

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTUSU

**SİNCAP KAFESLİ ASENKRON MOTORLARIN ALGILAYICI Z
YÜKSEK BAŞARI MLI KONTROLÜNE YÖNELİK GENİŞLETİLMİŞ
KALMAN FİLTRESİ TASARIM VE UYGULAMASI**

**DOKTORA TEZİ
Y. Müh. Murat BARUT**

Anabilim Dalı: KONTROL VE BİLGİ SAYAR MÜHENDİSLİĞİ

Program: KONTROL VE BİLGİ SAYAR MÜHENDİSLİĞİ

AĞUSTOS 2005

**SİNCAP KAFESLİ ASENKRON MOTORLARIN ALGILAYICI SIZ
YÜKSEK BAŞARI MLİ KONTROLÜNE YÖNELİK GENİŞLETİLMİŞ
KALMAN FİLTRESİ TASARIM VE UYGULAMASI**

**DOKTORA TEZİ
Y. Mh. Mirat BARUT
(504982130)**

**Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 24 Ağustos 2005
Tezin Savunulduğu Tarih : 22 Aralık 2005**

Tez Danışmanı : Doç. Dr. Metin GÖKAŞAN
Diğer Jüri Üyeleri Prof. Dr. Tamer KUTMAN (İ. T. Ü.)
Prof. Dr. R. Nejat TUNCAY (İ. T. Ü.)
Prof. Dr. Uğur ÇELTEKLİ GİL (SAÜ)
Prof. Dr. Feriha ERFAN KUYUMCU (KOÜ)

AĞUSTOS 2005

ÖNSÖZ

Akademik yaşamın önemli bir aşaması olan doktora çalışmam yorucu, uzun ama etkin bir çalışma süreci sonunda tamamlanmış durumdayım. Bu dönem boyunca karşılaştığım bilimsel güçlükleri ve hayata ilişkin sorunları aşmamda bilgi, emek ve yardımlarını esirgemeyen, her zaman çözümleri bir yol gösterici ve arkadaş olan sevgili hocam Doç. Dr. Metin GÖKAŞAN'a; bir o kadar özveriyle çalışmamın ortaya çıkmasını sağlayan, güçlü bilimsel destek ve katkılarını her zaman tamk olduğum sevgili hocam Doç. Dr. O. Seti BOĞOSYAN'a; Hocalarımın Hocası, aldığı m ve yardımlarını yaptığı m dersleri ile düşünce ufku mu genişleten, manevi desteğini yanı sıra Control Techniques firmasının Türkiye Temsilciliği'nden sağladığı maddi destekle deneysel çalışmalarını da katkıda bulunan ve akademik yaşamım boyunca büyük bir onurla örnek alacağım sevgili hocam Prof. Dr. Tamer KUTMAN'a; Kalman Filtresi ve kontrol kuramındaki diğer konularda üstün bilgi birikimiyle çalışmalarımı her zaman destekleyen sevgili hocam Prof. Dr. Leyla GÖREN'e; tez izleme komitesinde ve tez jürisinde bulunarak beni onurlandıran sevgili hocam Prof. Dr. Nejat TUNCAY'a; deney düzeniğinin donanım gereksinimleri ni sağlayan İTÜ Bilimsel Araştırma Projeleri Birimi'ne, TEE Türk Elektrik AŞ'ye, İTÜ Elektrik Mühendisliği Bölümü Elektrik Makinaları ABD'sine ve İTÜ Uçak ve Uzay Bilimleri Fakültesi Dekanlığı'na; bilimsel ve etik değerleri yüksek ve bu değerleri cömertçe paylaşma adına çalışmam ortamı hazırlayan ve sunan -İTÜ Kontrol Mühendisliği Ailesinin diğer üyeleri- sevgili hocaları m Prof. Dr. M. Kemal SARI OĞLU'na, Prof. Dr. Atilla BİR'e, Prof. Dr. İbrahim EKŞİ'ne, Prof. Dr. Mijde GÜZELKAYA'ya, Doç. Dr. Hakan TEMELTAŞ'a, Doç. Dr. Sal man KURTULAN'a, Doç. Dr. Fuat GÜRLEYEN'e, Doç. Dr. Cevat ERDAL'a, Yrd. Doç. Dr. Fikret ÇALIŞKAN'a, Yrd. Doç. Dr. Serhat İKİZOĞLU'na, Yrd. Doç. Dr. M. Turan SÖYLEMEZ'e, sevgili Araş. Gör. arkadaşları m Yücel AYDIN'a, İlker ÜSTOĞLU'na, Engin YEŞİL'e, İ. Tolga HASDEMİR'e, Özgür KAYMAKÇI'ya, A. Fuat ERGENÇ'e, Yaprak YALÇIN'a; doktora çalışmam yapmam için gerekli resmi izinleri sağlayan NÜ Rektörlüğü ve başta Prof. Dr. Adnan GÖRÜR ve Doç. Dr. Mustafa ALKAN olmak üzere NÜ Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümünün tüm güzide çalışanları'na; sevgili yurt arkadaşı m Araş. Gör. Harun MİNDİVAN'a; diğer tüm hocalarıma ve can arkadaşları mıa ve İTÜ'de kader birliği yaptığım çalışmalarımı boyunca acı-tatlı herşeyi birlikte yaşayıp-paylaştığım ve beni m sevgili kardeşi m Araş. Gör. M. Nadir KURNAZ ve sevgili eşi Dr. Gül ay KURNAZ'a sonsuz teşekkürü bir borç bilirim.

Sevgi, ümit ve öğretileriyle ‘‘var olma’’mı sağlayan, başarımdaki en büyük katkı sahibi, herşeyi m borçlu olduğum ve her biri benim için bir onur kaynağı olan sevgili AİLEME özel ve sonsuz teşekkür ederim.

Yaptığım çalışmamın Ülkem ve tüm İnsanlık bilimine faydalı olmasını dileklerimle, saygılar sunarım.

Ağustos 2005

Yük. Müh. Mırat BARUT

İÇİNDEKİLER

KISALTMALAR	v
TABLO LİSTESİ	vi
ŞEKİL LİSTESİ	vii
SEMBOL LİSTESİ	x
ÖZET	xiii
SUMMARY	xvi
1. GİRİŞ	1
2. SİNCAP KAFESLİ ASENKRON MOTORUN DİNAMİK MODELİ	16
3. SİNCAP KAFESLİ ASENKRON MOTORA YÖNELİK YÜKSEK BAŞARIMLI KONTROL YÖNTEMLERİ	32
3.1. Vektör (Alan Yönlendirme) Kontrol	33
3.2. Doğrudan Moment Kontrol	39
3.3. Vektör Kontrol İle Doğrudan Moment Kontrolünün Karşılaştırılması	45
4. SİNCAP KAFESLİ ASENKRON MOTORUN ALGILAYICI SİZ KONTROLÜ İÇİN BELİRGİN MODEL TABANLI TEMEL KESTİRİCİ VE GÖZLEMLEYİCİLER	47
4.1. Açık-Çevrimli Akı Kestiriciler	47
4.1.1. Gerilim Model Akı Kestiriciler	47
4.1.2. Akı Model Akı Kestiriciler	48
4.1.3. Tam Dereceli Akı Kestiricisi	49
4.2. Kayma Hızı Tabanlı Hız Kestirimi	50
4.3. Modele Uyarlama Sistem Yaklaşımıyla Hız Kestirimi	51
4.4. Kapalı-Çevrimli Gözlemleyiciler	54
4.4.1. Luenberger Gözlemleyicisi	55
4.4.2. Uyarlama Akı Gözlemleyicisi	57
5. KALMAN FİLTRELERİ TABANLI GÖZLEMLEYİCİ TASARIMI	60
5.1. Optimum Kestirimi	61
5.2. Kalman Filtresi	63
5.3. Genişletilmiş Kalman Filtresi	67
5.4. Kalman Filtreleri İle İlgili Düşünceler	69
5.5. Sincap Kafesli Asenkron Motor İçin Genişletilmiş Kalman Filtresi Tabanlı Gözlemleyici Tasarımı	70
5.5.1. Genişletilmiş Kalman Filtresi Tabanlı Tez Kapsamında Yapılmış Çalışmalar	73
5.5.1.1. Önerilen Yöntem-I	74
5.5.1.2. Önerilen Yöntem-II	79
5.5.1.3. Önerilen Yöntem-III	82

5. 5. 1. 4. Önerilen Yöntem-I V	84
5. 5. 1. 5. Önerilen Yöntem- V	86
6. BENZETİM ÇALIŞMALARI	89
6. 1. Yöntem I İçin Benzetim Sonuçları	91
6. 2. Yöntem II İçin Benzetim Sonuçları	92
6. 3. Yöntem III İçin Benzetim Sonuçları	93
6. 4. Yöntem I V İçin Benzetim Sonuçları	93
6. 5. Yöntem V İçin Benzetim Sonuçları	94
6. 6. Benzetim Sonuçlarının Değerlendirilmesi	95
7. DENEY ÇALIŞMALARI	98
7. 1. Model ve Parametrelerin Doğrulanmasına İlişkin Deney Sonuçları	99
7. 2. Önerilen Tam Dereceli Geniştirilmiş Kalman Filtrelerinin Gerçeklenmesine İlişkin Deney Sonuçları	102
8. SONUÇLAR ve TARTIŞMA	107
KAYNAKLAR	109
EKLER	119
ÖZGEÇMİŞ	148

KISALTMALAR

SKAS M	: Sıncap kafesli asenkron motor
d a	: Doğru akım
a a	: Alternatif akım
VKY	: Vektör kontrol yöntemi
DMK	: Doğrudan moment kontrol
DGM	: Darbe genişlik modülasyonu
MUS	: Model uyarlanmalı sistem
KKK	: Kayma kipli kontrol
KKG	: Kayma kipli gözlemleyici
GLG	: Geniştirilmiş Luenberger gözlemleyicisi
İDGLG	: İndirgenmiş-dereceli genişleştirilmiş Luenberger gözlemleyicisi
TDGLG	: Tam dereceli genişleştirilmiş Luenberger gözlemleyicisi
YSA	: Yapay sinir ağı
GKF	: Geniştirilmiş Kalman filtresi
TDGKF	: Tam dereceli genişleştirilmiş Kalman filtresi
İDGKF	: İndirgenmiş-dereceli genişleştirilmiş Kalman filtresi
GA	: Genetik algoritma
RSAS M	: Rotoru sarı asenkron motor
DMAK	: Doğrudan moment-akı kontrol
KD	: Kullanışlı değil
KES	: Kontrol edilen sistem
KF	: Kalman filtresi

TABLO LİSTESİ

	<u>Sayfa No</u>
Tablo 3.1. Optimum gerili manat arlama tablosu	44
Tablo 3.2. Dili mlere göre stat or akısına ait farklı bileşenlerin işareti	44
Tablo 6.1. Benzetim testlerinde kullanılan SKAS M nin anma değerleri	89
Tablo 6.2. Durum değişkenleri $\{i_{sa}, i_{s\beta}, \psi_{ra}, \psi_{r\beta}, \omega_m\}$ dan SKAS M modeli ...	89
Tablo 6.3. Durum değişkenleri $\{i_{sa}, i_{s\beta}, \psi_{sa}, \psi_{s\beta}, \omega_m\}$ dan SKAS M modeli ...	90
Tablo 6.4. Gözlemeyiciler için hesap zamanlarının karşılaştırılması	96
Tablo 7.1. Deneysel deneylerle belirlenen SKAS M nin anma değerleri	101

ŞEKİL LİSTESİ

	<u>Sayfa No</u>
Şekil 2.1 : Statoru 3-fazlı ve rotoru k -fazlı olan SKAS M'nin toplu parametrelili eşdeğer devresi	17
Şekil 2.2 : Duran $\alpha\beta$ - ve dönen dq - eksenlerini stator ve rotor eksenlerine göre konumu	23
Şekil 3.1 : dq - ekseninde SKAS M'nin blok diyagramı	34
Şekil 3.2 : Alan yönlendirilmiş SKAS M'nin blok diyagramı	34
Şekil 3.3 : Rotor akısı yönlendirilmiş geleneksel doğrudan vektör kontrol sistemi	36
Şekil 3.4 : Kestirilen akının $\alpha\beta$ - ve dq - eksenlerindeki konumu	37
Şekil 3.5 : Geleneksel dolaylı vektör kontrol sistemi	37
Şekil 3.6 : Rotor akısı yönlendirilmiş geleneksel dolaylı vektör kontrol sistemi	39
Şekil 3.7 : SKAS M'nin $\alpha\beta$ - eksen takımındaki dinamik eşdeğer devresi	41
Şekil 3.8 : Stator akısı, rotor akısı ve stator akı m uzay vektörlerini bir birilerine göre konumları	41
Şekil 3.9 : Gerili mara-devreli evirici ve aktif stator gerilimi uzay vektörleri	42
Şekil 3.10 : Stator akısı uzay vektörünün kontrolü	42
Şekil 3.11 : Stator akısı uzay vektörünün dilindeki konumu ve optimum anahtarlama gerilim vektörünün seçimi. A Akı. M Moment	43
Şekil 3.12 : SKAS M için gerili mara-devreli eviricinin kullanıldığı stator akısı tabanlı DMK sürücü sistemi	45
Şekil 4.1 : Gerili mara model tabanlı stator/rotor akı kestiricisi	48
Şekil 4.2 : Akı mara model tabanlı rotor akı kestiricisi	49
Şekil 4.3 : Tam dereceli rotor akı kestiricisi	50
Şekil 4.4 : MUS ile hız kestirimi	52
Şekil 4.5 : MUS'un Doğrusal olmayan geri beslemeli sistemi gibi gösterimi	53
Şekil 4.6 : Doğrusal sistemi için tam dereceli durum gözlemleyicisi	54
Şekil 4.7 : Hız uyarlanabilir akı gözleyicisi	57
Şekil 5.1 : Ayrık-zamanlı doğrusal sistem	60
Şekil 5.2 : Tasarlanan TDGKF algoritmasının yapısı	78
Şekil 5.3 : Rotor akısı yönlendirilmiş geleneksel doğrudan vektör kontrol sistemi	78
Şekil 5.4 : Tasarlanan GKF tabanlı kestiricinin deneysel olarak test edilmesi	79
Şekil 5.5 : Stator akısı temelli geleneksel DMK sistemi	86
Şekil 6.1 : Rotor ya da stator akısı temelli ayrık SKAS M modeli	90

Şekil 7.1	: Deney düzeneği ilke şeması	98
Şekil 7.2	: Yüksüz ve kilitli-rotor deneylerine ilişkin deney düzeneği	99
Şekil 7.3	: Statör direncini belirlemek için kullanılan deney düzeneği	100
Şekil 7.4	: Model ve parametrelerin doğrulanmasına ilişkin algoritma	100
Şekil 7.5	: $\{i_{sa}, i_{sb}, \psi_{ra}, \psi_{rb}, \omega_m, t_L\}$ durum değişkenli TDGKF'ye ilişkin gerçekleştirme algoritması	102
Şekil A.1	: Parametre ve durum kestirimlerinin benzetim sonuçları	119
Şekil A.2	: Çerçök ile kestirilen arasındaki fark olarak tanımlanan kestirim hatalarına ilişkin benzetim sonuçları	120
Şekil A.3	: Doğrudan vektör kontrol sisteminde kullanılan TDGKF'ye ilişkin parametre ve durum kestirimlerinin benzetim sonuçları ...	121
Şekil A.4	: Doğrudan vektör kontrol sistemindeki kestirim ve kontrolör hatalarına ilişkin benzetim sonuçları	122
Şekil B.1	: Parametre ve durum kestirimlerinin benzetim sonuçları	123
Şekil B.2	: Çerçök ile kestirilen arasındaki fark olarak tanımlanan kestirim hatalarına ilişkin benzetim sonuçları	124
Şekil B.3	: Doğrudan vektör kontrol sisteminde kullanılan TDGKF'ye ilişkin parametre ve durum kestirimlerinin benzetim sonuçları ...	125
Şekil B.4	: Doğrudan vektör kontrol sistemindeki kestirim ve kontrolör hatalarına ilişkin benzetim sonuçları	126
Şekil C.1	: Parametre ve durum kestirimlerinin benzetim sonuçları	127
Şekil C.2	: Çerçök ile kestirilen arasındaki fark olarak tanımlanan kestirim hatalarına ilişkin benzetim sonuçları	128
Şekil D.1	: Doğrudan moment kontrol sisteminde kullanılan TDGKF'ye ilişkin parametre ve durum kestirimlerinin benzetim sonuçları ...	129
Şekil D.2	: Doğrudan moment kontrol sistemindeki kestirim ve kontrolör hatalarına ilişkin benzetim sonuçları	130
Şekil D.3	: $\hat{\psi}_{sa}$ ve $\hat{\psi}_{sb}$ yörüngesi	131
Şekil E.1	: Doğrudan moment kontrol sisteminde kullanılan TDGKF'ye ilişkin parametre ve durum kestirimlerinin benzetim sonuçları ...	132
Şekil E.2	: Doğrudan moment kontrol sistemindeki kestirim ve kontrolör hatalarına ilişkin benzetim sonuçları	133
Şekil E.3	: $\hat{\psi}_{sa}$ ve $\hat{\psi}_{sb}$ yörüngesi	134
Şekil F.1	: Deney düzeneğini farklı açılardan görüntüleri	135
Şekil G.1	: SKAS M ve modelin yükü kalışına ilişkin deney sonuçları ..	136
Şekil G.2	: SKAS M ve modele ilişkin yüksek hızda ve sürekli hal için deney sonuçları	137
Şekil G.3	: SKAS M ve modele ilişkin düşük hızda ve sürekli hal için deney sonuçları	138
Şekil H.1	: Sabit hızda basamak biçimindeki yük değişimlerinin için deney sonuçları	139
Şekil H.2	: Terslendirilen yük ve hız için deney sonuçları	140
Şekil H.3	: Çok düşük hızlar için deney sonuçları	141
Şekil I.1	: Sabit hızda basamak biçimindeki yük değişimlerinin için deney sonuçları	142
Şekil I.2	: Terslendirilen yük ve hız için deney sonuçları	143
Şekil I.3	: Rotor direnci değişimlerinin <i>Yöntem I</i> ve <i>II</i> 'deki TGKF algoritmaları üzerindeki etkilerine ilişkin deney sonuçları	144

Şekil İ.1	: Sabit hızda basamak biçimindeki yük değişimleri için deney sonuçları	145
Şekil İ.2	: Terslendirilen yük ve hız için deney sonuçları	146
Şekil İ.3	: Çok düşük hızlar için deney sonuçları	147

SEMBOL LİSTESİ

L_s	: Stator sargı endüktansı
L_R	: Rotör çevre endüktansı
R_s	: Stator faz sargı direnci
R_h	: İki çubuk arasındaki halka parçası direnci
R_ζ	: Çubuk direnci
$\psi_{sa}, \psi_{sb}, \psi_{sc}$	: Stator a, b ve c -fazlarına ilişkin hal kalam akıları
ψ_{r1}	: Rotörün 1. fazına ilişkin hal kalam akısı
θ	: Rotörün, stator α -fazi magnetik eksenine göre elektriksel konumu
v_{sa}, v_{sb}, v_{sc}	: Stator faz gerilimlerinin anı değerleri
i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}	: Stator faz akılarının anı değerleri
$i_{r1}, i_{r2}, \dots, i_{rk}$	: Rotör çevre akılarının anı değerleri
$i_1, i_2, i_3, \dots, i_k$	: Rotör faz akılarının anı değerleri
θ_m	: Rotörün, stator α -fazi magnetik eksenine göre mekanik konumu
μ_0	: Boşluğun magnetik geçirgenliği
g	: Hava aralığı
A	: Hava aralığı kesidi
N_r	: Rotör çubuk sayısı
N_s	: Stator sargı sayısı
k	: Rotör faz sayısı
p_p	: Kutup çifti sayısı
$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$	: Senkron hız
$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$	: Kayma hızı ($\omega_r \triangleq \omega_{sl} = \frac{d\theta_{sl}}{dt}$)
$\omega_m = \frac{d\theta_m}{dt}$	: Rotör milinin mekanik hızı
$\omega = \frac{d\theta}{dt}$	: Rotör milinin elektriksel hızı
M_{ss}	: Stator faz sargıları arası karşıt endüktans
M_{rr}	: Rotör çubukları arası karşıt endüktans
M_m	: Rotör ve stator arasındaki karşıt endüktansın maksimum değeri
$\mathbf{M}_{sr,abc}(\theta_m)$	: Rotörün statora endüklendiği karşıt endüktans matrisi
$\mathbf{M}_{rs,12\Lambda k}(\theta_m)$	: Statorun rotora endüklendiği karşıt endüktans matrisi
$\alpha\beta-$	: Stator α -fazi referanslı duran eksen takımı
$dq-$	: Senkron hızla (ya da genel) dönen eksen takımı
K_s, K_r	: Stator ve rotör sargı faktörleri
$\ddot{u}$	: Rotörü statora indirme katsayısı

t_L	: Yük (bozucu) moment
J_L	: Motor ve yk'n toplam eylemsizliği
B_L	: Motor ve yk'n toplam viskoz srtnm katsayısı
t_e	: Motor da endklnen elektriksel (elektromagnetik) moment
p_{in}	: Toplam giriş gücü
$\psi_{s,dq}^p, \psi_{r,dq}^p$	: dq – eksenindeki statör ve rotör akılarına ilişkin uzay vektörleri
$i_{s,dq}^p, i_{r,dq}^p$	: dq – eksenindeki statör ve rotör akımlarına ilişkin uzay vektörleri
R_s, L_s	: Statör direnç ve öz endüktans
R_r', L_r'	: Statra indirgenmiş rotör direnci ve öz endüktans
L_m	: Mknatıslanma endüktans (karşılıklı endüktans)
i_{sd}, i_{sq}	: Statör akımlarının d – ve q – bileşenleri
ψ_{rd}, ψ_{rq}	: Hal kalanan rotör akısının d – ve q – bileşenleri,
L_σ	: Statör geçi ci endüktans
σ	: Kaçak faktörü
k_T	: Moment sabiti
i_a	: Armatr akımının genliği
ψ_f	: Alan akısının genliği
T_r	: Rotör zaman sabiti
θ_{rf}	: Yönlendirilen akının $\alpha\beta$ – eksenine göre konumu
s	: Laplace operatörü
$ \phi $	: Vektörün genliği
γ_s, ρ_s	: Statör akım ve akı vektörlerinin $\alpha\beta$ – eksenine göre konumunu
ρ_r	: Rotör akı vektörünün $\alpha\beta$ – eksenine göre konumu
L_{ls}	: Statör kaçak endüktans
L_{lr}'	: Statra indirgenmiş rotör kaçak endüktans
γ (ya da ρ)	: Moment ağıs
V_d	: DA hat gerilisi
$v_1^p, v_2^p, \dots, v_8^p$	: Statra uygulanan optimum anahtarlanma gerilim vektörleri
$\gamma(\cdot)$	: Kontrol edilen akının di li mlere göre konumları
$\wedge$	: 'nın kestirildiğini ya da gzlenmiendiğini gösterir
ω_{br}	: Rotör kesme frekansı (rotör break frequency)
R_s'	: Statör geçi ci direnci
γ_0, λ	: Pozitif bir say
$x(t)$	: Durum vektörü ($\in \mathbb{R}^{n \times 1}$)
$u(t)$	: Griş (ya da kontrol) vektörü ($\in \mathbb{R}^{m \times 1}$)
$y(t)$	: Ğıkış vektörü ($\in \mathbb{R}^{k \times 1}$)
A	: Sistem matrisi ($\in \mathbb{R}^{n \times n}$),
B	: Griş matrisi ($\in \mathbb{R}^{n \times m}$)
C	: Ğıkış matrisi ($\in \mathbb{R}^{k \times n}$)
L	: Luenberger gzlemeyicisinin kazanç ya da ağırlık matrisi

$\tilde{\mathbf{x}}$	: Durum hata vektörü
$\mathbf{G}$	: Uyarlamalı aki gözlemleyicisinin kazanç ya da ağırlık matrisi
K	: SKAS M'nin kutupları ile gözlemleyici kutupları arasındaki orantı sbt
$\mathbf{x}_k$	: Ayrık durum vektörü
$\mathbf{F}_{k+1,k}$	: k . zandan $k+1$. zana $\mathbf{x}_k$ durumunu taşıyan geçiş matrisi
$\mathbf{w}_k$	: Sıfır ortalama değerli sistem gürültüsü
$E[\mathbf{w}_k \mathbf{w}_k^T] = \mathbf{Q}_k$	: Sistem gürültüsünün kovaryans matrisi
$E[\]$	: Beklenen (ortalama) değer
$\mathbf{y}_k$	: k . zanda gözlemlenen çıkış vektörü
$\mathbf{H}_k$	: Ölçme matrisi
$\mathbf{v}_k$	: Sıfır ortalama değerli ölçme gürültüsü
$E[\mathbf{v}_k \mathbf{v}_k^T] = \mathbf{R}_k$	: Ölçme gürültüsünün kovaryans matrisi
$\hat{\mathbf{x}}_k^-$	: k . zanda önceki (pri) kestirilen durum
$\hat{\mathbf{x}}_k$	: k . zanda sonraki (posteri) kestirilen durum
$\mathbf{I}$	: Birim matris
$\mathbf{G}_k$	: Kalman filtresi kazancı
$\hat{\mathbf{y}}_k$	: önceki ölçmelerden ($\mathbf{y}_1, \mathbf{y}_2, \dots, \mathbf{y}_{k-1}$ 'lerden) $\mathbf{y}_k$ 'nin kestirilmiş hali
$\mathbf{P}$	: Durum hata ya da durum vektörünün öngörülen kovaryans matrisi
$\mathbf{P}_k^-$	: k . zanda önceki kovaryans matrisi
$\mathbf{P}_k$	: k . zanda sonraki kovaryans matrisi
$\mathbf{P}_{k-1}$	: Sonraki kovaryans matrisinin geçmiş değeri
$\mathbf{f}(k, \mathbf{x}_k)$	: Doğrusal olmayan geçiş matrisi
$\mathbf{h}(k, \mathbf{x}_k)$	: Doğrusal olmayan ölçme matrisi
$\mathbf{u}_k$	: k . zandaki kontrol işareti
ξ_k	: Kontrol işaretindeki quantalama hatalarının kovaryans matrisi
$\mathcal{Q}_k$	: $\mathbf{Q}_k - \xi_k$
R'_{rN}	: Rotor direncinin anma değeri
R_{sN}	: Stator direncinin anma değeri
t_{LN}	: Yük momentinin anma değeri
λ	: Yük momenti ve sürtünme terimleri ile ilgili mekanik belirsizlikler
χ	: Rotor direnci ile ilgili elektriksel yana ilişkin belirsizlikler
P	: Anma gücü
f	: Anma frekansı
V	: Anma gerilimi
I	: Anma akımı
T	: Örnekleme zamanı
t	: Zaman
e	: Kestirilen duruma da parametre arasındaki hata

SİNCAP KAFESLİ ASENKRON MOTORLARIN ALGILAYICI SIZ YÜKSEK BAŞARI MLI KONTROLÜNE YÖNELİK GENİŞLETİLMİŞ KALMAN FİLTRESİ TASARIM VE UYGULAMASI

ÖZET

Sincap kafesli asenkron motorlar (SKAS Mler), düşük maliyetle kolay üretilebilir ve dayanıklı olması nedeniyle endüstrinin iş aygırı olarak bilinmektedir. Diğer önemli bir özelliği ise çok az ya da hiç bakım gerektirmeyen tahrik/sürücü sistem tasarımı na olanak tanımasıdır. Çok yaygın kullanımı ile birlikte bu motorlarla ilgili tek sakınca, kontrollerindeki güçlüklerdir. Bununla birlikte, 1969'da K. Hasse ve 1971'de F. Blaschke tarafından alan yönlendirme li ya da vektör kontrol yöntemi nin (AYK/ VKY nin) ve daha sonra 1984'de Takahashi ve Noguchi tarafından doğrudan moment kontrol (DMK) yöntemi nin önerilmesi ve gelişimi, bu motorların yüksek başarı mli endüstriyel uygulamalarda kullanımı na yeniden bir bakış getirmiştir.

Bu kontrol yöntemleri ile hem geçici hem de sürekli halde SKAS M'nin hız ve moment kontrolünü gerçekleştirmek mümkündür. Bununla birlikte, yüksek veri mli kontrol açısından her iki yöntem duran stator eksenindeki (Kartezyen koordinatlardaki) akının genlik ve konum bilgisinin doğru olarak bilinmesini gerektirir. Ayrıca, hız kontrol uygulamaları için rotorun mekanik hız bilgisine ihtiyaç vardır. Bu gereksinimler gelecek kısımda, aşağıda işaret edilecek yeni sorunları ortaya çıkarmaktadır.

