



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

**ASENKRON MOTORLARIN HIZ-ALGILAYICISIZ KONTROLÜ İÇİN
İNDİRGENMİŞ-DERECELİ GENİŞLETİLMİŞ KALMAN FİLTRESİ
TABANLI KESTİRİCİNİN GELİŞTİRİLMESİ VE
GERÇEK-ZAMANLI UYGULAMASI**

MEHMET REŞAT KILIÇ

Ağustos 2010

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

ASENKRON MOTORLARIN HIZ-ALGILAYICISIZ KONTROLÜ İÇİN
İNDİRGENMİŞ-DERECELİ GENİŞLETİLMİŞ KALMAN FİLTRESİ
TABANLI KESTİRİCİNİN GELİŞTİRİLMESİ VE
GERÇEK-ZAMANLI UYGULAMASI

MEHMET REŞAT KILIÇ

Yüksek Lisans Tezi

Danışman
Yrd. Doç. Dr. Murat BARUT

Ağustos 2010

Yrd. Doç. Dr. Murat BARUT danışmanlığında **Mehmet Reşat KILIÇ** tarafından hazırlanan “**Asenkron Motorların Hız-Algılayıcısız Kontrolü İçin İndirgenmiş-Dereceli Genişletilmiş Kalman Filtresi Tabanlı Kestiricinin Geliştirilmesi Ve Gerçek-Zamanlı Uygulaması**” adlı bu çalışma jürimiz tarafından Niğde Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü **Elektrik Elektronik Mühendisliği** Anabilim Dalında Yüksek Lisans tezi olarak kabul edilmiştir.

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

Üye : Yrd. Doç. Dr. Aytekin BAĞIŞ (Erciyes 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.

...../...../2010

Doç. Dr. Nurettin ACIR

Enstitü Müdürü.

ÖZET

ASENKRON MOTORLARIN HIZ-ALGILAYICISIZ KONTROLÜ İÇİN İNDİRGENMİŞ-DERECELİ GENİŞLETİLMİŞ KALMAN FİLTRESİ TABANLI KESTİRİCİNİN GELİŞTİRİLMESİ VE GERÇEK-ZAMANLI UYGULAMASI

KILIÇ, Mehmet Reşat

Niğde Üniversitesi

Fen Bilimler Enstitüsü

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Danışman

: Yrd. Doç. Dr. Murat BARUT

Ağustos 2010, 76 sayfa

Bu tez çalışmasında, Asenkron motorların (ASM'lerin) hız-algılayıcısız doğrudan moment kontrolü için indirgenmiş-dereceli bir genişletilmiş Kalman (İDGKF) filtresi tasarlanmıştır. Önerilen algoritma ölçülen stator akım ve gerilimlerini kullanarak, ASM'lerin hız-algılayıcısız kontrolü için gerekli tüm durumlara ilave olarak yük momenti ve rotor direnci değişimlerinin eş-zamanlı kestirimini hem benzetimlerle hem de gerçek-zamanlı deneylerle gerçekleştirmektedir. Geliştirilen algoritmanın başarımlı testi için rotor hızı, yük momenti ve rotor direnci değiştirilerek farklı senaryolar üretilmiştir. Bu zorlayıcı senaryolar altında elde edilen sonuçlar, bu çalışmada önerilen indirgenmiş-dereceli genişletilmiş Kalman filtresi (İDGKF) tabanlı kestirici ile aynı amaç için geliştirilmiş tam-dereceli genişletilmiş Kalman filtresi (TDGKF) tabanlı kestirim algoritmasının benzer kestirim başarımına sahip olduğunu; ancak, İDGKF'nin TDGKF'den daha az hesap-zamanına ihtiyaç duyduğunu göstermektedir. Bu yüzden yapılan tez çalışması, yukarıdaki değerlendirmeler ışığında literatürde bilinen ilk çalışmadır.

Anahtar sözcükler: Asenkron motor, Genişletilmiş Kalman filtresi, Hız-algılayıcısız kontrol

SUMMARY

DEVELOPMENT AND REAL-TIME APPLICATION OF A REDUCED-ORDER EXTENDED KALMAN FILTER BASED ESTIMATOR DESIGNED FOR SPEED-SENSORLESS CONTROL OF INDUCTION MOTORS

KILIÇ, Mehmet Reşat

Nigde University

Graduate School of Natural and Applied Sciences

Department of Electrical–Electronic Engineering

Supervisor : Assistant Professor Dr. Murat BARUT

August 2010, 76 pages

In this thesis, a reduced-order extended Kalman Filter (ROEKF) based observer is developed for the speed-sensorless direct torque control (DTC) of induction motors (IMs). The proposed algorithm performs the simultaneous estimation of the load torque and the rotor resistance variations together with the all states required for the speed-sensorless DTC of IMs in simulations and real-time by using the measured stator currents and voltages. For the performance test of the developed algorithm, different scenarios are generated by varying the rotor velocity, load torque, and the rotor resistance. The obtained results under these challenging scenarios show that the proposed ROEKF based estimator in this study needs less computation times than the full-order extended Kalman Filter (FOEKF) based estimation algorithm developed for the same purpose in the current literature while both algorithms have the same estimation performance. Thus, it is first known study in the lights of the evaluations above.

Keywords: Induction motor, Extended Kalman filter, Speed-sensorless control.

TEŞEKKÜR

Bu tezin hazırlanması sürecinde beni yönlendiren, teşvik eden ve gerek teknik bilgi gerekse de doküman konusunda desteğini esirgemeyen değerli danışmanım Sayın Yrd. Doç. Dr. Murat BARUT'a sonsuz teşekkürlerimi sunarım.

Yüksek lisans eğitimim boyunca birçok konuda bana destek çıkan Rıdvan DEMİR ve Recep DALCI arkadaşlarıma da çok teşekkür ederim.

Ayrıca, bu tez çalışmasının gerçek-zamanlı uygulaması için TÜBİTAK'ın 108E187 nolu proje kapsamında oluşturulan deney düzeneği kullanıldığından, TÜBİTAK'a da teşekkürlerimi sunarım.

Son olarak, hayatım boyunca maddi ve manevi her zaman yanımda olan aileme çok teşekkür ederim.

İÇİNDEKİLER

ÖZET	iii
SUMMARY	iv
TEŞEKKÜR	v
İÇİNDEKİLER DİZİNİ	vi
ÇİZELGELER DİZİNİ	vii
ŞEKİLLER DİZİNİ	viii
FOTOĞRAFLAR DİZİNİ	xi
KISALTMALAR VE SİMGELER	xii
BÖLÜM I. GİRİŞ	1
1.1 Açık Çevrimli Akı ve Hız Kestiriciler	3
1.2 Kayma Hız Tabanlı Hız Kestirim	5
1.3 Yapay Sinir Ağları (YSA, (Artificial Neural Networks, ANN))	5
1.4 Modele Uyarlamalı Sistem (MUS) Tabanlı Hız Kestirimi	6
1.5 Kapalı Çevrimli Gözlemleyiciler	8
1.5.1 Luenberger gözlemleyicisi	9
BÖLÜM II. SİNCAP KAFESLİ ASENKRON MOTORUN DİNAMİK MODELİ	14
BÖLÜM III. SİNCAP KAFESLİ ASENKRON MOTOR İÇİN DOĞRUDAN MOMENT KONTROL YÖNTEMİ	18
3.1 Doğrudan Moment Kontrol	20
3.1.1 Optimum anahtarlama vektörünün seçimi	28
3.1.2 Doğrudan moment kontrolünün üstünlükleri ve sakıncaları	33
BÖLÜM IV. KALMAN FİLTRESİ	35
4.1 Genişletilmiş Kalman Filtresi	41
4.2 Sincap Kafesli Asenkron Motor için Genişletilmiş Kalman Filtresi Tasarımı	44
4.3 İndirgenmiş Dereceli Genişletilmiş Kalman Filtresi	47
BÖLÜM V. BENZETİM VE GERÇEK-ZAMANLI DENEY ÇALIŞMALARI	52
5.1 İDGKF Tabanlı Gözlemleyiciler için Benzetim Sonuçları	52
5.2 İDGKF Tabanlı Gözlemleyiciler için Gerçek-Zamanlı Deney Çalışmaları	59
BÖLÜM VI. SONUÇ	69
KAYNAKLAR	70

ÇİZELGELER DİZİNİ

Çizelge 3.1	Optimum gerilim anahtarlama tablosu	29
Çizelge 3.2	Bölgelere göre stator akısına ait farklı bileşenlerin işareti	31
Çizelge 5.1	Benzetim testlerinde kullanılan SKASM'nin parametre değerleri ..	53
Çizelge 5.2	TDGKF ve İDGKF gözlemleyicilerinin hesap zamanlarının karşılaştırılması	59
Çizelge 5.3	ASM'nin anma parametrelerinin değerleri	62

ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 1.1	Akım–model temelli açık–çevrimli rotor akı kestiricisi	4
Şekil 1.2	Gerilim-model tabanlı açık–çevrimli akı kestiricisi	4
Şekil 1.3	Tam–dereceli rotor akı kestiricisi	5
Şekil 1.4	MUS ile hız kestirim blok diyagramı	7
Şekil 1.5	Durum geri–beslemeli kontrol sistemi	8
Şekil 1.6	Durum geri–beslemeli gözlemleyici kontrol sistemi	9
Şekil 1.7	Doğrusal bir sistem için Luenberger durum gözlemleyicisi blok diyagramı	9
Şekil 3.1	SKASM'nin kontrol yöntemlerinin sınıflandırılması	18
Şekil 3.2	SKASM'nin duran $\alpha\beta$ – eksenindeki dinamik eşdeğer devresi ...	23
Şekil 3.3	Referans seçilen $\alpha\beta$ – eksen takımında stator akısı, rotor akısı ve stator akımın birbirlerine göre konumları	23
Şekil 3.4	Gerilim kaynaklı ara devreli evirici (PWM-VSI)	24
Şekil 3.5	Üç fazlı SKASM'nin gerilim ara devreli eviriciye ait anahtarlama durumları	25
Şekil 3.6	Stator aktif anahtarlama gerilim uzay vektörleri	26
Şekil 3.7	Stator akısı uzay vektörlerin kontrolü	26
Şekil 3.8	Stator akısı uzay vektörünün farklı bölgelerdeki konumu ve optimum anahtarlama gerilim vektörün seçimi. A_{AZL} : Akı azalır, A_{ART} : Akı artar, M_{AZL} : Moment azalır, M_{ART} : Moment artar	28
Şekil 3.9	Stator akı vektörüyle ilişkili $\psi_{s\alpha}$, $\psi_{s\beta}$ ve ψ_{sb} stator akı bileşenleri	31
Şekil 3.10	Stator akısı tabanlı doğrudan moment ve akı kontrollü SKASM sürücü sistemi	33
Şekil 4.1	Ayrık zamanlı doğrusal dinamik bir sistem için sinyal akış blok diyagramı	36
Şekil 5.1	İDGKF tabanlı hız algılayıcısız DMK	52
Şekil 5.2	İDGKF tabanlı MATLAB/Simulink ortamında oluşturulan SKASM modeli	53

Şekil 5.3	Benzetim için seçilen referans değerler a) Rotor hızının (n_m^r) zamana göre değişimi. b) Yük momentin (t_L) zamana göre değişimi c) Rotor direncinin (R_r') zamana göre değişimi	54
Şekil 5.4	İDGKF tabanlı durum ve parametre kestirimleri a) Kestirilen rotor mekanik hızın (\hat{n}_m) değişimi b) Kestirilen yük momentin (\hat{t}_L) değişimi c) Kestirilen stator akı genliğinin ($ \hat{\psi}_s $) değişimi d) Kestirilen rotor direncin (\hat{R}_r') değişimi	56
Şekil 5.5	a) Mekanik hız n_m 'nin kestirim hatasının değişimi c) Yük momentini t_L 'nin kestirim hatasının değişimi c) Stator akı genliği $ \psi_s $ 'nin kestirim hatasının değişimi d) Rotor direnci R_r' 'nin kestirim hatasının değişimi	57
Şekil 5.6 a)	Hız kontrolör hatasının değişimi. b) Akı karşılaştırıcı hatasının değişimi	58
Şekil 5.7	Kestirilen stator akısının $\hat{\psi}_{s\alpha}$ ve $\hat{\psi}_{s\beta}$ bileşenlerinin değişimi	58
Şekil 5.8	İDGKF algoritmasının gerçek-zamanlı doğrulama kodu	60
Şekil 5.9	ASM model ve parametrelerin gerçek zamanlı doğrulanmasına ilişkin deney düzeneği	60
Şekil 5.10	SKASM'ye uygulanan stator akımı ve gerilimi	62
Şekil 5.11	SKASM'ye ilişkin sürekli hal için deney sonuçları a) Gerçek rotor hızı (n_m) ve kestirilen rotor hızı (\hat{n}_m) b) Motora uygulanan gerçek yük momentini ($t_{ind.}$) ve kestirilen yük momentini (\hat{t}_L) c) Kestirilen stator akı bileşenleri ($\psi_{s\alpha}$, $\psi_{s\beta}$) d) Kestirilen rotor direnci (\hat{R}_r') ...	63
Şekil 5.12	SKASM'ye ilişkin sürekli hal için yapılan kestirim hatası a) Gerçek rotor hızı ile kestirilen rotor hızı arasındaki hata farkı b) Gerçek yük momentini ile kestirilen yük momentini arasındaki hata farkı	64
Şekil 5.13	SKASM'ye ilişkin sürekli ve geçici hal için deney sonuçları a) Gerçek rotor hızı (n_m) ve kestirilen rotor hızı (\hat{n}_m) b) Motora uygulanan gerçek yük momentini ($t_{ind.}$) ve kestirilen yük momentini	

	(\hat{t}_L) c) Kestirilen stator akı bileşenleri ($\psi_{s\alpha}$, $\psi_{s\beta}$) d) Kestirilen rotor direnci (\hat{R}_r)	65
Şekil 5.14	SKASM'ye ilişkin sürekli ve geçici hal için yapılan kestirim hatası a) Gerçek rotor hızı ile kestirilen rotor hızı arasındaki hata farkı b) Gerçek yük momenti ile kestirilen yük momenti arasındaki hata farkı	66
Şekil 5.15	$\hat{\chi}_r$ ve SKASM'ye ilişkin sürekli hal için deney sonuçları a) Gerçek rotor hızı (n_m) ve kestirilen rotor hızı (\hat{n}_m) b) Motora uygulanan gerçek yük momenti ($t_{ind.}$) ve kestirilen yük momenti (\hat{t}_L) c) Kestirilen stator akı bileşenleri ($\psi_{s\alpha}$, $\psi_{s\beta}$) d) Kestirilen rotor direnci (\hat{R}_r)	67
Şekil 5.16	$\hat{\chi}_r$ ve SKASM'ye ilişkin sürekli hal için yapılan kestirim hatası a) Gerçek rotor hızı ile kestirilen rotor hızı arasındaki hata farkı b) Gerçek yük momenti ile kestirilen yük momenti arasındaki hata farkı	68

FOTOĞRAFLAR DİZİNİ

Fotoğraf 5.1 Gerçek zamanlı çalışmada kullanılan deney düzeneği	59
---	----

KISALTMALAR VE SİMGELER

ASM	: Asenkron motor
SKASM	: Sincap kafesli asenkron motor
d.a	: Doğru akım
AYK	: Alan yönlendirmeli kontrol
VKY	: Vektörel kontrol yöntemi
DMK	: Doğrudan moment kontrolü
YSA	: Yapay sinir ağları
MUS	: Modele uyarlamalı sistem
LG	: Luenberger gözlemleyicisi
GLG	: Genişletilmiş Luenberger gözlemleyicisi
KF	: Kalman filtresi
GKF	: Genişletilmiş Kalman filtresi
TDKF	: Tam–dereceli Genişletilmiş Kalman filtresi
İDGKF	: İndirgenmiş–dereceli Genişletilmiş Kalman filtresi
K	: Kazanç matrisi
$x(t)$: Durum vektörü
$u(t)$: Giriş (kontrol) vektörü
$y(t)$: Çıkış vektörü
A	: Sistem matrisi
B	: Giriş (kontrol) matrisi
C	: Çıkış matrisi
L	: Luenberger gözlemleyicisinin kazanç ya da ağırlık matrisi
R_s	: Stator sargı direnci
R_r'	: Statora indirgenmiş rotor direnci
i_s	: Stator sargı akımı
θ_m	: Rotorun, stator a–fazı manyetik eksenine göre mekanik konumu
θ	: Rotorun, stator a–fazı manyetik eksenine göre elektriksel konumu
L_m	: Mıknatıslanma endüktansı (karşılıklı endüktans)
p_p	: Kutup çifti sayısı
L_r'	: Statora indirgenmiş rotor öz endüktansı

L_σ	: Stator geçici endüktansı
R_s'	: Stator geçici direnci
$\alpha\beta$: Duran eksen takımı
dq	: Döner eksen takımı
$v_{s\alpha}, v_{s\beta}$: Stator geriliminin α – ve β – bileşenleri
$i_{s\alpha}, i_{s\beta}$: Stator akımlarının α – ve β – bileşenleri
$i_{r\alpha}, i_{r\beta}$: Rotor akımlarının α – ve β – bileşenleri
$\psi_{s\alpha}, \psi_{s\beta}$: Halkalanan stator akısının α – ve β – bileşenleri
$\psi_{r\alpha}, \psi_{r\beta}$: Halkalanan rotor akısının α – ve β – bileşenleri
v_{sd}, v_{sq}	: Stator geriliminin d – ve q – bileşenleri
i_{sd}, i_{sq}	: Stator akımlarının d – ve q – bileşenleri
i_{rd}, i_{rq}	: Rotor akımlarının d – ve q – bileşenleri
ψ_{sd}, ψ_{sq}	: Halkalanan stator akısının d – ve q – bileşenleri
ψ_{rd}, ψ_{rq}	: Halkalanan rotor akısının d – ve q – bileşenleri
t_e	: Motorda endüklenen elektriksel (elektromanyetik) moment
t_L	: Yük (bozucu) moment
B_L	: Motor ve yükün toplam viskoz sürtünme katsayısı
J_L	: Motor ve yükün toplam eylemsizliği
V_f	: d.a motorda stator (uyarma) gerilimi
R_f	: d.a motorda stator (uyarma) sargı direnci
i_f	: d.a motorda stator (uyarma) akımı
L_f	: d.a motorda stator (uyarma) öz endüktansı
V_a	: d.a motorda rotor (endüvi) gerilim genliği
R_a	: d.a motorda rotor (endüvi) sargı direnci
i_a	: d.a motorda rotor (endüvi) akımı
L_a	: d.a motorda rotor (endüvi) öz endüktansı
e_b	: d.a motorun ters elektromotor kuvveti
ω	: Rotor milinin elektriksel hızı

ω_m	: Rotor milinin mekanik hızı
ω_r	: Kayma hızı
ω_s	: Senkron hız
$\hat{\cdot}$: \cdot 'nin kestirildiğini ya da gözlemlendiğini gösterir
$\vec{i}_{s,\alpha\beta}, \vec{i}_{r,\alpha\beta}$: $\alpha\beta$ – eksenindeki sırasıyla stator ve rotor akımlarına ilişkin uzay vektörleri
$\vec{\psi}_{s,\alpha\beta}, \vec{\psi}_{r,\alpha\beta}$: $\alpha\beta$ – eksenindeki sırasıyla stator ve rotor akımlarına ilişkin uzay vektörleri
γ_s	: Stator akım vektörünün $\alpha\beta$ – eksenine göre konumu
ρ_s	: Stator akı vektörünün $\alpha\beta$ – eksenine göre konumu
ρ_r	: Rotor akı vektörünün $\alpha\beta$ – eksenine göre konumu
γ, ρ	: Moment açıları
$\rho (= \rho_s - \rho_r)$: Stator ve rotor akı vektörlerinin birbirine göre konumu
L_{ls}	: Stator kaçak endüktansı
L'_{lr}	: Statora indirgenmiş rotor kaçak endüktansı
V_d	: d.a hat gerilimi
\mathbf{x}_k	: Ayrıklaştırılmış durum vektörü
$\mathbf{A}_k, \mathbf{B}_k$: Sırasıyla sistem ve giriş matrisleri
\mathbf{u}_k	: Giriş (kontrol) vektörü
\mathbf{H}_k	: Ölçme matrisi
$\mathbf{F}_{k,k-1}$: $k-1$. zamandan k . zamana \mathbf{x}_k durumunu taşıyan geçiş matrisi
$\mathbf{w}_k, \mathbf{v}_k$: Sıfır ortalama değerli sırasıyla sistem ve ölçme gürültüleri
\mathbf{y}_k	: k zamanda gözlemlenen çıkış vektörü
\mathbf{Q}_k	: Sistem gürültüsünün kovaryans matrisi
\mathbf{R}_k	: Ölçme gürültüsünün kovaryans matrisi
\mathbf{G}_k	: Kalman kazanç matrisi
\mathbf{P}_k	: k . zamandan sonraki hata kovaryans matrisi
\mathbf{P}_k^-	: k . zamandan önceki hata kovaryans matrisi

$\hat{\mathbf{x}}_k$: k . zamandan sonraki kestirilen durum
$\hat{\mathbf{x}}_k^-$: k . zamandan önceki kestirilen durum
\mathbf{e}_k	: k . zamanda gerçek ile kestirilen durum ya da parametre arasındaki hata
\mathbf{I}	: Birim matris
$\mathbf{f}(k, \mathbf{x}_k, \mathbf{u}_k)$: Doğrusal olmayan geçiş matrisi
$\mathbf{h}(k, \mathbf{x}_k)$: Doğrusal olmayan ölçme matrisi
T	: Örnekleme zamanı
t	: Zaman
$\hat{\chi}_r$: Rotor direnci kestirim katsayısı
R'_{rN}	: Rotor direncinin anma değeri

BÖLÜM I

GİRİŞ

Günümüz endüstrisinde yaygın bir kullanım alanına sahip sincap kafesli asenkron motorlar (SKASM) diğer elektrik motorlara özellikle doğru akım (d.a) motorlara kıyasla; düşük maliyetle kolay üretilibilmeleri, dayanıklı ve uzun ömürlü oluşları, çok az bakım gerektirmeleri, yüksek hız uygulamalarına daha uygun olmaları, işletme güvenliğinin yüksek oluşu ve yük altında devir sayılarının çok değişmemesi gibi üstünlüklerinden dolayı önemli bir ayrıcalığa sahiptir. Buna karşın SKASM'nin 5. dereceden doğrusal olmayan diferansiyel eşitliklerle tanımlanan bir modele sahip olması, model parametrelerinin (rotor direnci R_r , stator direnci R_s vb) zamanla değişmesi ve bilinmeyen yük koşulu altında SKASM için sürücü sistemi tasarımı zorlaştırmakta ve sürücünün kontrol başarımı olumsuz yönde etkilenmektedir. Ancak SKASM'nin sahip olduğu üstünlükler nedeniyle günümüz kontrol teknolojisi, bu motorların (SKASM) da d.a motorları gibi kontrolünün yapılabilmesi için sürekli ve hızlı bir gelişim süreci geçirmektedir.

Bu amaçla, yarı iletken teknolojisinin ilerlemesiyle birlikte *gerilim/frekans* (V/f) oranı sabit tutularak ya da frekansın artırılıp azaltılmasıyla stator sargı akımlarının ($i_s = f(\omega_r)$) değiştirilmesi suretiyle skalar kontrol teknikleri geliştirilmiştir. Ancak bu kontrol teknikleri SKASM'nin sürekli sinüsoidal haldeki çalışması için geçerli olup, motorun geçici halde kontrolü gerçekleştirilemediğinden [1] orta dereceli bir başarıma sahiptir.

Bununla birlikte ASM'ler üzerinde yapılan akademik ve endüstriyel çalışmalar sonucunda, yüksek başarım (hem geçici hem de sürekli halde) kontrol sağlayan vektör tabanlı kontrole dayalı olan 1969'da K. Hasse ve 1971'de F. Blachke tarafından alan yönlendirmeli kontrol (AYK) veya diğer adıyla vektörel kontrol yöntemi (VKY) [2] önerilmiştir. Sonraki yıllarda bu yöntemin geliştirilmesine yönelik olarak 1986'da Takahashi ve Noguchi [3] ve 1988'de Depenbrock [4] tarafından doğrudan moment kontrol (DMK) yöntemi önerilmiştir. Temel olarak DMK, akı ve moment hatalarının önceden belirlenmiş histerisiz bant sınırları içerisinde tutulması için uygun gerilim ara-

devreli eviricilerin doğrudan anahtarlama durumlarının seçilmesi ilkesine dayanır. DMK, VKY'ye (AYK) kıyasla iyileştirilmiş bir dinamik başarıma ve daha basit bir kontrol mimarisine sahiptir [5]. Bu konuda yapılan akademik ve endüstriyel çalışmalar, her iki yöntemin birbiriyle yarışabilir özelliklere sahip olduğunu göstermiştir. [7]'de AYK (ya da VKY) ile DMK karşılaştırılmıştır. Her iki yöntemin birbirine göre üstünlüklerinin olduğu görülmüştür. Yapılan benzetim ve deneysel sonuçlar akı kontrolüne ilişkin DMK'nın AYK'ya göre az da olsa daha iyi bir başarıma sahip olduğunu göstermiştir. Buna karşın DMK ile akıda daha çok salınım oluşmaktadır.

DMK'nın uygulanabilmesi için akının stator duran ($\alpha\beta$) eksenine göre genlik ve açısal konum bilgisine ihtiyaç vardır. Hız kontrol uygulamaları için ise rotorun açısal hız (mekanik hız) bilgisi gereklidir. Bu yüzden akı ve rotor mekanik hızı ölçülerek ya da kestirme/gözleme biçiminde elde edilmelidir.

Stator akısı hava aralığına yerleştirilen Hall sensörleriyle (algılayıcılarla) ölçülebilir [1]. Ancak Hall algılayıcıların hava aralığına yerleştirilmeleri, SKASM'nin üretimi sırasında olmayıp daha sonra özel bir fiziksel müdahale sonucunda gerçekleşmektedir. Böylece SKASM'nin fiziksel yapısına doğrudan müdahale edildiğinden ayrıca zaman kaybı ve maliyet getirmesi [8] gibi nedenler, bu yöntemin başlıca sakıncalarıdır. Bunlara ilave olarak, SKASM'nin çalışma koşulları ve sargı sıcaklığı, bu algılayıcılardan sağlıklı ölçüm değerleri alınmasını olumsuz yönde etkiler [8].

Benzer olarak rotor açısal hız bilgisinin elde edilmesinde artımsal kodlayıcılardan yararlanılır. Ancak kullanılan bu algılayıcılar sürücü sistemin maliyetini ve sürücünün fiziksel büyüklüğünü (sürücüye dışarıdan monte edildiğinden) arttırmaktadır [1, 9, 10].

Stator akısının ve rotor mekanik hızın ölçülmesinde görülen bu ve benzeri sakıncalardan dolayı akı ve hızın, kestirme ya da gözleme yoluyla belirlenmesi tercih edilir. Bu şekilde akı ve hızın kestirildiği/gözlemlendiği kontrol sistemleri literatürde hız algılayıcısız (sensorless) ya da sadece algılayıcısız kontrol sistemleri olarak isimlendirilir.

SKASM'nin 5. dereceden doğrusal olmayan ve parametreleri zamanla değişen bir yapıya sahip olması, kestirici ya da gözlemleyici tasarımını zorlaştırmaktadır [1, 2, 11,

12]. Bunun dışında model parametrelerindeki belirsizlikler, modelleme hataları, değişen çalışma koşullarından kaynaklanan sorunlar [1], kestirici ya da gözlemleyici tasarımını zorlaştıran başka başlıca nedenlerdendir.

Stator ve rotor dirençlerinin sıcaklığa ve frekansa bağlı olarak değişmesi, SKASM'nin elektriksel belirsizlikleri olarak bilinir. [1]. Stator sargıları ve rotor çubukları göz önünde bulundurulduğunda, yüksek frekanslardan kaynaklanan deri olayının rotor direncini daha çok etkilediği görülmektedir. Bu durumda özellikle rotor frekansın düşük olduğu durumlarda, rotor direncinin azalmasıyla, sürücü (kontrol) sistemi üzerinde istenmeyen bozucu etkilere neden olmaktadır. Sadece sıcaklığa bağlı olarak değişen stator direnci [13], stator sargı direncin ölçülmesi ya da kestirilmesiyle yaklaşık olarak belirlenebilirken [1, 14, 15], ASM yapısı gereği rotor direncin ölçülmesinde fiziksel zorluklar vardır. Bu nedenle rotor direnci, kestirilme ya da gözleme yoluyla belirlenir.

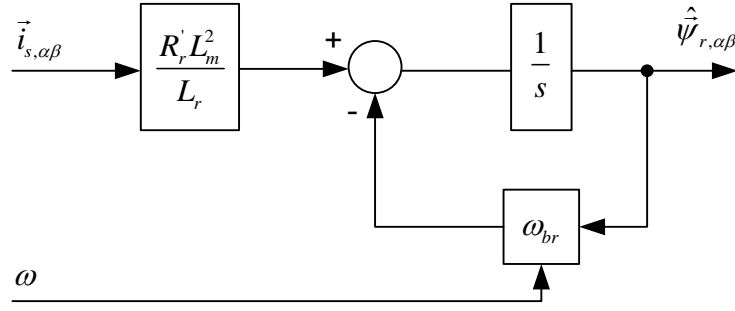
Yük momenti ve viskoz sürtünmelerindeki belirsizlikler ise SKASM'nin mekanik belirsizlikleri olarak bilinir [1].

Görüldüğü gibi, makine parametrelerine bağlı olan algılayıcısız ASM sürücü sistemlerin çoğunun ortak özelliği sıcaklık ve frekans gibi etkenlere bağlı olmasıdır [16]. DMK'lı sürücülerin yüksek başarımli kontrolünün sağlanabilmesi, bu parametrelerin doğru ya da en az hatayla bilinmesine bağlıdır. Parametre değişimlerini kontrol sistemine güncellemek için literatürde birçok parametre-adaptasyon modelleri önerilmiştir [16].

Akı ve rotor mekanik hızın (açık-çevrimli olarak) kestirimi ya da (kapalı-çevrimli olarak) gözlemlenmesi ile ilgili literatürde birçok yöntem bulunmaktadır. Bunlardan başlıcaları aşağıdaki gibi özetlenmiştir.

1.1 Açık Çevrimli Akı ve Hız Kestiriciler

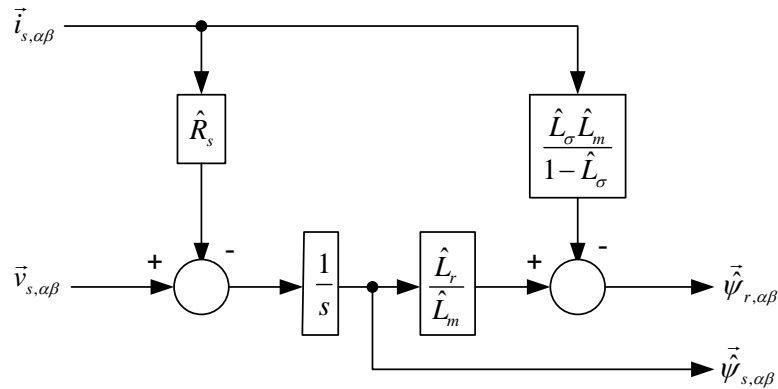
Akının açık çevrimli olarak kestirilmesi gerilim-model, akım-model ve tam-dereceli akı kestiriciler olmak üzere başlıca üç şekilde yapılmaktadır.



