karşılaştırıcısı kullanılarak GKF tarafından kestirilen rotor mekanik hız bilgisi ASM'nin anma hız değeri ile karşılaştırılarak  $\underline{P}$ ,  $\underline{Q}$  ve  $\underline{D}_\xi$  köşegen matrislerinin eleman değerleri çalışma bölgesine göre değiştirilmiştir.

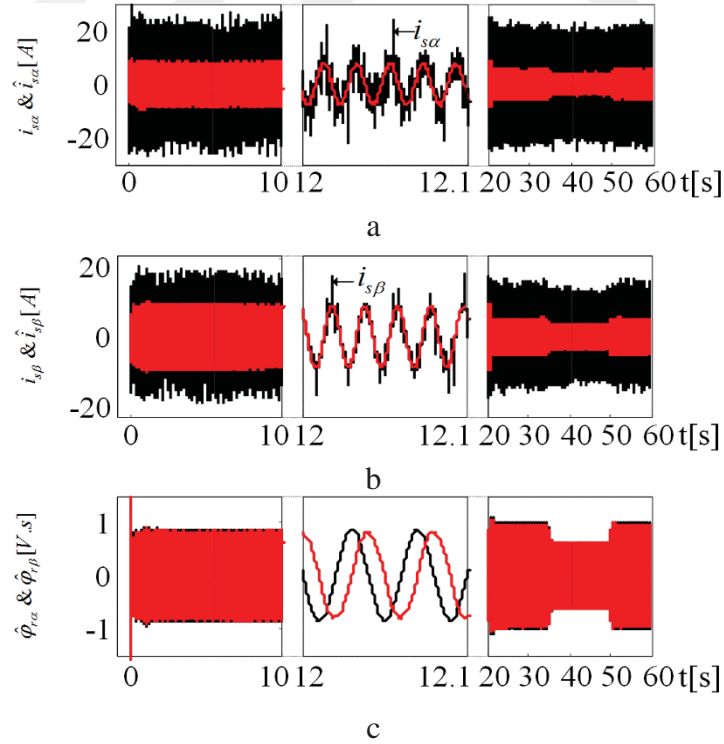
Anma hızı ve anma hızının altındaki hız değerlerinde  $\underline{P}$ ,  $\underline{Q}$  ve  $\underline{D}_\xi$  köşegen matrislerin eleman değerleri aşağıda belirtildiği gibi tespit edilmiştir:

$$q_{i_{s1}} = 8 \times 10^{-6}, q_{i_{s2}} = 8 \times 10^{-6}, q_{\varphi_r} = 7 \times 10^{-8}, q_{\omega_m} = 4 \times 10^{-12}, q_{t_L} = 4 \times 10^{-7}, q_{R_r'} = 5 \times 10^{-9}, p = 10, d = 2 \times 10^{-2}$$

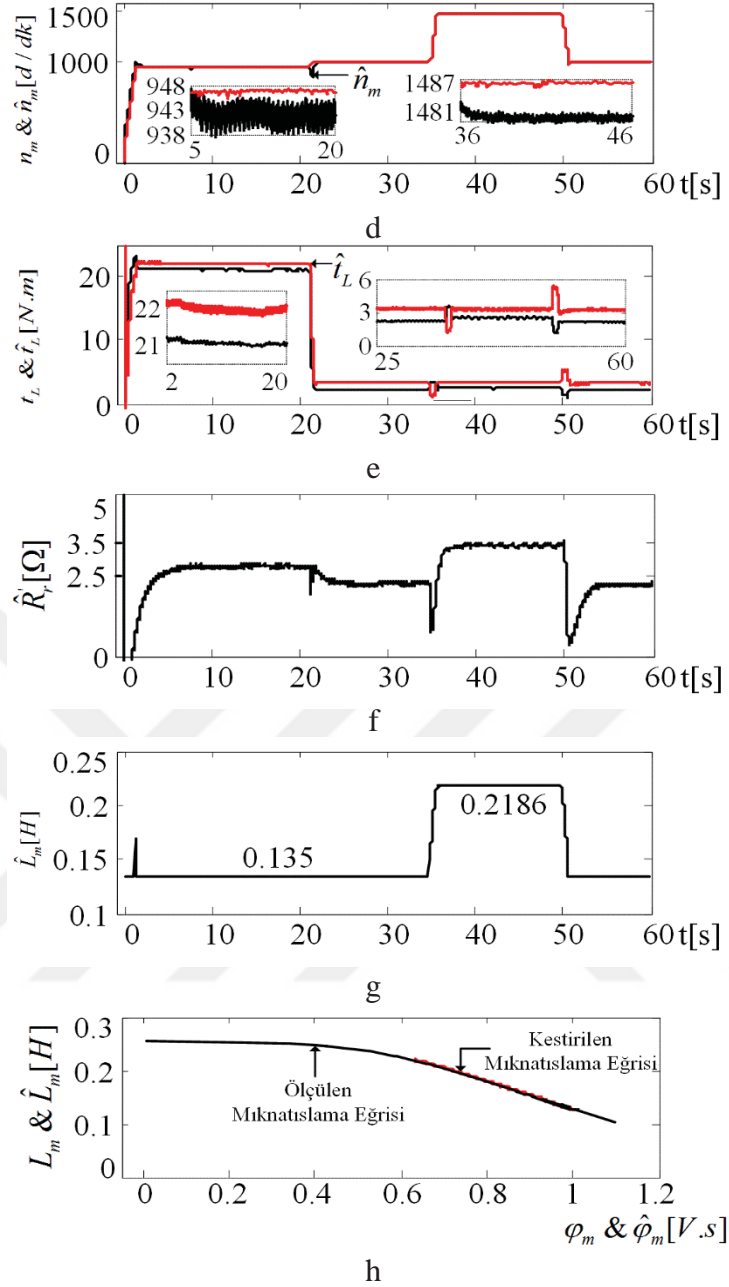
Anma hızının üzerindeki alan zayıflama bölgesinde çalışma durumunda ise GKF algoritmasına ait  $\underline{P}$ ,  $\underline{Q}$  ve  $\underline{D}_\xi$  köşegen matrislerin eleman değerleri aşağıda verilmiştir:

$$q_{i_{s1}} = 2 \times 10^{-4}, q_{i_{s2}} = 1 \times 10^{-5}, q_{\varphi_r} = 8 \times 10^{-12}, q_{\omega_m} = 4 \times 10^{-12}, q_{t_L} = 4 \times 10^{-7}, q_{R_r'} = 1 \times 10^{-9}, p = 10, d = 1 \times 10^{-2}$$

Ayrıca APKD üzerinde gerçekleştirilen açık-çevrimli kestirim yönteminin örnekleme zamanı  $T = 20 [\mu s]$ 'dir (Karma kestirim yöntemi + ASM'den gerilim, akım, hız ve moment bilgisinin okunması). Örnekleme zamanı  $T$ , APKD üzerinde yazılımsal olarak konumlandırılan bir sayıcı ve kullanılan APKD'nin dahili saat frekansı kullanılarak belirlenmiştir. Tüm sürücü sisteminin bir döngüde gerçekleşmesi için 2000 saat darbesinin gerekli olduğu, saat frekansı  $100 [MHz]$  olan Xilinx Virtex XC5VLX110T APKD'si üzerinde yazılımsal olarak konumlandırılan sayıcı tarafından sayılmıştır.



**Şekil 6.11.** Karma kestirim yöntemine ait deneysel sonuçlar (a)  $i_{s\alpha}$  ve  $\hat{i}_{s\alpha}$  değişimi (b)  $i_{s\beta}$  ve  $\hat{i}_{s\beta}$  değişimi (c)  $\hat{\varphi}_{r\alpha}$  ve  $\hat{\varphi}_{r\beta}$  değişimi (d)  $n_m$  ve  $\hat{n}_m$  değişimi (e)  $t_L$  ve  $\hat{t}_L$  değişimi (f)  $\hat{R}_r'$  değişimi (g)  $\hat{L}_m$  değişimi (h)  $\varphi_m$  &  $\hat{\varphi}_m$  ve  $L_m$  &  $\hat{L}_m$  değişimi

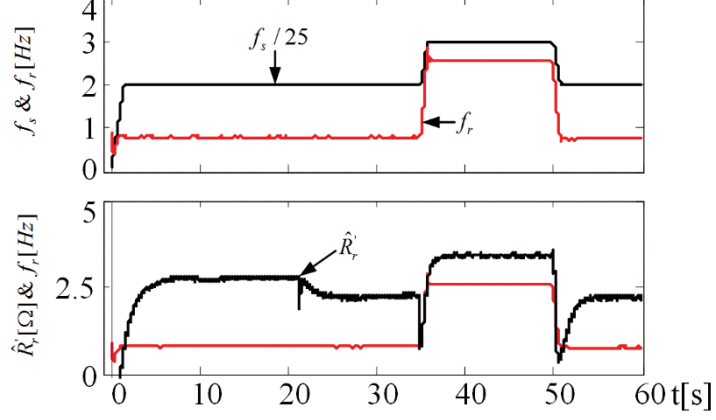


**Şekil 6.11.** (Devamı) Karma kestirim yöntemine ait deneysel sonuçlar (a)  $i_{s\alpha}$  ve  $\hat{i}_{s\alpha}$  değişimi (b)  $i_{s\beta}$  ve  $\hat{i}_{s\beta}$  değişimi (c)  $\hat{\varphi}_{r\alpha}$  ve  $\hat{\varphi}_{r\beta}$  değişimi (d)  $n_m$  ve  $\hat{n}_m$  değişimi (e)  $t_L$  ve  $\hat{t}_L$  değişimi (f)  $\hat{R}'_r$  değişimi (g)  $\hat{L}_m$  değişimi (h)  $\varphi_m$  &  $\hat{\varphi}_m$  ve  $L_m$  &  $\hat{L}_m$  değişimi