Geleneksel yaklaşımda, rotorun açısal hızı için artımsal kodlayıcılar kullanılırken; akı vektörü, Hall etkili ya da araştırma bobinli algılayıcılardan yararlanılarak elde edilir. Bununla birlikte, ölçüm aygıtlarının kullanımı donanım karmaşıklığını ve maliyeti arttırmaktadır. Ayrıca bu algılayıcılar genellikle mekanik titreşimler, sıcaklık gibi çalışma koşullarından da olumsuz bir şekilde etkilenmektedir. Bu yüzden akı ve hız durumlarını kestiriciler ya da gözlemleyiciler yardımı ile elde etmek çok daha kullanışlıdır. Ancak, SKAS M modelinin 5. dereceden doğrusal olmayan ve zamanla değişen doğası ve özellikle modelleme hataları, parametre belirsizlikleri ve değişen çalışma koşullarından kaynaklanan sorunlar gözlemleyici tasarımı nı güçleştirmektedir.

Bir elektrik motorundaki belirsizlikler, elektriksel ve mekanik olmak üzere iki grupta sınıflandırılabilir. Stator ve rotor dirençleri sıcaklık ve frekans bağımlı oldukları için SKAS M'deki elektriksel belirsizliklerin en önemli kaynağını oluşturmaktadır. Stator direnci sıcaklıkla önemli bir şekilde değişmektedir. Diğer taraftan rotor direnci, öncelikle frekans değişiminin neden olduğu iyi bilinen "deri olayı"ndan etkilenmektedir. Bu yüzden de özellikle, rotor frekansının düşük olduğu bölgede, rotor direncinin azalan değerinin kontrol sistemi üzerinde istenmeyen bozucu etkilere neden olduğu bilinmektedir. Stator tarafı için direncin değişimi sargı sıcaklığının ölçülmesiyle ya da kestirilmesiyle belirlenebilmektedir. Ama, SKAS M'de rotor direncini belirlemede fiziksel güçlükler vardır. Bu güçlük tanıma ya da kestirim yöntemlerinin kullanımını gerekli kılmaktadır. Konu ile ilgili çeşitli çalışmaların birisinde, rotor ve stator dirençlerinin eş zamanlı kestiriminin kararsızlığa neden olduğu belirtilmekte ve

sonuç olarak, rotor belirsizliklerini kestirmek için geliştirilecek yöntemler daha etkin bir yaklaşım olarak görüldüğü ifade edilmektedir. Hız algılayıcısız vektör kontrol sisteminin başarımı yük momentleri ve sürtünme ile ilgili mekanik belirsizliklerden de etkilenmektedir. Bu nedenle, iyileşmiş bir kontrol başarımı elde etmek için, rotor direnci ve mekanik yavaş ilişkili belirsizlikler eş zamanlı olarak belirlenmeli ya da kestirilmelidir.

Sorunun çözümü için gerilim model ($V-I$) ve/veya akım model ($I-\omega$) gibi geleneksel kestirim yaklaşımlarına ilave olarak, literatürdeki en yaygın yöntemler genişletilmiş Luenberger gözlemleyicisi, modele uyarlama sistemi tam dereceli uyarlama akım gözlemleyicisi, kaynağı kontrol, yapay zeka yöntemleri ve genişletilmiş Kalman filtresi (GKF) temelli dir. Diğer yöntemlerin aksine, GKF durum ve parametre kestirimi için olası bir yaklaşım sunar. Bu yüzden, SKASM'deki mevcut model belirsizlikleri ve doğrusal olma özellikleri GKF'nin olası doğasına çok daha uygundur. Bu yöntemle, sistem süreç ve ölçme gürültülerini doğrudan hesaba katarak, nispeten kısa bir zaman aralığında parametreleri eş zamanlı olarak tam olarak gerçekleştirirken, durumların da gerçek-zamanlı kestirimini yapmak mümkündür. Bu nedenle, yöntem hesap karmaşıklığı açısından da uygun; GKF, SKASMlerin algılayıcısız kontrolünde yaygın bir uygulama bulmaktadır. GKF'deki hesap yükü sorunu ise günümüzün yüksek başarımlı mikrokontrolörleri düşünüldüğünde fazla sorun olmaktan çıkmaktadır.

Bu çalışmanın temel katkısı, sıfır hızda içeren geniş bir aralıkta hız kontrolü yapamamak üzere SKASM'lerin hız algılayıcısız DMK'sı ve doğrudan AYK'sı için elektrik ve/veya mekanik belirsizlikleri hesaba katan yeni GKF temelli kestirim algoritmalarını geliştirme ve gerçektir. Bu açıdan, hız algılayıcısız kontrol için herhangi bir yüksek frekanslı işarete gereksinim duyulmaksızın rotor direnci R_r ve/veya rotor açısal hız ω ile birlikte yük momentleri T_L 'nin eş zamanlı olarak kestirildiği GKF temelli kestirim üzerine bilinen ilk çalışmadır. Ayrıca, açısal hız sabit parametre gibi düşünüldüğü önceki GKF temelli kestirim çalışmalarından farklı olarak, bu çalışmada ω mekanik hareket eşitliğinin kullanımı ile bir durum olarak kestirilmiştir. Ayrıca, SKASMlerin algılayıcısız hız ve/veya pozisyon kontrolünde sürtünme etkilerinin de başarımlı kötüleştirildiği bilinmektedir. Yapılan çalışmada bu konuyu adreslemek için T_L 'nin kestirimi özellikle sürekli durumdaki kullon ve viskoz sürtünme etkilerini hesaba katmak üzere sabit bir parametre gibi gerçekleştirilmiştir. Önerilen GKF algoritmalarında, çıkış olarak da ölçülen statör akımlarına (duran statör ekseninde) ilave olarak statör ve/veya rotor akımları da kestirilmiştir. Ayrıca, iyileşmiş bir kestirim doğruluğu için geliştirilen GKF algoritmaları, analog sayısal dönüştürücü (analog dijital converter - ADC)'deki sınırlı kelime uzunluğundan kaynaklanan kontrol girişi hatasını da dikkate almaktadır. İlave olarak, geliştirilen kestirim şemalarını daha gerçekçi bir yaklaşımla değerlendirmek için a.a sürücüsü ile darbe genişlik modülasyonlu (puls with modulation - PWMli) gerilimler SKASMye uygulanmıştır. Son olarak kestirimler, sıfır hızda sürekli çalışmayı da içeren geniş bir hız aralığındaki başarımlı kapsayacak şekilde yükün (hız ile doğrusal ve basamak biçimli) ve hızın ani değişimleri altında deneysel ve/veya benzetimlerle zorlanmıştır. Önceki çalışmalarla karşılaştırıldığında, durumlarının başlangıç değerleri sıfır alınıp hiçbir ön bilgi gerektirmeyen kestirim şemalarının tatmin edici başarımlı, belirsiz yükler ve/veya değişen rotor direncinde gösterilirken, yukarıda açıklanan koşullar altında çok düşük akım ve hız kestirim hataları elde edilmiştir.

Bu tez aşağıdaki gibi düzenlenmiştir:

Bölüm 1’deki giriş’ten sonra, Bölüm 2’de kestirilecek durumlara göre SKAS M için bir model türetilmiştir. Bölüm 3, SKAS M’nin yüksek başarımlı kontrol yöntemlerini sunmaktadır. Bölüm 4’de, SKAS M’nin belirgin modelini kullanan yaygın kestiriciler ve gözlemeyiciler açıklanmıştır. Kalman filtresi ve önerilen GKF algoritmaları Bölüm 5’de geliştirilmiştir. Çeşitli senaryolar için benzetim ve deney sonuçları sırasıyla Bölüm 6 ve 7’de verilmiş ve son olarak, sonuç ve gelecek yönlendirmeler Bölüm 8’de sıralanmıştır.

EXTENDED KALMAN FILTER DESIGN AND APPLICATION FOR SENSORLESS HIGH PERFORMANCE CONTROL OF SQUIRREL CAGE INDUCTION MOTORS

SUMMARY

Squirrel cage induction motors (SCIM) are the well known work horses of the industry. This is due to their low cost, easy-to-manufacture and longevity features. Another attraction is that the motor/drive system requires very little or no maintenance. The only drawback holding these motors behind from an even more abundant use is difficulties in their control. However, the invention and development of field vector oriented control (FOC) by K Hasse in 1969 and F. Blaschke in 1971, and by the introduction of direct torque control (DTC) by Takahashi and Naguchi have brought good solutions to the use of these motors in high performance industrial applications.

By using these control methods, it is possible to achieve the velocity and torque control of squirrel cage type IM both in the transient and steady-state. However, To achieve high efficiency control, both FOC and DTC require the accurate knowledge of the amplitude and angular position of the flux with reference to the stationary stator axis (in Cartesian coordinates). Additionally, information on the rotor angular velocity is required for velocity control applications. These requirements opens new problems which will be addressed below in the next section.

In the conventional approach, the flux vector is obtained utilizing the Hall effect or search coil sensors, while incremental encoders are used for rotor angular velocity. However, a problem with the utilization of measurement devices is the increased hardware complexity and cost. Additionally, those sensors are usually affected by mechanical vibrations, high temperatures, etc. of the operating environment; thus, it is often more practical to attain the states by observers or estimators. However, the fifth-order nonlinear and time-varying nature of the mathematical model of the IM poses some problems in the observer design, mainly arising from modeling errors, parameter uncertainties and changing operating conditions.

Uncertainties in an electric motor can be classified in two groups—electrical and mechanical. The stator and rotor resistances are the most important sources of electrical uncertainty in a squirrel-cage IM due to their dependence on temperature and frequency. The stator resistance varies significantly with temperature. On the other hand, the rotor resistance is affected predominantly by the variation of frequency, resulting in the well-known "skin effect". Thus, the decreasing value of rotor resistance, particularly in the low rotor frequency region, is known to give rise to disturbance, which has undesirable effects on the control system. For the stator side, the variation of the resistance could be determined by measuring or estimating the winding temperature; but there are physical difficulties in determining the rotor resistance in a squirrel cage IM. This difficulty imposes the requirement for identification or estimation techniques. There have been several studies considering this issue; one of these studies, the simultaneous estimation of rotor and stator

resistances has been stated to cause instability; consequently, developing methods to estimate rotor uncertainties appear to be a more effective approach. The performance of speed sensorless vector control systems is also affected by mechanical uncertainties related to load torque and friction. Therefore, uncertainties related to the rotor resistance and the mechanical side should be identified or estimated simultaneously to achieve an improved control performance.

For the solution of the problem in addition to the conventional estimation approaches such as the voltage (V-I) model and/or the current (I- ω) model estimators, the most common methods in the literature are based on extended Luenberger observer, model reference adaptive system, full-order adaptive flux observer, sliding mode control, artificial intelligence techniques and Extended Kalman Filter (EKF). As opposed to the other techniques, EKF takes a stochastic approach for the state and parameter estimation; thus, model uncertainties and nonlinearities inherent to IMs are well-suited to the stochastic nature of EKF. offers some significant advantages over the other methods. With this method, it is possible to make the on-line estimation of states while simultaneously performing identification of parameters in a relatively short time interval, also taking system process and measurement noises directly into account. This is the reason why EKF has found wide application in the sensorless control of IMs, in spite of its computational complexity. This problem also poses a less challenging obstacle considering the high performance microcontrollers of our day.

The major contribution of this study is the development and implementation of new EKF based estimation algorithms that take electrical and/or mechanical uncertainties into account for the speed sensorless DTC and direct FOC of IMs, aiming velocity control over a wide speed range, also including zero speed. In this regard, this is the first known study on EKF based estimation for speed sensorless control, for which the rotor resistance, R_r' and/or the load torque, t_L together with the rotor angular velocity, ω are estimated simultaneously without the need for injecting high frequency signals. Also, unlike previous EKF based estimation studies taking the angular velocity into consideration as a constant parameter, in this study, ω is estimated as a state with the utilization of the equation of motion. Friction effects are also known to deteriorate performance in the sensorless velocity and/or position control of IMs. To address this issue in this study, the estimation of t_L is performed as a constant, to account for friction effects, - particularly Coulomb and viscous friction at the steady-state. In the proposed EKF algorithms, the stator and/or rotor flux components are also estimated, in addition to the stator currents (referred to the stationary stator frame), which are also measured as output. Also, for an improved estimation accuracy, the EKF algorithms take into consideration the control input error, arising due to the limited word-length of the ADC. Additionally, for a more realistic evaluation of the developed estimation schemes, PWM input voltages have been applied to the IM via the ac drive. Finally, the estimators are forced experimentally and/or with simulations under instantaneous load (linear with velocity and step-type) and velocity variations, covering the performance over a wide speed range as well as during persistent operation at zero speed. Very low current and velocity estimation errors have been obtained under the above mentioned challenges, while a satisfactory performance of the estimation schemes requiring no a priori information on the states with their initial values taken as zero has been demonstrated at uncertain loads and/or varying rotor resistance when compared to previous studies.

This thesis is organized as follows:

After the introduction in Section 1, a model is derived in Section 2 for the IM in terms of the states to be estimated. Section 3 presents the high-performance control methods of the IM in Section 4, common estimators and observers using the deterministic model of the IM in the literature are described. The Kalman filter and proposed EKF algorithms are developed in Section 5. The simulation and experimental results for several scenarios are given in Section 6 and 7 respectively and finally, the conclusions and future directions are listed in Section 8.

1. GİRİŞ

Birçok endüstriyel uygulamada kademeli ya da değişken hız ve/veya momente gereksinim duyulur (Barut, 1997). Bu gereksinimler ise, elektrik motorlarının hız/ moment kontrolü ile sağlanmaktadır. Bu noktada, uygulamalara yönelik elektrik motorunun seçimi ve bu motorun istenilen doğrulukta kontrolü çok önemlidir (Bezsky ve Kreitzer, 2003). Sıncap kafesli asenkron motorlar (SKAS Mler) eşdeğeri diğer motorlara özellikle serbest uyarmalı doğru akım (da) motorlara kıyasla; daha sağlam, daha güvenilir, daha ucuz olması, çok daha az bakım gerektirmesi ve yüksek hız uygulamalarına daha uygun olması yönüyle önemli bir ayrıcalığa sahiptir. Bununla birlikte, iki girişli ve sadece üç durum değişkeninin ölçmeye uygun olduğu 5. dereceden doğrusal olmayan diferansiyel eşitliklerle tanımlanabilen SKAS M doğrusal olmayan sistemler içerisinde de teorik olarak ilginç ve uygulamaya dönük önemli bir sınıfı temsil etmektedir (Ortega ve diğ 2001). SKAS Mler, yüksek dereceden doğrusal olmayan bu dinamik modelinin yanı sıra (Bose, 1997); model parametrelerinin zamanla değişmesi ve bilinmeyen yük (bozucu) koşulları altında doğrusal olmayan kontrol için bir *benchmark* örneğini oluşturmaktadır (Ortega ve diğ 2001). Tüm bu nedenler, SKAS M'nin kontrol sistemi (sürücü sistemi) tasarımı güçleştirilmekte ve başarımlı düşürmektedir. Ancak, bu motorların daha dayanıklı ve ekonomik olması, yüksek başarımlı kontrol ve kestirim teknolojisinin (Bose, 1997) sürekli ve hızlı gelişimine yol açmıştır.

Sıncap Kafesli Asenkron Motor için Kontrol Yöntemleri

Yarı iletken teknolojisinin ilerlemesiyle birlikte önce açık-çevrimli ve kapalı-çevrimli skalar kontrol teknikleri geliştirilmiştir (Bose, 1997). Bu teknikler sürekli sinüsoidal hal çalışmasına yönelik olup, geçici halde motorun kontrolü gerçekleştirilemediği için orta dereceli bir başarımlı (Holtz, 2002) sahiptir.

Daha sonra 1969'da K. Hasse ve 1971'de F. Blaschke tarafından "alan yönlendirilmiş kontrol" ya da "vektör kontrol"ünün ortaya atılması ve SKAS M'nin serbest uyarmalı da motor gibi kontrol edilebileceğinin gösterilmesi; alternatif akım (a.a) sürücülerin

yüksek başarımlı kontrolüne, yeniden bir bakış getirmiştir (Bose, 1997). Ancak bu tekniğin uygulanması, geri-besleme işaretlerinin işlenmesi ve gerçekleştirilmesinin oldukça karmaşık olması nedeniyle, mikroişlemcilerin ve güç elektroniği devrelerinin gelişimine kadar gecikmiştir.

Vektör kontrol yöntemleri (VKY'ler), doğrudan ve dolaylı (kayma frekansı kontrollü) olmak üzere iki grupta sınıflandırılabilir (Doki ve diğ., 1993; Lin ve diğ., 1998a; Tadakuma ve diğ., 1997). Bu yöntemler sırasıyla geri-beslemeli ve ileri-beslemeli yöntemler olarak da isimlendirilir (Bose, 1997; Lin ve diğ., 1998a; Tadakuma ve diğ., 1997). Yöntemler arasındaki fark, kestirilen ya da yönlendirilen akının, $\alpha\beta$ -duran statör ekseninde (kartezyen koordinatlar da) ya da bu akı ile aynı hızda dönen dq - ekseninde (kutupsal koordinatlar da) hesaplanması dan kaynaklanmaktadır (Doki ve diğ., 1993). En temel ayırt edici özellik SKASM'nin aynı zamanda bir *durumu* olan akı vektörünün $\alpha\beta$ -duran statör eksenine göre konumunun elde edilmesi ya da biçimidir.

Diğer taraftan, VKY'lerin karmaşıklığını azaltmak ve dinamik cevabını iyileştirmek için de son 30 yıldır yoğun çalışmalar yapılmaktadır. Bunlar arasında 1984'de Takahashi ve Noguchi tarafından önerilen doğrudan moment kontrol (DMK) (Direct Torque Control –DTC) yöntemi (Takahashi ve Noguchi, 1986), VKY'lere kıyasla daha basit bir kontrol stratejisine ve daha iyi bir dinamik başarıma sahip olduğu için oldukça ilgi görmüştür.

DMK, referans değer ile ölçülen ya da kestirilen değer arasındaki fark olarak tanımlanan akı ve moment hatalarını belirlenen sınırlı bant içerisinde tutmak amacıyla, uygun/en iyi (optimum) evirici anahtarlar durumlarının doğrudan seçimine dayanır (Casadei ve diğ., 2002). VKY'lerden farklı olarak bu yöntemde akı ve moment kontrolörleri yerine histerisiz bantlı karşılaştırıcılar kullanılır. Koordinat dönüşümü ve darbe genişlik modülasyonu (DGMli) işaret üretici yerine ise evirici durumlarını kontrol etmek üzere bir anahtarlar tablosu (switching look-up table)'ndan yararlanılır.

Her iki yöntem statör, rotor ve hava-aralığı akısı temelli olarak tasarlanabilmektedir (Vas, 1998). Ancak geleneksel olarak, VKY'lerde, akı ve momentin birbirinden bağımsız olarak kontrol edilebilmesini sağlayan rotor akısı, DMK'da ise parametre bağımlılığı daha az olan statör akısı tercih edilmektedir.

Günümüzde, hemgeçici hemde sürekli halde SKAS M'nin akı ve momentini (ya da rotor hızını) kontrol etmek üzere tasarlanmış vektör kontrollü ve DMK'lı sürücüler endüstride yaygın olarak kullanılmaktadır (Vas, 1998).

Vektör ve Doğrudan Moment Kontrol için Gereksinimler

Hem VKY'lerde hemde DMK'da kontrol edilen akının genliği ile birlikte stator duran eksenine göre konum bilgisinin ve hız kontrol uygulamaları için rotor mekanik hızının, doğru olarak bilinmesi gerekir.

Akı vektörü, hava aralığının α - ve β - eksenlerine yerleştirilen Hall algılayıcılarla ölçülebilir. Ancak bu yöntem yüksek hızlarda belli bir başarıma sahip olması ile birlikte bazı sakıncaları vardır. Bu sakıncalar aşağıdaki gibi sıralanabilir (Şahin, 1997):

- Hava aralığı akısının ölçülmesini sağlayan akı algılayıcıların yerleştirildiği bir SKAS M standart olarak endüstride üretilmediği için, bu işlem uygulamaya özel, SKAS M'ye fiziksel müdahale sonucunda güçlkle yapılabilir değildir.
- Hava aralığına yerleştirilen bu algılayıcılardan alınan ölçme işareti, SKAS M'nin çalışma koşullarından (örneğin sıcaklık gibi...) olumsuz bir şekilde etkilenmekte, bu da ölçülen büyüüğün hatalı olabileceği anlamına gelmektedir.
- Gerek kullanılan akı algılayıcılarının kendi maliyeti gerekse de bu algılayıcıların SKAS M'ye yerleştirme işlemi özel bir üretim olduğundan, kontrol sisteminin maliyeti önemli bir şekilde artmaktadır.

Diğer taraftan, rotor mekanik hızının belirlenmesinde tacho generatör ya da turletre gibi konum algılayıcılarından yararlanılmaktadır. Ancak kullanılan algılayıcılar – özellikle düşük güçlü uygulamalarda– sürücünün maliyetini ve büyüüğünü arttırmaktadır (Kırmacı, 2001; Ben-Brahim ve Tadokuma, 1998).

Bu nedenle, ölçülen stator gerilimleri ve/veya akımlarından, SKAS M'ye ilişkin akı vektörü ve rotor hız durumlarını kestirme ya da gözlemleme yoluna gidilir. Bu şekilde tasarlanan vektör kontrollü ve DMK'lı sistemler algılayıcısız veya hız algılayıcısız vektör kontrollü/DMK'lı sistemler olarak adlandırılır. Bununla birlikte SKAS M'nin 5. dereceden doğrusal olmayan ve parametreleri zamanla değişen

dinamik bir modele sahip olması (Ortega ve diğ., 2001; Bose, 1997; Bogard ve diğ., 1995), gözlemleyici ya da kestirici tasarının güçleştirilmiştir.

Kestirici ya da Gözlemleyici Tasarımındaki Sorunlar

Akı ve hızın kestirilmesi ya da gözlenmesi ni zorlaştıran temel etkenler, aslında parametre belirsizlikleri ve modelleme hatalarından kaynaklanmaktadır. Bir elektrik motorundaki belirsizlikler, elektriksel ve mekanik yarı ilişkili olmak üzere iki grupta sınıflandırılabilir. SKASM'deki elektriksel belirsizliklerin önemli bir kısmını statör direncinin sıcaklıkla (Akin ve diğ., 1994) ve rotor direncinin hem sıcaklık hem de frekansla (Kabbaj ve diğ., 1997) değişimi, oluşturmaktadır. Statör direnci, statör sargı sıcaklığının ölçülmesiyle ya da kestirilme ile belirlenebilirken (Campbell ve diğ., 2000), fiziksel zorluktan dolayı SKASM'de rotor direnci ancak kestirilerek veya gözlenerek belirlenebilir. Bununla birlikte, Faiz ve Sharifian (2001)'de hız algılayıcısız durumu için hem statör hem de rotor dirençlerinin eş zamanlı olarak kestirilmesi kararsızlığa yol açtığı için mümkün olmadığı belirtilmiştir. Bu yüzden statör direncinin statör sargı sıcaklığının ölçülmesiyle rotor direncini ise kestirilerek belirlenmesi daha etkin bir yaklaşım olarak görülmektedir (Faiz ve Sharifian, 2001).

Hız algılayıcısız vektör kontrollü ya da DMK'lı sistemlerin başarımı, yük ve sürtünmelerle ilgili mekanik belirsizliklerden de etkilenmektedir. Dolayısıyla, mekanik yarı ilişkili belirsizliklerin de gözlenmesi (ya da kestirilmesi) gerekmektedir. İyi bir hız algılayıcısız kontrol başarımı için tasarlanan gözlemleyiciler ya da kestiriciler bu açıdan da irdelenmelidir.

SKASM'nin Algılayıcısız Kontrolü için Tasarlanan Gözlemleyiciler

Geleneksel olarak akı Jansen ve Lorenz (1994)'deki, ölçülen statör gerilimi ve akılarının kullanıldığı statör gerilim modelinden ya da rotor devresinden hareketle ölçülen statör akıları ve rotor mekanik hızına ihtiyaç duyan akı modeli, açık-çevrimi olarak kestirilir. Gerilim modeli esas olarak geri beslemesiz bir integratördür (Jansen ve Lorenz, 1994). İntegratörün çıkışından girişine herhangi bir geri besleme olmadığı için, özellikle düşük hızlarda (frekanslarda) gerilim ve akı müzerinde etkin olan gürültüler (Holtz, 2002) ve ölçme sistemiindeki küçük da dengesizlikleri (offset'ler) (Holtz, 2002; Vas, 1998; Karanayil ve diğ., 2002b) integratör çıkışında sürüklenme (drift) ve yığılma oluşturmaktadır (Holtz, 2002). Bu durum akının genliğinde ve daha da önemlisi (Holtz, 2002) duran statör eksenine göre konumunun

belirlenmesinde hataya yol açmaktadır. Ayrıca, statör direnci değişimlerine duyarlı olup, hız kontrol uygulamaları için bir hız ölçer gerektirir. Akım modelinde ise rotor zaman sabiti ile birlikte doğrudan rotor mekanik hızının bilinmesine gerek vardır.

SKASM'nin hız algılayıcısız kontrolü açısından, hem gerilim hem de akım model tabanlı kestiricilerdeki hız gereksinimi, yine açık-çevrimli bir yapıya sahip modele uyarlanmalı sistem (MUS) (model referans adaptive system – MRAS) yaklaşımı ile karşılanmak istenmiştir. İlk defa Schauder (1992)'de, akım modeldeki rotor hızının bilinmediği ve diğer elektriksel değişkenlere göre daha yavaş değiştiği varsayımıyla akım model çıkışının referans olarak seçilen gerilim model çıkışına eşitlemek üzere Popov'un kararlılık ölçütünden (Landau, 1979) yararlanarak tasarlanan uyarlanma kuralı ile rotor hızı, bilinmeyen bir parametre gibi kestirilmiştir. Önerilen bu yaklaşımda parametre değişimlerine duyarlılık ve integral alma işlemi açısından Fang-Zheng ve Fukao (1994)'de önemli iyileştirmeler yapılmıştır. Ancak, burada da kontrol kısmında kullanılan rotor devresi zaman sabitine bağımlılık sorun oluşturmaktadır. Daha sonraları da, farklı modellerin ve buna bağlı olarak farklı uyarlanma kurallarının kullanıldığı Tsuji ve diğ. (2002) ve Xing ve diğ. (2002)'dekiler gibi hız algılayıcılı ya da Shyh-Shing ve diğ. (1998), Faiz ve Sharifian (2001), Waiyasuri ve Sonboon (2002) ve Rashed ve diğ. (2003)'dekiler gibi hız algılayıcısız bir çok çalışma yapılmıştır. Genel olarak bu yöntemde, sürekli durumda etkin olan rotor direnci kestirimi (Toliyat ve diğ., 2003) belirli sınırlar içinde yapılabilen ve parametre değişimi, integral alma ya da bunun yerine programlanabilir alçak geçiren filtre (Karanayıl ve diğ., 2002b) kullanımı veya türev alma işlemlerinden (Holtz, 2002) dolayı hız algılayıcısız durumu için düşük yük ve hızlarda (~25 dev/dk altında (Kojabadi ve diğ., 2002)) başarı sağlanmaktadır. Bu yüzden, özellikle düşük hızlardaki başarı ve parametre belirsizliklerine/işaret gürültülerine karşı dayanıklılığı iyileştirmek düşüncesiyle, kapalı-çevrimli gözlemeyiciler geliştirilmiştir (Holtz, 2002).