Şekil 1.1 Akım-model temelli açık-çevrimli rotor akı kestiricisi [17]

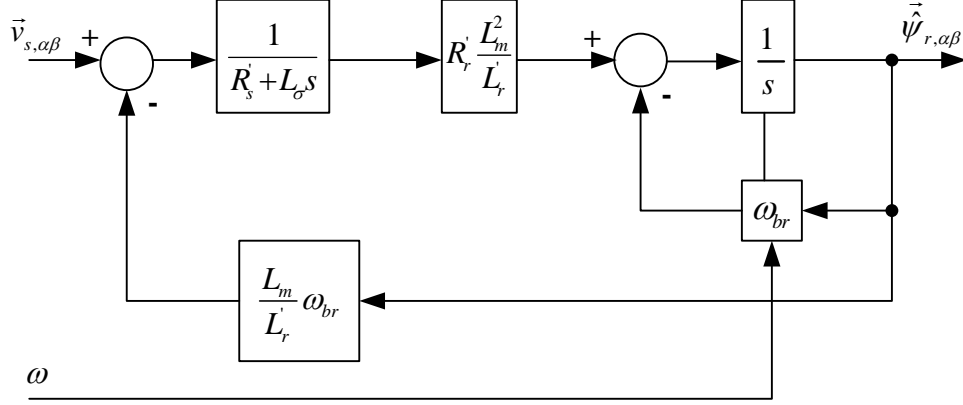
Şekil 1.1’de görüldüğü üzere açık-çevrimli akım modelde ölçülen (bilinen) stator akımları ve rotor mekanik hızı kullanılarak sadece rotor akısı kestirilir. Bu kestirici düşük hızlarda belli bir başarıma sahip olmakla beraber rotor zaman sabiti ya da rotor direncinin değişmesi [17] ve ayrıca bir hız ölçere ihtiyaç duyması [1] en önemli sakıncası olduğu söylenebilir.

Akı kestirimi için kullanılan bir diğer yaklaşım, Şekil 1.2’de görülen gerilim–model temelli açık çevrimli akı kestiricisidir. Burada rotor mekanik hız bilgisine gerek duyulmadan ölçülen stator gerilim ve akımları kullanılarak elde edilen ve geri beslemesiz bir integratör olan gerilim-modelinden stator ya da rotor akısı kestirilir [18]. Ancak model geri beslemesiz olduğundan yüksek hızlarda belli bir başarıma sahip olmakla beraber düşük hızlarda akım ve gerilim üzerinde oluşan gürültüler ve bu gürültülerin eklenerek integratör çıkışında yığılma [19] oluşturması en önemli sakıncası olarak söylenebilir. Bu durum, akının genliğinde ve akının duran eksen takımına göre konumunun hatalı belirlenmesine yol açmaktadır [1]. Ayrıca akım-modelden farklı olarak gerilim-model yaklaşımı, rotor direnci değişimlerinden etkilenmezken, düşük hızlarda stator direnci değişimlerine karşı çok duyarlıdır [17].



Şekil 1.2 Gerilim-model tabanlı açık-çevrimli akı kestiricisi [17]

Önerilen bir diğer yöntem olan tam-dereceli açık çevrimli akı kestiricisinde (full order open-loop flux observer) ise ölçülen stator gerilimi ve rotor hızı kullanılarak rotor akısı kestirilir (Şekil 1.3).



Şekil 1.3 Tam-dereceli rotor akı kestiricisi [17]

Burada $R'_s = R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r}$ ve stator geçici direnci (stator transient resistance) olarak tanımlanır [17].

Bu modelin en önemli sakıncası, daha karmaşık bir yapıya sahip olmasının yanı sıra önceki iki modelin sahip olduğu hemen hemen tüm sakıncalara da sahip olmasıdır [17].

1.2 Kayma Hızı Tabanlı Hız Kestirimi

Diğer taraftan ölçülen stator gerilim ve akımları kullanılarak kayma hızı (frekans) tabanlı hız kestiriciler geliştirilmiştir. Ancak rotor hız kestirimi rotor zaman sabitin bilinmesine ihtiyaç duyar. Aynı zamanda rotor öz endüktansı deri ve satürasyon (doyma) etkisinden dolayı değişirken, rotor direncinin de sıcaklık ve deri olayından etkilenmesi [16] bu yöntemle ilgi en önemli problemlerini teşkil etmektedir.

1.3 Yapay Sinir Ağları

Haykin tarafından; bir sinir ağı, basit işlem birimlerinden oluşan, deneysel bilgileri biriktirmeye yönelik doğal bir eğilimi olan ve bunların kullanılmasını sağlayan yoğun

bir şekilde paralel dağıtılmış bir işlemci olarak tanımlanmıştır [20]. Evrensel Fonksiyon Yakınsayıcı Yöntem (Universal Function Approximators) olarak tanımlanan Yapay Sinir Ağları (YSA) yöntemi veriden öğrenbilme, genelleme yapabilme, sınırsız sayıda değişkenle çalışabilme gibi birçok önemli özelliğe sahiptir. Bu özellikleri sayesinde oldukça önemli üstünlükler sağlayan YSA yöntemi diğer alanlarda olduğu gibi ASM'lerin kontrolü alanında da yaygın bir şekilde kullanılmaktadır.

YSA ile doğrusal olmayan algılayıcılar modellenenmektedir. Elde edilen bu modeller ile etkin yaklaşımlar yapılabildiğinden önu açık bir tasarım yöntemidir. Sadece yapay sinir ağı eğitim algoritmalarının yürütülmesine adanmış daha hızlı işlem yapabilme potansiyeline sahip sayısal işaret işleyicilerinin kullanılmasıyla birlikte ilerisi için ümit verici görünmektedir.

YSA'nın durum kestirimi yapan diğer gözlemleyicilere oranla gürültüye karşı yüksek toleranslı oluşu ve kısa örnekleme zamanı içinde modellemelerin ayrık zamanda yazılabilmesi, sayısal işaret işlemciler ile güçlü bir denetim imkânı sağlamaktadır.

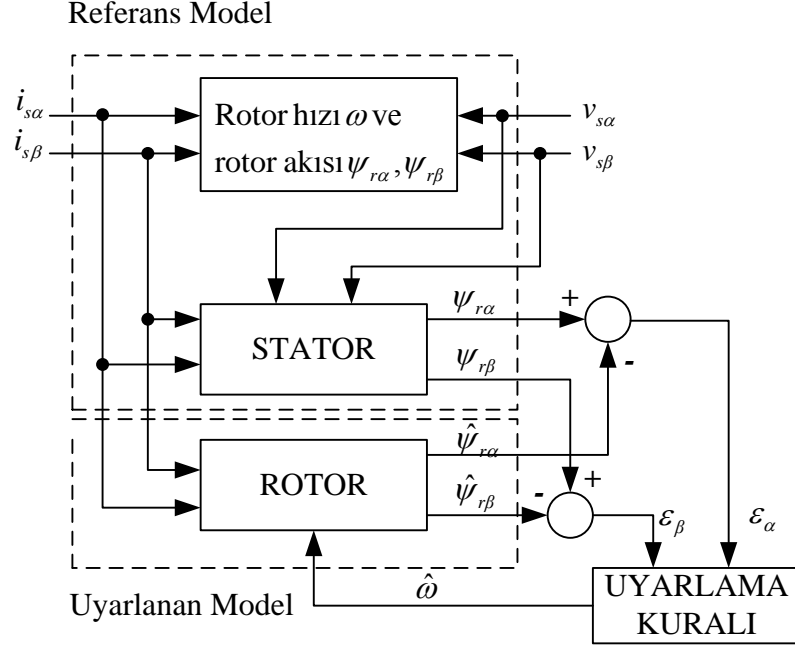
Diğer yandan, YSA ile hız kontrolün yapılabilmesi için rotor hızının bilinmesine (ölçülmesine) ihtiyaç duyulur. Ayrıca YSA mantığı gereği, iyi bir başarımın sağlanabilmesi için kontrol edilecek sistemin tüm çalışma koşullarını içeren geniş bir eğitim veri kümesi gerekmektedir. Bu nedenle de YSA'nın eğitim ve tasarım aşamaları oldukça zaman alıcı bir süreç içermektedir [1, 21].

1.4 Modele Uyarlamalı Sistem (MUS) Tabanlı Hız Kestirimi

Rotor hız kestirimi için kullanılan yöntemlerden bir diğeri de modele uyarlamalı sistem (model reference adaptive system, MRAS) [22]'dir. [23, 24]'te ASM'nin rotor hızını kestirmek için Eşitlik 1.1-1.2'de verilen iki bağımsız rotor akısı kestiricisi kullanılır.

$$\begin{bmatrix} \dot{\psi}_{ra} \\ \dot{\psi}_{r\beta} \end{bmatrix} = \frac{L_r}{L_m} \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \left(R_s + L_\sigma \frac{d}{dt} \right) & 0 \\ 0 & \left(R_s + L_\sigma \frac{d}{dt} \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (1.1)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{\psi}_{r\alpha} \\ \dot{\psi}_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{r\alpha} \\ \psi_{r\beta} \end{bmatrix} + \frac{L_m}{T_r} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (1.2)$$



Şekil 1.4. MUS ile hız kestirim blok diyagramı [25]

Sistemin düşük hız aralıklarında başarımı iyi değildir [24]. Referans (arzu edilen) olarak seçilen model ve uyarlanmak istenen model olmak üzere iki modelden oluşan MUS yaklaşımında, rotor hızının bilinmediği ancak diğer elektriksel değişkenlere nazaran daha yavaş değiştiği varsayımıyla kestirilmiştir. Şekil 1.4'te hız kestirimi için önerilen MUS'un genel yapısı görülmektedir.

Eşitlik 1.1'deki geri-beslemesiz integral alma işleminden kaynaklanan problemler bu yaklaşımın en önemli sakıncasını oluşturur.

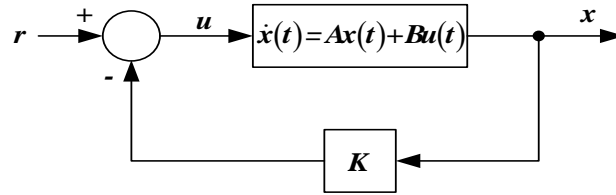
Genellikle açık-çevrimli kestiriciler SKASM'nin parametre değişimlerine bağlıdır. Stator direnci özellikle düşük hızlarda stator akısının hesaplanmasında önemli bir etkiye sahiptir. Rotor akısı da stator akısından elde edildiğinden dolayı olarak rotor akısının doğruluğu stator direncinden etkilenmektedir.

1.5. Kapalı-Çevrimli Gözlemleyiciler

MUS tabanlı çalışmalardan [26]'da stator ve rotor direnci kestirimleri ve [27]'de rotor hızı kestirimi belirli bir başarıma sahip olmakla beraber özellikle parametre değişimlerinden ve düşük hızlardaki ölçme gürültülerinden olumsuz yönde etkilenmektedir. Bu etkileri en az seviyeye indirmek amacıyla kapalı-çevrimli gözlemleyiciler geliştirilmiştir [19].

Bir algılayıcının ani çıkış değeriyle, aynı çıkışın hesaplanan değeri arasındaki farka bakılarak hata analizi yapılabilir. Bu amaçla gözlemleyici (ya da kestirici) kullanılır. Kuramsal ve uygulamalı modern kontrol sistemlerinde önemli bir rol üstlenen kontroledilebilirlik ve gözlemlenebilirlik gerek koşulları ilk kez Kalman tarafından ortaya atılmıştır [28]. Bu kavramlarla ilişkili koşullar bir optimal kontrol problemine ilişkin çözümün varlığını belirler. Oysaki geleneksel kontrol kuramında tasarım; deneme-yanılma yöntemleriyle gerçekleştirildiğinden, araştırmacı verilen bir dizi tasarım koşulu için bir çözümün var olup, olmadığını bilemez. Bu bakımdan her iki kavram da oldukça önemlidir [29].

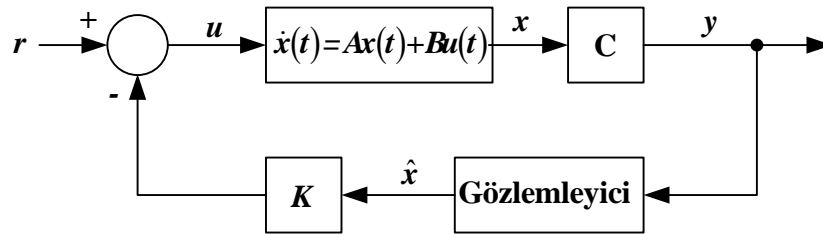
Durum geri-beslemesi ile sistem özdeğerlerinin (eigenvalue) istenilen yerlere yerleştirilebilmesi sorunu, bir sistemin kontroledilebilirlik koşulu ile yakın ilişkiliyken; gözlemlenebilirlik kavramı ise, durum değişkenlerinin genellikle ölçülebilen çıkış değişkenlerinden gözlemlenebilmesi ya da kestirilebilmesi koşuluyla ilişkilidir.



Şekil 1.5. Durum Geri-beslemeli kontrol sistemi

Şekil 1.5'te görüldüğü gibi kapalı-çevrimli sistemin durum değişkenleri, sabit katsayılı K kazanç matrisi üzerinden geri-beslenerek elde edilir. Tasarımın amacı, kapalı döngü $(A-BK)$ sisteminin özdeğerlerini istenen değerlere atayacak olan K geri-besleme matrisini belirlemektir. Böyle bir K matrisi bulunabiliyorsa, verilen sistemin kontroledilebilir olmasından bahsedilebilir [30].

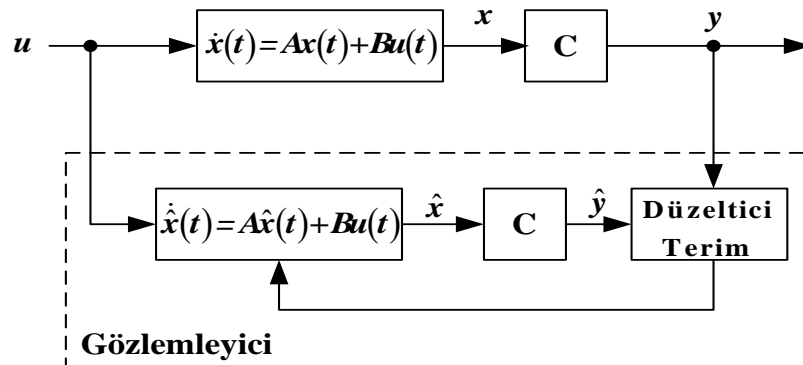
Ancak tasarlanan kapalı-çevrimli sistemlerde durum değişkenlerinin geri-beslenmesi ile ilgili iki sorunla karşılaşılır. Birincisi; durum değişkenleri çok sayıda olabilir ve bu durumda, her bir durum değişkeninin geri beslenmesi yüksek maliyet gerektirir. İkincisi; gerekli tüm durum değişkenleri fiziksel olarak ölçülemeyebilir. Bu durumda durum değişkenlerin kestirilmesi ya da gözlemlenmesi yoluna gidilir. Şekil 1.6'da, kapalı-çevrimli gözlemleyici sistemin blok diyagramı görülmektedir. Gözlemlenen her x durum vektörü ve K geri besleme matrisinden yararlanılarak u kontrol değişkeni oluşturulur. Böyle bir gözlemleyicinin tasarlanabilme koşuluna sistemin gözlemlenebilirlik koşulu denir.



Şekil 1.6. Durum geri-beslemeli gözlemleyici kontrol sistemi

1.5.1 Luenberger Gözlemleyicisi

Luenberger gözlemleyicisi (LG) (Luenberger Observer, LO), doğrusal-zamanla-değişmeyen sistemlerin durumlarının kestirilmesini içeren problemlerin çözümünde kullanılan çok girişli (multi-input) ve çok çıkışlı (multi-output) [31] kapalı-çevrimli bir gözlemleyicidir (Şekil 1.7).



Şekil 1.7. Doğrusal bir sistem için Luenberger durum gözlemleyicisi blok diyagramı

LG'nin doğrusal olmayan sistemlere uygulanmış hali Genişletilmiş Luenberger gözlemleyicisi (GLG) (Extended Luenberger Observer, ELO) olarak bilinmektedir [32, 33]. LG'nin aksine GLG, özünde zamanla değişen ve gözlemleyici katsayılarının sürekli güncellenmesini gerektiren [34] bir yapıya sahiptir. LG'nin Kalman filtresinden (KF'den) farkı, ölçme ve sistem gürültülerin (process noise) hesaba katılmamasıdır [35].

Tam-dereceli ya da indirgenmiş-dereceli olarak SKASM'ye uygulanabilen GLG ile akı, hız ve/veya yük momenti kapalı çevrimli olarak kestirilebilmektedir. Ancak stator direnci ve rotor direnci gibi zamanla değişen parametrelerin hız algılayıcısız olarak kestirilememektedir [36].

ASM'nin durum ve parametrelerini kestirme ya da gözleme için daha önce yukarıda açıklanan yöntemlerde ASM'nin belirgin (deterministic) modeli kullanılmaktadır [1]. Belirgin model tabanlı bu yaklaşımların yanı sıra geniş bir hız aralığında durum ve parametre kestirimi için ASM'nin olası (stochastic) modelinin kullanıldığı bu tez çalışmasında da ele alınan genişletilmiş Kalman filtresi (GKF) (extended Kalman filter, EKF) tabanlı çalışmalar da bulunmaktadır.

1960 yılında Rudolph E. Kalman tarafından tasarlanan Kalman filtresi (KF) [28], gürültülü işaretler kullanarak doğrusal, zamanla-değişmeyen olası (stochastic) sistemlerin optimum durum kestirimi için tasarlanan gerçek zamanlı bir gözlemleyicidir. GKF ise KF'nin doğrusal olmayan sistemlere uygulanmış hali olarak kısaca ifade edilebilir. GKF'yi Luenberger ve diğer belirgin model tabanlı çalışmalardan farklı kılan en önemli özelliği olası sistemlere uygulanabilmesidir. Olası sistem, model belirsizliklerinin ve ölçme sinyallerinin beyaz gürültülü (white noise) olarak durum uzay modeline yansıtıldığı sistemlerdir. Tam-dereceli (full-order) genişletilmiş Kalman filtresi (TDGKF) ya da indirgenmiş-dereceli (reduced-order) genişletilmiş Kalman filtresi (İDGKF) olarak tasarlanabilen kapalı-çevrimli bu gözlemleyiciler, SKASM'nin hız algılayıcılı ya da hız algılayıcısız kontrolünde kullanılırlar.

SKASM'nin *hız algılayıcılı* kestirim ile ilgili [37]'de dolaylı vektör kontrol (DVK) için TDGKF ve ardışık-en küçük kareler yönteminin kullanıldığı kestirici ile stator ve rotor akımları, rotor direnci ve yük değişimlerine karşı düşen eşdeğer bozucu kestirilmiştir. [38]'de stator akımları, rotor akımları ve rotor direnci kestirilmiştir. [39]'da kestirilen

parametrelerin (stator ve rotor direnci, karşılıklı endüktans ve kaçak akı) gerçek değerlerine yakınsaması çok hızlıdır. Ayrıca geliştirilen bu algoritma ile stator ve rotor akıları eş zamanlı olarak kestirilebilmektedir. [40]'ta rotor akıları, rotor direnci ve rotor endüktansı kestirilmiştir. Ayrıca [41]'de rotor akısı ile stator ve rotor dirençleri, kaçak ve mıknatıslanma endüktansı parametrelerinin durum olarak kestirildiği 5. dereceden bir İDGKF modeli önerilmiştir. Burada stator ve rotor sıcaklıkları ayrı ayrı tanımlanarak modele yansıtılmış ya da ortalama motor sıcaklığı şeklinde tek bir parametre halinde hesaplamalarda göz önünde bulundurularak durum ve parametre kestirimleri yapılmıştır. [42]'de önerilen GKF algoritması ile gerilim bilgisi ve ölçülen stator akımları kullanılarak stator sargı direnci ve sıcaklığı kestirilmiştir. Böylece sargılarda oluşan aşırı sıcaklıklardan dolayı motorun zarar görmesi önenebilir.

Diğer taraftan *hız algılayıcısız* kontrol ile ilgili olarak ise [43]'te stator akımları, rotor akıları ve hız, [14]'te stator sıcaklığı, rotor sıcaklığı ve yük momentinin bilindiği varsayımıyla stator akımları, rotor akımları ve rotor hızı kestirilmiştir. [44]'te GKF'nin modelleme ve ölçme hatalarına ilişkin kovaryans matrisleri, genetik algoritma kullanılarak belirlenip stator akımı, rotor akısı ve hız kestirilmiştir. Ayrıca [33]'te tam dereceli GLG (TDGLG) ve TDGKF yöntemleri ile kestirilen akı, hız ve yük momenti kestirimleri karşılaştırılmıştır. [24]'te ise sadece rotor akı bileşenlerinin durum değişkenleri olarak seçildiği bir İDGKF algoritması önerilmiştir. [45]'te ASM'nin rotor akısı yönlendirmeli algılayıcısız VKY için bir İDGKF algoritması önerilmiştir. Algoritma ölçülen stator akımlarını kullanarak rotor akısını, rotor direncini, açısal hızı ve yük momentini kestirmektedir. [46]'da TDGKF ve İDGKF algoritmaları hesap yükü ve yük momenti parametre değişimlerine göre düşük hızları da içeren geniş bir hız aralığı için karşılaştırmaları yapılmıştır. Yapılan benzetim ve deneysel testler her iki yöntemin de iyi başarıma sahip olduğunu göstermiştir. Buna karşın aynı ASM modeli için TDGKF yaklaşımının İDGKF yaklaşımına göre daha fazla hesap yükü içerdiği de görülmüştür. [47]'de TDGKF yerine İDGKF kullanılarak rotor akıları ve hız kestirilmiş ve test edilen sürücü sistemi ile yük momenti ve hızın değişimleri altında iyi bir başarımla elde edilmiştir. Ancak sonuçlar özellikle rotor zaman sabiti değişimlerine duyarlıdır. Ayrıca stator direnci değişimleri önerilen algoritmayı kararsızlığa götürmektedir. [48]'de GKF kullanılarak SKASM'nin hızı, hem benzetim hem de deneysel testler yapılarak kestirilmiştir. [49]'da stator direnci, stator akısı, açısal hız ve yük momenti kestirilmiştir. Geliştirilen algoritma, stator direnci ve yük değişimleri altında düşük ve

sıfır hız dahil geniş bir hız aralığında iyi ve dayanıklı bir başarımlı göstermiştir. [50]'de rotor akısı ve hızın parametre olarak kestirildiği İDGKF modeli önerilmiştir. Ancak, yapılan benzetim çalışmalarında sistemin dinamik tepkisinde gecikme olmaktadır. [51]'de stator akımları, stator akısı, rotor mekanik hızı, yük momenti ve stator direncinin kestirildiği algılayıcısız DMK için bir TDGKF algoritması önerilmiştir. Algoritma, stator direnci ve yük değişimleri altında, düşük ve sıfır hız dahil geniş bir hız aralığında iyi bir başarımlı sergilemesine rağmen rotor direncini kestirememesi en önemli sakıncası olarak söylenebilir. [52]'de İDGKF tabanlı olarak stator akıları ve rotor hız kestirimleri yapılmıştır. Ancak hız parametre olarak kestirildiğinden algoritmanın mekanik tepkisi geç olmaktadır. [53]'te stator (ya da rotor) akısı, stator akımları ile yük momenti ve hızın eş-zamanlı kestirimi için önerilen GKF algoritması gerçekleştirilmiştir. Ancak algoritmalar özellikle rotor ve stator direnci değişimlerine duyarlıdır. [54]'te rotor akısı yönlendirmeli vektör-kontrol yöntemi (VKY) ile stator akımları, rotor akısı ve rotor hızı kestirilmiştir. [55]'te ASM'nin stator akısı yönlendirmeli vektör kontrol için indirgenmiş dereceli KF (İDKF) algoritması önerilmiştir. Sadece stator akısının kestirildiği bu yöntemde, hız stator akısının bir fonksiyonu şeklinde hesaplanarak bulunmaktadır. [5]'te DMK için gerekli stator duran eksenindeki stator akı bileşenleri ve rotor mekanik hızına ilave olarak, yük momenti ve stator direncinin eş zamanlı kestirimleri için ölçülen stator akım ve gerilimlerinin kullanıldığı bir İDGKF algoritması tasarlanmıştır. Tasarlanan hız-algılayıcısız kontrol sistemi, ASM'ler için geliştirilen hız-algılayıcısız kestirimde büyük sorun oluşturan düşük-sıfır hız bölgesinde yüksüz olarak çalışabilmektedir. Yapılan benzetim testleriyle 10 ve sıfır dev/dk için yük momenti ve stator direncinin anma değerleri basamak biçiminde $\pm\%100$ değiştirilmiştir. Bu zorlayıcı değişimlere rağmen elde edilen sonuçlar, kestirilen durum ve parametrelerin ani değişimlerde bile oldukça iyi bir başarımlı sahip olduğunu göstermektedir. Ancak, sonuçlar rotor direnci değişimlerine duyarlıdır. Bu değişimin algoritmaya güncellenmesi gerekmektedir.

Bu tez çalışmasının temel katkısı, SKASM'lerin hız-algılayıcısız DMK'sı için ölçülen stator gerilim ve akımlarını kullanarak stator akısı, rotor hızı, yük momenti ve rotor direncini eş zamanlı olarak birlikte kestiren İDGKF algoritması geliştirmektir. Önerilen İDGKF algoritması hızın, yük momentinin ve rotor direncinin zorlayıcı değişimlerini içeren farklı senaryolar altında benzetim ve gerçek zamanlı deneylerle test edilmiştir. Elde edilen sonuçlar, bu tez kapsamında önerilen İDGKF algoritmasının aynı durum ve

parametre kestirimini gerçekleştirmek üzere [51]'de geliştirilen TDGKF algoritması ile benzer kestirim başarımlarına sahip olduğunu ama [51]'e kıyasla daha az hesap yükü içerdiğini göstermektedir. Diğer taraftan mekanik hareket eşitliğinin kullanıldığı İDGKF çalışmalarına ilişkin gerçek-zamanlı deney sonuçları mevcut literatüre göre ilk kez bu tez çalışması kapsamında sunulmuştur.

Özetle ASM'lerin *hız algılayıcısız* kontrolü için gerçekleştirilmiş İDGKF çalışmaları ile ilgili mevcut literatürden farklı olarak bu tez çalışmasında

- Ölçülen stator akımları ve gerilimleri kullanılarak; stator akısı, rotor hızı, yük momenti ve rotor direncinin eş-zamanlı kestirimi sunulmuştur.
- Hız kestirimi için mekanik hareket eşitliğinin kullanıldığı İDGKF algoritmasının gerçek-zamanlı deneylerle doğrulaması yapılmıştır.

Bu yönleriyle literatürde bilinen ilk çalışmadır.

Bu tez çalışması aşağıdaki gibi düzenlenmiştir:

Bölüm I'de SKASM'lerin hız-algılayıcısız kontrolünde kullanılan gözlemleyici-kestiriciler ile ilgili geçmiş çalışmalar özetlenmiştir. Bölüm II'de SKASM'nin dinamik modeli verilmiştir. Bölüm III'te DMK yöntemi anlatılmıştır. Bölüm IV'te Kalman Filtresi'nin genel uygulama mantığı ve SKASM'nin durum ve parametrelerin KF ile kestirimleri anlatılmıştır. Bölüm V'te bu tez çalışmasında yapılan benzetim ve gerçek-zamanlı deneysel sonuçlar verilmiştir. Bölüm VI'da ise bu çalışmasından çıkarılan sonuç verilmiştir.

BÖLÜM II

SİNCAP KAFESLİ ASENKRON MOTORUN DİNAMİK MODELİ

Üç fazlı ASM'nin stator ve rotor fazları arasındaki manyetik etkileşim (kuplaj) nedeniyle, dinamik davranışın üç eksen sisteminde modellenmesi, parametreleri (katsayıları) zamanla değişen diferansiyel denklemlerle mümkün olmaktadır. Ancak çok karmaşık bir model yapısı ortaya çıkmakta ve bu model, doğrudan DMK (ya da VKY) yönteminde kullanılamamaktadır. Oysaki ortogonal (birbirine dik) iki faz eşdeğer devrede, fazlar arasında manyetik kuplaj mevcut değildir. Bu nedenle yapıyı basitleştirmek ve katsayıları sabit bir model elde etmek için, statoru 3-faz ve rotoru k fazlı dengeli beslenen (üç fazın da aynı akımı çekmesi durumu) üç fazlı bir ASM'nin dinamik davranışı, dönen dq – ya da duran $\alpha\beta$ – eksenlerinden oluşan iki fazlı sistemde modellenmesi gerekmektedir [56, 57]. Böyle bir modelleme için dönen dq -eksenindeki SKASM'nin elektriksel yanına ilişkin ifadeler [1], aşağıdaki gibi elde edilebilir:

$$v_{sd} = R_s i_{sd} - \omega_s \psi_{sq} + \frac{d\psi_{sd}}{dt} \quad (2.1a)$$

$$v_{sq} = R_s i_{sq} + \omega_s \psi_{sd} + \frac{d\psi_{sq}}{dt} \quad (2.1b)$$

$$v_{rd} = 0 = R_r i_{rd} - \omega_r \psi_{rq} + \frac{d\psi_{rd}}{dt} \quad (2.2a)$$

$$v_{rq} = 0 = R_r i_{rq} + \omega_r \psi_{rd} + \frac{d\psi_{rq}}{dt} \quad (2.2b)$$

Burada v_{sd} , v_{sq} : Stator gerilimlerinin dönen eksendeki d – ve q – bileşenleri [V], i_{sd} , i_{sq} : Stator akımlarının dönen eksendeki d – ve q – bileşenleri [A], i_{rd} , i_{rq} : Statora indirgenmiş rotor akımlarının dönen eksendeki d – ve q – bileşenleri [A], ψ_{sd} , ψ_{sq} : Halkalanan stator akısının dönen eksendeki d – ve q – bileşenleri [Wb], ψ_{rd} , ψ_{rq} : Halkalanan rotor akısının dönen eksendeki d – ve q – bileşenleri [Wb], R_s : Stator direnci

$[\Omega]$, R_r' : Statora indirgenmiş rotor direnci $[\Omega]$, ω_s : Senkron hız $[\text{rad/s}]$, ω_r : Kayma hızı $[\text{rad/s}]$ 'dir.

Stator ve rotora ait akıların dönen dq – eksenindeki karşılığı aşağıdaki gibidir.

$$\psi_{sd} = L_s i_{sd} + L_m i_{rd} \quad (2.3a)$$

$$\psi_{sq} = L_s i_{sq} + L_m i_{rq} \quad (2.3b)$$

$$\psi_{rd} = L_r' i_{rd} + L_m i_{sd} \quad (2.4a)$$

$$\psi_{rq} = L_r' i_{rq} + L_m i_{sq} \quad (2.4b)$$

Burada L_s : Stator öz endüktansı $[\text{H}]$, L_r' : Statora indirgenmiş rotor öz endüktansı $[\text{H}]$, L_m : Miknatıslanma endüktansı (stator ve rotor sargıları arasındaki karşıt endüktans) $[\text{H}]$ olarak tanımlanır.

