

**T.C.**  
**NIĞDE ÜNİVERSİTESİ**  
**FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**  
**ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI**

**ASENKRON MOTORLAR İÇİN GENİŞLETİLMİŞ KALMAN FİLTRESİ**  
**TABANLI HIZ-ALGILAYICISIZ KESTİRİM UYGULAMALARI**

**Rıdvan DEMİR**

**HAZİRAN 2011**



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

ASENKRON MOTORLAR İÇİN GENİŞLETİLMİŞ KALMAN FİLTRESİ TABANLI  
HIZ-ALGILAYICISIZ KESTİRİM UYGULAMALARI

Rıdvan DEMİR

Yüksek Lisans Tezi

Danışman

Yrd. Doç. Dr. Murat BARUT

HAZİRAN 2011

**Rıdvan DEMİR** tarafından **Yrd. Doç. Dr. Murat BARUT** danışmanlığında hazırlanan “**Asenkron Motorlar İçin Genişletilmiş Kalman Filtresi Tabanlı Hız-Algilayıcısız Kestirim Uygulamaları**” adlı bu çalışma jürimiz tarafından Niğde Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü **Elektrik Elektronik Mühendisliği** Anabilim Dalında Yüksek Lisans tezi olarak kabul edilmiştir.

Başkan : Doç. Dr. Ferhat DALDABAN (Erciyes Üniversitesi)



Üye : Doç. Dr. Nurettin ACIR (Niğde Üniversitesi)



Üye : Yrd. Doç. Dr. Murat BARUT (Niğde 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. Nurettin ACIR

Enstitü Müdürü

## ÖZET

### ASENKRON MOTORLAR İÇİN GENİŞLETİLMİŞ KALMAN FİLTRESİ TABANLI HIZ-ALGILAYICISIZ KESTİRİM UYGULAMALARI

DEMİR, Rıdvan

Niğde Üniversitesi

Fen Bilimleri Enstitüsü

Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Danışman

:Yrd. Doç. Dr. Murat BARUT

Haziran 2011, 51 sayfa

Bu tez çalışmasında, Asenkron motorların (ASM'lerin) 5. dereceden doğrusal olmayan dinamik modeli ve model parametreleri dSPACE firmasına ait DS1104 kontrolör kartı ile gerçek-zamanlı olarak doğrulanmıştır. Daha sonra, ASM'lerin hız kontrolü için çift girişli-genişletilmiş kalman filtresi (ÇG-GKF) tabanlı hız-algılayıcısız doğrudan moment kontrol (DMK) sistemi tasarlanmış ve benzetimlerle doğrulanmıştır. Hız-algılayıcısız DMK için stator direnci, rotor direnci ve viskoz sürtünme terimini de içeren yük momenti ile ilgili belirsizliklere ilave olarak, çıkış olarak da ölçülen stator akımları, stator akıları ve rotor açısız hızı bu tez çalışmasında geliştirilen ÇG-GKF ile eş-zamanlı olarak kestirilmiştir. Önerilen ÇG-GKF tabanlı hız-algılayıcısız DMK sisteminin başarımı, yüksek ve sıfır hız aralığında hız referansı, yük momenti, stator direnci ve rotor direncinin basamak ve/veya doğrusal değişimleri ile test edilmiştir. Son olarak, ölçülen stator gerilimleri ve akımları kullanılarak; stator akımlarını, rotor akılarını, rotor açısız hızını, yük momentini ve rotor ve stator dirençlerinin eş-zamanlı kestirimini içeren ÇG-GKF algoritması deneysel olarak gerçek-zamanda gerçekleştirilmiş ve rotor açısız hızı, yük momenti, rotor direnci ve stator direncinin ani değişimleri oluşturulmuş zorlayıcı senaryolar altında test edilmiştir. Bu tez kapsamında sunulan tüm sonuçlar oldukça tatmin edicidir. Bu yönleriyle, literatürde bilinen ilk çalışmadır.

Anahtar sözcükler: Asenkron motor, Genişletilmiş Kalman filtresi, Hız-algılayıcısız kestirim ve kontrol, Rotor ve stator direnci kestirimi, Yük moment kestirimi.

## SUMMARY

### APPLICATIONS OF EXTENDED KALMAN FILTER BASED SPEED- SENSORLESS ESTIMATION FOR INDUCTION MOTORS.

DEMIR, Rıdvan

Nigde University

Graduate School of Natural and Applied Sciences

Department of Electrical and Electronic Engineering

Supervisor : Assistant Professor Murat BARUT

June 2011, 51 pages

In this thesis, a fifth order nonlinear dynamic model and model parameters of induction motors (IMs) are verified in real-time experiments by using DS1104 controller board of dSPACE Inc. Later, for an angular velocity control of IMs, a Bi Input-extended Kalman filter (BI-EKF) based speed-sensorless direct torque control (DTC) system is design and confirmed in simulations. For the speed-sensorless DTC, the stator currents which are measured as output, the stator fluxes, and the rotor angular velocity in addition to the uncertainties in the stator resistance, the rotor resistance, and load torque including viscous friction term are simultaneously estimated by the BI-EKF algorithm developed in this thesis. The performance of the proposed BI-EKF based DTC system is experienced with the step and/or linear variations of the velocity reference, the load torque, the stator resistance, and the rotor resistance in the range of high and zero speed. Finally, by using the measured stator currents and voltages, the BI-EKF algorithm including the simultaneous estimations of the stator currents, the rotor fluxes, the rotor angular velocity, the load torque, and the rotor and stator resistances are experimentally implemented in real-time and tested under the challenging scenarios generated by the instantaneous variations in the velocity, the load torque, the stator resistance, and the rotor resistance in the wide speed range. All results presented in the scope of this thesis are quite satisfying. From these points of view, it is first known study in the literature.

Keywords: Induction motor, Extended Kalman filter, Speed-sensorless estimation and control, Rotor and stator resistance estimation, Load torque estimation.

## TEŞEKKÜR

Bu tez alıŐmanın hazırlanmasında bilgi, tecrube ve desteğini benden esirgemeyen danıŐmanım Sayın Yrd. Do. Dr. Murat BARUT'a, yüksek lisans eğitimim boyunca yardım ve desteklerini esirgemeyen arkadaşlarım Gkhan Murat ERYILMAZ, Öęr. Gör. Ramazan TEMEL, ArŐ Gör. Salim ÇINAR, ArŐ Gör. Emrah ZERDALI ve ArŐ Gör. Remzi İNAN'a, teŐekkürlerimi sunarım.

Ayrıca, maddi ve manevi destekleri ile yanımda olduklarını her daim hissettiren biricik aileme sonsuz teşekkür ederim.

Bu tez alıŐması, EEEAG-108E187 nolu araştırma bursu altında Türkiye Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Kurumu (TÜBİTAK) tarafından desteklenmiŐtir.

## İÇİNDEKİLER

ÖZET .....	iii
TEŞEKKÜR.....	iv
İÇİNDEKİLER DİZİNİ.....	v
ÇİZELGELER DİZİNİ .....	vi
ŞEKİLLER DİZİNİ .....	vii
BÖLÜM I GİRİŞ .....	1
1.1 Amaç .....	1
1.2 Kapsam.....	1
1.3 Tez Çalışmasının Katkıları .....	4
1.4 Tez Kapsamında Yapılan Bilimsel Çalışmalar .....	4
BÖLÜM II DS1104 KONTROLÖR KARTI İLE GERÇEK-ZAMANLI OLARAK ASENKRON MOTOR MODELİNİN DOĞRULANMASI .....	6
2.1 ASM'nin Dinamik (durum-uzay) Modeli .....	6
2.2 ASM Modelinin Elektriksel Parametrelerinin Elde Edilmesi .....	8
2.3 ASM Modeli ve Parametrelerine İlişkin Doğrulama Algoritmasının Geliştirilmesi .....	10
2.4 Donanım Düzenegi .....	11
2.5 ASM Modelinin Mekanik Parametrelerinin Elde Edilmesi.....	14
2.6 ASM'nin Gerçek-Zamanlı Deneyle Doğrulanması .....	17
2.6.1 Senaryo I-Yüksek, orta ve düşük hızda stator akım bileşenlerinin doğrulanması .....	17
2.6.2 Senaryo II-Sabit hızda basamak biçimindeki yük değişimleri için modelin doğrulanması.....	19
2.6.3 Senaryo III- Doğrusal-hız ve üstel-yük değişimleri için modelin doğrulanması .....	22
BÖLÜM III ÇİFT GİRİŞLİ-GENİŞLETİLMİŞ KALMAN FİLTRESİ TABANLIASENKRON MOTORLARIN HIZ-ALGILAYICISIZ DOĞRUDAN MOMENT KONTROLÜ.....	25
3.1.ASM'lerin Genişletilmiş Matematik Modelleri .....	25
3.2 Çift Girişli-GKF Algoritmasının Tanıtımı.....	27
3.3 Hız-Algılayıcısız DMK Sistemi .....	29
3.4 Benzetim Sonuçları ve Gözlemler .....	29
3.4.1 Yüksek-hız çalışması.....	30

3.4.2 Çok düşük/sıfır hız çalışması .....	32
3.4.3 Gözlemler .....	33
BÖLÜM IV ASENKRON MOTORLARIN HIZ-ALGILAYICISIZ KONTROLÜ İÇİN ÇİFT GİRİŞLİ-GENİŞLETİLMİŞ KALMAN FİLTRESİ TABANLI KESTİRİCİNİN GERÇEK-ZAMANLI GERÇEKLEMESİ .....	35
4.1 Donanım Düzenegi .....	35
4.2 Deney Sonuçları ve Gözlemler .....	37
4.2.1 Senaryo I- Model- $R_r'$ ya da Model- $R_s$ 'yi kullanan geleneksel tek GKF'lerin başarımı .....	38
4.2.2 Senaryo II- Anma hızının % 50'sinde $R_s$ değişimleri altında ÇG- GKF'nin başarımı .....	41
4.2.3 Senaryo III-Anma hızında hız ve yük momentinin terslendirilmesi altında ÇG-GKF'nin başarımı .....	41
4.2.4 Senaryo IV $R_s$ değişimleri altında ÇG-GKF'nin çok düşük-hız çalışması .....	41
BÖLÜM V SONUÇ .....	46
KAYNAKLAR .....	48

## ÇİZELGELER DİZİNİ

Çizelge 2.1	RSASM ve SKASM için <i>D.A</i> test sonuçları. ....	9
Çizelge 2.2	RSASM ve SKASM için boşta çalışma testi sonuçları. ....	9
Çizelge 2.3	RSASM ve SKASM için kilitli rotor testi sonuçları. ....	10
Çizelge 2.4	RSASM ve SKASM modelindeki elektriksel parametrelerin anma değerleri .....	10
Çizelge 4.1	ASM'nin anma parametreleri. ....	36

## ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 2.1	Simulink'te oluşturulmuş ASM modeli. ....	8
Şekil 2.2	ASM'nin statora indirgenmiş bir faz eşdeğer devresi. ....	8
Şekil 2.3	D.A testine ilişkin deney düzeneği. ....	9
Şekil 2.4	Boşta çalışma ve kilitli rotor testi için deney düzeneği. ....	9
Şekil 2.5	ASM model ve parametrelerine ilişkin doğrulama algoritması. ....	11
Şekil 2.6	ASM model ve parametrelerin gerçek zamanlı doğrulanmasına ilişkin deney düzeneği. ....	13
Şekil 2.7.	RSASM'nin boşta ve anma hızında çalışması ....	14
Şekil 2.8	SKASM'nin boşta ve anma hızında çalışması ....	15
Şekil 2.9	Aynı yük ve anma gerilim değerlerinin RSASM ve RSASM modeline eş zamanlı olarak uygulanarak farklı $J_T$ değerleri için elde edilen rotor hızı değişimleri ....	16
Şekil 2.10	Aynı yük ve anma gerilim değerlerinin SKASM ve SKASM modeline eş zamanlı olarak uygulanarak farklı $J_T$ değerleri için elde edilen rotor hızı hata değişimleri. ....	17
Şekil 2.11	A.A sürücüsü üzerinden uygulanan stator geriliminin değişimi. ....	17
Şekil 2.12	RSASM'nin yüklü olarak yüksek hızda elde edilen stator akımına ilişkin sürekli hal sonuçları. ....	18
Şekil 2.13	RSASM'nin yüklü olarak orta hızda elde edilen stator akımına ilişkin sürekli hal sonuçları. ....	18
Şekil 2.14	RSASM'nin yüklü olarak düşük hızda elde edilen stator akımına ilişkin sürekli hal sonuçları. ....	18
Şekil 2.15	SKASM'nin yüklü olarak yüksek hızda elde edilen stator akımına ilişkin sürekli hal sonuçları. ....	18
Şekil 2.16	SKASM'nin yüklü olarak orta hızda elde edilen stator akımına ilişkin sürekli hal sonuçları. ....	19
Şekil 2.17	SKASM'nin yüklü olarak düşük hızda elde edilen stator akımına ilişkin sürekli hal sonuçları. ....	19
Şekil 2.18	RSASM'nin sabit hızda basamak biçimindeki yük değişimleri için elde edilen sonuçlar. ....	20
Şekil 2.19	RSASM'nin sabit hızda basamak biçimindeki yük değişimleri için elde edilen hata sonuçları. ....	20

Şekil 2.20	SKASM'nin sabit hızda basamak biçimindeki yük değişimleri için elde edilen sonuçlar. ....	21
Şekil 2.21	SKASM'nin sabit hızda basamak biçimindeki yük değişimleri için elde edilen hata sonuçları. ....	21
Şekil 2.22	RSASM için doğrusal-hız ve üstel-yük değişimleri için elde edilen sonuçlar. ....	22
Şekil 2.23	RSASM için doğrusal-hız ve üstel-yük değişimleri için elde edilen hata sonuçları. ....	22
Şekil 2.24	SKASM için doğrusal-hız ve üstel-yük değişimleri için elde edilen sonuçlar. ....	23
Şekil 2.25	SKASM için doğrusal-hız ve üstel-yük değişimleri için elde edilen hata sonuçları. ....	23
Şekil 3.1	ÇG-GKF algoritmasının akış diyagramı. ....	28
Şekil 3.2	ÇG-GKF tabanlı hız-algılayıcısız DMK sistemi. ....	29
Şekil 3.3	Yüksek-hız aralığındaki başarımlar için $n_m^r$ , uygulanan $t_L$ , $R_s$ ve $R_r'$ 'nin değişimi. ....	30
Şekil 3.4	Yüksek-hız aralığındaki ÇG-GKF tabanlı kestirici ve DMK sistemine ilişkin benzetim sonuçları. ....	31
Şekil 3.5	Yüksek-hız aralığındaki kestirim ve izleme hataları için benzetim sonuçları. ....	31
Şekil 3.6	Çok düşük/sıfır hız aralığındaki başarımlar için $n_m^r$ , $t_L$ , $R_s$ ve $R_r'$ 'nin değişimleri. ....	32
Şekil 3.7	Çok düşük/sıfır hız aralığındaki kestirim ve izleme hataları için benzetim sonuçları. ....	32
Şekil 3.8	Çok düşük/sıfır hız aralığındaki ÇG-GKF tabanlı kestirici ve DMK sistemine ilişkin benzetim sonuçları ....	33
Şekil 4.1	ÇG-GKF algoritmasını doğrulamak için kullanılan deney düzeneği.....	36
Şekil 4.2	A.A sürücüsü tarafından ASM'ye uygulanan stator gerilimleri ve çekilen akımlar. ....	36
Şekil 4.3	Basamak-biçimli $R_s$ değişimleri için GKF- $R_r'$ 'nin deney sonuçları .....	39
Şekil 4.4	Basamak-biçimli $R_r'$ değişimleri için GKF- $R_s$ 'nin deney sonuçları .....	40
Şekil 4.5	Anma hızının % 50'sinde basamak-biçimli $R_s$ değişimleri için ÇG-GKF'nin deney sonuçları .....	42

Şekil 4.6	Hız ve yük momenti terslendirmeleri için ÇG-GKF'nin deney sonuçları. ....	43
Şekil 4.7	$R_s$ değişimleri altında çok düşük-hız çalışması için ÇG-GKF'nin deney sonuçları .....	44

## FOTOĞRAFLAR DİZİNİ

Fotoğraf 2.1	Gerçek Zamanlı test/deney düzeneği .....	12
Fotoğraf 2.2	Gerçek zamanlı deney/test düzeneği ve numaralandırılmış makine-teçhizatlar .....	12

## KISALTMALAR VE SİMGELER

ASM	: Asenkron motor
SKASM	: Sincap kafesli asenkron motor
RSASM	: Rotoru sargılı asenkron motor
DA	: Doğru akım
VKY	: Vektör kontrol yöntemi
DMK	: Doğrudan moment kontrolü
KF	: Kalman filtresi
GKF	: Genişletilmiş Kalman filtresi
ÇG-GKF	: Çift-Girişli Genişletilmiş Kalman filtresi
$\underline{x}_{ei}$	: Ayrıklaştırılmış durum vektörü
$\underline{f}_{ei}$	: Durum ve girişlerin doğrusal olmayan fonksiyonu
$\underline{A}_{ei}, \underline{B}_e$	: Sırasıyla sistem ve giriş matrisi
$\underline{u}_e$	: Kontrol giriş vektörü
$\underline{H}_e$	: Ölçme matrisi
$\underline{Z}$	: k anında gözlemlenen çıkış değeri
$\underline{w}_{j1}, \underline{w}_{j2}$	: Sırasıyla sistem ve ölçme gürültüleri
$\underline{F}_{ei}$	: Doğrusal olmayan modelleri doğrusallaştırmada kullanılan fonksiyon
$\underline{Q}_i$	: Sistem kovaryans matrisi
$\underline{D}_\xi$	: Çıkış gürültüsünün kovaryans matrisi
$\underline{P}_i, \underline{N}_i$	: Sırasıyla durum kestirim hatası ve onun dış değerlemesinin (extrapolation) kovaryans matrisleridir.
$\alpha\beta$	: Duran eksen takımı
$i_{s\alpha}, i_{s\beta}$	: Stator akımlarının $\alpha$ - ve $\beta$ - bileşenleri
$V_{s\alpha}, V_{s\beta}$	: Stator gerilimlerinin $\alpha$ - ve $\beta$ - bileşenleri
$\psi_{r\alpha}, \psi_{r\beta}$	: Rotor akılarının $\alpha$ - ve $\beta$ - bileşenleri
$\omega_m$	: Rotor milinin mekanik hızı
$t_L$	: Yük momenti
$t_{ind}$	: İndüklenen moment
$\hat{\cdot}$	: $\cdot$ 'nin kestirildiğini ya da gözlemlendiğini gösterir
$R_s$	: Stator sargı direnci
$R_r'$	: Statora indirgenmiş rotor direnci

$L_m$	: Mıknatıslanma endüktansı (karşılıklı endüktans)
$L'_r$	: Statora indirgeniş rotor öz endüktansı
$L_\sigma$	: Stator geçici endüktansı
$p_p$	: Kutup çifti sayısı
$J_L$	: Motor ve yükün toplam eylemsizliği
$B_L$	: Motor ve yükün toplam viskoz sürtünme katsayısı
$T$	: Örnekleme zamanı
$t$	: Zaman

# BÖLÜM I

## GİRİŞ

### 1.1 Amaç

Asenkron motorların (ASM'lerin) yüksek başarımli kontrolü için gerekli bütün durumlar ile birlikte sürtünme terimini de içeren yük momenti, stator direnci ve rotor direncini eş zamanlı olarak kestiren genişletilmiş kalman filtresi tabanlı yeni gözlemleyici algoritması tasarlamak.

### 1.2 Kapsam

ASM'ler, endüstrinin çok iyi bilinen elektrik motorlarıdır. Bu durum, düşük fiyatları, kolay üretilebilmeleri ve uzun ömürleri nedeniyle oluşmuş bir düşüncedir. ASM'ler önceleri sabit hız gerektiren uygulamalarda kullanılırken, yarı iletken teknolojisinin ilerlemesiyle açık-çevrimli ve kapalı-çevrimli skaler kontrol teknikleri [1] ile değişken hız/moment gerektiren uygulamalarda kullanılabilir hale gelmiştir. Skaler kontrol yöntemlerinde ASM'lerin sürekli sinüsoidal hal çalışmasına yönelik statik modeli[2] kullanıldığından, geçici halde motorun kontrolü gerçekleştirilememektedir[3,4]. Bu yüzden skalar kontrol, orta dereceli başarıma sahip [3] yöntem olarak bilinmektedir. Diğer taraftan, 1969'da K. Hasse ve 1971'de F. Blaschke tarafından "alan yönlendirmeli" ya da "vektör kontrol (VK)"ünün ortaya atılarak ASM'lerin serbest uyarımalı d.a motor gibi kontrol edilebileceğinin gösterimi ya da 1984'de Takahashi ve Noguchi tarafından önerilen "doğrudan moment kontrol (DMK) (Direct Torque Control-DTC)" yönteminin [5] önerilmesi; ASM'lerin yüksek başarımli kontrolü için yeni bakışlar getirmiştir. Bu kontrol yöntemleri ile hem geçici hemde sürekli halde ASM'nin konum, hız ve moment kontrolünü gerçekleştirmek mümkündür. Bununla birlikte, yüksek verimli kontrol açısından her iki yöntem, duran stator eksenindeki (Kartezyen koordinatlardaki) akının genlik ve konum bilgisinin doğru olarak bilinmesini gerektirir. Ayrıca, hız kontrol uygulamaları için rotorun açısal (mekanik) hız bilgisine ihtiyaç vardır. Bu gereksinimler aşağıda işaret edilecek yeni sorunları ortaya çıkarmaktadır.

Geleneksel yaklaşımlarda, rotorun açısal hızı/konumu için artımlı kodlayıcılar kullanılırken, akı vektörü, Hall etkili ya da araştırma bobinli algılayıcılardan yararlanılarak elde edilir. Bununla birlikte, ölçüm aygıtlarının kullanımı donanım karmaşıklığını ve maliyeti arttırmaktadır. Ayrıca, bu algılayıcılar genellikle mekanik titreşimler, sıcaklık gibi çalışma koşullarından da olumsuz bir şekilde etkilenmektedir. Bu yüzden akı ve hız durumlarını gözlemleyiciler ya da kestiriciler yardımı ile elde etmek çok daha kullanışlıdır. Ancak, ASM modelin beşinci dereceden doğrusal olmayan ve zamanla değişen doğası özellikle modelleme hataları, parametre belirsizlikleri ve değişen çalışma koşullarından kaynaklanan sorunlar gözlemleyici tasarımını güçleştirmektedir.