Bu çalışmalardan birisi olan tam dereceli uyarlanmalı akı gözlemeyicisi (full-order adaptive flux observer) ilk kez, MUS'daki Lyapunov ölçütünün kullanıldığı Kubota ve diğ. (1993)'de ve daha sonra Popov ölçütünün kullanıldığı Yang ve Chin (1993)'de geliştirilmiştir. Kubota ve diğ. (1993)'de tasarlanan gözlemeyicilerde akı ve hız kestirimi ya da hızı ölçerek akı, statör ve rotor direnci kestirimi yapılırken, Yang ve Chin (1993)'de akı ve hız ile birlikte statör direnci

kestirilmesine rağmen bu yaklaşımın akı ve hızın, rotor direnci ile eş zamanlı kestirilemeyeceği belirtilmektedir. Diğer taraftan ilk defa Taji ve Hori (1993)'de önerilen indirgenmiş-dereceli uyarlanmalı akı gözlemleyicisi ile, rotor direnci değişimlerinden etkilenmeyen akı/hız kestirimi yapılmasına rağmen, 150 dev/dk'dan daha düşük hızlar için başarı sağlanamamış ve kullanılan yüksek geçiren filtre nedeniyle geçici haldeki hız kestirimlerinde hata oluşmuştur. Yakın zamanlarda yapılan tam dereceli çalışmalar; Hou-Tsan ve diğ. (2002)'de hızı ölçerek akı, yük momenti ve rotor direnci, Ying-Jun ve Zhong-Ying (2002)'de sadece akı, hız ve yük momenti, Maes ve Melkebeek (2000)'de farklı uyarlanma kuralı ile yük momenti biliniyor varsayımıyla akı ve hız ile birlikte stator direnci ve Seok ve diğ. (2002)'de de hızı ölçerek akı, stator ve rotor dirençleri kestirilebilmiştir. Uyarlanmalı akı gözlemleyicisinde, farklı referanslardaki hız ve yük koşulları için sürekli durumda, kestirilen hız üzerinde oluşan salınımları bastırarak üzere gözlemleyici kazanç matrisinin farklı değerlere uyarlanması gerekmektedir (Kojabadi ve diğ., 2002). Bu amaçla Yi-H-Neng ve Chern-Lin (1999)'daki sözde indirgenmiş-dereceli (pseudoreduced) uyarlanmalı gözlemleyici veya yük momenti biliniyor varsayımıyla Maes ve Melkebeek (2000)'deki yaklaşımlar geliştirilmiştir. Sangwongwanich ve diğ. (1990)'da ise diğer çalışmalardan farklı olarak ilk kez kayma-kipli kontrol (KKK) (sliding-mode control –SMC) ile gözlemleyici kazanç matrisi belirlenerek, akı ve hız ya da akı ve rotor direnci kestirimleri yapılmıştır. Gerek uyarlanmalı kayma-kipli gözlemleyici (adaptive sliding-mode observer) olarak isimlendirilen bu tür Sangwongwanich ve diğ. (1990) ve Tursini ve diğ. (2000)'dekiler gibi deneysel çalışmalarda, gerekse de tam dereceli uyarlanmalı akı gözlemleyicisinin kullanıldığı önceki çalışmalarda; henüz, hız algılayıcısız durumu için, 50 dev/dk'dan daha düşük hızlara inilememiş (Holtz, 2002) ve/veya rotor direnci ile birlikte yük momenti değişimlerine duyarlılık sorunu çözülememiştir.

Diğer taraftan KKK'nin, derece indirmeye, dış bozucu ve parametre değişimlerine karşı dayanıklılık ve statik güç dönüştürücüleri ile kolay gerçekleştirilmesi gibi özelliklere sahip olması (Utkin, 1993a), kayma kipli gözlemleyicilerin (KKG'lerin) tasarına yol açmıştır. İlk defa 1950'lerde ortaya atılan değişken yapıli sistem (variable structure system)'lerin (Hung ve diğ., 1993) özel bir hali olan (Şahin, 1997) KKK; sistem durumumuzayında tanımlı, kontrol amacıyla uygun olarak seçilmiş kayma düzlemi ya da düzlemleri üzerinde, yüksek frekanslı, doğrusal olmayan süreksiz geri-

beslemeli anahtarlama (Holtz, 2002; Rodic ve Jezernik, 2002) ilkesine dayanır. Elektrik sürücülerinde KKK'nın kullanıma yönelik temel kavram ve varsayımlar ile birlikte bazı çalışmalar, Utkin (1993b)'de özetlenmiştir. SKAS Miçin Izosimov tarafından tasarlanan (Utkin, 1993b) KKG'de, geleneksel yaklaşımlarından farklı şekilde hata düzeltme terimi çarpım olarak gözlemleyici modeline –stator akım durumeşitliklerine– yansıtılmış, sonraki yapılan Şahin (1997) ve Dal ve Sabanovic (2002)'de ise bu yaklaşım rotor akısı durum eşitliklerine de yeni terimler ilave edilerek kapalı çevrimli hale getirilmiştir. Ancak, yapılan bu çalışmalarda ilave edilen terimlere rağmen parametre değişimlerine duyarlılık sorunu çözülmemiştir. Daha sonraki SKAS M'nin hız kontrolü için tasarlanan KKG'lerde (Benchai b ve diğ., 1999a; Floquet ve diğ., 2002; Rehman ve diğ., 2002; Derdiyok, 2003; Derdiyok ve diğ., 2002), genel olarak değişen parametrelere karşı duyarlılığı azaltmak ya da o parametreleri kestirmek için gözlemleyici modeli farklı biçimlerde düzenlenmiştir. Böylece tasarımda hedeflenen parametre değişimlerinin ve/veya dış bozucuların etkisini giderecek eşdeğer kontrol işareti (Utkin, 1992) farklı şekilde hesaplanmış olmaktadır. Bu çalışmalardan hızın ölçülmediği Benchai b ve diğ. (1999a)'da %50 rotor direnci değişimlerine dayanıklı ve Floquet ve diğ. (2002)'de %50 stator ve rotor direnci değişimlerine dayanıklı akı kestirimi yapılmıştır. Hız algılayıcısız çalışmalardan Rehman ve diğ. (2002)'de %50 rotor direnci değişimlerine dayanıklı akı, Derdiyok (2003)'de akı ile birlikte rotor direnci ve Derdiyok ve diğ. (2002)'de ise akı ve rotor zaman sabiti kestirimi yapılmıştır. Hızın ölçülmediği durumlarda, kestirilen rotor direnci/rotor zaman sabiti için dayanıklılık testleri yapılmış, sürekli sıfır hız çalışmasında başarı sağlanamamış, özellikle düşük hızlarda yük momentinin değişimi üzerinde durulmamıştır. Ayrıca, KKK'nin kullanıldığı çoğu uygulamalarda olduğu gibi KKG'de de çatırtı (chattering) sorunu tümüyle giderilememiştir. Teoride, kayma düzleminde salınımların oluşması için sonderece yüksek anahtarlama frekansı gerekmektedir (Rodic ve Jezernik, 2002). Uygulamada, modellenemeyen belirsizlikler ile birlikte anahtarlama frekansının sınırlı olması ve dolayısıyla eşdeğer kontrolün doğru olarak hesaplanamaması bu çatırtılara (yüksek frekanslı salınımlara) yol açmaktadır. Çatırtıyı gidermeye yönelik de farklı alanlarda Jezernik ve diğ. (1996), Benchai b ve diğ. (1999b) Young ve diğ. (1999) ve Proca ve diğ. (2002)'dekiler gibi değişik çalışmalar yapılmaktadır.

SKAS M'nin kapalı-çevrili durum ve parametre kestirimi için genişletilmiş Luenberger gözlemleyicisi (GLG) (Extended Luenberger Observer –ELO) de kullanılmaktadır. GLG ilk kez 1964 yılında David G Luenberger tarafından belirgin (deterministic) özellikteki doğrusal zamanla-değişen sistemler için önerilen (Luenberger, 1971) gözlemleyicinin yine belirgin özellikli doğrusal olmayan zamanla-değişen sistemlere uygulanmış halidir (Vas, 1998). GLG tam dereceli ya da indirgenmiş-dereceli olarak tasarlanabilmektedir. Bu yaklaşımın SKAS M'ye uygulandığı ilk çalışmalardan Orlowska-Kowalska (1989)'da indirgenmiş-dereceli GLG (İDGLG) ile hız ölçülerek rotor akısı ve rotor zaman sabiti kestirilmiştir. Daha sonraki Brdys ve Du (1991)'de tam dereceli GLG (TDGLG) ve İDGLG'nin farklılıkları üzerine yorumlar yapılmış ve önerilen İDGLG ile hız parametre gibi düşünülerek akı ile birlikte ve hızı ölçerek akı ve rotor direnci kestirimi yapılmıştır. Du ve Brdys (1993a)'da TDGLG kullanılarak hız, akı ve yük momenti kestirilmiştir. Du ve diğ (1995)'de ise TDGLG ile hız parametre gibi düşünülerek akı ile birlikte ve hız ölçülerek akı ve rotor zaman sabiti kestirimi yapılmıştır. Son zamanlarda Wade ve diğ. (1997)'de düşük yük momenti ve sürekli durumu için rotor direnci kestirimi iyileştirmek üzere yeni yaklaşımlar önerilerek hızın ölçüldüğü varsayımıyla rotor akısı ve rotor direnci kestirimi yapılmış, Jooho ve diğ (2000)'de farklı bir İDGLG algoritması önerilerek öncekilerle karşılaştırılmış ve Youn-Ok ve diğ (2001)'de ise akı, hız ve yük momenti kestirilerek DMK'da kullanılmıştır. Yapılan çoğu çalışmalarda kestirilen parametre için dayanıklılık testleri yapılmamakta ve Du ve Brdys (1993b)'de GLG ile hız ve rotor direncinin eş zamanlı olarak kestirilemeyeceği de belirtilmektedir. Her neyse tüm çalışmalarda hızın her iki yönde terslendirildiğine ilişkin dinamik sonuçlara yer verilmemektedir. Ayrıca yöntemle ilgili olarak son yıllarda yeni çalışmaların yapıldığı da söylenebilir.

Diğer taraftan, yapay sinir ağlarının (YSA'ların); hızlı paralel hesaplama yapması (Kim ve diğ, 2001; Pinto ve diğ, 2001; Simoes ve Bose, 1995), istenilen doğrulukta doğrusal olmayan (nonlinear) fonksiyonlara yaklaşabilmesi (öğrenebilmesi), dağıtılmış ağ zekası (network intelligence)'ndan dolayı oluşabilecek hatalara karşı bir bağımsızlığa sahip olması, diğer uzman sistemlerin ihtiyaç duydukları kural tabanlı yaklaşımlar yerine, kendisine sunulan örneklerden kendi kuralını kendisinin üretmesi (Toh ve diğ, 1994) gibi özellikleri, bu yöntemin süreç (process) kontrol da

(Ben-Brahim ve diğ., 1999) ve sistem tanıma (Kim ve diğ., 2001) kullanılabileceği düşüncesine neden olmuştur. Yöntemin SKAS M de kullanıma ilişkin Kumrati ve Kannan (1990), Theocharis ve Petridis (1994) ve Wishart ve Harley (1995)'de teorik analiz ve simülasyon çalışmaları yapılmıştır. Daha sonra, YSA teklolojisinin, vektör kontrolü SKAS M sürücülerini için gerekli olan geri-besleme işaretlerinin kestiriminde kullanılabileceği deneysel olarak ilk defa Simoes ve Bose (1995)'de gösterilmiştir. Hız algılayıcı bu çalışmada, ileri-beslemeli (feedforward) 3 katmanlı bir YSA sürücü sisteminin simülasyonundan elde edilen eğitim kümesi ile zamanadan bağımsız (off-line) olarak eğitilip akı ve endüklenen moment kestirimleri yapılmıştır. Bu çalışmada ve zamanadan-bağımsız eğitimin kullanıldığı diğer çalışmalarda (Marino ve diğ., 1999; Goedel ve diğ., 2002), hız kontrolü için rotör hızının ölçülmesi gerekmektedir. Ayrıca, iyi bir başarı için kontrol sisteminin bütün çalışma koşullarını içeren geniş bir eğitim kümesi gerekmektedir ve YSA'nın eğitim ve tasarımı aşamaları oldukça zaman alıcı bir süreci içermektedir (Simoes ve Bose, 1995). Bu nedenle, hem tasarımı sürecini hızlandırmak hem de daha gerçekçi bir yaklaşıma eğitim kümesinden ziyade o anki örnek çiftleri kullanmak için gerçek zamanlı (online) eğitimin kullanıldığı Karanayil ve diğ. (2003) ve Keerthipala ve diğ. (1997)'dekiler gibi hız algılayıcı ya da Kazmierkowski ve diğ. (1997), Ben-Brahim ve diğ. (1999), Kim ve diğ. (2001) ve Karanayil ve diğ. (2002a)'dakiler gibi hız algılayıcı çalışmaları yapılmıştır. Yapılan hız algılayıcı çalışmaları nın he men he men tümünde MUS'daki yaklaşımlar kullanıldığı için aynı sorunlar burada da devam etmektedir. Henüz hız algılayıcı olarak SKAS M nin durum ve parametrelerine yönelik tasarlanan gözlemleyici ya da kestiricilerde iyi bir başarıml elde edilememekle birlikte, tıpkı diğer yapay zeka (artificial intelligence) tekniklerinde (Bose, 2000) olduğu gibi daha çok kontrolör ya da kontrol açısından yöntemle ilgili çalışmalar yapılmaktadır.

SKAS M nin hızı, oluk harmonikleri (slot harmonics) yöntemi kullanılarak ya da özel tasarlanmış rotör statör tarafından yüksek frekanslı yardımı işaret uygulanarak da kestirilebilmektedir (Jinsheng ve Holtz, 1997; Holtz, 2002; Vas, 1998; Bose, 2002). Oluk harmonikleri, hız kestirimi için kullanılan en basit yöntemlerden birisidir (Bose, 2002). Bilindiği gibi, rotör yüzeyindeki oluklar, relüktans değişimine ve relüktansın değişimi de hava-aralığı akısı temel bileşeninin üzerine eklenen uzay harmoniklerine neden olmaktadır. Bu yüzden de statör sargı gerilimi, genlik ve

frekansı rotor oluk sayısı ve hızı ile orantılı bir dalgalı gerilim bileşeni içermektedir. Daha sonra, bu dalgalı gerilimin frekansı faz-kilitlenmeli çevrim (phase-locked loop – PLL) gibi işaret işleme devreleriyle belirlenerek, rotor hızı kestirilebilmektedir. Ancak düşük hızlarda, rotor oluk sayısının sınırlı olması ve küçük relüktans değişimlerinden dolayı bu yöntemle başarımla sağlanamamaktadır (Bose, 2002; Jinsheng ve Holtz, 1997). Ayrıntıları Holtz (2002)'de anlatılan diğer ikinci yöntem için çok farklı yaklaşımlar geliştirilerek düşük hızlarda iyi bir başarımla elde edilebilmektedir. Ancak karmaşık kestirim algoritmasının yanı sıra, endüstriyel açıdan kabul edilemeyecek en önemli sakıncaları, yöntemle özgü özel rotor tasarımı ve evirici üretimi gerektirmesidir (Bose, 2002; Váš, 1998).

Literatürde SKASMinin durum ve parametrelerini gözlemleme ya da kestirim başarımlarını arttırmak için yapay zeka yöntemleri ve/veya önceki yöntemlerin birlikte kullanıldığı Lin ve diğ. (1998b), Faa-Jeng ve diğ. (2000) ve Rong-Jong (2001)'dekiler gibi karma (hybrid) çalışmaların yanı sıra, genişletilmiş Kalman filtresi (GKF) (extended Kalman filter –EKF) yöntemi de yaygın olarak kullanılmaktadır.

GKF, ilk kez 1960 yılında Rudolph E. Kalman tarafından doğrusal zamanla-değişen olasıl (stochastic) sistemlerin durum kestirimi için önerilen (Kalman, 1960) Kalman filtresi (KF)'nin, doğrusal olmayan zamanla-değişen olasıl sistemlere uygulanmış halidir. GKF'yi daha önce açıklanan belirgin model tabanlı yaklaşımlardan farklı kılan en önemli özellik, olasıl (stochastic) durum gözlemleyicisi olmasıdır. Tam dereceli GKF (TDGKF) ya da indirgenmiş dereceli GKF (İDGKF) olarak tasarlanabilen kapalı-çevrimli bu gözlemleyicilerde, sistemin olasıl durum-uzay modeli kullanılır. Olasılık model belirsizliklerinin ve ölçme hatalarının beyaz gürültü (white noise) şeklinde sistemin durum-uzay modeline toplamsal olarak yansıtılmasından kaynaklanmaktadır. Bu yönüyle SKASMde var olan model belirsizlikleri ve doğrusal olmayan özellikler, GKF'nin olasıl doğası ile örtüşmektedir (Vade ve diğ., 1995). Alternatif bir yaklaşım olan GKF, gerçekleştirme açısından fazla nümerik işlem gerektirmesine ve model/ölçme gürültülerinin deneysel olarak belirlenmesindeki güçlüklerine rağmen, yöntemle parametreler ile birlikte durumların kestirimi nispeten çok kısa bir zamanda ve eş zamanlı olarak yapılabilirdiği için (Salvatore ve diğ., 1993; Bogosyan ve diğ., 2001; Kojabadi ve diğ., 2002) yaygın olarak SKASMinin hız algılayıcılı ya da algılayıcısız kontrolünde

kullanılmaktadır. Bu amaçla TDGKF tabanlı Finch ve diğ. (1998) ve Lin (1996)'dakiler gibi hız algılayıcılı ya da Young-Real ve diğ. (1994), Al-Tayie ve Acarnley (1997), Shi ve diğ. (2002), Du ve Brdys (1993a), Terorde ve Belmans (2002) ve Akin ve diğ. (2003)'dekiler gibi hız algılayıcısız çalışmalar yapılmıştır.

Hız algılayıcılı bu çalışmalardan; Finch ve diğ. (1998)'de statör akımları, rotor akımları ve rotor direnci Lin (1996)'da ise GKF ile statör akımları, rotor akımları ve rotor direnci ile birlikte ardışıl en küçük-kareler (recursive least-square –RLS) yöntemiyle de yük değişimlerine karşı düşen eşdeğer bozucu kestirilmiştir. Hız algılayıcısız çalışmalardan; Young-Real ve diğ. (1994)'de statör akımları, rotor akıları ve parametre gibi düşünülerek hız kestirilmiştir. Al-Tayie ve Acarnley (1997)'de önerilen ısı model ile statör ve rotor sıcaklıklarına ilave olarak yük momenti biliniyor varsayımıyla statör akımları, rotor akımları ve rotor hızı kestirimi yapılabilmektedir. Shi ve diğ. (2002)'de GKF'deki model ve ölçme hatalarına ilişkin kovaryans matrisleri genetik algoritma (GA) ile belirlenerek statör akımları, rotor akıları ve parametre gibi düşünülen hız kestirilebilmektedir. Du ve Brdys (1993a)'da SKASM'nin dönen eksen takımındaki modeli kullanılarak, TDGLG'nin yanı sıra TDGKF ile de akı, hız ve yük momenti kestirilerek birbiriyle karşılaştırılmaları yapılmıştır. Terorde ve Belmans (2002)'de GKF'nin kestirim hatasından hareketle kullanılan bir uyarılma kuralı ile sürekli durumda %40 statör endüktansı değişimlerine dayanaklı statör akımları, yük momenti, hız, rotor akısının genliği ve duran statör eksenine göre konumu belirlenebilirken, Akin ve diğ. (2003)'de ise farklı GKF algoritması (unscented Kalman filter –UKF)'yla statör akımları, rotor akıları ve parametre gibi düşünülen hız kestirimi yapılmıştır. Hız algılayıcısız bu çalışmalardan Al-Tayie ve Acarnley (1997)'de ölçülen ile kestirilen statör sıcaklığı arasındaki fark (hata), sıcaklık algılayıcısıyla yerel bir bölgedeki sıcaklığın ölçülmesine bağlanırken rotor sıcaklığının da bu sıcaklıklardan daha farklı elde edilmesinin aradaki güç kayıplarından kaynaklandığı belirtilmektedir. Ancak farklı çalışma durumları için yapılan dayanıklılık testlerinde kestirilen rotor hızı ile rotor sıcaklığı arasında bir etkileşim olduğu ve bu etkileşim nedeniyle oluşan hataları azaltmak için hız algılayıcısı kullanılarak ilgili durumların gürültü kovaryans değerinin ayarlanması gerektiği belirtilmektedir. Yine Shi ve diğ. (2002)'de de kovaryans matrislerinin önce GA ile bulup sonra gerçek zamanlı olarak GKF'de kullanılabileceği için hız algılayıcısından yararlanılmıştır. Du ve Brdys (1993a)'da –

GKF' nin kestirimi Δ na Δ ni kovaryans matrisleri değerlerinin etilediği bilinmekle birlikte— değerleri deneme-yanılma yöntemi ile belirlenen kovaryans matrislerinin kullanıldığı GKF' nin GLG ye göre daha yavaş cevap verdiği gösterilmek istenmiştir. Bu gayrete rağmen, iki algoritma arasındaki kestirim hızı farkı çok küçüktür. Ayrıca motor hızını terslendirme gibi farklı diğer dinamik başarımları gösteren deneyler yapılmıştır. Terorde ve Belmans, (2002)'de ise gereğinden fazla hesap yükü gerektiren karmaşık bir model kullanılmasıyla, %40'lık stator endüktans değişiminin güncellenmesini sağlayan uyarılma kuralı ve kestirilen yük momenti için yapılması gereken bazı dayanıklılık testlerine çalışmada yer verilmiştir.

Diğer taraftan rotor hızını kestirmek için literatürde iki yaklaşım kullanılmaktadır. Birincisi mekanik hareket eşitliğinden yararlanmaktır. Bu yaklaşım özellikle yük momentinin bilinmesini gerektirdiği ve önerilen birçok yöntemle de yük momenti kestirilemediği için çoğunlukla, Schauder (1992)'deki rotor hızının diğer elektriksel büyüklüklere kıyasla daha yavaş değiştii varsayımı yapılarak hızın parametre gibi kestirildiği ikinci yaklaşım kullanılmaktadır. Ancak bu yaklaşım tasarlanan kapalı-çevrimli gözlemleyicilerde, sürekli halde iyi sonuçlar alınmakla birlikte hızın ya da momentin değiştii geçiçi-hallerde, kestirilen hız gerçek hızı sürekli geriden izlediği için esasen iyi bir başarımla elde edilememektedir.

Literatürde ayrıca TDGKF'lerdeki hesap yükünü azaltmak için İDGKF'lerin kullanıldığı Salvatore ve diğ (1993), Atkinson ve diğ (1991), Cupertino ve diğ (1999), Mena ve diğ (2003), Bellini ve diğ (2001)'dekiler gibi hız algılayıcılı veya Lee ve Chen (1998), Wenqiang ve diğ (2001), Garcia Soto ve diğ. (1999) ve Mbucary ve diğ (1999)'dakiler gibi hız algılayıcısız çalışmalar da yapılmıştır.

Hız algılayıcılı çalışmalardan, Salvatore ve diğ (1993)'de gecikmeli İDGKF kullanılarak rotor akıları ve rotor zaman sabitini tersi (%50 değişimlerle), Atkinson ve diğ (1991)'de TDGKF'deki Kalman kazançlarının değişimini önce belirleyip daha sonra bunları hızın fonksiyonu şeklinde ifade ederek stator akıları, rotor akıları ve rotor direnci ve sonra önerilen İDGKF ile rotor akıları ve rotor direnci, Cupertino ve diğ (1999)'da GKF ile rotor akıları ile birlikte doğrusal Kalman filtresi kullanılarak yük değişimlerine karşı düşen eşdeğer bozucu, Mena ve diğ (2003)'de spiral vektör kuramından hareketle stator ve rotora ilişkin model eşitliklerini ikiye düşürerek stator akıları, rotor akıları ve dayanıklılık testleri uygulanmadan rotor direnci ve Bellini ve diğ (2001)'de ise rotor endüktansını mknatıslanma

endüktansına eşit kabul ederek oluşturduğu modelle birlikte gözlemleyici hatasını da tepkin güç eşitliklerinden türeterek rotor akıları, rotor direnci, rotor zaman sabiti ve statör geçici endüktansı dayanıklılık testleri yapılma dan belirli hatalar dahilinde kestirilmiştir. Hız algılayıcısız çalışmalardan; Lee ve Chen (1998)'de GKF ile rotor akıları ve bu elde edilen akıları uyarlamalı akı gözlemleyicisinde kullanılarak hız, Wēnqiāng ve diğ. (2001)'de rotor akıları ve hız, Garcia Soto ve diğ. (1999)'da diğerlerinden farklı model kullanarak tasarlanan hız algılayıcı gözlemleyicilerin yanı sıra hız algılayıcısız olarak rotor akıları ve Mucary ve diğ. (1999)'da ise doğrudan vektör kontrol sistemindeki akı referansına yüksek frekanslı düşük genlikli bir işaret ilave ederek rotor akıları, rotor direnci ve hız kestirimi yapılmıştır. İDGKF tabanlı hız algılayıcısız çalışmaların tümünde mekanik hareket eşitliği kullanıma ksız hız parametre gibi düşünülerek kestirildiği için daha önce açıklanan sorunlar burada da geçerlidir. Ayrıca, Mucary ve diğ. (1999)'un dışındaki tüm çalışmalar rotor direnci değişimlerine duyarlı olduğu gibi Garcia Soto ve diğ. (1999)'da, önerilen model kullanılarak akı ve hız ile birlikte rotor direncinin kestirilemeyeceği belirtilmektedir. Mucary ve diğ. (1999)'da ise rotor direncinin kestirimi için eklenen işaret rotor akıları ve endüklenen momentde salınıma ra yol açmasının yanı sıra kestirilen rotor direncinin gerçek değerine yakınsaması da oldukça yavaştır.

Özellikleri belirtilen TDGKF ve İDGKF tabanlı gözlemleyiciler ile geleneksel olarak rotor akıları ya da rotor akıları kestirildiği için bu çalışmalar esasında VKY'lere yöneliktir. Bununla birlikte kontrol yapısı gereği bağımsızlaştırıcı (decoupling) yapıya ihtiyaç duymayan DMK'lar için Pai ve diğ. (2000), Idris ve Yatim (2000) ve Xiamin ve Youlin (2002)'deki gibi statör akısı temelli hız algılayıcısız GKF'ler de tasarlanmıştır. TDGKF ile statör akıları ve akıları eş zamanlı olarak, Pai ve diğ. (2000)'de yük momenti biliniyor varsayımıyla ve Idris ve Yatim (2000)'de de parametre gibi düşünülerek hız kestirimi yapılmıştır. Xiamin ve Youlin (2002)'de ise İDGKF ile statör akıları ve parametre olarak hız kestirilmiştir.

Tezde İzlenen Yöntemler ve Yapılan Çalışmalar

Bu noktada tez çalışması çerçevesinde hem VKY'lere hem de DMK'ya yönelik olarak analog sayısal dönüştürücü (analog dijital converter –ADC)'deki kelimelerin uzunluğunun sınırlı olmasından kaynaklanabilecek hataları da göz önünde

bulunduran öncekilerden farklı bir GKF algoritması (Bogosyan ve diğ., 2001) kullanılarak Barut ve diğ. (2002a), Barut ve diğ. (2002b), Barut ve diğ. (2003a), Barut ve diğ. (2003b), Barut ve diğ. (2003c) ve Barut ve diğ. (2003d)'deki çalışmalar yapılmıştır. Barut ve diğ. (2003c)'nin dışındaki diğer çalışmalar da TDGKF yaklaşımı kullanılmıştır.

Bu çalışmalardan, Barut ve diğ. (2002a)'da Terorde ve Belmans (2002)'ye göre çok daha yalın ve Du ve Brdys (1993a)'dakiinden farklı bir eksen takımındaki SKAS M modeli kullanılarak statör akımları, rotor akıları, hız ve yük momenti kestirilmiştir. Yapılan dayanıklılık testleri ile yük momenti ile birlikte diğer sabit sürtünmelerinde kestirilebildiği gösterilmiştir. Barut ve diğ. (2003a)'da ise ölçülen statör akımı ve gerilimlerinde, beyaz gürültünün olduğu gibi farklı bir varsayımı yapılarak Barut ve diğ. (2002a)'daki gözlemleyici doğrudan vektör kontrol sisteminde kullanılmıştır. Yapılan bu hız algılayıcı çalışmaları, Young-Real ve diğ. (1994), Al-Tayie ve Acarnley (1997), Shi ve diğ. (2002), Du ve Brdys (1993), Terorde ve Belmans (2002) ve Akin ve diğ. (2003)'dekilerden daha iyi bir başarıya sahip olmakla birlikte henüz ortak sorunları olan rotor direnci değişimlerine duyarlılık konusuna çözüm getirilememiştir.

Bu yüzden Barut ve diğ. (2002b) ve Barut ve diğ. (2003b)'deki çalışmalar yapılmıştır. Barut ve diğ. (2002b)'de önerilen yeni model ile statör akımları, rotor akıları, yük momenti, rotor direnci ve hız eş zamanlı olarak kestirilmiştir. Tasarlanan bu gözlemleyici Barut ve diğ. (2003a)'daki ne eş varsayımlarla daha sonra, Barut ve diğ. (2003b)'de doğrudan vektör kontrol sisteminde kullanılmıştır. SKAS M'nin farklı çalışma koşulları için yapılan dayanıklılık testleri, her iki çalışmanın da oldukça iyi bir başarıya sahip olduğunu göstermiştir. Bu başarımlar hem GKF hem de önceki yöntemler açısından bir ilktir.

Tez kapsamında İDGKF kullanılarak Barut ve diğ. (2003c)'deki benzetim temelli çalışma yapılmıştır. Burada rotor akıları, yük momenti, rotor direnci ve hız eş zamanlı olarak kestirilmiştir. Ayrıca önerilen yaklaşımın Barut ve diğ. (2003b)'ye göre çok daha az hesap yükü içerdiği Lee ve Chen (1998)'deki ölçütler kullanılarak belirlenmiştir. Esasen yapılan bu çalışmadaki kullanılan yaklaşımla diğer tüm TDGKF'lerin İDGKF olarak tasarlanabileceği de gösterilmiş olmaktadır.