SKASM'nin mekaniksel yanına ilişkin modeli ise Newton'un hareket kanunundan aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$t_e - t_L = J_L \frac{d\omega_m}{dt} + B_L \omega_m \quad (2.5)$$

Burada t_e : Motorda endüklenen elektriksel (elektromanyetik) moment $[\text{N.m}]$, t_L : Yük (bozucu) momenti $[\text{N.m}]$, J_L : Motor ve yükün toplam eylemsizliği $[\text{kg.m}^2]$, B_L : Motor ve yükün toplam sürtünme katsayısı $[\text{N.m}/(\text{rad/s})]$, ω_m : Rotor milinin mekanik hızı $[\text{rad/s}]$ olarak tanımlanır.

Ancak dinamik modelin tamamlanabilmesi için, endüklenen moment ifadesinin elde edilmesi gerekir. [1]'de endüklenen moment ifadesi, dq – dönen eksen takımında aşağıdaki gibi elde edilmiştir:

$$t_e = \frac{3}{2} p_p \frac{L_m}{L_r} (\psi_{rd} i_{sq} - \psi_{rq} i_{sd}) \quad (2.6a)$$

$$t_e = \frac{3}{2} p_p (\psi_{sd} i_{sq} - \psi_{sq} i_{sd}) \quad (2.6b)$$

Böylece elektriksel yana ilişkin dört ve mekaniksel yana ilişkin bir olmak üzere toplam beş adet diferansiyel eşitlikten oluşan SKASM'nin dinamik modeli, artık kontrol algoritmalarında kullanılabilir hale gelmiş olur.

2.1-2.2 Eşitlikleri ile 2.3-2.4 Eşitlikleri arasında ilişki kurularak, ASM modelinin elektriksel yanına ilişkin durumları aşağıdaki gibi elde edilebilir:

$$\frac{di_{sd}}{dt} = -\left(\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{R_r L_s}{L_\sigma L_r}\right) i_{sd} - p_p \omega_m i_{sq} + \frac{R_r}{L_\sigma L_r} \psi_{sd} + \frac{p_p \omega_m}{L_\sigma} \psi_{sq} + \frac{1}{L_\sigma} v_{sd} \quad (2.7)$$

$$\frac{di_{sq}}{dt} = p_p \omega_m i_{sd} - \left(\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{R_r L_s}{L_\sigma L_r}\right) i_{sq} - \frac{p_p \omega_m}{L_\sigma} \psi_{sd} + \frac{R_r}{L_\sigma L_r} \psi_{sq} + \frac{1}{L_\sigma} v_{sq} \quad (2.8)$$

$$\frac{d\psi_{sd}}{dt} = -R_s i_{sd} + \omega_s \psi_{sq} + v_{sd} \quad (2.9)$$

$$\frac{d\psi_{sq}}{dt} = -R_s i_{sq} - \omega_s \psi_{sd} + v_{sq} \quad (2.10)$$

Burada L_σ , stator geçici endüktansdır $\left(L_\sigma = L_s + \frac{L_m}{L_r}\right)$.

Eşitlik 2.5 ile Eşitlik 2.6a arasında ilişki kurularak, ASM modelinin mekanik yanına ilişkin durumu aşağıdaki gibi elde edilir:

$$\frac{d\omega_m}{dt} = -\frac{1}{J_L} \frac{3}{2} p_p \psi_{sq} i_{sd} + \frac{1}{J_L} \frac{3}{2} p_p \psi_{sd} i_{sq} - \frac{B_L}{J_L} \omega_m - \frac{1}{J_L} t_L \quad (2.11)$$

Böylece SKASM'nin i_{sd} , i_{sq} , ψ_{sd} , ψ_{sq} ve ω_m 'den oluşan durum uzay modeli aşağıdaki gibi bir matris formunda gösterilebilir:

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{f}(\mathbf{x}(t), \mathbf{u}(t)) + \mathbf{w}_L t_L = \mathbf{A}(x)\mathbf{x} + \mathbf{B}(x)\mathbf{u} + \mathbf{w}_L t_L \quad (2.12a)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{sd} \\ \dot{i}_{sq} \\ \dot{\psi}_{sd} \\ \dot{\psi}_{sq} \\ \dot{\omega}_m \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\left(\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{L_s R_r'}{L_\sigma L_r'}\right) & -p_p \omega_m & \frac{R_r'}{L_\sigma L_r'} & \frac{p_p \omega_m}{L_\sigma} & 0 \\ p_p \omega_m & -\left(\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{L_s R_r'}{L_\sigma L_r'}\right) & -\frac{p_p \omega_m}{L_\sigma} & \frac{R_r'}{L_\sigma L_r'} & 0 \\ -R_s & 0 & 0 & \omega_s & 0 \\ 0 & -R_s & -\omega_s & 0 & 0 \\ -\frac{1}{J_L} \frac{3}{2} P_p \psi_{sq} & \frac{1}{J_L} \frac{3}{2} P_p \psi_{sd} & 0 & 0 & -\frac{B_L}{J_L} \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}} \underbrace{\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \psi_{rd} \\ \psi_{rq} \\ \omega_m \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L_\sigma} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_\sigma} \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}} \underbrace{\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix}}_{\mathbf{u}} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ -\frac{1}{J_L} \end{bmatrix}}_{\mathbf{w}_L} t_L \quad (2.12b)$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{h}(\mathbf{x}(t)) = \mathbf{H}\mathbf{x} \quad (2.13a)$$

$$\underbrace{\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \omega_m \end{bmatrix}}_{\mathbf{y}} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}}_{\mathbf{H}} \underbrace{\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \psi_{rd} \\ \psi_{rq} \\ \omega_m \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}} \quad (2.13b)$$

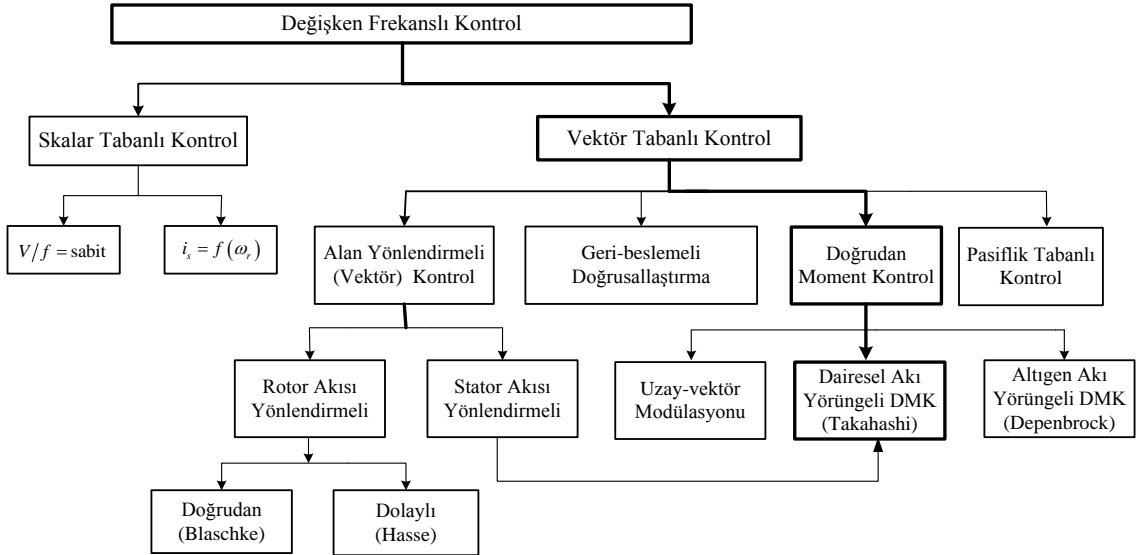
2.12–13 eşitlikleri incelendiğinde SKASM'nin zamanla-değişen dinamik bir sistem olduğu görülmektedir. Burada $x(t)$, durum vektörüdür. $y(t)$, çıkış vektörüdür. u , giriş (ya da kontrol) vektörüdür. $A(t)$, durum matrisidir. $B(t)$ giriş matrisidir. H , çıkış matrisidir.

Yukarıda dönen dq – ekseninde tanımlanan üç fazlı SKASM dinamik modeli, istenildiğinde diğer eksen takımlarında da kolayca ifade edilebilir. Örneğin $\alpha\beta$, duran stator eksenini olduğu için $\omega_s = 0$ olacaktır. Bu durumda $\omega_s = p_p \omega_m + \omega_r$ olduğundan $\omega_r = -p_p \omega_m$ olacaktır. Böylece model basit bir şekilde duran stator eksenine dönüştürülmüş olur [1].

BÖLÜM III

SİNCAP KAFESLİ ASENKRON MOTOR İÇİN DOĞRUDAN MOMENT KONTROL YÖNTEMİ

ASM'lerin hız ve moment kontrolü genel olarak Şekil 3.1'de görüldüğü üzere skalar ve vektör tabanlı kontrol yöntemleri olmak üzere iki sınıfa ayrılabilir. Ancak skalar kontrol yöntemi ile ASM'nin sadece sürekli haldeki kontrolü gerçekleştirilebilmektedir. Buna karşın vektör tabanlı kontrol yöntemleri ile ASM'nin hem sürekli hem de geçici halde kontrolü yapılabilmektedir. Bu nedenle ASM'nin moment ve alan kontrolünün d.a motorunun kontrolü kadar verimli yapılabilmesi için günümüzde daha çok vektör tabanlı kontrol yöntemleri tercih edilmektedir.



Şekil 3.1 SKASM'nin kontrol yöntemlerinin sınıflandırılması [58]

ASM'nin karmaşık kontrol ve dönüşüm algoritmaları gerektirmesinin nedeni, bilinmeyen yük (bozucu) koşulları ve makinenin doğrusal olmayan (non-linear) yapısından kaynaklanmaktadır. Oysa serbest uyarmalı d.a makinesi, akı ve momenti oluşturan akım bileşenleri birbirinden bağımsız olarak kontrol edilebildiğinden doğrusal bir kontrol yapısı sergilemektedir. Bu sayede akı sabit tutulduğunda, moment kendini oluşturan akım bileşeni ile doğrusal olarak kontrol edilebilmektedir. Momentin akım ile kontrolü, moment değişimlerinde hızlı cevap sağlar [59]. Serbest uyarmalı d.a

makinesinin endüvi reaksiyonu, doyma ve histerisiz etkilerinin ihmal edildiği durumdaki matematiksel modeli aşağıdaki gibi verilebilir.

$$V_f = R_f i_f + L_f \frac{di_f}{dt} \quad (3.1)$$

$$V_a = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + e_b \quad (3.2)$$

Burada V_f , R_f , i_f ve L_f , sırasıyla stator (uyarma) devresine ait gerilim, direnç, akım ve endüktansdır. V_a , R_a , i_a , L_a ve e_b , sırasıyla rotor (endüvi) devresine ait gerilim, direnç, akım, endüktans ve ters emk'dır. Makinenin uyarma akısının uyarma akımı ile doğrusal olarak değiştiği varsayılarak aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$\psi_f = L_f i_f \quad (3.3)$$

Makinenin ters elektromotor kuvveti (emk) e_b , emk sabiti k_b' , uyarma akısı ψ_f ve makinenin açısal hızı ω cinsinden ifadesi aşağıdaki gibidir.

$$e_b = k_b' \omega \psi_f \quad (3.4)$$

Son olarak d.a motorunun moment ifadesi aşağıdaki gibi yazılır.

$$t_e = k_T \psi_f i_a = k_T L_f i_f i_a \quad (3.5)$$

Burada k_T moment sabitidir. d.a makinesinin eşitlik 3.1 ve 3.2 ile verilen denklemlerinde yer alan uyarma (stator) ve endüvi (rotor) akımları yukarıda yapılan varsayımlar altında uyarma akısı sabit tutularak birbirinden bağımsız hale getirilebilir. Uyarma ve endüvi eksenleri birbirine dik eksenlerdir ve sırasıyla ASM'nin dq – (ya da $\alpha\beta$) eksen takımlarına karşı düşmektedirler. 3.5 Eşitliğindeki moment ifadesinde, i_f akıyı oluşturan uyarma akımıdır. Serbest uyarımalı d.a makinede bu akım sabit tutularak sabit bir uyarma akısı elde edilir ve böylece moment, i_a endüvi akımı ile doğrusal olarak değiştirilebilir. Endüvi etkisi ihmal edildiği durumda bu iki akımın değişimi birbirini etkilemeyecektir.

Eşitlik 2.3 ve 2.4'teki akı eşitlikleri ile Eşitlik 2.6'daki moment eşitliği incelendiğinde, ASM'de akıyı ve momenti ayrı ayrı kontrol edebilecek iki akım bileşeni mevcut değildir. Sadece d.a motorunki gibi manyetik alanın üretimini sağlayan stator akımı vardır. Rotor akımı ise doğrudan bir dış kaynaktan beslenmemekte, stator alanının etkimesi sonucu rotor iletkenlerinin (çubuklarının) bağıl hareketi sonucu oluşmaktadır. Anlaşılacağı gibi stator akımı, hem manyetik (uyarma) alanın hem de endüvi (rotor) akımının üretimini sağlamaktadır. Bu yüzden ASM'de stator ve rotor alanları d.a motordaki gibi birbirine dik hale getirilemediği ya da parametrelerin dış etkenlerle (ısı, sıcaklık gibi) değiştiği için, akı ya da momentin kontrolü d.a motorunki kadar basit yapılamamaktadır.

Yukarıda belirtilen sebeplerden dolayı, SKASM'nin serbest uyarmalı d.a motorları gibi kontrolünün basit ve verimli yapılabilmesi için endüstride daha çok bilinen ve tercih edilen; Blachke, Hasse ve Leonhard'ın çalışmalarının öncülük ettiği vektörel kontrol yöntemleri (VKY) ve Depenbrock ve Takahashi (Noguchi) tarafından geliştirilen doğrudan moment kontrol (DMK) yöntemleri kullanılmaktadır. Bu tez çalışmasında DMK'lı ASM sürücülerine yönelik İDGKF algoritması tasarlandığından, bu yönteme ilişkin ayrıntılar anlatılmaktadır.

3.1 Doğrudan Moment Kontrol

Doğrudan moment kontrolün (DMK'nın) temel mantığı, stator akısı ve motor momentinin sadece stator değişkenleri kullanılarak belirlenmesi ve kontrol edilmesi ilkesine dayanmaktadır [3, 16]. Diğer bir ifade ile DMK, koordinat dönüşümü yapılmadan, PWM modülatörü ve hız algılayıcı kullanılmadan, uygun gerilim vektörlerinin seçilmesiyle, momentin basit ve çok iyi bir şekilde kontrol edilmesidir. Kalkış anında stator akımının sınırlandırılması, moment dalgalanmasının azaltılması, stator akısının geniş bir hız aralığında tahmin edilmesi, anahtarlama frekansının sabit tutulması, akı ve momentin ölü zaman kontrolü ile stator direncinin güncellenmesi, DMK problemlerinin çözümü ve DMK'nın iyileştirilmesi için gerekli ileri yöntemlerdir.

DMK'nın uygulanabilmesi için öncelikle ASM'nin duran $\alpha\beta$ – eksen takımındaki ifadesi elde edilir. $\omega_s = 0$ yapılarak ASM'nin dq – eksenindeki dinamik modeli kolayca

α - β eksenine dönüşür. O halde eşitlik 2.6b'deki moment ifadesi aşağıdaki gibi elde edilir.

$$t_e = \frac{3}{2} p_p (\psi_{s\alpha} i_{s\beta} - \psi_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (3.6)$$

Bu ifade vektörel olarak aşağıdaki gibi de ifade edilebilir:

$$t_e = \frac{3}{2} p_p \text{Im} \{ \vec{i}_{s,\alpha\beta} \vec{\psi}_{s,\alpha\beta}^* \} \quad (3.7)$$

Burada $\vec{\psi}_{s,\alpha\beta}^* (= \vec{\psi}_{s\alpha} - j\vec{\psi}_{s\beta} = |\vec{\psi}_{s,\alpha\beta}| e^{-j\rho_s})$, stator akısı uzay vektörüdür. $\vec{i}_{s,\alpha\beta} (= i_{s\alpha} + j i_{s\beta} = |\vec{i}_{s,\alpha\beta}| e^{j\gamma_s})$, stator akımı uzay vektörüdür. $|\cdot|$, vektör genliğidir. ρ_s , ve γ_s , sırasıyla stator akı ve akım vektörlerinin $\alpha\beta$ – eksenine göre konumudur.

Eşitlik 3.7 tekrar düzenlenecek olursa,

$$t_e = \frac{3}{2} p_p |\vec{i}_{s,\alpha\beta}| |\vec{\psi}_{s,\alpha\beta}| \sin(\gamma_s - \rho_s) \quad (3.8)$$

eşitliği elde edilir.

2.3–4 eşitliklerinden yararlanarak stator ve rotor akıların duran $\alpha\beta$ – eksen takımındaki ifadeleri aşağıdaki gibi vektörel formda elde edilebilir.

$$\vec{\psi}_{s,\alpha\beta} = \psi_{s,\alpha} + j\psi_{s,\beta} = L_s \vec{i}_{s,\alpha\beta} + L_m \vec{i}_{r,\alpha\beta} \quad (3.9)$$

$$\vec{\psi}_{r,\alpha\beta} = \psi_{r,\alpha} + j\psi_{r,\beta} = L_r \vec{i}_{r,\alpha\beta} + L_m \vec{i}_{s,\alpha\beta} \quad (3.10)$$

Burada $\vec{\cdot}$ durum/parametrelere ilişkin uzay vektörleri anlamında kullanılmaktadır.

$\vec{\psi}_{s,\alpha\beta}$ ve $\vec{\psi}_{r,\alpha\beta}$: sırasıyla stator ve rotor akılarına ilişkin uzay vektörlerini, $\vec{i}_{s,\alpha\beta}$ ve $\vec{i}_{r,\alpha\beta}$: sırasıyla stator ve rotor akımlarına ilişkin uzay vektörlerini ifade etmektedir.

Eşitlik 3.10, $\vec{i}_{r,\alpha\beta}$ cinsinden ifade edilip 3.9 Eşitliğinde yerine yazıldığında, stator akı ve akım vektörleri aşağıdaki gibi gösterilebilir:

$$\vec{\psi}_{s,\alpha\beta} = \frac{L_m}{L_r} \vec{\psi}_{r,\alpha\beta} + L_\sigma \vec{i}_{s,\alpha\beta} \quad (3.11)$$

$$\vec{i}_{s,\alpha\beta} = \frac{1}{L_\sigma} \vec{\psi}_{s,\alpha\beta} - \frac{L_m}{L_\sigma L_r} \vec{\psi}_{r,\alpha\beta} \quad (3.12)$$

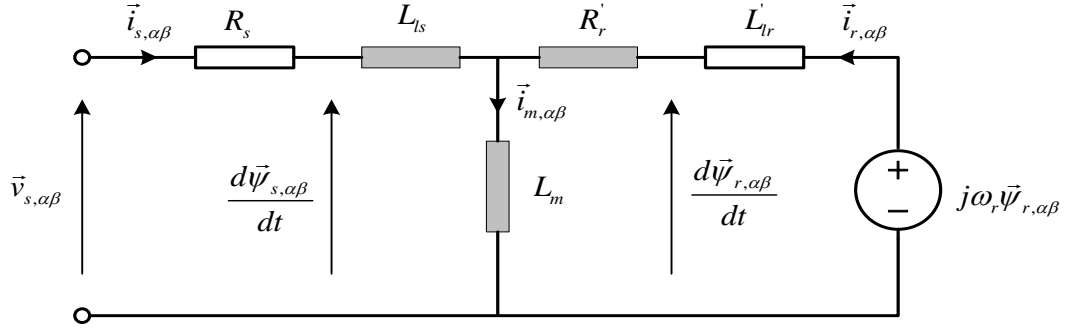
Eşitlik 3.12, 3.8 eşitliğinde kullanılarak Eşitlik 3.13'teki moment ifadesi elde edilir.

$$\begin{aligned} t_e &= \frac{3}{2} p_p \operatorname{Im} \{ \vec{i}_{s,\alpha\beta} \vec{\psi}_{s,\alpha\beta}^* \} = \frac{3}{2} p_p \frac{L_m}{L_\sigma L_r} \operatorname{Im} \{ |\vec{\psi}_{s,\alpha\beta}^*| e^{-j\rho_s} |\vec{\psi}_{r,\alpha\beta}| e^{j\rho_r} \} \\ &= \frac{3}{2} p_p \frac{L_m}{L_\sigma L_r} |\vec{\psi}_{s,\alpha\beta}^*| |\vec{\psi}_{r,\alpha\beta}| \sin(\rho_s - \rho_r) = \frac{3}{2} p_p \frac{L_m}{L_\sigma L_r} |\vec{\psi}_{s,\alpha\beta}^*| |\vec{\psi}_{r,\alpha\beta}| \sin \rho \end{aligned} \quad (3.13)$$

Burada $\vec{\psi}_{r,\alpha\beta} = |\vec{\psi}_{r,\alpha\beta}| e^{j\rho_r}$ olarak tanımlanmıştır. ρ_r , rotor akı vektörünün $\alpha\beta$ – eksenine yaptığı açıdır. $\rho (= \rho_s - \rho_r)$, stator ve rotor akı vektörleri arasındaki açıdır.

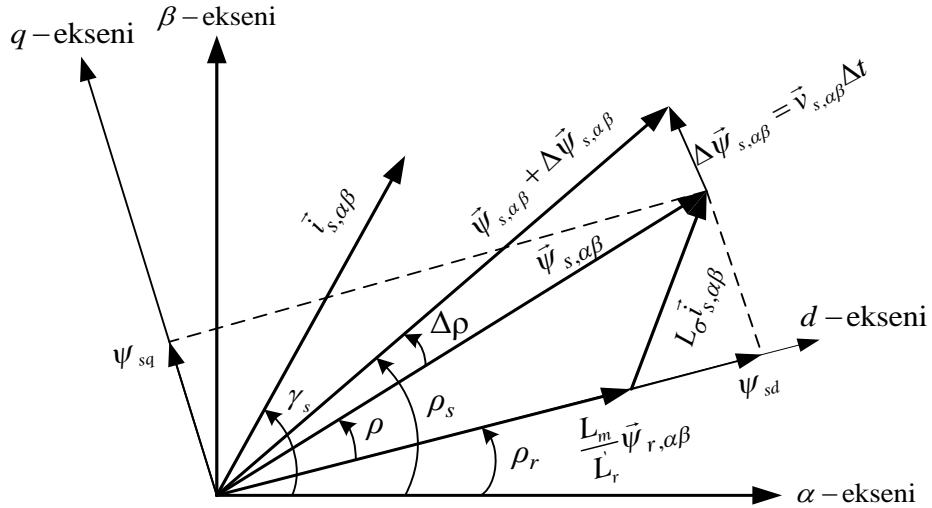
Eşitlik 3.8'deki moment ifadesi incelendiğinde, stator akısının genliği sabit tutularak, stator gerilimin kullanılmasıyla $\gamma = \gamma_s - \rho_s$ açısı değiştirildiğinde, momentin doğrudan değiştiği (kontrol edilebildiği) görülmektedir. Ayrıca Eşitlik 3.13'te da stator ve rotor akı genlikleri sabit tutularak ρ açısının değiştirilmesiyle momentin kontrol edilebildiği açıkça görülmektedir [16]. Görüldüğü gibi DMK'lı ASM sürücülerin kontrol mantığı, stator akılarının kontrol edilmesiyle momentin doğrudan kontrol edilmesine dayanır.

Konunun daha iyi anlaşılması açısından, 2.1-2.2 ve 2.6a Eşitliklerinden hareketle SKASM'nin Şekil 3.2'de elde edilen $\alpha\beta$ – eksenindeki dinamik eşdeğer devresi incelenebilir.



Şekil 3.2 SKASM'nin duran $\alpha\beta$ - eksenindeki dinamik eşdeğer devresi [1]

Şekil 3.2'de de görüldüğü üzere, stator geriliminde oluşacak değişimler, stator akı vektörünün türevini de etkilemektedir. Oysa rotor akı vektörünün türevi, stator akı vektörünün türevinden, stator ve rotor kaçak endüktanslarıyla (L_{ls}, L_{lr}) ayrılmıştır. Bu nedenle stator gerilimindeki değişimlere, rotor akı vektörünün türevi stator akı vektörünün türevine nazaran daha geç cevap vermektedir [1]. Şekil 3.2 ve 3.3 birlikte göz önünde bulundurularak incelendiğinde, stator gerilimindeki değişimlere, stator akısının türevi hemen tepki verirken, rotor akı vektörü henüz tepki vermeyeceğinden (ya da geç tepki vereceğinden), γ ya da ρ açılarının da değiştiği görülmektedir. Böylece elektromanyetik moment de değişmiş olur. γ ve ρ açıları moment açıları olarak bilinir.



Şekil 3.3 Referans seçilen $\alpha\beta$ - eksen takımında stator akısı, rotor akısı ve stator akımın birbirlerine göre konumları [1]

Stator dönen ekseninde tanımlanan Eşitlik 2.1'deki gerilim değerleri $\omega_s = 0$ yapılarak duran $\alpha\beta$ - eksenine aşağıdaki gibi dönüştürülebilir.

$$\vec{v}_{s,\alpha\beta} = R_s \vec{i}_{s,\alpha\beta} + \frac{d\vec{\psi}_{s,\alpha\beta}}{dt} \quad (3.14)$$

Daha sonra işlemlerin basitleştirilmesi amacıyla stator omik direnci de ihmal edilebilir. Bu durumda $R_s = 0$ için,

$$\vec{v}_{s,\alpha\beta} = \frac{d\vec{\psi}_{s,\alpha\beta}}{dt} \quad (3.15)$$

olur. Buradan

$$d\vec{\psi}_{s,\alpha\beta} = \vec{v}_{s,\alpha\beta} dt$$

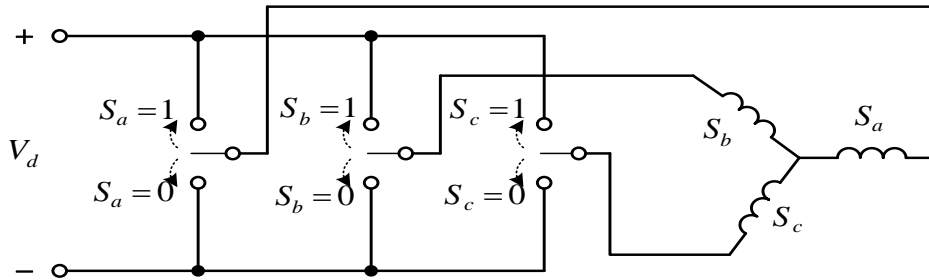
ya da

$$\Delta\vec{\psi}_{s,\alpha\beta} = \vec{v}_{s,\alpha\beta} \Delta t \quad (3.16)$$

yazılabilir. Böylece stator gerilimi uygulanarak küçük Δt artan zaman aralıkları boyunca stator akısında $\Delta\vec{\psi}_{s,\alpha\beta}$ kadar değişimler yapmak mümkündür. DMK'lı sürücülerde istenilen momentin elde edilmesi için stator akısında yapılan bu küçük değişimler, Şekil 3.4'teki üç fazlı gerilim beslemeli (VSI) evirici ve bu eviriciye ait Eşitlik 3.17'de görülen 6 adet aktif (sıfırdan farklı) $\vec{v}_1, \vec{v}_2, \dots, \vec{v}_6$, 2 adet de aktif olmayan (sıfır anahtarlama vektörü) \vec{v}_7, \vec{v}_8 , olmak üzere toplam 8 gerilim-anahtarlama uzay vektörleriyle gerçekleştirilir.

$$\vec{v}_{s,\alpha\beta} = \vec{v}_k = \frac{2}{3} V_d e^{j(k-1)\pi/3} \quad k = 1, 2, \dots, 6 \quad (3.17)$$

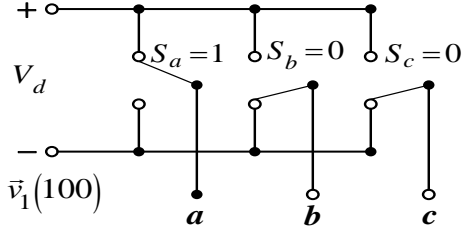
Burada V_d , d.a hat gerilimidir.



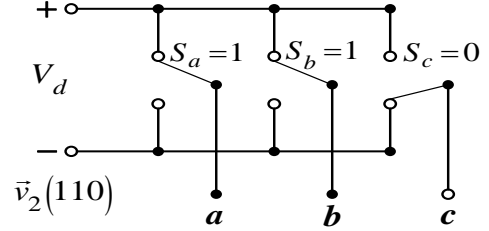
Şekil 3.4 Gerilim kaynaklı ara devreli evirici (PWM-VSI)

Burada (Şekil 3.4) görüldüğü üzere, anahtarların durumuna (1 ya da 0) göre aktif ve sıfır gerilim anahtarlama uzay vektörlerin konumu ($\bar{v}_k(S_a S_b S_c)$) Şekil 3.5'deki gibi olmaktadır.