ASM, sıfırdan  $n_m = 947$  [d/dk] 'lık hıza  $t_L = 21$  [N.m] yük momenti altında hızlandırılmış ve  $1 \leq t \leq 21$  [s] aralığında bu koşullarda çalıştırılmıştır. 21. [s]'de  $t_L = 2.5$  [N.m] 'ye düşürülmüştür. Yük momentindeki değişimlerden dolayı ASM rotor mekanik hızında da değişimler meydana gelmiştir. Yük momenti ve rotor mekanik hızındaki değişimler Şekil 6.11d ve 6.11e'de görüldüğü üzere başarılı bir şekilde kestirilmiştir. ASM,  $21 \leq t \leq 35$  [s] aralığında  $t_L = 2.5$  [N.m] yük momenti altında

$n_m = 996 [d/dk]$ 'lık hızla çalışmaya devam etmiştir. ASM, 35. [s]'de  $t_L = 2.5 [N.m]$  yük momenti altında anma hızının üzerine çıkarılmış ve alan zayıflama bölgesinde  $n_m = 1487 [d/dk]$ 'lık hız değerinde çalıştırılmıştır. Alan zayıflama bölgesinde hızla ters orantılı olarak meydana gelen akı zayıflaması ve buna bağlı olarak artan  $L_m$  değeri de Şekil 6.11c ve 6.11g'de görüldüğü gibi başarılı bir şekilde kestirilmiştir. Şekil 6.11h'de, Şekil 6.1'de verilen deney düzeneği ile ölçülen mıknatıslama eğrisine karşı mıknatıslama akımının ve akısının hesaplanması ile elde eğri karşılaştırılmıştır ve önerilen  $L_m$ -kestiricisinin kestirim başarımı gösterilmiştir. Tüm hız aralıklarında çevrimiçi  $L_m$ -kestiricisi tarafından kestirilen  $\hat{L}_m$  değeri anma hızının üzerindeki hız değerlerinde çalışma durumunda karma kestirim yöntemine güncellenmiştir. Ayrıca, Proca ve Keyhani (2002)'de belirtildiği gibi, rotor kayma frekansına ( $f_r$ 'ye) bağlı olarak  $R_r'$ 'de meydana gelen değişimler de GKF tabanlı kestirim yöntemi ile başarılı bir şekilde kestirilmiştir. Şekil 6.12'de stator frekansına ( $f_s$ 'e) karşı  $f_r$  değişimi görülmektedir. Alan zayıflama bölgesinde çalışmasına devam eden ASM, 50. [s]'de aynı yük momenti altında anma hızında çalıştırılmaya başlanmıştır.  $n_m$ 'de,  $L_m$ 'de ve rotor akısında meydana gelen değişimler, önerilen karma kestirim yöntemi ile başarılı bir şekilde kestirilmiştir. ASM'nin alan zayıflama bölgesinden çıkarılması ile çevrimiçi  $L_m$ -kestiricisi tarafından kestirilen  $\hat{L}_m$  değerinin karma kestirim yöntemine güncellenmesi durdurulmuş ve anma hızının altındaki tüm çalışma koşullarında  $L_m$  değeri  $L_{mn} = 0.135 [H]$  olarak karma kestirim algoritmasına güncellenmiştir.  $L_{mn} = 0.135 [H]$  değeri ise ASM parametre testleri ile elde edilmiştir. Tüm senaryo boyunca meydana gelen ASM durum/parametre değişimleri karma kestirim yöntemi ile yüksek bir başarımla kestirilmiştir. Böylelikle oldukça düşük bir örnekleme zamanı ( $T = 20 [\mu s]$ ) ile  $i_{s\alpha}$ ,  $i_{s\beta}$ ,  $\varphi_{r\alpha}$ ,  $\varphi_{r\beta}$ ,  $\omega_m$ ,  $t_L$  ve  $R_r'$  kestirimi için APKD üzerinde gerçekleştirilen GKF algoritmasının yüksek bir başarıma sahip olduğu ispatlanmıştır.

Çizelge 6.5'te ölçüm birimlerinden elde edilen verilerin ASD ile SHA protokolü aracılığıyla okunması ve Model-  $t_L$ & $R_r'$  tabanlı GKF yöntemi ve çevrimiçi  $L_m$ -kestiricisinin eş-zamanlı olarak (paralel) çalıştırılması ile oluşturulan karma kestirim yönteminin APKD üzerinde gerçekleştirilmesi için gerekli süreler belirtilmiştir. APKD üzerinde oluşturulan karma kestirim yönteminde, GKF algoritması eşitlikleri ile çevrimiçi  $L_m$  kestirim yöntemine ilişkin eşitlikler eş-zamanlı olarak hesaplanmıştır. Bu çalışmada örnekleme zamanı,  $T = 20 [\mu s]$  olarak alınmıştır.



**Şekil 6.12.** Stator frekansına ( $f_s$ 'e) ve rotor kayma frekansı ( $f_r$ ) değişimi

**Çizelge 6.5.** APKD üzerinde karma kestirim yönteminin ve SHA protokolünün sağlanması amacı ile gerekli süreler

Algoritma	Süre ( $\mu s$ )
GKF	11.55
$L_m$ Kestiricisi	1.35
ASD (SHA/SPI)	3.28
Toplam	16.18
$T$ (Örnekleme Zamanı)	20

Çizelge 6.6'da ise APKD üzerinde kullanılan mantıksal birimlerin sayıları ve oranları verilmiştir.

**Çizelge 6.6.** Karma kestirim yöntemi ve ASD'den veri eldesi için oluşturulan algoritmanın APKD'de gerçekleşmesi esnasında kullanılan mantıksal birimlerin sayısı

Kullanılan	Kullanılan	APKD'daki	Kullanım
Slice Register	31248	69120	%45
Slice LUTs	57023	69120	%82
Occupied Slices	16373	17280	%94
DSP48Es	31	64	%48

## 6.7 Sonuç ve Yorumlar

ASM'nin alan zayıflama bölgesinde hız-algılayıcısız kontrolü amacıyla GKF ya da ÇG-GKF ve çevrim içi  $L_m$  kestiricisi ile birlikte karma kestirim yöntemi geliştirilerek

APKD üzerinde gerçekleştirilmiştir. ÇG-GKF ile birlikte geliştirilen karma kestirim yöntemi ASM'nin doğrudan VK'sına uygulanarak kontrol ve karma kestirim yönteminin başarımı DTB ortamında test edilmiştir. GKF ile birlikte geliştirilen karma kestirim yönteminin başarımı ise APKD tabanlı gerçek-zamanlı açık-çevrim deney düzeneğinde gerçek-zamanlı olarak test edilmiştir. Hem DTB ortamında hem de gerçek-zamanlı deney düzeneğinde gerçekleştirilen bu çalışma ile ilgili sonuçlar aşağıda belirtilmiştir:

- ✓ APKD üzerinde DTB ortamında  $T = 20.29 [\mu s]$  örnekleme zamanı ile oluşturulan hız-algılayıcısız doğrudan VK yönteminde, geliştirilen kestirim yönteminin başarımının test edilmesi amacıyla  $n_m$ ,  $T_L$ ,  $R_s$ ,  $R_r'$ ,  $|\vec{\varphi}_r|$  ve  $L_m$  parametre ve durumlarında basamak şeklinde ya da doğrusal biçimli değişimler meydana getirilmiştir. ASM modelinde meydana gelen bu değişimlerin önerilen karma kestirim yöntemi ile birlikte başarılı bir şekilde kestirildiği görülmektedir. Önerilen kestirim algoritmasında  $\hat{L}_m$  kestirimi amacıyla APKD üzerinde oluşturulan çevrimiçi  $L_m$  kestiricisi motor akısıyla ters orantılı olarak artan  $L_m$  değerini başarılı bir şekilde kestirmekte ve kestirici çıkışı yalnızca alan zayıflama bölgesinde kontrol ve kestirici algoritmalarına güncellenmektedir.
- ✓ Önerilen karma kestirim algoritması kullanılarak, Barut (2010) ve Barut vd. (2012)'de  $i_{s\alpha}$ ,  $i_{s\beta}$ ,  $\varphi_{r\alpha}$ ,  $\varphi_{r\beta}$ ,  $\omega_m$ ,  $t_L$ ,  $R_s$  ve  $R_r'$  kestirimleri için önerilen ÇG-GKF algoritması ile kestirilmiş olan parametre/durum sayısı artırılmış ve İnan ve Barut (2014)'de,  $i_{s\alpha}$ ,  $i_{s\beta}$ ,  $\varphi_{r\alpha}$ ,  $\varphi_{r\beta}$ ,  $\omega_m$ ,  $t_L$ ,  $R_s$ ,  $R_r'$  ve  $L_m$  kestirimi için bu tez kapsamında ilk kez önerilen ÇG-GKF algoritmasına göre GKF algoritmasının içerdiği doğrusallaştırılmış giriş fonksiyonları basitleştirilerek aynı sayıda parametre/durum kestirimi gerçekleştirilebilmiştir. Böylece İnan ve Barut (2014)'te önerilen ÇG-GKF algoritmasının içerdiği hesap yükü azaltılmış ve ayrıca sistem gürültü matrisi  $\underline{Q}$ 'nun belirlenmesi kolaylaştırılarak, mevcut literatüre GKF tabanlı yeni bir karma kestirim yöntemi tanıtılmıştır.
- ✓ Barut vd. (2007b), Barut vd. (2008), Barut (2010) ve Barut vd. (2012)'de,  $i_{s\alpha}$ ,  $i_{s\beta}$ ,  $\varphi_{r\alpha}$ ,  $\varphi_{r\beta}$ ,  $\omega_m$ ,  $t_L$  ve  $R_r'$  kestirimi için önerilen GKF yöntemi ile çevrimiçi  $L_m$  kestirim yönteminin APKD üzerinde paralel çalıştırılması ile elde edilen karma kestirim yönteminin gerçek-zamanlı kestirim başarımı oldukça tatmin edici seviyededir. Açık-çevrimli gerçek-zamanlı deney düzeneğinde gerçekleştirilen