Diger taraftan, DMK' da hız kontrolüne yönelik olarak, TDGKF ile statör akımları ve akımlarıyla birlikte yük momenti ve hızın eş zamanlı kestirildiği Barut ve diğ (2003d)'deki çalışma yapılmıştır. Elde edilen sonuçlar, tasarlanan gözlemleyici ile birlikte kontrol sisteminin Pai ve diğ (2000), Idris ve Yatim(2000) ve Xiamin ve Youlin(2002)'dekilere kıyasla çok daha iyi olduğunu göstermektedir.

Önceki benzetim temelli bu çalışmalarla birlikte, yine tez kapsamında; statör akımları, statör akıları, yük momenti, rotor direnci ve hızın TDGKF ile kestirilerek DMK' da kullanıldığı Barut ve diğ (2005a)'daki benzetim temelli çalışma yapılmıştır. Burada da Barut ve diğ (2003a)'daki gibi ölçülen statör akım ve gerilimlerinde, beyaz gürültünün olduğu varsayımı yapılmıştır. Ayrıca, Barut ve diğ (2003b)'den farklı olarak önerilen statör akısı temelli gözlemleyicinin başarımı DMK' ya özgü geleneksel anahtarlamalar altında test edilmiş olmaktadır. Bu düşüncelerle elde edilen gözlemleyici ve kontrol sistemine ilişkin başarımlar biriktir.

Deneysel olarak, Barut ve diğ (2004) ve Barut ve diğ (2005b)'deki çalışmalar gerçekleştirilmiştir. Barut ve diğ (2004)'de, Barut ve diğ (2002a)'daki ve Barut ve diğ (2003d)'deki gözlemleyici algoritmalarının deneysel sonuçları birlikte sunulmuştur. Sonuçlar, her iki algoritmanın hem yüksek hem de sıfır hızı da içeren çok düşük hız aralıklarında oldukça iyi başarımla sahip olduğunu göstermiştir. Barut ve diğ (2005b)'de ise, Barut ve diğ (2002b)'deki den farklı bir yaklaşım mekanik yavaş ve rotor direnci ile ilişkin belirsizliklerle birlikte statör akımlarının, rotor akılarının ve hızın eş zamanlı olarak kestirildiği ilk deneysel temelli çalışma gerçekleştirilerek oldukça iyi başarımlar elde edilmiştir.

Özetle, teze yönelik yapılan benzetim ve deneysel temelli çalışmalarla SKAS M'nin yüksek başarımlı hız algılayıcısız kontrolü açısından önemli sorunlara yol açan değeri bilinmeyen rotor direnci ve sabit sürtünme terimlerini de içeren yük momenti değişimlerine karşı oldukça dayanıklı çözümler üretilmiştir.

2. SİNCAP KAFESLİ ASENKRON MOTORUN DİNAMİK MODELİ

Vektör kontrollü (ya da DMK'lı) sürücüleri anlamak ya da tasarlamak için SKASM'ye ilişkin dinamik modeliniyi bilinmesi gerekir (Khan, 1999). Bu model, gerilim ve akımın herhangi bir anı değeri için SKASM'nin hem geçici hem de sürekli hal davranışını yeterince yansıtabilecek şekilde aşağıdaki varsayımlar (Göktaş, 1989; Kutman, 1999; Sarıoğlu ve diğ., 2003) göz önüne alınarak elde edilecektir:

- Üç fazlı statör sargıları sinüzoidal bir hava-aralığı akısı oluşturacak ve kutup sayısına bağlı olarak 120° 'lik elektriksel açı sağlayacak biçimde, statör çevresine düzgün yayılmıştır.
- Rotör çubukları rotör çevresine düzgün yayılmıştır.
- Rotör çubuklarının her birisi, rotora ait bir faz sargısını temsil etmektedir.
- Doyma, dış ve duk etkileri ihmal edilmiştir.
- Magnetik kısımların geçirgenliği (permeability $-\mu$) sonsuz alınmıştır.
- Histeresis ve fuko kayıpları ihmal edilmiştir.
- Akı mıyılması (ya da deri kaybı) ihmal edilmiştir.
- Direnç ve endüktans değerleri sıcaklık ve frekansa bağlı değildir.
- Hava-aralığı rotör çevresi boyunca sabittir.

Bu kabuller altında statöründe 3-faz ve rotöründe k -faz bulunan SKASM'yi temsil eden toplu parametrelili eşdeğer devre, Şekil 2.1'de görülmektedir (Göktaş, 1989; Kutman, 1999; Sarıoğlu ve diğ., 2003). Buradaki statör ve rotör devrelerine ilişkin parametreler aşağıdaki gibi sıralanabilir:

$$L_s: \text{Statör sargı endüktansı } (N_s^2 \mu_0 A / g) [H].$$

$$L_r: \text{Rotör çevre endüktansı } (N_r^2 \mu_0 A / g) [H].$$

$$R_s: \text{Statör faz sargı direnci } [\Omega].$$

$$R_h: \text{İki çubuk arasındaki halka parçası direnci } [\Omega].$$

$$R_c: \text{Çubuk direnci } [\Omega].$$

$$\psi_{sa}, \psi_{sb}, \psi_{sc}: \text{Statör } a, b \text{ ve } c\text{-fazlarına ilişkin hal kalam akıları } [Wb].$$

ψ_{r1} : Rotorun 1. fazı na ilişkin hal kalam akısı $[Wb]$.

θ : Rotorun, stator α -fazı magnetik eksenine göre elektriksel konumu $(p_p \theta_m)$ $[rad]$.

v_{sa}, v_{sb}, v_{sc} : Stator faz gerili nlerini n ani değ erleri $[V]$.

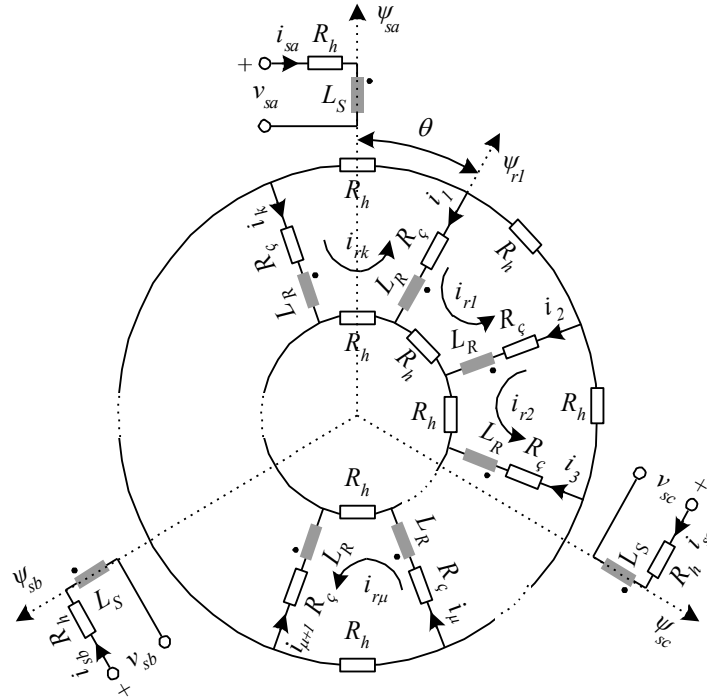
i_{sa}, i_{sb}, i_{sc} : Stator faz akı nlarını n ani değ erleri $[A]$.

$i_{r1}, i_{r2}, i_{r3}, \dots i_{rk}$: Rotor çevre akı nlarını n ani değ erleri $[A]$.

$i_1, i_2, i_3, \dots i_k$: Rotor faz akı nlarını n ani değ erleri $[A]$.

$\{\theta_m$: Rotorun, stator α -fazı magnetik eksenine göre mekanik konumu $[rad]$.

$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$: Boşluğun magnetik geçirgenli ğ i. g : Hava aralı ğ ı $[m]$. A : Hava aralı ğ ı kesiti $[m^2]$. N_r : Rotor çubuk sayısı. N_s : Stator sargı sayısı. k : Rotor faz sayısı (N_r / p_p) . p_p : Kutup çifti sayısı. }



Şekil 2.1 Statoru 3-fazlı ve rotoru k -fazlı olan SKAS Mni n toplu parametrel i eş değ er devresi.

İlk olarak SKAS Mni n elektriksel ve daha sonra da mekanik yanına ilişkin model elde edilecektir. Elektriksel modelin elde edilmesi için izlenecek matematiksel süreçler aşağıdaki gibi sıralanabilir:

- 1) Stator ve rotor fazları kendi magnetik eksenlerinde $3+k$ adet eşitlikle ifade edilecektir.

- 2) Elde edilen $3+k$ adet eşitlik simetrik bileşenler (symmetrical components) dönüşümü sonucunda yapılacak varsayımın $2+2$ 'ye indirgenecektir.
- 3) $2+2$ 'ye indirgenen eşitlikler senkron hız ($\omega_s = \omega_r + p_p \omega_m = \omega_r + \omega$) ile dönen dq -ekseninde, matematiksel olarak daha basit bir biçimde ifade edilecektir. {Burada $\omega_r = \omega_r$: Kayma hızı $[rad/s]$. $\omega_m = \omega_m$: Rotor milinin mekanik hızı $[rad/s]$. $\omega = \omega$: Rotor milinin elektriksel hızı $[rad/s]$.}

Böylece elektriksel yarı ilişkin model, VKY'lerde (ya da DMK'da) kullanılabilir hale gelmiş olacaktır. Şimdi sırasıyla bu işlemler gerçekleştirilecektir.

Süreç 1:

SKAS M'nin stator ve rotor devresi gerilim eşitlikleri aşağıdaki gibi toplu olarak ifade edilebilir (Cökaşan, 1989; Kutman, 1999; Sarıoğlu ve diğ., 2003).

$$\mathbf{v}_{s,abc} = \mathbf{R}_{s,abc} \mathbf{i}_{s,abc} + \frac{d}{dt} \boldsymbol{\psi}_{s,abc} \quad (2.1)$$

$$\mathbf{0} = \mathbf{R}_{r,12\Lambda k} \mathbf{i}_{r,12\Lambda k} + \frac{d}{dt} \boldsymbol{\psi}_{r,12\Lambda k} \quad (2.2)$$

$$\boldsymbol{\psi}_{s,abc} = \mathbf{L}_{s,abc} \mathbf{i}_{s,abc} + \mathbf{M}_{sr,abc}(\theta_m) \mathbf{i}_{r,12\Lambda k} \quad (2.3)$$

$$\boldsymbol{\psi}_{r,12\Lambda k} = \mathbf{L}_{r,12\Lambda k} \mathbf{i}_{r,12\Lambda k} + \mathbf{M}_{rs,12\Lambda k}(\theta_m) \mathbf{i}_{s,abc} \quad (2.4)$$

Burada koyu harfler ya da semboller aşağıdaki uygun boyutlu matrisleri göstermektedir.

$$\mathbf{v}_{s,abc} \triangleq \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix}_{3 \times 1}; \mathbf{i}_{s,abc} \triangleq \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix}_{3 \times 1}; \mathbf{i}_{r,12\Lambda k} \triangleq \begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_{r2} \\ \vdots \\ i_{rk} \end{bmatrix}_{k \times 1} \quad \mathbf{R}_{s,abc} \triangleq \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}_{3 \times 3};$$

$$\mathbf{R}_{r,12\Lambda k} \triangleq \begin{bmatrix} 2(R_h + R_\zeta) & -R_\zeta & 0 & 0 & \Lambda & 0 & 0 & -R_\zeta \\ -R_\zeta & 2(R_h + R_\zeta) & -R_\zeta & 0 & \Lambda & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -R_\zeta & 0 & 0 & 0 & \Lambda & 0 & -R_\zeta & 2(R_h + R_\zeta) \end{bmatrix}_{k \times k}$$

$$\mathbf{L}_{s,abc} \triangleq \begin{bmatrix} L_S & M_{ss} & M_{ss} \\ M_{ss} & L_S & M_{ss} \\ M_{ss} & M_{ss} & L_S \end{bmatrix}_{3 \times 3}; \mathbf{L}_{r,12\Lambda k} \triangleq \begin{bmatrix} L_R & M_{rr} & M_{rr} & \Lambda & M_{rr} & M_{rr} \\ M_{rr} & L_r & M_{rr} & \Lambda & M_{rr} & M_{rr} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ M_{rr} & M_{rr} & M_{rr} & \Lambda & M_{rr} & L_R \end{bmatrix}_{k \times k}$$

$$\mathbf{M}_{sr,abc}(\theta_m) \triangleq \mathbf{M}_m \begin{bmatrix} \cos p_p \theta_m & \cos\left(p_p \theta_m + \frac{2\pi}{k}\right) & \Lambda & \cos\left(p_p \theta_m + \frac{2(k-1)\pi}{k}\right) \\ \cos\left(p_p \theta_m - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(p_p \theta_m - \frac{2\pi}{3} + \frac{2\pi}{k}\right) & \Lambda & \cos\left(p_p \theta_m - \frac{2\pi}{3} + \frac{2(k-1)\pi}{k}\right) \\ \cos\left(p_p \theta_m + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(p_p \theta_m + \frac{2\pi}{3} + \frac{2\pi}{k}\right) & \Lambda & \cos\left(p_p \theta_m + \frac{2\pi}{3} + \frac{2(k-1)\pi}{k}\right) \end{bmatrix}_{3 \times k}$$

$$\mathbf{M}_{rs,12\Lambda k}(\theta_m) = \mathbf{M}_{sr,abc}^T(\theta_m)$$

$\{M_{ss}$: Stator faz sargıları arası karşıt endüktans $[H]$. M_{rr} : Rotor çubukları arası karşıt endüktans $[H]$. M_m : Rotor ve stator arasındaki karşıt endüktansın maksimum değeri $(N_s N_r \mu_0 A / g) [H]$. $\mathbf{M}_{sr,abc}(\theta_m)$, $\mathbf{M}_{rs,12\Lambda k}(\theta_m)$: Açısal konumuna bağılı olarak sırasıyla, rotorun statora ve statorun rotora endükleği karşıt endüktans matrisleridir $[H]$.}

Eşitlik 2.3 ve 2.4, Eşitlik 2.1-2.2’de yerine yazılarak Eşitlik 2.5 ve 2.6 elde edilir.

$$\mathbf{v}_{s,abc} = \mathbf{R}_{s,abc} \mathbf{i}_{s,abc} + \frac{d}{dt} \{ \mathbf{L}_{s,abc} \mathbf{i}_{s,abc} + \mathbf{M}_{sr,abc}(\theta_m) \mathbf{i}_{r,12\Lambda k} \} \quad (2.5)$$

$$\mathbf{0} = \mathbf{R}_{r,12\Lambda k} \mathbf{i}_{r,12\Lambda k} + \frac{d}{dt} \{ \mathbf{L}_{r,12\Lambda k} \mathbf{i}_{r,12\Lambda k} + \mathbf{M}_{rs,12\Lambda k}(\theta_m) \mathbf{i}_{s,abc} \} \quad (2.6)$$

Görüldüğü gibi 2.5-2.6 Eşitlikleri zaman ve trigonometrik fonksiyonlara bağılı, $(3+k)$. dereceden dinamik bir modeli ifade etmektedir. Bu yüzden öncelikli olarak model derecesinin indirgenmesi için süreç 2 uygulanır.

Süreç 2:

Derece indirme için dönüşüm sonunda gücün sabit kaldığı varsayımla Eşitlik 2.7’de tanımlanan simetrik bileşenler dönüşümünden yararlanılır (Çokaşan, 1989; Kutman, 1999; Sarıoğlu ve diğ., 2003).

$$\mathbf{\Gamma}_S \triangleq \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{bmatrix}_{3 \times 3} ; \mathbf{\Gamma}_R \triangleq \frac{1}{\sqrt{k}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & \Lambda & 1 \\ 1 & b & \Lambda & b^{k-1} \\ 1 & b^2 & \Lambda & b^{2(k-1)} \\ \Lambda & \Lambda & \Lambda & \Lambda \\ 1 & b^{k-1} & \Lambda & b^{(k-1)(k-1)} \end{bmatrix}_{k \times k} ; \mathbf{\Gamma}^{-1} = \mathbf{\Gamma}^{T*} \quad (2.7)$$

Burada, $a \triangleq e^{j\frac{2\pi}{3}}$, $b \triangleq e^{j\frac{2\pi}{k}}$, $b^{-1} = b^{k-1}$ ve $b^{(k-1)(k-1)} = b$ ’dir.

Eşitlik 2.7 ve 2.8'deki ifadeler Eşitlik 2.5-2.6'ya uygunlaştırılarak yerine yazılır ve düzenlenirse,

$$\mathbf{v}_{S,012} \hat{=} \mathbf{F}_S \mathbf{v}_{s,abc}; \quad \mathbf{i}_{S,012} \hat{=} \mathbf{F}_S \mathbf{i}_{s,abc}; \quad \mathbf{i}_{R,01\Lambda k-1} \hat{=} \mathbf{F}_R \mathbf{i}_{r,12\Lambda k} \quad (2.8)$$

2.9-2.10 Eşitlikleri elde edilir.

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_{S,012} &= \mathbf{F}_S \mathbf{R}_{s,abc} \mathbf{F}_S^{-1} \mathbf{i}_{S,012} + \mathbf{F}_S \frac{d}{dt} \{ \mathbf{L}_{s,abc} \mathbf{F}_S^{-1} \mathbf{i}_{S,012} + \mathbf{M}_{sr,abc}(\theta_m) \mathbf{F}_R^{-1} \mathbf{i}_{R,01\Lambda k-1} \} \\ &= \underbrace{\mathbf{F}_S \mathbf{R}_{s,abc} \mathbf{F}_S^{-1} \mathbf{i}_{S,012}}_{\hat{=} \mathbf{R}_{S,012}} + \underbrace{\mathbf{F}_S \mathbf{L}_{s,abc} \mathbf{F}_S^{-1} \frac{d\mathbf{i}_{S,012}}{dt}}_{\hat{=} \mathbf{L}_{S,012}} + \mathbf{F}_S \frac{\partial \mathbf{M}_{sr,abc}(\theta_m)}{\partial \theta_m} \mathbf{F}_R^{-1} \frac{\partial \theta_m}{\partial t} \mathbf{i}_{R,01\Lambda k-1} + \\ &\quad + \underbrace{\mathbf{F}_S \mathbf{M}_{sr,abc}(\theta_m) \mathbf{F}_R^{-1} \frac{\partial \mathbf{i}_{R,01\Lambda k-1}}{\partial t}}_{\hat{=} \mathbf{M}_{SR,abc}(\theta_m)} \end{aligned} \quad (2.9)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{0} &= \mathbf{F}_R \mathbf{R}_{r,12\Lambda k} \mathbf{F}_R^{-1} \mathbf{i}_{R,01\Lambda k-1} + \mathbf{F}_R \frac{d}{dt} \{ \mathbf{L}_{r,12\Lambda k} \mathbf{F}_R^{-1} \mathbf{i}_{R,01\Lambda k-1} + \mathbf{M}_{rs,12\Lambda k}(\theta_m) \mathbf{F}_S^{-1} \mathbf{i}_{S,012} \} \\ &= \underbrace{\mathbf{F}_R \mathbf{R}_{r,12\Lambda k} \mathbf{F}_R^{-1} \mathbf{i}_{R,01\Lambda k-1}}_{\hat{=} \mathbf{R}_{R,01\Lambda k-1}} + \underbrace{\mathbf{F}_R \mathbf{L}_{r,12\Lambda k} \mathbf{F}_R^{-1} \frac{d\mathbf{i}_{R,01\Lambda k-1}}{dt}}_{\hat{=} \mathbf{L}_{R,01\Lambda k-1}} + \mathbf{F}_R \frac{\partial \mathbf{M}_{rs,12\Lambda k}(\theta_m)}{\partial \theta_m} \mathbf{F}_S^{-1} \frac{\partial \theta_m}{\partial t} \mathbf{i}_{S,012} + \\ &\quad + \underbrace{\mathbf{F}_R \mathbf{M}_{rs,12\Lambda k}(\theta_m) \mathbf{F}_S^{-1} \frac{\partial \mathbf{i}_{S,012}}{\partial t}}_{\hat{=} \mathbf{M}_{RS,01\Lambda k-1}(\theta_m)} \end{aligned} \quad (2.10)$$

Burada tanımlanan uygun boyutlu matrislerin değerleri aşağıdaki gibidir:

$$\mathbf{R}_{S,012} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}_{3 \times 3}; \quad \mathbf{L}_{S,012} = \begin{bmatrix} L_{s0} & 0 & 0 \\ 0 & L_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & L_{s2} \end{bmatrix}_{3 \times 3};$$

$$\mathbf{R}_{R,01\Lambda k-1} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}_{k \times k};$$

$$\mathbf{L}_{R,01\Lambda k-1} = \begin{bmatrix} L_{r0} & 0 & 0 & \Lambda & 0 \\ 0 & L_{r1} & 0 & \Lambda & 0 \\ 0 & 0 & L_{r2} & \Lambda & 0 \\ M & M & M & 0 & M \\ 0 & 0 & 0 & \Lambda & L_{r(k-1)} \end{bmatrix}_{k \times k}$$

$$\mathbf{M}_{SR,abc}^*(\theta_m) = j p_p \frac{\sqrt{3k}}{2} M_m \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \Lambda & 0 & 0 \\ 0 & e^{jp_p \theta_m} & 0 & \Lambda & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \Lambda & 0 & -e^{-jp_p \theta_m} \end{bmatrix}_{3 \times k}$$

$$\mathbf{M}_{SR,abc}(\theta_m) = \frac{\sqrt{3k}}{2} \mathbf{M}_m \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \Lambda & 0 & 0 \\ 0 & e^{jp_p \theta_m} & 0 & \Lambda & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \Lambda & 0 & e^{-jp_p \theta_m} \end{bmatrix}_{3 \times k}$$

$$\mathbf{M}_{RS,01\Lambda k-1}^{\bullet}(\theta_m) = jp_p \frac{\sqrt{3k}}{2} \mathbf{M}_m \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & -e^{-jp_p \theta_m} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ \mathbf{M} & \mathbf{M} & \mathbf{M} \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & e^{jp_p \theta_m} \end{bmatrix}_{k \times 3}$$

$$\mathbf{M}_{RS,01\Lambda k-1}(\theta_m) = \frac{\sqrt{3k}}{2} \mathbf{M}_m \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & e^{-jp_p \theta_m} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ \mathbf{M} & \mathbf{M} & \mathbf{M} \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & e^{jp_p \theta_m} \end{bmatrix}_{k \times 3}$$

$$\{L_{s0} \triangleq L_s + 2M_{ss}; L_{s1} \triangleq L_{s2} \triangleq L_s + M_{ss}$$

$$L_{r0} \triangleq L_R + kM_{rr}; L_{rj} \triangleq L_R + M_{rr} \quad (j = 1, 2, \dots, k-1)\}$$

Eşitlik 2 9-2 10 daha açık bir şekilde, 2 11 ve 2 12 Eşitlikleri ile ifade edilebilir.

$$v_{s0} = R_s i_{s0} + L_{s0} \frac{di_{s0}}{dt} \quad (2 \ 11a)$$

$$v_{s1} = R_s i_{s1} + L_{s1} \frac{di_{s1}}{dt} + jp_p \frac{\sqrt{3k}}{2} M_m e^{jp_p \theta_m} \frac{\partial \theta_m}{\partial t} i_{R1} + \frac{\sqrt{3k}}{2} M_m e^{jp_p \theta_m} \frac{\partial i_{R1}}{\partial t} \quad (2 \ 11b)$$

$$v_{s2} = R_s i_{s2} + L_{s2} \frac{di_{s2}}{dt} - jp_p \frac{\sqrt{3k}}{2} M_m e^{-jp_p \theta_m} \frac{\partial \theta_m}{\partial t} i_{R(k-1)} + \frac{\sqrt{3k}}{2} M_m e^{-jp_p \theta_m} \frac{\partial i_{R(k-1)}}{\partial t} \quad (2 \ 11c)$$

$$0 = R_r i_{r0} + L_{r0} \frac{di_{r0}}{dt} \quad (2 \ 12a)$$

$$0 = R_r i_{r1} + L_{r1} \frac{di_{r1}}{dt} - jp_p \frac{\sqrt{3k}}{2} M_m e^{-jp_p \theta_m} \frac{\partial \theta_m}{\partial t} i_{s1} + \frac{\sqrt{3k}}{2} M_m e^{-jp_p \theta_m} \frac{\partial i_{s1}}{\partial t} \quad (2 \ 12b)$$

$$0 = R_r i_{rj} + L_{rj} \frac{di_{rj}}{dt} \quad (j = 2 \dots k-2) \quad (2 \ 12c)$$

$$0 = R_r i_{R(k-1)} + L_{r(k-1)} \frac{di_{R(k-1)}}{dt} + jp_p \frac{\sqrt{3k}}{2} M_m e^{jp_p \theta_m} \frac{\partial \theta_m}{\partial t} i_{s2} + \frac{\sqrt{3k}}{2} M_m e^{jp_p \theta_m} \frac{\partial i_{s2}}{\partial t} \quad (2 \ 12d)$$

Elde edilen 2.11 ve 2.12 Eşitlikleri için aşağıdaki varsayımlar yapılabilir (Göktaş, 1989; Kutman, 1999; Sarıoğlu ve diğ., 2003):

- Dengeli SKAS M yine dengeli gerilimler ile beslenirse *sıfırıncı bileşen* oluşmayacaktır.
- SKAS M de endüklenen elektro-magnetik momente, 2.12c Eşitlikleri herhangi bir katkı sağlamadıkları için modelde gözönünde bulundurulmayacaktır.

Yapılan bu kabullerle elektriksel yanal ilişkin model, 2'si statora (Eşitlik 2.11b-c) ve 2'si de rotora (Eşitlik 2.12b ve 2.12d) ait olmak üzere 4 adet eşitlik ile ifade edilebilir. Bu dört ifadenin her ikisinde de, statör ve rotorun duran eksenlerine göre bir birine zıt yönlerde hareket eden uzay fazörleri ($e^{jp_p\theta_m}$, $e^{-jp_p\theta_m}$) olduğu için aşağıdaki gibi + ve - şeklinde yeniden tanımlamalar yapılarak,

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_{s,+} &\triangleq \begin{bmatrix} v_{s1} \\ v_{s2} \end{bmatrix}; \mathbf{i}_{s,+} \triangleq \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \end{bmatrix}; \mathbf{L}_{s,+} \triangleq \begin{bmatrix} L_{s1} & 0 \\ 0 & L_{s2} \end{bmatrix}; \mathbf{R}_{s,+} \triangleq \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix}; \\ \mathbf{M}_{sr,+}^*(\theta_m) &\triangleq jp_p \frac{\sqrt{3k}}{2} M_m \begin{bmatrix} e^{jp_p\theta_m} & 0 \\ 0 & -e^{-jp_p\theta_m} \end{bmatrix}; \mathbf{M}_{sr,-}(\theta_m) \triangleq \frac{\sqrt{3k}}{2} M_m \begin{bmatrix} e^{jp_p\theta_m} & 0 \\ 0 & e^{-jp_p\theta_m} \end{bmatrix} \\ \mathbf{i}_{r,+} &\triangleq \begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_{r(k-1)} \end{bmatrix}; \mathbf{R}_{r,+} \triangleq \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix}; \mathbf{L}_{r,-} \triangleq \begin{bmatrix} L_{r1} & 0 \\ 0 & L_{r(k-1)} \end{bmatrix} \\ \mathbf{M}_{rs,-}^*(\theta_m) &\triangleq jp_p \frac{\sqrt{3k}}{2} M_m \begin{bmatrix} -e^{-jp_p\theta_m} & 0 \\ 0 & e^{jp_p\theta_m} \end{bmatrix}; \\ \mathbf{M}_{rs,+}(\theta_m) &\triangleq \frac{\sqrt{3k}}{2} M_m \begin{bmatrix} e^{-jp_p\theta_m} & 0 \\ 0 & e^{jp_p\theta_m} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

Eşitlik 2.13 ve 2.14 elde edilmiştir.