Gözlemleyici ya da kestirici tasarımındaki en önemli etkenler ASM'deki parametre belirsizlikleridir. Genel açıdan, bir elektrik motorundaki belirsizlikler, elektriksel ve mekanik olmak üzere iki grupta sınıflandırılır [6]. Bir ASM'deki elektriksel belirsizliklerin en önemli kaynağını stator ve rotor dirençlerinin sıcaklık ve frekansa bağımlı değişimleri oluşturmaktadır. Hız-algılayıcısız kontrol sisteminin başarımı yük momentleri ve sürtünmeler ile ilgili mekanik belirsizliklerden de etkilenmektedir.

ASM'ler için vektör kontrol (VK) ve DMK'nın ortaya atılmasından sonra artık bu yöntemlerin kullanıldığı ve çeşitli firmalar tarafından pazara sunulan ASM sürücülerini [7, 8, 9] ile ASM'nin hem geçici hem de sürekli halde kontrolü gerçekleştirilebilmektedir. Vektör tabanlı bu yaklaşımlarda [10], ASM'nin dinamik (*iki-faz* ya da *temel*) modeli kullanılmaktadır. İki girişli ve sadece üç durum değişkeninin ölçmeye uygun olduğu katsayıları zamanla değişen 5. dereceden doğrusal olmayan diferansiyel eşitliklerle tanımlanan bu model, doğrusal olmayan sistemler içerisinde de teorik olarak ilginç ve uygulamaya dönük önemli bir sınıfı temsil etmektedir [11]. Literatürde ASM'nin dinamik modelini gerçeklemek ya da doğrulamak için [12, 13, 14]'dekiler gibi farklı yaklaşımlar kullanılmıştır. Ancak, bu tür yöntemlerin uygulaması ayrıca zaman alıcı bir süreci gerektirir.

ASM'lerin hız-algılayıcısız DMK'sı stator akısı, endüklenen moment ve rotor açısal hız (hız kontrol uygulamaları için) bilgilerine ihtiyaç duyar. Bununla birlikte, bilinmeyen  $t_L$  ile  $R_s$  ve  $R_r'$ 'nin sıcaklık ve frekans bağımlı değişimlerine ilave olarak ASM modelinin

yüksek dereceden ve doğrusal olmayan yapısı, geniş bir hız aralığında ASM'lerin hız- algılayıcısız kontrolü için geliştirilen gözlemleyici/kestirici tasarımlarına güçlük çıkarmaktadır.

Yukarıda ifade edilen problemin (güçlüğü) çözümü için, yakın zamanda [18, 19, 20, 21]'dekiler gibi *belirgin* ASM modelini kullanan gözlemleyiciler/kestiriciler, geliştirilmiştir. Bu çalışmalar da belirtildiği gibi, [18] ve [19] sırasıyla 150 d/d'dan daha düşük hız sonuçlarını iyileştirmek ya da ulaşılabilir sürekli-sıfır-hız çalışması elde etmek için hala araştırmalara devam etmekte; [20] ve [21] ise hız-algılayıcısız kontrol sistemi, hız referansındaki değişimler gibi geçici hal durumunda uygulanamamaktadır.

Literatürde, ASM'lerin hız-algılayıcısız kontrolü için önerilen *olasıl (stochastic)* yaklaşımın kullanıldığı Genişletilmiş Kalman Filtresi (GKF) tabanlı uygulamalarda bulunmaktadır. Belirgin temelli önceki çalışmalardan farklı olarak; ASM modelindeki belirsizlikler, çok düşük ve sıfır hızda kestirim başarımını iyileştiren model (sistem) ve ölçme gürültülerini içeren GKF'lerin genişletilmiş modeli ile doğal olarak örtüşmektedir [22, 23]. GKF ayrıca hızlı kestirimler sağlamaktadır. Bu yüzden, hesap karmaşıklığına rağmen GKF, ASM'lerin hız-algılayıcısız kontrolünde yaygın olarak kullanılmaktadır [22, 23, 24].

Son olarak, [22, 23, 24, 25]'dekiler gibi ASM'nin hız-algılayıcısız kontrolü için gerekli tüm durumları, viskoz sürtünme terimini içeren  $t_L$ ,  $R_r'$  ve  $R_s$ 'yi kestiren çalışmalar, geniş bir hız aralığı için hem benzetimlerde ve/veya gerçek-zamanlı deneylerde iyileştirilmiş sonuçlar sunmaktadır. Bununla birlikte bu çalışmalar arasında, [22, 23, 24] bir adet GKF ile mümkün olandan daha fazla paramtere kestirimi yapmak için *iki ayrı GKF algoritmasını* örgülü ya da anahtarlamalı durumda kullanmakta; [25] ise [22, 23, 24]'dekiler ile aynı problemin çözümü için Çift Girişli-Genişletilmiş Kalman Filtresi (ÇG-GKF) olarak adlandırılan yeni bir kestirim tekniğini ilk olarak tanıtmaktadır. ÇG-GKF tekniğinde, *yalnız bir adet GKF algoritması*,  $R_r'$  ve  $R_s$ 'nin eş-zamanlı kestirimi için geliştirilmiş iki adet genişletilmiş ASM modelinden elde edilen girişler ile ardışıl olarak işletilmektedir. [25]'de önerilen teknik *örgülü* durumda çalıştırılmış ve hem ASM'nin *rotor akısı* yönlendirmeli hız-algılayıcısız *doğrudan vektör kontrol* sistemi ile hem de gerçek zamanlı deneylerle test edilmiştir.

### 1.3 Tez Çalışmasının Katkıları

Yapılan tez çalışmasının katkıları aşağıda sıralanmıştır:

İlk olarak, ControlDesk arayüz yazılımlı DS1104 kontrolör kartı kullanılarak dinamik ASM modeli ve modele ilişkin parametreler deneysel olarak doğrulanmıştır. Aynı arayüz yazılımı ile modele ilişkin listelenmiş bütün değişkenler içerisinde kullanıcı tarafından istenilenler seçilerek gerçek-zamanlı olarak izlenebilmekte ve izlenen bu değişkenler “.mat” ya da “.xls” gibi farklı formatlarda kayıt edilebilmektedir. Ayrıca ASM model çıkışlarını giriş olarak alan açık-çevrimli bir yük momenti kestiricisi tasarlanarak, ölçülen yük momenti üzerinden de ASM modelinin doğrulanması yapılmıştır. Bu yüzden, önceki çalışmalardan[12, 13, 14] farklı olarak çok daha kısa sürede modelden gerçek-zamanlı uygulamaya geçiş sağlanabilmektedir. Bu yönüyle yapılan bu çalışma literatürde ilktir.

Daha sonra, stator faz gerilimleri ve akımlarının mevcut olduğu varsayımıyla, hız-algılayıcısız DMK için gerekli tüm durumlara ilave olarak  $R_r'$ ,  $R_s$  ve viskoz sürtünme terimini de içeren  $t_L$  'nin eş zamanlı kestirimleri ÇG-GKF ile gerçekleştirilmiştir. Ayrıca, ÇG-GKF tabanlı hız-algılayıcısız DMK sistemi yüksek ve çok düşük/sıfır hız için  $R_r'$ ,  $R_s$ ,  $t_L$  ve hız referansının zorlayıcı değişimleri altında benzetimlerle test edilmiştir. Sonuçlar, herhangi bir işaret eklemeksizin hem geçici hem de sürekli halde oldukça tatmin edici bir kestirim ve kontrol başarımını göstermektedir.

Son olarak, stator faz gerilimleri ve akımlarını ölçerek ASM'lerin hız-algılayıcısız kontrolü için gerekli tüm durumlara ilave olarak  $R_r'$ ,  $R_s$  ve  $t_L$  'nin eş-zamanlı kestimi için Ref. [25]'de geliştirilen ÇG-GKF algoritması gerçek-zamanlı olarak test edilmiştir. Bu yönüyle yapılan bu çalışma, ÇG-GKF tekniğinin gerçek-zamanlı uygulanmasını gerçekleştiren ilk çalışma olarak bilinir.

### 1.4 Tez Kapsamında Yapılan Bilimsel Yayınlar

Yapılan tez çalışması kapsamında yayımlanan bilimsel çalışmalar aşağıda sıralanmıştır:

➤ *Uluslararası makale*

Murat Barut, Ridvan Demir, Emrah Zerdali ve Remzi Inan, “Real-Time Implementation of Bi Input-Extended Kalman Filter Based Estimator for Speed-Sensorless Control of IMs,” (Değerlendirme aşamasında).

➤ *Uluslararası Bildiri*

M. Barut ve R. Demir, “Bi input-extended Kalman filter based speed-sensorless direct torque control of induction motors,” *XIX International Conference on Electrical Machines (ICEM2010)*, Roma, Italy, 5-8 Ekim 2010.

➤ *Ulusal Bildiri*

M. Barut ve R. Demir, “DS1104 kontrolör kartı ile gerçek-zamanlı olarak asenkron motor modelinin doğrulanması,” *Türkiye Otomatik Kontrol Komitesi Ulusal Toplantısı (TOK 2010)*, 21-23 Eylül 2010.

Bu tez çalışması aşağıdaki gibi organize edilmiştir:

Bölüm I'deki girişten sonra, Bölüm II'de ASM modelinin DS1104 kontrolör kartıyla gerçek-zamanlı doğrulanması yapılmıştır. Bölüm III, ASM'lerin ÇG-GKF tabanlı hız-algılayıcısız DMK'sını sunmaktadır. Bölüm IV'de ÇG-GKF tabanlı kestiricinin gerçek zamanlı olarak test edilmesi verilmiş ve son olarak sonuç ve gelecek çalışmalar Bölüm V'te sıralanmıştır.

## BÖLÜM II

### DS1104 KONTROLÖR KARTI İLE GERÇEK-ZAMANLI OLARAK ASENKRON MOTOR MODELİNİN DOĞRULANMASI

Bu bölümde, ControlDesk arayüz yazılımlı DS1104 kontrolör kartı kullanılarak dinamik ASM modeli ve modele ilişkin parametreler deneysel olarak doğrulanmıştır. ControlDesk kullanıcı-dost arayüz yazılımı yardımı ile daha önce Matlab® simulink'te oluşturulmuş algoritmalar, DS1104 için gerekli gerçek-zamanlı kodlara dönüştürülebilmektedir. Ayrıca, aynı arayüz yazılımı ile modele ilişkin listelenmiş bütün değişkenler içerisinde kullanıcı tarafından istenilenler seçilerek gerçek-zamanlı olarak izlenebilmekte ve izlenen bu değişkenler “.mat” ya da “.xls” gibi farklı formatlarda kayıt edilebilmektedir. Bu yüzden, önceki çalışmalardan[12, 13, 14] farklı olarak *çok daha kısa sürede* modelden gerçek-zamanlı uygulamaya geçiş sağlanabilmektedir. Diğer taraftan, dinamik modeldeki elektriksel parametreleri, IEEE standart 112 ve [15] ile uyumlu d.a testi, boşa çalışma ve kilitli rotor deneylerinden hesaplanmıştır. Mekanik parametrelerin belirlenmesinde mekanik hareket eşitliğinden yararlanılmıştır. Daha sonra, elde edilen parametreler ve modelin doğrulaması gerçek-zamanlı olarak DS1104 ile gerçekleştirilmiştir.

#### 2.1 ASM'nin Dinamik (durum-uzay) Modeli

Kullanılan vektör tabanlı yöntemlerle uyumlu olarak ASM'lerin dinamik modelleri genellikle rotor ya da stator akısı temelli [16] olarak ifade edilebilmektedir. Her iki model aynı varsayımlarla elde edildiğinden doğrulama amaçlı olarak herhangi birisi kullanılabilir. Bu çalışmada kullanılan stator duran eksen ( $\alpha\beta$ ) takımındaki rotor akısı temelli ASM'nin ayrık modeli, aşağıdaki gibi verilebilir:

$$\underline{x}(k+1) = \underline{A}(\underline{x}(k)) \underline{x}(k) + \underline{B} \underline{u}(k) + \underline{w}_L t_L \quad (2.1)$$

$$\underline{y}(k) = \underline{H} \underline{x}(k) \quad (\text{ölçme eşitliği}) \quad (2.2)$$

Burada  $\underline{x}$ , modelin durum vektörüdür.  $\underline{A}$ , sistem matrisidir.  $\underline{u}$ , kontrol giriş vektörüdür.  $\underline{B}$ , giriş matrisidir.  $\underline{w}_L$ , yük momenti ile ilgili giriş vektörüdür.  $t_L$ , yük momentidir.  $\underline{H}$ , ölçme matrisidir.  $\underline{y}$ , ölçülen durumlardır. (2.1) ve (2.2)'deki genel form'a bağlı olarak, genişletilmiş ASM modellerindeki matris ve vektörler ise aşağıdaki gibi tanımlanabilir:

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

$$\underline{A} = \begin{bmatrix} a_1 & 0 & a_2 & a_3\omega_m(k) & 0 \\ 0 & a_1 & -a_3\omega_m(k) & a_2 & 0 \\ a_4 & 0 & a_5 & -a_6\omega_m(k) & 0 \\ 0 & a_4 & a_6\omega_m(k) & a_5 & 0 \\ -a_7\psi_{r\beta}(k) & a_7\psi_{r\alpha}(k) & 0 & 0 & a_8 \end{bmatrix}, \underline{B} = \begin{bmatrix} a_9 & 0 \\ 0 & a_9 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix},$$

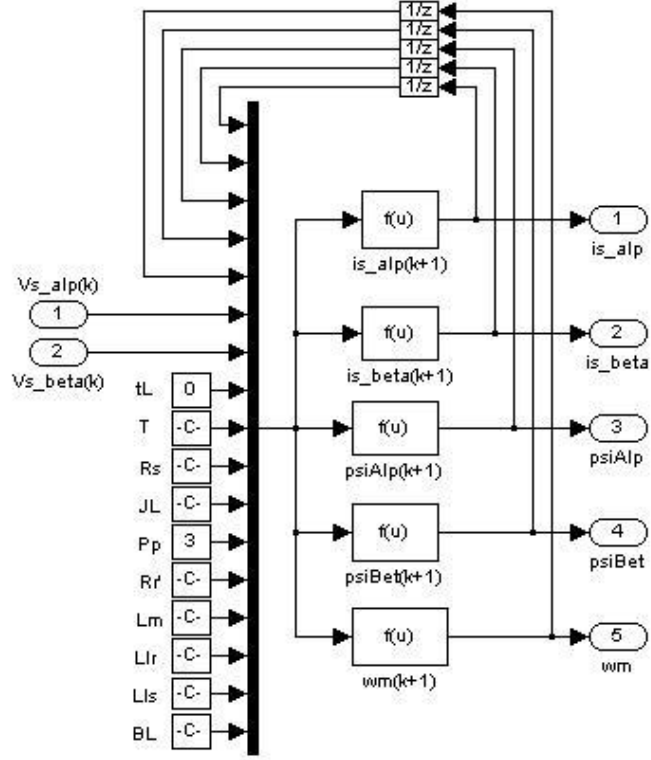
$$\underline{w}_L = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ a_{10} \end{bmatrix}, \underline{H} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \underline{y} = [i_{s\alpha}(k) \quad i_{s\beta}(k) \quad \omega_m(k)]^T$$

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

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

Burada  $p_p$ , kutup çifti, sayısıdır.  $L_\sigma = \sigma L_s$ , stator geçici endüktansıdır.  $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r'}$ , 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 endüktansıdır.  $v_{s\alpha}$  ve  $v_{s\beta}$ , stator geriliminin stator duran eksen bileşenleridir.  $i_{s\alpha}$  ve  $i_{s\beta}$ , stator akımının stator duran eksen bileşenleridir.  $\psi_{r\alpha}$  ve  $\psi_{r\beta}$ , rotor akısının stator duran eksen bileşenleridir.  $\omega_m$ , rotor mekanik açısal hızıdır.  $J_T$  ve  $\beta_T$ , sırasıyla ASM, moment ölçer ve Fuko freninin den oluşan deney düzeneğinin toplam eylemsizliği ve viskoz sürtünme katsayısıdır.  $T$ , örnekleme zamanıdır.

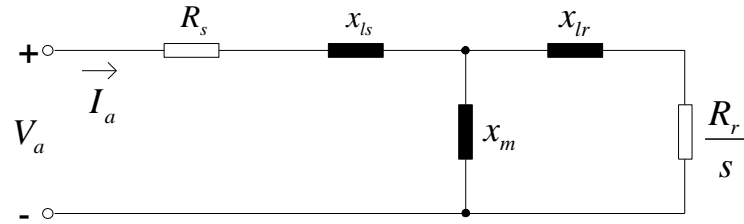
Eşitlik 2.1 ve 2.2 kullanılarak ASM modeli, simulink'te Şekil 2.1'deki gibi elde edilir.



Şekil 2.1 Simulink'te oluşturulmuş ASM modeli.

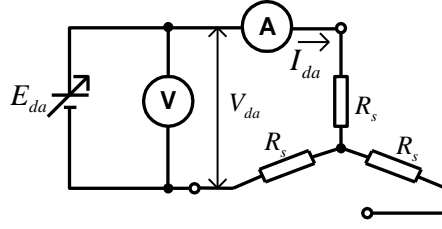
## 2.2 ASM Modelinin Elektriksel Parametrelerinin Elde Edilmesi

ASM modelinin elektriksel parametrelerinin hesaplanması için, ASM'nin statora indirgenmiş bir faz eşdeğer devresinden yararlanılır. ASM'ye ait bir faz eşdeğer devre Şekil 2.1'de gösterilmiştir.



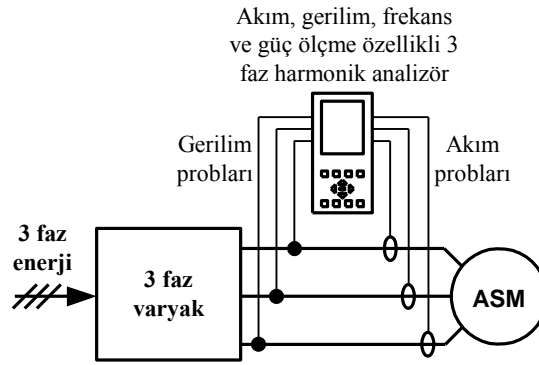
Şekil 2.2 ASM'nin statora indirgenmiş bir faz eşdeğer devresi.

Şekil 2.2'de görülen eşdeğer devre kullanılarak, IEEE standart 112 [15]'te açıklanan d.a testi, boşa çalışma ve kilitli rotor deneyleri gerçekleştirilmiştir. Gerçekleştirilen deneylerle ilişkin deney düzenekleri sırasıyla Şekil 2.3 ve Şekil 2.4'de gösterilmiştir.



Şekil 2.3 D.A testine ilişkin deney düzeneği.

Burada  $R_s$ ; yıldız bağlı ASM'nin bir fazına ilişkin direncidir.  $E_{da}$ ; değeri ayarlanabilir d.a. kaynağıdır. V; d.a. voltmetredir. A; d.a. ampermetredir ve  $V_{da}$  ve  $I_{da}$  ise d.a. ölçü aletlerinden okunan değerleri temsil etmektedir.



Şekil 2.4 Boşta çalışma ve kilitli rotor testi için deney düzeneği.

Şekil 2.3'teki d.a. deney düzeneğinden RSASM ve SKASM için alınan ölçümler Çizelge 2.1'de verilmiştir.

Çizelge 2.1 RSASM ve SKASM için D.A test sonuçları.

RSASM için		SKASM için	
$V_s$ [V]	$I_s$ [A]	$V_s$ [V]	$I_s$ [A]
24,83	6,5	35,8	5,9

Şekil 2.4'deki deney düzeneğine göre yapılan boşta çalışma ve kilitli rotor deneyleri sonucunda RSASM için alınan ölçümler Çizelge 2.2 ve 2.3'te verilmiştir.

Çizelge 2.2 RSASM ve SKASM için boşta çalışma testi sonuçları.

RSASM için			SKASM için		
$V_a$ [V]	$I_a$ [A]	$P_a$ [W]	$V_a$ [V]	$I_a$ [A]	$P_a$ [W]
$\frac{380,7}{\sqrt{3}}$	2,727	$\frac{333}{3}$	$\frac{380,1}{\sqrt{3}}$	3,52	$\frac{304}{3}$

Çizelge 2.3 RSASM ve SKASM için kilitli rotor testi sonuçları.

RSASM için			SKASM için		
$V_a [V]$	$I_a [A]$	$P_a [W]$	$V_a [V]$	$I_a [A]$	$P_a [W]$
$\frac{122,3}{\sqrt{3}}$	6,39	$\frac{605,01}{3}$	$\frac{117,03}{\sqrt{3}}$	5,93	$\frac{624}{3}$

Çizelge 2.2 ve 2.3'teki  $V_a$ ,  $I_a$  ve  $P_a$ , sırasıyla faz gerilimi, akımı ve gücünü temsil etmektedir.

B sınıfı bir RSASM ve SKASM için yukarıdaki ölçüm sonuçları kullanılarak, IEEE standart 112 [15] ve [17]'daki rotor direncini hesaplama yöntemine göre belirlenmiş elektriksel parametreleri sırasıyla Çizelge 2.4'de özetlenmiştir.

Çizelge 2.4 RSASM ve SKASM modelindeki elektriksel parametrelerin anma değerleri.