karma kestirim yönteminin örnekleme zamanı  $T = 20 [\mu s]$  olarak ölçülmüştür. Oldukça düşük bir örnekleme zamanı ile gerçekleşen karma kestirim algoritmasında ayrık-zamanlı sistemlerin gözlemleyici/kestirici başarımlarında meydana getirdiği olumsuzluklar giderilmeye çalışılmış hem de kestirilen durum/parametre sayısı artırılarak ASM'nin alan zayıflama bölgesinde hız-algılayıcısız kontrolü için önemli bir adım atılmıştır. Bu yönüyle önerilen karma kestirim yöntemi, ASM'nin hız-algılayıcısız kontrolü için APKD tabanlı olarak gerçekleştirilen çalışmalar arasında bir ilk olma özelliği taşımaktadır.



## BÖLÜM VII

### SONUÇ

Bu tez çalışmasında ilk olarak ASM'lerin hız kontrolü için tasarlanan hız-algılayıcı;

- i. Dolaylı VK,
- ii. Hall-etkili algılayıcılarla doğru olarak ölçüldüğü varsayılan rotor akısı temelli doğrudan VK,
- iii. Hall-etkili algılayıcıların fiziksel müdahale ile yerleştirilmesi ve ASM çalışma koşullarından etkilenmesi gibi olumsuzluklarının üstesinden gelmek için rotor modeli AÇAK'nin kullanıldığı doğrudan VK,
- iv. Stator modeli AÇAK'nin kullanıldığı doğrudan VK,

yöntemlerinin başarımları,  $R_s$ ,  $R_r'$ ,  $L_m$  ve  $T_L$ 'nin zorlayıcı değişimleri altında mevcut literatüre göre ilk kez test edilmiştir. Hız-algılayıcı durum için elde edilen DTB sonucunda (i) ve (ii)'deki yöntemlerin parametre değişimlerini kendiliğinden kompanze edebilme kabiliyetine sahip oldukları, ancak (iii)'dekinin özellikle  $R_r'$  ve  $L_m$  değişimlerinden ve (iv)'dekinin ise  $R_s$  değişimlerinden olumsuz yönde etkilendikleri tespit edilmiştir. Bu çalışma ile APKD'deki paralel işlem yapma özelliği kullanılarak hız-algılayıcı ya da İnan ve Barut (2014), Barut vd. (2012), Barut vd. (2011), Barut (2011), Barut (2010), Barut vd. (2008) ve Barut vd. (2007b)'deki gibi yoğun işlem yüküne sahip hız-algılayıcısız VK algoritmalarının çok daha düşük örnekleme zamanlarında gerçekleştirilebileceği anlaşılmaktadır. Ayrıca yukarıda belirtilen çalışmalar İnan ve Barut (2015a)'da sunulmuştur.

İkinci olarak,  $i_{s\alpha}$ ,  $i_{s\beta}$ ,  $\varphi_{r\alpha}$ ,  $\varphi_{r\beta}$ ,  $\omega_m$ ,  $t_L$ ,  $R_s$ ,  $R_r'$  ve  $L_m$  kestirimi için bu tez çalışması kapsamında önerilen ÇG-GKF algoritması İnan ve Barut (2014)'de sunulmuştur.

Üçüncü olarak, ASM'nin hız-algılayıcısız kontrolü amacıyla GKF ve ÇG-GKF tabanlı doğrudan VK'sı, ASM modeli ile birlikte APKD üzerinde gerçekleştirilmiştir. DTB ortamında APKD üzerinde gerçekleştirilen çalışmalar aşağıda belirtilmiştir:



- i. Sunulan ilk çalışmada ASM'nin hız-algılayıcısız doğrudan VK'sı için İnan ve Barut (2014)'de önerilen ÇG-GKF algoritma yapısını oluşturan Model- $t_L$ & $R_s$  ve Model- $L_m$ & $R_r'$  ASM modeli tabanlı GKF algoritmaları ayrı ayrı APKD üzerinde gerçekleştirilerek kontrol ve kestirim başarımları DTB ortamında hem sıfır hız ve anma hızının altındaki değerlerde hem de anma hızının üzerindeki alan zayıflama bölgesinde test edilmiştir.
- ii. İkinci çalışmada ise, ASM'nin sıfır hız ile anma hızı arasındaki bölgede hız-algılayıcısız kontrolü için Barut (2010) ve Barut vd. (2012)'de önerilen ÇG-GKF tabanlı UVDGM'li doğrudan VK yöntemi APKD üzerinde gerçekleştirilmiştir.

Dördüncü olarak, İnan ve Barut (2014)'de  $i_{s\alpha}$ ,  $i_{s\beta}$ ,  $\varphi_{r\alpha}$ ,  $\varphi_{r\beta}$ ,  $\omega_m$ ,  $R_s$ ,  $R_r'$ ,  $t_L$  ve  $L_m$  kestirimi için önerilen ve kestirim başarımları Matlab Simulink benzetim ortamında test edilen ÇG-GKF algoritması iki kısımda (Model- $t_L$ & $R_s$  ve Model- $L_m$ & $R_r'$  ASM modeli tabanlı GKF algoritmaları olarak), ASM modeli, doğrudan VK yöntemi ve evirici anahtarlama durumlarının belirlendiği akım histeresiz karşılaştırmalı yapı ile birlikte APKD üzerinde  $T = 19.95 [\mu s]$ 'lik örnekleme zamanı ile gerçekleştirilmiştir. Böylelikle hem sıfır hız ile anma hızı arasındaki bölgede hem de alan zayıflama bölgesinde ASM'nin hız-algılayıcısız kontrol yöntemlerinin APKD üzerinde gerçekleştirilebilirliği gösterilmiştir. Ayrıca örnekleme zamanının düşürülmesiyle kontrol ve kestirici/gözlemleyici yapılarının sürekli-zamanlı sistemlere yakınsamasıyla başarımlarının artırılabilmesi görülmüştür. Ayrıca, daha önce Barut vd. (2012)'de  $i_{s\alpha}$ ,  $i_{s\beta}$ ,  $\psi_{r\alpha}$ ,  $\psi_{r\beta}$ ,  $\omega_m$ ,  $t_L$ ,  $R_s$  ve  $R_r'$  kestirimi için önerilen ÇG-GKF algoritmasının  $T = 130 [\mu s]$  örnekleme zamanı ile Sİİ üzerinde gerçekleştirilebildiği belirtilmiştir. Bu çalışmada APKD üzerinde doğrudan VK yöntemi ile birlikte gerçekleştirilen aynı ÇG-GKF algoritmasının güncellenme süresiyaklaşık olarak on kat daha hızlandırılarak daha iyi bir kestirim ve kontrol başarımları elde edilmeye çalışılmıştır. Yukarıda belirtilen çalışmalar ASM'lerin APKD tabanlı yüksek başarımlı kontrolüne ve parametre/durum kestirimine yönelik olarak literatürde önerilen çalışmalar arasında ilk olma özelliğini taşımaktadır.