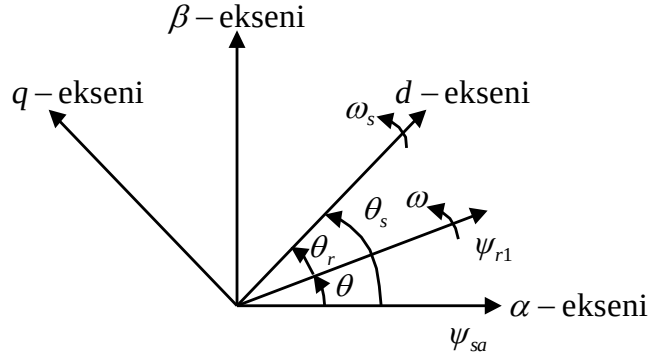
$$\mathbf{v}_{s,+} = \mathbf{R}_{s,+} \mathbf{i}_{s,+} + \mathbf{L}_{s,+} \frac{d\mathbf{i}_{s,+}}{dt} + \mathbf{M}_{sr,+}^*(\theta_m) \frac{d\theta_m}{dt} \mathbf{i}_{r,-} + \mathbf{M}_{sr,-}(\theta_m) \frac{d\mathbf{i}_{r,-}}{dt} \quad (2.13)$$

$$0 = \mathbf{R}_{r,-} \mathbf{i}_{r,-} + \mathbf{L}_{r,-} \frac{d\mathbf{i}_{r,-}}{dt} + \mathbf{M}_{rs,-}^*(\theta_m) \frac{d\theta_m}{dt} \mathbf{i}_{s,+} + \mathbf{M}_{rs,+}(\theta_m) \frac{d\mathbf{i}_{s,+}}{dt} \quad (2.14)$$

Bu sürecin sonunda elektriksel model; (3+k). dereceden (2+2)'ye indirgenmiş olmakla birlikte, $e^{jp_p\theta_m}$ ve $e^{-jp_p\theta_m}$ gibi uzay fazörlerine bağımlılık nedeniyle, doğrudan VKY'lerde ya da DMK'da kullanılamamaktadır. Bunun için süreç 3'e geçilir.

Süreç 3:

Elektriksel yana ilişkin modelin doğrudan kontrol algoritmalarında kullanılabilir hale getirilebilmesi için Şekil 2.2’de görülen statör α -fazı referanslı duran $\alpha\beta$ - ya da senkron hızla dönen dq - eksen takımı nda ifade edilmesi gerekir. Burada, daha genel olan ve basit bir şekilde diğer eksen takımlarına geçişleri sağlayan dönen dq - eksenine dönüşüm tercih edilmiştir. Gücün sabit kaldığı varsayımıyla bu dönüşüm (Cökaşan, 1989; Kutman, 1999) Eşitlik 2.15’deki gibi tanımlanabilir.



Şekil 2.2 Duran $\alpha\beta$ - ve dönen dq - eksenlerinin statör ve rotor eksenlerine göre konumu.

$$\mathbf{A}_S \triangleq \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} e^{-j\theta_s} & e^{j\theta_s} \\ -je^{-j\theta_s} & je^{j\theta_s} \end{bmatrix}; \mathbf{A}_R \triangleq \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} e^{-j\theta_r} & e^{j\theta_r} \\ -je^{-j\theta_r} & je^{j\theta_r} \end{bmatrix}; \mathbf{A}^{-1} = \mathbf{A}^{T*} \quad (2.15)$$

$$\mathbf{v}_{s,dq} = \mathbf{A}_S \mathbf{v}_{s,+}; \quad \mathbf{i}_{s,dq} = \mathbf{A}_S \mathbf{i}_{s,+}; \quad \mathbf{i}_{R,dq} = \mathbf{A}_R \mathbf{i}_{r,-+} \quad (2.16)$$

Eşitlik 2.15’deki dönüşüm ve 2.16’daki tanımlamalar, Eşitlik 2.13-2.14’e uygunlaştırılarak yerine yazılır ve düzenlenirse, 2.17-2.18 Eşitlikleri elde edilir.

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_{s,dq} &= \mathbf{A}_S \mathbf{R}_{s,+} \mathbf{A}_S^{-1} \mathbf{i}_{s,dq} + \mathbf{A}_S \mathbf{L}_{s,+} \frac{d}{dt} \{ \mathbf{A}_S^{-1} \mathbf{i}_{s,dq} \} + \mathbf{A}_S \mathbf{M}_{sr,+}^*(\theta_m) \mathbf{A}_R^{-1} \frac{d\theta_m}{dt} \mathbf{i}_{R,dq} + \\ &\quad + \mathbf{A}_S \mathbf{M}_{sr,+}(\theta_m) \frac{d}{dt} \{ \mathbf{A}_R^{-1} \mathbf{i}_{R,dq} \} \\ &= \underbrace{\mathbf{A}_S \mathbf{R}_{s,+} \mathbf{A}_S^{-1}}_{\triangleq \mathbf{R}_{s,dq}} \mathbf{i}_{s,dq} + \underbrace{\mathbf{A}_S \mathbf{L}_{s,+} \frac{d\mathbf{A}_S^{-1}}{dt}}_{\triangleq \mathbf{L}_{s,dq1}} \mathbf{i}_{s,dq} + \underbrace{\mathbf{A}_S \mathbf{L}_{s,+} \mathbf{A}_S^{-1}}_{\triangleq \mathbf{L}_{s,dq2}} \frac{d\mathbf{i}_{s,dq}}{dt} + \underbrace{\mathbf{A}_S \mathbf{M}_{sr,+}^*(\theta_m) \mathbf{A}_R^{-1}}_{\triangleq \mathbf{M}_{sr,dq}^*(\theta_m)} \frac{d\theta_m}{dt} \mathbf{i}_{R,dq} + \\ &\quad + \underbrace{\mathbf{A}_S \mathbf{M}_{sr,+}(\theta_m) \frac{d\mathbf{A}_R^{-1}}{dt}}_{\triangleq \mathbf{M}_{sr,dq1}(\theta_m)} \mathbf{i}_{R,dq} + \underbrace{\mathbf{A}_S \mathbf{M}_{sr,+}(\theta_m) \mathbf{A}_R^{-1}}_{\triangleq \mathbf{M}_{sr,dq2}(\theta_m)} \frac{d\mathbf{i}_{R,dq}}{dt} \end{aligned} \quad (2.17)$$

$$\begin{aligned}
0 &= \mathbf{A}_R \mathbf{R}_{r,-+} \mathbf{A}_R^{-1} \mathbf{i}_{R,dq} + \mathbf{A}_R \mathbf{L}_{r,-+} \frac{d}{dt} \{ \mathbf{A}_R^{-1} \mathbf{i}_{R,dq} \} + \mathbf{A}_R \mathbf{M}_{rs,-+}^* (\theta_m) \mathbf{A}_S^{-1} \frac{d\theta_m}{dt} \mathbf{i}_{s,dq} + \\
&\quad + \mathbf{A}_R \mathbf{M}_{rs,-+} (\theta_m) \frac{d}{dt} \{ \mathbf{A}_S^{-1} \mathbf{i}_{s,dq} \} \\
&= \underbrace{\mathbf{A}_R \mathbf{R}_{r,-+} \mathbf{A}_R^{-1}}_{\hat{=}\mathbf{R}_{r,dq}} \mathbf{i}_{R,dq} + \underbrace{\mathbf{A}_R \mathbf{L}_{r,-+}}_{\hat{=}\mathbf{L}_{r,dq1}} \frac{d\mathbf{A}_R^{-1}}{dt} \mathbf{i}_{R,dq} + \underbrace{\mathbf{A}_R \mathbf{L}_{r,-+} \mathbf{A}_R^{-1}}_{\hat{=}\mathbf{L}_{r,dq1}} \frac{d\mathbf{i}_{R,dq}}{dt} + \underbrace{\mathbf{A}_R \mathbf{M}_{rs,-+}^* (\theta_m) \mathbf{A}_S^{-1}}_{\hat{=}\mathbf{M}_{rs,dq1}^* (\theta_m)} \frac{d\theta_m}{dt} \mathbf{i}_{s,dq} + \\
&\quad + \underbrace{\mathbf{A}_R \mathbf{M}_{rs,-+} (\theta_m)}_{\hat{=}\mathbf{M}_{rs,dq1} (\theta_m)} \frac{d\mathbf{A}_S^{-1}}{dt} \mathbf{i}_{s,dq} + \underbrace{\mathbf{A}_R \mathbf{M}_{rs,-+} (\theta_m) \mathbf{A}_S^{-1}}_{\hat{=}\mathbf{M}_{rs,dq2} (\theta_m)} \frac{d\mathbf{i}_{s,dq}}{dt} \quad (2.18)
\end{aligned}$$

Burada tanımlanan uygun boyutlu matrisler aşağıdaki biçimdedir:

$$\begin{aligned}
\mathbf{R}_{s,dq} &= \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix}_{2 \times 2} ; \quad \mathbf{L}_{s,dq1} = \begin{bmatrix} 0 & -(L_s + M_{ss}) \\ (L_s + M_{ss}) & 0 \end{bmatrix}_{2 \times 2} \omega_s ; \\
\mathbf{L}_{s,dq2} &= \begin{bmatrix} (L_s + M_{ss}) & 0 \\ 0 & (L_s + M_{ss}) \end{bmatrix}_{2 \times 2} ; \quad \mathbf{M}_{sr,dq}^* (\theta_m) = \frac{\sqrt{3k}}{2} M_m \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}_{2 \times 2} p_p ; \\
\mathbf{M}_{sr,dq1} (\theta_m) &= \frac{\sqrt{3k}}{2} M_m \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}_{2 \times 2} \omega_r ; \quad \mathbf{M}_{sr,dq2} (\theta_m) = \frac{\sqrt{3k}}{2} M_m \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}_{2 \times 2} \\
\mathbf{R}_{r,dq} &= \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix}_{2 \times 2} ; \quad \mathbf{L}_{r,dq1} = \begin{bmatrix} 0 & -(L_r + M_{rr}) \\ (L_r + M_{rr}) & 0 \end{bmatrix}_{2 \times 2} \omega_r ; \\
\mathbf{L}_{r,dq2} &= \begin{bmatrix} (L_r + M_{rr}) & 0 \\ 0 & (L_r + M_{rr}) \end{bmatrix}_{2 \times 2} \\
\mathbf{M}_{rs,dq}^* (\theta_m) &= \frac{\sqrt{3k}}{2} M_m \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix}_{2 \times 2} p_p ; \\
\mathbf{M}_{rs,dq1} (\theta_m) &= \frac{\sqrt{3k}}{2} M_m \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}_{2 \times 2} \omega_s ; \quad \mathbf{M}_{rs,dq2} (\theta_m) = \frac{\sqrt{3k}}{2} M_m \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}_{2 \times 2} \\
\{ L_s \hat{=} L_{s+} = L_{s-} = L_s + M_{ss} ; L_r \hat{=} L_{r1} = L_{r(k-1)} = L_r + M_{rr} ; L_M \hat{=} \frac{\sqrt{3k}}{2} M_m \}
\end{aligned}$$

Eşitlik 2.17-18'de gerekli matris işlemleri yapıp tekrar düzenlenirse, 2.19-2.20 Eşitlikleri elde edilir.

$$v_{sd} = R_s i_{sd} - \omega_s (L_s i_{sq} + L_M i_{Rq}) + L_s \frac{di_{sd}}{dt} + L_M \frac{di_{Rd}}{dt} \quad (2.19a)$$

$$v_{sq} = R_s i_{sq} + \omega_s (L_s i_{sd} + L_M i_{Rd}) + L_s \frac{di_{sq}}{dt} + L_M \frac{di_{Rq}}{dt} \quad (2.19b)$$

$$0 = R_r i_{Rd} - \omega_r (L_r i_{Rq} + L_M i_{sq}) + L_r \frac{di_{Rd}}{dt} + L_M \frac{di_{sd}}{dt} \quad (2.20a)$$

$$0 = R_r i_{Rq} + \omega_r (L_r i_{Rd} + L_M i_{sd}) + L_r \frac{di_{Rq}}{dt} + L_M \frac{di_{sq}}{dt} \quad (2.20b)$$

Buraya kadar yapılan dönüşümlerle elektriksel model, senkron hızla dönen dq – ekseninde bir birinden galvanik olarak yalıtılmış iki devre haline getirilmiştir (Kutman, 1999). 2.19-2.20 Eşitliklerinde, transformatörlerdeki gibi Eşitlik 2.21 tanımlamalarının kullanılmasıyla,

$$\ddot{u} \triangleq \frac{K_s \cdot N_s}{K_r \cdot N_r} \Rightarrow i_{rd} \triangleq \frac{1}{\ddot{u}} i_{Rd}; i_{rq} \triangleq \frac{1}{\ddot{u}} i_{Rq}; R_r' \triangleq \ddot{u}^2 R_r; L_r' \triangleq \ddot{u}^2 L_r; \quad (2.21)$$

{ $\ddot{u}$: Rotoru statora indirme katsayısıdır. K_s ve K_r : Stator ve rotor sargı faktörleridir (=1 alınabilir). }

galvanik yalıtım kaldırılıp rotor statora indirgenmiş olur (Göktaşan, 1989; Kutman, 1999) (Eşitlik 2.22-2.23).

$$\begin{aligned} v_{sd} &= R_s i_{sd} - \omega_s (L_s i_{sq} + L_M \ddot{u} i_{rq}) + L_s \frac{di_{sd}}{dt} + L_M \ddot{u} \frac{di_{rd}}{dt} \\ &= R_s i_{sd} - \omega_s (L_s i_{sq} + L_m i_{rq}) + L_s \frac{di_{sd}}{dt} + L_m \frac{di_{rd}}{dt} \end{aligned} \quad (2.22a)$$

$$\begin{aligned} v_{sq} &= R_s i_{sq} + \omega_s (L_s i_{sd} + L_M \ddot{u} i_{rd}) + L_s \frac{di_{sq}}{dt} + L_M \ddot{u} \frac{di_{rq}}{dt} \\ &= R_s i_{sq} + \omega_s (L_s i_{sd} + L_m i_{rd}) + L_s \frac{di_{sq}}{dt} + L_m \frac{di_{rq}}{dt} \end{aligned} \quad (2.22b)$$

$$\begin{aligned} 0 &= \frac{R_r'}{\ddot{u}^2} \ddot{u} i_{rd} - \omega_r \left(\frac{L_r'}{\ddot{u}^2} \ddot{u} i_{rq} + L_M i_{sq} \right) + \frac{L_r'}{\ddot{u}^2} \ddot{u} \frac{di_{rd}}{dt} + L_M \frac{di_{sd}}{dt} \\ &= R_r' i_{rd} - \omega_r (L_r' i_{rq} + L_m i_{sq}) + L_r' \frac{di_{rd}}{dt} + L_m \frac{di_{sd}}{dt} \end{aligned} \quad (2.23a)$$

$$\begin{aligned} 0 &= \frac{R_r'}{\ddot{u}^2} \ddot{u} i_{rq} + \omega_r \left(\frac{L_r'}{\ddot{u}^2} \ddot{u} i_{rd} + L_M i_{sd} \right) + \frac{L_r'}{\ddot{u}^2} \ddot{u} \frac{di_{rq}}{dt} + L_M \frac{di_{sq}}{dt} \\ &= R_r' i_{rq} + \omega_r (L_r' i_{rd} + L_m i_{sd}) + L_r' \frac{di_{rq}}{dt} + L_m \frac{di_{sq}}{dt} \end{aligned} \quad (2.23b)$$

$$\{ L_m \triangleq \ddot{u} L_M \}$$

Eşitlik 2.22-23' de parantezlerle gösterilen terimler, dönen dq – eksenindeki stator ve rotor akılarıdır (Eşitlik 2.24-2.25).

$$\psi_{sd} = L_s i_{sd} + L_m i_{rd} \quad (2.24a)$$

$$\psi_{sq} = L_s i_{sq} + L_m i_{rq} \quad (2.24b)$$

$$\psi_{rd} = L_r i_{sd} + L_m i_{rd} \quad (2.25a)$$

$$\psi_{rq} = L_r i_{sq} + L_m i_{rq} \quad (2.25b)$$

Eşitlik 2.22-23' de, 2.24-2.25 Eşitlikleri ile birlikte Eşitlik 2.26 kullanılarak,

$$\mathbf{R}'_{r,dq} = \begin{bmatrix} R'_r & 0 \\ 0 & R'_r \end{bmatrix}; \boldsymbol{\psi}_{s,dq} \triangleq \begin{bmatrix} \psi_{sd} \\ \psi_{sq} \end{bmatrix}; \boldsymbol{\psi}_{r,dq} \triangleq \begin{bmatrix} \psi_{rd} \\ \psi_{rq} \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

elektiriksel yana ilişkin model Eşitlik 2.27 ve 2.28'deki gibi daha basit ve kapalı biçimde gösterilebilir.

$$\mathbf{v}_{s,dq} = \mathbf{R}_{s,dq} \mathbf{i}_{s,dq} + \omega_s \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \boldsymbol{\psi}_{s,dq} + \frac{d}{dt} \boldsymbol{\psi}_{s,dq} \quad (2.27)$$

$$\mathbf{0} = \mathbf{R}'_{r,dq} \mathbf{i}_{r,dq} + \omega_r \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \boldsymbol{\psi}_{r,dq} + \frac{d}{dt} \boldsymbol{\psi}_{r,dq} \quad (2.28)$$

Elektiriksel model, gücün değişmediği varsayılararak yapılan dönüşümlerle elde edilmiştir. Bundan sonra, özellikle mekanik yana ilişkin literatürdeki diğer modellerle de uyumluluğu sağlamak amacıyla kullanılan tüm dönüşümlerde bu varsayımı yapılmayacaktır.

SKAS M'nin mekanik yana ilişkin dinamik model, Newton'un ikinci kanunundan aşağıdaki gibi belirlenebilir.

$$t_e - t_L = J_L \frac{d\omega_m}{dt} + B_L \omega_m \quad (2.29)$$

Burada, t_L yük (bozucu) momenti $[N.m]$, J_L motor + yük'ün eylemsizliği $[kg.m^2]$ ve B_L motor + yük'ün sürtünme katsayısıdır $[N.m/(rad/s)]$. t_e ise, motorda endüklenen elektiriksel (elektromagnetik) momentdir. t_e 'nin elde edilmesi için Eşitlik 2.30'daki toplamani giriş gücünden yararlanılabilir.

$$p_{in} = \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{r1} \\ v_{r2} \\ M \\ v_{rk} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_{r2} \\ M \\ i_{rk} \end{bmatrix} = \mathbf{v}_{s,abc}^T \mathbf{i}_{s,abc} + \mathbf{v}_{r,12kk}^T \mathbf{i}_{r,12kk} \quad [W] \quad (2.30)$$

Diğer taraftan bu eşitlik rotoru sargılı asenkron motorda (RSAS M de) aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$p_{in} = \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{ra} \\ v_{rb} \\ v_{rc} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} = \mathbf{v}_{s,abc}^T \mathbf{i}_{s,abc} + \mathbf{v}_{r,abc}^T \mathbf{i}_{r,abc} [W] \quad (2.31)$$

Eşitlik 2.31'in dq -eksenindeki karşılığı, 2.32-33 Eşitliklerindeki tanımlar kullanılarak,

$$\boldsymbol{\kappa}(\theta) \triangleq \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin \theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \quad (2.32a)$$

$$\boldsymbol{\kappa}^{-1}(\theta) \triangleq \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix}; \quad (2.32b)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_{s,abc} &\triangleq \boldsymbol{\kappa}^{-1}(\theta_s) \mathbf{v}_{s,dq0} \\ \mathbf{i}_{s,abc} &\triangleq \boldsymbol{\kappa}^{-1}(\theta_s) \mathbf{i}_{s,dq0} \end{aligned} \quad (2.33a)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_{r,abc} &\triangleq \boldsymbol{\kappa}^{-1}(\theta_r) \mathbf{v}_{r,dq0} \\ \mathbf{i}_{r,abc} &\triangleq \boldsymbol{\kappa}^{-1}(\theta_r) \mathbf{i}_{r,dq0} \end{aligned} \quad (2.33b)$$

Eşitlik 2.34' deki gibi elde edilebilir.

$$\begin{aligned} p_{in} &= \left\{ \boldsymbol{\kappa}^{-1}(\theta_s) \mathbf{v}_{s,dq0} \right\}^T \boldsymbol{\kappa}^{-1}(\theta_s) \mathbf{i}_{s,dq0} + \left\{ \boldsymbol{\kappa}^{-1}(\theta_r) \mathbf{v}_{r,dq0} \right\}^T \boldsymbol{\kappa}^{-1}(\theta_r) \mathbf{i}_{r,dq0} \\ &= \mathbf{v}_{s,dq0}^T \boldsymbol{\kappa}^{-1}(\theta_s)^T \boldsymbol{\kappa}^{-1}(\theta_s) \mathbf{i}_{s,dq0} + \mathbf{v}_{r,dq0}^T \boldsymbol{\kappa}^{-1}(\theta_r)^T \boldsymbol{\kappa}^{-1}(\theta_r) \mathbf{i}_{r,dq0} \\ &= \frac{3}{2} (v_{sd} i_{sd} + v_{sq} i_{sq} + 2v_{s0} i_{s0} + v_{rd} i_{rd} + v_{rq} i_{sq} + 2v_{r0} i_{r0}) [W] \end{aligned} \quad (2.34)$$

Daha önce de belirtildiği gibi dengeli motora dengeli gerilimler uygulandığı zaman sıfıncı bileşenler oluşmayacağı için Eşitlik 2.34 aşağıdaki gibi tekrar düzenlenir.

$$p_{in} = \frac{3}{2} (v_{sd} i_{sd} + v_{sq} i_{sq} + v_{rd} i_{rd} + v_{rq} i_{sq}) [W] \quad (2.35)$$

Dönen dq – eksenindeki bu güç ifadesi, yine bu eksentaki m için elde edilen Eşitlik 2.27 ve 28’deki gerili mifadelerinin sağ taraf karşılıkları yerine yazılarak SKAS M için de kullanılabilir (Eşitlik 2.36).

$$p_{in} = \frac{3}{2} \left\{ \left(i_{sd}^2 + i_{sq}^2 \right) \frac{R_s}{2} + \left(i_{rd}^2 + i_{rq}^2 \right) \frac{R_r}{2} + i_{sd} \frac{d\psi_{sd}}{dt} + i_{sq} \frac{d\psi_{sq}}{dt} + i_{rd} \frac{d\psi_{rd}}{dt} + i_{rq} \frac{d\psi_{rq}}{dt} + \right. \\ \left. + \omega_s (\psi_{sd} i_{sq} - \psi_{sq} i_{sd}) + \omega_r (\psi_{rd} i_{rq} - \psi_{rq} i_{rd}) \right\} [W] \quad (2.36)$$

Görül düğü gibi bu eşitlik $i^2 R$, $id\psi/dt$ ve $\omega\psi i$ olmak üzere üç farklı türden terimleri içerir. Bunlardan $i^2 R$ bakır kayıplarını, $id\psi/dt$ hava-aralığında depolanan magnetik alan enerjisinin değişim oranını (hava-aralığ gücünü) ve $\omega\psi i$ ise mekanik işe dönüştürülen enerji oranını (mekanik çıkış gücünü) temsil etmektedir (Ong, 1998; Vas, 1990). Bu noktada t_e , mekanik çıkış gücünü temsil eden $\omega\psi i$ ’li terimler toplamının mekanik hıza bölümüyle aşağıdaki gibi türetilebilir (Ong, 1998).

$$t_e = \frac{3}{2} \left\{ \frac{\omega_s (\psi_{sd} i_{sq} - \psi_{sq} i_{sd}) + \omega_r (\psi_{rd} i_{rq} - \psi_{rq} i_{rd})}{\omega_m} \right\} \quad (2.37)$$

2.24-25 Eşitliklerinden, Eşitlik 2.37’deki ilişkiler kurularak

$$\psi_{sd} i_{sq} - \psi_{sq} i_{sd} = -(\psi_{rd} i_{rq} - \psi_{rq} i_{rd}) = \frac{L_m}{L_r} (\psi_{rd} i_{sq} - \psi_{rq} i_{sd}) \quad (2.38)$$

Eşitlik 2.39’deki gibi t_e çok farklı biçimlerde elde edilmiştir.

$$t_e = \frac{3}{2} p_p (\psi_{rq} i_{rd} - \psi_{rd} i_{rq}) \quad (2.39a)$$

$$= \frac{3}{2} p_p (\psi_{sd} i_{sq} - \psi_{sq} i_{sd}) \quad (2.39b)$$

$$= \frac{3}{2} p_p \frac{L_m}{L_r} (\psi_{rd} i_{sq} - \psi_{rq} i_{sd}) \quad (2.39c)$$

Tez kapsamında, matris gösterimlerin yanı sıra daha önce Park tarafından kullanılan uzay fazörü kuranından (Vas, 1998) da yararlanarak ifadelerin daha kolay anlaşılması amaçlanmıştır. Uzay fazörü ya da uzay vektörü gösteriminde gerçek (real) kısımlı yatay eksen (d – , α –), sanal (imaginary) kısımlı dikey eksen (q – , β –) temsil

etmektedir. Buna göre 2.24-25, 2.27-28 ve 2.39c Eşitlikleri aşağıdaki gibi tekrar yazılabilir:

$$\psi_{s,dq}^p \triangleq \psi_{sd} + j\psi_{sq} = L_s i_{s,dq}^p + L_m i_{r,dq}^p \quad (2.40)$$

$$\psi_{r,dq}^p \triangleq \psi_{rd} + j\psi_{rq} = L_m i_{s,dq}^p + L_r i_{r,dq}^p \quad (2.41)$$

$$v_{s,dq}^p \triangleq v_{sd} + jv_{sq} = R_s i_{s,dq}^p + \left(\frac{d}{dt} + j\omega_s \right) \psi_{s,dq}^p \quad (2.42)$$

$$0 = R_r i_{r,dq}^p + \left(\frac{d}{dt} + j\omega_r \right) \psi_{r,dq}^p \quad (2.43)$$

$$t_e = \frac{3}{2} p_p \frac{L_m}{L_r} \Im m(i_{s,dq}^p \psi_{r,dq}^{p*}) \quad (2.44)$$

Burada,

$\psi_{s,dq}^p, \psi_{r,dq}^p$: statör ve rotör akılarına ilişkin uzay vektörleridir.

$i_{s,dq}^p \triangleq i_{sd} + ji_{sq}, i_{r,dq}^p \triangleq i_{rd} + ji_{rq}$: statör ve rotör akılarına ilişkin uzay vektörleridir.

$\psi_{r,dq}^{p*} \triangleq \psi_{rd} - j\psi_{rq}$ olarak tanımlanmıştır.

2.40-44 Eşitliklerindeki ilişkilerinden SKAS M'nin durumuzay modeli aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

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

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{sd} \\ \dot{i}_{sq} \\ \dot{\psi}_{rd} \\ \dot{\psi}_{rq} \\ \dot{\omega}_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{L_m^2 R_r'}{L_\sigma L_r'^2}\right) & \omega_s & \frac{L_m R_r'}{L_\sigma L_r'^2} & \frac{L_m}{L_\sigma L_r'} p_p \omega_m & 0 \\ -\omega_s & -\left(\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{L_m^2 R_r'}{L_\sigma L_r'^2}\right) & -\frac{L_m}{L_\sigma L_r'} p_p \omega_m & \frac{L_m R_r'}{L_\sigma L_r'^2} & 0 \\ \frac{R_r'}{L_r} L_m & 0 & -\frac{R_r'}{L_r} & \omega_r & 0 \\ 0 & \frac{R_r'}{L_r} L_m & -\omega_r & -\frac{R_r'}{L_r} & 0 \\ -\frac{1}{J} \frac{3}{2} p_p \frac{L_m}{L_r'} \psi_{rq} & \frac{1}{J} \frac{3}{2} p_p \frac{L_m}{L_r'} \psi_{rd} & 0 & 0 & -\frac{B_L}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \psi_{rd} \\ \psi_{rq} \\ \omega_m \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_\sigma} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_\sigma} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ -\frac{1}{J} \end{bmatrix} t_L$$

A

(2.45)

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

$$\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \omega_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \psi_{rd} \\ \psi_{rq} \\ \omega_m \end{bmatrix}$$

H

(2.46)

Buradaki parametreler tekrar anımsanacak olursa; R_s, L_s : Stator direnci ve öz endüktansı, R_r', L_r' : Statora indirgenmiş rotor direnci ve öz endüktansı, L_m : Mknatıslanma endüktansı (karşılıklı endüktans), p_p : Kutup çifti sayısı, i_{sd}, i_{sq} : Stator akımlarının d – ve q – bileşenleri, ψ_{rd}, ψ_{rq} : Halkalanan rotor akısının d – ve q – bileşenleri, $\omega_s (= \frac{d\theta_s}{dt})$: senkron hız, ω_m : Rotor milinin mekanik hızı, $\omega_r (= \frac{d\theta_r}{dt})$: d – eksen ile rotor için referans olarak seçilen ψ_{r1} magnetik eksenindeki hız farkıdır. Kayma hızı olarak da adlandırılır. $\omega_{sl} (= \frac{d\theta_{sl}}{dt})$ ile de gösterilir. t_L : Yük (bozucu) momenti, J_L : Motor ve yük'ün toplam eylemsizliği, B_L : Motor ve yük'ün toplam viskoz sürtünme katsayısıdır. Stator geçici endüktansı L_σ , kaçak faktörü σ ile stator öz endüktansı L_s 'nin çarpımı olarak aşağıdaki gibi tanımlanır.

$$L_\sigma = \sigma L_s = \left(L_s - \frac{L_m^2}{L_r'} \right) \quad (2.47)$$

Elde edilen bu durum uzay modeli için *modelleme* ve *kontrol* açısından özetle aşağıdaki yorumlar yapılabilir:

- dq – ekseninde ifade edilen model, istenildiğinde bu ekseninin dönme hızı değiştirilerek diğer eksen takımlarında da kolayca ifade edilebilir. Örneğin $\alpha\beta$ – duran stator ekseninde olduğu için $\omega_s = 0$ ve dolayısıyla $\omega_r = -p_p \omega_m$ alınarak model duran stator eksenine dönüştürülmüş olur. Bu özellik Eşitlik 2.32 vb. diğer dönüşümler için de geçerlidir.
- Gücün sabit kaldığı ya da değiştiği varsayımıyla yapılan tüm dönüşümlerde matematiksel farklılık dönüşüm matrisinin çarpıldığı skalar katsayıdan ya da dönen dq – ekseninin duran $\alpha\beta$ – eksenine göre konumunun farklı şekilde seçilmesinden kaynaklanır. Bu bilindiği zaman, konu ile ilgili literatürdeki diğer dönüşümler, modelleneler ve modeller daha kolay anlaşılabilir mektir.
- SKASM modelinde;
 - ♦ türev alma işlemi, dinamik özelliğini
 - ♦ durumlar arasındaki çarpımlar, doğrusal olma özelliğini
 - ♦ durumları hesaplamak için diğer değişkenlerin yansısı sistemin aynı zamanda çıkışı olan rotor hızı kullanıldığı için geri-besleme (recurrent) özelliğini

- ◆ model parametre değerlerinin sıcaklık ve frekansa bağımlı olması, zamanla-değişme özelliğini

yansıtır.