RSASM için					SKASM için				
$R_s [\Omega]$	$R_r' [\Omega]$	$L_{ls} [H]$	$L_{lr} [H]$	$L_m [H]$	$R_s [\Omega]$	$R_r' [\Omega]$	$L_{ls} [H]$	$L_{lr} [H]$	$L_m [H]$
1,91	3,53	0.0126	0,0189	0,2395	3,03	3,49	0.0124	0,0186	0,1843

### 2.3 ASM Modeli ve Parametrelerine İlişkin Doğrulama Algoritmasının Geliştirilmesi

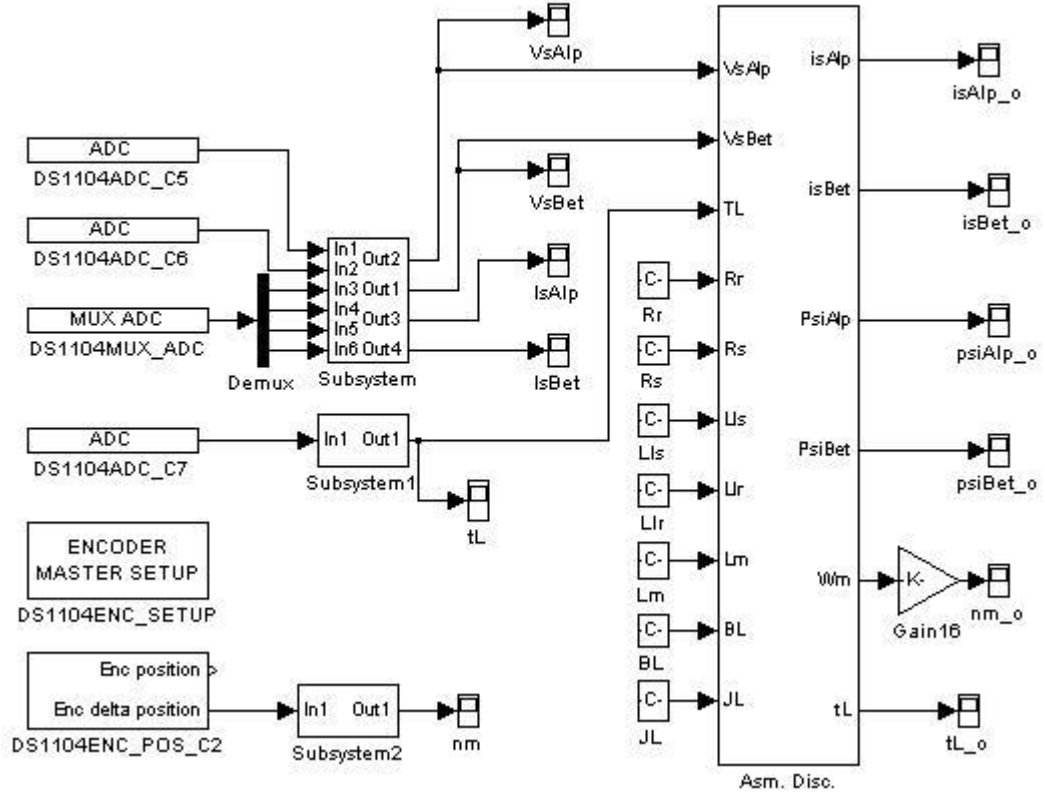
Bu amaçla geliştirilen simulink'te oluşturulmuş doğrulama algoritması Şekil 2.5'te görülmektedir. Şekil 2.5'teki,

-DS1104ADC (kanal çoğullamalı tip –4 adet), DS1104ADC\_C5 ve DS1104ADC\_C6 olmak üzere toplam 6 adet analog-dijital çevirici (ADC)'ler, 3 faz gerilim ve akımların ölçümü için

-DS1104ADC\_C7 ADC'si, yük momenti ölçümü için

-DS1104\_ENC\_SETUP + DS1104\_ENC\_POS\_C2 artımsal kodlayıcı blokları, rotor açısal hızı ölçümü için

kullanılmıştır. DS1104'e ait bu bloklar, ControlDesk arayüz yazılımı kurulurken otomatik olarak simulink'te oluşturulmaktadır. Burada görülen ASM modeli, Şekil 2.1'deki algoritmadır.



Şekil 2.5 ASM model ve parametrelerine ilişkin doğrulama algoritması.

Ayrıca, önceki çalışmalardan [12, 13, 14] farklı olarak, model çıkışlarını giriş olarak alan açık-çevrimli bir *yük momenti kestiricisi*, hareket eşitliği kullanılarak aşağıdaki gibi tasarlanmıştır.

$$t_L^*(k+1) = t_e(k+1) - J_T \left( \frac{\omega_m(k+1) - \omega_m(k)}{T} \right) - \beta_T \omega_m(k+1) \quad (2.3)$$

Burada,  $t_e(k+1) = \frac{3}{2} p_p \frac{L_m}{L_r} \left( \psi_{r\alpha}(k+1) i_{s\beta}(k+1) - \psi_{r\beta}(k+1) i_{s\alpha}(k+1) \right)$  'tir.  $t_L^*$  ise kestirilen yük momentidir.

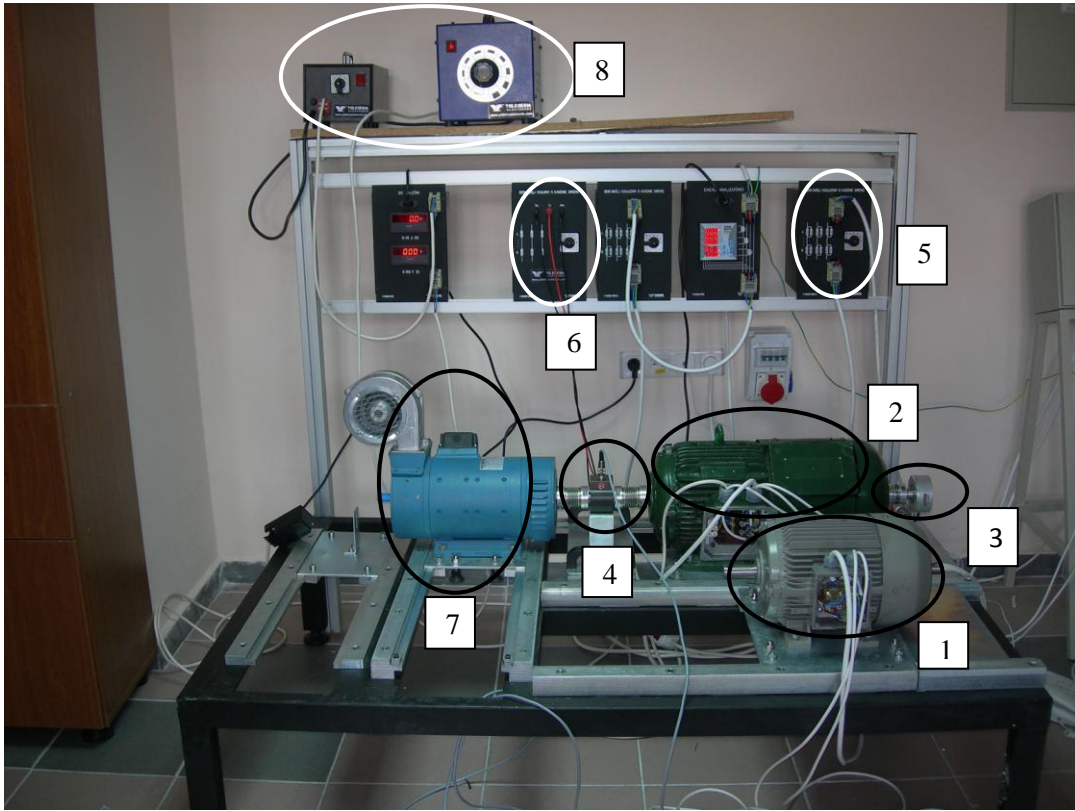
Böylece, ASM modelinin ölçülen yük momenti bilgisiyle de doğrulanması sağlanmaktadır.

## 2.4 Donanım Düzeneği

ASM model ve parametrelerinin doğrulanması için hazırlanan deney düzeneği Fotoğraf 2.1 ve Fotoğraf 2.2'de verilmiştir. Ayrıca deney düzeneğinin açık şeması Şekil 2.6'da görülmektedir.



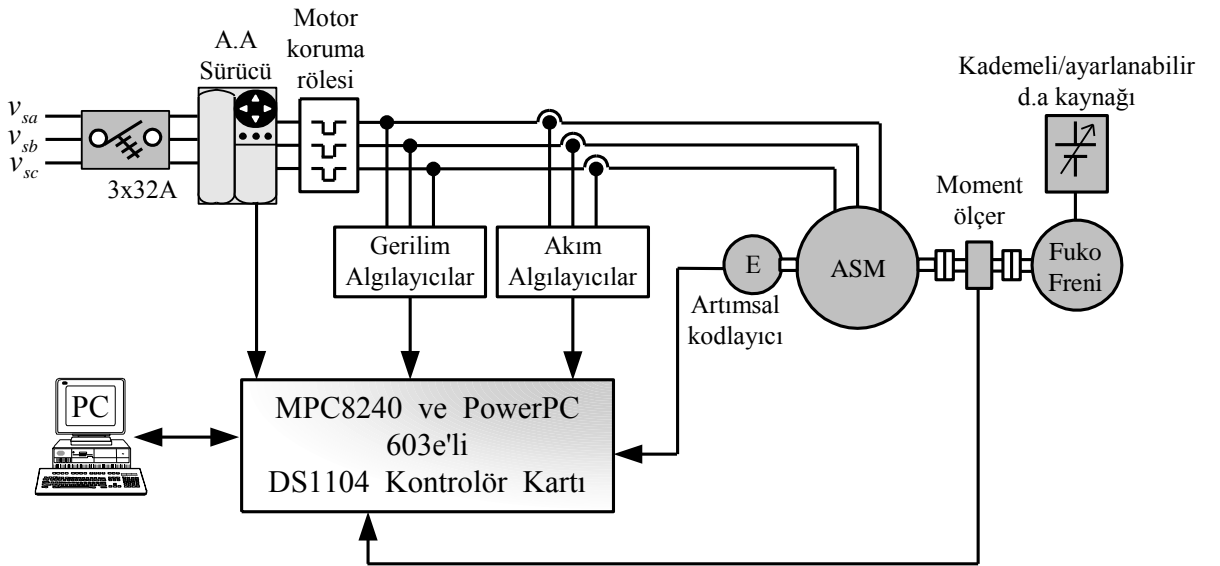
Fotoğraf 2.1 Gerçek Zamanlı test/deney düzeneği.



Fotoğraf 2.2 Gerçek zamanlı deney/test düzeneği ve numaralandırılmış makine-teçhizatlar

Fotoğraf 2.2’de numaralandırılmış olan makine-teçhizatlar ile ilgili açıklamalar aşağıda sunulmuştur:

1. Kafesli tip asenkron motor
2. Bilezikli tip asenkron motor
3. Artırımlı kodlayıcı (encoder)
4. 50 Nm’lik moment ölçer
5. Seri bağlı 0.5[Ω] 22[W] beş kademeli stator direnç kutusu
6. Seri bağlı 0.1[Ω] 11[W] beş kademeli rotor direnç kutusu
7. Dinamometre (fuko freni)
8. Dinamometre tahrik düzeneği



Şekil 2.6 ASM model ve parametrelerin gerçek zamanlı doğrulanmasına ilişkin deney düzeneği.

Burada;

- rotor açısal hızı ve yük momentine ilişkin gerçek değerleri elde etmek için ETH’nin DBRK-50 serisi 50 [N.m]’lik moment ölçeri ve Heidenhain’nın ERN120 serisi 5000 *dilimlik* artımsal kodlayıcısı,
- ASM’ye sinüsoidal yerine vektör kontrollü altında elde edilmiş darbe genişlik modülasyonlu (DGM’li) besleme gerilimi uygulamak için Control Techniques’in 7.5 [kW]’lık Unidrive’ı,

- üç faz gerilim ve akımlarını ölçmek için sırasıyla LEM'in 400[V]/50[mA] çevirme oranlı LV100-400 ve LA55-P/SP1 algılayıcıları
- motor olarak EMTAŞ'ın 2.2 [kW]/935[d/d]'lık rotoru sargılı ASM'si ya da ABANA'nın 2.2[kW]/940[d/d]'lık kafesli tip ASM'si,
- farklı yük koşullarını oluşturmak için, FEMSAN'nın 30 [N.m]'lik fuko freni,
- simulink ortamında oluşturulan algoritmaları gerçeklemek ve alınan sonuçlarını değerlendirmek için, ControlDesk arayüz yazılımlı DS1104 kontrol kartı ve kişisel bilgisayar

kullanılmıştır.

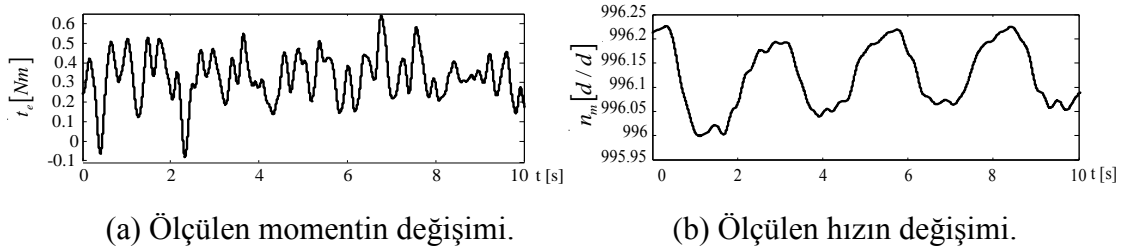
## 2.5 ASM Modelinin Mekanik Parametrelerinin Elde Edilmesi

ASM'nin mekanik parametreleri hareket eşitliğindeki (2.4),  $\beta_T$  ve  $J_T$ 'dir.

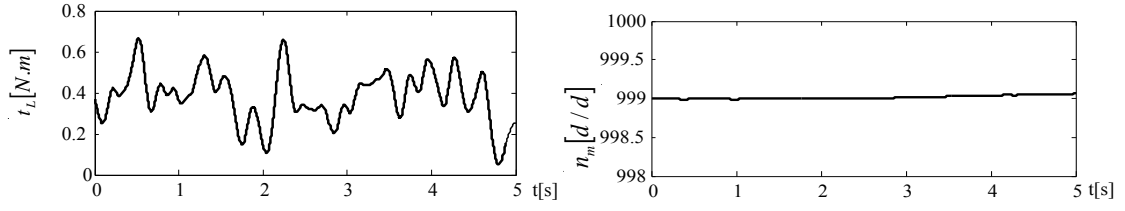
$$t_e - t_L = J_T \frac{d\omega_m}{dt} + \beta_T \omega_m \quad (2.4)$$

Genellikle ASM, yük düzeneği ile birlikte kullanıldığından mekanik yana ilişkin bulunacak eylemsizlik ve viskoz sürtünme katsayısının, ASM ve yük düzeneğinin toplamı için bulunmasında yarar vardır. Bu yüzden, mekanik hareket eşitliğindeki viskoz sürtünme ve eylemsizlik *toplam* olarak ifade edilmiştir.

Deney düzeneğinin toplam viskoz sürtünme katsayısı  $\beta_T$ 'yi belirlemek için RSASM ve SKASM'ler yükleme düzeneğine bağlı iken anma hızında ve boşta ( $t_L = 0$ ) çalıştırılarak hız ve moment'leri ölçülmüştür. Ölçülen bu değerler sırasıyla Şekil 2.7 ve Şekil 2.8'de görülmektedir.



Şekil 2.7. RSASM'nin boşta ve anma hızında çalışması



(a) Ölçülen momentin değişimi.

(b) Ölçülen hızın değişimi.

Şekil 2.8. SKASM'nin boşa ve anma hızında çalışması

Boşa ve anma hızında çalışma için Eşitlik 2.4, aşağıdaki ifadeye indirgenir:

$$t_e = \beta_T \omega_m \quad (2.5)$$

Şekil 2.7 ve Şekil 2.8'deki ortalama değerler kullanılarak,  $\beta_T$  RSASM ve SKASM için sırasıyla aşağıdaki gibi hesaplanır:

$$0.35 [N.m] = \beta_T 2\pi \frac{996.1}{60}$$

$$\beta_T = 0.0034 [(N.m.s)/rad] \text{ (RSASM)}, \quad (2.6a)$$

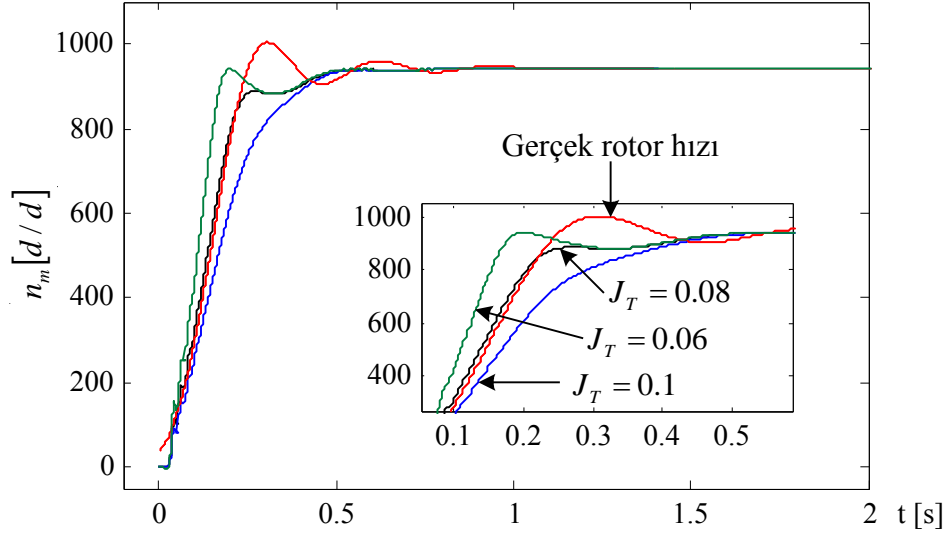
$$0.4 [N.m] = \beta_T 2\pi \frac{999}{60}$$

$$\beta_T = 0.0034 [(N.m.s)/rad] \text{ (SKASM)}, \quad (2.6b)$$

Diğer taraftan, fuko freninin ASM'nin anma yükünü oluşturacak şekilde gerilim seviyesi ayarlandıktan sonra, 3 faz anma gerilimleri RSASM ve RSASM modeline eş zamanlı uygulanıp, gerçek ile modele ilişkin rotor hızı çıkışları, farklı  $J_T$  değerleri alınarak kayıt edilmiştir. Bu değişimler Şekil 2.9'da görülmektedir.

Burada modelde  $\beta_T$  için, hesaplanan ve  $t_L$ , için ölçülen moment değerleri kullanılmıştır. Bilindiği gibi hızlanmayı/yavaşlamayı (hızın eğimini) etkileyen mekanik zaman sabiti

$\tau_m = \frac{J_T}{\beta_T}$  'dir. Bilinen  $\beta_T$  için  $J_T$ , deneme-yanılma yöntemiyle (Şekil 2.9'dan da anlaşıldığı gibi)  $J_T = 0.08 [kg.m^2]$  olarak belirlenebilir.

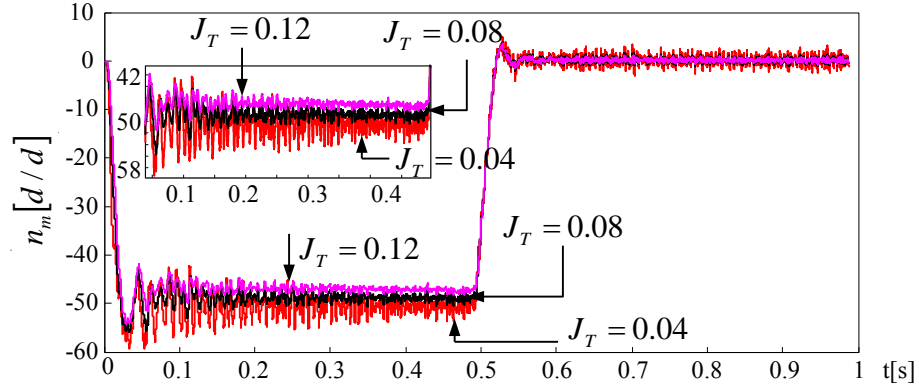


Şekil 2.9 Aynı yük ve anma gerilim değerlerinin RSASM ve RSASM modeline eş zamanlı olarak uygulanarak, farklı  $J_T$  değerleri için elde edilen rotor hızı değişimleri.

Şekil 2.9'dakine benzer hızlanma değişimleri, yüksüz durumda da elde edilmiştir. Ayrıca, gerçek hız ile RSASM model çıkışı arasında 0.11 [s]'lik bir zaman gecikmesi tespit edilmiştir. Gerçek rotor hızı ile modelden elde edilen hızın eğimlerini daha doğru belirlemek üzere; bu gecikme gerçek rotor hızından çıkartılarak, Şekil 2.9 elde edilmiştir. Mekanik yandaki bu tür gecikmeler, mekanik aktarma elemanlarından dolayı oluşmaktadır.

Ayrıca fuko freninin ASM'nin anma yükünü oluşturacak şekilde gerilim seviyesi ayarlandıktan sonra, 3 faz anma gerilimleri SKASM ve SKASM modeline eş zamanlı uygulanıp, gerçek ile model çıkışı arasındaki hatalar, farklı  $J_T$  değerleri alınarak kayıt edilmiştir. Bu değişimler Şekil 2.10'da görülmektedir.

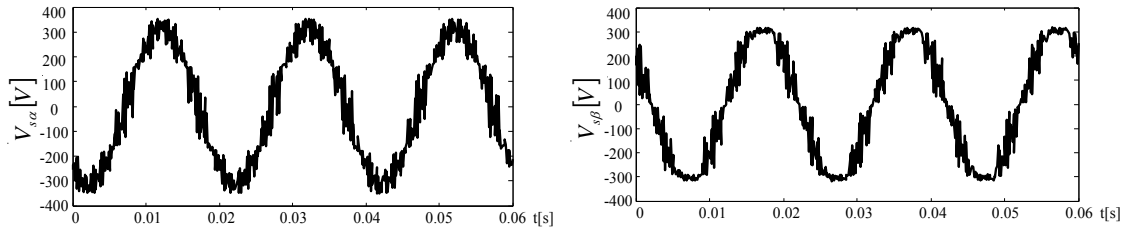
SKASM için Şekil 2.10'dan da anlaşıldığı gibi rotor hızı hatasının sabit olduğu  $J_T = 0.08 [kg.m^2]$  değeri belirlenebilir.



Şekil 2.10 Aynı yük ve anma gerilim değerlerinin SKASM ve SKASM modeline eş zamanlı olarak uygulanarak farklı  $J_T$  değerleri için elde edilen rotor açısal hızına ilişkin hata değişimleri.

## 2.6 ASM'nin Gerçek-Zamanlı Deneyle Doğrulanması

Bu kısımda,  $\underline{x} = [i_{s\alpha}(k) \ i_{s\beta}(k) \ \psi_{r\alpha}(k) \ \psi_{r\beta}(k) \ \omega_m(k)]^T$  durum değişkenli ASM modeli üç farklı senaryoya göre doğrulanmaktadır. Bu senaryolarda ASM modeline, sinüzoidal beslemeler yerine daha gerçekçi doğrulama için, a.a sürücüsü üzerinden darbe genişlik modülasyonlu anahtarlamalarla elde edilmiş Şekil 2.11'deki gibi gerilimler, uygulanmaktadır.



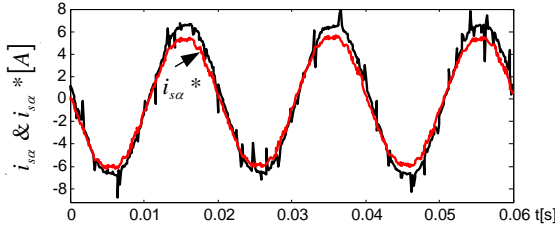
(a) Stator geriliminin  $\alpha$ -bileşeni ( $V_{s\alpha}$ ).

(b) Stator geriliminin  $\beta$ -bileşeni ( $V_{s\beta}$ ).