Beşinci olarak, ASM uygulamalarında gerçek-zamanlı ölçüm yapılabilmesi için belirlenen ASD birimi ile APKD arasında gerçekleştirilen SHA protokolünün

güvenilirliğinin test edilmesi amacı ile APKD üzerinde gerçekleştirilen ASM modelinin gerçek-zamanlı olarak doğrulanması yapılmıştır. Daha sonra  $i_{s\alpha}$ ,  $i_{s\beta}$ ,  $\varphi_{r\alpha}$ ,  $\varphi_{r\beta}$ ,  $\omega_m$  ve  $t_L$  durum/parametre kestirimi ve  $i_{s\alpha}$ ,  $i_{s\beta}$ ,  $\varphi_{r\alpha}$ ,  $\varphi_{r\beta}$ ,  $\omega_m$ ,  $t_L$  ve  $R_r'$  durum/parametre kestirimi için önerilen GKF tabanlı kestirim algoritmaları APKD üzerinde gerçekleştirilerek GKF yöntemlerinin kestirim başarımı gerçek-zamanlı olarak test edilmiştir. APKD üzerinde gerçek-zamanlı olarak gerçekleştirilen bu çalışmalarla ilgili sonuçlar aşağıda belirtilmiştir:

- i. APKD üzerinde oluşturulan SHA (SPI) haberleşme protokolü kullanılarak gerçek-zamanlı deney düzeneğinden ADS 8568 EVM-PDK ASD'si ile üç-faz stator gerilim ve akım bilgileri, yük momenti bilgisi ve artımsal kodlayıcıdan elde edilen rotor mekanik hız bilgisi ölçülmüştür. Ölçülen verilerin güvenilirliğinin test edilmesi amacı ile APKD üzerinde oluşturulan ASM modeli gerçek-zamanlı olarak doğrulanmıştır. Ölçülen üç-fazlı stator gerilim bilgileri ve yük momenti bilgisi kullanılarak ASM modeline uygulanmış ve ASM modelinden elde edilen sonuçlar ile ASM'den elde edilen gerçek değerler karşılaştırılmış ve ölçüm biriminin güvenilirliği doğrulanmıştır.
- ii. ASM'nin hız-algılayıcısız kontrolünde  $i_{s\alpha}$ ,  $i_{s\beta}$ ,  $\varphi_{r\alpha}$ ,  $\varphi_{r\beta}$ ,  $\omega_m$  ve  $t_L$  kestirimi için APKD üzerinde oluşturulan GKF algoritmasının ve  $i_{s\alpha}$ ,  $i_{s\beta}$ ,  $\varphi_{r\alpha}$ ,  $\varphi_{r\beta}$ ,  $\omega_m$ ,  $t_L$  ve  $R_r'$  kestirimi için APKD üzerinde oluşturulan Model- $t_L$ & $R_r'$  tabanlı GKF algoritmasının kestirim başarımları gerçek-zamanlı olarak doğrulanmıştır. ASM'den gerçek-zamanlı olarak ölçülen stator geriliminin  $\alpha\beta$ - bileşenleri  $v_{s\alpha}$  ve  $v_{s\beta}$  ve stator akımının  $\alpha\beta$  - bileşenleri  $i_{s\alpha}$  ve  $i_{s\beta}$  GKF algoritmalarına uygulanmıştır. GKF algoritmalarından elde edilen kestirim sonuçları ile ASM'den ölçülen gerçek-zamanlı durumlar kıyaslanmış ve yüksek bir kestirim başarımı elde edildiği gözlemlenmiştir. Ayrıca Barut vd. (2007a)'da  $i_{s\alpha}$ ,  $i_{s\beta}$ ,  $\varphi_{r\alpha}$ ,  $\varphi_{r\beta}$ ,  $\omega_m$  ve  $t_L$  kestirimi için önerilen ve  $T = 100 [\mu s]$  örnekleme zamanı ile Sİİ üzerinde gerçekleştirilen GKF algoritması APKD üzerinde  $T = 11 [\mu s]$  örnekleme zamanı ile gerçekleştirilmiştir. Barut vd. (2007b), Barut vd. (2008), Barut (2010) ve Barut vd. (2012)'de  $T = 130 [\mu s]$  örnekleme zamanı ile gerçekleştirilen Model-  $t_L$ & $R_r'$  tabanlı GKF algoritması APKD üzerinde  $T = 17 [\mu s]$  örnekleme zamanı ile gerçekleştirilmiştir.

Yukarıda belirtilen çalışmalar, ASM'lerin hız-algılayıcısız kontrolü için GKF tabanlı kestiricisinin APKD üzerinde oluşturularak kestirim başarımının gerçek-zamanlı olarak test edildiği ilk çalışmalardır.

Son olarak, ASM'nin alan zayıflama bölgesinde hız-algılayıcısız kontrolü amacıyla GKF ya da ÇG-GKF ve çevrimiçi  $L_m$ -kestiricisi ile birlikte karma kestirim yöntemi geliştirilerek APKD üzerinde gerçekleştirilmiştir. ÇG-GKF ile birlikte geliştirilen karma kestirim yöntemi ASM'nin doğrudan VK'sına uygulanarak kontrol ve karma kestirim yönteminin başarımı DTB ortamında test edilmiştir. GKF ile birlikte geliştirilen karma kestirim yönteminin başarımı ise APKD tabanlı gerçek-zamanlı açık-çevrim deney düzeneğinde gerçek-zamanlı olarak test edilmiştir. Hem DTB ortamında hem de gerçek-zamanlı deney düzeneğinde gerçekleştirilen bu çalışma ile ilgili sonuçlar aşağıda belirtilmiştir:

- i. APKD üzerinde DTB ortamında  $T = 20.29 [\mu s]$  örnekleme zamanı ile oluşturulan hız-algılayıcısız doğrudan VK yönteminde, geliştirilen kestirim yönteminin başarımının test edilmesi amacıyla  $n_m$ ,  $T_L$ ,  $R_s$ ,  $R_r'$ ,  $|\vec{\varphi}_r|$  ve  $L_m$  parametre ve durumlarında basamak şeklinde ya da doğrusal biçimli değişimler meydana getirilmiştir. ASM modelinde meydana gelen bu değişimlerin önerilen karma kestirim yöntemi ile birlikte başarılı bir şekilde kestirildiği görülmektedir. Önerilen kestirim algoritmasında  $\hat{L}_m$  kestirimi amacıyla APKD üzerinde oluşturulan çevrimiçi  $L_m$ -kestiricisi motor akısıyla ters orantılı olarak artan  $L_m$  değerini başarılı bir şekilde kestirmekte ve kestirici çıkışı yalnızca alan zayıflama bölgesinde kontrol ve kestirici algoritmalarına güncellenmektedir.
- ii. Önerilen karma kestirim algoritması kullanılarak, Barut (2010) ve Barut vd. (2012)'de  $i_{s\alpha}$ ,  $i_{s\beta}$ ,  $\varphi_{r\alpha}$ ,  $\varphi_{r\beta}$ ,  $\omega_m$ ,  $t_L$ ,  $R_s$  ve  $R_r'$  kestirimleri için önerilen ÇG-GKF algoritması ile kestirilmiş olan parametre/durum sayısı artırılmış ve İnan ve Barut (2014)'de,  $i_{s\alpha}$ ,  $i_{s\beta}$ ,  $\varphi_{r\alpha}$ ,  $\varphi_{r\beta}$ ,  $\omega_m$ ,  $t_L$ ,  $R_s$ ,  $R_r'$  ve  $L_m$  kestirimi için ilk kez önerilen ÇG-GKF algoritmasına göre GKF algoritmasının içerdiği doğrusallaştırılmış giriş fonksiyonları basitleştirilerek aynı sayıda parametre/durum kestirimi gerçekleştirilebilmiştir. Böylece İnan ve Barut (2014)'de önerilen ÇG-GKF algoritmasının içerdiği hesap yükü azaltılmış ve ayrıca sistem gürültü matrisi  $Q$ 'nun belirlenmesi kolaylaştırılmıştır.

iii. Barut vd. (2007b), Barut vd. (2008), Barut (2010) ve Barut vd. (2012)'de,  $i_{s\alpha}$ ,  $i_{s\beta}$ ,  $\varphi_{r\alpha}$ ,  $\varphi_{r\beta}$ ,  $\omega_m$ ,  $t_L$  ve  $R_r'$  kestirimi için önerilen GKF yöntemi ile çevrimiçi  $L_m$  kestirim yönteminin APKD üzerinde paralel çalıştırılması ile elde edilen karma kestirim yönteminin gerçek-zamanlı kestirim başarımı oldukça tatmin edici seviyededir. Açık-çevrimli gerçek-zamanlı deney düzeneğinde gerçekleştirilen karma kestirim yönteminin örnekleme zamanı  $T = 20 [\mu s]$  olarak ölçülmüştür. Oldukça düşük bir örnekleme zamanı ile gerçekleştirilen karma kestirim algoritmasında ayırık-zamanlı sistemlerin gözlemleyici/kestirici başarımlarında meydana getirdiği olumsuzluklar giderilmeye çalışılmış hem de kestirilen durum/parametre sayısı artırılarak ASM'nin alan zayıflama bölgesinde hız-algılayıcısız kontrolü için önemli bir adım atılmıştır. Bu yönüyle önerilen karma kestirim yöntemi, ASM'nin hız-algılayıcısız kontrolü için APKD tabanlı olarak gerçekleştirilen çalışmalar arasında bir ilk olma özelliği taşımaktadır.

Özetle bu tez çalışmasında mevcut literatüre göre ilk kez, ASM'nin anma hızı ve sıfır hız dahil anma hızının altındaki çalışma bölgeleri ile birlikte, alan zayıflama bölgesindeki çalışma bölgesini de dikkate alarak; ASM'lerin hız-algılayıcısız kontrolü için gerekli bütün durumlara ( $i_{s\alpha}$ ,  $i_{s\beta}$ ,  $\varphi_{r\alpha}$ ,  $\varphi_{r\beta}$ ) ilave olarak  $t_L$ ,  $R_s$ ,  $R_r'$  ve  $L_m$  kestirimlerini gerçekleştirebilen yeni GKF tabanlı kestirim algoritmaları literatüre tanıtılmış ve paralel işlem yapma özelliği nedeniyle hesap yükü fazla olan algoritmaları daha küçük örnekleme zamanında gerçeklemeye imkan sağlayan APDK'den yararlanarak DTB ortamında ve gerçek-zamanlı olarak başarımları test edilmiştir.