- Modeldeki bu özelliklere ilave olarak bilinmeyen yük (bozucu) koşulları kontrol sisteminin tasarımı oldukça güçleşmektedir. Bu yönleriyle SKAS M doğrusal olmayan kontrol için bir benchmark örneğini temsil etmektedir (Ortega ve diğ., 2001).

Sonuç olarak SKAS M katsayıları zamanla değişen, geri-beslemeli ve doğrusal olmayan 5. dereceden dinamiğe sahip (Shi, 2001) bir benchmark sistem olarak tanımlanabilir.

3. SİNCAP KAFESLİ ASENKRON MOTORA YÖNELİK YÜKSEK BAŞARI MLİ KONTROL YÖNTEMLERİ

Genel olarak, bir elektrik motoru, kontrollü moment kaynağı olarak düşünülebilir (Trzynadlowski, 1994). Momentin kontrolü ise sürücüler ile gerçekleştirilir.

Motorda üretilen moment, arnatür sargılarındaki akımla, alan sargılarında üretilen magnetik alan arasındaki etkileşimin bir sonucudur. Alan, motorun magnetik devresinde doymaya neden olmayacak ve moment/akım oranını yeteri kadar yüksek tutacak bir optimum seviyede sabit tutulur. Alanın sabit tutulması ile moment, arnatür akımı ile değiştirilir.

Alan ve arnatür akımlarının bağımsız kontrolü, serbest-uyarmlı da motorlarda iki ayrı sargının bağımsız iki ayrı kaynaktan beslenebilmesi nedeniyle kolayca yapılabilir. Bunun yanı sıra, motorun yapısı gereği bütün çalışma koşulları altında alan çizgilerinin sargı düzlemine paralel olduğu, maksimum (ya da optimal) moment üretimi koşulu her zaman sağlanır. Serbest-uyarmlı da motor için moment ifadesi aşağıdaki gibidir.

$$t_e = k_T i_a \psi_f \quad (3.1)$$

Burada, k_T moment sabiti, i_a arnatür akımının genliği ve ψ_f alan akısının genliğidir. DA makinelerindeki ne benzer olarak, SKAS Mlerde de magnetik alan stator sargılarındaki akımla üretilirken, arnatür sargıları (çubukları) rotordadır. Fakat, rotor akımları bir dış kaynaktan doğrudan sağlanamaz. Rotor akımı, stator alanına göre rotor iletenlerinin bağlı hareketlerinin bir sonucu olarak oluştuğundan, stator akımı hem magnetik alanın hem de arnatür akımının kaynağıdır. Stator ve rotor alanları birbirine dik tutulmadığı ya da çalışma koşulları ile değiştiği ve bu alanlar arasında bir etkileşim olduğu (Ong, 1998) için alan ve momentin bağımsız ya da verimli kontrolü da motorunki kadar basit ve açık değildir (Trzynadlowski, 1994).

Gelinen bu noktada, SKAS Mleri serbest uyarmalı da motorlar gibi ayarlanabilir kazançlı doğrusal akı mı moment dönüştürücüsüne çevir ne yani alan (akı) kontrol ünü moment kontrolünden bağımsızlaştırma amacıyla,

♦ 1969’da K Hasse ve 1971’de F. Blaschke tarafından vektör (ya da alan yönlendirme) kontrol yöntemleri

♦ 1984’de Takahashi ve Noguchi tarafından doğrudan moment kontrol yöntemi önerilmiştir. Bu yöntemlerle da motorlu sürücülerdeki kadar iyi bir dinamikle SKAS Mnin hem geçici hem de sürekli halde akı, moment ve eklenen dış kontrol çevrimi ile de hız kontrolleri yapılabilirdi için, Bose (1997)’de yüksek başarımlı yöntemler olarak adlandırılmıştır.

3.1. Vektör (Alan Yönlendirme) Kontrol

SKAS Mnin vektör kontrolünün anlaşılması için öncelikle alan yönlendirme koşulunun tanımlanması gerekir. Bu koşul, yapılan uygulamaya yönelik Eşitlik 2.39’deki gibi farklı biçimlerde elde edilebilen endüklenen moment (t_e) ifadelerinin herhangi birisindeki negatif kısım sıfırlanarak sağlanır. Böylece moment ifadesi, sadece farklı iki bileşenin fonksiyonu olur. Daha sonra bu iki bileşen kullanılan doğrusal olma dönüşümleriyle bir birinden bağımsız olarak doğrudan ya da dolaylı olarak kontrol edilir. Negatif kısım sıfırlamak amacıyla seçilen akı, rotor akısı ise “rotor akısı yönlendirme”, statör akısı ise “statör akısı yönlendirme” ve hava-aralığı akısı ise “hava-aralığı akısı yönlendirme” kontrol olarak adlandırılır.

Buna göre, Eşitlik 2.44’deki moment eşitliği seçilerek rotor akısı alan yönlendirme koşulları aşağıdaki gibi elde edilebilir (Trzynadłowski, 1994):

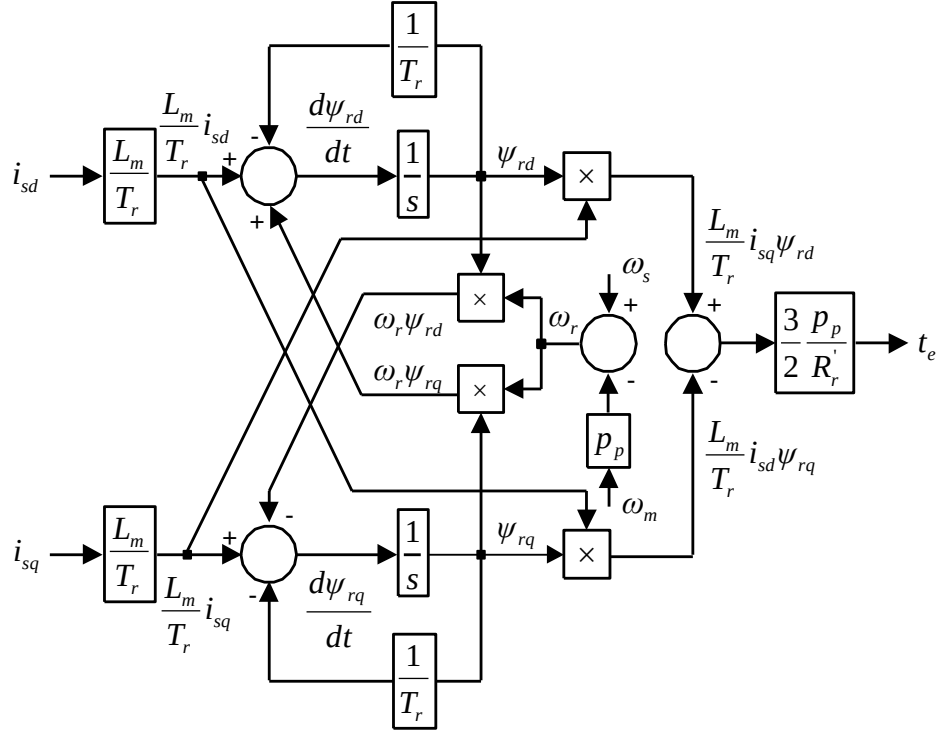
$$\psi_{rq} = 0 \quad (3.2)$$

yapılır ise, moment

$$t_e = \frac{3}{2} p_p \frac{L_m}{L_r} \psi_{rd} i_{sq} = \frac{3}{2} \frac{p_p}{R_r'} \frac{L_m}{T_r} \psi_{rd} i_{sq} = k_T \psi_{rd} i_{sq} \quad (3.3)$$

dur. Burada $T_r \triangleq L_r' / R_r'$, rotor zaman sabiti dir. Açık bir şekilde Eşitlik 3.3, Eşitlik 3.1’e benzerdir. Bir şekilde, Eşitlik 3.2 sağlandığı ve ψ_{rd} sabit tutulduğu zaman SKAS M bir doğrusal akı mı moment dönüştürücüsü haline alır. Bu durum Şekil

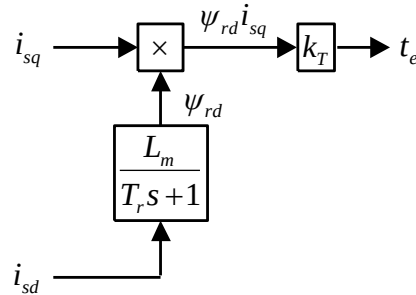
3.1’deki SKAS M ni n blok dı yagra m dan (Jansen ve Lorenz, 1994; Trzynadlowski, 1994) da görüleb ilir. Bunun iç in $\psi_{rq} = 0$ alınır ve $i_{sd} \rightarrow \psi_{rd}$ y olu



Şekil 3.1 dq – eksen i nde SKAS M ni n blok dı yagra m .

$$G(s) = \frac{\psi_{rd}}{i_{sd}} = \frac{L_m}{T_r} \frac{1/s}{1 + \frac{1}{s} \frac{1}{T_r}} = \frac{L_m}{T_r s + 1} \quad (3.4)$$

şeklinde birinci dereceden bir transfer fonksiyonu ile yer değ iş tirilir. Böylece, Şekil 3.2’deki alan yönlendirilmi ş SKAS M ni n blok dı yagra m el de edil mi ş olu r.



Şekil 3.2 Alan yönlendirilmi ş SKAS M ni n blok dı yagra m .

Buradan da görüleceğ i üzere moment, i_{sq} akı m na doğ rusal olarak bağ lı dır. Mo ment in diğ er bileş eni ψ_{rd} ise i_{sd} akı m ı yla T_r za man sabitli birinci dereceden bir iliş kiye sahi ptir. Ayrıca, Eş itlik 2.43’ den

$$i_{rd} = \frac{1}{R_r} \left(\omega_r \psi_{rq} - \frac{d\psi_{rd}}{dt} \right) \quad (3.5)$$

$$i_{rq} = \frac{1}{R_r} \left(-\omega_r \psi_{rd} - \frac{d\psi_{rq}}{dt} \right) \quad (3.6)$$

yazılabilir. Eğer Eşitlik 3.2 koşulu, yani ψ_r^p d – ekseninde ve sabit tutulursa $\psi_{rq} = 0$ ve $\frac{d\psi_{rd}}{dt} = 0$ olur. Bu durumda $i_{rd} = 0$, $i_r^p = j_{i_{rq}}$ ve aynı zamanda $\psi_r^p = \psi_{rd}$ ’dır. Sonuç olarak, i_r^p ve ψ_r^p vektörleri birbirine göre dik tutularak tıpkı da motor da olduğu gibi maksimum moment üretimi için optimal koşul sağlanmış olur.

Bu aşamada akı vektörünün, dönen eksenin d – bileşeni üzerinde sabit tutularak ($\psi_{rq} = 0 \Rightarrow \psi_r^p = \psi_{rd}$) momentin kontrol edilmesi ise 1969’da K. Hasse tarafından ortaya atılan dolaylı (kaynak frekansı kontrollü) ve 1971’de F. Blaschke’nin önerdiği doğrudan vektör kontrol yöntemleriyle gerçekleştirilir. Bunlar ileri ve geri-beslemeli yöntemler olarak da isimlendirilir (Bose, 1997; Lin ve diğ., 1998a).

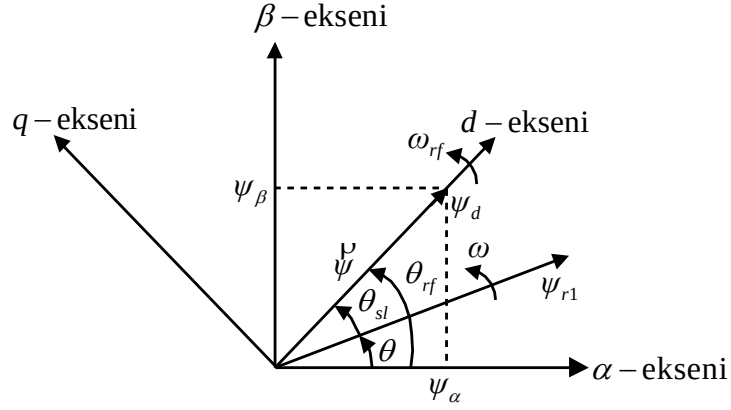
Her iki yöntemdeki kontrol süreçleri aşağıdaki gibi özetlenebilir:

- öncelikle kestirilen ya da yönlendirilen akının $\alpha\beta$ – stator duran eksenine göre konumu θ_{rf} belirlenir.
- Sonra, $\frac{d\theta_{rf}}{dt}$ hızıyla dönen dq – ekseninde elde edilen referans akı ve momente ilişkin akı bileşenleri (i_{sd}^r , i_{sq}^r) Eşitlik 2.32b’deki doğrusal olmayan $dq \rightarrow abc$ dönüşümü sonucunda, eviricinin üretmesi istenen üç faza ilişkin referans faz akılarına dönüştürülür. Kullanılan bu dönüşüm yönlendirilen akıyı sürekli d – bileşeni üzerinde sabit tutacak referans faz akılarının üretmeyi güvence altına alır (Kazmierkowski, 1994).

Bu iki yöntem arasındaki fark ise $\alpha\beta$ – eksenine göre θ_{rf} ’nin elde edilme işleminden kaynaklanır.

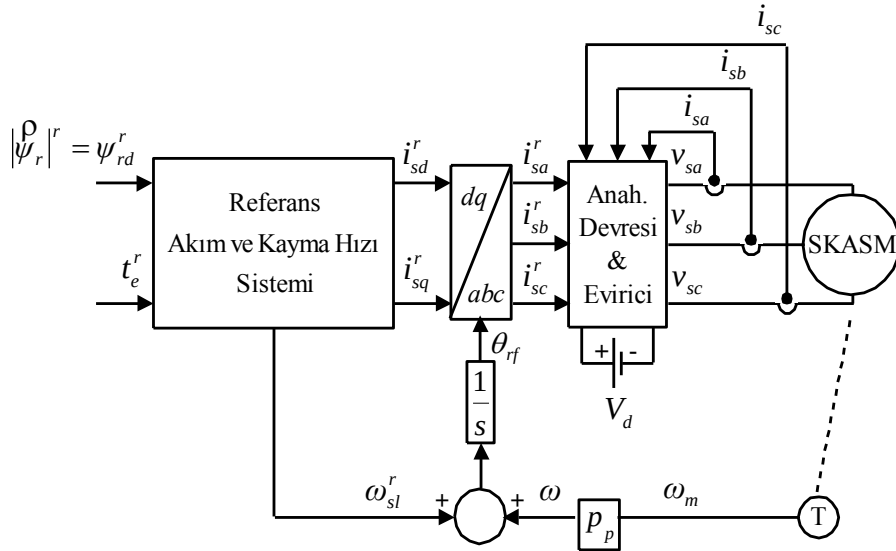
Şekil 3.3’de rotor akısı yönlendirme doğrudan vektör kontrol sistemi görülmektedir. Burada, Eşitlik (2.42) ve (2.43)’de $\omega_s = 0$ ve dolayısıyla $\omega_r = -p_p \omega_m$ alınarak $\alpha\beta$ – eksenindeki SKASM modelinden yararlanılır. Böylece kestirilen ya da hesaplanan akı bu eksen takımında elde edilir.

$$\theta_{rf} = \tan^{-1} \frac{\psi_{r\beta}}{\psi_{r\alpha}} \quad (3.10)$$



Şekil 3.4 Kestirilen akının $\alpha\beta$ - ve dq - eksenlerindeki konumu.

Yöntem Eşitlik 3.7'nin kullanıldığı stator akısı yönlendirme olarak tasarlandığında, stator akısının genliği ve konumu Eşitlik 3.8'deki rotor akısına kıyasla yüksek hızlarda çok daha doğru olarak belirlenebilmektedir. Ancak rotor akısı yönlendirme intersine kontrol değişkenleri olan akı ile moment arasında karşılıklı bağımlılık vardır. Bu nedenle Xu ve diğ. (1988)'deki gibi bağımsızlaştırma işleminin yapılması gerekir.



Şekil 3.5 Geleneksel dolaylı vektör kontrol sistemi.

Diğer taraftan dolaylı vektör kontrolünde (Şekil 3.5), yönlendirilen akı vektörü doğrudan vektör kontrolünden farklı olarak dq - ekseninde kontrol sisteminde referans giriş $(|\psi_r|^r = \psi_{rd}^r)$ olarak uygulanır. Akının $\alpha\beta$ - eksenine göre konumu ise,

kayma frekansı $\omega_{sl}(=\omega_r)$ kontrol kuralından dolayı olarak belirlenir. ω_{sl} hem statör hem de rotor akısı yönlendirme olarak SKASM modelinden hareketle bulunabilir. Her iki durumda da ω_{sl} , rotor zaman sabiti T_r 'ye bağlı olarak hesaplandığı için (Trzynadłowski, 1994), bu parametrenin değişimlerine karşı çok duyarlıdır. Bu yüzden geleneksel olarak, daha basit kontrol algoritmasına sahip olması ve kontrol değişkenleri arasında karşılıklı bağımlılığın olmadığı rotor akısı yönlendirme kontrol tercih edilir. Rotor akısı yönlendirme dolaylı vektör kontrolü için kayma frekansı kontrol kuralı aşağıdaki gibi türetilebilir.

Bu amaçla, rotor akısı için alan yönlendirme koşulu ($\psi_{rq} = 0 \Rightarrow \psi_r = \psi_{rd}$) Eşitlik 2.41'e uygulanarak rotor akı vektörü

$$i_{r,dq}^p = \frac{1}{L_r} (\psi_{rd} - L_m i_{s,dq}^p) \quad (3.11)$$

biçiminde elde edilir. Eşitlik 3.11, Eşitlik 2.43'de yerine yazılıp d -ve q -bileşenleri şeklinde düzenlenerek, Eşitlik 3.12 ve 3.13 elde edilir.

$$\psi_{rd} + T_r \frac{d\psi_{rd}}{dt} = L_m i_{sd} \quad (3.12)$$

$$\omega_r T_r \psi_{rd} = L_m i_{sq} \quad (3.13)$$

Eşitlik 3.13'de ω_r ile ω_r^r , ψ_{rd} ile ψ_r^r ve i_{sq} ile i_{sq}^r yer değiştirilerek kayma frekansı $\omega_r^r(=\omega_{sl}^r)$ ve Şekil 3.4'den de akının konumu θ_{rf} , aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$\omega_r^r = \frac{L_m}{T_r} \frac{i_{sq}^r}{\psi_r^r} \quad (3.14a)$$

$$\theta_{rf} = \int_0^t \omega_{rf} dt = \int_0^t \omega_r^r dt + \int_0^t p_p \omega_m \quad (3.14b)$$

Burada i_{sq}^r ise, $k_T \triangleq \frac{3}{2} p_p \frac{L_m}{L_r}$ olmak üzere Eşitlik 2.44'de $\psi_{rq} = 0$ alınarak elde edilir

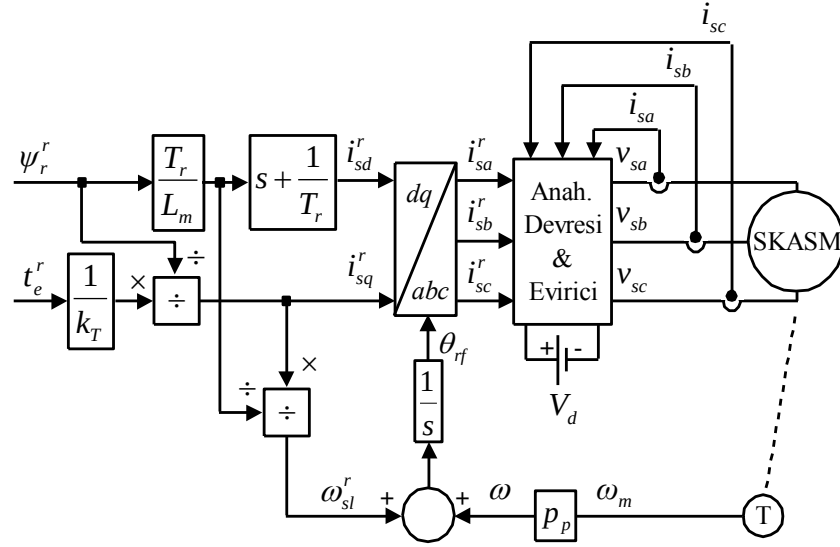
(Eşitlik 3.15).

$$i_{sq}^r = \frac{t_e}{k_T \psi_r^r} \quad (3.15)$$

Diğer taraftan verilen referans rotor akısına uyumlu i_{sd}^r , Eşitlik 3.12'den aşağıdaki gibi belirlenir.

$$i_{sd}^r = \frac{(1+sT_r)}{L_m} \psi_r^r = \frac{\psi_r^r T_r}{L_m} \left(s + \frac{1}{T_r} \right) \quad (3.16)$$

Burada s , Laplace operatörüdür. Şekil 3.6’da rotor akısı yönlendirme geleneksel dolaylı vektör kontrol sistemi görülmektedir.



Şekil 3.6 Rotor akısı yönlendirme geleneksel dolaylı vektör kontrol sistemi.

Dolaylı vektör kontrol sistemi, düşük hızlarda belli bir başarıma sahip olmakla birlikte, ω_{sl} 'nin T_r 'ye bağlı olarak hesaplanması ve T_r 'nin de çalışma koşullarından etkilenmesi, yönlendirilen akı vektörü (ψ_r^p)'nün konumu θ_{rf} 'nin yanlış belirlenmesi sonucunu doğurmakta ve böylece alan yönlendirme koşulları tam olarak gerçekleştirilmemektedir. Bu yönüyle, daha düşük başarıma sahiptir. Günümüzde, başarıyı arttırmak için doğrudan vektör kontrolünde olduğu gibi gözlemleyici ya da kestiricilerden yararlanılmaktadır.

3.2 Doğrudan Moment Kontrol

Temel olarak, gerili mara-devreli eviricilerle sürülen SKAS Mlerin yüksek başarımlı kontrolü için önerilen ve literatürde doğrudan moment-akı kontrol (DMAK) ya da doğrudan moment kontrol (DMK) olarak bilinen (Bose, 2002) bu yöntem vektör (ya da alan yönlendirme) kontrolünden farklı esaslara dayanmaktadır. Daha önce açıklandığı gibi vektör kontrolünde akı ve momentin bağımsız kontrolü için alan yönlendirme koşulunu sağlamak üzere doğrusal olmayan dönüşüm

kullanılıyordu. Oysa DMK'da kontrol değişkenleri arasındaki bağımsızlık optimum evirici durumlarının doğrudan seçimiyle sağlanır. Bu seçim eviricideki güç yarı iletkenlerinin iletim ya da kesim durumunu belirler.

Yöntemin anlaşılabilirliği için Eşitlik 2.39b'deki moment ifadesi 2.44 Eşitliği'ne benzetilerek $\alpha\beta$ – eksen takımında aşağıdaki gibi düzenlenebilir.

$$t_e = \frac{3}{2} p_p \Im m(\mathbf{i}_{s,\alpha\beta}^p \psi_{s,\alpha\beta}^*) \quad (3.17a)$$

$$\begin{aligned} t_e &= \frac{3}{2} p_p \Im m(\mathbf{i}_{s,\alpha\beta}^p |e^{j\gamma_s}| \psi_{s,\alpha\beta}^p |e^{-j\rho_s}|) = \frac{3}{2} p_p |\mathbf{i}_{s,\alpha\beta}^p| |\psi_{s,\alpha\beta}^p| \sin(\gamma_s - \rho_s) \\ &= \frac{3}{2} p_p |\mathbf{i}_{s,\alpha\beta}^p| |\psi_{s,\alpha\beta}^p| \sin(\gamma_s - \rho_s) \end{aligned} \quad (3.17b)$$

Burada; $\mathbf{i}_{s,\alpha\beta}^p \hat{=} i_{s\alpha} + j i_{s\beta} = |\mathbf{i}_{s,\alpha\beta}^p| e^{j\gamma_s}$ ve $\psi_{s,\alpha\beta}^* \hat{=} \psi_{s\alpha} - j \psi_{s\beta} = |\psi_{s,\alpha\beta}^p| e^{-j\rho_s}$ tanımlamaları yapılmıştır. $|\mathbf{i}|$ vektörün genliğini, γ_s ve ρ_s ise statör akım ve akı vektörlerinin $\alpha\beta$ – eksenine göre konumunu (açısını) göstermektedir.

Diğer taraftan, 2.40-41 Eşitliklerinin $\alpha\beta$ – eksenindeki ifadelerinden (Eşitlik 3.18-19) yararlanarak

$$\psi_{s,\alpha\beta}^p \hat{=} \psi_{s\alpha} + j \psi_{s\beta} = L_s \mathbf{i}_{s,\alpha\beta}^p + L_m \mathbf{i}_{r,\alpha\beta}^p \quad (3.18)$$

$$\psi_{r,\alpha\beta}^p \hat{=} \psi_{r\alpha} + j \psi_{r\beta} = L_m \mathbf{i}_{s,\alpha\beta}^p + L_r \mathbf{i}_{r,\alpha\beta}^p \quad (3.19)$$

statör akı ve akımlar vektörleri aşağıdaki gibi de yazılabilir.

$$\psi_{s,\alpha\beta}^p = L_\sigma \mathbf{i}_{s,\alpha\beta}^p + \frac{L_m}{L_r} \psi_{r,\alpha\beta}^p \quad (3.20)$$

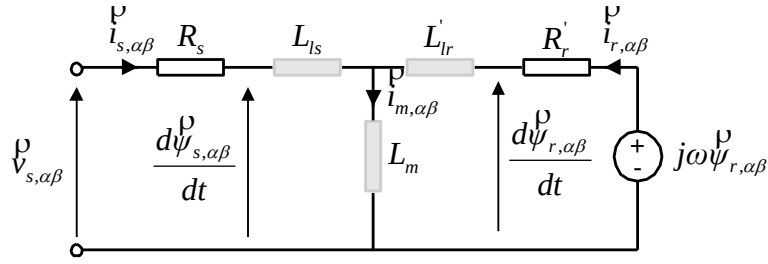
$$\mathbf{i}_{s,\alpha\beta}^p = \frac{\psi_{s,\alpha\beta}^p}{L_\sigma} - \frac{L_m}{L_r L_\sigma} \psi_{r,\alpha\beta}^p \quad (3.21)$$

Bu noktada Eşitlik 3.21, 3.17a Eşitliği'nde yerine yazılarak Eşitlik 3.22'deki ilişki kurulabilir.

$$t_e = \frac{3}{2} p_p |\mathbf{i}_{s,\alpha\beta}^p| |\psi_{s,\alpha\beta}^p| \sin(\gamma_s - \rho_s) = \frac{3}{2} p_p \frac{L_m}{L_r L_\sigma} |\psi_{r,\alpha\beta}^p| |\psi_{s,\alpha\beta}^p| \sin(\rho_s - \rho_r) \quad (3.22)$$

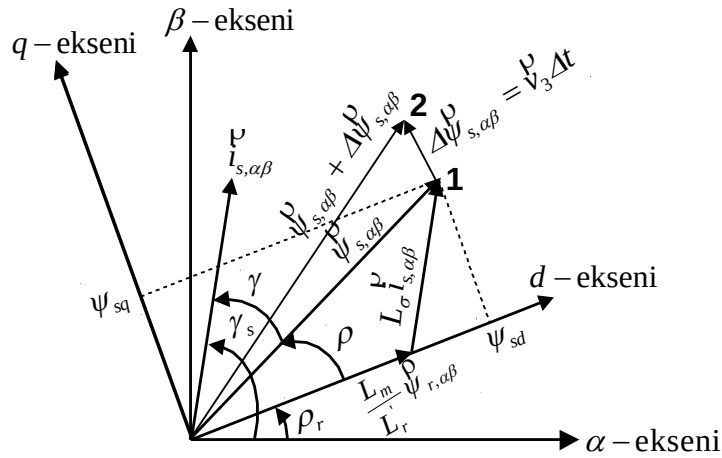
Burada $\psi_{r,\alpha\beta}^p \hat{=} |\psi_{r,\alpha\beta}^p| e^{j\rho_r}$ olarak tanımlanmıştır. ρ_r ise rotor akı vektörünün $\alpha\beta$ – eksenine göre konumunu göstermektedir.