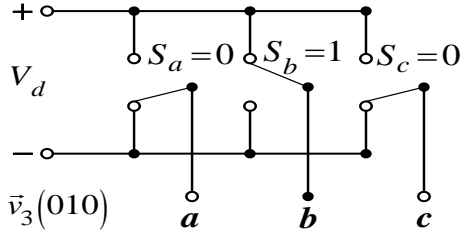
$$\bar{v}_1 = \frac{2}{3}V_d \quad (k=1)$$



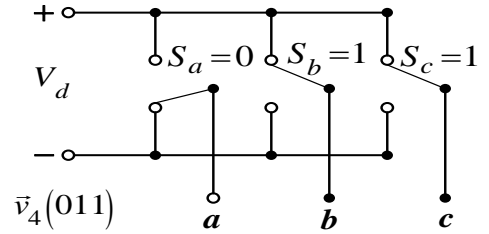
$$\bar{v}_2 = \frac{2}{3}V_d e^{j\frac{\pi}{3}} \quad (k=2)$$



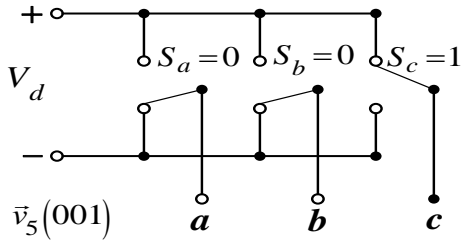
$$\bar{v}_3 = \frac{2}{3}V_d e^{j\frac{2\pi}{3}} \quad (k=3)$$



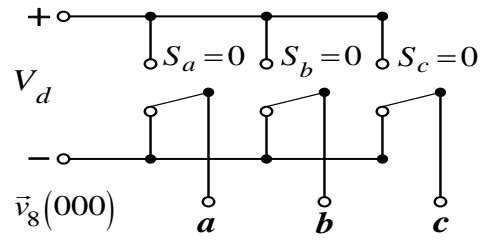
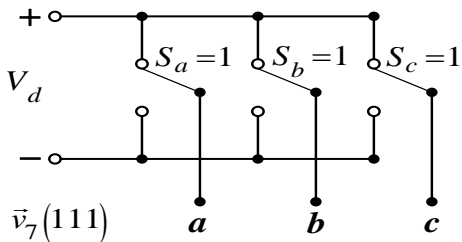
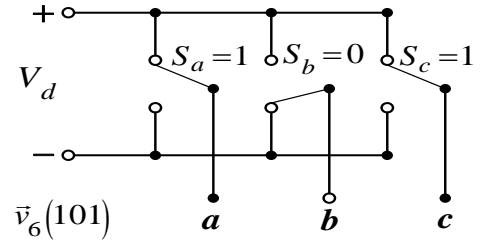
$$\bar{v}_4 = \frac{2}{3}V_d e^{j\pi} \quad (k=4)$$



$$\bar{v}_5 = \frac{2}{3}V_d e^{j\frac{4\pi}{3}} \quad (k=5)$$

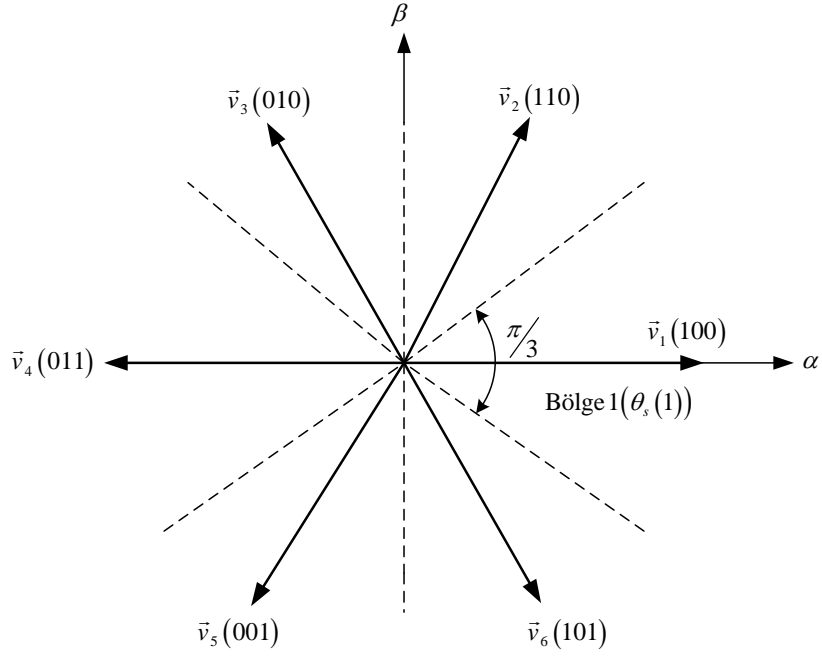


$$\bar{v}_6 = \frac{2}{3}V_d e^{j\frac{5\pi}{3}} \quad (k=6)$$

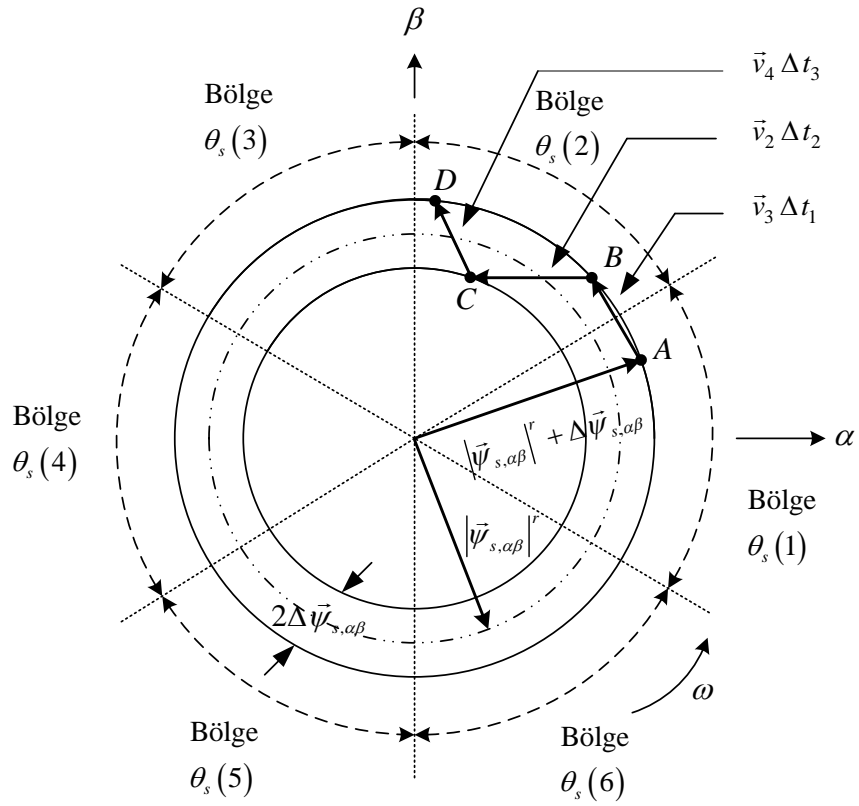


Şekil 3.5 Üç fazlı SKASM'nin gerilim ara-devreli eviriciye ait anahtarlama durumları [16]

Gerilim kaynaklı ara devreli eviriciye ait 6 adet gerilim uzay vektörü aşağıdaki gibi gösterilebilir.



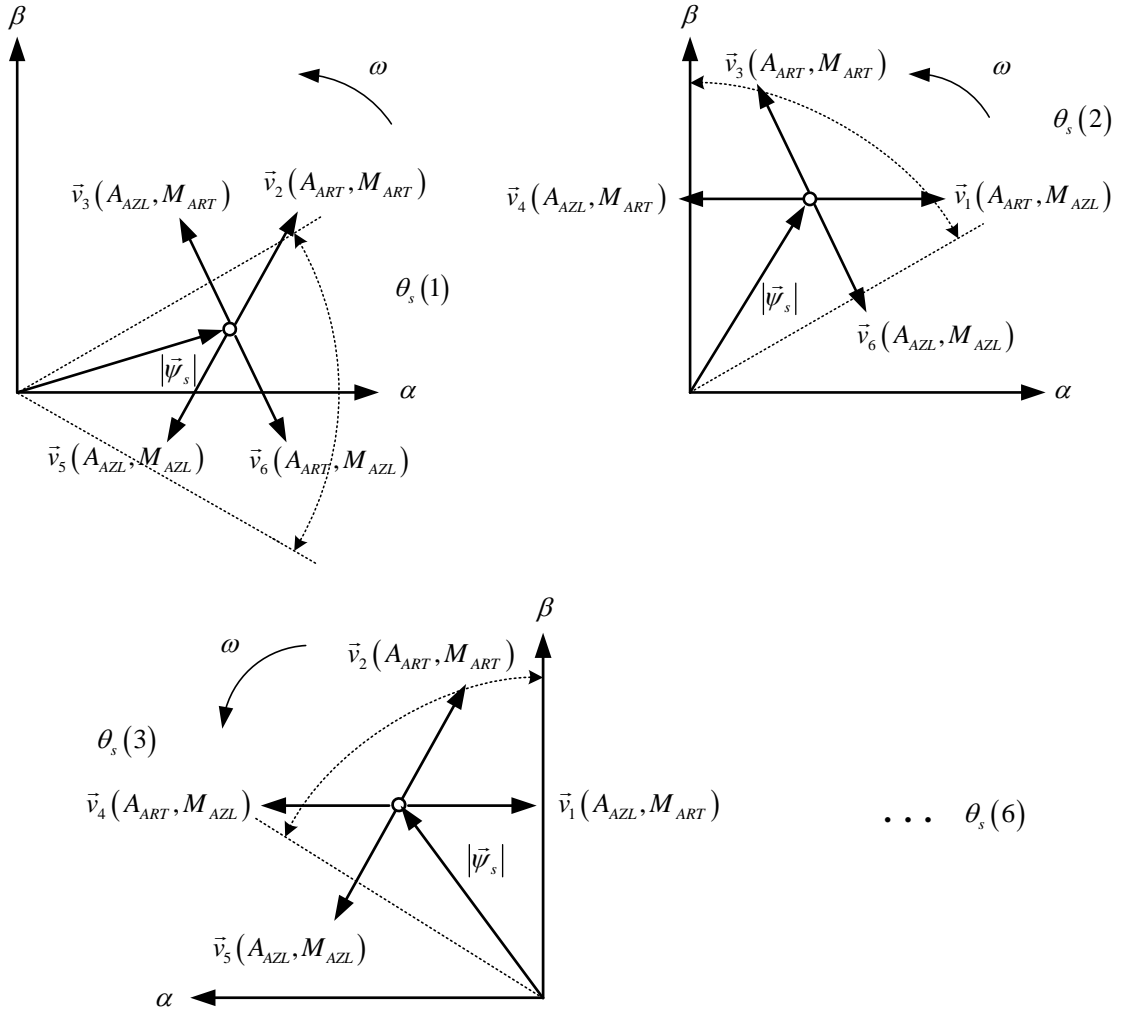
Şekil 3.6 Stator aktif anahtarlama gerilim uzay vektörleri [2]



Şekil 3.7 Stator akısı uzay vektörlerin kontrolü [2]

DMK sürücü sistemlerinde stator akı vektörü, dönme yönüyle uyumlu stator gerilimi uygulanarak kontrol edilebilir. Şekil 3.7’de, Şekil 3.6’daki gerilim uzay vektörleri ile stator akısı uzay vektörünün kontrolü gösterilmektedir. Burada amaç kontrol edilen stator akısı uzay vektörünün, uygun anahtarlama gerilim vektörlerin seçimiyle, $2\Delta\psi_{s,\alpha\beta}$ genişliğine sahip histerezis bant sınırları içinde tutulmasıdır. Örneğin akı vektörün 1. bölgede A noktasında saat yönünün tersi yönde hareket ettiği ve bandın üst sınırında ($|\vec{\psi}_{s,\alpha\beta}|^r + \Delta\vec{\psi}_{s,\alpha\beta}$) olduğu için genliğinin düşürülmesi gerektiği varsayalım. Şekil 3.6’ya bakıldığında, akı yönüyle uyumlu en uygun anahtarlama gerilim vektörün \vec{v}_3 olduğu görülür. Böylece \vec{v}_3 ile akı vektörü 2. bölgedeki B noktasına taşınmış olur. Ancak B noktasında akı genliğinin hala değişmediği, bandın üst sınırında olduğu görülmektedir. Bu durumda akı yönüyle uyumlu, akı düşüşü için uygun gerilim vektörü \vec{v}_4 tür. Böylece akı C noktasına taşınmış olur. Burada da akı, bandın alt ($|\vec{\psi}_{s,\alpha\beta}|^r - \Delta\vec{\psi}_{s,\alpha\beta}$) sınırında ve genliğinin yükseltilmesi gerekir. Bunun için uygulanacak gerilim vektörü \vec{v}_3 olacaktır. Bu şekilde akı genliği, genişliği $2\Delta\psi_{s,\alpha\beta}$ kadar olan bant sınırları içinde tutularak saat yönünün tersi yönde hareket edilmiş olur. Diğer taraftan akının C noktasında saat yönünde hareket etmesi ve bandın alt sınırında olduğu için genliğinin arttırılmak istenildiği varsayalım. Bu durumda akı, \vec{v}_1 anahtarlama gerilim vektörü seçilerek B noktasına taşınır. Burada da \vec{v}_6 ile A noktasına taşınır. Böylece, akının yönüyle uyumlu uygun anahtarlama gerilim değerlerin seçimiyle akı genliği, $2\Delta\psi_{s,\alpha\beta}$ histerezis bant sınırları içinde tutularak, kontrol gerçekleştirilir.

Optimum anahtarlama gerilim vektörlerinin bölgelere göre seçimi Şekil 3.8’ de daha detaylı olarak görülmektedir. Sıfır moment (hızında ve yönünde herhangi bir değişimin olmaması) yani dönmenin durması istenildiği durumlarda evirici anahtarlama sayısını minimuma indirmek için sıfır gerilim uzay vektörleri ($\vec{v}_7(111), \vec{v}_8(000)$) kullanılır. Burada hangi gerilim vektörün uygulanacağı ($\vec{v}_7(111)$ ya da $\vec{v}_8(000)$), bir önceki uygulanan gerilim vektöründeki “1” ya da “0” sayısına göre yapılır. Yani 1 sayısı fazla ise $\vec{v}_7(111)$, 0 sayısı fazla ise $\vec{v}_8(000)$ gerilim vektörü seçilir [1].



Şekil 3.8 Stator akısı uzay vektörünün farklı bölgelerdeki konumu ve optimum anahtarlama gerilim vektörün seçimi. A_{AZL} : Akı azalır, A_{ART} : Akı artar, M_{AZL} : Moment azalır, M_{ART} : Moment artar [16]

3.1.1 Optimum Anahtarlama Vektörünün Seçimi

Optimum anahtarlama tablosu olarak adlandırılan Çizelge 3.1, $\theta_s(1), \theta_s(2), \dots, \theta_s(6)$ bölgelerindeki stator akısının olası tüm konumları ve arzu edilen kontrol girişleri (stator akı genliği ve momentin referans değerleri) için optimum anahtarlama seçimini verir. Burada $d\psi = 1$ stator akısının artması istenen durumu, $d\psi = 0$ ise azaltılması istenen durumu gösterir. Bu durum, iki seviyeli histerezis karşılaştırıcının çıkış işareti ile aşağıdaki gibi sağlanır.

$$|\psi_{s,\alpha\beta}^r| - |\psi_{s,\alpha\beta}| \geq +|\Delta\psi_{s,\alpha\beta}| \quad \text{ise} \quad d\psi = 1 \quad (3.18a)$$

$$|\psi_{s,\alpha\beta}^r| - |\psi_{s,\alpha\beta}| \geq -|\Delta\psi_{s,\alpha\beta}| \quad \text{ise} \quad d\psi = 0 \quad (3.18b)$$

Moment için de aynı şekilde $dt_e = 1$ momentin artırılması gerektiğini, $dt_e = -1$ momentin azaltılması gerektiğini ve $dt_e = 0$ momentte herhangi bir değişimin olmadığı durumu gösterir. Momente ait bu üç durum, üç seviyeli histerezis karşılaştırıcının çıkış işareti ile momentin dönme yönüne bağlı olarak aşağıdaki gibi sağlanır.

Momentin saat yönünün tersi yönde dönmesi durumunda

$$t_e^r - t_e \geq +\Delta t_e \quad \text{ise} \quad dt_e = 1 \quad (3.19a)$$

$$t_e \geq t_e^r \quad \text{ise} \quad dt_e = 0 \quad (3.19b)$$

olur. Momentin saat yönünde dönmesi durumunda

$$t_e^r - t_e \geq -\Delta t_e \quad \text{ise} \quad dt_e = -1 \quad (3.20a)$$

$$t_e \leq t_e^r \quad \text{ise} \quad dt_e = 0 \quad (3.20b)$$

olur. Akı kontrolünde histerezis bant genişliğinin ($2\Delta\psi_{s,\alpha\beta}$) seçimi oldukça önemlidir. Çünkü bantın küçük seçilmesi durumunda kontrol kayıplarının oluşmasına doğrudan etki eder. Bu ve benzeri sebeplerden ötürü stator akı vektörünün genliği tolerans tanınan sınırlar dâhilinde değiştirilebilir [16].

Çizelge 3.1 Optimum gerilim anahtarlama tablosu [3]

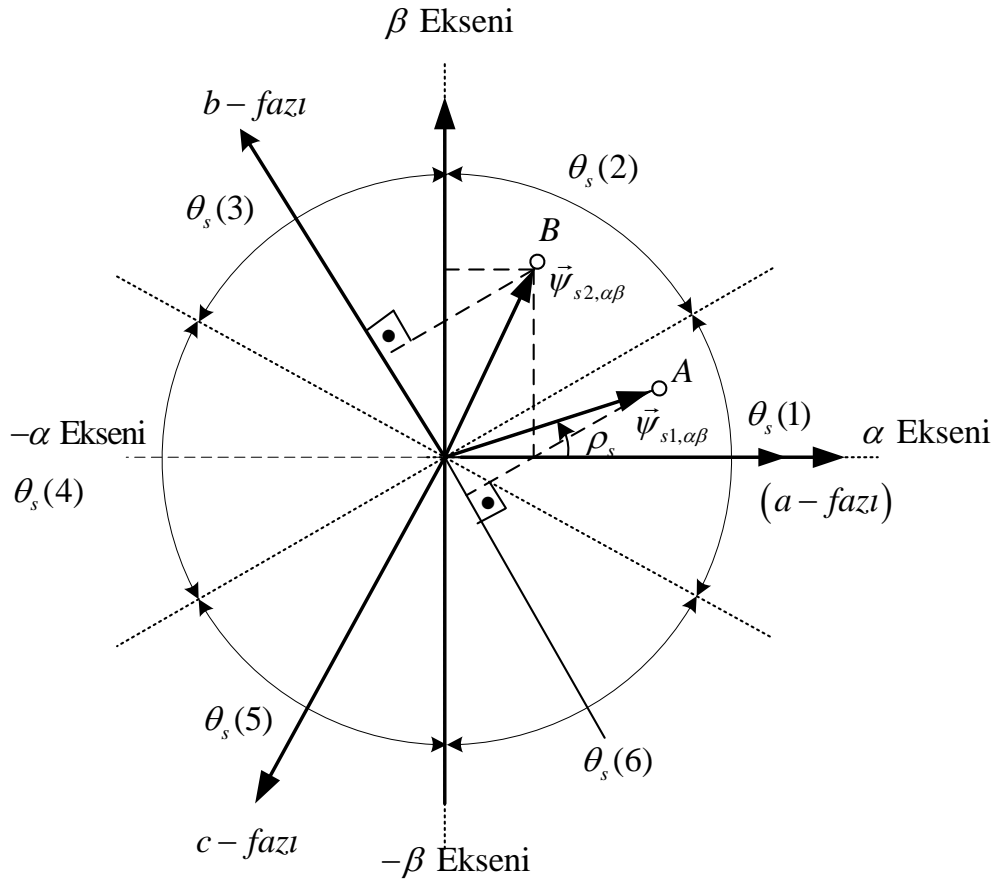
$d\psi$	dt_e	$\theta_s(1)$	$\theta_s(2)$	$\theta_s(3)$	$\theta_s(4)$	$\theta_s(5)$	$\theta_s(6)$
1	1	$\vec{v}_2(110)$	$\vec{v}_3(010)$	$\vec{v}_4(011)$	$\vec{v}_5(001)$	$\vec{v}_6(101)$	$\vec{v}_1(100)$
	0	$\vec{v}_7(111)$	$\vec{v}_8(000)$	$\vec{v}_7(111)$	$\vec{v}_8(000)$	$\vec{v}_7(111)$	$\vec{v}_8(000)$
	-1	$\vec{v}_6(101)$	$\vec{v}_1(100)$	$\vec{v}_2(110)$	$\vec{v}_3(010)$	$\vec{v}_4(011)$	$\vec{v}_5(001)$
0	1	$\vec{v}_3(010)$	$\vec{v}_4(011)$	$\vec{v}_5(001)$	$\vec{v}_6(101)$	$\vec{v}_1(100)$	$\vec{v}_2(110)$
	0	$\vec{v}_8(000)$	$\vec{v}_7(111)$	$\vec{v}_8(000)$	$\vec{v}_7(111)$	$\vec{v}_8(000)$	$\vec{v}_7(111)$
	-1	$\vec{v}_5(001)$	$\vec{v}_6(101)$	$\vec{v}_1(100)$	$\vec{v}_2(110)$	$\vec{v}_3(010)$	$\vec{v}_4(011)$

Şekil 3.3'te görülen stator akı vektörünün α – ve β – eksenlerindeki bileşenleri kullanılarak, stator açısı (ρ_s) aşağıdaki gibi farklı şekillerde elde edilebilir.

$$\vec{\psi}_{s,\alpha\beta} = |\vec{\psi}_{s,\alpha\beta}| e^{j\rho_s} = \psi_{s\alpha} + j\psi_{s\beta} \quad (3.21)$$

$$\rho_s = \tan^{-1}(\psi_{s\alpha}/\psi_{s\beta}) = \cos^{-1}(\psi_{s\alpha}/|\vec{\psi}_{s,\alpha\beta}|) = \sin^{-1}(\psi_{s\beta}/|\vec{\psi}_{s,\alpha\beta}|) \quad (3.22)$$

Ayrıca Çizelge 3.1'den de anlaşılacağı üzere optimum anahtarlama tablosu, stator akısının konumu (hangi $\theta_s(1), \theta_s(2), \dots, \theta_s(6)$ bölgesinde olduğu) bilgisine de ihtiyaç duyar. Bunun için ρ_s açısı kullanılarak $\theta_s(1), \theta_s(2), \dots, \theta_s(6)$ açıları elde edilebilir. Ancak buna gerek kalmadan 3.22 Eşitliğinde görülen trigonometrik fonksiyonların kullanılma ihtiyacını ortadan kaldırmak mümkündür. Çünkü burada stator akı vektörünün konumunun, abc ile dq ya da dq ile $\alpha\beta$ – eksenleri arasında bir dönüşüm amacıyla kullanılmadığından, hesaplanmasına gerek yoktur. Sadece akı vektörünün hangi bölgede olduğunun bilinmesi yeterlidir. Bu bilgi farklı stator akı bileşenlerin sadece işaretleri kullanılarak elde edilebilir. Örneğin Şekil 3.9'da stator akısı $\vec{\psi}_{s1,\alpha\beta}$ 'nin bölge 1'in herhangi bir yerindeki α bileşeni $\psi_{s\alpha} > 0$ olduğu kesin iken, β bileşeni $\psi_{s\beta}$ yerine göre hem pozitif hem de negatif işaretli olabileceğinden, konumu hakkında sağlam bilgi vermeyecektir. Ancak $\psi_{s\beta}$ yerine, statorun b – ya da c – fazındaki akısı (ψ_{sb}, ψ_{sc}) kullanılabilir. ψ_{sb} ($=\sqrt{3}\psi_{s\alpha} - \psi_{s\beta}$) fazı ele alındığında, Şekil 3.9'da $\vec{\psi}_{s,\alpha\beta}$ bölge 1'deyken, $\psi_{sb} < 0$ olduğu görülmektedir. Benzer şekilde $\vec{\psi}_{s2,\alpha\beta}$ bölge 2'de iken, $\psi_{s\alpha} > 0$, $\psi_{s\beta} > 0$ ve $\psi_{sb} > 0$ olduğu görülmektedir. Böylece stator akı bileşenlerinin işaretine göre, akının hangi bölge içinde olduğunun saptanabilmesi için Çizelge 3.2 oluşturulmuştur. Böylece Çizelge 3.1'in tam olarak kullanılabilmesi için bilinmesi gereken akının konum bilgisi de Çizelge 3.2 sayesinde belirlenmiş olmaktadır.



Şekil 3.9 Stator akı vektörüyle ilişkili $\psi_{s\alpha}$, $\psi_{s\beta}$ ve ψ_{sb} stator akı bileşenleri

Çizelge 3.2 Bölgelere göre stator akısına ait farklı bileşenlerin işareti [3]

Akı Bölge işareti	$\theta_s(1)$	$\theta_s(2)$	$\theta_s(3)$	$\theta_s(4)$	$\theta_s(5)$	$\theta_s(6)$
$\psi_{s\alpha}$ 'nin işareti	+	+	-	-	-	+
$\psi_{s\beta}$ 'nin işareti	(KD ; +-)	+	+	(KD ; +-)	-	-
ψ_{sb} 'nin işareti ($\sqrt{3} \psi_{s\alpha} - \psi_{s\beta}$)	-	+	+	+	-	-

KD: Kullanışlı Değil

DMK yönteminde momentin hesaplanması ve anahtarlama gerilim vektörlerin seçimi için stator akısının bilinmesi gerekmektedir. SKASM'nin ölçülebilen akım ve gerilimleri yardımıyla stator akısı hesaplanabilir. Eşitlik 3.14'te verilen gerilim vektörü aşağıdaki gibi gösterilebilir.

$$v_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \frac{d\psi_{s\alpha}}{dt} \quad (3.23)$$

$$v_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \frac{d\psi_{s\beta}}{dt} \quad (3.24)$$

Eşitlik 3.23 ve 3.24'ten hareketle stator akısı aşağıdaki gibi kestirilebilir.

$$\psi_{s\alpha} \hat{=} \int (v_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt \quad (3.25)$$

$$\psi_{s\beta} \hat{=} \int (v_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt \quad (3.26)$$

Kestirilen stator akı bileşenlerinden stator akısının genliği aşağıdaki gibi belirlenir.

$$|\vec{\psi}_{s,\alpha\beta}| = \sqrt{\psi_{s\alpha}^2 + \psi_{s\beta}^2} \quad (3.27)$$

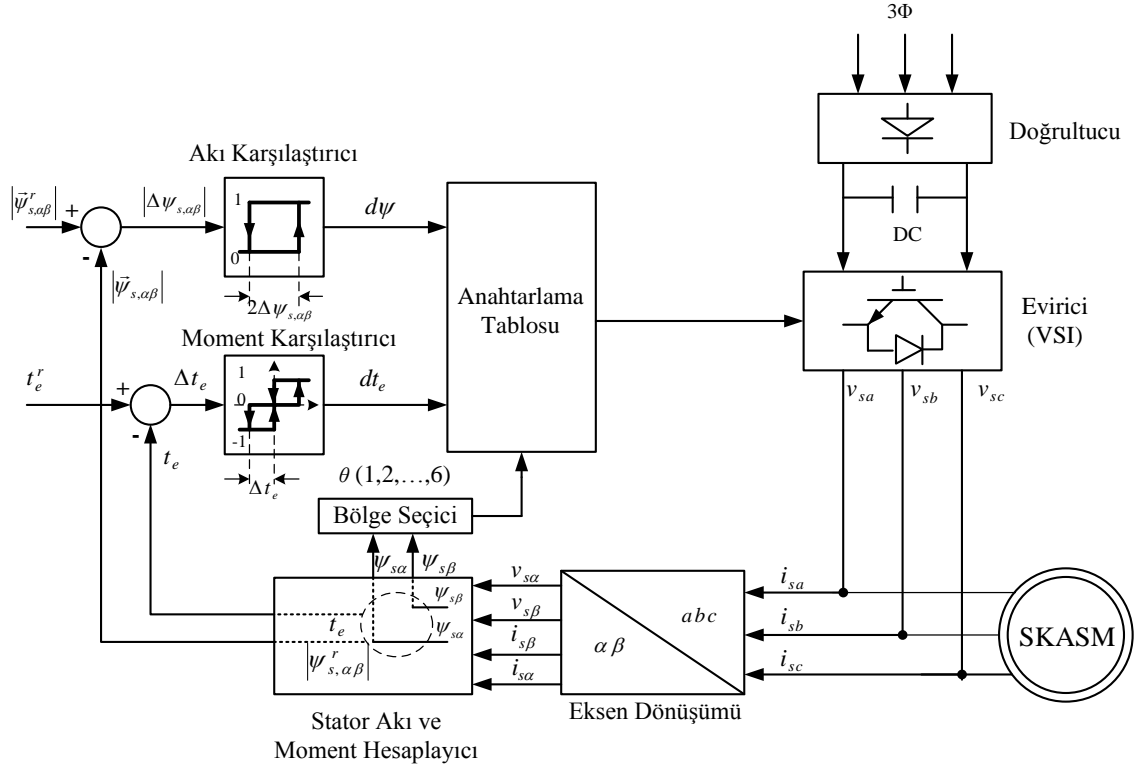
Eşitlik 2.6b'deki momentin $\alpha\beta$ –eksenindeki ifadesi aşağıdaki gibi gösterilebilir.

$$t_e = \frac{3}{2} p_p (\psi_{s\alpha} i_{s\beta} - \psi_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (3.28)$$

Eşitlik 3.28'te görüldüğü gibi endüklenen moment, kestirilen akı ve ölçülen akımdan yararlanarak, gerilim kaynaklı eviricinin kullanıldığı stator akısı tabanlı DMK'lı ASM sürücü sistemi Şekil 3.10'da şematik olarak gösterilmiştir.

Şekil 3.10'da stator akısı uzay vektörünün genliğinin referans değeri ($|\vec{\psi}_{s,\alpha\beta}^r|$) ile stator akısı uzay vektörünün genliğinin gerçek değeri ($|\vec{\psi}_{s,\alpha\beta}|$) karşılaştırılıp çıkan hata değeri ($|\Delta\vec{\psi}_{s,\alpha\beta}|$) iki seviyeli akı karşılaştırıcından geçirilmiştir. Benzer şekilde, elektromanyetik momentin referans değeri (t_e^r) ile gerçek değeri (t_e) karşılaştırılıp çıkan hata sinyali üç seviyeli moment karşılaştırıcından geçirilmiştir. Böylece akı ve momentte oluşan hatalar belli sınırlar ($2\Delta\vec{\psi}_{s,\alpha\beta}$, $2\Delta t_e$) içerisinde tutulmaktadır. Akı ve moment karşılaştırıcılarının

çıkış işaretleri $d\psi$ ve dt_e ile bölge seçicinin çıkış işareti olan stator akısının konum bilgisi ($\theta(\cdot)$) optimum anahtarlama tablosuna gönderilir. Burada işaretler işlenip ona göre uygun anahtarlama seçimi yapılır. Böylece akı ve moment, arzu edildiği gibi artırılıp azaltılabilmektedir.



Şekil 3.10 Stator akısı tabanlı doğrudan moment ve akı kontrollü SKASM sürücü sistemi

3.1.2 Doğrudan Moment Kontrolünün Üstünlükleri ve Sakıncaları

DMK yöntemi hızlı dinamik moment tepkisi sağlamanın yanında makine parametrelerinin değişmesine karşı, akım düzenleyici kullanmadan bile oldukça uyumludur. Ayrıca DMK sadece iki adet (akı ve moment) histerezis bant kontrolör ve en uygun gerilim vektörlerinin seçimi için oluşturulan anahtarlama tablosu kullanılarak kolaylıkla gerçekleştirilebilir. Bu yönüyle analog devrelerin yanı sıra daha düşük maliyetli mikroişlemciler ve sayısal işaret işleyiciler (digital signal processing) ile gerçekleştirilebilen DMK, düşük hesaplama zamanı ile birlikte kullanılan histerezis temelli karşılaştırıcılar nedeniyle daha yüksek bir dinamik başarıma sahiptir [1].