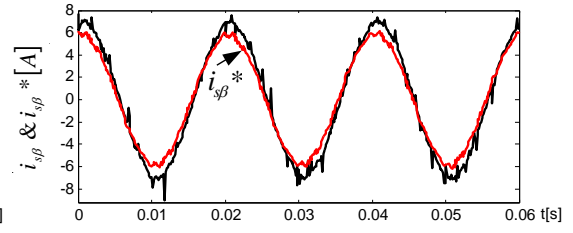
Şekil 2.11 A.A sürücüsü üzerinden uygulanan stator geriliminin değişimi.

### 2.6.1 Senaryo I: Yüksek, orta ve düşük hızda stator akım bileşenlerinin doğrulanması

Bu amaçla ASM yüklü durumda yüksek, orta ve düşük hızlar için çalıştırılarak, ölçülen ( $i_{s\alpha}$  ve  $i_{s\beta}$ ) ve modelden elde edilen stator akımları ( $i_{s\alpha}^*$  ve  $i_{s\beta}^*$ )'nin sürekli hal değerleri ve hataları sırasıyla RSASM için Şekil 2.12, 2.13 ve 2.14'de, SKASM için Şekil 2.15, 2.16 ve 2.17'de sunulmuştur.

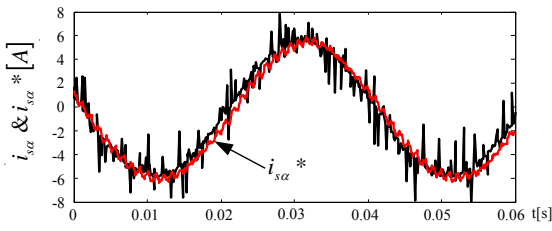


(a) Stator akımının  $\alpha$ -bileşeni ( $i_{s\alpha}$ ).

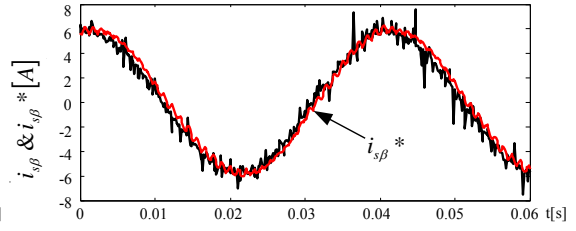


(b) Stator akımının  $\beta$ -bileşeni ( $i_{s\beta}$ )

Şekil 2.12 RSASM'nin yüklü olarak yüksek hızda elde edilen stator akımına ilişkin sürekli hal sonuçları.

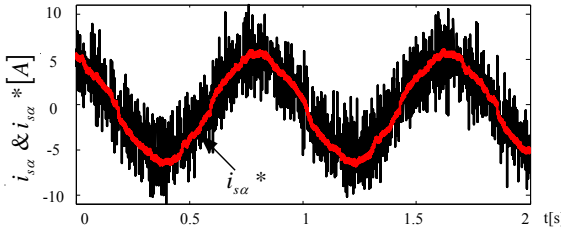


(a) Stator akımının  $\alpha$ -bileşeni ( $i_{s\alpha}$ ).

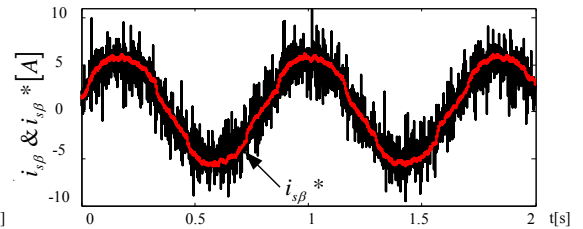


(b) Stator akımının  $\beta$ -bileşeni ( $i_{s\beta}$ )

Şekil 2.13 RSASM'nin yüklü olarak orta hızda elde edilen stator akımına ilişkin sürekli hal sonuçları.

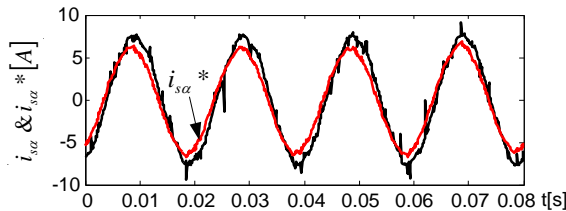


(a) Stator akımının  $\alpha$ -bileşeni ( $i_{s\alpha}$ ).

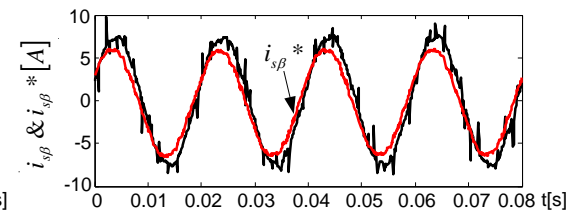


(b) Stator akımının  $\beta$ -bileşeni ( $i_{s\beta}$ )

Şekil 2.14 RSASM'nin yüklü olarak düşük hızda elde edilen stator akımına ilişkin sürekli hal sonuçları.

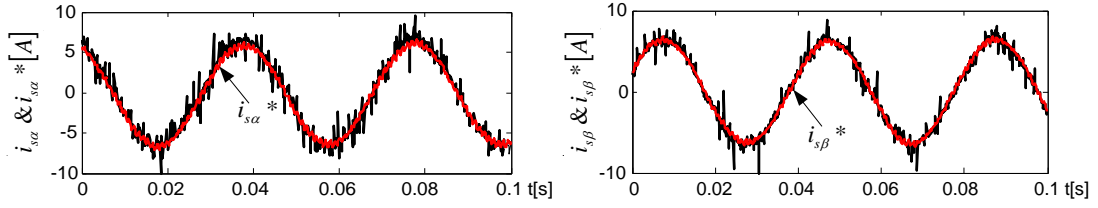


(a) Stator akımının  $\alpha$ -bileşeni ( $i_{s\alpha}$ ).



(b) Stator akımının  $\beta$ -bileşeni ( $i_{s\beta}$ )

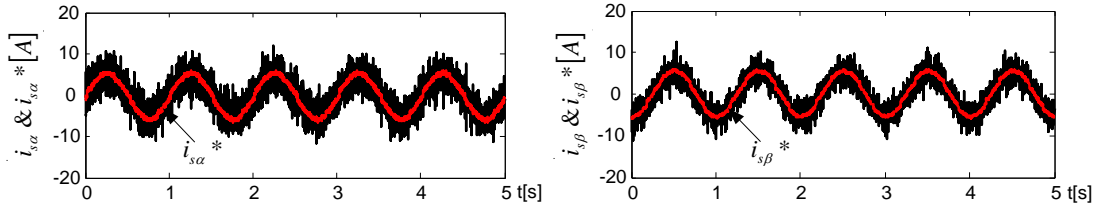
Şekil 2.15 SKASM'nin yüklü olarak yüksek hızda elde edilen stator akımına ilişkin sürekli hal sonuçları.



(a) Stator akımının  $\alpha$ -bileşeni ( $i_{s\alpha}$ ).

(b) Stator akımının  $\beta$ -bileşeni ( $i_{s\beta}$ )

Şekil 2.16 SKASM'nin yüklü olarak orta hızda elde edilen stator akımına ilişkin sürekli hal sonuçları.



(a) Stator akımının  $\alpha$ -bileşeni ( $i_{s\alpha}$ ).

(b) Stator akımının  $\beta$ -bileşeni ( $i_{s\beta}$ )

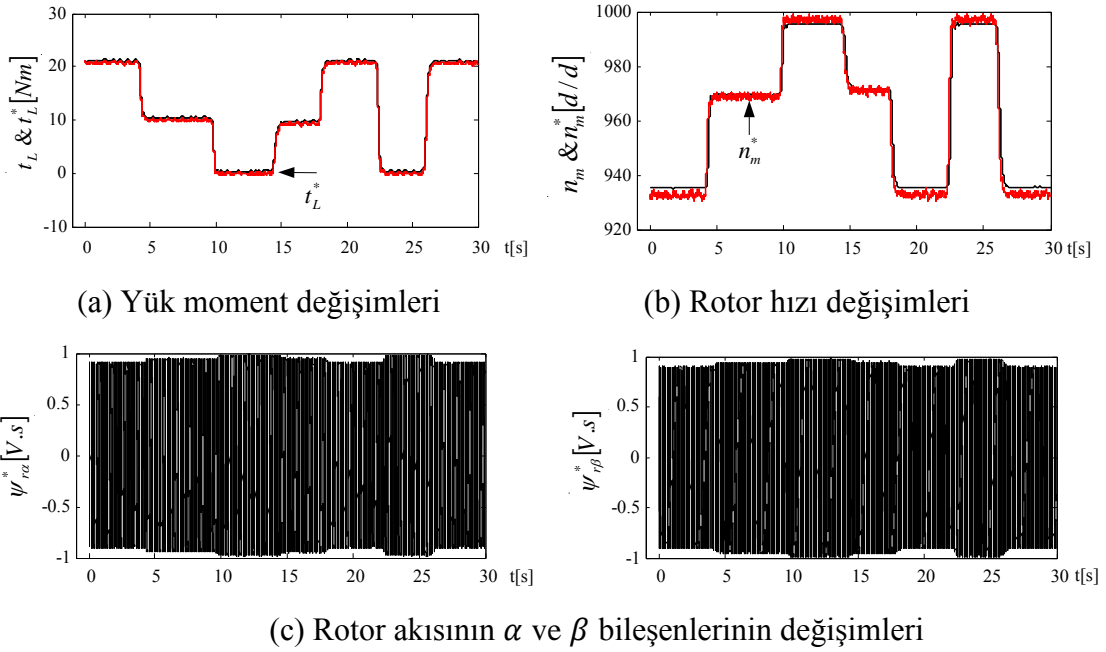
Şekil 2.17 SKASM'nin yüklü olarak düşük hızda elde edilen stator akımına ilişkin sürekli hal sonuçları.

Şekil 2.12, 2.13, 2.14, 2.15, 2.16 ve 2.17'deki hatalar göz önüne alındığında, modellere ilişkin stator akım bileşenlerinin düşük hızlarda daha iyi bir yakınsama başarısına sahip olduğu söylenebilir. Diğer taraftan, RSASM için hesaplan  $L_m$  değeri (0,2395 [H]) ve SKASM için hesaplanan  $R_r'$  değeri (3.49 [ $\Omega$ ]) için gerçek ile modele ilişkin stator akımları arasında çok az genlik ve faz farkının olduğu, bu hataların yüksek-düşük hızlarda yüklü ve yüksüz durumlar için yapılan çeşitli deneylerle RSASM için  $L_m = 0,2$  ve SKASM için  $R_r' = 2.68$  değerlerinde önceki duruma göre daha az olduğu gözlemlendiğinden, Şekil 2.12, 2.13, 2.14, 2.15, 2.16 ve 2.17'deki sonuçlar alınırken bu düzeltilmiş değerler kullanılmıştır.

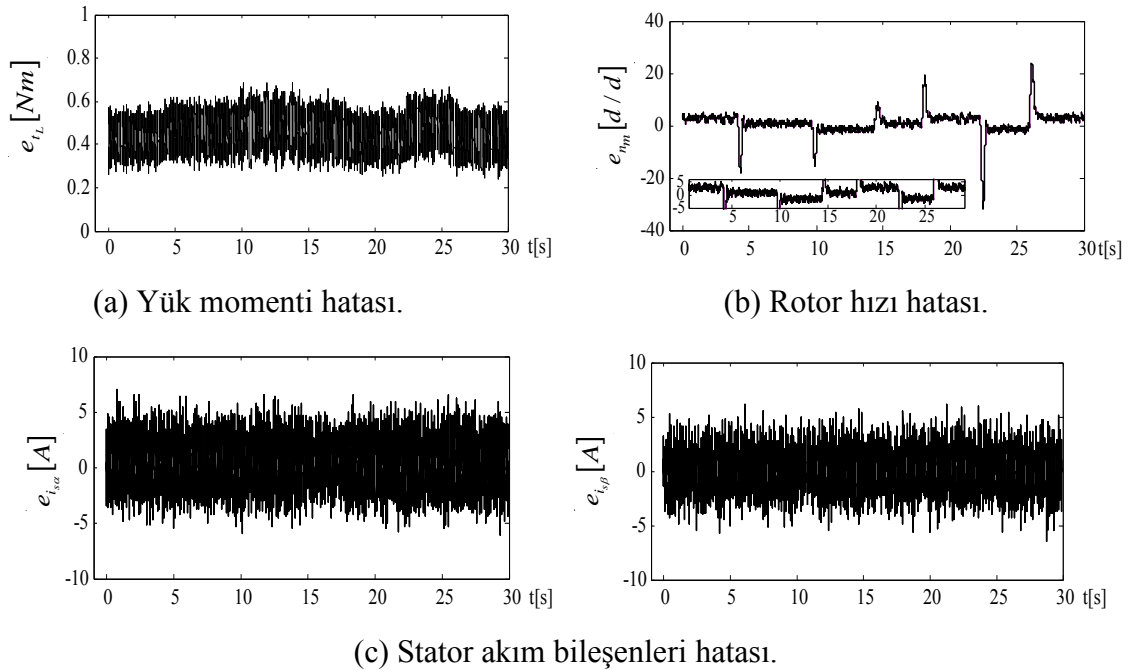
## 2.6.2 Senaryo II: Sabit hızda basamak biçimindeki yük değişimleri için modelin doğrulanması

Bu senaryoda, ASM anma yükünde sabit hızda dönerken; yük momenti önce basamak biçiminde azaltılmış, sonra tekrar basamak biçiminde anma değerine yükseltilmiş ve daha sonra ASM'nin yükü ani olarak boşaltılmış ve tekrar ani olarak anma değerine yükseltilmiştir. Yük momentindeki bu değişimler, Fuko frenine basamak biçimli doğru gerilimler uygulanarak gerçekleştirilmiştir. Elde edilen sonuçlar RSASM için Şekil 2.18

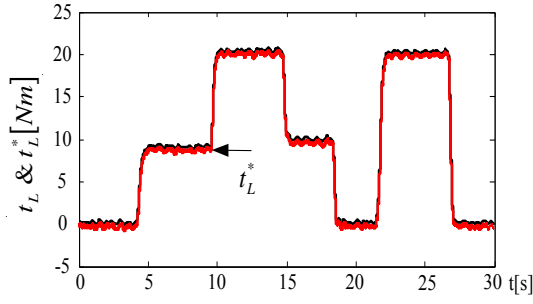
ve 2.19’da, SKASM için Şekil 2.20 ve 2.21’de görülmektedir. Bu şekillerde, “\*” modele ilişkin çıkışları ve  $e_{[\cdot]}$  gerçek (ölçülen) ile model çıkışı arasındaki hatayı göstermektedir.



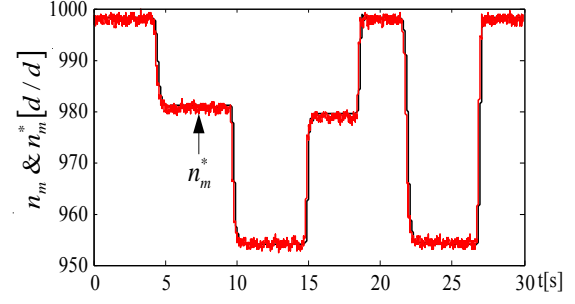
Şekil 2.18 RSASM’nin sabit hızda basamak biçimindeki yük değişimleri için elde edilen sonuçlar.



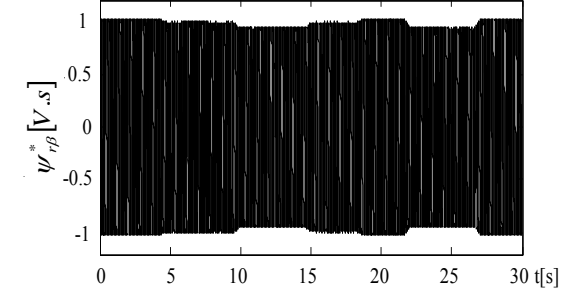
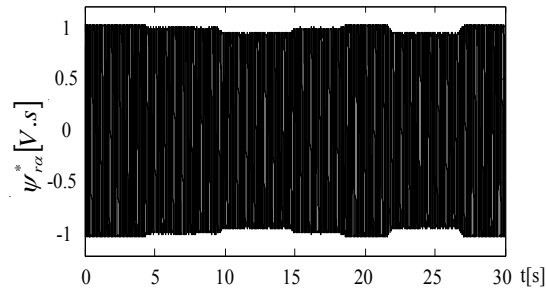
Şekil 2.19 RSASM’nin sabit hızda basamak biçimindeki yük değişimleri için elde edilen hata sonuçları.



(a) Yük moment değişimleri

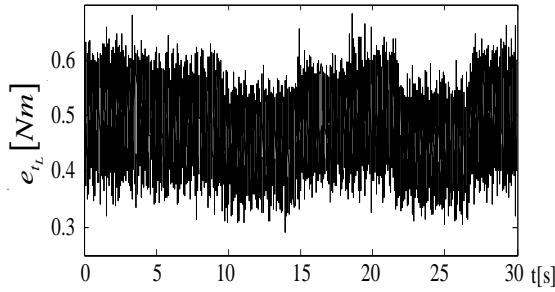


(b) Rotor hızı değişimleri

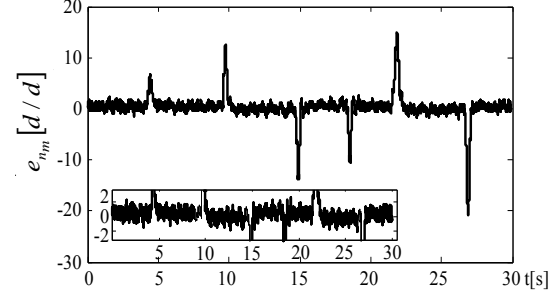


(c) Rotor akısının  $\alpha$  ve  $\beta$  bileşenlerinin değişimleri

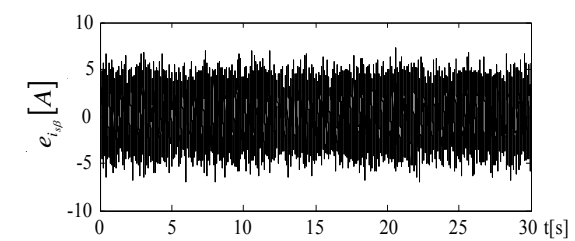
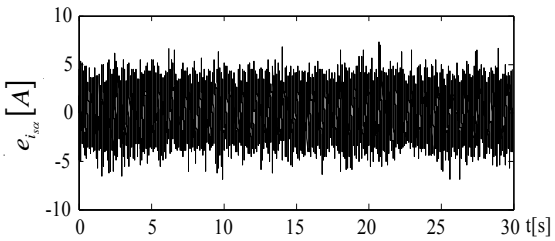
Şekil 2.20 SKASM'nin sabit hızda basamak biçimindeki yük değişimleri için elde edilen sonuçlar.



(a) Yük momenti hatası.



(b) Rotor hızı hatası.



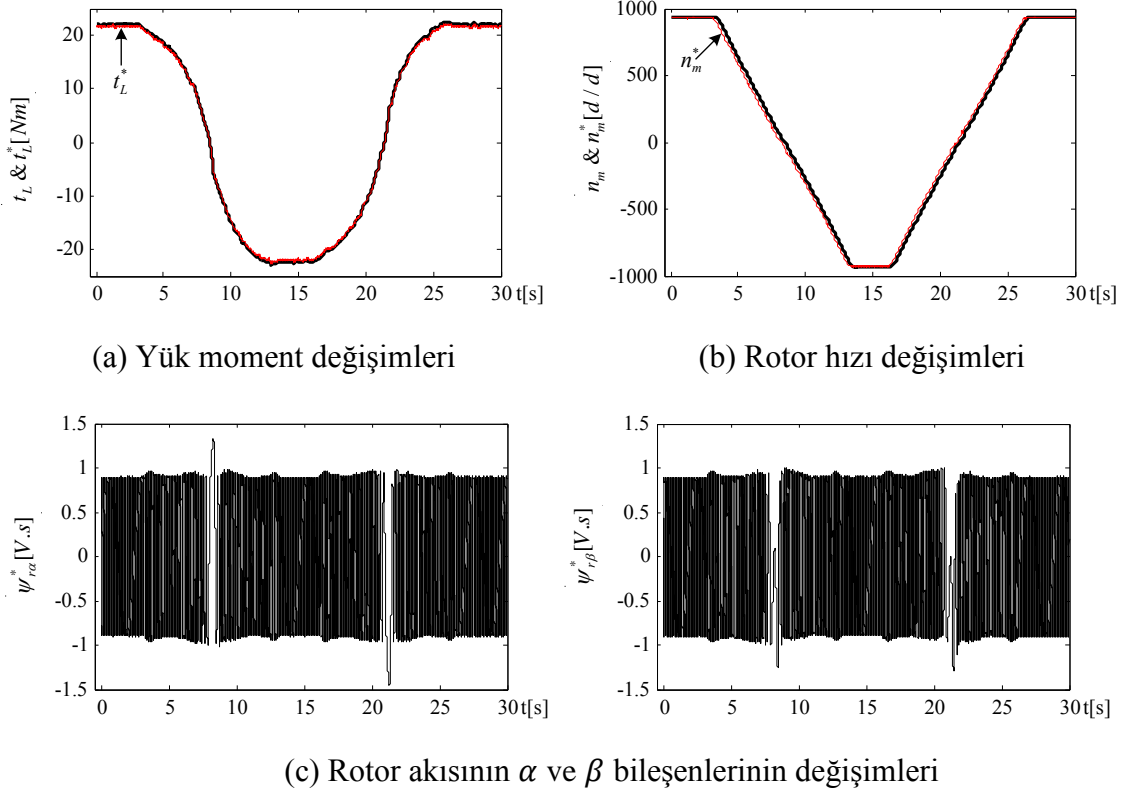
(c) Stator akım bileşenleri hatası.

Şekil 2.21 SKASM'nin sabit hızda basamak biçimindeki yük değişimleri için elde edilen hata sonuçları.