## KAYNAKLAR

Akın, B., State estimation techniques for speed sensorless field oriented control of induction motors, Yüksel Lisans Tezi, *ODTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü*, Ankara, s. 1-190, 2003.

Alkorta, P, Barambones, O., Garrido, A. J. and Garrido, I., “SVPWM variable structure control of induction motor drives”, *The International Symp. of IEEE on Industrial Electronics*, Vigo, Spain, s. 1195-1200, 4-7 July 2007.

Alonge, F., D'Ippolito, F. and Sferlazza, A., “Sensorless Control of Induction-Motor Drive Based on Robust Kalman Filter and Adaptive Speed Estimation”, *IEEE Trans. on Industrial Electronics* 61 (3),1444-1453, 2014.

Alsofyani, I. M., Idris, N. R. N., Alamri, Y. A., Anbaran, S. A., Wangsupphaphol, A. and Low, W. Y., ‘Improved EKF-based direct torque control at the start-up using constant switching frequency’, *The 2014 IEEE Conf. on Energy Conversion (CENCON)*, Johor Bahru, Malaysia, s. 237-242, 13-14 October 2014.

Alsofyani, I. M. and Idris, N. R. N., “Lookup-Table-Based DTC of Induction Machines With Improved Flux Regulation and Extended Kalman Filter State Estimator at Low-Speed Operation”, *IEEE Trans. on Industrial Informatics* 12 (4), 1412-1425, 2016a.

Alsofyani, I. M. and Idris, N. R. N., “Simple Flux Regulation for Improving State Estimation at Very Low and Zero Speed of a Speed Sensorless Direct Torque Control of an Induction Motor”, *IEEE Trans. on Power Electronics* 31 (4), 3027-3035, 2016b.

Arulmozhiyal, R. Baskaran, K., Devarajan, N. and Kanagaraj, J., “Space vector pulse width modulation based induction motor speed control using FPGA”, *The 2nd International Conf. on Emerging Trends in Engineering and Technology (ICETET-09)*, Maharashtra, Indian, s. 742-747, 16-18 December 2009.

Auger, F., Hilairret, M., Guerrero, J. M., Monmasson, E., Orłowska-Kowalska, T. and Katsura, S., "Industrial Applications of the Kalman Filter: A Review", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, 60 (12), 5458-5471, 2013.

Barut, M., "Bi input-extended Kalman filter based estimation technique for speed-sensorless control of induction motors", *Energy Conversion and Management* 51, 2032-2040, 2010.

Barut, M., "Bi-input extended Kalman filter based speed-sensorless vector control of induction motors with the estimations of rotor and stator resistances, load torque, and inertia", *ELECTRIMACS 2011*, Cergy-Pontoise, France, on CD, 6-8 July 2011.

Barut, M. and Bogosyan, S., "Sensorless sliding mode position control of induction motors using braided extended Kalman filters", *IEEE International Symp. on Industrial Electronics-ISIE 2007*, Vigo, Spain, s. 2268-2273, 4-7 June 2007.

Barut, M., Bogosyan, O. S. and Gökaşan, M., "EKF based estimation for direct vector control of induction motors", *IEEE 28th Annual Conf. of the Industrial Electronics Society-IECON 02*, Sevilla, Spain, s. 1710-1715, 5-8 November 2002.

Barut, M., Bogosyan, S. and Gokasan M., "Experimental evaluation of braided EKF for sensorless control of induction motors", *IEEE Trans. on Industrial Electronics* 55, 620-632, 2008.

Barut, M., Bogosyan, S. and Gokasan, M., "Speed-sensorless estimation for induction motors using extended Kalman filters", *IEEE Trans. on Industrial Electronics* 54(1), 272-280, 2007a.

Barut, M., Bogosyan, S. and Gokasan, M., "Switching EKF technique for rotor and stator resistance estimation in speed sensorless control of IMs", *Energy Conversion and Management* 48, 3120-3134, 2007b.

Barut, M., Demir, R., Zerdali, E. and İnan R., "Real-time implementation of bi input-extended Kalman filter-based estimator for speed-sensorless control of induction motors", *IEEE Trans. on Industrial Electronics* 59 (11), 4197-4206, 2012.

Barut, M., Demir, R., Zerdali, E. and İnan R., " Speed-Sensorless Direct Torque Control System Using Bi-Input Extended Kalman Filter for Induction Motors", *ACEMP-Electromotion 2011*, İstanbul, Turkey, s. 339-342, 8-10 September 2011.

Barut, M., Sincap kafesli asenkron motorların algılayıcısız yüksek başarılı kontrolüne yönelik genişletilmiş Kalman filtresi tasarım ve uygulaması, Doktora Tezi, *İstanbul Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, İstanbul, s: 1-148, 2005.

Beguenane, R., Mailloux, J. -G., Simard, S. and Tisserand, A., "Towards the system-on-chip realization of a sensorless vector controller with microsecond-order computation time", *The Canadian Conf. on Electrical and Computer Engineering (CCECE'06)*, s. 1073-1077, Ottawa, Canada, 7-10 May 2006.

Bellini, A. and Bifaretti, S.: "A method for magnetizing curve identification in vector controlled induction motor drives", *Interntaional Symp. on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM 2006)*, Taormina (Sicily), Italy, s. 955-959, 23-26 May 2006.

Ben-Brahim, L. and Kurosawa, R., "Identification of induction motor speed using neural networks", *The IEEE Conf. on Power Conversion*, Yokohama, Japan, s. 689-694, 19-21 April 1993.

Ben-Brahim, L., Tadakuma, S. and Akdag, A., "Speed control of induction motor without rotational transducers", *IEEE Trans. on Industry Applications* 35 (4), 844-850, 1999.

Bertoluzzo, M. and Buja, G. S., "Self-commissioning of RFO IM drives: One-test identification of the magnetization characteristic of the motor", *IEEE Trans. on Industry Applications* 37 (6), 1801-1806, 2001.

Blasco-Gimenez, R., Asher, G. M., Sumner, M. and Bradley, K. J., "Dynamic performance limitations for MRAS based sensorless induction motor drives. I. Stability analysis for the closed loop drive", *IEE Proc. on Electric Power Applications* 143 (2), 113-122, 1996.

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 and Applications* 1, 987-998, 2007.

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

Bose, B. K., Patel, N. R. and Rajashekara, K., "A start-up method for a speed sensorless stator-flux-oriented vector-controlled induction motor drive", *IEEE Trans. on Industrial Electronics* 44 (4), 587-590, 1997.

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

Bünthe, A. and Krafcik, P., 'Field weakening of induction motors in a very wide region with regard to parameter uncertainties', *27th IEEE Ann. Conf. on Power Electronics Specialist (PESC'96)*, Baveno, Italy, s. 944-950, 23-27 June 1996.

Carpaneto, M. and Marchesoni, M., "A simple induction motor speed estimator: Performance evaluation from low speed to field weakening region", *The XIX International Conf. on Electrical Machines (ICEM)*, Rome, Italy, s. 1-6, 6-8 September 2010.

Chang, S. C. and Yeh, S. N., "Current sensorless field-oriented control of induction motors", *IEE Proc. on Electric Power Applications* 143 (6), 492-500, 1996.

Chaurasiya, B. R., Patil, M. D., Shah, D. and Kadam, A., "FPGA implementation of SVPWM control technique for three phase induction motor drive using fixed point realization", *The International Conf. of IEEE on Circuits, Systems, Communication*



*and Information Technology Applications (CSCITA)*, Maharashtra, Indian, s. 93-98, 4-5 April 2014.

Chen, T. C. and Sheu, T. T., "Model reference neural network controller for induction motor speed control", *IEEE Trans. on Energy Conversion* 17 (2), 157-163, 2002.

Choi, D. H., Shin, M. H., Lee, T. K., Cho, S. B. and Hyun, D. S., "Vector control of an induction motor for the field weakening region with tuning of the magnetizing inductance", *The IEEE Conf. on Power Conversion Conf.*, Nagaoka, Japan, s. 107-112, 2-5 April 1997.

Choi, H. H., "Sliding-mode output feedback control design", *IEEE Trans. on Industrial Electronics* 55(11), 4047-4054, 2008.

Choi, J. S., Han, Y. S. and Kim, Y. S., "A new speed estimation scheme of the induction motor considering the flux saturation", *IEEE Trans. on Magnetics* 36 (5), 3595-3598, 2000.

Cirrincione, M. and Pucci, M., "An MRAS-based sensorless high-performance induction motor drive with a predictive adaptive model", *IEEE Trans. on Industrial Electronics* 52 (2), 532-551, 2005.

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 Trans. on Industrial Electronics* 54 (1), 127-149, 2007.

Coussens, P. J., Van den Bossche, A. P. and Melkebeek, J. A., "Magnetizing current control strategies for nonlinear indirect field oriented control", *The 13<sup>th</sup> Annual Meeting of IEEE on Industry Applications*, Orlando, Florida, USA, s. 538-545, 8-12 October 1995.