Diğer taraftan DMK'ya ilişkin stator akımındaki harmoniklerden dolayı akı histerezis bandı daha çok stator akımında bozulmaları etkilerken; buna ilave olarak moment histerezis bandı anahtarlama frekansı ve dolayısı ile anahtarlama kayıplarını etkiler [17]. Ayrıca DMK hala özellikle düşük hızlarda, moment ve akı dalgalanmaları, stator direncindeki değişim ve akı düşüşü gibi sorunlara sahip olmaktadır [60]. En önemli sorunlardan biri de düşük hızlarda ortaya çıkan akı düşüşüdür. Akı ve hız kontrolün yapıldığı DMK'lı ASM sürücü sistemlerin kontrolünün yapılabilmesi için akı ve rotor hızı bilgisine ihtiyaç duyulur. Ancak bu bilgilerin ölçülerek belirlenmesindeki fiziksel güçlükler (hava aralığında akı vektörün ölçülmesini sağlayan Hall algılayıcılar, rotor hızı bilgisinin elde edilmesinde kullanılan tako generatör, encoder, artımsal kodlayıcılar gibi algılayıcıların üretim aşamasında olmayıp sonradan özel bir fiziksel müdahale gerektirmeleri, vb), ekonomik nedenler (algılayıcıların hava aralığına yerleştirilmesi için yapılan özel imalatın getirmiş olduğu yüksek maliyet, algılayıcıların kendi maliyetleri vb) ve bu algılayıcılardan alınan ölçme işaretin, ASM'nin çalışma ortamından (sıcaklık, nem vb nedenler) etkilenmesi sonucu hatalı sonuç verebilmesi gibi nedenler gözlemleyici ya da kestirici kullanımını zorunlu hale getirmektedir. Ancak tasarlanan bu gözlemleyici ya da kestirici parametrelerinin çevresel faktörlerden etkilenmesi sonucu sürekli değişken bir yapı göstermeleri nedeniyle, gözlemlenen (ya da kestirilen) değer ile gerçek değer arasında ciddi farklılıklar oluşacaktır. Bu oluşan hatalar DMK'nın başarımını olumsuz etkilemektedir.

BÖLÜM IV

KALMAN FİLTRESİ

Belirgin (deterministic) sistem ve kontrol teorileri, sistem tasarım ve analiz sonuçlarını tam anlamıyla karşılayamazlar. Bunun üç temel nedeni vardır [61].

- Hiçbir sistem davranışı mükemmel şekilde matematiksel olarak ifade edilemez. Çünkü model, sadece amaca yönelik ilgili karakteristikleri yansıtır. Örneğin, bir aracın eğilmesinin tam ifade edilmesi için sonsuz sayıda duruma (mode) ihtiyaç duyulmasına rağmen, seçilen kullanışlı bir model sonlu sayıda durum içermektedir. Anlaşılacağı üzere burada temel amaç, sistem cevabında kritik ya da baskın durumların gösterilmesidir.
- Ayrıca dinamik sistemler, hiçbir zaman sadece kontrol girişlerin etkisi altında değildir. Çünkü sisteme belirgin olarak modellenemeyen ve kontrol edilemeyen bozucu etkenler de etkimektedir. Bu nedenle bozucu etkenlerin göz ardı edilmesi, belirgin modelin en önemli sakıncalarından birini oluşturmaktadır.
- Belirgin sistemin diğer bir sakıncası da sensörlerden kaynaklanmaktadır. Çünkü sensörler, sistem hakkında en iyi ve tam veriyi sağlayamazlar. Sensörler ya isteğe göre tasarlanmamıştır ya da ağırlık, hacim, maliyet gibi nedenlerle her istenilen sensör kullanılamaz. Daha da önemlisi sensörlerin kendi dinamikleri var ve daima gürültüden etkilenirler, veriyi bozarlar.

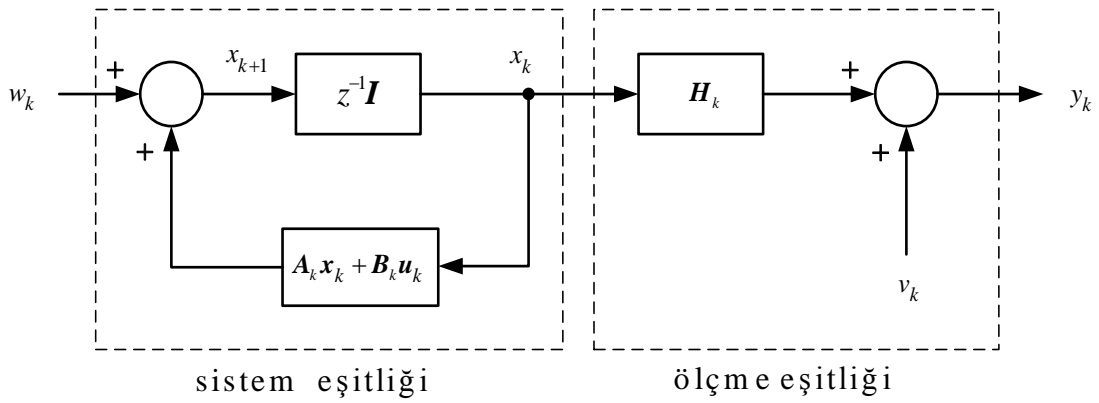
Tüm bu etkenler, olası (stokastik) modellemeyi zorunlu kılmaktadır. Bu durum Macar asıllı Rudolf E. Kalman tarafından 1960 yılında, olası yapıda modeli temel alan yani sistem durumlarında ve ölçmelerde bulunan gürültüleri de hesaba katarak sistem durumunu optimal kestiren Kalman filtresinin (KF'nin) [16] ortaya atılmasına yol açmıştır.

KF, doğrusal dinamik sistemlerde, sistem ve ölçme gürültülerini hesaba katarak modelin bilinen (kestirilen/gözlemlenen) önceki değerleriyle birlikte giriş ve çıkış bilgilerini de

kullanarak, olası yaklaşım ile sistem durum/parametrelerini kestirmek için kullanılan, yinelemeli (recursive) optimum durum gözlemleyicisidir [16].

KF, sistemin gerçek ile kestirilen (gözlemlenen) durumları arasındaki fark olarak tanımlanan ortalama karesel hatayı minimum yapacak şekilde, durumları kestirdiği için optimaldir [6].

KF'nin daha iyi anlaşılabilmesi için Şekil 4.1'de görülen ayrık zamanlı doğrusal dinamik bir sistem düşünülebilir [6]. Sistemin gerçek zamanda incelenmesinin getirdiği zorluklardan dolayı, sistem ayrık zamanlı olarak incelenmektedir.



Şekil 4.1 Ayrık zamanlı doğrusal dinamik bir sistem için sinyal akışı blok diyagramı [6]

Sistem ve ölçme gürültüleri de göz önünde bulundurularak doğrusal dinamik sistemin ayrık zamanda, olası (stokastik) durum ve çıkışı, Eşitlik 4.1 ve 4.2'deki gibi ifade edilebilir.

1. Sistem ya da durum eşitliği (process equation);

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

2. Ölçme ya da çıkış eşitliği (measurement equation);

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{x}_k + \mathbf{v}_k \quad (4.2)$$

Burada dinamik sistemin durum vektörü olan \mathbf{x}_k , sistemin bir sonraki davranışının kestirilebilmesi için, bu sistemin bir önceki davranışına ait en az veri (bilgi) kümesidir. \mathbf{A}_k ve \mathbf{B}_k , sistem ve giriş matrisleridir. \mathbf{u}_k giriş (ya da kontrol) vektörü, k , ayrık zamanlı sistemin örnekleme (ya da ölçme) zamanını belirtir. \mathbf{y}_k , k . zamanda gözlemlenen çıkış vektörüdür. \mathbf{H}_k , ölçme matrisidir. Sıfır ortalamalı sistem ve ölçme gürültülerini temsil eden \mathbf{w}_k ve \mathbf{v}_k ise beyaz gürültülü (white noise) ve Gaussyen biçiminde rastgele değişkenlerdir.

Sistem ve ölçme gürültüsü kovaryans matrisleri sırasıyla aşağıdaki gibi tanımlanmıştır.

$$E[\mathbf{w}_n \mathbf{w}_k^T] = \begin{cases} \mathbf{Q}_k & n = k \\ 0 & n \neq k \end{cases} \quad (4.3)$$

$$E[\mathbf{v}_n \mathbf{v}_k^T] = \begin{cases} \mathbf{R}_k & n = k \\ 0 & n \neq k \end{cases} \quad (4.4)$$

Burada $E[\cdot]$ beklenen (ortalama) değerdir.

Burada \mathbf{Q}_k ve \mathbf{R}_k , sırasıyla sistem ve ölçme gürültüsü kovaryans matrislerini ifade etmektedir.

Sıfır ortalamalı, beyaz ve Gaussyen gürültüler olan \mathbf{w}_k ve \mathbf{v}_k , birbiriyle ilişkisi olmayan (uncorrelated) matrislerdir. Buna göre

$$E[\mathbf{w}_n \mathbf{v}_k^T] = \begin{cases} 0 & n = k \\ 0 & n \neq k \end{cases} \quad (4.5)$$

olur.

Kalman filtreleme problemi (yani sistemin bilinmeyen durumu için sistem (process) ve ölçme (measurement) eşitliklerini birlikte en iyi (optimum) şekilde çözme problemi) aşağıdaki gibi açıklanabilir [6]:

- $k \geq 1$ 'in her değeri için \mathbf{x}_i durumunun minimum ortalama-karesel hatasının tespit edilmesi için gözlemlenen tüm $\mathbf{y}_1, \mathbf{y}_2, \dots, \mathbf{y}_k$ çıkış vektörleri kullanılır.

Burada eğer $i = k$ ise filtreleme, $i > k$ ise öngörü ve $i < k$ ise yumuşatma olarak adlandırılır.

Buna göre, başlangıç koşulları bilinmek kaydıyla, önceki (piori) kestirilen durum $\hat{\mathbf{x}}_k^-$ ile k anındaki ölçme vektörü \mathbf{y}_k kullanılarak sonraki (posteriori) durum kestirimi $\hat{\mathbf{x}}_k$, aşağıdaki gibi hesaplanır [6].

$$\hat{\mathbf{x}}_k = \hat{\mathbf{x}}_k^- + \mathbf{G}_k (\mathbf{y}_k - \mathbf{H}_k \hat{\mathbf{x}}_k^-) \quad (4.6)$$

Eşitlik 4.6'da \mathbf{G}_k , k anından sonraki hata kovaryans matrisi \mathbf{P}_k 'yi minimize eden kazanç faktörü ya da Kalman kazancı olarak adlandırılır.

Durum hata vektörü için aşağıdaki tanımlama yapılabilir.

$$\mathbf{e}_k = \mathbf{x}_k - \hat{\mathbf{x}}_k \quad (4.7)$$

Eşitlik 4.2 ve 4.6, Eşitlik 4.7 ile ilişkilendirilerek durum hata vektörü aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\begin{aligned} \mathbf{e}_k &= \mathbf{x}_k - (\hat{\mathbf{x}}_k^- + \mathbf{G}_k (\mathbf{y}_k - \mathbf{H}_k \hat{\mathbf{x}}_k^-)) \\ &= \mathbf{x}_k - (\hat{\mathbf{x}}_k^- + \mathbf{G}_k (\mathbf{H}_k \mathbf{x}_k + \mathbf{v}_k - \mathbf{H}_k \hat{\mathbf{x}}_k^-)) \\ &= (\mathbf{I} - \mathbf{G}_k \mathbf{H}_k) (\mathbf{x}_k - \hat{\mathbf{x}}_k^-) - \mathbf{G}_k \mathbf{v}_k \\ &= (\mathbf{I} - \mathbf{G}_k \mathbf{H}_k) \mathbf{e}_k^- - \mathbf{G}_k \mathbf{v}_k \end{aligned} \quad (4.8)$$

Buradan durum hata kestirim kovaryans matrisi \mathbf{P}_k , aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\begin{aligned} \mathbf{P}_k &= E[\mathbf{e}_k \mathbf{e}_k^T] \\ &= E\left[((\mathbf{I} - \mathbf{G}_k \mathbf{H}_k) \mathbf{e}_k^- - \mathbf{G}_k \mathbf{v}_k) ((\mathbf{I} - \mathbf{G}_k \mathbf{H}_k) \mathbf{e}_k^- - \mathbf{G}_k \mathbf{v}_k)^T \right] \end{aligned} \quad (4.9)$$

Ölçme gürültüsü \mathbf{v}_k , \mathbf{e}_k^- 'dan bağımsız ve sıfır ortalama değerli olduğu için $E[\mathbf{v}_k] = 0$ 'dır. Bu durumda Eşitlik 4.9 aşağıdaki gibi düzenlenebilir.

$$\begin{aligned}
\mathbf{P}_k &= E\left[\left((\mathbf{I} - \mathbf{G}_k \mathbf{H}_k) \mathbf{e}_k^-\right)\left((\mathbf{I} - \mathbf{G}_k \mathbf{H}_k) \mathbf{e}_k^-\right)^T\right] + E\left[\left(\mathbf{G}_k \mathbf{v}_k\right)\left(\mathbf{G}_k \mathbf{v}_k\right)^T\right] \\
&= (\mathbf{I} - \mathbf{G}_k \mathbf{H}_k) E\left[\mathbf{e}_k^- \left(\mathbf{e}_k^-\right)^T\right] (\mathbf{I} - \mathbf{G}_k \mathbf{H}_k)^T + \mathbf{G}_k E\left[\mathbf{v}_k \mathbf{v}_k^T\right] \mathbf{G}_k^T \\
&= (\mathbf{I} - \mathbf{G}_k \mathbf{H}_k) \mathbf{P}_k^- (\mathbf{I} - \mathbf{G}_k \mathbf{H}_k)^T + \mathbf{G}_k \mathbf{R}_k \mathbf{G}_k^T
\end{aligned} \tag{4.10}$$

Burada \mathbf{e}_k^- , k anından önceki durum kestirim hata vektörü, \mathbf{P}_k^- ise k anından önceki durum kestirim hatasının kovaryans matrisi olarak tanımlanmıştır.

A, **B** ve **C** matrissel ifadeler olmak üzere bir matrisin izi (trace) ve türev alma ile ilgili Eşitlik 4.11'de verilen özellikler kullanılarak,

1. $Tr(\mathbf{A}) = Tr(\mathbf{A}^T)$
2. $\frac{dTr(\mathbf{AC})}{d\mathbf{A}} = \mathbf{C}^T$
3. $\frac{dTr(\mathbf{ABA}^T)}{d\mathbf{A}} = 2\mathbf{AB}$

(4.11)

Eşitlik 4.10'daki hata kovaryans matrisi \mathbf{P}_k 'nın izinin türevi alınıp sıfıra eşitlendiğinde Kalman kazancı \mathbf{G}_k , aşağıdaki gibi elde edilebilir [61].

$$\frac{dTr(\mathbf{P}_k)}{d\mathbf{G}_k} = -2\mathbf{P}_k^- \mathbf{H}_k^T + 2\mathbf{G}_k (\mathbf{H}_k \mathbf{P}_k^- \mathbf{H}_k^T + \mathbf{R}_k) = 0 \tag{4.12}$$

$$\mathbf{G}_k = \mathbf{P}_k^- \mathbf{H}_k^T \left[\mathbf{H}_k \mathbf{P}_k^- \mathbf{H}_k^T + \mathbf{R}_k \right]^{-1} \tag{4.13}$$

Ayrıca Eşitlik 4.10'un açık ifadesi çıkarılır ve 4.13 eşitliği ile ilişkilendirilerek \mathbf{P}_k , aşağıdaki gibi daha basit biçimde ifade edilebilir [6].

$$\mathbf{P}_k = (\mathbf{I} - \mathbf{G}_k \mathbf{H}_k) \mathbf{P}_k^- \quad (4.14)$$

Sonuç olarak buraya kadar anlatılan KF'nin algoritma adımları aşağıdaki gibi özetlenebilir [6].

1. *Durum uzay modeli*

$$\mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{A}_k \mathbf{x}_k + \mathbf{B}_k \mathbf{u}_k + \mathbf{w}_k \quad (4.15)$$

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{x}_k + \mathbf{v}_k \quad (4.16)$$

2. *Başlangıç değerleri atama*

$k=0$ anında gözlemlenen herhangi bir veri olmadığından, kestirilen durumun başlangıç değeri aşağıdaki gibi seçilebilir [1].

$$\hat{\mathbf{x}}_0 = E[\mathbf{x}_0] \quad (4.17)$$

$$\mathbf{P}_0 = E\left[(\mathbf{x}_0 - E[\mathbf{x}_0])(\mathbf{x}_0 - E[\mathbf{x}_0])^T\right] \quad (4.18)$$

Hesaplama

$k=1, 2, \dots$ için aşağıdakiler hesaplanır

3. *Önceki durum vektörü \mathbf{x}_k^- kestiriminin öngörümü*

$$\hat{\mathbf{x}}_k^- = \mathbf{F}_{k,k-1} \hat{\mathbf{x}}_{k-1} \quad (4.19)$$

4. *Önceki hata kovaryansı \mathbf{P}_k^- 'nin öngörümü*

$$\mathbf{P}_k^- = \mathbf{F}_{k,k-1} \mathbf{P}_{k-1} \mathbf{F}_{k,k-1}^T + \mathbf{Q}_{k-1} \quad (4.20)$$

5. Hata kovaryansı \mathbf{P}_k 'nin güncellenmesi

$$\mathbf{P}_k = (\mathbf{I} - \mathbf{G}_k \mathbf{H}_k) \mathbf{P}_k^- \quad (4.21)$$

6. Kalman kazancı hesabı

$$\mathbf{G}_k = \mathbf{P}_k^- \mathbf{H}_k^T \left[\mathbf{H}_k \mathbf{P}_k^- \mathbf{H}_k^T + \mathbf{R}_k \right]^{-1} \quad (4.22)$$

7. Durum vektörü kestirimi $\hat{\mathbf{x}}_k$ 'nin güncellenmesi

$$\hat{\mathbf{x}}_k = \hat{\mathbf{x}}_k^- + \mathbf{G}_k (\mathbf{y}_k - \mathbf{H}_k \hat{\mathbf{x}}_k^-) \quad (4.23)$$

8. 3. Adıma geri dön.

4.1 Genişletilmiş Kalman Filtresi

Genişletilmiş Kalman filtresi (GKF), KF'nin doğrusal olmayan sistemlere uygulanabilmesi için tasarlanmış biçimdir.

GKF'nin doğrusal olmayan sistemlere uygulanabilirliğini göstermek amacıyla, doğrusal olmayan dinamik bir sistemin aşağıda verilen durum-uzay modeli incelenebilir.

$$\mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{f}(k, \mathbf{x}_k, \mathbf{u}_k) + \mathbf{w}_k \quad (4.24)$$

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{h}(k, \mathbf{x}_k) + \mathbf{v}_k \quad (4.25)$$

Burada $\mathbf{f}(k, \mathbf{x}_k, \mathbf{u}_k)$ ve $\mathbf{h}(k, \mathbf{x}_k)$ sırasıyla, doğrusal olmayan geçiş ve ölçme matrisleridir.

GKF'nin temel düşüncesi, Eşitlik 4.24-25'te verilen doğrusal olmayan durum uzay modeli önce, en yakın kestirilen durum ($\hat{\mathbf{x}}_k$ ya da $\hat{\mathbf{x}}_k^-$) etrafında doğrusallaştırılır [6],

daha sonra KF algoritması uygulanır. O halde önce doğrusal olmayan geçiş matrisi $f(k, \mathbf{x}_k, \mathbf{u}_k)$, $\hat{\mathbf{x}}_k$ etrafında ve ölçüm matrisi $\mathbf{h}(k, \mathbf{x}_k)$ ise $\hat{\mathbf{x}}_k^-$ etrafında Taylor serisine birinci dereceden aşağıdaki gibi açılır.

$$\mathbf{F}_{k+1,k} = \left. \frac{\partial f(k, \mathbf{x}_k, \mathbf{u}_k)}{\partial \mathbf{x}} \right|_{\mathbf{x}_k = \hat{\mathbf{x}}_k} \quad (4.26)$$

$$\mathbf{H}_k = \left. \frac{\partial \mathbf{h}(k, \mathbf{x}_k)}{\partial \mathbf{x}} \right|_{\mathbf{x}_k = \hat{\mathbf{x}}_k^-} \quad (4.27)$$

Burada $f(k, \mathbf{x}_k, \mathbf{u}_k)$ ve $\mathbf{h}(k, \mathbf{x}_k)$ yaklaşık olarak aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$f(k, \mathbf{x}_k, \mathbf{u}_k) \approx f(k, \hat{\mathbf{x}}_k, \mathbf{u}_k) + \mathbf{F}_{k+1,k} (\mathbf{x}_k - \hat{\mathbf{x}}_k) \quad (4.28)$$

$$\mathbf{h}(k, \mathbf{x}_k) \approx \mathbf{h}(k, \hat{\mathbf{x}}_k^-) + \mathbf{H}_k (\mathbf{x}_k - \hat{\mathbf{x}}_k^-) \quad (4.29)$$

Böylece Eşitlik 4.24-25'te verilen doğrusal olmayan model aşağıdaki gibi doğrusallaştırılmış olur.

$$\mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{F}_{k+1,k} \mathbf{x}_k + \mathbf{w}_k + \boldsymbol{\alpha}_k \quad (4.30)$$

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{x}_k + \mathbf{v}_k + \boldsymbol{\beta}_k \quad (4.31)$$

Burada $\mathbf{F}_{k+1,k}$, \mathbf{x}_k durumunu k anından $k+1$ anına taşıyan geçiş matrisidir.

Eşitlik 4.30-31'deki $\boldsymbol{\alpha}_k$ ve $\boldsymbol{\beta}_k$ nicelikleri aşağıdaki gibi tanımlanmıştır.

$$\boldsymbol{\alpha}_k = f(k, \hat{\mathbf{x}}_k, \mathbf{u}_k) - \mathbf{F}_{k+1,k} \hat{\mathbf{x}}_k \quad (4.32)$$

$$\boldsymbol{\beta}_k = \mathbf{h}(k, \hat{\mathbf{x}}_k) - \mathbf{H}_k \hat{\mathbf{x}}_k^- \quad (4.33)$$

Buraya kadar anlatılan GKF'nin algoritma adımları aşağıdaki gibi özetlenebilir [1]:

1. *Durum-uzay modeli oluşturulur*

$$\mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{f}(k, \mathbf{x}_k, \mathbf{u}_k) + \mathbf{w}_k \quad (4.34)$$

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{h}(k, \mathbf{x}_k) + \mathbf{v}_k \quad (4.35)$$

2. *Tanımlamalar*

Doğrusal olmayan durum-uzay modeli aşağıdaki gibi doğrusallaştırılır.

$$\mathbf{F}_{k+1,k} = \left. \frac{\partial \mathbf{f}(k, \mathbf{x}_k, \mathbf{u}_k)}{\partial \mathbf{x}} \right|_{\mathbf{x}_k = \hat{\mathbf{x}}_k}, \quad \mathbf{H}_k = \left. \frac{\partial \mathbf{h}(k, \mathbf{x}_k)}{\partial \mathbf{x}} \right|_{\mathbf{x}_k = \hat{\mathbf{x}}_k} \quad (4.36)$$

3. *Başlangıç değerler*

$k = 0$ için başlangıç değerleri belirlenir.

$$\hat{\mathbf{x}}_0 = E[\mathbf{x}_0] \quad (4.37)$$

$$\mathbf{P}_0 = E\left[(\mathbf{x}_0 - E[\mathbf{x}_0])(\mathbf{x}_0 - E[\mathbf{x}_0])^T\right] \quad (4.38)$$

Hesaplamalar

$k = 1, 2, \dots$ için aşağıdaki nicelikler elde edilir:

4. *Önceki durum vektörü \mathbf{x}_k^- kestiriminin öngörümü*

$$\hat{\mathbf{x}}_k^- = \mathbf{f}(k, \hat{\mathbf{x}}_{k-1}, \mathbf{u}_k) \quad (4.39)$$

5. *Önceki hata kovaryansı \mathbf{P}_k^- 'nin öngörümü*

$$\mathbf{P}_k^- = \mathbf{F}_{k,k-1} \mathbf{P}_{k-1} \mathbf{F}_{k,k-1}^T + \mathbf{Q}_{k-1} \quad (4.40)$$

6. Hata kovaryansı P_k 'nin güncellenmesi

$$P_k = (I - G_k H_k) P_k^- \quad (4.41)$$

7. Kalman kazanç matrisi hesabı

$$G_k = P_k^- H_k^T [H_k P_k^- H_k^T + R_k]^{-1} \quad (4.42)$$

8. Durum kestirimi \hat{x}_k 'nin güncellenmesi

$$\hat{x}_k = \hat{x}_k^- + G_k y_k - h(k, \hat{x}_k^-) \quad (4.43)$$

9. 4. Adıma geri dön.

GKF ile ilgili buraya kadar anlatılanlardan anlaşılacağı gibi, GKF algoritması yüksek dereceden matrisel işlemler içermektedir. Bu durum gerçek sistem uygulamaları için maliyet açısından bir sakınca olarak görülebilir. Ancak karmaşık kontrol algoritmalarının uygulanabileceği mikroişlemciler pazarda mevcut ve teknolojinin gelişmesiyle birlikte işlemci maliyetlerinde görülen düşüşler bu sakıncayı ortadan kaldırmaktadır. Böylece GKF, yüksek başarımlı motor kontrol uygulamaları için elverişli olmaktadır.

4.2 Sincap Kafesli Asenkron Motor İçin Genişletilmiş Kalman Filtresi Tasarımı

GKF'nin tasarımı için önce, Eşitlik 2.12-2.13'teki dönen eksenle tanımlanan SKASM'nin hem geçici hem de sürekli hal için doğrusal olmayan modeli duran eksen takımında, Eşitlik 4.44-45'teki gibi elde edilebilir.

$$\dot{x}(t) = f(x(t), u(t)) + w(t) \quad (4.44a)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{s\alpha} \\ \dot{i}_{s\beta} \\ \dot{\psi}_{s\alpha} \\ \dot{\psi}_{s\beta} \\ \dot{\omega}_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{L_m^2 R_r'}{L_\sigma L_r^2}\right) & -P_p \omega_m & \frac{R_r'}{L_\sigma L_r} & \frac{1}{L_\sigma} P_p \omega_m & 0 \\ P_p \omega_m & -\left(\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{L_m^2 R_r'}{L_\sigma L_r^2}\right) & -\frac{1}{L_\sigma} P_p \omega_m & \frac{R_r'}{L_\sigma L_r} & 0 \\ -R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -R_s & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{J_L} \frac{3}{2} P_p \psi_{s\beta} & \frac{1}{J_L} \frac{3}{2} P_p \psi_{s\alpha} & 0 & 0 & -\frac{1}{J_L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \psi_{s\alpha} \\ \psi_{s\beta} \\ \omega_m \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_\sigma} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_\sigma} \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} + \mathbf{w} \quad (4.44b)$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{h}(\mathbf{x}(t)) + \mathbf{v}(t) \quad (4.45a)$$

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \psi_{s\alpha} \\ \psi_{s\beta} \\ \omega_m \end{bmatrix} + \mathbf{v} \quad (4.45b)$$

Burada sabit sürtünme terimi *sıfır* ($B_L = 0$) alınmıştır.

Ayrıca modelin GKF'de kullanılabilmesi için ayrıklaştırılması gerekmektedir. Bu durumda örnekleme zamanı k alınarak, SKASM'nin ayrıklaştırılmış modeli 4.46-47 Eşitlikleri ile ifade edilebilir.

$$\mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{A}_d \mathbf{x}_k + \mathbf{B}_d \mathbf{u}_k + \mathbf{w}_k = \mathbf{f}(k, \mathbf{x}_k, \mathbf{u}_k) + \mathbf{w}_k \quad (4.46)$$

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{H}_d \mathbf{x}_k + \mathbf{v}_k = \mathbf{h}(k, \mathbf{x}_k) + \mathbf{v}_k \quad (4.47)$$

GKF'nin tasarımına ilişkin yukarıda anlatılan prosedür takip edilerek, SKASM'nin doğrusal olmayan modeli, $\mathbf{f}(k, \mathbf{x}_k, \mathbf{u}_k)$ $\hat{\mathbf{x}}_k$ etrafında, $\mathbf{h}(k, \mathbf{x}_k)$ ise \mathbf{x}_k^- etrafında Taylor serisine birinci dereceden yaklaşımla açılarak doğrusallaştırılır (Eşitlik 4.48).

$$\mathbf{F}_{k+1,k} = \left. \frac{\partial f(k, \mathbf{x}_k, \mathbf{u}_k)}{\partial \mathbf{x}} \right|_{\mathbf{x}_k = \hat{\mathbf{x}}_k}, \quad \mathbf{H}_k = \left. \frac{\partial h(k, \mathbf{x}_k)}{\partial \mathbf{x}} \right|_{\mathbf{x}_k = \hat{\mathbf{x}}_k} \quad (4.48)$$

$$\boldsymbol{\alpha}_k = f(k, \hat{\mathbf{x}}_k, \mathbf{u}_k) - \mathbf{F}_{k+1,k} \hat{\mathbf{x}}_k, \quad \boldsymbol{\beta}_k = h(k, \hat{\mathbf{x}}_k) - \mathbf{H}_k \hat{\mathbf{x}}_k \quad (4.49)$$

olmak üzere

$$\mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{F}_{k+1,k} \mathbf{x}_k + \boldsymbol{\alpha}_k + \mathbf{w}_k \quad (4.50)$$

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{x}_k + \boldsymbol{\beta}_k + \mathbf{v}_k \quad (4.51)$$

olarak elde edilir.

Doğrusallaşan sistem için $k = 0$ 'da başlangıç değerleri belirlenir (Eşitlik 4.52-53).

$$\hat{\mathbf{x}}_0 = E[\mathbf{x}_0] \quad (4.52)$$

$$\mathbf{P}_0 = E\left[(\mathbf{x}_0 - E[\mathbf{x}_0])(\mathbf{x}_0 - E[\mathbf{x}_0])^T\right] \quad (4.53)$$

Daha sonra $k = 1, 2, \dots$, için aşağıdaki ifadeler hesaplanır:

1. Durum kestirim yayılım vektörünü öngör

$$\hat{\mathbf{x}}_k^- = f(k, \hat{\mathbf{x}}_{k-1}, \mathbf{u}_k) \quad (4.54)$$

2. Durum hata kovaryans matrisini öngör

$$\mathbf{P}_k^- = \mathbf{F}_{k,k-1} \mathbf{P}_{k-1} \mathbf{F}_{k,k-1}^T + \mathbf{Q}_{k-1} \quad (4.55)$$

3. Durum hata kovaryans matrisini güncelle

$$\mathbf{P}_k = \mathbf{P}_k^- - \mathbf{P}_k^- \mathbf{H}_k^T \left[\mathbf{H}_k \mathbf{P}_k^- \mathbf{H}_k^T + \mathbf{R}_k \right]^{-1} \mathbf{H}_k \mathbf{P}_k^- \quad (4.56)$$

4. Kalman kazanç matrisini hesapla

$$\mathbf{G}_k = \mathbf{P}_k^- \mathbf{H}_k^T \left[\mathbf{H}_k \mathbf{P}_k^- \mathbf{H}_k^T + \mathbf{R}_k \right]^{-1} \quad (4.57)$$

5. Durum vektörünü kestir

$$\hat{\mathbf{x}}_k = \hat{\mathbf{x}}_k^- + \mathbf{G}_k \left(\mathbf{y}_k - \mathbf{h}(k, \hat{\mathbf{x}}_k^-) \right) \quad (4.58)$$

6. 1. Adıma geri dön. Yeni değerler için aynı işlemleri tekrarla

Burada $\hat{}$ kestirme ya da gözlemlene anlamında kullanılmıştır.

4.3 İndirgenmiş Dereceli Genişletilmiş Kalman Filtresi

[51]'de TDGKF ile çıkış olarak ölçülen stator akımlarına ilave olarak stator akısı, rotor mekanik hızı, basamak şeklinde değişen yük momenti ve rotor direnci kestirilmiştir. Bunun için ASM'nin Eşitlik 4.59-60'ta ifade edilen duran stator eksenindeki genişletilmiş olası durum uzay modeli önerilmiştir.