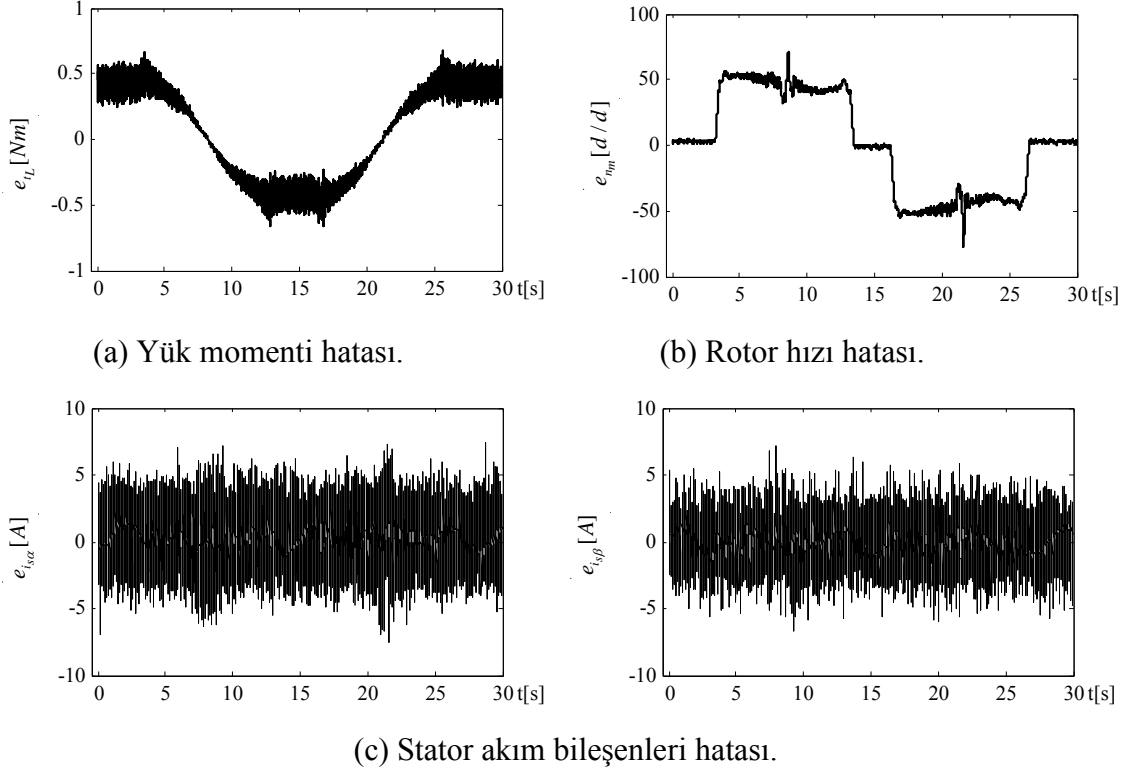
Şekil 2.18, 2.19, 2.20 ve 2.21'den, basamak biçimli yük değişimleri için modelden elde edilen çıkışların ölçülen (gerçek) değerleri oldukça iyi bir şekilde izleyebildiği anlaşılmaktadır. Bu sonuçlar aynı zamanda, rotor akısına ilişkin model çıkışını doğrulamaktadır. Çünkü modele ilişkin bu çıkışların her biri, rotor akısı bilgisini de içermektedir.

### 2.6.3 Senaryo III: Doğrusal-hız ve üstel-yük değişimleri için modelin doğrulanması

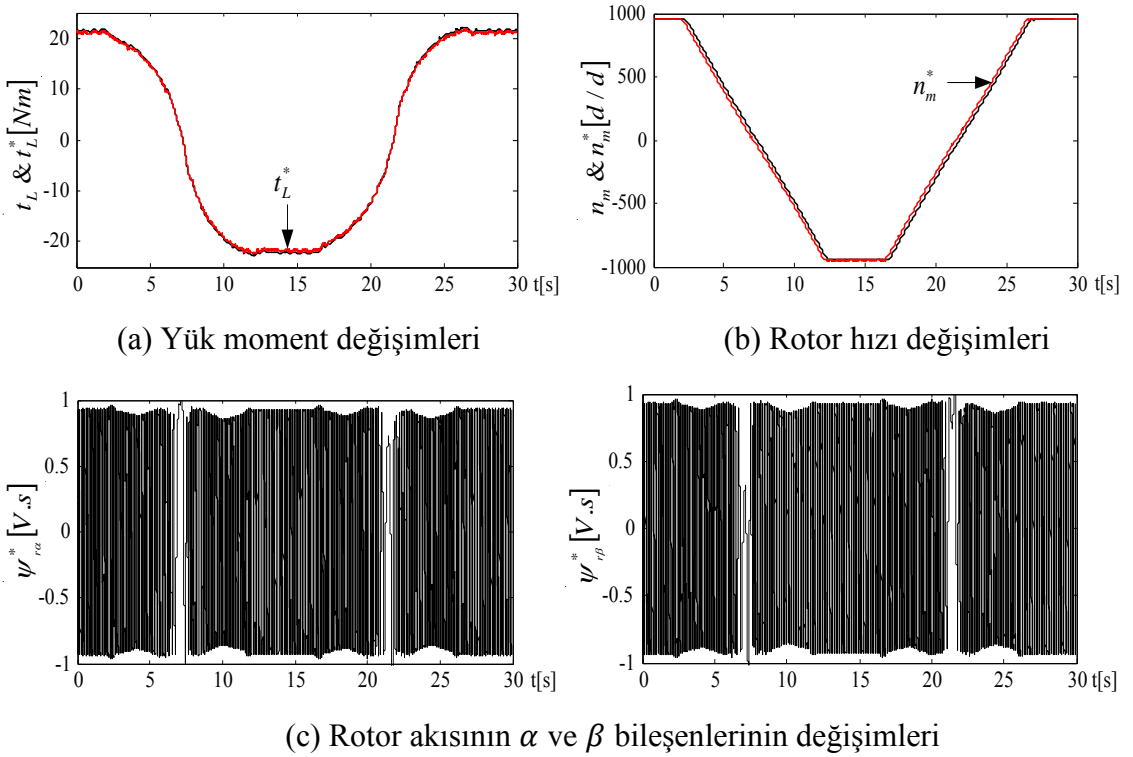
Bu çalışma modu, ASM sabit anma hızı ve yükünde çalışırken sürücü üzerinden hızın sırasıyla RSASM için 3.2 [s] ve 16.2 [s]'de, SKASM için 2.2 [s] ve 16.6 [s]'de terslendirilmeleriyle elde edilmiştir. Bu durumda elde edilen sonuçlar RSASM için Şekil 2.22 ve 2.23'te, SKASM için Şekil 2.24 ve 2.25'te sunulmuştur. Yine bu şekillerde de, "\*" modele ilişkin çıkışları ve  $e_{[.]}$ , gerçek (ölçülen) ile model çıkışı arasındaki hatayı göstermektedir.



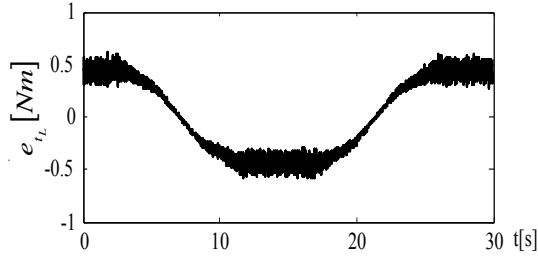
Şekil 2.22 RSASM için doğrusal-hız ve üstel-yük değişimleri için elde edilen sonuçlar.



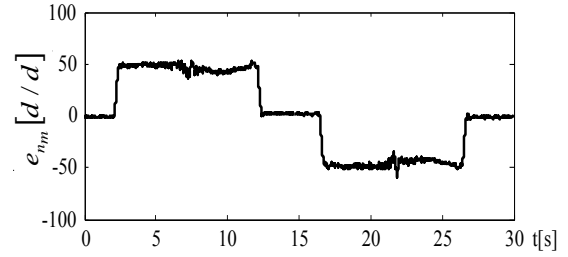
Şekil 2.23 RSASM için doğrusal-hız ve üstel-yük değişimleri için elde edilen hata sonuçları.



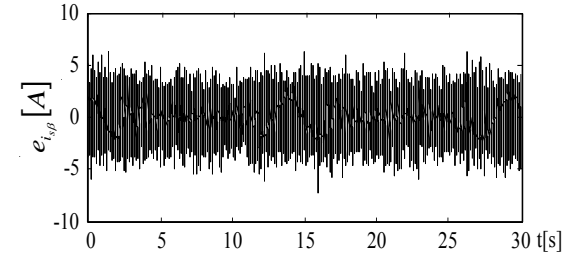
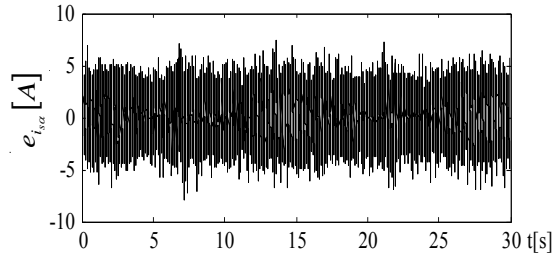
Şekil 2.24 SKASM için doğrusal-hız ve üstel-yük değişimleri için elde edilen sonuçlar.



(a) Yük momenti hatası.



(b) Rotor hızı hatası.



(c) Stator akım bileşenleri hatası.

Şekil 2.25 SKASM için doğrusal-hız ve üstel-yük değişimleri için elde edilen hata sonuçları.

Burada, a.a sürücüsü üzerinden rotor hızının değiştirilmesiyle sabit doğru gerilimle beslenen fuko freninin hıza bağımlı doğal davranışının bir sonucu olarak, Şekil 2.22a ve 2.24a'daki gibi üstel olarak değişen değerlerle ASM'yi yüklemektedir. Şekil 2.23b ve 2.25b'deki hız kestirim hataları, daha önce kısım 2.5'te belirtilen mekanik zaman gecikmesinden kaynaklanmaktadır. Özetle, bu çalışma modu için de önceki senaryolardaki gibi oldukça tatmin edici bir izleme başarımı elde edilebilmektedir.

## BÖLÜM III

### ÇİFT GİRİŞLİ-GENİŞLETİLMİŞ KALMAN FİLTRESİ TABANLI ASENKRON MOTORLARIN HIZ-ALGILAYICISIZ DOĞRUDAN MOMENT KONTROLÜ

Bu bölümde, sırasıyla, ÇG-GKF için genişletilmiş ASM modellerinin türetimi, ÇG-GKF algoritması ve hız-algılayıcısız DMK sistemi tanıtılmıştır. Daha sonra iki farklı senaryoya göre elde edilen benzetim sonuçları verilmiştir.

Bu bölümde yapılan çalışmanın temel katkısı ASM'ler için ÇG-GKF tabanlı hız-algılayıcısız DMK sistemi geliştirmektir. [25]'den farklı olarak bu çalışmada, ÇG-GKF tekniği ASM'nin *stator akısı temelli* hız-algılayıcısız DMK'sında kullanılmış ve *anahtarlama* durumunda işletilmiştir. Böylece ÇG-GKF algoritmasının kestirim başarımı, stator akısı temelli ASM modelleri ile farklı kontrol/güç anahtarlama stratejisi altında test edilmiş olmaktadır. Stator faz gerilimleri ve akımlarının mevcut olduğu varsayımıyla, hız-algılayıcısız DMK için gerekli tüm durumlara ilave olarak  $R_r'$ ,  $R_s$  ve viskoz sürtünme terimini de içeren  $t_L$ 'nin eş zamanlı kestirimleri ÇG-GKF ile gerçekleştirilmiştir. Ayrıca, ÇG-GKF tabanlı hız-algılayıcısız DMK sistemi yüksek ve çok düşük/sıfır hız için  $R_r'$ ,  $R_s$ ,  $t_L$  ve hız referansının zorlayıcı değişimleri altında benzetimlerle test edilmiştir. Sonuçlar, herhangi bir işaret eklemeksizin hem geçici hem de sürekli halde oldukça tatmin edici bir kestirim ve kontrol başarımını göstermektedir.

#### 3.1. ASM'lerin Genişletilmiş Matematik Modelleri

Bu çalışmada, [25]'den farklı olarak, ÇG-GKF algoritması için stator akısı temelli iki genişletilmiş ASM modeli geliştirilmiştir. Model-1 ve Model-2 olarak isimlendirilen ayrık biçimdeki genişletilmiş modeller, stator duran eksen takımı için aşağıdaki gibi bir genel formda verilebilir:

$$\begin{aligned}\underline{x}_{ei}(k+1) &= \underline{f}_{ei}(\underline{x}_{ei}(k), \underline{u}_e(k)) + \underline{w}_{j1} \\ &= \underline{A}_{ei}(\underline{x}_{ei}(k))\underline{x}_{ei}(k) + \underline{B}_e \underline{u}_e(k)\end{aligned}\quad (3.1)$$

$$\begin{aligned}\underline{z}(k) &= \underline{h}_{ei}(\underline{x}_{ei}(k)) + \underline{w}_{j2} \text{ (ölçme eşitliği)} \\ &= \underline{H}_e \underline{x}_{ei}(k)\end{aligned}\quad (3.2)$$

Burada 1 ya da 2, her bir modeli temsil etmektedir.  $\underline{x}_{ei}$ , her iki modelin durum

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.  $\underline{w}_{j1}$ , sistem gürültüsüdür.  $\underline{h}_{ei}$ , çıkışların fonksiyonudur.  $\underline{H}_e$ , ölçme matrisidir.  $\underline{w}_{j2}$ , ölçme gürültüsüdür. (3.1) ve (3.2)'deki genel form'a bağlı olarak, genişletilmiş ASM modellerindeki matris ve vektörler ise aşağıdaki gibi tanımlanabilir:

- $R_s$  kestirimi için geliştirilen Model-1'de, genişletilmiş durum vektörü  $\underline{x}_{e1}$  ve sistem matrisi  $\underline{A}_{e1}$ , aşağıdaki gibidir:

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

$$\underline{A}_{e1} = \begin{bmatrix} 1 - a_1 R_s(k) - a_3 & -a_4 \omega_m(k) & a_2 & a_5 \omega_m(k) & 0 & 0 & 0 \\ -a_4 \omega_m(k) & 1 - a_1 R_s(k) - a_3 & -a_5 \omega_m(k) & a_2 & 0 & 0 & 0 \\ -a_6 R_s(k) & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -a_6 R_s(k) & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ -a_8 \varphi_{s\beta}(k) & -a_8 \varphi_{s\alpha}(k) & 0 & 0 & 1 & -a_7 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

- $R_r$  kestirimi için geliştirilen Model-2'de, genişletilmiş durum vektörü  $\underline{x}_{e2}$  ve sistem matrisi  $\underline{A}_{e2}$ , aşağıdaki gibidir:

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

$$\underline{A}_{e2} = \begin{bmatrix} 1 - a_{11} R_r'(k) - a_3 & -a_4 \omega_m(k) & a_{10} R_r'(k) & a_5 \omega_m(k) & 0 & 0 & 0 \\ -a_4 \omega_m(k) & 1 - a_{11} R_r'(k) - a_3 & -a_5 \omega_m(k) & a_{10} R_r'(k) & 0 & 0 & 0 \\ -a_{12} & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -a_{12} & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ -a_8 \varphi_{s\beta}(k) & -a_8 \varphi_{s\alpha}(k) & 0 & 0 & 1 & -a_7 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

- Her iki modelde,  $\underline{B}_e$ ,  $\underline{u}_e$ ,  $\underline{H}_e$ , ve katsayılar ise aşağıdaki gibi verilir:

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

$$a_1 = \frac{T}{L_\sigma}, a_2 = a_1 \frac{R_r}{L_r}, a_3 = a_2 L_s, a_4 = p_p T, a_5 = \frac{a_4}{L_\sigma}, a_6 = T, a_7 = \frac{T}{JL}, a_8 = a_7 1,5 p_p,$$

$$a_9 = a_1 R_s, a_{10} = a_1 \frac{1}{L_r}, a_{11} = a_{10} L_s, a_{12} = T R_s.$$

Burada  $p_p$ , 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 endüktanslarıdır.  $\varphi_{s\alpha}$  ve  $\varphi_{s\beta}$ , stator akısının stator duran eksen bileşenleridir.  $v_{s\alpha}$  ve  $v_{s\beta}$ , stator geriliminin stator duran eksen bileşenleridir.  $i_{s\alpha}$  ve  $i_{s\beta}$ , stator akımının stator duran eksen bileşenleridir.  $J_L$ , ASM ve yükün toplam eylemsizliğidir.  $\omega_m$ , rotor mekanik açısal hızıdır.  $T$ , örnekleme zamanıdır.

Model-1 ve Model-2 arasındaki fark sadece sabit durumlar olan  $\underline{x}_{e1}$ 'deki  $R_s$  ve  $\underline{x}_{e2}$ 'deki  $R_r'$ 'den kaynaklanmaktadır. Bu yüzden, daha açık/anlaşılabilir olması için Model-1 ve Model-2, sırasıyla Model- $R_s$  ve Model- $R_r'$  olarak adlandırılmıştır.

### 3.2 Çift girişli-GKF Algoritmasının Tanıtımı

İlk olarak [25]'de rapor edilen ÇG-GKF tekniğinin tanıtılması için önceki çalışmalardaki [22, 23, 24, 25] GKF eşitlikleri, Eşitlik 3.3a, 3.3b, 3.3c ve 3.3d'deki gibi verilebilir:

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

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

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

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

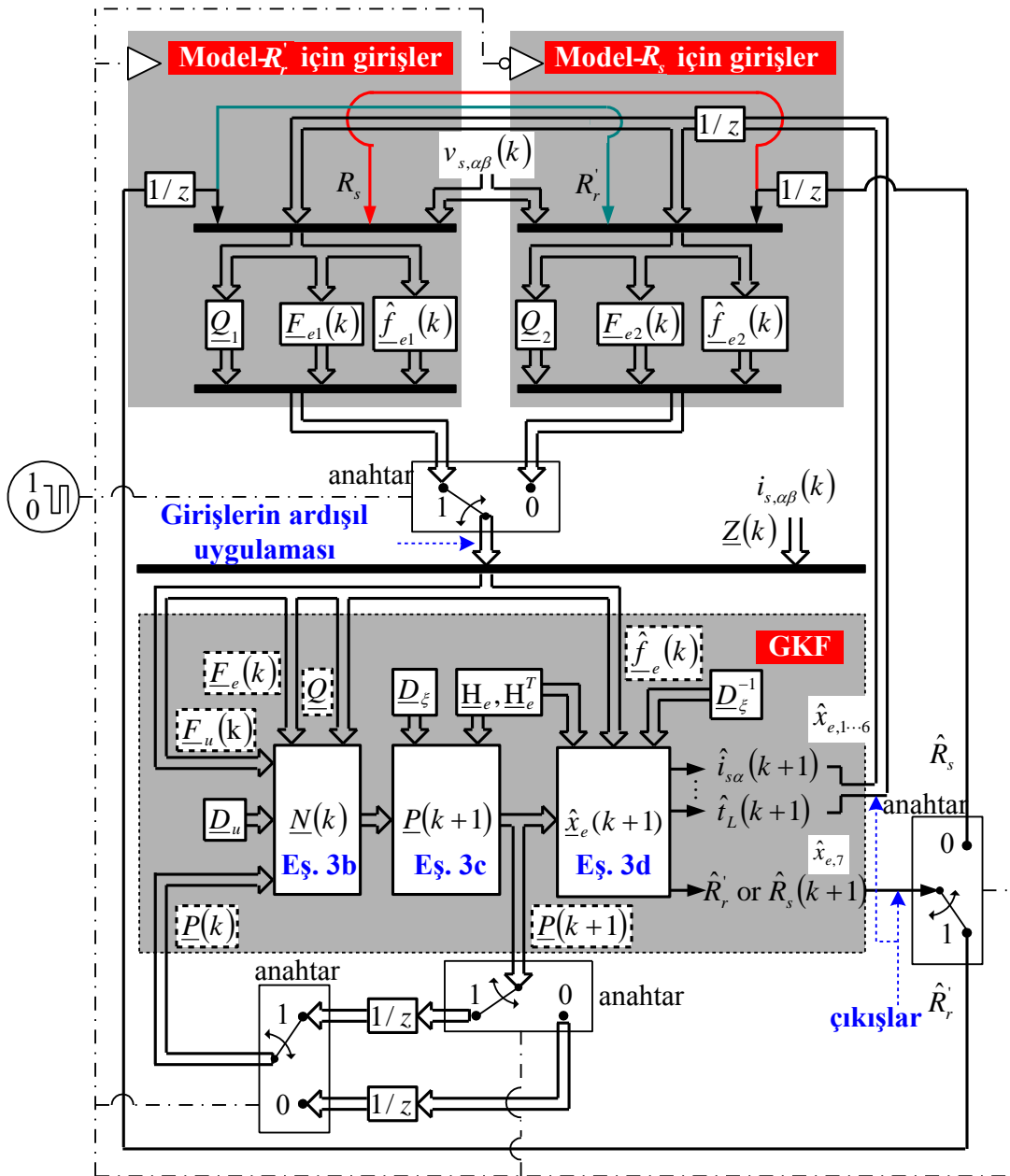
Burada  $\underline{F}_{ei}$ , doğrusal olmayan modelleri (1-2), doğrusallaştırmada kullanılan fonksiyondur.  $\underline{Q}_i$ , sistem kovaryans matrisi, yani modelleme hatasıdır.  $\underline{D}_\xi$ , çıkış gürültüsünün kovaryans matrisi, yani ölçme hatasıdır.  $\underline{P}_i$  ve  $\underline{N}_i$ , sırasıyla durum kestirim hatası ve onun dış değerlemesinin (extrapolation) kovaryans matrisleridir.

Sonuçta, ÇG-GKF algoritması (Şekil 3.1), GKF eşitliklerinin (3a, 3b, 3c, ve 3d) incelenmesi ve aşağıdaki üç yorum [25] kullanılarak inşa edilir:

*Yorum 1.* 3.3b, 3.3c ve 3.3d eşitlikleri, *GKF algoritmasının ana gövdesini* oluşturur.

Yorum 2. 3.3b, 3.3c ve 3.3d eşitliklerinin, Model-  $R_s$  ya da Model-  $R_r$  'ye göre değişmesi gereken girişleri,  $\underline{F}_{ei}$ ,  $\underline{Q}_i$ , ve  $\hat{f}_{ei}$ 'dir. Çünkü bu matrislerin elemanları her bir modelden, hesaplanır.

Yorum 3. 3.3b, 3.3c ve 3.3d eşitliklerinde her iki model için aynı olması gereken girişler, aynı ölçmeler ( $i_{s\alpha}$  ve  $i_{s\beta}$ ) kullanılması nedeniyle,  $\underline{D}_\xi$  ve  $\underline{H}_e$ 'dir. Ayrıca,  $\underline{N}_i$ ,  $\underline{P}_i$  ve  $\hat{x}_{ei}$ 'nin boyutları da kullanılan aynı dereceli modellerden dolayı her iki model için, birbirilerinin aynıdır.