Curkovic, M., Jezernic, K. and Horvat, R., "FPGA-based predictive sliding mode controller of a three-phase inverter", *IEEE Trans. on Industrial Electronics* 60 (2), 637-644, 2013.

De Doncker, R. W. and Novotny, D. W., "The universal field oriented controller", *IEEE Trans. on Industry Applications* 30 (1), 92-100, 1994.

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

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 Proc. on Electric Power Applications* 142 (2), 71-78, 1995.

Dybkowski, M. and Orłowska-Kowalska, T., "Speed sensorless induction motor drive with magnetizing reactance estimation", *The 14th International Power Electronics and Motion Control Conf.*, Ohrid, Macedonia, s. T5-120-T5-125, 6-8 September 2010.

Edelbaher, G., Jezernik, K. and Urlep, E., "Low-speed sensorless control of induction Machine", *IEEE Trans. on Industrial Electronics* 53 (1), 120-129, 2006.

Elloumi, M., Ben-Brahim, L. and Al-Hamadi, M. A., "Survey of speed sensorless controls for IM drives", *The 24th Annual Conf. of IEEE on Industrial Electronics Society*, Aachen, Germany, s. 1018-1023, 31 August-4 September 1998.

Ermiş, M., Çakır, Z., Çadırcı, I., Zenginobuz, G. and Tezcan, H., "Self-Excitation of Induction Motors Compensated by Permanently Connected Capacitors and Recommendations for IEEE Std 141-1993", *IEEE Trans. on Industry Applications* 39 (2), 313-324, 2003.

Esparza, M. A., Alvarez-Salas, R., Miranda, H., Cabal-Yepez, E., Garcia-Perez, A., Romero-Troncoso, R. J. and Osornio-Rios, R. A., "Real-time emulator of an induction motor: FPGA-based implementation", *The 9th International Conf. on Electrical Engineering, Computing Science and Automatic Control (CCE)*, Mexico City, Mexico, s. 1-6, 26-28 September 2012.

Farasat, M., Karaman, E., Trzynadlowski, A. M. and Fadali, M. S., "Hybrid field orientation and direct torque control for electric vehicle motor drive with an extended Kalman filter", *The IEEE Energytech Conf.*, s. 1-6, 2012.

Farasat, M., Trzynadlowski, A. M. and Fadali, M. S., "Efficiency improved sensorless control scheme for electric vehicle induction motors", *IET Trans. on Electr. Syst. in Transp.* 4 (4), 122-131, 2014.

Fetz, J. ve Horstman, D., "Comparison of different field-oriented control methods for an induction machine fed by a PWM-modulator controlled inverter", *The 3rd European Conf. on Power Electronics and Applications*, Aachen, Almanya, s. 1079-1085, 9-11 October 1989.

Finch, J. W. and Giaouris, D., "Controlled AC electrical drives", *IEEE Trans. on Industrial Electronics* 55 (2), 481-491, 2008.

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

Gao, Q., Asher, G. and Sumner, M., "Sensorless position and speed control of induction motors using high-frequency injection and without offline precommissioning", *IEEE Trans.s on Industrial Electronics* 54 (5), 2474-2481, 2007.

Garcia, C., Rodriguez, J., Silva, C., Rojas, C., Zanchetta, P. and Abu-Rub, H., "Full Predictive Cascaded Speed and Current Control of an Induction Machine", *IEEE Trans. on Energy Conversion* 31 (3), 1059-1067, 2016.

Guzinski, J. vand Abu-Rub, H., "Speed sensorless induction motor drive with predictive current controller", *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 60 (2), 699-709, 2013.

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

Ha, I. J. and Lee, S. H., "An online identification method for both stator-androtor resistances of induction motors without rotational transducers", *IEEE Trans. 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 Trans. on Industrial Electronics* 57 (3), 975-985, 2010.

Heising, C., Staudt, V. and Steimel, A., "Speed-sensorless stator-flux-oriented control of induction motor drives in traction", *Ist Symp. on Sensorless Control for Electrical Drives (SLED)*, Padova, Italy, s. 100-106, 9-10 July 2010.

Hinkkanen, M., "Analysis and design of full-order flux observers for sensorless induction motors", *IEEE Trans. on Industrial Electronics* 51 (5), 1033-1040, 2004.

Holtz, J. and Juntao, Q., "Drift- and parameter-compensated flux estimator for persistent zero-stator-frequency operation of sensorless-controlled induction motors", *IEEE Trans. on Industry Applications* 39 (4), 1052-1060, 2003.

Holtz, J. and Juntao, Q., "Sensorless vector control of induction motors at very low speed using a nonlinear inverter model and parameter identification", *IEEE Trans. on Industry Applications* 38 (4), 1087-1095, 2002.

Holtz, J., "Sensorless control of induction machines-with or without signal injection?", *IEEE Trans. on Industrial Electronics* 53 (1), 7-30, 2006.

Holtz, J., "Sensorless control of induction motor drives", *Proc. of IEEE* 90 (8), 1359-1394, 2002.

Huang, M. S. and Liaw, C. M., "Improved field-weakening control for IFO induction motor", *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems* 39 (2), 647-659, 2003.

Idkhajine, L., Monmasson, E. and Maalouf, A., "Fully FPGA-based sensorless control for synchronous AC drive using an extended Kalman filter", *IEEE Trans. on Industrial Electronics* 59 (10), 3908-3918, 2012.

İnan, R., "Asenkron motorların hız-algılayıcısız kontrolü için genişletilmiş Kalman filtresi tabanlı FPGA uygulaması, Yüksek Lisans Tezi, *Niğde Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, Niğde, s. 1-83, 2011.

İnan, 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 and Computer Sciences* 22, 588-604, 2014.

İnan, R. and Barut, M., "Asenkron Motor Parametre Değişimlerinin Vektör Kontrol Başarımına Etkisi", *Otomatik Kontrol Türk Milli Komitesi Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı-TOK 2015*, Antalya, Türkiye, s. 735-740, 10-12 Eylül 2015a.

İnan, R. and Barut, M., "Speed-sensorless Direct Vector Control of Induction Motor with the EKF based stator resistance estimation on FPGA", *The International Aegean Conf. of IEEE 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)*, Antalya, Turkey, s. 1-6, 2-4 September 2015b.

İnan, R., Barut, M. and Karakaya, F., "Asenkron motor modeli kullanılarak MATLAB yazılımı ile FPGA donanım ortamındaki hesaplamaların karşılaştırılması", *Otomatik Kontrol Türk Milli Komitesi Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı-TOK 2012*, Niğde, Türkiye, s. 835-839, 11-13 Eylül 2012a.

İnan, R., Barut, M. and Karakaya, F., "Asenkron motorların hız-algılayıcısız kontrolü için genişletilmiş Kalman filtresi tabanlı FPGA uygulaması", *Otomatik Kontrol Türk*

*Milli Komitesi Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı-TOK 2012*, Niğde, Türkiye, s. 469-473, 11-13 Eylül 2012b.

İnan, R., Barut, M. and Karakaya, F., "FPGA implementation of extended Kalman filter for speed sensorless control of induction motors", *7th IET Int. Conf. on Power Electronics, Machines and Drives*, Manchester, United Kingdom, s. 1-6, 8-10 April 2014.

Jannati, M., Anbaran, S., Zaheri, D. M., Idris, N. R. N. and Aziz, M. J. A., "A new speed sensorless SWM-DTC in induction motor by using EKF", *The Student Conf. Of IEEE on Res. and Development (SCORED)*, TBD, Malaysia, s. 94-99, 16-17 November 2013.

Jian, Z., Hui, W. X. and Yang, H., "Practical speed estimation method for induction motor vector control system using digital signal processor (DSP)", *International Conf. on Electrical Machines and Systems*, Wuhan, China, s. 74-78, 17-20 October 2008.

Kanmachi, T., Takahashi, K. and Ohishi, K., "New space voltage vector modulation inverter based on FPGA considering voltage saturation for speed servo system of induction motor", *The European Conf. of IEEE on Power Electronics and Applications*, Aalborg, Denmark, s. 1-9, 2-5 September, 2007.

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 Trans. on Industrial Electronics* 54 (1), 167-176, 2007.

Kataoka, T., Toda, S. and Sato, Y., "On-line estimation of induction motor parameters by extended Kalman filter", *The 5th European Conf. on Power Electronics and Applications*, Brighton, United Kingdom, s. 325-329, 13-16 September 1993.

Kazmierkowski, M. P., Sobczuk, D. L. and Filipek, P. Z., "Sensorless control of induction motor using a neural network for speed estimation", *The IEEE International Symp. on Industrial Electronics*, Guimaraes, Portugal, s. 1242-1246, 7-11 July 1997.

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 Trans. on Industrial Electronics* 48 (3), 609-614, 2001.

Kim, S. H. and Sul, S. K., "Voltage control strategy for maximum torque operation of an induction machine in the field-weakening region", *IEEE Trans. on Industrial Electronics* 44 (4), 512-518, 1997.

Kim, Y. J., Choi, J. S. and Kim, Y. S., "Speed sensorless control of saturated induction motor using a hybrid speed estimator", *The Region 10 Conf. of IEEE (TENCON'99)*, USA, s. 367-370, 15-17 September 1999.

Klaes, N., R., 'Parameter identification of an induction machine with regard to dependencies on saturation', *IEEE Trans. on Industry Applications* 29 (6), 1135-1140, 1993.