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{f}(\mathbf{x}(t), \mathbf{u}(t)) + \mathbf{w}(t) = \mathbf{A}(\mathbf{x})\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u} + \mathbf{w} \quad (4.59a)$$

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \dot{i}_{s\alpha} \\ \dot{i}_{s\beta} \\ \dot{\psi}_{s\alpha} \\ \dot{\psi}_{s\beta} \\ \dot{\omega}_m \\ \dot{t}_L \\ \dot{R}_r \end{bmatrix}}_{\dot{\mathbf{x}}} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\left(\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{L_s R_r'}{L_\sigma L_r'}\right) & -P_p \omega_m & \frac{R_r'}{L_\sigma L_r'} & \frac{1}{L_\sigma} P_p \omega_m & 0 & 0 & 0 \\ P_p \omega_m & -\left(\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{L_s R_r'}{L_\sigma L_r'}\right) & -\frac{1}{L_\sigma} P_p \omega_m & \frac{R_r'}{L_\sigma L_r'} & 0 & 0 & 0 \\ -R_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -R_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{J_L} \frac{3}{2} P_p \psi_{s\beta} & \frac{1}{J_L} \frac{3}{2} P_p \psi_{s\alpha} & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{J_L} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}} \underbrace{\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \psi_{s\alpha} \\ \psi_{s\beta} \\ \omega_m \\ t_L \\ R_r \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L_\sigma} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_\sigma} \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}} \underbrace{\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix}}_{\mathbf{u}} + \mathbf{w} \quad (4.59b)$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{h}(\mathbf{x}(t)) + \mathbf{v}(t) = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{v} \quad (4.60a)$$

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{H}} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \psi_{s\alpha} \\ \psi_{s\beta} \\ \omega_m \\ t_L \\ R_r \end{bmatrix} + \mathbf{v}_k \quad (4.60b)$$

Görüldüğü gibi TDGKF’de, çıkış olarak ölçülen (bilinen) stator akımları aynı zamanda sistemin durumu olarak tekrar kestirilmektedir. Ancak bu tez kapsamında önerilen İndirgenmiş dereceli (reduced-order) GKF (İDGKF) ile stator akımları kestirilmeyip sadece ölçülmektedir. Bu yolla hesap yükü azaltılmak istenmiştir. Bölüm V’te de anlatıldığı üzere yapılan benzetim ve deneysel çalışmalar, her iki yöntemin benzer başarıma sahip olmakla beraber İDGKF’nin TDGKF’ye nazaran daha az hesap yükü içerdiğini göstermiştir. İDGKF’de kullanılacak indirgenmiş-dereceli SKASM modeli, Eşitlik 4.59’deki tam-dereceli SKASM modelinden stator akımlarının çıkarılmasıyla aşağıdaki gibi elde edilir:

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{f}(\mathbf{x}(t), \mathbf{u}(t)) + \mathbf{w}(t) = \mathbf{A}(\mathbf{x})\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u} + \mathbf{w} \quad (4.61a)$$

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \dot{\psi}_{s\alpha} \\ \dot{\psi}_{s\beta} \\ \dot{\omega}_m \\ \dot{t}_L \\ \dot{R}_r \end{bmatrix}}_{\dot{\mathbf{x}}} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{J_L} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}} \underbrace{\begin{bmatrix} \psi_{s\alpha} \\ \psi_{s\beta} \\ \omega_m \\ t_L \\ R_r \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}} + \underbrace{\begin{bmatrix} -R_s & 0 & 1 & 0 \\ 0 & -R_s & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}} \underbrace{\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix}}_{\mathbf{u}} + \mathbf{w} \quad (4.61b)$$

Daha sonra Eşitlik 4.61’de verilen doğrusal olmayan olasıl durum uzay modeli, geriye doğru fark alma yöntemiyle aşağıdaki gibi ayrıklaştırılır:

$$\mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{f}(k, \mathbf{x}_k, \mathbf{u}_k) + \mathbf{w}_k = \mathbf{A}(\mathbf{x}_k) \mathbf{x}_k + \mathbf{B}(\mathbf{x}_k) \mathbf{u}_k + \mathbf{w}_k \quad (4.62a)$$

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \psi_{s\alpha}(k+1) \\ \psi_{s\beta}(k+1) \\ \omega_m(k+1) \\ t_L(k+1) \\ R_r'(k+1) \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}_{k+1}} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -a_{10} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}(\mathbf{x}_k)} \underbrace{\begin{bmatrix} \psi_{s\alpha}(k) \\ \psi_{s\beta}(k) \\ \omega_m(k) \\ t_L(k) \\ R_r'(k) \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}_k} + \underbrace{\begin{bmatrix} -a_8 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & -a_8 & 0 & 1 \\ -a_9 \psi_{s\beta}(k) & a_9 \psi_{s\alpha}(k) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}(\mathbf{x}_k)} \underbrace{\begin{bmatrix} i_{s\alpha}(k) \\ i_{s\beta}(k) \\ v_{s\alpha}(k) \\ v_{s\beta}(k) \end{bmatrix}}_{\mathbf{u}_k} + \mathbf{w}_k \quad (4.62b)$$

Burada ölçülen ile kestirilen durumlar arasındaki hata teriminin türetilmesi için Eşitlik 4.59b'deki stator akımlarında bilinen (ölçülen) ile bilinmeyen (kestirilen) terimler birbirinden ayrılarak Eşitlik 4.63'teki ölçme eşitliği elde edilmiştir.

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{h}(k, \mathbf{x}_k) + \mathbf{v}_k = \mathbf{H}(\mathbf{x}_k) \mathbf{x}_k + \mathbf{v}_k \quad (4.63a)$$

$$\underbrace{\begin{bmatrix} i_{s\alpha}(k+1) - (1-a_2)i_{s\alpha}(k) - a_1 v_{s\alpha}(k) \\ i_{s\beta}(k+1) - (1-a_2)i_{s\beta}(k) - a_1 v_{s\beta}(k) \end{bmatrix}}_{\substack{\mathbf{y}_k \\ \text{Bilinenler}}} = \underbrace{\begin{bmatrix} a_3 R_r' & a_6 \omega_m(k) & -a_5 i_{s\beta}(k) & 0 & -a_3 a_7 i_{s\alpha}(k) \\ -a_6 \omega_m(k) & a_3 & a_5 i_{s\alpha}(k) & 0 & -a_3 a_7 i_{s\beta}(k) \end{bmatrix}}_{\substack{\mathbf{h}(\mathbf{x}_k) \\ \text{Bilinmeyenler}}} \underbrace{\begin{bmatrix} \psi_{s\alpha}(k) \\ \psi_{s\beta}(k) \\ \omega_m(k) \\ t_L(k) \\ R_r'(k) \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}_k} + \mathbf{v}_k \quad (4.63b)$$

Burada $a_1 = T/L_\sigma$, $a_2 = a_1 R_s$, $a_3 = a_1/L_r$, $a_4 = a_3 L_s$, $a_5 = p_p T$, $a_6 = p_p a_1$, $a_7 = L_m^2/L_r$

$a_8 = R_s T$, $a_9 = 1.5 p_p T/J_L$ ve $a_{10} = T/J_L$ 'dir.

Son olarak $\mathbf{f}(k, \mathbf{x}_k, \mathbf{u}_k)$ $\hat{\mathbf{x}}_k$ etrafında ve $\mathbf{h}(k, \mathbf{x}_k)$ $\hat{\mathbf{x}}_k^-$ etrafında model doğrusallaştırılarak aşağıda özetlenen İDGKF algoritması geliştirilmiştir [1].

1. Durum uzay modeli elde edilir:

Burada önce kestirilecek ifadeler için durum uzay modeli elde edilir.

$$\mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{f}(k, \mathbf{x}_k, \mathbf{u}_k) + \mathbf{w}_k \quad (4.64)$$

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{h}(k, \mathbf{x}_k) + \mathbf{v}_k \quad (4.65)$$

Burada daha önce de belirtildiği gibi \mathbf{w}_k ve \mathbf{v}_k , kovaryans matrisleri sırasıyla \mathbf{Q}_k ve \mathbf{R}_k olan bağımsız, sıfır ortalama değerli beyaz ve Gaussyen biçimindeki sistem ve ölçme gürültüleridir.

2. Tanımlamalar yapılır:

Sonra doğrusal olmayan $\mathbf{f}(k, \mathbf{x}_k, \mathbf{u}_k)$ $\hat{\mathbf{x}}_k$ etrafında ve $\mathbf{h}(k, \mathbf{x}_k, \mathbf{u}_k)$ ise $\hat{\mathbf{x}}_k^-$ etrafında Taylor serisine birinci dereceden açılarak model doğrusallaştırılır.

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

$$\mathbf{H}_k = \left. \frac{\partial \mathbf{h}(k, \mathbf{x}_k, \mathbf{u}_k)}{\partial \mathbf{x}_k} \right|_{\mathbf{x}_k = \hat{\mathbf{x}}_k, \mathbf{u}_k} = \mathbf{H}(\hat{\mathbf{x}}_k, \mathbf{u}_k) \quad (4.66)$$

3. Başlangıç değerleri atanır:

$$\hat{\mathbf{x}}_0 = E[\mathbf{x}_0], \quad (4.67)$$

$$\mathbf{P}_0 = E\left[(\mathbf{x}_0 - E[\mathbf{x}_0])(\mathbf{x}_0 - E[\mathbf{x}_0])^T\right] \quad (4.68)$$

Hesaplamalar:

$k = 1, 2, \dots$ için aşağıdaki değerleri hesaplanır:

4. *Durum kestirim yayılım vektörün öngörülmesi:*

$$\hat{\mathbf{x}}_k^- = \mathbf{f}(k, \hat{\mathbf{x}}_{k-1}, \mathbf{u}_k) \quad (4.69)$$

5. *Durum hata kovaryans matrisin öngörülmesi:*

$$\mathbf{P}_k^- = \mathbf{F}_{k,k-1} \mathbf{P}_{k-1} \mathbf{F}_{k,k-1}^T + \mathbf{Q}_{k-1} \quad (4.70)$$

6. *Durum hata kovaryans matrisin güncellenmesi:*

$$\mathbf{P}_k = \mathbf{P}_k^- - \mathbf{P}_k^- \mathbf{H}_k^T \left[\mathbf{H}_k \mathbf{P}_k^- \mathbf{H}_k^T + \mathbf{R}_k \right]^{-1} \mathbf{H}_k \mathbf{P}_k^- \quad (4.71)$$

7. *Kalman kazanç matrisin hesaplanması:*

$$\mathbf{G}_k = \mathbf{P}_k^- \mathbf{H}_k^T \left[\mathbf{H}_k \mathbf{P}_k^- \mathbf{H}_k^T + \mathbf{R}_k \right]^{-1} \quad (4.72)$$

8. *Durum vektörün kestirilmesi:*

$$\hat{\mathbf{x}}_k = \hat{\mathbf{x}}_k^- + \mathbf{G}_k \left(\mathbf{y}_k - \mathbf{h}(k, \hat{\mathbf{x}}_k^-) \right) \quad (4.73)$$

İDGKF'nin gerçekleşmesi için durum hata kovaryans matrisi \mathbf{P} , kesin pozitif köşegen matrisi olarak seçilmelidir. Benzer şekilde durum ve ölçme hataları \mathbf{R}_k ve \mathbf{Q}_k 'nin gerçek zamanlı belirlenmesindeki güçlükler nedeniyle, uygulamada daha çok bu matrisler için sabit değerli kesin pozitif köşegen matrisler olduğu varsayımı yapılır ve değerleri *deneme-yanılma* yoluyla belirlenir [1].

TDGKF ve İDGKF *hız-algılayıcılı* ve *hız-algılayıcısız* olarak SKASM'nin durum ve parametre kestirimini gerçekleştirebilmektedir. Ancak İDGKF, TDGKF ile benzer kestirim başarımına sahip olmakla beraber, TDGKF'ye kıyasla daha az hesap yükü içermektedir. Bu da İDGKF'nin TDGKF'ye göre daha kısa sürede kestirim yapmasını sağlamaktadır. Bu nedenle, bu tez çalışmasında İDGKF tercih edilmiştir.

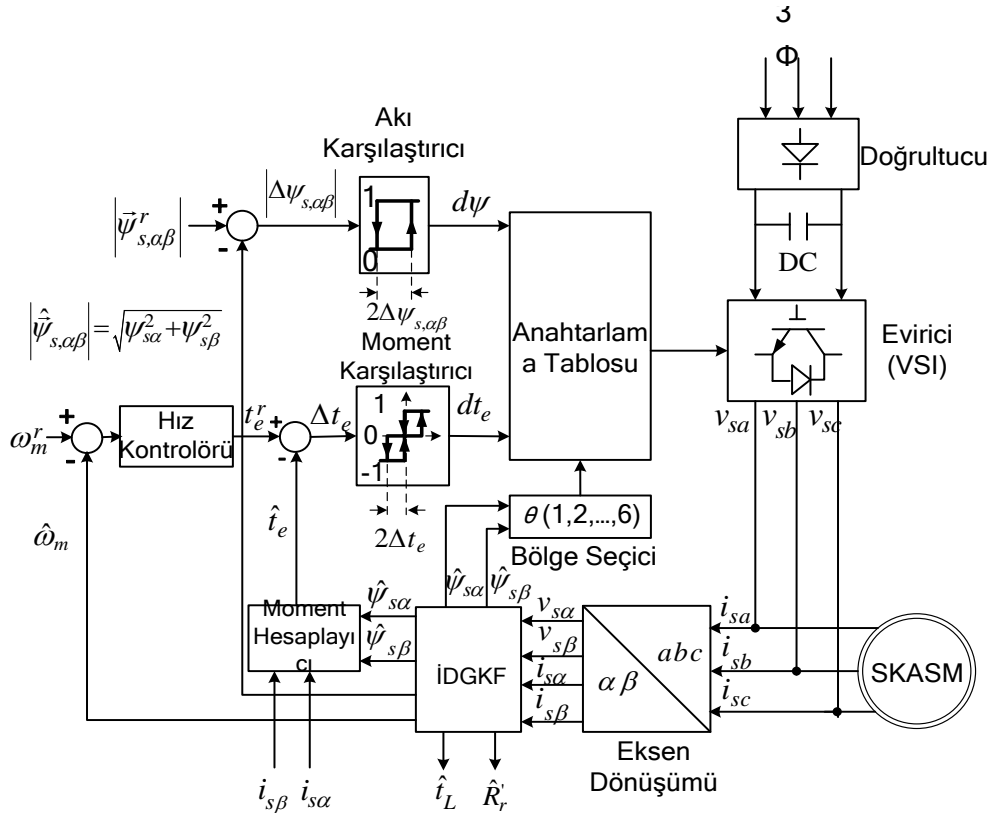
BÖLÜM V

BENZETİM VE GERÇEK-ZAMANLI DENEY ÇALIŞMALARI

Bu tez kapsamında geliştirilen İDGKF algoritması hem benzetim hem de gerçek-zamanlı deney çalışmaları ile doğrulanmıştır. Bu çalışmalara ilişkin ayrıntılar aşağıdaki bölümlerde sırasıyla açıklanmıştır.

5.1 İDGKF Tabanlı Gözlemleyici için Benzetim Çalışmaları

Benzetim çalışmaları için Şekil 5.1’de görülen hız-algılayıcısız DMK sistemi MATLAB/Simulink’te tasarlanmıştır. Burada, İDGKF ile DMK için gerekli stator akıları ve rotor hızı kestirilmektedir. Rotor direnci ve yük momentini kestirimleri, kontrol kısmında kullanılmamakla birlikte, bu parametrelerin değişimlerine karşı hız kestirim dayanıklılığını arttırmak için sadece İDGKF algoritmasında kullanılmaktadır. Ancak geliştirilecek başka kontrol yöntemlerinde bu parametreler kontrol kısmında da kullanılabilir.

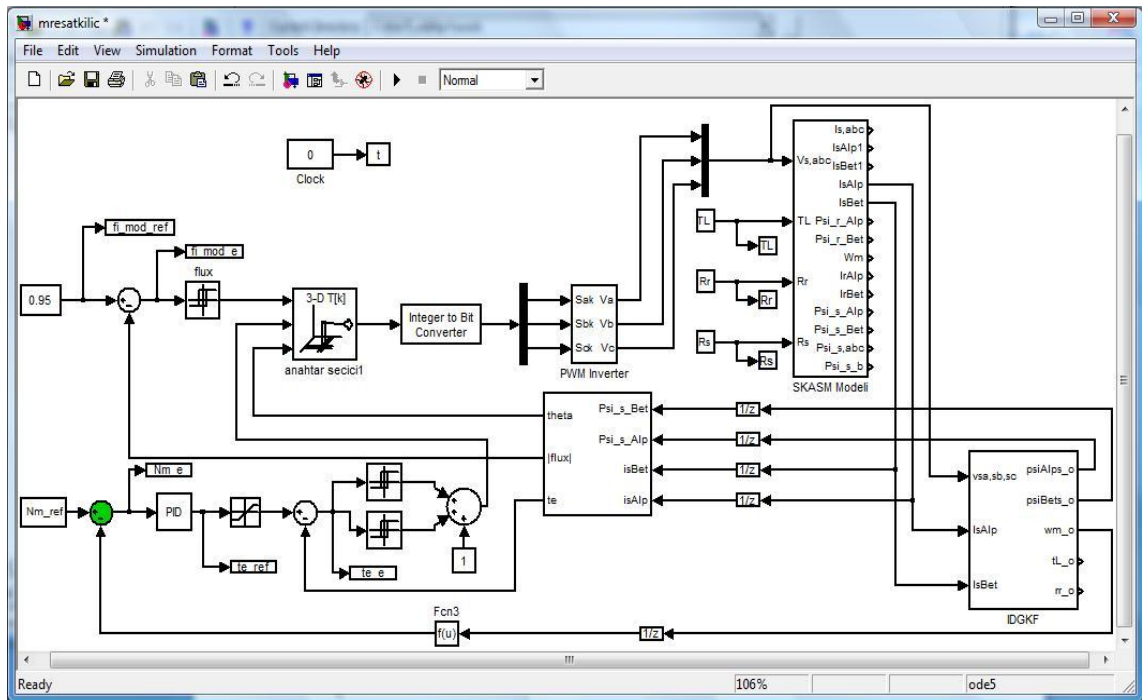


Şekil 5.1 İDGKF tabanlı hız algılayıcısız DMK

Benzetimlerde, İDGKF algoritmasının doğruluğunu göstermek ve başarımını test etmek amacıyla anma değerleri Çizelge 5.1’de verilen bir SKASM kullanılmıştır.

Çizelge 5.1 Benzetim testlerinde kullanılan SKASM’nin parametre değerleri [1]

$P[kW]$	$f[Hz]$	$J_L[kg.m^2]$	$B_L[Nm/(rad/s)]$	p_p	$V[V]$	$I[A]$
3	50	0.005	0	2	380	6.9
$R_s[\Omega]$	$R_r[\Omega]$	$L_s[H]$	$L_r[H]$	$L_m[H]$	$N_m[rpm]$	$t_L[N.m]$
2.283	2.133	0.231	0.231	0.22	1430	20



Şekil 5.2 İDGKF tabanlı MATLAB/Simulink ortamında oluşturulan SKASM modeli

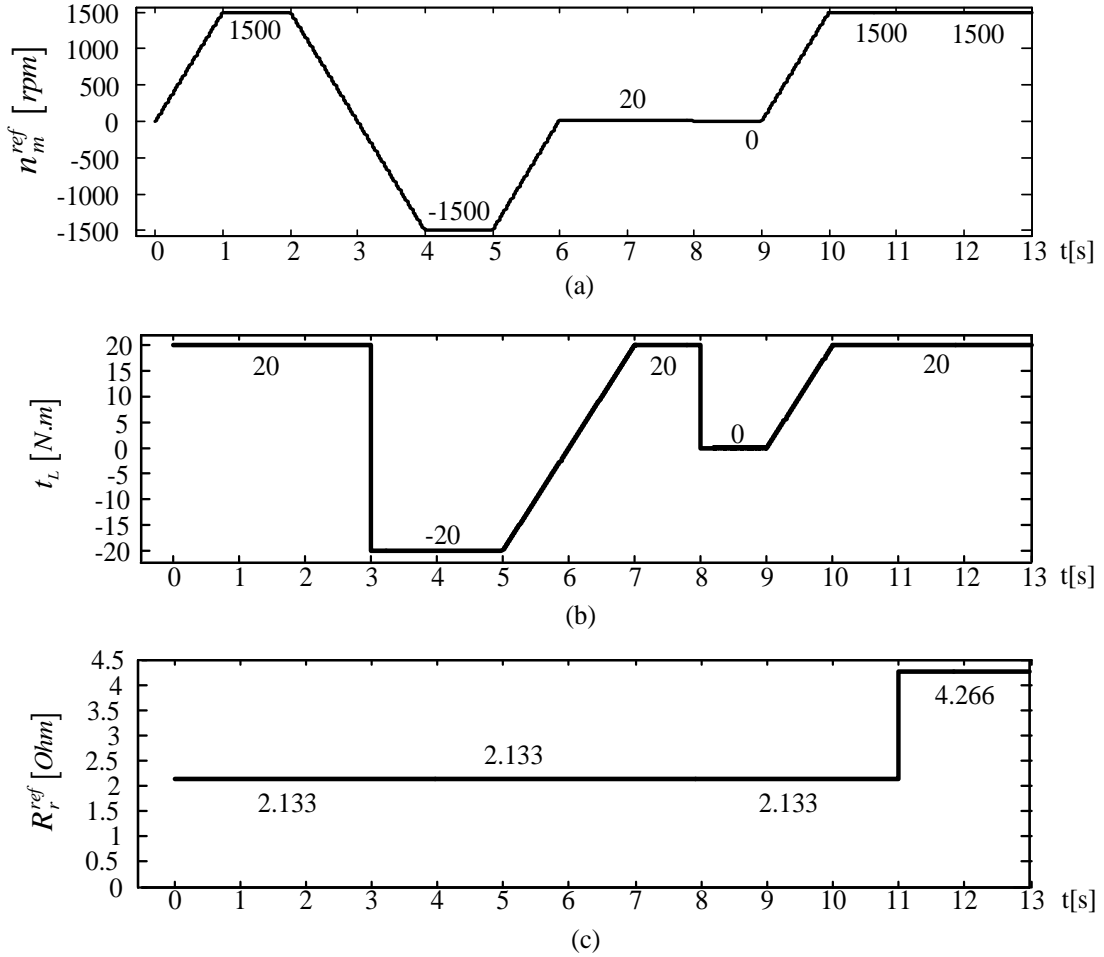
KF teorisine göre sistem gürültüsü kovaryans matrisi Q , durum hata kovaryans matrisi P ve ölçme gürültüsü kovaryans matrisi R 'nin, ilgili işaretlerin istatistiksel değerleri göz önüne alınarak hesaplanması gerekir. Ancak, uygulamada R hesaplanarak belirlenebilirken; P ve Q , kesin pozitifliği sağlamak ve hesap yükünü azaltmak üzere köşegen matris şeklinde tanımlanarak, değerleri istenilen kestirim başarımını elde etmek için ayar-parametreleri gibi düşünülerek deneme-yanılma yöntemiyle belirlenir [1]. Bu düşüncelerle, benzetimlerde kullanılan Q , R ve P aşağıdaki gibi belirlenmiştir:

$$\mathbf{Q} = \text{diag} \left[10^{-8} (\text{Wb}^2) \quad 10^{-8} (\text{Wb}^2) \quad 10^{-4} \left((\text{rad} / \text{s})^2 \right) \quad 10^{-3} \left((\text{N.m})^2 \right) \quad 10^{-5} (\Omega^2) \right]$$

$$\mathbf{R} = \text{diag} \left[10^{-3} (\text{A}^2) \quad 10^{-3} (\text{A}^2) \right]$$

$$\mathbf{P}_0 = \text{diag} \left[9 (\text{Wb}^2) \quad 9 (\text{Wb}^2) \quad 9 \left((\text{rad} / \text{s})^2 \right) \quad 9 \left((\text{N.m})^2 \right) \quad 9 (\Omega^2) \right]$$

Diğer taraftan, arzu edilen kontrol başarımını sağlamak üzere Şekil 5.1'deki akı karşılaştırıcının bant genişliği ($2\Delta\psi_{s,\alpha\beta}$) 0.02 [Wb] ve moment karşılaştırıcının bant genişliği (Δt_e) ise 0.01 [Nm] olarak seçilmiştir.

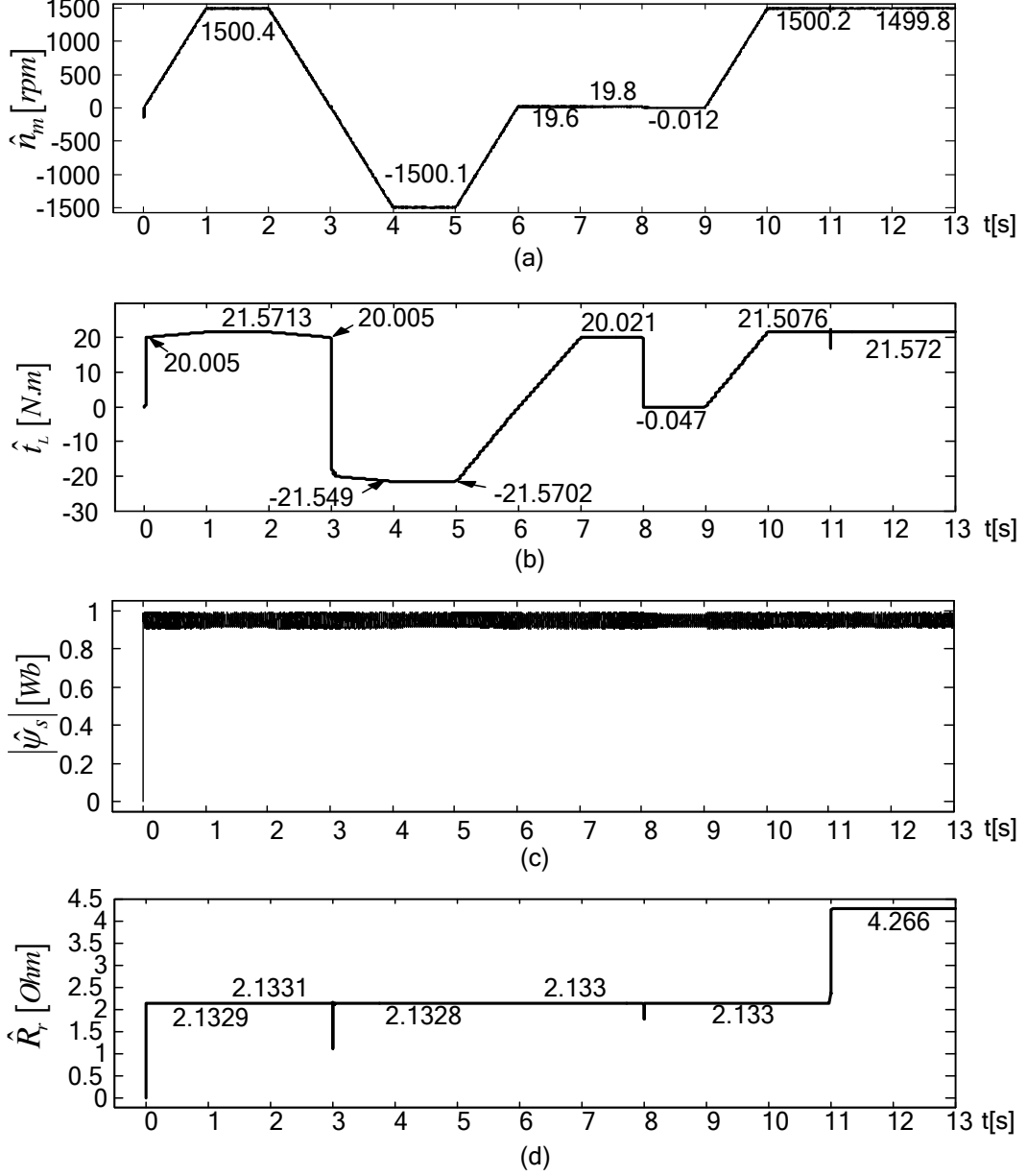


Şekil 5.3 Benzetim için seçilen referans değerler a) Rotor hızının (n_m') zamana göre değişimi. b) Yük momentin (t_L) zamana göre değişimi c) Rotor direncinin (R_r') zamana göre değişimi

Örnekleme zamanı $T = 100 \mu s$ alınarak, İDGKF ile $\{\psi_{s\alpha}, \psi_{s\beta}, \omega_m, t_L, R_r'\}$ durum ve parametrelerinin benzetim temelli olarak kestirimi için Şekil 5.3'te görülen farklı senaryolar altında gerçekleştirilmiştir. Şekil 5.3'te başarımlı testlerinde kullanılmak üzere seçilen referans hız (n_m^r), uygulanan yük momenti (t_L) ve rotor direnci (R_r')'nin $0 < t < 13$ (saniye) zaman aralığındaki değişim eğrileri görülmektedir. Oluşan yük momenti değişimlerinde, motor hem ileri hem de ters yönde dönmeye zorlanmıştır. Motor yüksek ve düşük hızlarda dönerken yük değişimlerine karşı kontrol sisteminin dayanıklılığı test edilmiştir.

Bu senaryolarda, rotor direnci anma (nominal) değerinde $R_r' = R_{rN}' = 2.133 [\Omega]$ iken $0 < t < 1$ zaman aralığında SKASM anma değeri ile yüklenerek $t_L = t_{LN} = 20 [N.m]$ doğrusal bir şekilde $0 \rightarrow 1500 [dev/dak]$ hızlandırılmıştır $n_m^{ref} = 0 + 1500t [rpm]$. $1 < t < 2$ s aralığında SKASM yüklü $t_L = 20 [N.m]$ ve sabit hızda $n_m^{ref} = 1500 [rpm]$ dönerken $2 < t < 4$ s aralığında sürücü yardımıyla hız $n_m^{ref} = -1500 - 1500(t - 4) [rpm]$ ve yük $t_L = 20 [N.m]$ terslendirilmiştir. $5 < t < 6$ s aralığında hız $n_m^{ref} = -1500 + 1520(t - 5) [rpm]$ ve yük $t_L = 20(t - 6) [N.m]$ tekrar pozitif yönde terslendirilmiştir. $6 < t < 7$ s aralığında çok düşük sabit bir hızda $n_m^{ref} = 20 [rpm]$ dönerken, doğrusal olarak yüklenmeye $t_L = 20 + 20(t - 7) [N.m]$ devam etmiştir. $7 < t < 8$ s aralığında yüklü $t_L = t_{LN} = 20 [N.m]$ ve sabit hızda $n_m^{ref} = 20 [rpm]$ dönerken, $8 < t < 9$ s'de SKASM'nin durum ve parametre kestirimleri için zorlayıcı ve özel bir durum olan sıfır hız $n_m^{ref} = 0$ ve boşta $t_L = 0$ çalıştırılmıştır. $9 < t < 10$ s aralığında doğrusal olarak hızlandırılırken $n_m^{ref} = 1500(t - 9) [rpm]$ yük de doğrusal olarak arttırılmıştır $t_L = 20(t - 9) [N.m]$. Bu andan itibaren SKASM'nin rotor direncinin değeri değiştirilerek $R_r' = 4.266 [\Omega]$ sabit yük $t_L = 20 [N.m]$ ve hızda $n_m^{ref} = 1500 [rpm]$ çalıştırılmıştır. Tüm bu çalışma senaryoları için sistemin durum ve parametre kestirimleri Şekil 5.4'te, oluşan hatalar ise Şekil 5.5 ve 5.6'da gösterilmiştir.