Eşitlik 3.22' den rotor hızının arzu edilen herhangi bir değeri için stator akısı genliği sabit tutularak $\gamma = \gamma_s - \rho_s$ açısının ya da stator ve rotor akılarının genlikleri sabit tutularak $\rho = \rho_s - \rho_r$ açısının değiştirilmesiyle endüklenen momentin kontrol edilebileceği görülmektedir (Vas, 1998). Ayrıca stator akısı genliği ise doğrudan stator geriliği ile kontrol edilebilir. DMK' nın özünü yansıtan bu düşünceler, 2.40-43 Eşitliklerinin $\alpha\beta$ – eksenindeki bağıntılarından hareketle elde edilen Şekil 3.7' deki dinamik eşdeğer devreden de daha kolay anlaşılabilir (Trzynadłowski, 2001).



Şekil 3.7 SKAS M'nin $\alpha\beta$ – eksen takımındaki dinamik eşdeğer devresi.

Burada stator geriliğindeki değişmelerin, ani olarak stator akısının türevini etkilediği görülmektedir. Bununla birlikte, rotor akısının türevi stator ve rotor kaçak endüktansları (L_{ls} , L_{lr}) ile stator akısı türevinden ayrılmıştır. Bu nedenle stator geriliğindeki değişmelere karşı rotor akısı vektörü stator akısı vektörüne kıyasla, daha yavaş kalmaktadır. Hatta, rotor akısı dalga biçiminin stator akısından daha düzgün olması, kaçak endüktansların alçak geçiren filtre özelliğini de göstermektedir. Böylece örneğin uygulanan V_3 stator gerilim vektörüyle Şekil 3.8' de görüldüğü gibi stator akısı 1' den 2 durumuna geçerken, kaçak endüktanslar



Şekil 3.8 Stator akısı, rotor akısı ve stator akı m uzay vektörlerinin bir birilerine göre konumları.

nedeniyle rotor akısı henüz bu değişime tepki vermediği (ya da geç tepki vereceği) için moment açıları olarak bilinen γ ya da ρ değişecektir. Böylece moment de değişmiş olacaktır. DMK da yaygın olarak stator gerilimi vektörüyle stator akısında küçük Δ değişimleri yapılarak moment kontrol edildiği için kontrol değişkeni stator akısıdır. Stator akısındaki bu değişim (Eşitlik 3. 23-24) ise Şekil 3.9’da görülen gerili mara-devreli evirici (Takahashi ve Noguchi, 1986)

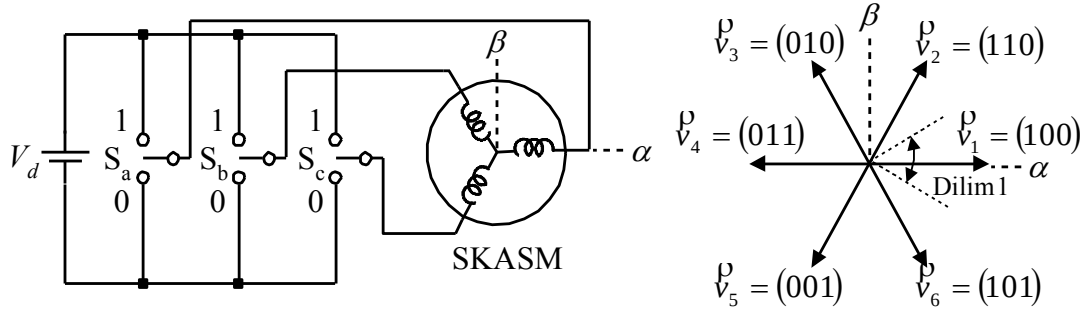
$$(R_s \dot{I}_{s,\alpha\beta} = 0 \text{ için}) \quad \frac{d\psi_{s,\alpha\beta}^p}{dt} = \dot{\psi}_{s,\alpha\beta}^p \quad (3.23)$$

$$\Delta\psi_{s,\alpha\beta}^p = \dot{\psi}_{s,\alpha\beta}^p \Delta t \quad (3.24)$$

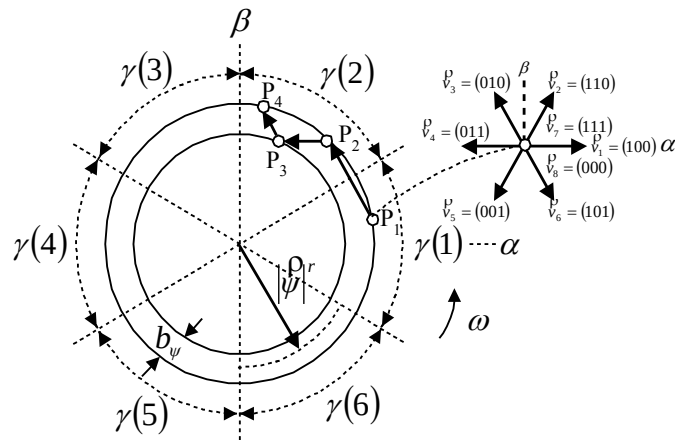
ve bu eviriciye ilişkin Eşitlik 3.25’deki 6 adet aktif, 2 adet de sıfır gerilim uzay vektörleriyle yapılabilir.

$$\dot{\psi}_{s,\alpha\beta}^p \hat{=} \dot{\psi}_k^p = \frac{2}{3} V_d e^{j(k-1)\pi/3} \quad (k=1K6) \quad (3.25)$$

Burada V_d , d a hat gerilimidir. Şekildeki “1” köprünün üst kısmındaki “0” ise alt kısmındaki güç yarı iletken elemanının iletmediğini göstermektedir.



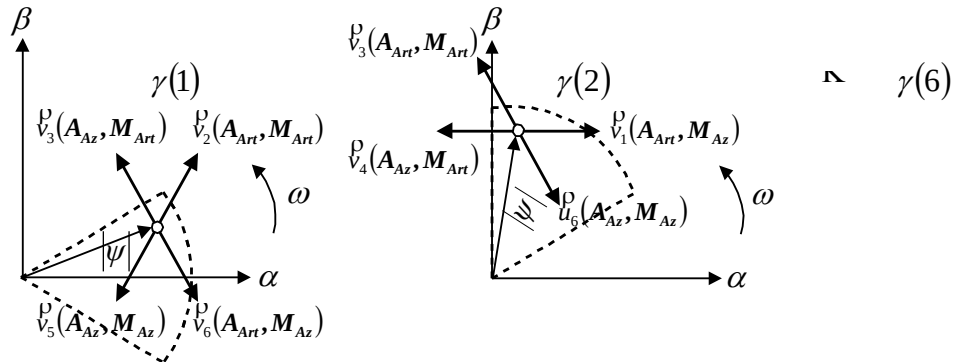
Şekil 3.9 Gerili mara-devreli evirici ve aktif stator gerilimi uzay vektörleri.



Şekil 3.10 Stator akısı uzay vektörünün kontrolü

Şekil 3.10'da (Kazmierkowski, 1994) gerilim uzay vektörleri $\vec{v}_k^p$ 'lar ile b_ψ genişliğine sahip bant içerisinde stator akısı uzay vektörünün kontrolü gösterilmektedir. Burada kontrol edilen akı vektörü P_1 noktasında olduğu için dönme yönüyle uyumlu $\vec{v}_3^p$ vektörü seçilerek b_ψ sınırları içerisinde akı vektörü 2. dilimdeki P_2 noktasına getirilmiştir. P_2 'de iken uygun $\vec{v}_4^p$ vektörü ile P_3 'e ve daha sonra seçilen $\vec{v}_3^p$ ile de akı vektörü P_4 noktasına ulaştırılmıştır. Özetle, akı vektörünün genliği b_ψ sınırları içerisinde sabit tutularak $\vec{v}_k^p$ 'lar ile kontrol gerçekleştirilmiştir.

Daha ayrıntılı olarak optimum manavratlara gerilim vektörünün dilimlere özel seçimi ise Şekil 3.11'de görülmektedir (Vas, 1998). Buradan genel olarak momentin artırılmasının dönme yönündeki stator akısını ilerleten gerilim vektörüyle azaltılmasının tersi süreçle yapıldığı anlaşılabılır. Sıfır moment ihtiyacı da evirici anahtarlara sayısını minimum yapmak üzere $\vec{v}_7(111)$ ya da $\vec{v}_8(000)$ seçimiyle gerçekleştirilir. Bu iki vektör arasındaki seçim bir önceki uygulanan gerilim vektöründeki "1" ya da "0"ın sayısına göre yapılır. Yani "1" fazla ise $\vec{v}_7(111)$, "0" fazla ise $\vec{v}_8(000)$ seçilir.



Şekil 3.11 Stator akısı uzay vektörünün dilimdeki konumu ve optimum manavratlara gerilim vektörünün seçimi. **A** Akı. **M** Moment.

Gerilim vektörünün seçimi ne ilişkin sonuçlar optimum manavratlara tablosu olarak adlandırılan Tablo 3.1'de özetlenmiştir. Bu tablo, $\gamma(1), \gamma(2)$ K $\gamma(6)$ dilimlerdeki stator akısı vektörü genliği ve elektro-magnetik momentin arzu edilen (referans) değerleri (kontrol girişleri) için stator akısının olası tüm konumlarını içeren anahtarlara vektörlerinin optimum seçimini verir.

Tablo 3.1 Optimum gerili manatlarla ma tablosu

$d\psi$	dt_e	$\gamma(1)$	$\gamma(2)$	$\gamma(3)$	$\gamma(4)$	$\gamma(5)$	$\gamma(6)$
1	1	$\psi_2(110)$	$\psi_3(010)$	$\psi_4(011)$	$\psi_5(001)$	$\psi_6(101)$	$\psi_1(100)$
	0	$\psi_7(111)$	$\psi_8(000)$	$\psi_7(111)$	$\psi_8(000)$	$\psi_7(111)$	$\psi_8(000)$
	-1	$\psi_6(101)$	$\psi_1(100)$	$\psi_2(110)$	$\psi_3(010)$	$\psi_4(011)$	$\psi_5(001)$
0	1	$\psi_3(010)$	$\psi_4(011)$	$\psi_5(001)$	$\psi_6(101)$	$\psi_1(100)$	$\psi_2(110)$
	0	$\psi_8(000)$	$\psi_7(111)$	$\psi_8(000)$	$\psi_7(111)$	$\psi_8(000)$	$\psi_7(111)$
	-1	$\psi_5(001)$	$\psi_6(101)$	$\psi_1(100)$	$\psi_2(110)$	$\psi_3(010)$	$\psi_4(011)$

Tabloda stator akısının arttırılması $d\psi=1$ 'e, azaltılması ise $d\psi=0$ 'a karşılık düşmektedir. Bu özellik iki seviyeli histerezis karşılaştırıcının çıkış işareti ile aşağıdaki gibi sağlanır.

$$\begin{aligned} |\psi_{s,\alpha\beta}^p|^r - |\psi_{s,\alpha\beta}^p| &= \Delta |\psi_{s,\alpha\beta}^p| \geq b_\psi / 2 \Rightarrow d\psi = 1 \\ |\psi_{s,\alpha\beta}^p|^r - |\psi_{s,\alpha\beta}^p| &= \Delta |\psi_{s,\alpha\beta}^p| \leq -b_\psi / 2 \Rightarrow d\psi = 0 \end{aligned} \quad (3.26)$$

Diğer taraftan, momentin arttırılması $dt_e=1$ 'e, azaltılması $dt_e=-1$ 'e ve herhangi bir değişimin olması ise $dt_e=0$ anlamında kullanılmıştır. Bu durum da, üç seviyeli histerezis karşılaştırıcının çıkış işareti ile aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$\begin{aligned} t_e^r - t_e &= \Delta t_e \geq b_{t_e} / 2 \Rightarrow dt_e = 1 \\ t_e &\geq t_e^r \Rightarrow dt_e = 0 \end{aligned} \quad \omega_m \uparrow \quad (3.27a)$$

$$\begin{aligned} t_e^r - t_e &= \Delta t_e \leq -b_{t_e} / 2 \Rightarrow dt_e = -1 \\ t_e &\leq t_e^r \Rightarrow dt_e = 0 \end{aligned} \quad \omega_m \downarrow \quad (3.27b)$$

Ayrıca Tablo 3.1, kontrol edilen akının dilimlere göre konumlarının ($\gamma(\cdot)$ 'ların) bilinmesini de gerektirir. Bunun için, 3.28 Eşitliklerinden ya da trigonometrik fonksiyon gereksiniminden kurtulmak için Tablo 3.2 gibi akıya ilişkin farklı bileşenlere ait işaretlerden yararlanılabilir. Çünkü akının anlık konum bilgisinden ziyade dilim bilgisi gerekmektedir.

$$\rho_s = \tan^{-1}(\psi_{s\beta} / \psi_{s\alpha}) = \cos^{-1}(\psi_{s\alpha} / |\psi_{s,\alpha\beta}^p|) = \sin^{-1}(\psi_{s\beta} / |\psi_{s,\alpha\beta}^p|) \quad (3.28)$$

Tablo 3.2 Dilimlere göre stator akısına ait farklı bileşenlerini işareti.

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

KD Kullanışlı Değil

(Martins ve Carvalho, 2002). Anahtarlama frekansının değişken olması, DGMli işaret üreticili duruma göre özellikle güç yarı iletkenlerinin jonksiyon sıcaklığını belirlemeyi zorlaştırmakta ve evirici tasarımı güçleştirmektedir. Ayrıca elektro-magnetik uyumluluk açısından verilen frekansdaki harmonik seviyesi güvenilir olmaktadır.

◆*Başarı m açısından:* Kontrol minarisinin VKY'lere göre daha basit olması yönüyle analog devrelerin yansıra daha düşük maliyetli mikro işlemciler ve sayısal işaret işleyiciler (Digital Signal Processing) ile gerçekleştirilebilen DMK (Martins ve Carvalho, 2002; Casadei ve diğ, 2002), düşük hesaplama zamanı ile birlikte (Casadei ve diğ, 2002) kullanılan histerezis temelli karşılaştırıcılar nedeniyle (Le-Huy, 1999) daha yüksek bir dinamik başarı m sahiptir (Casadei ve diğ, 2002). Bununla birlikte, moment dalgalanmalarının VKY'lerden daha yüksek olması ve bu dalgalanmaya ilişkin harmoniklerin değişken anahtarlama frekansından dolayı önceden bilinememesi mekanik yanda rezonans kipleri (modes) uyurabileceği (Martins ve Carvalho, 2002) için bir takım olumsuz yönleri de bulunmaktadır. Bu yüzden Kang ve Sul (1999) ve Lai ve Chen (2001)'dekiler gibi bir çok çalışma yapılmaktadır.

Diğer taraftan hem doğrudan vektör kontrol hem de DMK için akı ve hız kontrolünün yapıldığ uygulamalarda *rotor hızı* ve *akı bilgisine*, dolaylı vektör kontrolünde de gerekli olan *rotor hızının* yansıra, *istenildiğinde* akıya ihtiyaç duyulur. SKASMnin aynı zamanda durumları ya da parametresi olan bu büyüklüklerin, ölçülerek belirlenmesindeki bilinen fiziksel güçlükler ve ekonomik nedenler, gözlenmeyi ci (ya da kestirici) kullanımı zorunlu hale getirilmektedir. Bununla birlikte tasarlanan gözlenmeyi ci (ya da kestirici)'lerdeki parametre ve yük değişimlerine karşı duyarlılık sorunu, kestirilen ile gerçek değerler arasında önemli farklılıklara yol açtığı için kontrol sistemi başarı mını doğrudan olumsuz olarak etkilemektedir. Bu yüzden tez çalışması, özellikle bu konudaki başarı m arttırmaya yönelik olarak yapılmıştır.

Sonuç olarak, her iki yöntemin birbiriyle rekabet edebilir özelliklere sahip olduğu ve bu yöntemler ile geniş aralıktaki hemgeici hem de sürekli hal için SKASMnin akı, moment ve hız kontrolünün yüksek başarı mlı olarak gerçekleştirildiği söylenebilir.

4. SİNCAP KAFESLİ ASENKRON MOTORUN ALGILAYICI SİZ KONTROLÜ İÇİN BELİRGİN MODEL TABANLI TEMEL KESTİRİCİ VE GÖZLEMLEYİCİLER

Vektör Kontrollü ve DMK'lı sürücülerin başarımı, daha önce de belirtildiği gibi yönlendirilen akı vektörü genliğinin ve konumunun doğru olarak hesaplanmasına bağlıdır. Ayrıca, hız kontrolünün yapıldığı uygulamalar için rotor hızının da bilinmesi gerekmektedir. Bu büyüklüklerin ölçülmesindeki fiziksel güçlükler ve maliyet göz önüne alındığında; akı ve/veya hızın ölçülmediği SKAS M'nin algılayıcısız kontrolüne yönelik bir çok kestirici ve gözlemleyiciler (Vas, 1998; Bose, 2002) tasarlanmıştır. Bu bölümde özellikle, literatürde yaygın olarak bilinen *belirgin (deterministic) model tabanlı* temel kestirici ve gözlemleyiciler incelenecektir.

4.1. Açık Çevrimli Akı Kestiriciler

Bu kestiriciler “gerilim model”, “akım model” ve “tamdereceli” gözlemleyici olmak üzere başlıca üç sınıfa ayrılabilir (Jansen ve Lorenz, 1994).

4.1.1 Gerilim model akı kestiriciler

Aslında geri beslemesiz bir integratör olan “gerilim model” ile, sadece ölçülen statör gerilimi ve akımı kullanılarak (Jansen ve Lorenz, 1994), daha çok statör ya da rotor akısı kestirilir. Rotor hızı bilgisine ihtiyaç duymayan bu model yaygın olarak, düşük maliyetli sürücü tasarlamak amacıyla doğrudan vektör kontrol yönteminde kullanılır (Jansen ve Lorenz, 1994).

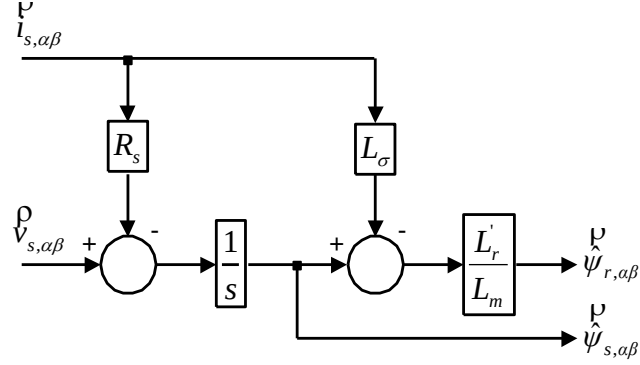
Statör ve rotor akısı kestirimi düşünülerek, bu model statör devresi temelli Eşitlik 3.7-8'deki ifadelerden, Eşitlik 4.1-2'deki gibi elde edilebilir.

$$\hat{\psi}_{s,\alpha\beta}^p = \int (\hat{v}_{s,\alpha}^p - R_s \hat{i}_{s,\alpha\beta}^p) dt \quad (4.1)$$

$$\hat{\psi}_{r,\alpha\beta}^p = \frac{L_r}{L_m} (\hat{\psi}_{s,\alpha\beta}^p - L_\sigma \hat{i}_{s,\alpha\beta}^p) \quad (4.2)$$

{^, kestirme ya da gözleme anlamında kullanılmıştır. }

Bu yöntem yüksek hızlarda belirli bir başarıma sahip olmakla birlikte, düşük hızlarda geribeslemesiz integral alma işleminden kaynaklanan sorunlara (Holtz, 2002) sahiptir. Yine düşük hızlarda R_s üzerindeki gerilim düşümü etkin olduğundan bu direncin değişimine de çok duyarlıdır.



Şekil 4.1 Gerilim model tabanlı statör/rotör akı kestiricisi.

4.1.2 Akı model akı kestiriciler

“Akı model”, statör akımı $i_{s,\alpha\beta}^*$ ile rotör hızı $\omega = p_p \phi_m'$ ’nin ölçümünden, rotör akısı $\psi_{r,\alpha\beta}^*$ ’yi kestirir (Lorenz ve diğ., 1994). Modele ilişkin matematiksel ifade, Eşitlik 2.41 ve 2.43’deki rotör devresi eşitliklerinden aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$\frac{d\psi_{r,dq}}{dt} = \frac{R_r'}{L_r'} L_m i_{s,dq}^* - \left[\frac{R_r'}{L_r'} + j(\omega_s - \omega) \right] \psi_{r,dq}^* \quad (4.3)$$

Burada $\omega_s = 0$ alınarak Eşitlik 4.3, $\alpha\beta$ – ekseninde tekrar yazılıp Eşitlik (4.4)’deki gibi düzenlenebilir.

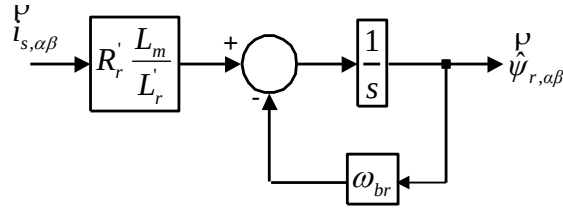
$$\frac{d\psi_{r,\alpha\beta}^*}{dt} = \frac{R_r'}{L_r'} L_m i_{s,\alpha\beta}^* - \omega_{br} \psi_{r,\alpha\beta}^* \quad (4.4)$$

Burada ω_{br} , $\alpha\beta$ – ekseninde rotör kesme frekansı (rotor break frequency)’dir ve aşağıdaki gibi tanımlanır (Lorenz ve diğ., 1994).

$$\omega_{br} \triangleq \frac{R_r'}{L_r'} - j\omega \quad (4.5)$$

Eşitlik 4.4, “^” sembolü ile tekrar yazılarak kestiriciye ilişkin matematiksel bağıntı (Eşitlik 4.6) ve model (Şekil 4.2) elde edilmiştir (Jansen ve Lorenz, 1994).

$$\frac{d\psi_{r,\alpha\beta}^*}{dt} = \frac{R_r'}{L_r'} L_m i_{s,\alpha\beta}^* - \omega_{br} \psi_{r,\alpha\beta}^* \quad (4.6)$$



Şekil 4.2 Akı m model tabanlı rotor akı kestiricisi.

Düşük hızlarda belirli bir başarı m sahip bu kestirici, özellikle rotor direnci ya da rotor zaman sabitinin doğru olarak bilinmesini gerektirir. Ayrıca gerili m model'den farklı olarak bir hız ölçere ihtiyaç duyması önemli sakıncası olarak söylenebilir.

4.1.3 Tam dereceli akı kestiricisi

Tam dereceli akı kestiricisi (Jansen ve Lorenz, 1994), SKAS M'nin $\alpha\beta$ -eksenindeki stator ve rotor devresine ilişkin elektriksel ifadelerden türetilir. Bunun için Eşitlik 4.2'den $\dot{\psi}_{s,\alpha\beta}^p$ çekilir. Sonra bu eşitlikteki $\dot{\psi}_{r,\alpha\beta}^p$ ' yerine Eşitlik 4.4'deki ifadesi yazılır ve sonuç ifade Eşitlik 4.1'de yerine koyularak, $\dot{i}_{s,\alpha\beta}^p$ 'ya göre düzenlenir ise Eşitlik 4.7 elde edilir.

$$L_\sigma \frac{d\dot{i}_{s,\alpha\beta}^p}{dt} + R_s' \dot{i}_{s,\alpha\beta}^p = \dot{v}_{s,\alpha\beta}^p + \frac{L_m}{L_r} \omega_{br} \dot{\psi}_{r,\alpha\beta}^p \quad (4.7)$$

Burada, R_s' stator geçici direnci (stator transient resistance)'dir ve aşağıdaki gibi tanımlanır (Lorenz ve diğ., 1994).

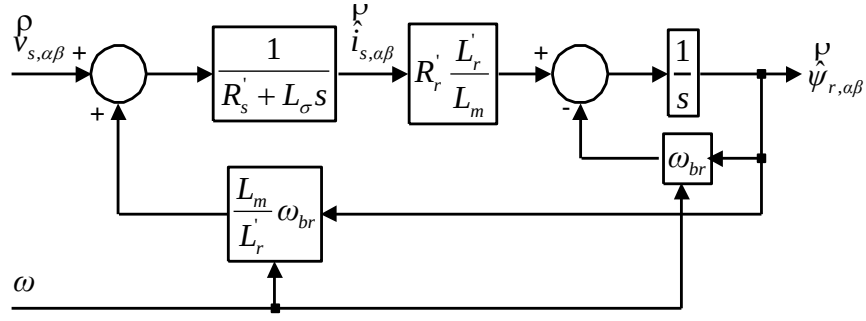
$$R_s' \triangleq R_s + R_r' \frac{L_m^2}{L_r^2} \quad (4.8)$$

Bu kestirici ölçülen stator gerilimi ve rotor hızını kullanır. Duruma uygun “^” sembolik gösterimle kestiriciye ait matematiksel ifadeler, Eşitlik 4.4-7'den aşağıdaki gibi tekrar yazılabilir.

$$L_\sigma \frac{d\dot{i}_{s,\alpha\beta}^p}{dt} + R_s' \dot{i}_{s,\alpha\beta}^p = \dot{v}_{s,\alpha\beta}^p + \frac{L_m}{L_r} \omega_{br} \dot{\psi}_{r,\alpha\beta}^p \quad (4.9)$$

$$\frac{d\dot{\psi}_{r,\alpha\beta}^p}{dt} = \frac{R_r'}{L_r} L_m \dot{i}_{s,\alpha\beta}^p - \omega_{br} \dot{\psi}_{r,\alpha\beta}^p \quad (4.10)$$

Şekil 4.3'deki tam dereceli kestirici modeli, gerilim ve akı m model'den daha karmaşık bir dİNamiğe sahip olmasının yanı sıra, bu iki modelin sahip olduğu her bir hata tümsakıncaları içermektedir (Jansen ve Lorenz, 1994).



Şekil 4.3 Tam dereceli rotor akı kestiricisi.

4.2 Kayma Hız Tabanlı Hız Kestirimi

Bu amaçla stator gerilim ve akıların ölçüldüğü, stator akısı yönlendirme doğrudan vektör kontrol sistemi (Bose, 2002) düşünülebilir. Burada stator akısı $\alpha\beta$ – ekseninde kestirileceği için ω_s yani ω_{rf} (Şekil 3.4’e bakınız) biliniyor demektir. Eğer $\omega_{sl} = \omega_r$ bir şekilde –dolaylı vektör kontrol yaklaşımıyla– hesaplanabilirse, hız $\omega_m = (\omega_{rf} - \omega_{sl}) / p_p$ ilişkisiinden bulunabilir (Bose, 2002).