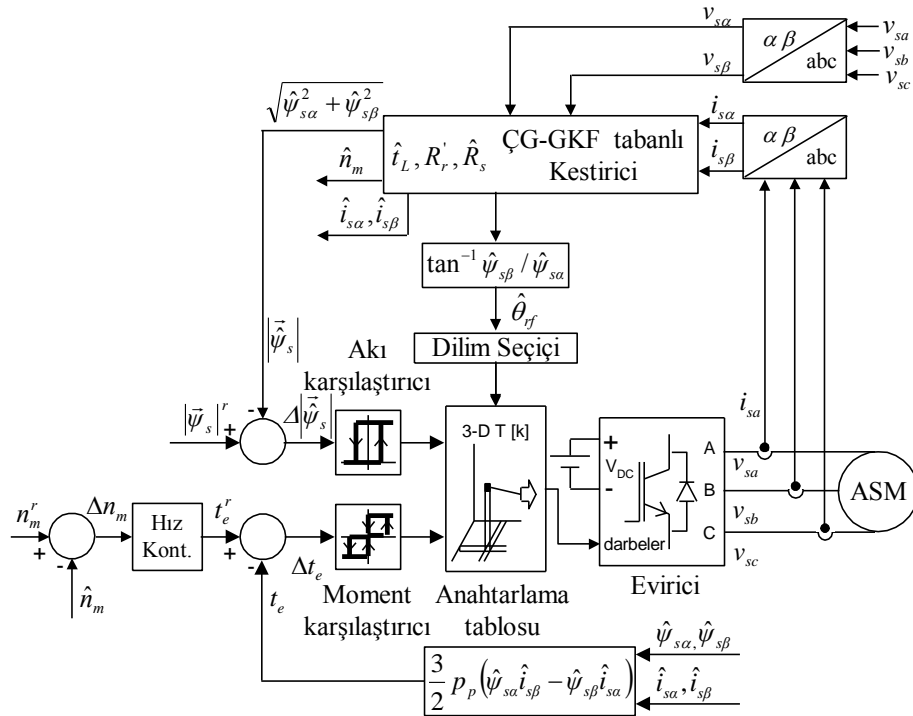


Şekil 3.1 ÇG-GKF algoritmasının akış diyagramı.

Şekil 3.1’de görüldüğü gibi ÇG-GKF Model- $R_r'$  ya da Model- $R_s$ ’den türetilen iki girişin ardışıl uygulandığı *bir adet GKF* algoritmasını içerir. Bu yüzden çift giriş-GKF olarak isimlendirilmiştir. Bu çalışmada, girişlerin ardışıl uygulanması her  $n \times$  örnekleme zamanı’nda ( $n \times T'$ de) gerçekleştirilmektedir. ÇG-GKF’nin bu tip çalışması Ref. [25]’daki örgülü durumdan (bu durumda her bir örnekleme zamanında girişlerin ardışıl olarak çalışır.) farklı olarak, *anahtarlama durumu* olarak isimlendirilir.

### 3.3 Hız-Algılayıcısız DMK Sistemi

ÇG-GKF tabanlı hız-algılayıcısız DMK sistemi, Şekil 3.2’de görülmektedir.



Şekil 3.2 ÇG-GKF tabanlı hız-algılayıcısız DMK sistemi.

Burada,  $\hat{\theta}_{rf}$ , stator duran eksen takımındaki dilim/sector konumudur. Şemada görülen hız kontrolör geleneksel oran+integral alıcı+türev alıcı (proportional+integral+derivative–PID) kontrolörlerdir. Dilim seçici ve anahtarlama tablosu [5]’de sunulan Takahashi’nin çalışmasına göre tasarlanmıştır.

### 3.4 Benzetim Sonuçları ve Gözlemler

Benzetimlerde aşağıdaki anma parametrelili bir ASM kullanılmıştır:

$R_s = 2,293 [\Omega]$  ,  $R_r' = 2,133 [\Omega]$  ,  $L_s = L_r' = 0,23 [H]$  ,  $L_m = 0,22 [H]$  ,  $J_L = 0,0183 [kg \cdot m^2]$  ,  $N_m = 1430 [rpm]$  ,  $t_L = 20 [N \cdot m]$  ,  $p_p = 2$  ,  $\beta_L = 0,001 [N \cdot m / (rad / s)]$  ,  $p = 3 [kW]$ .

Arzu edilen kestirim başarımını elde etmek için kovaryans matrisler deneme yanılma yöntemi ile aşağıdaki gibi seçilmiştir:

$$\underline{Q}_1 = \text{diag}\{10^{-7} \ 10^{-7} \ 10^{-9} \ 10^{-9} \ 10^{-7} \ 10^{-5} \ 10^{-5}\}$$

$$\underline{Q}_2 = \text{diag}\{10^{-9} \ 10^{-9} \ 10^{-7} \ 10^{-7} \ 10^{-5} \ 10^{-5} \ 10^{-5}\}$$

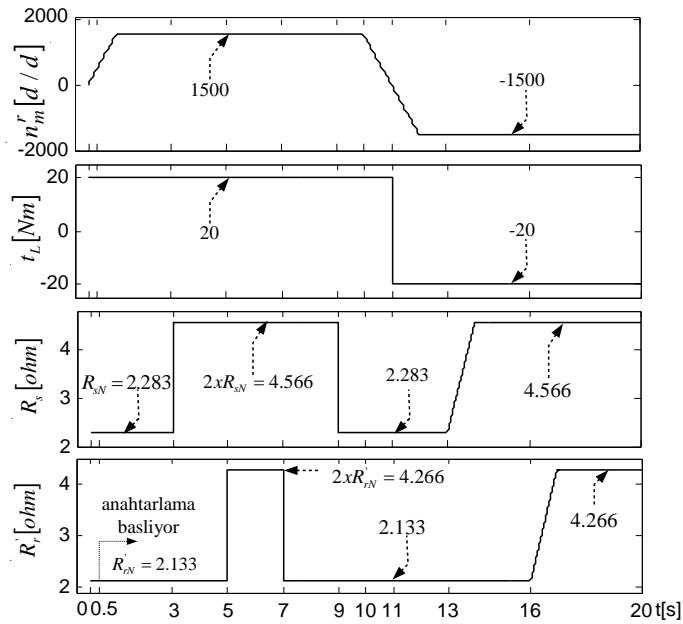
$$\underline{P}_i = \text{diag}\{9 \ 9 \ 9 \ 9 \ 9 \ 9 \ 9\}$$

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

ÇG-GKF algoritması ve hız-algılayıcısız DMK sistemini test etmek için iki farklı senaryo gerçekleştirilmiştir: Yüksek-hız çalışması ve çok düşük/sıfır hız çalışması.

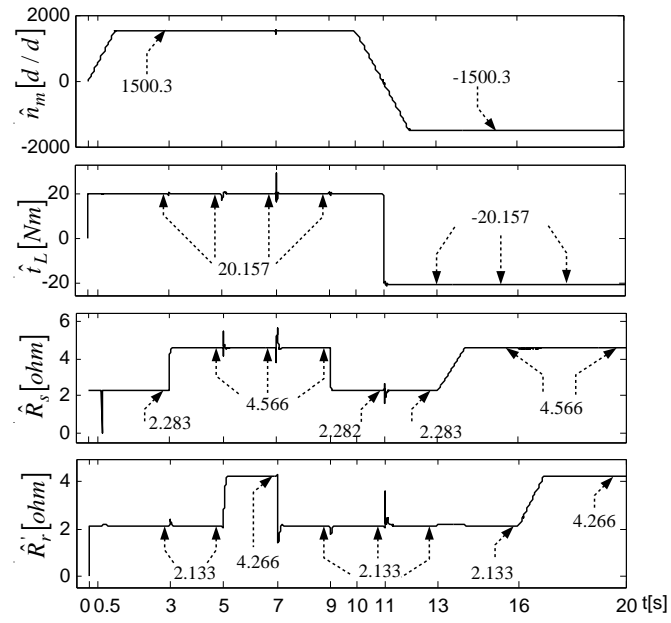
### 3.4.1 Yüksek-hız çalışması

Bu çalışmada referans hız  $n_m^r$ , uygulanan  $t_L$ ,  $R_s$  ve  $R_r'$  Şekil 3.3'deki gibi  $0 \leq t \leq 20$ [s] aralığında değiştirilmiştir.

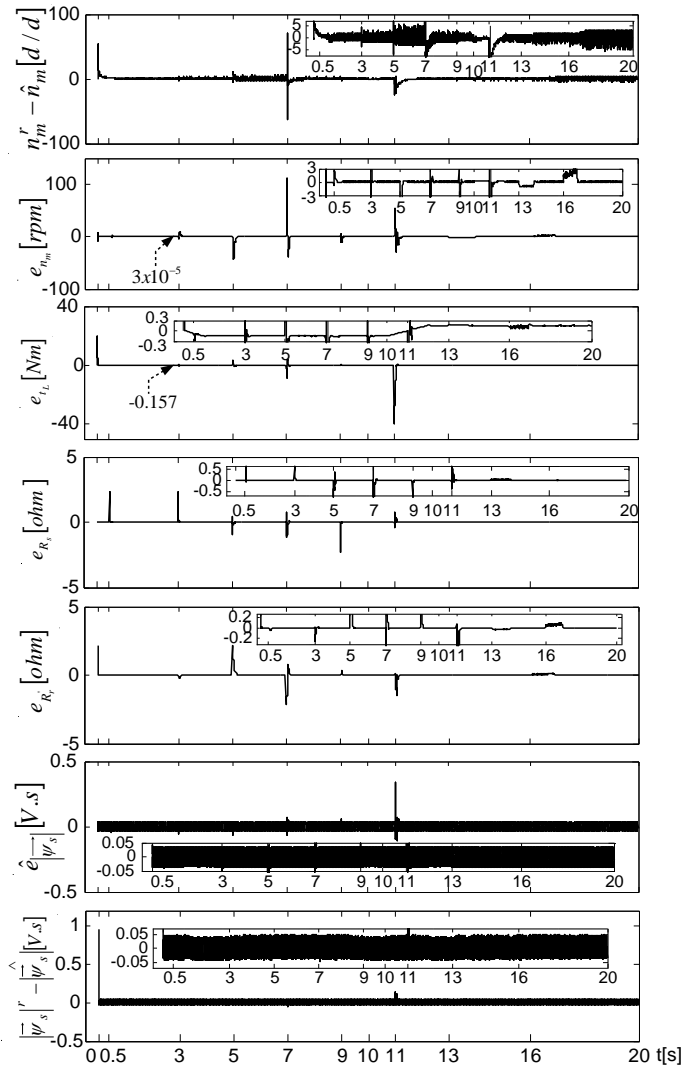


Şekil 3.3 Yüksek-hız aralığındaki başarımlar için  $n_m^r$ , uygulanan  $t_L$ ,  $R_s$  ve  $R_r'$ 'nin değişimi.

Yukarıdaki senaryo altında elde edilen sistem başarımları, Şekil 3.4-3.5'te gösterilmiştir. Bu şekillerde “^”, kestirilen durum ya da parametreyi ve  $e_{\odot}$  ise, gerçek ile kestirilen bileşenler arasındaki fark olarak tanımlanan hata işaretlerini, göstermektedir.



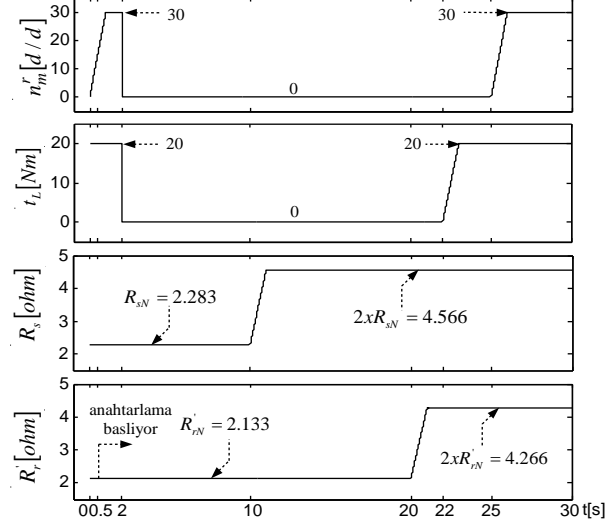
Şekil 3.4 Yüksek-hız aralığındaki ÇG-GKF tabanlı kestirici ve DMK sistemine ilişkin benzetim sonuçları.



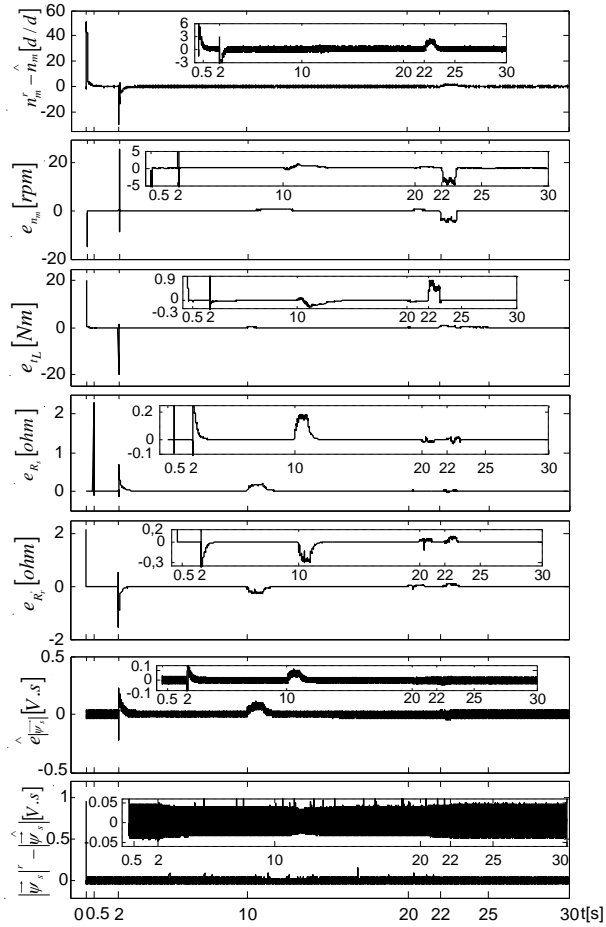
Şekil 3.5 Yüksek-hız aralığındaki kestirim ve izleme hataları için benzetim sonuçları.

### 3.4.2 Çok düşük/sıfır hız çalışması

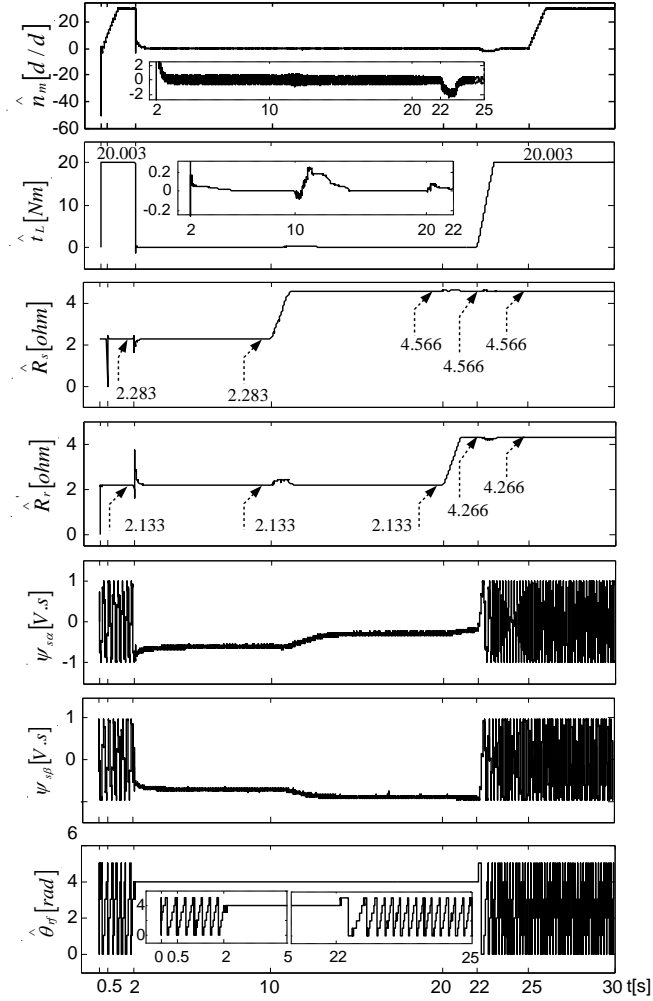
Bu amaç için,  $n_m^r$ ,  $t_L$ ,  $R_s$  ve  $R_r'$ 'nin değişimleri Şekil 3.6'daki gibi düşünülmüş ve sonuçlar Şekil 3.7-3.8'de sunulmuştur.



Şekil 3.6 Çok düşük/sıfır hız aralığındaki başarımlı testi için  $n_m^r$ ,  $t_L$ ,  $R_s$  ve  $R_r'$  değişimleri



Şekil 3.7. Çok düşük/sıfır hız aralığındaki kestirim ve izleme hataları için benzetim sonuçları



Şekil 3.8 Çok düşük/sıfır hız aralığındaki ÇG-GKF tabanlı kestirici ve DMK sistemine ilişkin benzetim sonuçları.

### 3.4.3 Gözlemler

Her iki çalışma modundaki kestirim sonuçları ve kontrol başarımları analiz edildiğinde, aşağıdaki gözlemler yapılabilir:

- Bir SKASM'de  $R_r'$ 'nin başlangıç değeri  $R_s'$ 'ninkinden daha doğru belirlenmediği için ÇG-GKF algoritması, Model- $R_r'$  tabanlı giriş ile başlatılmıştır. 0.5 [s] sonra, Model- $R_r'$  ve Model- $R_s'$ 'den türetilen girişler, her  $200 \times T$  [s]'de bir anahtarlanmaktadır.
- Şekil 3.4-3.5-3.7-3.8'de görüldüğü gibi, tüm kestirilen durumlar ve parametrelerin başlangıç koşulları sıfır alınmasına rağmen, ÇG-GKF algoritması çok hızlı bir şekilde gerçek değerlerine yakınsamaktadır

- Önerilen kestirim algoritması kestirilen yük moment  $\hat{t}_L$  içerisinde viskoz sürtünme terimini de hesaba katma yeteneğine sahiptir. Bu gerçek  $0.5 \leq t \leq 3$  [s] zaman aralığı için aşağıdaki gibi hesaplarla kolay bir şekilde görülebilir:

$$\begin{aligned}\omega_m(\infty) &= \hat{\omega}_m(\infty) + e_{\omega_m(\infty)} \\ &= \frac{2\pi(1500.3 - 3 \times 10^{-5})}{60} = 157.111 \left[ \frac{\text{rad}}{\text{s}} \right]\end{aligned}$$

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

$$-0.157 = -0.001 \times 157.111$$

$$-0.157 \cong -0.157111$$

- Model- $R_s$  ve Model- $R_r'$ 'de  $t_L$ ,  $R_s$  ve  $R_r'$  bir sabit gibi tanımlanmasına rağmen, hem yüksek hız hem de çok düşük/sıfır hız çalışmasında ÇG-GKF, bu parametrelerin doğrusal/lineer değişimlerine maruz bırakılmıştır. Ayrıca, Ref. [24]'de tanımlanan eşleşmeyen direnç değişimleri (örneğin, algoritma  $200 \times T$  [s]'lik bir süre için  $R_s$  kestirimini yaparken  $R_r'$ 'nin değiştirilmesi, ya da tersi) bu senaryoda oluşmaktadır. Bununla birlikte, çok tatmin edici sonuçlar elde edilmiştir.

- Şekil 3.7-3.8'de görülen  $2 \leq t \leq 22$  [s] zaman aralığındaki senaryolarda, bir ASM'nin durum ve parametre kestirimleri için en kötü durum [26] oluşmaktadır. Çünkü, sıfır hızda yüksüz olarak çalışmadan dolayı d.a durumu oluşmaktadır. Ancak, bu en zorlayıcı senaryolarda bile ÇG-GKF algoritması iyi bir dayanıklılık göstermekte ve durum ve parametrelerin kararlı kestirimlerini sağlamaktadır.

## BÖLÜM IV

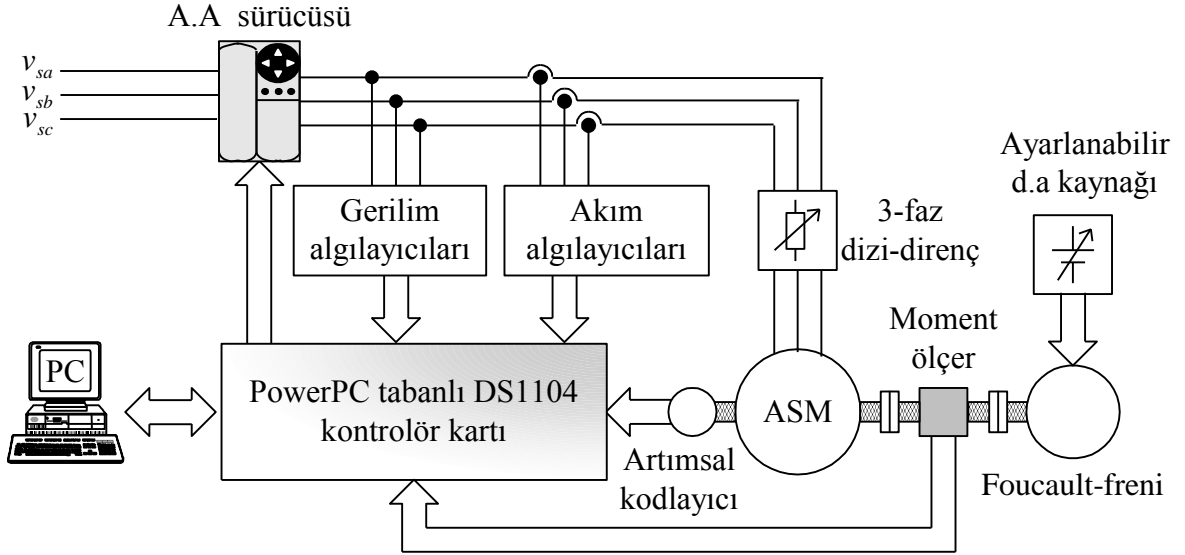
### ASENKRON MOTORLARIN HIZ-ALGILAYICISIZ KONTROLÜ İÇİN ÇİFT GİRİŞLİ-GENİŞLETİLMİŞ KALMAN FİLTRESİ TABANLI KESTİRİCİNİN GERÇEK-ZAMANLI GERÇEKLEMESİ

Bu çalışmanın temel katkısı, stator faz gerilimleri ve akımlarını ölçerek ASM'lerin hız- algılayıcısız kontrolü için gerekli tüm durumlara ilave olarak  $R_r'$ ,  $R_s$  ve  $t_L$ 'nin eş- zamanlı kestirimi için Ref. [25]'de geliştirilen ÇG-GKF algoritmasını gerçek-zamanda gerçekleştirmektir. Bu yönüyle yapılan bu çalışma ÇG-GKF tekniğinin gerçek-zamanlı uygulamasını gerçekleştiren ilk çalışma olarak bilinir. Ayrıca, gerçek-zamanlı deneyler boyunca özellikle anahtarlamalı durumda daha iyi sonuçlar elde edildiği için Ref. [25]'den farklı olarak bu çalışmada, ÇG-GKF tekniği *anahtarlamalı* durumda gerçekleştirilmiştir. Daha gerçekçi bir yaklaşım için vektör kontrollü a.a sürücüsü ile ASM'ye a.a gerilimleri uygulanmıştır. ÇG-GKF tekniğinin verimliliği, her hangi bir işaret eklemeye gerek kalmaksızın sadece gerçek-zamanlı deneylerle değil aynı zamanda sadece  $R_r'$  ya da  $R_s$  kestirimini içeren GKF algoritmalarının başarımları ile karşılaştırılarak gösterilmiştir.