Kojabadi, H. M. and Chang, L., "Comparative study of pole placement methods in adaptive flux observers", *Control Engineering Practice* 13 (6), 749-757, 2005.

Kojabadi, H. M., "Simulation and experimental studies of model reference adaptive system for sensorless induction motor drive", *Simulation Modelling Practice and Theory* 13 (6), 451-464, 2005.

Krause, P. C., Wasynczuk, O. and Sudhoff, S. D., Analysis of electric machinery and drive systems, *John Wiley & Sons Inc.*, New York ABD, 2002.

Kubota, K., Matsuse, K. and Hori, Y., "Behavior of sensorless induction motor drives in regenerating mode", *The IEEE Conf. on Power Conversion*, Nagaoka, Japan, s. 549-552, 6 August 1997.

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

Kubota, K., Sato, I., Tamura, Y., Ohta, H. and Hori, Y., "Stable operation of adaptive observer based sensorless induction motor drives in regenerating mode at low speeds", *The 26th Annual Meeting of IEEE on Industry Applications*, Chicago, Illinois, USA, s. 469-474, 30 September-4 October 2001.

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 Trans. on Power Electronics* 20 (4), 864-869, 2005.

Lascu, C., Boldea, I. and Blaabjerg, F., "A modified direct torque control for induction motor sensorless drive", *IEEE Trans. on Industry Applications* 36 (1), 122-130, 2000.

Lemaire-Semail, B., Bouillault, F. and Razeq, A., "Modelling of vector controlled cage induction motor with FEM", *IEE Proc. on Electric Power Applications* 138 (6), 297-302, 1991.

Levi, E., "General method of magnetising flux saturation modelling in d-q axis models of double-cage induction machines", *IEE Proceedings on Electric Power Applications* 144 (2), 101-109, 1997.

Levi, E. and Wang, M., "A speed estimator for high performance sensorless control of induction motors in the field weakening region", *IEEE Trans. on Power Electronics* 17 (3), 365-378, 2002.

Levi, E. and Wang, M., "Online identification of the mutual inductance for vector controlled induction motor drives", *IEEE Trans. on Energy Conversion* 18 (2), 299-305, 2003.

Levi, E., Sokola, M. and Vukosavic, S. N., "A method for magnetizing curve identification in rotor flux oriented induction machines", *IEEE Trans. on Energy Conversion* 15 (2), 157-162, 2000.



Levi, E., Sokola, M., Boglietti, A. and Pastorelli, M., "Iron loss in rotor-flux-oriented induction machines: identification, assessment of detuning, and compensation", *IEEE Trans. on Power Electronics* 11 (5), 698-709, 1996.

Li, Y. W., Pande, M., Zargari, N. and Wu, B., "Power-factor compensation for PWM CSR–CSI-fed high-power drive system using flux adjustment", *IEEE Trans. on Power Electronics* 24 (12), 3014-3019, 2009.

Lin, P. Y and Lai, Y. S., "Novel voltage trajectory control for field-weakening operation of induction motor drives", *IEEE Trans. on Industry Applications* 47 (1), 122-127, 2011.

Li, Z. and Hefei, L., "Modelling and simulation of SVPWM control system of induction motor in electric vehicle", *The International Conf. of IEEE on Automation and Logistics*, Qingdao, China, s. 2026-2030, 1-3 September 2008.

Maes, J. and Melkebeek, J. A., "Speed-sensorless direct torque control of induction motors using an adaptive flux observer", *IEEE Trans. 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 Trans. on Industrial Electronics* 55 (2), 594-601, 2008.

Marcetic, D. P. and Vukosavic, S. N., "Speed-sensorless AC drives with the rotor time constant parameter update", *IEEE Trans. on Industrial Electronics* 54 (5), 2618-2625, 2007.

Marino, R., "Global adaptive output feedback control of induction motors with uncertain rotor resistance", *IEEE Trans. on Automatic Control* 44 (5), 967-983, 1999.

Matić, P. and Vukosavić, S.N., "Voltage angle direct torque control of induction machine in field-weakening regime", *IET Electric Power Applications*, 5 (5), 404-414, 2011.

Matsuse, K. and Kubota, H., 'Deadbeat flux level control of high power saturated induction servo motor using rotor flux observer', *The IEEE Ann. Meet. on Industrial Application Society*, Dearborn MI, USA, s. 409-414, 28 September-4 October 1991.

Michael, P. A., Kumar, K. V., Reddy, K. K., Kumar, S. S. and Devarajan, N., "Implementation of SVPWM in FPGA through MATLAB/SIMULINK environment" *International Journal of Engineering Science and Technology* 2 (9), 4585-4594, 2010.

Monmasson, E. and Cirstea M. N., "FPGA design methodology for industrial control systems-a review", *IEEE Trans. on Industrial Electronics* 54 (4), 1824-1842, 2007.

Monmasson, E., Idkhajine, L., Bahri, I., Naouar, M. W. and Naouar, L., "Design methodology and FPGA-based controllers for Power Electronics and drive applications", *The 5th IEEE Conf. on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, Taichung, Taiwan, s.2328-2338, 15-17 July 2010.

Monmasson, E., Idkhajine, L., Cirstea, M.N., Bahri, I., Tisan, A. and Naouar, M. W., "FPGAs in Industrial Control Applications", *IEEE Trans. on Industrial Informatics* 7 (2), 224-243, 2011.

Nabae, A., Kenichi, O., Hiroshi, U. and Kurosawa R., "An approach to flux control of induction motors operated with variable-frequency power supply", *IEEE Trans. on Industry Applications* IA-16 (3), 342-350, 1980.

Orlowska-Kowalska, T. and Dybkowski, M., "Stator-current-based MRAS estimator for a wide range speed-sensorless induction-motor drive", *IEEE Trans. on Industrial Electronics* 57 (4), 1296-1308, 2010.

Orlowska-Kowalska, T., Tarchala, G. and Dybkowski, M., "Sliding-mode control and sliding-mode speed observer extended with additional magnetizing reactance estimator for induction motor drives", *The IEEE International Conf. on ELECTRIMACS*, Cergy-Pontoise, France, on CD, 6-8 July 2011.

Ouhrouche, M., Errouissi, R., Trzynadlowski, A. M., Tehrani, K. A. and Benzaïoua, A., "A Novel Predictive Direct Torque Controller for Induction Motor Drives", *IEEE Trans. on Industrial Electronics* 63 (8), 5221-5230, 2016.

Ouhrouche, M., "Speed sensorless stator flux oriented control of an induction motor drive", *The International Conf. of IEEE on Industrial Technology*, s. 1-6, 2009.

Paladugu, A. and Chowdhury, B. H., "Sensorless control of inverter-fed induction motor drives", *Electric Power Systems Research* 77, 619-629, 2007.

Pantea, A. M., Aroquiadassou, G., Mabwe, A. M. and Martis C. S., "Real-time sensorless vector control of induction machines using an FPGA board", *The International Symp. on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*, Sorrento, Italy, s. 243-248, 20-22 June 2012.

Patakor, F. A., Sulaiman, M. and Ibrahim Z., "Comparison performance of induction motor using SVPWM and hysteresis current controller", *Journal of Theoretical and Applied Information Technology* 30 (1), 10-17, 2011.

Pena, R. S. and Asher, G. M., "Parameter sensitivity studies for induction motor parameter identification using extended Kalman filter", *The 5th European Conf. on Power Electronics and Applications*, Brighton, U.K., s. 306-311, 1993.

Preseda, S., Tilli, A. and Toniell, A., "Theoretical and experimental comparison of indirect field-oriented controllers for induction motors", *IEEE Trans. on Power Electronics* 8 (1), 151-163, 2003.

Proca, A.B., Keyhani, A. and Miller, J.M., "Sensorless sliding-mode control of induction motors using operating condition dependent models", *IEEE Trans. on Energy Conversion* 18 (2), 205-212, 2003.

Proca, A. B. and Keyhani, A., " Identification of Variable Frequency Induction Motor Models From Operating Data", *IEEE Trans. on Energy Conversion* 17 (1), 24-31, 2002.

Proca, A. B. and Keyhani, A., "Sliding-mode flux observer with online rotor parameter estimation for induction motors", *IEEE Trans. on Industrial Electronics* 54 (2), 716-723, 2007.

Quang, N. K., Hieu, N. T. and Ha, Q. P., "FPGA-based sensorless PMSM speed control using reduced-order extended Kalman filters" *IEEE Trans. on Industrial Electronics* 61 (12), 6574-6582, 2014.

Rashed, M. and Stronach, A. F., "A stable back-EMF MRAS-based sensorless low-speed induction motor drive insensitive to stator resistance variation", *IEE Proc. on Electric Power App.* 151 (6), 685- 693, 2004.

Reddy, N. R., Reddy, T. B., Amarnath, J. and Rayudu, D. S., "Simplified SVPWM algorithm for vector controlled induction motor drive using concept of imaginary switching times", *International Journal of Recent Trends in Engineering* 2 (5), 288-291, 2009.

Ruan, J. Y. and Wang, S. M., "Magnetizing curve estimation of induction motors in single-phase magnetization mode considering differential inductance effect", *IEEE Trans. on Power Elect.* 31 (1), 497-506, 2016.