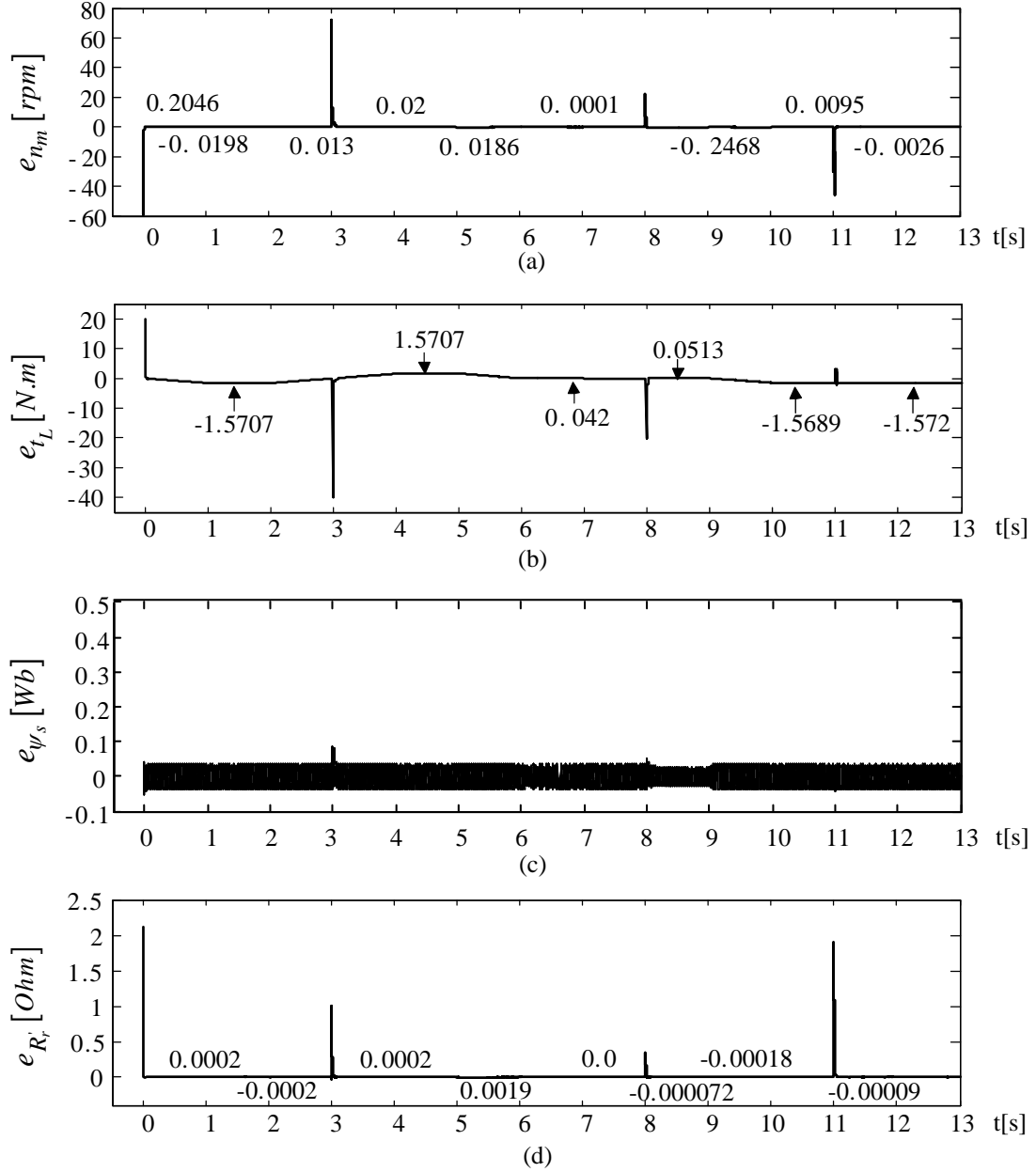
Şekil 5.4'te SKASM'nin kestirilen durum ve parametrelerine ilişkin \hat{n}_m , \hat{t}_L , $|\hat{\psi}_s|$ ve \hat{R}_r 'nin zamana göre değişimi sunulmuştur.



Şekil 5.4 İDGKF tabanlı durum ve parametre kestirimleri a) Kestirilen rotor mekanik hızın (\hat{n}_m) değişimi b) Kestirilen yük momentinin (\hat{t}_L) değişimi c) Kestirilen stator akı genliğinin ($|\hat{\psi}_s|$) değişimi d) Kestirilen rotor direncin (\hat{R}_r) değişimi

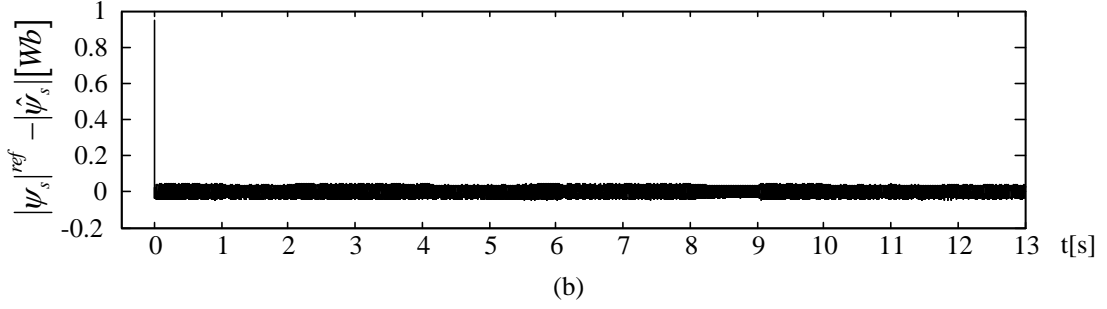
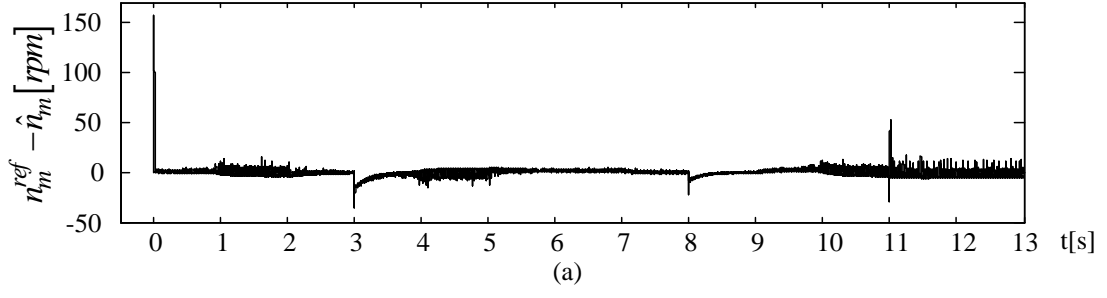
Şekil 5.3'teki zorlayıcı senaryo altında elde edilen kestirim başarımları Şekil 5.4'te ve kestirim hataları ise 5.5'te sunulmuştur. Bu şekillerden görüldüğü gibi başlangıç (0. s'de) değerleri sıfır alınarak yapılan tüm durum ve parametre kestirim değerleri ani hız

değişimlerinde, yüklü-yüksüz durumlarda ve rotor direncinin değişimleri altında çok kısa sürede, gerçek değerlerine yakınsamaktadır.

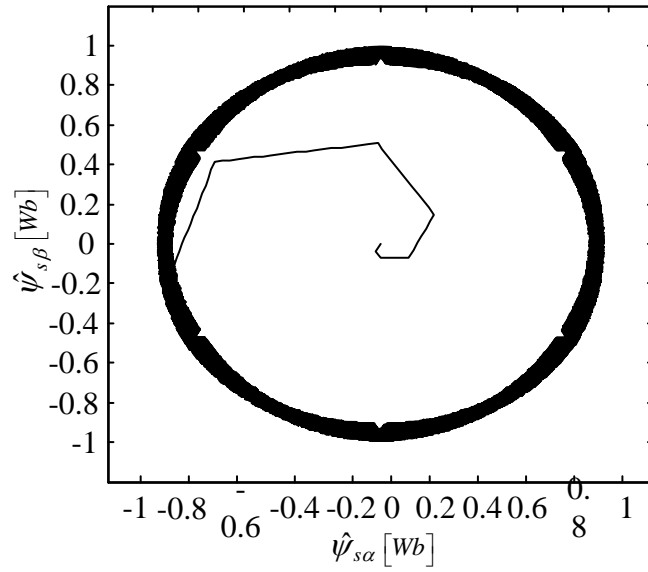


Şekil 5.5 a) Mekanik hız n_m 'nin kestirim hatasının değişimi c) Yük momentini t_L 'nin kestirim hatasının değişimi c) Stator akı genliği $|\psi_s|$ 'nin kestirim hatasının değişimi d) Rotor direnci R_r 'nin kestirim hatasının değişimi

Diğer taraftan, hız-algılayıcısız DMK sisteminin başarımı ise Şekil 5.6'da sunulan hız kontrolörü ve akı karşılaştırıcı hatalarından anlaşılmaktadır. Burada da görüldüğü gibi elde edilen hatalardan, oldukça tatmin edici bir kontrol başarımı elde edildiği anlaşılmaktadır.



Şekil 5.6 a) Hız kontrolör hatasının değişimi. b) Akı karşılaştırıcı hatasının değişimi



Şekil 5.7 Kestirilen stator akısının $\hat{\psi}_{s\alpha}$ ve $\hat{\psi}_{s\beta}$ bileşenlerinin değişimi

Şekil 5.7’de kestirilen stator akı vektörü bileşenlerinin birbirine göre değişimi görülmektedir. Beklenen bir sonuç olarak elde edilen dairesel görüntü, aralarında 90° faz farkı olan sinüzoidal değişimi ifade etmektedir.

Bu sonuçlara ilave olarak, önerilen İDGKF ile aynı amaç için tasarlanan [51]’deki TDGKF’nin hesap yükleri [62]’dekine benzer bir yöntemle karşılaştırılmıştır. Her iki algoritma aynı kontrol devresinde Şekil 5.3’teki senaryoya göre MATLAB/Simulink’te

$T=100 \mu s$ için 13 s Core 2 Duo, 2.46 GHz, 3 GB 32 bit işletim sistemi özelliklerine sahip bir bilgisayar ortamında koşturularak hesap süreleri kayıt edilmiştir (Çizelge 5.2).

Çizelge 5.2 TDGKF ve İDGKF gözlemleyicilerinin hesap zamanlarının karşılaştırılması

Yöntem	Süre [s]
[51]'deki TDGKF	15.047
İDGKF	13.937

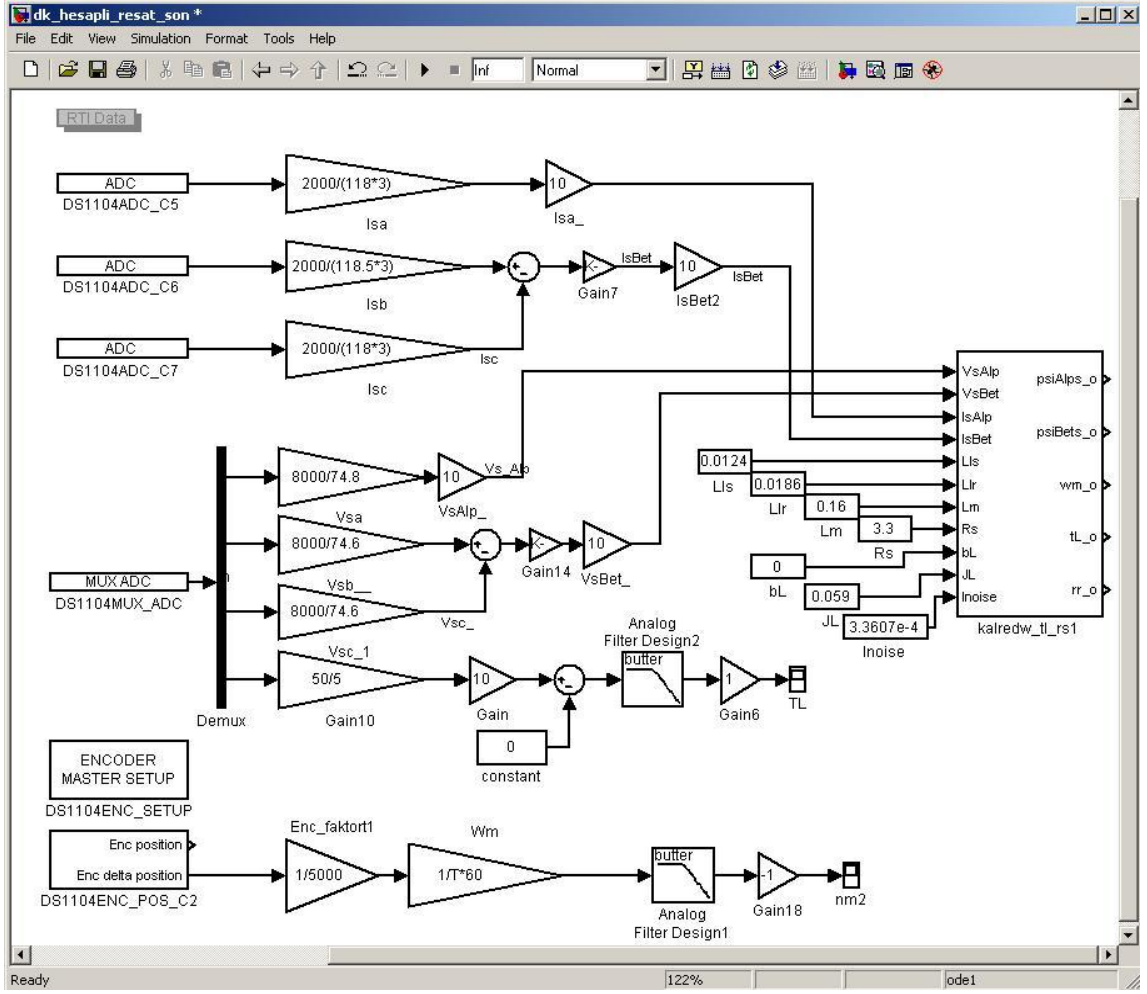
Çizelge 5.2 incelendiğinde TDGKF'ye kıyasla İDGKF'nin daha az hesap yükü içerdiği ve kestirim süresinin daha kısa sürede gerçekleştiği görülmektedir. Ayrıca yapılan benzetim çalışmaları, adım sayısının artmasına bağlı olarak her iki algoritma arasındaki hesaplama zamanı farkının da giderek büyüdüğünü göstermiştir.

5.2 İDGKF Tabanlı Gözlemleyiciler için Gerçek-Zamanlı Deney Çalışmaları

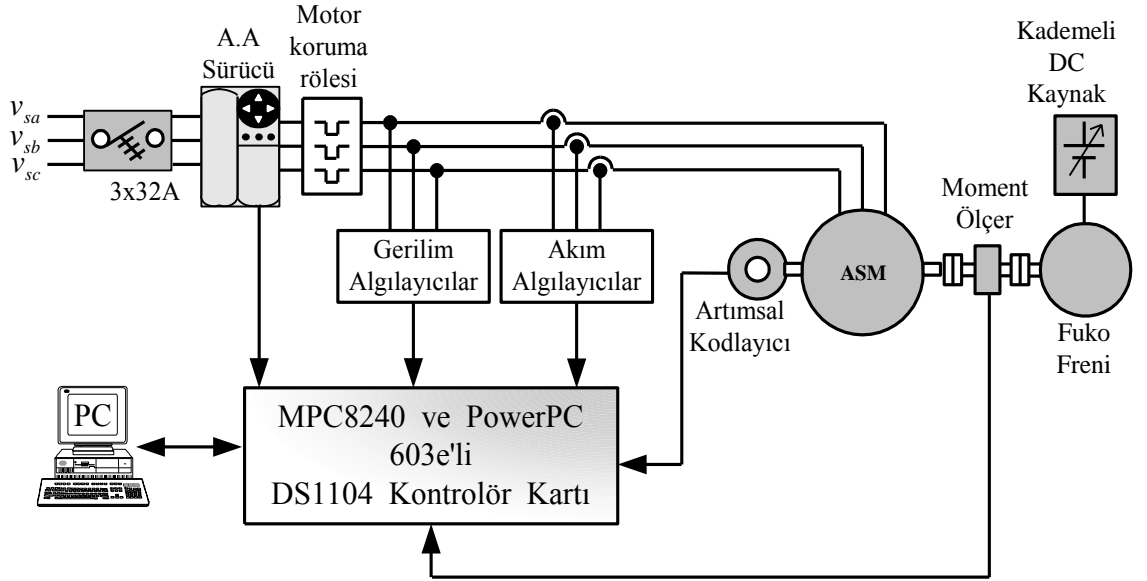
Gerçek zamanlı deney çalışmaları için Fotoğraf 5.1'de görülen deney düzeneğinden yararlanılmıştır.



Fotoğraf 5.1 Gerçek zamanlı çalışmada kullanılan deney düzeneği



Şekil 5.8 IDGKF algoritmasının gerçek-zamanlı doğrulama kodu



Şekil 5.9 ASM model ve parametrelerin gerçek zamanlı doğrulanmasına ilişkin deney düzeneği [63]

İDGKF algoritmasının gerçek-zamanlı doğrulama koduna ait blok diyagramı Şekil 5.8’de ve deney düzeneğinin elektriksel bağlantı şeması ise Şekil 5.9’da görülmektedir.

Burada;

- rotor açısal hızı ve yük momentine ilişkin gerçek değerleri elde etmek için ETH’in DBRK-50 serisi 50 [N.m]’lik moment ölçeri ve Heidenhain’nın ERN120 serisi 5000 dilimlik artımsal kodlayıcısı,
- ASM’ye sinüzoidal yerine vektör kontrolü altında elde edilmiş darbe genişlik modülasyonlu (DGM’li) besleme gerilimi uygulamak için Control Techniques’in 7.5 [kW]’lık Unidrive’ı,
- üç faz gerilim ve akımlarını ölçmek için sırasıyla LEM’in LV100-400 ve LA55-P/SP1 algılayıcıları,
- motor olarak ABANA’nın 2.2 [kW]/940[rpm]’lik SKASM’si,
- farklı yük koşullarını oluşturmak için, FEMSAN’nın 30 [N.m]’lik fuko freni,
- simulink ortamında oluşturulan algoritmaları gerçeklemek ve alınan sonuçları değerlendirmek/izlemek için, ControlDesk arayüz yazılımlı DS1104 kontrolör kartı ve kişisel bilgisayar

kullanılmıştır [63].

Daha önce kısım 5.1’de ifade edilen yaklaşımlarla elde edilmiş gerçek zamanlı deney çalışmalarında kullanılan \mathbf{Q} , \mathbf{R} ve \mathbf{P} kovaryans matrislerinin değeri ise aşağıdaki gibidir:

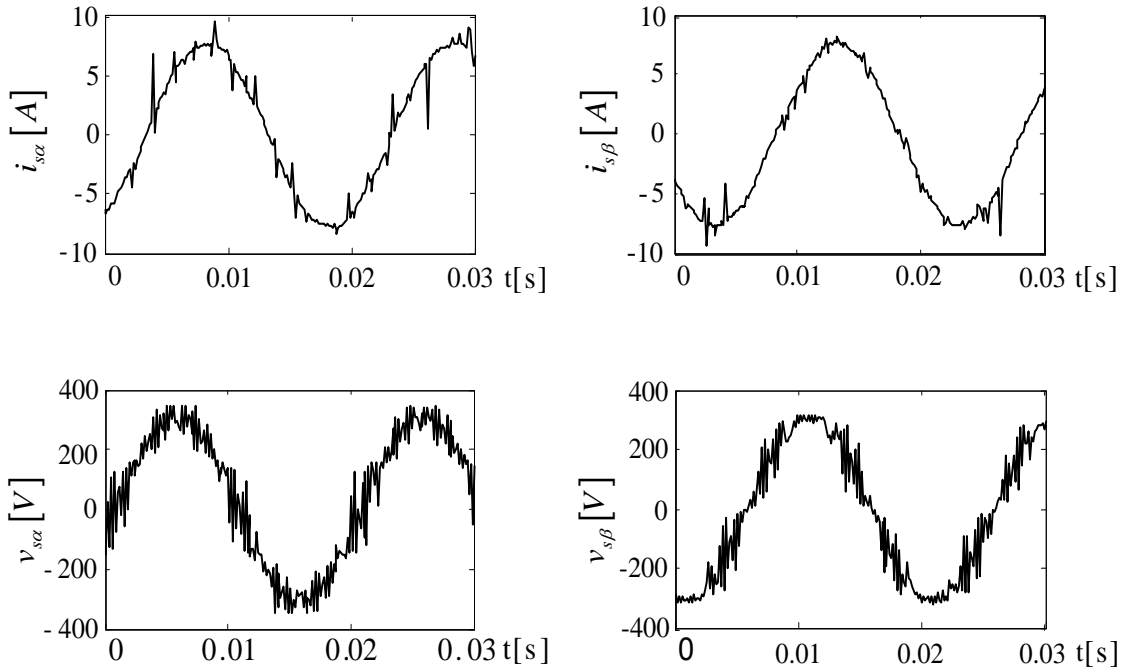
$$\mathbf{Q} = \text{diag} \left[3 \times 10^{-15} (\text{Wb}^2) \quad 3 \times 10^{-15} (\text{Wb}^2) \quad 10^{-15} \left((\text{rad} / \text{s})^2 \right) \quad 5 \times 10^{-13} \left((\text{N.m})^2 \right) \quad 5 \times 10^{-14} (\Omega^2) \right]$$

$$\mathbf{R} = \text{diag} \left[3 \times 10^{-4} (A^2) \quad 3 \times 10^{-4} (A^2) \right]$$

$$\mathbf{P}_0 = \text{diag} \left[9 (Wb^2) \quad 9 (Wb^2) \quad 9 ((rad/s)^2) \quad 9 ((N.m)^2) \quad 9 (\Omega^2) \right]$$

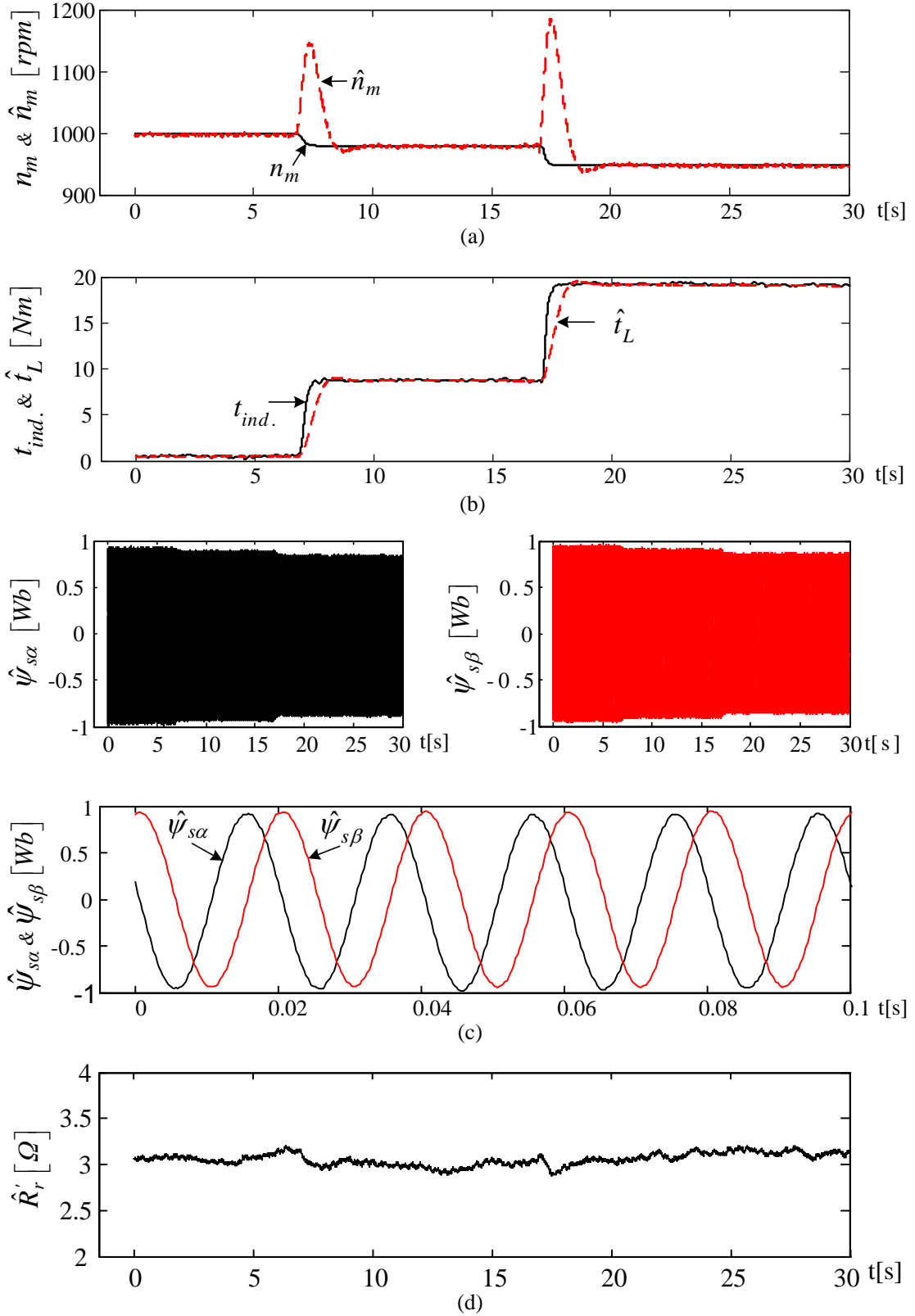
Çizelge 5.3 ASM'nin anma parametrelerinin değerleri [63]

$P [kW]$	$f [Hz]$	$J_L [kg.m^2]$	$B_L [N.m/(rad/s)]$	p_p	$V [V]$	$I [A]$
2.2	50	0.059	0	3	380	5.9
$R_s [\Omega]$	$R_r [\Omega]$	$L_s [H]$	$L_r [H]$	$L_m [H]$	$N_m [rpm]$	$t_L [N.m]$
3.3	2.88	0.0124	0.0186	0.16	940	22



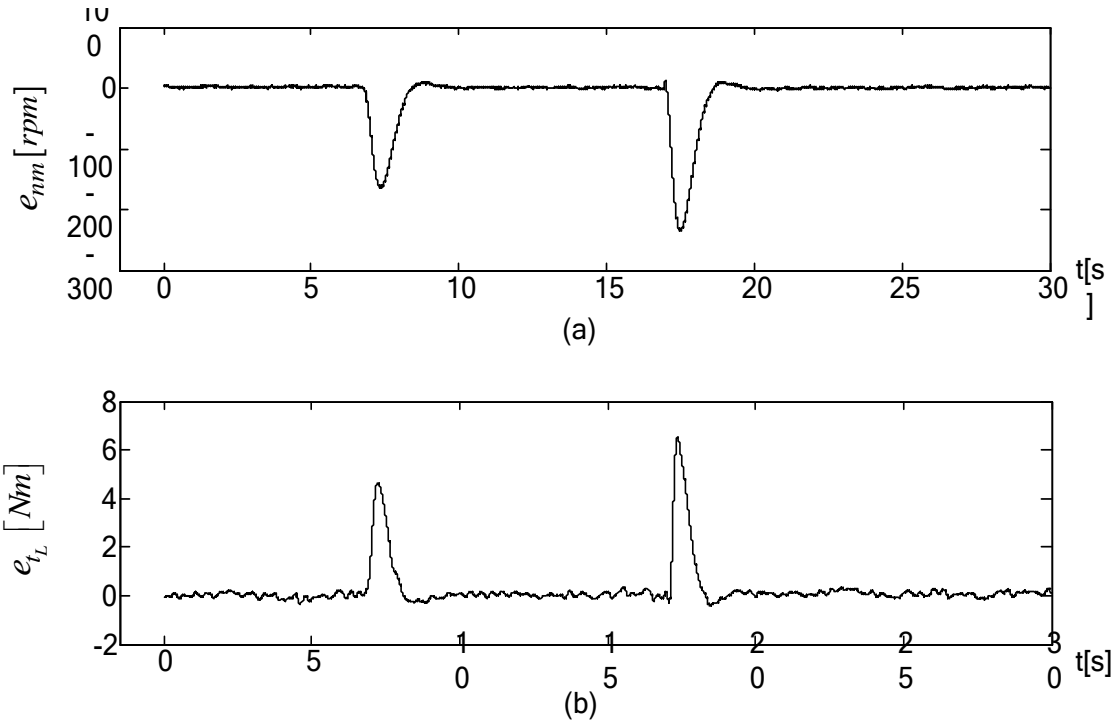
Şekil 5.10 SKASM'ye uygulanan stator akımı ve gerilimi

Şekil 5.10'daki gibi ölçülen stator gerilimi ve akımı kullanılarak bu tez kapsamında geliştirilen İDGKF ile $\{\psi_{s\alpha}, \psi_{s\beta}, \omega_m, t_L, R_r\}$ kestirimlerine ilişkin gerçek-zamanlı deney sonuçları Şekil 5.11-14'te sunulmuştur.