#### 4.1 Donanım Düzeneği

ÇG-GKF algoritmasını doğrulamak için kullanılan deney düzeneği Şekil 4.1'de verilmiştir. Burada ASM, sincap kafesli tip olup 3-faz, 6-kutuplu, 380 V, 5.9 A, 2.2 kW, 22 N.m ve 940 d/d'lıktır. Diğer teknik özellikleri ise Çizelge 4.1'de sunulmuştur. ASM'yi yüklemek için basamak biçiminde değiştirilebilir d.a kaynağından manuel olarak tahrik edilen 30 N.m'lik bir Foucault-freni kullanılmıştır. ÇG-GKF algoritması, 250 MHz hızında kayan noktalı işlem yapan Power PC-tabanlı DS1104 kontrolör kartı üzerinde gerçekleştirilmiştir. 50 N.m'lik moment ölçer ve 5000 darbe/devir'lik artımsal kodlayıcı, sadece sırasıyla  $t_L$  ve  $n_m$  kestirimlerini doğrulamak için kullanılmıştır (Kestirim algoritmasında kullanılmamıştır.). Ayrıca, faz gerilimleri ve akımları sırasıyla LV100-400 ve LA55-P/SP1 ile ölçülmüştür.  $R_s$  kestirim başarımını değerlendirmek için 3-faz dizi-direnç, ASM'nin stator sargılarına seri olarak bağlanmıştır. Böylece, 3-faz direnç ile manuel olarak oluşturulan  $R_s$ 'deki değişimlerin ÇG-GKF ile kestirildiğini göstermek amaçlanmıştır. Gerçekçi bir değerlendirme yapmak üzere, ÇG-GKF algoritmasının giriş olarak darbe-genişlik modülasyonlu a.a gerilimleri ve akımları ile

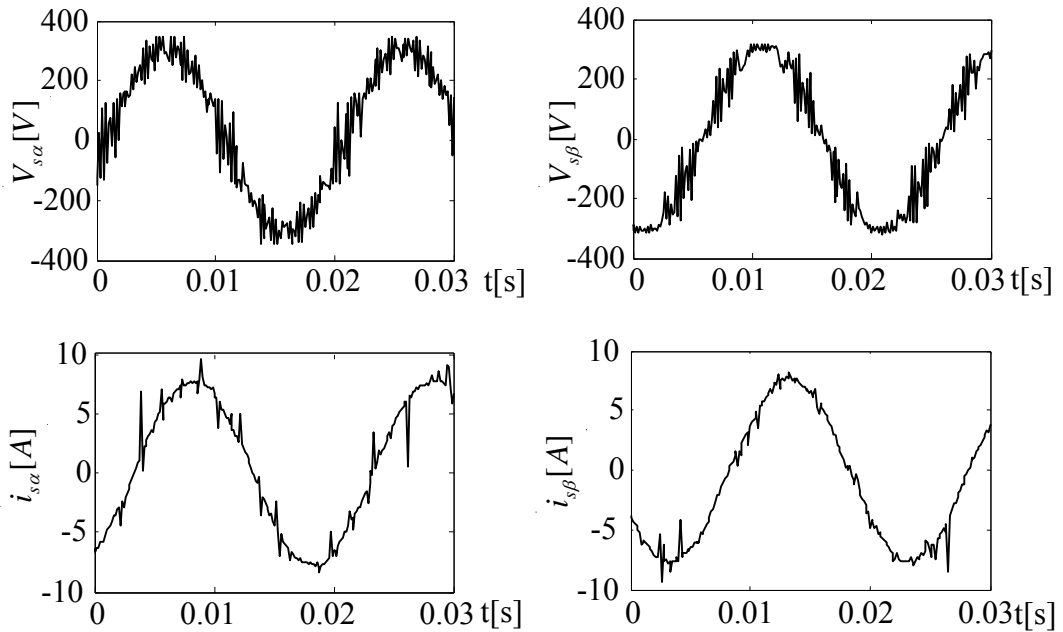
test edilmesini sağlamak için ASM, bir a.a sürücüsü ile beslenmiştir. Şekil 4.2, ASM'ye uygulanan stator duran eksen takımındaki ( $\alpha\beta$ -ekseni) a.a gerilim ve akımlarını göstermektedir.



Şekil 4. 1 ÇG-GKF algoritmasını doğrulamak için kullanılan deney düzeneği.

Çizelge 4.1 ASM'nin anma parametreleri.

$R_s$ ( $\Omega$ )	$R_r'$ ( $\Omega$ )	$L_{ls}$ (H)	$L_{lr}$ (H)	$L_m$ (H)
3.03	2.88	0.0124	0,0186	0,1843



Şekil 4.2 A.A sürücüsü tarafından ASM'ye uygulanan stator gerilimleri ve çekilen akımlar.

## 4.2 Deney Sonuçları ve Gözlemler

ÇG-GKF algoritmasını başlangıç durumuna getirmek ve arzu edilen bir kestirim başarımını elde etmek için  $\underline{D}_\xi$ , Ref. [26]'deki gibi akım algılayıcılarının ölçme hatası ve ADC'lerin kuantalama hatası göz önüne alınarak hesaplanırken,  $\underline{P}_i$  ve  $\underline{Q}_i$ 'nin değerleri Ref. [16, 22, 23, 27] gibi önceki çalışmalarda genellikle yapıldığı gibi deneysel olarak deneme-yanılma yöntemiyle belirlenmiştir. Yukarıdaki değerlendirmelerin ışığında  $\underline{Q}_i$ ,  $\underline{P}_i$  ve  $\underline{D}_\xi$  aşağıdaki gibi bulunmuştur:

$$\underline{Q}_1 = \text{diag}\{10^{-11}(A^2) \quad 10^{-11}(A^2) \quad 10^{-12}(V.s) \quad 10^{-12}(V.s) \\ 10^{-12}(\text{rad/s}) \quad 10^{-13}(N.m) \quad 10^{-16}(\Omega)\}$$

$$\underline{Q}_2 = \text{diag}\{10^{-18}(A^2) \quad 10^{-18}(A^2) \quad 10^{-18}(V.s) \quad 10^{-18}(V.s) \\ 10^{-14}(\text{rad/s}) \quad 10^{-14}(N.m) \quad 10^{-15}(\Omega)\}$$

$$\underline{P}_i = \text{diag}\{9(A^2) \quad 9(A^2) \quad 9(V.s) \quad 9(V.s) \quad 9(\text{rad/s}) \\ 9(N.m) \quad 9(\Omega)\}$$

$$\underline{D}_\xi = \text{diag}\{1.13 \times 10^{-7}(A^2) \quad 1.13 \times 10^{-7}(A^2)\}$$

ÇG-GKF algoritmasının etkinliğini göstermek için aşağıdaki gibi farklı senaryolar düşünülmüştür:

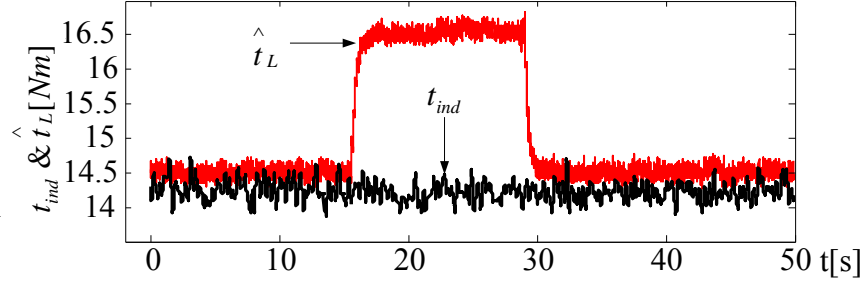
- Model- $R_r'$  ya da Model- $R_s$ 'yi kullanan geleneksel tek GKF'lerin başarımı.
- Anma hızının % 50'sinde  $R_s$  değişimleri altında ÇG-GKF'nin başarımı.
- Anma hızında hız ve yük momentinin terslendirilmesi durumundaki ÇG-GKF'nin başarımı.
- $R_s$  değişimleri altında ÇG-GKF'nin çok düşük-hızda çalışması.

Hız-algılayıcısız durumda kestirim başarımı, azalan rotor açısız hız ile genellikle kötüleştiği için senaryoların çoğu özellikle anma hızının % 50'si ve daha düşük hızlarda

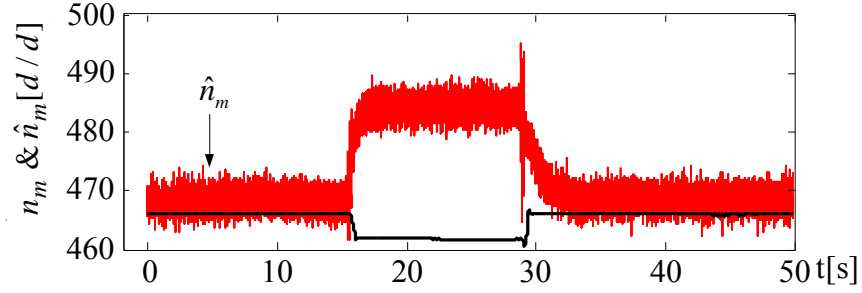
$t_L$  ile birlikte  $R_r'$ ,  $R_s$  ve  $\omega_m$ 'nin eş-zamanlı kestirimine odaklanılmıştır. Bu senaryolarda, kestirilen durum ve parametrelerin bütün başlangıç değerleri sıfır alınmış, örnekleme zamanı  $130 \mu s$  ve ÇG-GKF girişlerinin anahtarlama periyodu ise  $0.23 \text{ ms}$ 'dir. Elde edilen kestirim başarımları ise Şekil 4-8'de verilmiştir. Bu şekillerdeki,  $n_m$  &  $\hat{n}_m$ ,  $t_{ind}$  &  $\hat{t}_L$ ,  $\hat{\varphi}_{r\alpha}$ ,  $\hat{\varphi}_{r\beta}$ ,  $\hat{R}_r'$ ,  $\hat{R}_s$  ve  $e_{( )}$  sırasıyla ölçülen ve kestirilen hızı, moment ölçerden elde edilen endüklenen moment ve kestirilen yük moment, rotor akısının  $\alpha$  ve  $\beta$  bileşenleri, kestirilen rotor direnci, kestirilen stator direnci ve gerçek ile kestirilen bileşenler arasındaki fark olarak tanımlanan hata işaretlerini temsil etmektedir.

#### **4.2.1 Senaryo I– Model- $R_r'$ (Şekil 4.4) ya da Model- $R_s$ (Şekil 4.3)'ü kullanan geleneksel tek GKF'lerin başarımları**

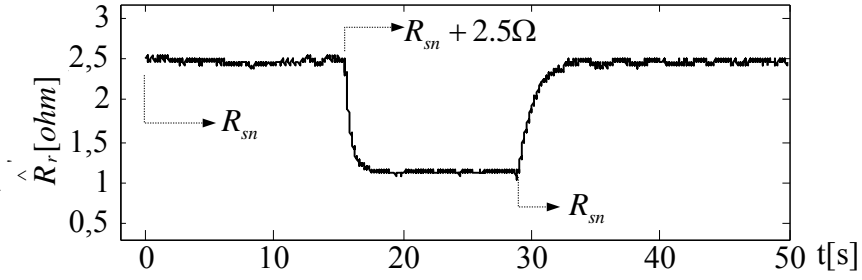
Bu senaryoda, GKF- $R_s$  olarak isimlendirilmiş Model- $R_s$ 'yi kullanan GKF,  $R_r'$  değişimleri altında incelenirken; GKF- $R_r'$  olarak adlandırılmış Model- $R_r'$ 'li diğer GKF,  $R_s$  değişimleri altında test edilmiştir. GKF- $R_r'$ 'nin kestirim başarımlarını gösteren Şekil 4.3'te, ASM 14.3 N.m'lik yük altında 466 d/d'da dönerken; stator sargılarına dışardan seri olarak bağlanan dirençler ile 15.6 s'de  $R_s$  basamak şeklinde anma değeri ( $R_{sn}$ )  $+2.5 \Omega$ 'a yükseltilmiş ve 29 s'de tekrar basamak şeklinde  $R_{sn}$ 'ye düşürülmüştür. GKF- $R_r'$ ,  $R_s$ 'yi sabit kabul ettiği için dikkate değer bir şekilde  $\hat{n}_m$ ,  $\hat{t}_L$  ve  $\hat{R}_r'$ 'de kestirim hataları oluşmuştur. Diğer taraftan, Şekil 4.4'te görüldüğü gibi, doğru  $R_s$  değerini içeren GKF- $R_r'$ 'den elde edilen uygun  $R_r'$  değeri ile GKF- $R_s$  başlatılmış ve sonra, 11.2 s'de  $R_r'$  aniden kendi anma değerine yükseltilmiş ve tekrar 25.7 s'de uygun değerine getirilmiştir. GKF- $R_s$   $R_r'$ 'yi  $R_{rn}$  olarak sabit kabul ettiğinden bu kestirim hataları oluşmaktadır. Bu yüzden GKF- $R_s$ 'nin, bir sincap kafesli ASM'de rotor sıcaklığı ve frekansı ile değişen doğru  $R_r'$  değerlerine ihtiyaç duyduğu, çok açıktır. Her iki gerçek-zamanlı deneyler (Şekil 4.3 ve 4.4), GKF- $R_r'$  ve GKF- $R_s$ 'nin eş-zamanlı olarak sırasıyla  $R_s$  ve  $R_r'$ 'nin doğru değerlerini gerektirdiğini göstermektedir.



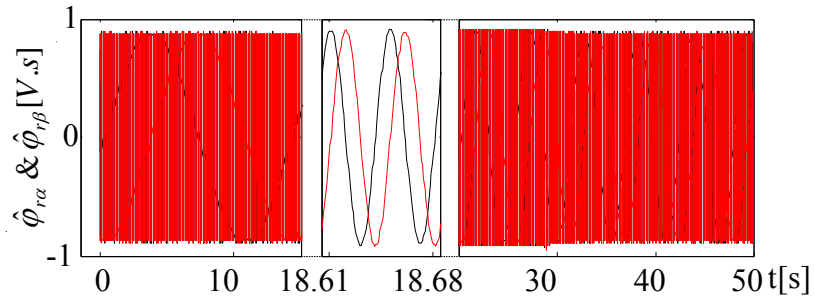
(a)



(b)

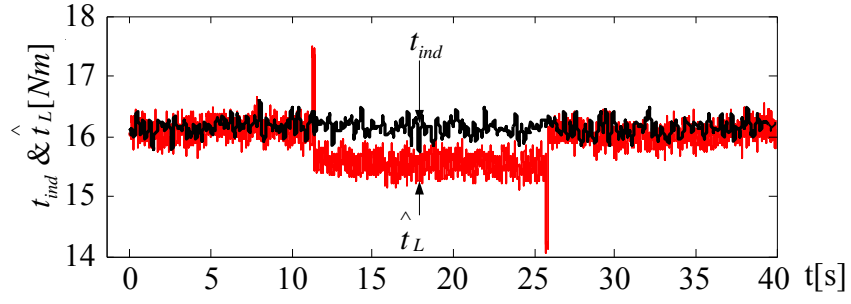


(c)

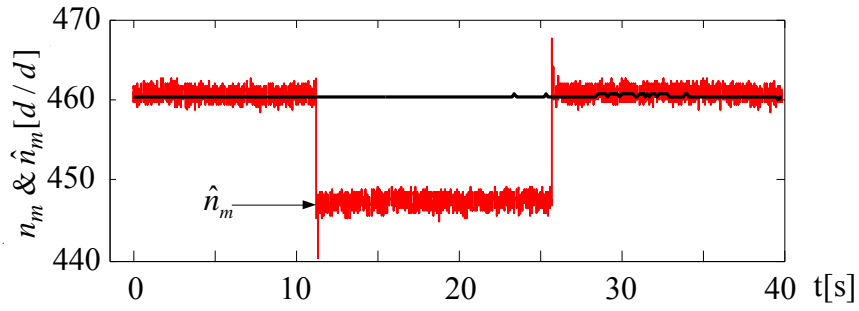


(d)

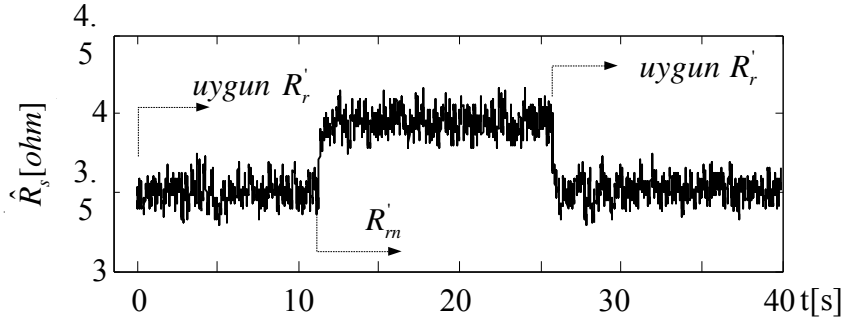
Şekil 4.3 Basamak-biçimli  $R_s$  değişimleri için GKF- $R_r'$ 'nin deney sonuçları. (a)  $t_{ind}$  ve  $\hat{t}_L$ 'nin değişimi (b)  $n_m$  ve  $\hat{n}_m$ 'nin değişimi. (c)  $\hat{R}_r'$ 'nin değişimi. (d)  $\hat{\varphi}_{r\alpha}$  ve  $\hat{\varphi}_{r\beta}$ 'nin değişimi.



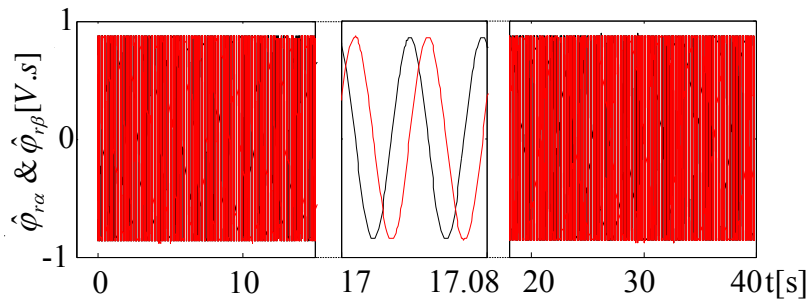
(a)



(b)



(c)



(d)

Şekil 4.4 Basamak-biçimli  $R_r'$  değişimleri için GKF- $R_s$ 'nin deney sonuçları. (a)  $t_{ind}$  ve  $\hat{t}_L$ 'nin değişimi (b)  $n_m$  ve  $\hat{n}_m$ 'nin değişimi. (c)  $\hat{R}_s$ 'nin değişimi. (d)  $\hat{\varphi}_{r\alpha}$  ve  $\hat{\varphi}_{r\beta}$ 'nin değişimi.

#### **4.2.2 Senaryo II– Anma hızının % 50’sinde $R_s$ değişimleri altında ÇG-GKF’nin başarımı (Şekil 4.5)**

Bu senaryo, Şekil 4.5’te görüldüğü gibi basamak-biçimli  $R_s$  değişimleri için ÇG-GKF algoritmasını test etmeyi hedeflemektedir. Bu amaçla, ASM 16.3 N.m ile yüklü ve 460 d/d’da dönerken; 12.7 s’de 3 faz direnç dışarıdan stator tarafına seri olarak eklenerek  $R_s$  aniden  $R_{sn} + 2.5 \Omega$ ’a yükseltilmiş, ve sonra ilave direnç 30.1 s’de stator sargılarından çıkartılmıştır. Bu değişimler altında  $\hat{R}_s$ ,  $R_s$ ’in gerçek değerini çok hızlı bir şekilde izlediği için, sonuç olarak tüm kestirilen durum ve parametreler gerçek değerlerine yakınsamaktadır. Bu yüzden, basamak-biçimli  $R_s$  değişimlerine rağmen ÇG-GKF’nin oldukça iyi çalıştığı sonucu çıkarılmıştır.

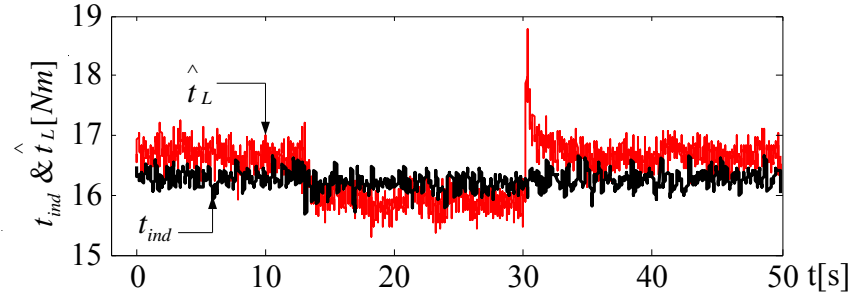
#### **4.2.3 Senaryo III– Anma hızında hız ve yük momentinin terslendirilmesi altında ÇG-GKF’nin başarımı (Şekil 4.6)**

Kısa süreyle sıfır hızda çalışmayı da içeren bu senaryoda, ÇG-GKF algoritmasının etkinliği hız ve yük momentinin terslendirilmesi ile ilgili geçici haller boyunca gösterilmiştir. Sonuç kestirim başarımları, Şekil 4.6’da verilmiştir. Bu senaryo, ASM 16.4 N.m’lik yük altında 956 d/d’da dönerken, giriş frekansının 50 Hz’den -50 Hz’e ve tersi durum için doğrusal bir şekilde değiştirilmesi ile üretilmiştir. Geçici halin süresi a.a sürücüsünün hızlanma/yavaşlama oranı ile ayarlanmaktadır. Şekil 4.6a ve 4.6b’de görüldüğü gibi elde edilen sonuçlar ÇG-GKF algoritmasının hız ve yük momenti terslendirmelerini çok yakın bir şekilde takip ettiğini göstermektedir. Ayrıca, yük momentinin değişimiyle doğal olarak değişen kestirilen  $R_r'$ ,  $R_r'$  - rotor frekansı  $f_r$  ilişkisini gösteren Ref. [28, 29] ile uyumluluk içerisindedir.