Salomaki, J., Hinkkanen, M. and Luomi, J., "Sensorless control of induction motor drives equipped with inverter output filter", *IEEE Trans. on Industrial Electronics* 53 (4), 1188-1197, 2006.

Salvatore, N., Cascella, G. L., Stasi, S. and Cascella, D., "Sensorless stator flux oriented control of IMs using a new delayed-state KF-based algorithm", *Power Electronics Specialists Conf.*, Rhodes, Greece, s. 37-42, 15-19 June 2008.

Salvatore, N., Cascella, G. L., Stasi, S. and Cascella, D., "Stator flux oriented sliding mode control of sensorless induction motor drives by Kalman filter", *The 33rd Annual Conf. of IEEE on Industrial Electronics Society*, Taipei, Taiwan, s. 956-961, 5-8 November 2007.

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

Seibel, B. J., Rowan, T. M. and Kerkman, R. J., "Field-oriented control of an induction machine in the field-weakening region with DC-link and load disturbance rejection", *IEEE Trans. on Industry Applications* 33 (6), 1578-1584, 1997.

Shen, F., Man, Y. and Wang, J., "The research on space vector control of induction motor system based on rotor field orientation", *The IEEE Conf. on Decision and Control and European Control*, Orlando, ABD, s. 3391-3394, 12-15 December 2011.

Shin, M. H. and Hyun, D. S., "Speed sensorless stator flux-oriented control of induction machine in the field weakening region", *IEEE Trans. on Power Electronics* 18 (2), 580-586, 2003.

Shin, M. H., Hyun D. S. and Cho, S. B., "Maximum torque control of stator-flux-oriented induction machine drive in the field-weakening region", *IEEE Trans. on Industry Applications* 38 (1), 117-122, 2002.

Singh, G. K., Singh, D. K. P., Nam, K. and Lim, S. K., "A simple indirect field-oriented control scheme for multiconverter-fed induction motor", *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 52(6), 1653-1659, 2005.

Soltani, J., Gholam R. A. M., Abjadi, N.R. and Ping, H.W., "A new adaptive Direct Torque Control (DTC) scheme based-on SVM for adjustable speed sensorless induction motor drive", *The International Conf. of IEEE on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, Seoul, North Korea, s. 497-502, 8-11 November 2007.

Stekl, P., "3-phase AC induction vector control drive with single shunt current sensing", *Freescale Czech Systems Laboratories*, Czech Republic, 2007.

Stojić, D., Milinković, M., Veinović, S. and Klasnić, I., "Improved stator flux estimator for speed sensorless induction motor drives", *IEEE Trans. on Power Electronics* 30 (4), 2363-2371, 2015.

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 Trans. on Industry Applications* 38 (5), 1282-1289, 2002.

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

Texas Instruments "ADS 8528, 8548, 8568", Texas Instruments, <http://www.ti.com/product/ADS8568>, Copyright (C) 2011, 2 February 2016a.

Texas Instruments "ADS 8568 EVM-PDK", Texas Instruments, <http://www.ti.com/tool/ads8568evm-pdk>, Copyright (C) 2011, 2 February 2016b.

Toliat, H. A., Levi, E. and Raina, M., "A review of RFO induction motor parameter estimation techniques", *IEEE Trans. on Energy Conversion* 18 (2), 271-283, 2003.

Tripathi, A., Khambadkone, A. M. and Panda S. K., "Dynamic control of torque in overmodulation and in the field weakening region", *IEEE Trans. on Power Electronics* 21 (4), 1091-1098, 2006.

Vas, P., Sensorless Vector and Direct Torque Control, *Oxford Science*, Oxford U.K., 1998.

Vas, P., Stronach A. F., Rashed M. and Neuroth M., "Implementation of ANN-based sensorless induction motor drives", *The 9th International Conference of IET on Electrical Machines and Drives*, Canterbury, United Kingdom, s. 329-333, 1-3 September 1999.

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

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.

Wade, S., Dunnigan, M. W. and Williams, B. W., 'A new method of rotor resistance estimation for vector-controlled induction machines', *IEEE Trans. on Industrial Electronics* 44 (2), 247-257, 1997a.

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

Wang, K., Chen, B., Shen, G., Yao, W., Lee, K. and Lu, Z., "Online Updating of Rotor Time Constant Based on Combined Voltage and Current Mode Flux Observer for Speed-Sensorless AC Drives", *IEEE Trans. on Industrial Electronics* 61 (9), 4583-4593, 2014.

Wang, K., Yao, W., Chen, B., Shen, G., Lee, K. and Lu, Z., "Magnetizing curve identification for induction motors at standstill without assumption of analytical curve functions", *IEEE Trans. on Ind. Elect.* 62 (4), 2144-2155, 2015.

Wlas, M., Abu-Rub, H. and Holtz, J., "Speed sensorless nonlinear control of induction motor in the field weakening region", *The 13th Power Electronics and Motion Control Conference*, Poznan, Poland, s. 1084-1089, 1-3 September 2008.

Yıldız, C., Genetik algoritma destekli bulanık denetim kullanarak vektör esaslı asenkron motor kontrolü, Yüksel Lisans Tezi, *Kahramanmaraş Sütçü İmam Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, Kahramanmaraş, s. 1-78, 2008.

Yusivar, F. and Sembirig, R. J., "Implementation of space vector pulse width modulation using CompactRIO", *The Joint International Conf. of IEEE on Rural Information & Communication Technology and Electric-Vehicle Technology (rICT & ICeV-T)*, Bandung, Indonesia, s. 1-6, 26-28 November, 2013.

Yu, X., Dunnigan, M. W. and Williams, B. W., 'A novel rotor resistance identification method for an indirect rotor flux-orientated controlled induction machine system', *IEEE Trans. on Power Electronics* 17 (3), 353-364, 2002.

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 Trans. on Industry Applications* 28, 96-104, 1992.

Zaky, M. S., Khater, M. M., Shokralla, S. S. and Yasin, H. A., "Wide-speed-range estimation with online parameter identification schemes of sensorless induction motor drives", *IEEE Trans.s on Industrial Electronics* 56 (5), 1699-1707, 2009.

Zaky, M. S., Khater, M., Yasin, H. and Shokralla, S. S., "Speed-sensorless control of induction motor drives", *Acta Electrotechnica* 49 (3), 251-268, 2008.

Zaky, M. S., Khater, M., Yasin, H. and Shokralla, S. S., "Very low speed and zero speed estimations of sensorless induction motor drives", *Electric Power Systems Research* 80, 143-151, 2010.



Zhang, Z. and Ge, Q., "A dynamic decoupling method for speed-sensorless vector control of induction motor", *International Conf. on Electrical Machines and Systems*, Wuhan, China, s. 69-73, 17-20 October 2008.

Zhang, D. and Li, H., "A stochastic-based FPGA controller for an induction motor drive with integrated neural network algorithms", *IEEE Trans.s on Industrial Electronics* 55 (2), 551-561, 2008.

Zhang, D., Li, H. and Collins, E. G., "Digital anti-windup PI controllers for variable-speed motor drives using FPGA and stochastic theory", *IEEE Trans. on Power Electronics* 21 (5), 1496-1501, 2006.

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

Zhou, K. and Wang, D., "Relationship between space-vector modulation and three-phase carrier-based PWM: A comprehensive analysis", *IEEE Trans. on Industrial Electronics* 49 (1), 186-196, 2002.

## ÖZ GEÇMİŞ

Remzi İNAN 15.06.1987 tarihinde Denizli’de doğdu. İlk, orta ve lise öğretimini Denizli’de tamamladı. 2005 yılında girdiği Pamukkale Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü’nden Haziran 2009’da mezun oldu. Eylül 2009’da Pamukkale Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü’nde yüksek lisans öğrenimine başladı. Şubat 2010’da Niğde Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü’ne araştırma görevlisi olarak atanmıştır. Bu tarihten itibaren Niğde Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü’nde araştırma görevlisi olarak çalışmaktadır. Yüksek lisans öğrenimini Haziran 2011’de Niğde Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği’nde Elektrik Makineleri Anabilim Dalı’nda tamamladı. Ağustos 2011’de Niğde Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü’nde Elektrik Makineleri Anabilim Dalı’nda başladığı doktora öğrenimi halen devam etmektedir. Asenkron motorların hız-algılayıcısız kontrolü üzerine çalışmalar yapmaktadır.

**TEZ ÇALIŞMASINDA ÜRETİLEN ESERLER (MAKALE, BİLDİRİ, POSTER  
VB.)**

Bu tez çalışmasından, 1 (bir) adet ulusal ile 1 (bir) adet ulusal ve 1 (bir) adet uluslararası bildiri üretilmiştir. Bu üretilen çalışmalar aşağıda sunulmuştur.

İnan, R. ve 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 and Computer Sciences* 22, 588-604, 2014.

İnan, R. ve Barut, M., "Asenkron Motor Parametre Değişimlerinin Vektör Kontrol Başarımına Etkisi", *Otomatik Kontrol Türk Milli Komitesi Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı-TOK 2015*, Antalya, Türkiye, s. 735-740, 10-12 Eylül 2015a.

İnan, R. ve Barut, M., "Speed-sensorless Direct Vector Control of Induction Motor with the EKF based stator resistance estimation on FPGA", *The International Aegean Conf. of IEEE 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)*, Antalya, Türkiye, s. 1-6, 2-4 Eylül 2015b.