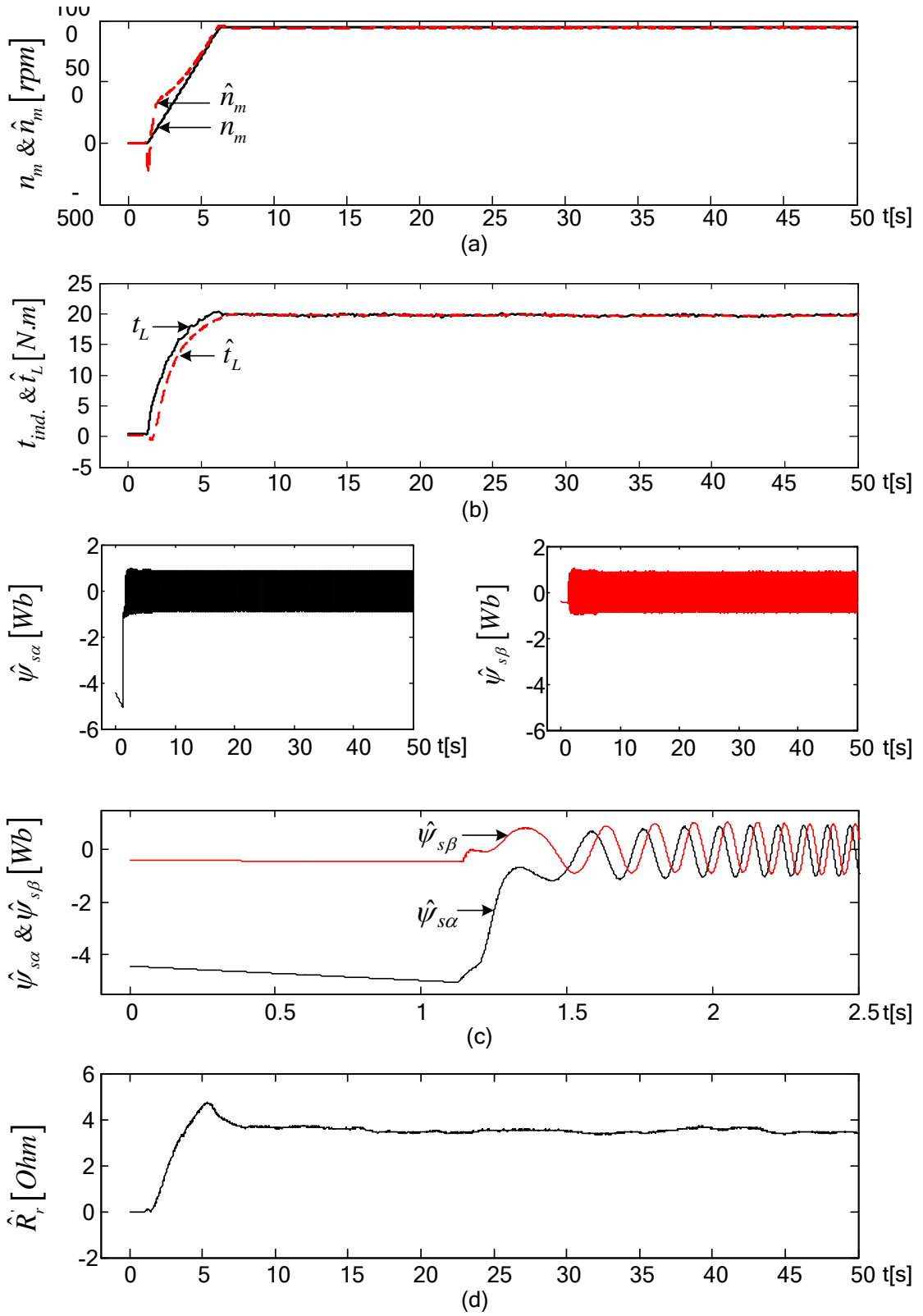
Şekil 5.11 SKASM'ye ilişkin sürekli hal için deney sonuçları a) Gerçek rotor hızı (n_m) ve kestirilen rotor hızı (\hat{n}_m) b) Motora uygulanan gerçek yük momentini (t_{ind}) ve kestirilen yük momentini (\hat{t}_L) c) Kestirilen stator akı bileşenleri (ψ_{sa} , ψ_{sb}) d) Kestirilen rotor direnci (\hat{R}_r)

Şekil 5.11'deki senaryo, SKASM anma hızında dönerken basamak şeklinde oluşturulan yük değişimlerinin bu tez kapsamında önerilen İDGKF ile izlenebileceğini göstermek için üretilmiştir. Bu şekilde yükün her artış anında, kestirilen hız çok kısa sürede istenilen değere yakınsadığı görülmektedir. Ayrıca Şekil 5.11c'de aralarında 90° faz farkı olan sinüzoidal stator akı bileşenlerinin kestirimi görülmektedir. Şekil 5.11d'de rotor direncin, beklenen değerler civarında kestirildiği görülmektedir. Rotor direnci sıcaklık ve frekanstan etkilendiği için hiçbir zaman anma değerinde kalamamaktadır. Bu nedenle beklenildiği gibi Çizelge 5.3'te verilen rotor direncinin anma değeri civarında kestirim yapılmaktadır.

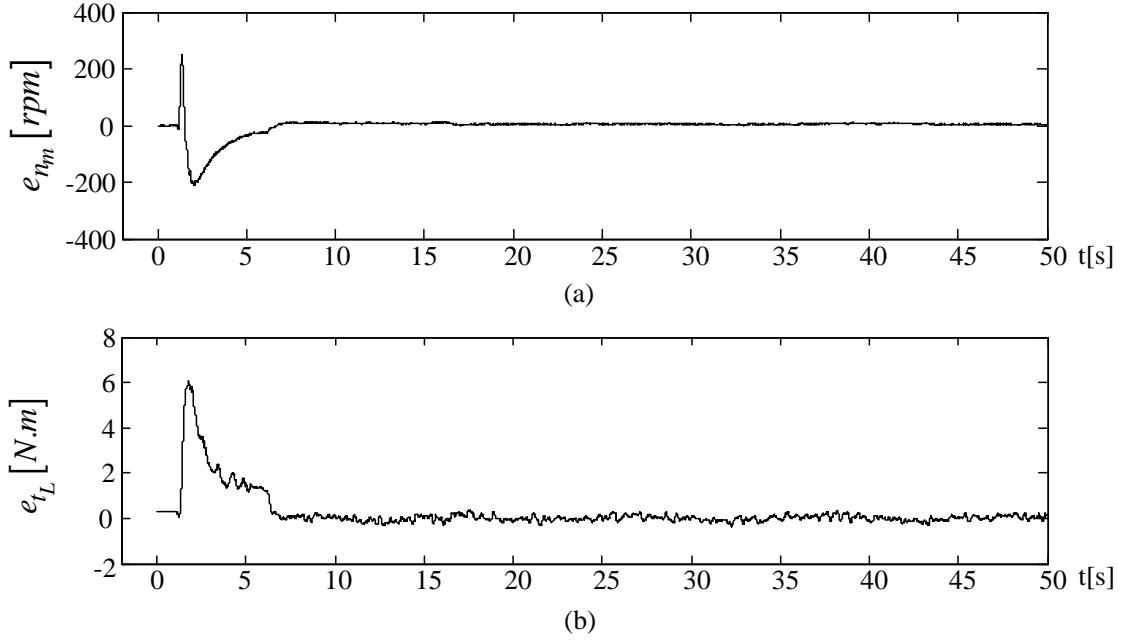


Şekil 5.12 SKASM'ye ilişkin sürekli hal için yapılan kestirim hatası a) Gerçek rotor hızı ile kestirilen rotor hızı arasındaki hata farkı b) Gerçek yük momentini ile kestirilen yük momentini arasındaki hata farkı

Şekil 5.12'de ise hız ve yük momentine ait kestirim hataları verilmiştir. Burada görüldüğü gibi yük momentinin basamak şeklindeki ani değişimlerinde ve buna bağlı olarak rotor hızında oluşan ani düşüş anlarında algoritmanın çok kısa sürede istenilen değerlere yakınsadığı ve hatayı sıfıra götürdüğü görülmektedir [Şekil 12a-b].

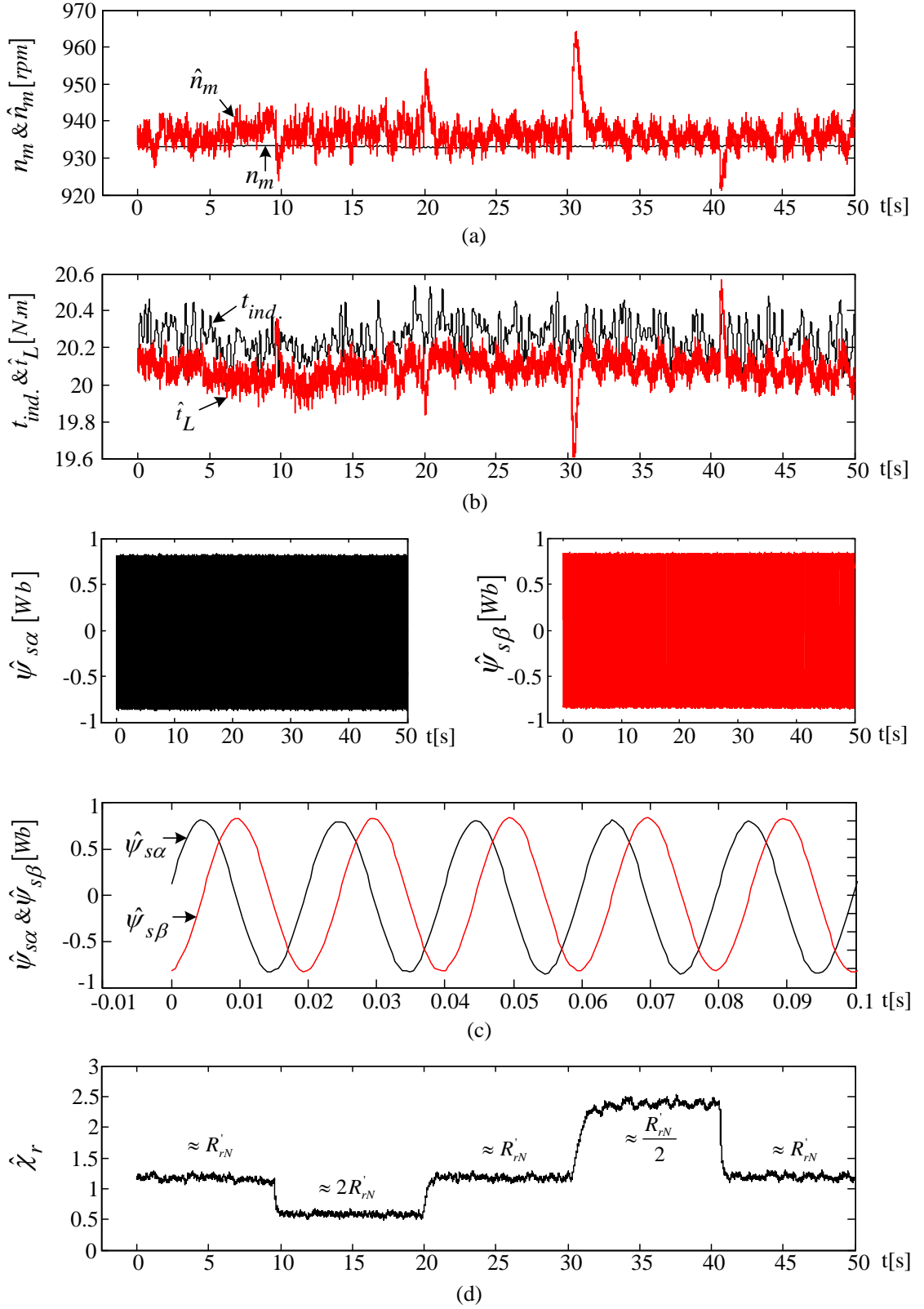


Şekil 5.13 SKASM'ye ilişkin sürekli ve geçici hal için deney sonuçları a) Gerçek rotor hızı (n_m) ve kestirilen rotor hızı (\hat{n}_m) b) Motora uygulanan gerçek yük momenti ($t_{ind.}$) ve kestirilen yük momenti (\hat{t}_L) c) Kestirilen stator akı bileşenleri ($\psi_{s\alpha}$, $\psi_{s\beta}$) d) Kestirilen rotor direnci (\hat{R}_r)



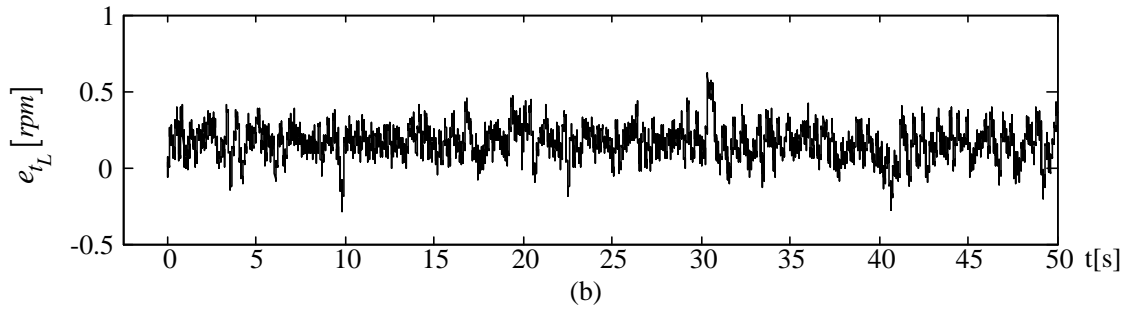
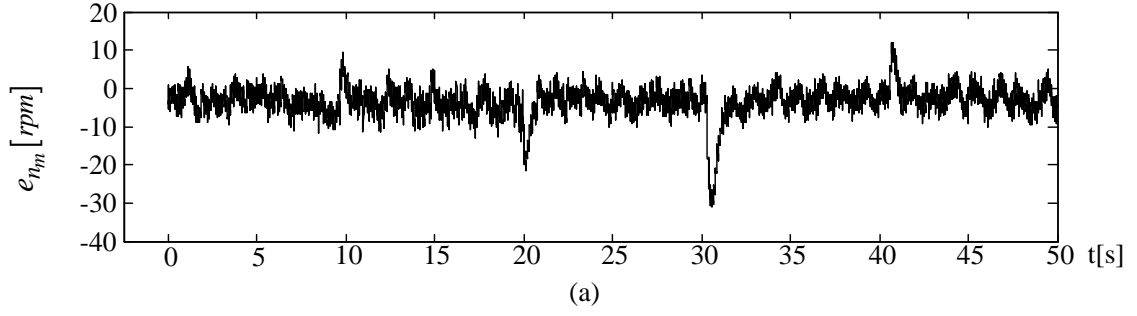
Şekil 5.14 SKASM'ye ilişkin sürekli ve geçici hal için yapılan kestirim hatası a) Gerçek rotor hızı ile kestirilen rotor hızı arasındaki hata farkı b) Gerçek yük momenti ile kestirilen yük momenti arasındaki hata farkı

Bu deney çalışmalarına ilave olarak, son senaryoda rotor direnci değişimlerini test etmek için rotor anma direnci R'_{rN} ile çarpım durumunda olan bir $\hat{\chi}_r$ katsayısı tanımlaması yapılarak ($\hat{R}'_r = \hat{\chi}_r R'_{rN}$) rotor direnci kestirimi gerçekleştirilmiştir. Bu durumda R'_{rN} bilgisinde oluşacak hatalar ya da rotor direncindeki değişimler $\hat{\chi}_r$ katsayısındaki değişimler ile dengelenmiş olmaktadır. Bu duruma ilişkin yapılan gerçek-zamanlı deney sonuçları Şekil 5.15'te görülmektedir. Burada, 9. s'ye kadar doğru R'_{rN} değeri ile algoritma kestirim yapmaktadır. Daha sonra 9. s'de R'_{rN} basamak biçiminde iki katına ($R'_{rN} = 5.76 [Ohm]$ 'a) çıkarılarak hata oluşturulmuştur. Bu hatalı bilgi $\hat{\chi}_r$ kestiriminin azalmasıyla dengelenmiştir. 20. s'de R'_{rN} tekrar anma değerine basamak şeklinde düşürülmüştür. Bu durumda $\hat{\chi}_r$ de önceki değerine dönmüştür. Daha sonra 30. s'de R'_{rN} basamak biçiminde yarı değerine ($R'_{rN} = 1.144 [Ohm]$ 'a) düşürülmüştür. Bu durumda beklenildiği gibi bu azalma $\hat{\chi}_r$ kestiriminin artmasıyla dengelenmektedir. Son olarak 40. s'de R'_{rN} tekrar anma değerine basamak şeklinde yükseltilerek bu senaryo tamamlanıyor. Elde edilen sonuçlar, rotor direnci değişimlerinin $\hat{\chi}_r$ ile dengelendiği ya da kestirilebildiğini ortaya koymaktadır.



Şekil 5.15 $\hat{\chi}_r$ ve SKASM'ye ilişkin sürekli hal için deney sonuçları a) Gerçek rotor hızı (n_m) ve kestirilen rotor hızı (\hat{n}_m) b) Motora uygulanan gerçek yük momenti (t_{ind}) ve kestirilen yük momenti (\hat{t}_L) c) Kestirilen stator akı bileşenleri ($\psi_{s\alpha}$, $\psi_{s\beta}$) d) Kestirilen rotor direnci (\hat{R}'_r)

Şekil 5.14'te de görüldüğü gibi SKASM, sabit hızda ve sabit yükte yol alırken anma rotor direncinde meydana gelen değişimler, $\hat{\chi}_r$ katsayısı ile giderilmekte ve gerçek rotor hızı ve yük momentini ile kestirilen rotor hızı ve yük momentini arasında oluşan hata farkı Şekil 5.16'da görülmektedir.



Şekil 5.16 $\hat{\chi}_r$ ve SKASM'ye ilişkin sürekli hal için yapılan kestirim hatası a) Gerçek rotor hızı ile kestirilen rotor hızı arasındaki hata farkı b) Gerçek yük momentini ile kestirilen yük momentini arasındaki hata farkı

BÖLÜM VI

SONUÇ

Bu çalışmada, TDGKF'lerdeki hesap yükünü azaltmak için SKASM'nin hız algılayıcısız DMK'sı için İDGKF tabanlı bir gözlemleyici tasarlanarak, benzetim ve gerçek-zamanlı deneylerle algoritmanın doğrulaması yapılmıştır. Önerilen İDGKF ile ölçülen stator akım ve gerilimlerini kullanarak herhangi bir yüksek frekanslı işaret eklemeksizin ASM'lerin hız-algılayıcısız DMK için gerekli tüm durumlara (stator akı bileşenleri ve rotor hızına) ilave olarak yük momenti ve rotor direnci kestirimleri gerçekleştirilebilmektedir. Tasarlanan İDGKF algoritması öncelikle DMK sistemi ile birlikte MATLAB/Simulink ortamında gerçekleştirilerek; rotor hızı, yük momenti ve rotor direncinin zorlayıcı değişimleri altında benzetimlerle test edilerek, aynı amaç için [51]'de tasarlanan TDGKF ile karşılaştırılması yapılmıştır. Eşdeğer karşılaştırma yapma üzere benzetimlerde, [51]'deki motor parametreleri ve kestirim senaryosu kullanılmıştır. Böylece benzetimlerde elde edilen sonuçlar, bu tez kapsamında tasarlanan İDGKF'nin en az [51]'deki kadar iyi başarıma sahip olduğunu ve [51]'deki TDGKF'den daha az bir hesap yükü içerdiğini ortaya koymuştur.

Diğer taraftan önerilen İDGKF, rotor hızı, yük momenti ve sanal olarak oluşturulan rotor direnci değişimleri altında gerçek-zamanlı deneylerle de doğrulaması yapılmış ve çok tatmin edici sonuçlar elde edilmiştir.

Özetle, SKASM'de yük momenti değişimleri ve ölçülemeyen rotor direnci belirsizlikleri altında mekanik hareket eşitliğini kullanarak SKASM'lerin hız-algılayıcısız DMK'sı için dayanıklı rotor hızı ve stator akısı kestirimleri sunan bir İDGKF algoritması geliştirilerek benzetim ve gerçek-zamanlı deney çalışmaları ile doğrulanmıştır. Bu yönleriyle literatürde bilinen ilk çalışmadır.

Diğer taraftan, tasarlanan İDGKF algoritması stator direnci değişimlerine karşı duyarlıdır. Bu yüzden iyi bir kestirim ve bu yüzden kontrol başarımı için stator direnci değişimlerinin de algoritmaya güncellenmesi gerekmektedir. Gelecek çalışmalar "bilinmeyen yük koşulu altında rotor ve stator direnci değişimlerine dayanıklı olacak şekilde geniş bir hız aralığı için akı ve hız kestirimi" problemine yönelik olmalıdır.

KAYNAKLAR

- [1] 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, 2005.
- [2] Bose, B.K., High performance control and estimation in AC drives, Proceedings of the 23th International Conference on Control and Instrumentation (IECON'01), 1, 564–569, 1997.
- [3] Takahashi, I. and Noguchi, T., A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor, IEEE Transactions on Industry Applications, 22 (5), 820–827, 1986.
- [4] Depenbrock, M., Direct self-control (DSC) of inverter-fed induction machine, IEEE Transactions on Power Electronics, 3 (4), 420-429, 1988.
- [5] Barut, M., Düşük–sıfır hızlarda çalışan asenkron motorların indirgenmiş dereceli genişletilmiş Kalman filtresi tabanlı hız-algılayıcısız doğrudan moment kontrolü, Otomatik Kontrol Türk Milli Komitesi Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı (TOK 2008), 1, 119-124, 2008.
- [6] Haykin, S., Kalman Filtering and Neural Networks, John Wiley & Sons Inc., New York, 2001.
- [7] Farid, N., Sebati, B., Mebarka, K. and Tayeb, B., Performance analysis of field-oriented control and direct torque control for sensorless induction motor drives, Mediterranean Conference on Control & Automation, 27–29, June 1–6, 2007.
- [8] Şahin, C., Asenkron motorlar için algılayıcısız akı gözlemleyicisi ve kontrolü, Doktora Tezi, İ.T.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul, 1997.
- [9] 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 Transaction on Industrial Electronics, 48, 609–614, 2001.

- [10] Ben-Brahim, L. and Tadakuma, S., Practical considerations for sensorless induction motor drive system, Proceeding of the 24th IEEE International Conference on Control and Instrumentation (IECON'98), 2, 1002–1007, 1998.
- [11] Bogard, D.E., Olsson, G. and Lorenz, R.D., Accuracy issue for parameter estimation of field oriented induction machine drives, IEEE Transaction on Industry Applications, 31, 795–801, 1995.
- [12] Ortega, R., Barabanov, N., Escobar, G. and Valderrama, E., Direct torque control of induction motors: Stability analysis and performance improvement, IEEE Transactions on Automatic Control, 46, 1209–1222, 2001.
- [13] Akin, E., Ertan, H.B. and Uctug, M.Y., A method for stator resistance measurement suitable for vector control, Proceedings of the 24th IEEE International Conference on Control and Instrumentation (IECON'94), 3, 2122–2126, 1994.
- [14] Al-Tayie, J.K. and Acarnley, P.P., Estimation of speed, stator temperature and rotor temperature in cage induction motor drive using the extended Kalman filter algorithm, IEE Proceedings on Electric Power Applications, 144 (5), 301–309, 1997.
- [15] Campbell, J.A., Sumner, M. and Curtis, M., An improved sensorless vector controlled induction motor drive employing artificial neural Networks for stator resistance estimation, 8th IEE International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives, IEE Conference Publ. No 475, 274–279, 2000.
- [16] Vas, P., Sensorless Vector and Direct Torque Control, Oxford University Press, Oxford, 1998.
- [17] Lorenz, R.D., Lipo, T.A. and Novotny, D.W., Motion control with induction motors, Proceedings of the IEEE, 82 (8), 1215–1240, 1994.
- [18] Jansen, P.L. and Lorenz, R.D., A physically insightful approach to the design and accuracy assessment of flux observers for field oriented induction machine drives, IEEE Transactions on Industry Applications, 30 (1), 101–110, 1994.

- [19] Holtz, J., Sensorless control of induction motor drives, *Proceedings of the IEEE*, 90 (8), 1359–1394, 2002.
- [20] Haykin, S., Pasika, H., Clothiaux, E. And Stewart, R., Neural networks for sensor fusion in remote sensing, *International Joint Conference on Neural Networks, IJCNN'99*, 4, 2772-2776, 1999.
- [21] Simoes, M.G. and Bose, B.K., Neural network based estimation of feedback signals for a vector controlled induction motor drive, *IEEE Transaction on Industry Applicaitons*, 31, 620–629, 1995.
- [22] Landau, Y.D., *Adaptive control: the model reference approach*, Marcel Dekker Inc., New York, 1979.
- [23] Schauder, C., Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers, *IEEE IAS Conj. Rec.*, 493–499, 1989.
- [24] Wenqiang, Y., Xu, C. and Jianguo, J., Speed sensorless vector control of induction motor based on reduced order extended Kalman filter, *The Fifth International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, 1, 423–426, 2003.
- [25] Pana, T. and Rusu, C., Speed and rotor flux estimation in speed sensorless control of induction motor, *Annals of Dunarea de Jos*, 2002 (1), 71-76, 2002.
- [26] Li, H., Xuhui, W. and Guilan, C., New general MRAS adaptive scheme to estimate stator and rotor resistance of induction motors, *Industry Applications Conference, Conference Record of the IEEE 41st IAS Annual Meeting*, 4, 1775–1780, 2006.
- [27] Suman, M., MRAS-based speed estimation techniques for vector controlled double inverter-fed slipring induction motor drive, *34th Annual Conference of IEEE on Industrial Electronics (IECON'08)*, 1275-1280, 2008.
- [28] Kalman, R.E., A new approach to linear filtering and prediction problems, *Transactions of the ASME-Journal of Basic Engineering*, 82, 35-45, 1960.

- [29] Kıyak, E. ve Kahvecioğlu, A., Uçuş kontrol sisteminde gözleyici kullanarak arıza tespiti, *Havacılık ve Uzay Teknolojileri Dergisi*, 2 (4), 15-22, 2006.
- [30] Kuo, B.C., *Otomatik Kontrol Sistemleri, Literatür Yayınları*, İstanbul, 2002.
- [31] Luenberger, D.G., An introduction to observers, *IEEE Transactions on Automatic Control*, 16 (6), 596–602, 1971.
- [32] Orłowska-Kowalska, T., Application of extended Luenberger observer for flux and rotor time-constant estimation in induction motor drives, *IEE Proceedings on Control Theory and Applications*, 136 (6), 324–330, 1989.
- [33] Du, T. and Brdys, M.A., Shaft speed, load torque and rotor flux estimation of induction motor drive using an extended Luenberger observer, *Proceedings of the 6th IEEE International Conference on Electrical Machines and Drives*, 376, 179-184, 1993a.
- [34] Du, T., Vas, P. and Stronach F., Design and application of extended observers for joint state and parameter estimation in high–performance AC drives, *IEE Proceedings on Electric Power Applications*, 142 (2), 71-78, 1995.
- [35] Wade, S., Dunnigan, M.W. and Williams, B.W., Improving the accuracy of the rotor resistance estimate for vector controlled induction machines, *IEE Proceedings on Electric Power Applications*, 144 (5), 285-294, 1997.
- [36] Du, T. and Brdys, M.A., Implementation of extended Luenberger observers for joint state and parameter estimation of PWM induction motor drive, *Proceedings of the 5th IEEE European Conference on Power Electronics and Applications*, 4, 439-444, 1993b.
- [37] Lin, F.J., Robust speed-controlled induction motor drive using EKF and RLS estimators, *IEE Proceedings on Electric Power Applications*, 143 (3), 186-192, 1996.

- [38] Finch, J.W., Atkinson, D.J., and Acarnley, P.P., Full-order estimator for induction motor states and parameters, IEE Proceedings on Electric Power Applications, 145 (3), 169-179, 1998.
- [39] Jaramillo, R., Alvarez, R., Urdenas, V. and Nunez, C., Identification of induction motor parameter using an extended Kalman filter, 1st International Conference on Electrical and Electronics Engineering, 584–588, 2004.
- [40] Radhakrishnan, K., Unnikrishnan, A. and Balakrishnan, K.G., EM based extended Kalman filter for estimation of rotor time-constant of induction motor, IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 3, 2434–2438, 2006.
- [41] Foulon, E., Guibert, C. and Loron, L., Reduced order electrical model extensions for induction machine temperature monitoring with extended Kalman filter, European Conference on Power Electronics and Applications, 10, 2005.
- [42] Zhang, P., Du, Y., Dai, J., Habetler, T.G. and Lu, B., Impaired-cooling-condition detection using DC-signal injection for soft-starter-connected induction motors, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 56 (11), 4642–4650, 2009.
- [43] Young-Real, K., Seung-Ki, S. and Min-Ho, P., Speed sensorless vector control of induction motor using extended Kalman filter, IEEE Transactions on Industry Applications, 30 (5), 1225-1233, 1994.
- [44] Shi, K.L., Chan, T.F., Wong, Y.K. and Ho, S.L., Speed estimation of an induction motor drive using an optimized extended Kalman filter, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 49 (1), 124-133, 2002.
- [45] Barut, M., Bogosyan, O.S. and Gokasan, M., An EKF based reduced order estimator for the sensorless control of IMs, Proceedings of 2003 IEEE Conference on Control Applications, 2, 1256–1261, 2003.
- [46] Leite, A.V., Araujo, R.E. and Freitas, D., Full and reduced order extended Kalman filter for speed estimation in induction motor drives: A comparative study, 35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 3, 2293–2299, 2004.

- [47] Leite, A.V., Araujo, R.E. and Freitas, D., A new approach for speed estimation in induction motor drives based on a reduced-order extended Kalman filter, IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE 2004), 2, 1221–1226, 2004.
- [48] Chavez-Velazquez, S., Palomares, R.A. and Segura, A.N., Speed estimation for an induction motor using the extended Kalman filter, 14th International Conference on Electronics, Communications and Computers (CONIELECOMP'04), 63–68, 2004.
- [49] Barut, M., Bogosyan, S. and Gokasan, M., EKF based sensorless direct torque control of IMs in the low speed range, Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE 2005), 3, 969–974, 2005.
- [50] Peng, L.H. and Fan, Z.Q., Research on a modified EKF for speed estimation in induction motor drives, IEEE International Conference on Integration Technology, 432–436, 2007.
- [51] Barut, M, Bogosyan, S. and Gokasan, M., Speed sensorless direct torque control of IMs with rotor resistance estimation, Energy Conversion and Management (Elsevier), 46 (3), 335–349, 2005.
- [52] Liu, H. and Zhang, Q., Research on a modified EKF for speed estimation in induction motor drives, Proceedings of the 2007 IEEE International Conference on Integration Technology (ICIT'07), 432–436, 2007.
- [53] Barut, M., Bogosyan, S. and Gokasan, M., Speed-sensorless estimation for induction motors using extended Kalman filters, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 54 (1), 2007.
- [54] De Santana, E.S., Bim, E. and Do Amaral, W.C., A predictive algorithm for controlling speed and rotor flux of induction motor, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 55 (12), 4398–4407, 2008.
- [55] Ouhrouche, M., Speed sensorless stator flux oriented control of an induction motor drive, IEEE International Conference on Industrial Technology, 1–6, 2009.

[56] Nordin, K.B., Novotny, D.W. and Zinger, D.S., The influence of motor parameter deviations in feedforward field orientation drive systems, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 21 (4), 1009-1015, 1985.

[57] Chan, C.C. and Wang, H., An effective method for rotor resistance identification for high performance induction motor vector control, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 37 (6), 477-482, 1990.

[58] Buja, G.S. and Kazmierkowski, M.P., Direct torque control of PWM inverter-fed AC motors-a survey, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 51, 4, 2004.

[59] Patino, H.D. and Liu, D., Neural network based model reference adaptive control system, *IEEE Transaction on Systems, Man. and Cybernetics, Part B: Cybernetics*, 30 (1), 198-204, 2000.

[60] Okumuş, H.İ., Improved direct torque control of induction machine drives, PhD Thesis, University of Bristol, UK, 2001.

[61] Yumuşak, S., Asenkron motorda genişletilmiş Kalman filtresi ile sensörsüz doğrudan moment kontrolü, Yüksek Lisans Tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi, İstanbul, 2008.

[62] Lee, C. and Chen, C.L., Observer-based speed estimation method for sensorless vector control of induction motors, *IEE Proceedings on Control Theory and Applications*, 145 (3), 359-363, 1998.

[63] Barut, M., Demir R. ve Gökaşan M., DS1104 kontrolör kartı ile gerçek-zamanlı olarak asenkron motor modelinin doğrulanması, Otomatik Kontrol Türk Milli Komitesi Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı (TOK 2010), Kocaeli, Türkiye, Eylül 2010 (Henüz yayımlanmak üzere kabul edildi).