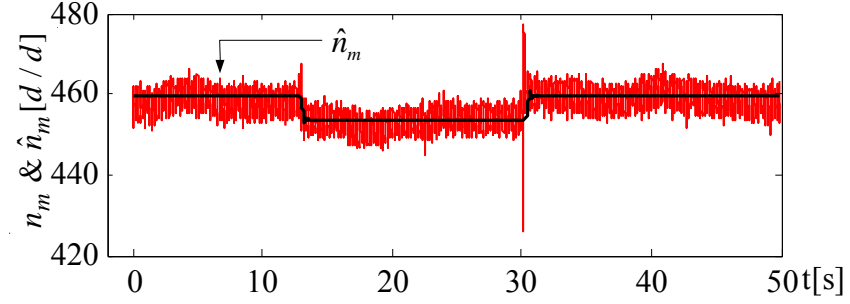
#### **4.2.4 Senaryo IV– $R_s$ değişimleri altında ÇG-GKF’nin çok düşük-hız çalışması**

Şekil 4.7’de görüldüğü gibi bu senaryo, anma hızının yaklaşık % 1’i olan 9 d/d’da yapılmış  $R_s$  değişimleri altında ÇG-GKF’nin başarımını adreslemektedir.

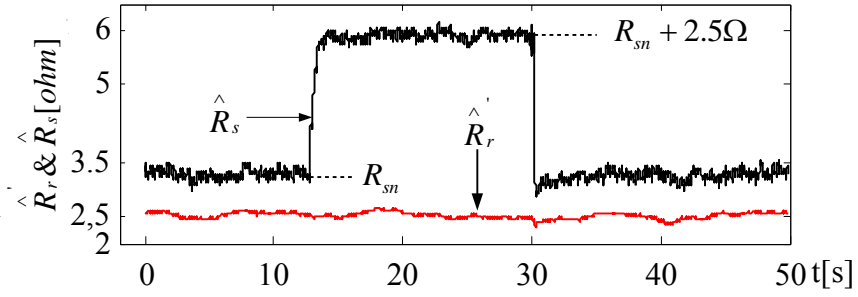
Burada, ASM 9 d/d’da 1.5 N.m’lik yük ile dönerken; 3-faz dizi direnci stator sargılarına bağlayarak ya da ayırarak sırasıyla, 16.5 s’de  $R_s$  basamak biçiminde



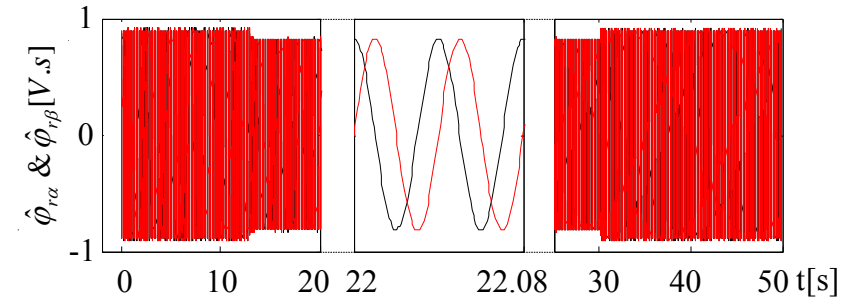
(a)



(b)

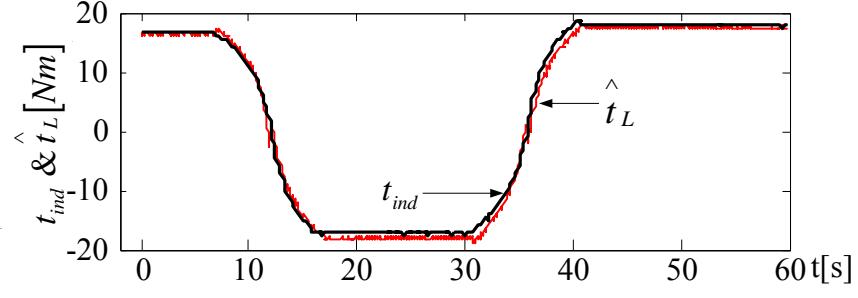


(c)

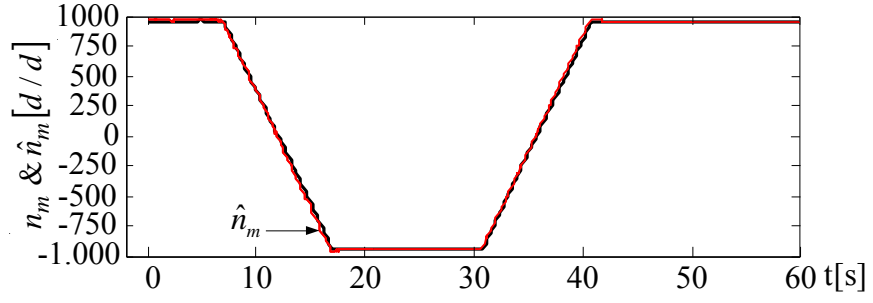


(d)

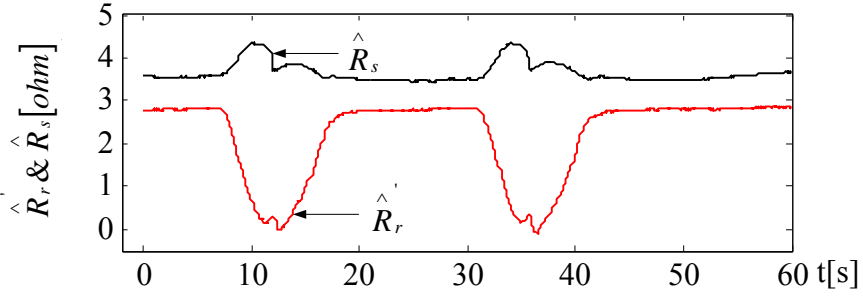
Şekil 4.5. Anma hızının % 50'sinde basamak-biçimli  $R_s$  değişimleri için ÇG-GKF'nin deney sonuçları. (a)  $t_{ind}$  ve  $\hat{t}_L$ 'nin değişimi (b)  $n_m$  ve  $\hat{n}_m$ 'nin değişimi. (c)  $\hat{R}_r$  ve  $\hat{R}_s$ 'nin değişimi. (d)  $\hat{\varphi}_{r\alpha}$  ve  $\hat{\varphi}_{r\beta}$ 'nin değişimi.



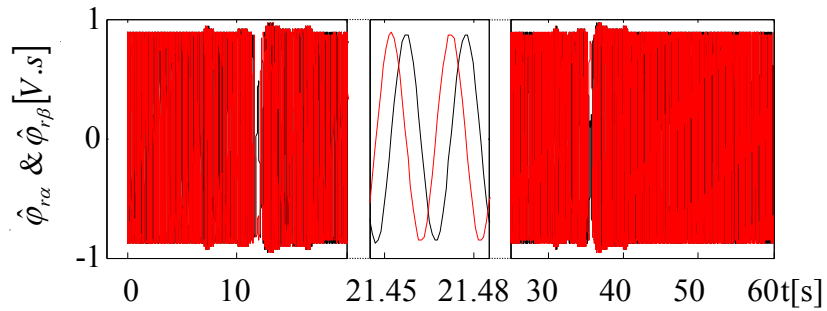
(a)



(b)



(c)

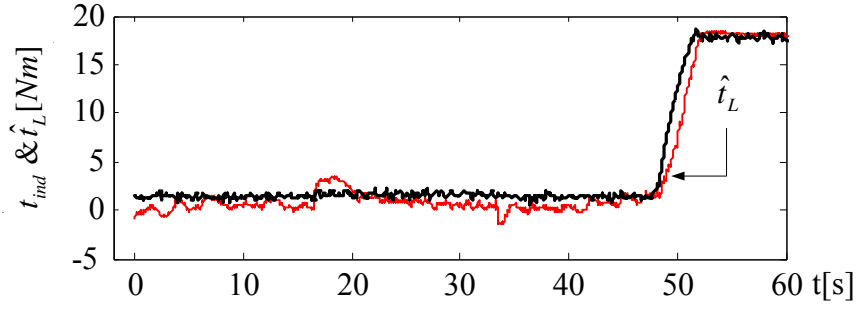


(d)

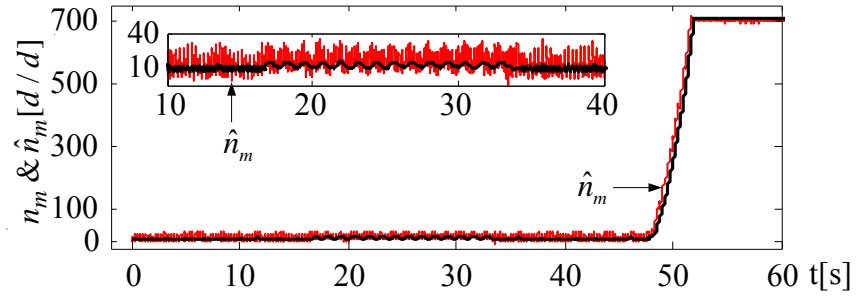
Şekil 4.6. Hız ve yük momentini terslendirmeleri için ÇG-GKF'nin deney sonuçları.

(a)  $t_{ind}$  ve  $\hat{t}_L$ 'nin değişimi (b)  $n_m$  ve  $\hat{n}_m$ 'nin değişimi. (c)  $\hat{R}'_r$  ve  $\hat{R}_s$ 'nin değişimi.

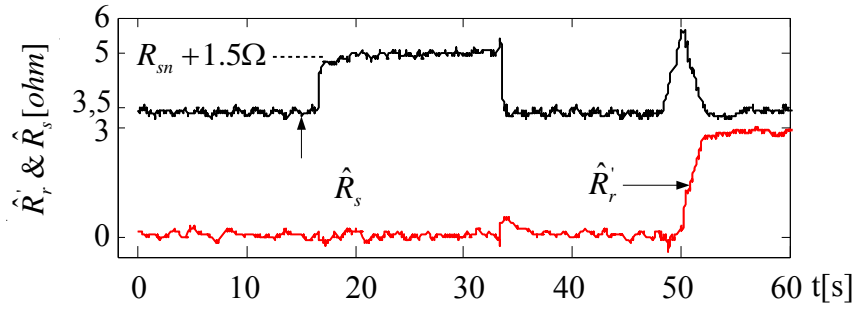
(d)  $\hat{\varphi}_{r\alpha}$  ve  $\hat{\varphi}_{r\beta}$ 'nin değişimi.



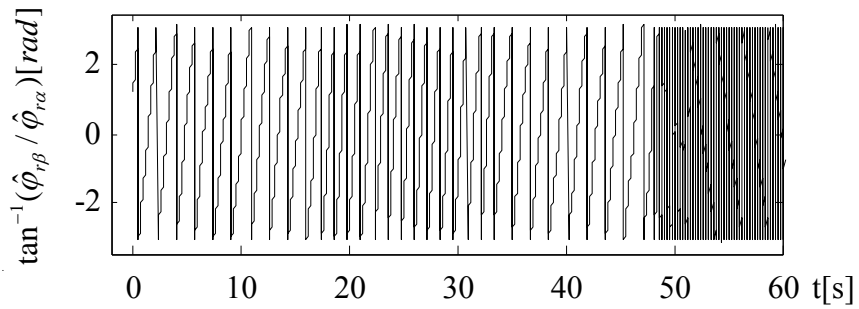
(a)



(b)



(c)



(d)

Şekil 4.7.  $R_s$  değişimleri altında çok düşük-hız çalışması için ÇG-GKF'nin deney sonuçları. (a)  $t_{ind}$  ve  $\hat{t}_L$ 'nin değişimi (b)  $n_m$  ve  $\hat{n}_m$ 'nin değişimi. (c)  $\hat{R}_r$ ' ve  $\hat{R}_s$ 'nin değişimi. (d) Rotor akısının duran stator eksenindeki kestirilen konumunun değişimi.

$R_{sn} + 1.5 \Omega$ 'a yükseltilmiş, ve tekrar 33.2 s'de basamak biçiminde  $R_{sn}$  'ye düşürülmüştür. Daha sonra, çok düşük-hızdan yüksek hıza geçiş boyunca ÇG-GKF'nin kestirim başarımını göstermek için 48 s'de hız rampa şeklinde 9 d/d'dan 703 d/d'ya ve bu yüzden de ASM hemen hemen doğrusal olarak 17.8 N.m'ye yüklenmiştir. Bu zorlayıcı senaryoya rağmen, ÇG-GKF algoritması hız, yük momenti ve rotor akılarına ilave olarak basamak biçimli  $R_s$  değişimlerini ve rotor frekansı-bağımlı  $R_r'$  değişimlerini [28, 29] tatmin edici bir şekilde kestirmektedir.

Özetle, Senaryo II, III ve IV'den elde edilen sonuçlar ÇG-GKF algoritmasının gerçek-zamanlı uygulanabilirliğini ispatlamakta ve ayrıca ÇG-GKF'nin  $R_s$  ya da  $R_r'$  'nin doğru değerine ihtiyaç duyan geleneksel tekli GKF'lere kıyasla üstünlüğünü ortaya koymaktadır.

## BÖLÜM V

### SONUÇ

Bu tez çalışmasında ilk olarak  $\underline{x}=[i_{s\alpha}, i_{s\beta}, \psi_{r\alpha}, \psi_{r\beta}, \omega_m]^T$  durum değişkenli ASM modeli ve model parametreleri, üç farklı senaryoya göre gerçek-zamanlı deneylerle doğrulanmıştır. ControlDesk isimli arayüz yazılımı ile, Matlab® simulink'te oluşturulmuş algoritmaların DS1104 için gerekli gerçek-zamanlı kodları hızlı bir şekilde üretilmekte, algoritmanın değişkenleri gerçek-zamanlı olarak izlenebilmekte ve izlenen bu değişkenler “.mat” ya da “.xls” gibi farklı formatlarda kayıt edilebilmektedir. Bu özellikleri nedeniyle, önceki çalışmalara [12, 13, 14] kıyasla *çok daha hızlı uygulama geliştirme platformu* sunan kullanıcı-dost ara-yüz yazılımlı DS1104 kontrolör kartı kullanılarak parametreleri ile birlikte dinamik bir ASM modelinin gerçek-zamanlı doğrulamasının nasıl yapılacağı bu çalışma kapsamında tanıtılmıştır.

Daha sonra, ASM'lerin yüksek başarılı kontrolü için ÇG-GKF tekniğini kullanan bir hız-algılayıcısız doğrudan moment kontrollü sürücü geliştirilmiştir. Sıfır hızı içeren geniş bir hız aralığında, viskoz sürtünme terimini içeren  $t_L$  ve hız-algılayıcısız DMK sistemi için gerekli tüm durumlara ilave olarak,  $R_s$  ve  $R_r'$ 'deki değişimlerin eş zamanlı kestirimi probleminin üstesinden gelmek için; ilk defa Ref. [25]'de rapor edilen ÇG-GKF tekniği kullanılmıştır. Ref [25]'den farklı olarak, ÇG-GKF DMK stratejisi ile doğrulanmış ve *anahtarlamalı* durumda çalıştırılmıştır. Son olarak, bu çalışmada önerilen hız-algılayıcısız *stator akısı temelli DMK sistemi* Ref. [25]'deki hız-algılayıcısız *rotor akısı yönlendirmeli doğrudan vektör sistemi* kadar iyi ve tatmin edici bir başarımlı gösterdiği tespit edilmiştir.

Son olarak, Ref. [25]'de çok yakın zamanlarda tanıtılan ÇG-GKF tabanlı kestirim tekniği kullanılarak yapılan çalışma ile;

- stator faz gerilimleri ve akımlarını ölçerek hız algılayıcısız kontrol için gerekli tüm durumlar ve yük momentine ilave olarak  $R_r'$  ve  $R_s$  ile ilgili belirsizliklerin eş-zamanlı kestirimi probleminin çözümü,
- bir adet GKF algoritması ile mümkün olan durum ve parametre kestirimlerinden daha fazla sayıda durum ve parametre kestirilebileceği,

gerçek-zamanlı deneylerle doğrulanmıştır.

Yukarıda ifade edilen her bir konu, sırasıyla hız-algılayıcısız ASM'lerin kontrolü ve GKF ile ilgili literatürde halen devam eden güçlüklerdir. Evirici anahtarlama etkileri, işaret işleme hataları ve gürültülerin ASM'lerin hız-algılayıcısız gerçek-zamanlı kontrolünde özellikle çok-düşük hız aralığında başarıyı kötüleştirdikleri bilinmektedir. Bu yüzden, bu kaygılar altında Ref. [25]'de önerilen ÇG-GKF algoritmasının gerçek-zamanlı deneylerle doğrulanması oldukça hayatidir. Ayrıca,  $R_r'$  ve  $R_s$  kestirimi için Ref. [22] ve [23]'deki gibi önceki çalışmalarda yapılan bağımsız iki adet GKF algoritması kullanma yerine; tez kapsamında yapılan bu çalışma, aynı amaç için geliştirilmiş genişletilmiş modellerden elde edilen iki farklı girişin ardışık kullanımının yeterli olduğunu deneysel olarak onaylamaktadır.

Diğer taraftan, ÇG-GKF algoritmasında kullanılan  $Q_i$ 'nin uygun değerlerini belirlemek çok zaman almaktadır. Gerçekte,  $Q$  değerlerinin optimal belirlenmesi Kalman filtresi literatüründe hala araştırmaya açık bir alandır [29].

## KAYNAKLAR

- [1] B.K. Bose, "High performance control and estimation in AC drives," Proceedings of the IEEE Conf. On Control and Instrumentation (IECON'97), 2, 377-385, 1997.
- [2] T. Lehtla, J. Joller, M. Lehtla and J. Laugis, "Parameter identification and comparison of an induction motor models " Eighth International Conference on (IEE Conf. Publ. 475), 201-205, 2000.
- [3] J. Holtz, "Sensorless control of induction motor drives," *Proceedings of the IEEE*, 90, 8, 1359–1394, 2002.
- [4] B.K. Bose, *Modern Power Electronics and AC Drives*, PTR Prentice Hall, 2002.
- [5] I. Takahashi, and T. Noguchi, "A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor," *IEEE Transactions on Industry Applications*, 22, 5, 820–827, 1986
- [6] M. Barut, S. Bogosyan and M. Gokasan, "Speed sensorless direct torque control of IMs with rotor resistance estimation", *Energy Conversion and Management* 46, 3, 335–349 (2005a).
- [7] J.R.G. Schofield, "Direct torque control-DTC [of induction motors]," IEE Colloquium on Vector Control and Direct Torque Control of Induction Motors, 1-3, 1995.
- [8] P. Tiitinen and M. Surandra, "The next generation motor control method, DTC direct torque control," Proceedings of the IEEE-Power Electronics, Drives and Energy Systems for Industrial Growth, 1, 37-43, 1996.
- [9] D. Casadei, F. Profumo and A. Tani, "FOC and DTC: two viable schemes for induction motors torque control," *IEEE Transactions on Power Electronics*, 17, 5, 779–87, 2002.

- [10] G.S. Buja and M.P. Kazmierkowski, "Direct torque control of PWM inverter-fed AC motors-a survey," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 51 4,744-757, 2004.
- [11] R. Ortega, N. Barabanov, G. Escobar and E. Valderrama, "Direct torque control of induction motors: stability analysis and performance improvement," *IEEE Transactions on Automatic Control*, 46, 8, 1209-1222, 2001.
- [12] S. Liling, L. Heming and X. Boqiang, "Extended MLM-FEM-coupled model based dynamic simulation of induction motors," Power Engineering Society General Meeting, IEEE 0-6, 2006.
- [13] M. Cirstea, A. Aounis, M. McCormick, P.Urwin and L. Haydock, "Induction motor drive system modelled in VHDL," VHDL International Users Forum Fall Workshop, Proceedings 113-117, 2000.
- [14] J. Pedra, I. Candela and L. Sainz, "Modelling of squirrel-cage induction motors for electromagnetic transient programs," *Electric Power Applications, IET*, 3, 2, 111-122, 2009.
- [15] IEEE Standard-112, "IEEE standard test procedure for polyphase induction motors and generators," *The Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc*, New York, 1996.
- [16] M. Barut, S. Bogosyan and M. Gokasan, "Speed sensorless estimation for induction motors using Extended Kalman Filters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 54, 272-280, 2007.
- [17] K.L. Shi, "Intelligent control for an induction motor," PhD Hong Kong Polytechnic Universty (People's Republic of CHINA), 286, 2001.
- [18] B. Karanayil, M. F. Rahman, and C. Grantham, "Online stator and rotor resistance estimation scheme using artificial neural networks for vector

- controlled speed sensorless induction motor drive,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 54, 167-176, 2007.
- [19] H. Tajima, G. Guidi, and H. Umida, “Consideration about problems and solutions of speed estimation method and parameter tuning for speed-sensorless vector control of induction motor drives,”. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 38, 1282-1289, 2002
- [20] I. J. Ha and S. H. Lee, “An online identification method for both stator-and rotor resistances of induction motors without rotational transducers,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 47, 842-853, 2000.
- [21] L. Zhen and L. Xu, “Sensorless field orientation control of induction machines based on a mutual MRAS scheme,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 45, 824-831, 1998.
- [22] M. Barut, S. Bogosyan, and M. Gokasan, “Experimental evaluation of braided EKF for sensorless control of induction motors,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 55, 620-632, 2008.
- [23] S. Bogosyan, M. Barut, and M. Gokasan, “Braided extended Kalman filters for sensorless estimation in induction motors at high-low/zero speed,” *IET Control Theory & Applications*, 1, 987-998, 2007.
- [24] M. Barut, S. Bogosyan, and M. Gokasan, “Switching EKF technique for rotor and stator resistance estimation in speed sensorless control of IMs,” *Energy Conversion and Management* 48, 3120-3134, 2007.
- [25] M. Barut, “Bi input-extended Kalman filter based estimation technique for speed-sensorless control of induction motors,” *Energy Conversion and Management*, 51, 2032-2040, 2010.

- [26] E. Laroche, E. Sedda, and C. Durieu, "Methodological Insights for Online Estimation of Induction Motor Parameters," *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 16, 1021-1028, 2008.
  
- [27] E.S. de Santana, E. Bim, and W.C. do Amaral, "A Predictive Algorithm for Controlling Speed and Rotor Flux of Induction Motor," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 55, 4398-4407, 2008.
  
- [28] A. B. Proca and A. Keyhani, "Identification of variable frequency induction motor models from operating data," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 17, 24-31, 2002.
  
- [29] M. Barut, S. Bogosyan and M. Gokasan, "An EKF based estimator for speed sensorless vector control of induction motors," *Electric Power Components & Systems, formerly Electric Machines and Power Systems (Taylor-Francis)*, 33, 727-744, 2005.