Bunun için Eşitlik 2.43; 2.40-41 Eşitlikleri ve Laplace operatörü kullanılarak aşağıdaki gibi stator akı ve akılarına bağlı ifadeye dönüştürülebilir.

$$(1 + sT_r) \dot{\psi}_{s,dq}^p = (1 + s\sigma T_r) L_s \dot{i}_{s,dq}^p - j\omega_r T_r (\dot{\psi}_{s,dq}^p - L_\sigma \dot{i}_{s,dq}^p) \quad (4.11)$$

{s: Laplace operatörünü göstermektedir.}

Burada, stator akısı bileşenlerine ayrılır ve alan yönlendirme koşulları ($\psi_{sq} = 0$, $\psi_{sd} = \dot{\psi}_{s,dq}^p$) uygulanırsa, 4.12 Eşitlikleri elde edilir.

$$(1 + sT_r) \psi_{sd} = (1 + s\sigma T_r) L_s i_{sd} - \omega_r T_r L_\sigma i_{sq} \quad (4.12a)$$

$$(1 + s\sigma T_r) L_s i_{sq} = \omega_r T_r (\psi_{sd} - L_\sigma i_{sd}) \quad (4.12b)$$

Böylece, 4.12b Eşitliğinden kayma hızı aşağıdaki gibi belirlenmiştir.

$$\omega_r = \omega_{sl} = \frac{(1 + s\sigma T_r) L_s i_{sq}}{T_r (\psi_{sd} - L_\sigma i_{sd})} \quad (4.13)$$

Bu aşamada $\omega_s = \omega_{rf} = \theta_{rf}$ bulunması için Şekil 3.4’den yararlanılarak 4.14 Eşitliği yazılır.

$$\tan \theta_{rf} = \frac{\psi_{s\beta}}{\psi_{s\alpha}} \quad (4.14)$$

Eşitlik 4.14'ün türevi aşağıdaki gibi alınarak

$$\frac{1}{\cos^2 \theta_{rf}} \frac{d\theta_{rf}}{dt} = \frac{\psi_{s\alpha} \dot{\psi}_{s\beta} - \psi_{s\beta} \dot{\psi}_{s\alpha}}{\psi_{s\alpha}^2} \quad (4.15)$$

$\dot{\theta}_{rf}$ belirlenmiştir.

$$\dot{\theta}_{rf} = \frac{\psi_{s\alpha} \dot{\psi}_{s\beta} - \psi_{s\beta} \dot{\psi}_{s\alpha}}{|\dot{\psi}_{s,\alpha}|^2} \quad (4.16)$$

Burada, Eşitlik 2.27'de $\omega_s = 0$ alınarak elde edilen $\dot{\psi}_{s\alpha}$ ve $\dot{\psi}_{s\beta}$ 'nin aşağıdaki ifadeleri,

$$\dot{\psi}_{s\alpha} = v_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha} \quad (4.17a)$$

$$\dot{\psi}_{s\beta} = v_{s\beta} - R_s i_{s\beta} \quad (4.17b)$$

Eşitlik 4.16'da yerlerine yazılarak, dönen eksen takımının hızı türev işlemi yapılmaksızın aşağıdaki gibi bulunur (Bose, 2002).

$$\omega_s = \omega_{rf} = \dot{\theta}_{rf} = \frac{\psi_{s\alpha} (v_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) - \psi_{s\beta} (v_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha})}{|\dot{\psi}_{s,\alpha}|^2} \quad (4.18)$$

Sonuç olarak rotor mekanik hızı ise 4.13 ve 4.18 Eşitlikleri yardımıyla, Eşitlik 4.19 ile kestirilmiştir.

$$\omega_m = (\omega_{rf} - \omega_{sl}) / p_p$$

$$= \left(\frac{\psi_{s\alpha} (v_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) - \psi_{s\beta} (v_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha})}{|\dot{\psi}_{s,\alpha}|^2} - \frac{(1 + s\sigma T_r) L_s i_{sq}}{T_r (\psi_{sd} - L_\sigma i_{sd})} \right) / p_p \quad (4.19)$$

Bu yaklaşımlar rotor akısı yönlendirme doğrudan vektör kontrol sisteminde de kullanılarak, rotor hızı kestirilebilir (Bose, 2002). Ancak her iki durumda da hız kestirimi özellikle statör direnci ve rotor zaman sabiti değişimlerine duyarlıdır.

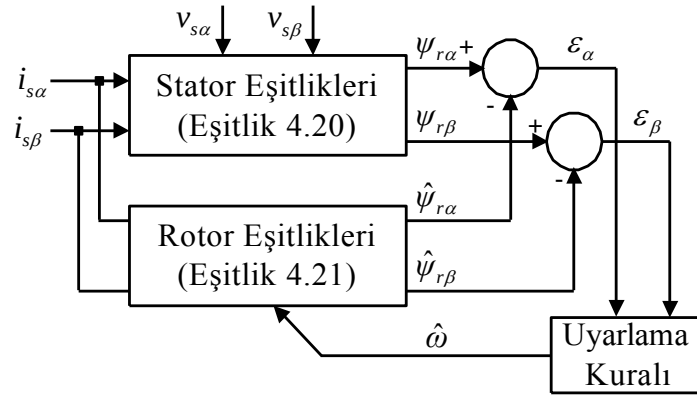
4.3 Model Uyarlamalı Stator Akı Yöntemiyle Hız Kestirimi

MUS yaklaşımının SKASMye uygulanarak hızın sabit parametre gibi kestirilebileceği ilk defa Schauder (1992)'de gösterilmiştir. Bu çalışmada 2.42-43 Eşitlikleri, 2.40-41 Eşitliklerinden yararlanılıp $\alpha\beta$ -ekseninde rotor akısı ve statör akı bileşenlerine göre aşağıdaki gibi ifade edilerek,

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{r\alpha} \\ \psi_{r\beta} \end{bmatrix} = \frac{L_r'}{L_m} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \left(R_s + L_\sigma \frac{d}{dt}\right) & 0 \\ 0 & \left(R_s + L_\sigma \frac{d}{dt}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (4.20)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{r\alpha} \\ \psi_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{r\alpha} \\ \psi_{r\beta} \end{bmatrix} + \frac{L_m}{T_r} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (4.21)$$

bağımsız iki adet açık-çevrimli akı kestiricisi tasarlanmıştır (Schauder, 1992). Burada, Eşitlik 4.20 arzu edilen model ve $\omega = p_p \omega_m$ terimini içeren Eşitlik 4.21 ise uyarlanmak istenen model olarak seçilmiştir. Böylece iki modelin durumları arasındaki hata ve uygun uyarılma kuralı kullanılarak hız kestirilmiştir. Şekil 4.4'de hızın kestirimi için önerilen MUS'un yapısı (Schauder, 1992) görülmektedir.



Şekil 4.4 MUS ile hız kestirimi.

Buradaki uyarılma kuralı, ω 'nın sabit bir parametre olarak kabul edildiği Eşitlik 4.21'in arzu edilen durum eşitliklerinden yine Eşitlik 4.21'in uyarlanmak istenen durum eşitlikleri çıkarılarak elde edilen Eşitlik 4.22 yardımıyla türetilir (Schauder, 1992).

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha \\ \varepsilon_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha \\ \varepsilon_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\hat{\psi}_{r\beta} \\ \hat{\psi}_{r\alpha} \end{bmatrix} (\omega - \hat{\omega}) \quad (4.22)$$

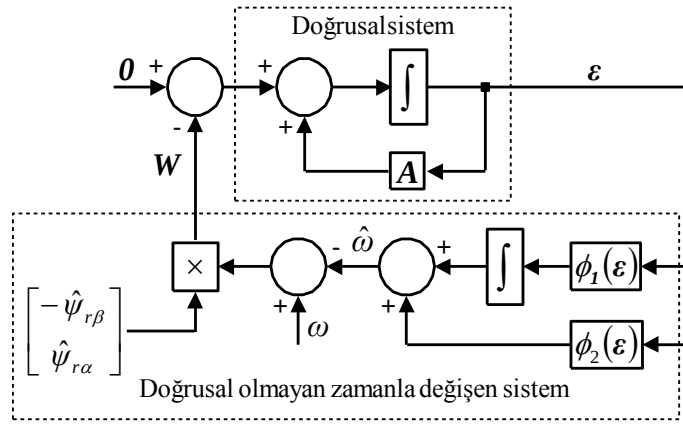
Eşitlik 4.22, durumların hatasına ilişkin modeli temsil etmektedir. Bu model, doğrusal zamanla değişmeyen ileri-beslemeli sistem ve doğrusal olmayan zamanla değişen geri-beslemeli sistem olarak Şekil 4.5'de gösterilmiştir. Schauder (1992)'de

şekilde görülen ileri yoldaki doğrusal zamanla değişmeyen sisteme ilişkin transfer matrisinin kesin pozitif gerçekte (strictly positive real) olduğu belirtilerek, doğrusal olmayan geri-beslemeli sistemin Popov'un kararlılık (hyperstability) ölçütünü (Landau, 1979) sağlayacağı ifade edilmektedir. Eşitlik 4.23'de tanımlanan bu ölçütü sağlamak üzere aday (uygun) uyarılma kuralı da Eşitlik 4.24'deki gibi verilmiştir.

$$\int_0^{t_1} \varepsilon^T W dt \geq -\gamma_0^2 \quad (\text{tüm } t_1 \geq 0 \text{ için}) \quad (4.23)$$

$$\hat{\omega} \triangleq \phi_2(\varepsilon) + \int_0^t \phi_1(\varepsilon) d\tau \quad (4.24)$$

Burada γ_0 , pozitif bir sayıdır.



Şekil 4.5 MUS'un Doğrusal olmayan geri beslemeli sistemi gibi gösterimi.

ε ve W 'nin değerleri Eşitlik 4.23'de yerine yazılır (Eşitlik 4.25),

$$\int_0^{t_1} \left\{ \left[\varepsilon_d \hat{\psi}_{r\beta} - \varepsilon_q \hat{\psi}_{r\alpha} \right] \left[\omega - \phi_2(\varepsilon) - \int_0^t \phi_1(\varepsilon) d\tau \right] \right\} dt \geq -\gamma_0^2 \quad (4.25)$$

ve elde edilen bu eşitlikte, aşağıdaki bilinen ilişki kullanılarak,

$$\int_0^{t_1} k \frac{df(t)}{dt} f(t) dt \geq -\frac{1}{2} k f(0)^2, \quad k > 0 \quad (4.26)$$

Popovun kararlılık ölçütüne uygun $\phi_1(\cdot)$ ve $\phi_2(\cdot)$ seçilmiş olur (Schauder, 1992).

$$\phi_1(\cdot) = K_I (\varepsilon_q \hat{\psi}_{r\alpha} - \varepsilon_d \hat{\psi}_{r\beta}) = K_I (\psi_{r\beta} \hat{\psi}_{r\alpha} - \psi_{r\alpha} \hat{\psi}_{r\beta}) \quad (4.27a)$$

$$\phi_2(\cdot) = K_P (\varepsilon_q \hat{\psi}_{r\alpha} - \varepsilon_d \hat{\psi}_{r\beta}) = K_P (\psi_{r\beta} \hat{\psi}_{r\alpha} - \psi_{r\alpha} \hat{\psi}_{r\beta}) \quad (4.27b)$$

Sonuç olarak s Laplace operatörünü göstermek üzere ve yapılan $\varepsilon_\omega \triangleq \psi_{r\beta} \hat{\psi}_{r\alpha} - \psi_{r\alpha} \hat{\psi}_{r\beta}$ tanımlaması ile birlikte, Şekil 4.4'deki uyarılma kuralı ve dolayısıyla rotor hızı da aşağıdaki gibi belirlenmiştir.

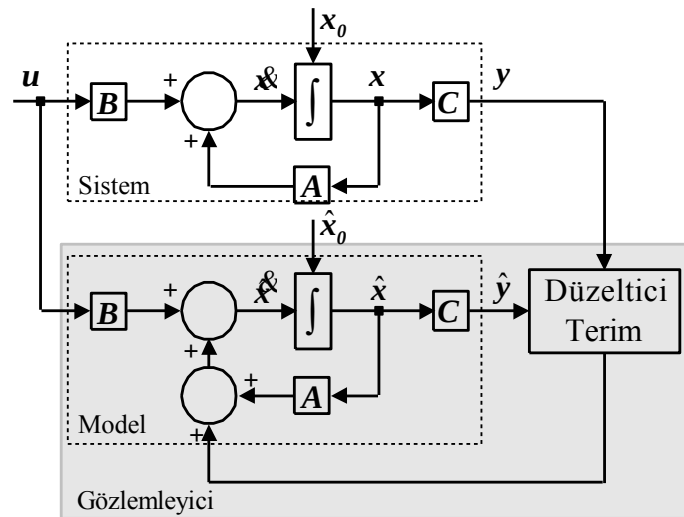
$$\hat{\omega} = K_p \varepsilon_\omega + \frac{K_I}{s} \varepsilon_\omega \quad (4.28a)$$

$$\hat{\omega}_m = \hat{\omega} / p_p \quad (4.28b)$$

Bu yaklaşımda, Eşitlik 4.20'deki geribeslemesiz (pure) integral alma işleminden kaynaklanan sorun devam etmektedir. Akı kestirimleri açık-çevrimli olmakla birlikte hız kestirimi kapalı-çevrimli olarak gerçekleştirildiğinden nispeten açık-çevrimli hız kestirimlerine göre parametre değişimlerine karşı daha iyi bir başarıya sahip olduğu söylenebilir (Vas, 1998).

4.4 Kapalı-Çevrimli Gözlemleyiciler

Gözlemleyiciler, durum değişkenleri yaklaşımına dayanan, modern kontrol teorisinin gelişimi ile birlikte ortaya çıkmış bir kavramdır. Kontrol edilen sistemin (KES) durumlarına fiziksel olarak erişilemediği hallerde veya erişilebilen durumların çok sayıda olması ve bu durumların ölçülmesini sağlayan düzeneklerin kontrol sisteminin maliyetini arttırması nedeniyle, Şekil 4.6'da görüldüğü gibi ölçülebilen çıkış durum değişkenlerinden, sistemin diğer durumlarını “kestirmek” ya da “gözetmek” için kullanılırlar (Br, 1999).



Şekil 4.6 Doğrusal sistem için tam dereceli durum gözlemleyicisi.

Gözlemleyicileri diğer açık-çevrimli kestiricilerden ayırt eden en önemli özellik, Şekil 4.6'dan da görüldüğü gibi modelin durumlarına ilave edilen düzeltici (correction) terimin bulunmasıdır (Vas, 1998). Böylece, sistemle model arasındaki durumların başlangıç değerlerinden, parametre değerlerinden ya da ölçülemeyen dış

girişlerin sistemin uyarımından kaynaklanacak farklıklar düzeltici terimle modele yansıtılmak istenir (Kazni erkowski, 1994).

Bir gözlemleyicinin tasarlanabilmesi, ilk defa Kalman tarafından ortaya atılan *gözlemlenebilirlik* gerek koşulunun, kontrol edilen sistem tarafından sağlanması na bağlıdır. Bu amaçla, Şekil 4.6'da görülen parametreleri zamanla değişmeyen doğrusal sistemin dinamik eşitlikleri göz önüne alınabilir.

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t) \quad (4.29)$$

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{C}\mathbf{x}(t) \quad (4.30)$$

Burada, $\mathbf{x}(t) \in \mathbb{R}^{n \times 1}$ durum vektörü, $\mathbf{u}(t) \in \mathbb{R}^{m \times 1}$ giriş (ya da kontrol) vektörü, $\mathbf{y}(t) \in \mathbb{R}^{k \times 1}$ çıkış vektörüdür. $\mathbf{A} \in \mathbb{R}^{n \times n}$ sistem matrisi, $\mathbf{B} \in \mathbb{R}^{n \times m}$ giriş matrisi, $\mathbf{C} \in \mathbb{R}^{k \times n}$ çıkış matrisidir.

Eğer $t_0 \leq t \leq t_f$ sonlu zaman aralığında sistemin her bir durumu, $\mathbf{u}(t)$ girişi için $\mathbf{y}(t)$ ile belirlenebilirse, sistem *tümüyle gözlemlenebilir* denir (Sarıoğlu, 1996). Bu koşul ise Eşitlik 4.31'de ifade edilen *gözlemlenebilirlik matrisi* rankının n - olması ile sağlanır.

$$\begin{bmatrix} \mathbf{C} \\ \mathbf{CA} \\ \vdots \\ \mathbf{CA}^{n-1} \end{bmatrix}_{n \times n} \quad (4.31)$$

Sezgisel olarak tanımanın gözlemlenebilen bir sistemde her durum değişkeninin bazı çıkışlara etki edip etmediği belirlenerek de bulunabilir (Bır, 1999).

4.4.1 Luenberger gözlemleyicisi

David Luenberger tarafından ve parametreleri zamanla değişmeyen doğrusal sistemler için tasarlanan gözlemleyici (Luenberger, 1971) kontrol teorisinde yaygın olarak bilinmektedir. Belirgin model tabanlı bu gözlemleyici de, 4.29-30 Eşitlikleriyle tanımlanan gerçek sistemin $\mathbf{x}$ durumuna, aşağıdaki gibi yaklaşılmaya çalışılmıştır.

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}}(t) = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t) + \mathbf{L}[\mathbf{y}(t) - \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}}(t)] \quad (4.32)$$

Gözlemleyicinin girişi $\mathbf{y}$ ve $\mathbf{u}$ çıkışı $\hat{\mathbf{x}}$ 'dir. Eşitlik 4.32'deki $\mathbf{L}(\mathbf{y}(t) - \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}}(t))$ terimi, ölçülen $\mathbf{y}$ ve gözlemlenen $\hat{\mathbf{y}}$ arasındaki farkı içeren düzeltme terimini göstermektedir. $\mathbf{L}$ ise gözlemleyici kazanç ya da ağırlık matrisidir.

Eşitlik 4.29' dan 4.32 çıkartılarak gözlemleyici hata eşitliği elde edilir (Eşitlik 4.33).

$$\mathbf{\tilde{x}} = (\mathbf{A} - \mathbf{LC})(\mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}}) \quad (4.33)$$

Eşitlik 4.33' de $\tilde{\mathbf{x}} \triangleq \mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}}$ şeklinde durum hata vektörü tanımlaması yapılarak aşağıdaki gibi tekrar yazılabilir.

$$\mathbf{\tilde{x}} = (\mathbf{A} - \mathbf{LC})\tilde{\mathbf{x}} \quad (4.34)$$

Eşitlik 4.34' den, hata vektörünün dinamik davranışı, $\mathbf{A} - \mathbf{LC}$ matrisinin özdeğerleri tarafından belirlendiği görülebilir. Eğer $\mathbf{A} - \mathbf{LC}$ matrisinin özdeğerleri s - düzleminin sol yarısında bulunuyor ise, hata vektörü herhangi bir başlangıç değeri $\tilde{\mathbf{x}}(0)$ ' dan, sıfıra yakınsayacaktır. $\mathbf{L}$ ' nin yeteri kadar büyük seçilmesi bu yakınsamayı hızlandıracaktır. Ancak Ogata (1990) ve Verghese ve Sanders (1988)' de belirtildiği gibi $\mathbf{L}$ fazla büyük seçilir ise, hata vektörüne etkiyebilecek dış bozucuların etki gücü artacaktır. Ayrıca, bu gözlemleyicinin başarımı, sistem matrisi $\mathbf{A}$ ' nın doğru olarak bilinmesine ve zamanla değişmemesine bağlıdır. $\mathbf{A}$ 'daki parametrelerin değişmesi hata vektörü dinamiğini olumsuz bir şekilde etkileyebilmektedir.

Diğer taraftan, Luenberger gözlemleyicisinin SKASM gibi doğrusal olmayan sistemlere uygulanmış hali ise genişletilmiş Luenberger gözlemleyicisi (GLG) olarak bilinmektedir (Vas, 1998). SKASM'nin algılayıcı kontrolüne yönelik olarak mevcut literatürde GLG ile akı, hız ve/veya yük momentinin kestirildiği görülmektedir. Bu açıdan yapılan kestirimler, ilkesel olarak aşağıdaki gibi açıklanabilir:

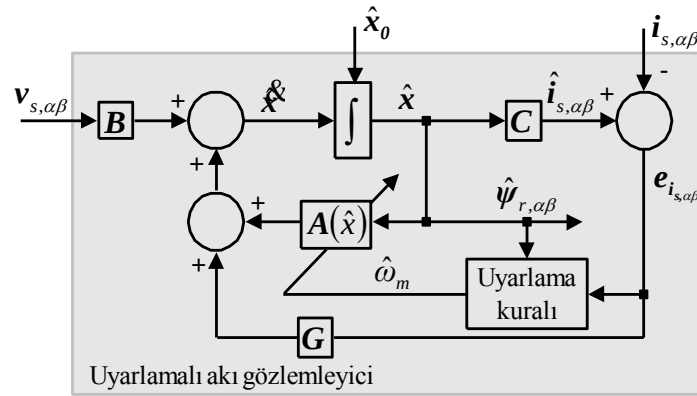
- Eşitlik 2.45' deki modele $\mathbf{\tilde{x}}_L = 0$ ilave edilerek elde edilen *genişletilmiş SKASM modeli* ya da t_L 'yi kestirmek için hızın parametre olarak tanımlandığı ($\mathbf{\tilde{x}}_m = 0$) modeli (Vas, 1998) kullanılır.
- Model bir önceki adımda kestirilen durumlar civarında doğrusallaştırılır (Vas, 1998).
- Doğrusallaştırılan bu yeni modele uygun Eşitlik 4.34' den istenilen dinamik davranışı sağlayacak $\mathbf{L}$ belirlenir. Burada doğrusallaştırılan modelin sistem matrisi daha bir önceki kestirilen durumlara bağlı olarak hesaplandığı ve buna karşılık arzu edilen dinamik davranışa ilişkin özdeğerler sabit olduğu için $\mathbf{L}$ sabit olmayıp zamanla değişecektir (Vas, 1998).

Algılayıcı kontrol açısından özetle, tam dereceli ya da indirgenmiş dereceli olarak tasarlanabilen GLG (Vas, 1998) ile akı, hız ve/veya yük momenti kapalı-çevreli

olarak kestirilebilir. Ancak, bunlara ilave olarak stator direnci, rotor direnci gibi değişen diğer parametrelerin kestirilememesi (Du ve Brdys, 1993b), gözlemleyici başarımının kötüleşmesine neden olmaktadır.

4.4.2 Uyarlamalı akı gözlemleyicisi

İlk defa Kubota ve diğ (1993)'de önerilen hız uyarlamalı akı gözlemleyicisinin yapısı Şekil 4.7'de görülmektedir. Burada düzeltici terim Luenberger'inkine benzetmekle birlikte G 'nin seçimi ve uyarlama kuralının belirlenmesi için Lyapunov'un kararlılık teoreminden yararlanılmıştır.



Şekil 4.7 Hız uyarlamalı akı gözlemleyicisi.

Ayrıca, Eşitlik 2.45'deki elektriksel yavaş ilişkin diferansiyel bağıntıların $\alpha\beta$ -eksenindeki karşılıklarıyla elde edilen Eşitlik 4.35'deki SKASM modeli kullanılmıştır.

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{x}}_{s\alpha} \\ \dot{\hat{x}}_{s\beta} \\ \dot{\hat{\psi}}_{r\alpha} \\ \dot{\hat{\psi}}_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{L_m^2 R_r'}{L_\sigma L_r'^2}\right) & 0 & \frac{L_m R_r'}{L_\sigma L_r'} & \frac{L_m}{L_\sigma L_r'} p_p \omega_m \\ 0 & -\left(\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{L_m^2 R_r'}{L_\sigma L_r'^2}\right) & -\frac{L_m}{L_\sigma L_r'} p_p \omega_m & \frac{L_m R_r'}{L_\sigma L_r'^2} \\ \frac{R_r'}{L_r} L_m & 0 & -\frac{R_r'}{L_r} & -p_p \omega_m \\ 0 & \frac{R_r'}{L_r} L_m & p_p \omega_m & -\frac{R_r'}{L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{x}_{s\alpha} \\ \hat{x}_{s\beta} \\ \hat{\psi}_{r\alpha} \\ \hat{\psi}_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_\sigma} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_\sigma} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (4.35a)$$

$$\hat{i}_{s,\alpha\beta} = C\hat{x} \quad (4.35b)$$

Şekil 4.7'den de görüldüğü gibi stator akı $\hat{x}$ ve rotor akısı kestirimine ilişkin önerilen gözlemleyici modeli Eşitlik 4.36'daki gibidir.

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}(\hat{\mathbf{x}})\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}\mathbf{v}_{s,\alpha\beta} + \mathbf{G}(\hat{\mathbf{i}}_{s,\alpha\beta} - \mathbf{i}_{s,\alpha\beta}) \quad (4.36)$$

Lyapunov tabanlı uyarılma kuralını türetmek için gözlemleyici hata eşitliği ise aşağıdaki gibi elde edilir (Kubota ve diğ., 1993).

$$\dot{\tilde{\mathbf{x}}} = (\mathbf{A} + \mathbf{GC})\tilde{\mathbf{x}} - \Delta\mathbf{A}\hat{\mathbf{x}} \quad (4.37)$$

$$\text{Burada, } \tilde{\mathbf{x}} \triangleq \mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}}, \quad \mathbf{C} \triangleq [\mathbf{I} \ 0]; \quad \Delta\mathbf{A} \triangleq \mathbf{A}(\hat{\mathbf{x}}) - \mathbf{A}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & -\frac{\Delta\omega\mathbf{J}}{c} \\ \mathbf{0} & \Delta\omega\mathbf{J} \end{bmatrix}, \quad c \triangleq \frac{L_\sigma L_r'}{L_m},$$

$$\mathbf{I} \triangleq \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{J} \triangleq \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad \Delta\omega \triangleq \hat{\omega} - \omega, \quad \omega = p_p \omega_m \text{ 'dır.}$$

Uygun Lyapunov aday fonksiyon Eşitlik 4.38'deki gibi seçilir,

$$\mathbf{V} = \tilde{\mathbf{x}}^T \tilde{\mathbf{x}} + \frac{(\hat{\omega} - \omega)^2}{\lambda} \quad (4.38)$$

{ λ : pozitif bir sayıdır. }

ve bu fonksiyonun zamanla göre türevi alınırsa Eşitlik 4.39 elde edilir (Kubota ve diğ., 1993).

$$\dot{\mathbf{V}} = \tilde{\mathbf{x}}^T \left\{ (\mathbf{A}(\mathbf{x}) + \mathbf{GC})^T + (\mathbf{A}(\mathbf{x}) + \mathbf{GC}) \right\} \tilde{\mathbf{x}} - 2\Delta\omega \frac{(\tilde{x}_{i_{sa}} \hat{\psi}_{r\beta} - \tilde{x}_{i_{sb}} \hat{\psi}_{r\alpha})}{c} + \frac{2\Delta\omega}{\lambda} \frac{d\hat{\omega}}{dt} \quad (4.39)$$

Eşitlik 4.39'un 2. ve 3. terimleri, birbirine eşitlenerek hız uyarılma kuralı aşağıdaki gibi bulunur (Kubota ve diğ., 1993).

$$\frac{d\hat{\omega}}{dt} = \frac{\lambda}{c} (\tilde{x}_{i_{sa}} \hat{\psi}_{r\beta} - \tilde{x}_{i_{sb}} \hat{\psi}_{r\alpha}) \quad (4.40a)$$

$$\hat{\omega} = K_p (\tilde{x}_{i_{sa}} \hat{\psi}_{r\beta} - \tilde{x}_{i_{sb}} \hat{\psi}_{r\alpha}) + K_I \int (\tilde{x}_{i_{sa}} \hat{\psi}_{r\beta} - \tilde{x}_{i_{sb}} \hat{\psi}_{r\alpha}) dt \quad (4.40b)$$

Yine Eşitlik 4.39'un 1. teriminde de $\mathbf{G}$ Eşitlik 4.41'teki gibi yarı kesin-negatif (negatif-se-ni-definite) seçilerek Lyapunov anlamında kararlılık sağlanır.

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} g_1 & g_2 & g_3 & g_4 \\ -g_2 & g_1 & -g_4 & g_3 \end{bmatrix}^T \quad (4.41)$$

Burada,

$$g_1 \triangleq (K-1)(a_{r11} + a_{r22}), \quad g_2 \triangleq (K-1)a_{i22},$$

$$g_3 \triangleq (K^2 - 1)(ca_{r11} + a_{r21}) - c(K-1)(a_{r11} + a_{r22}), \quad g_4 \triangleq -c(K-1)a_{i22}$$

{ K : SKAS M'nin kutupları ile gözlemleyici kutupları arasındaki orantı sabiti dir ($K > 0$) }.

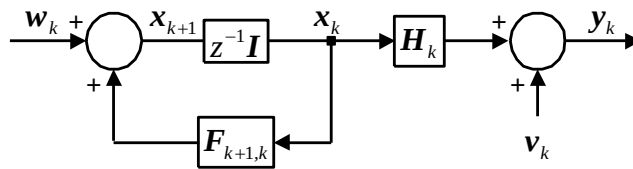
$$\{ a_{r11} \hat{=} -\left(\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{L_m^2 R_r'}{L_\sigma L_r'^2} \right), \quad a_{r12} \hat{=} \frac{L_m R_r'}{L_\sigma L_r'^2}, \quad a_{r21} \hat{=} \frac{R_r'}{L_r'} L_m, \quad a_{r22} \hat{=} -\frac{R_r'}{L_r'}, \quad a_{i12} \hat{=} \frac{L_m}{L_\sigma L_r'} p_p \omega_m, \\ a_{i22} \hat{=} p_p \omega_m \}$$

Bu çalışmada, özellikle statör ve rotor direnci değişimlerine duyarlıdır. Daha sonra Popov ölçütü (Landau, 1979) kullanılarak yapılan akı ve hız ile birlikte statör direncinin kestirildiği Yang ve Chin (1993)'deki çalışmada; SKAS M'nin sadece elektriksel yansıma ilişkisi modeli kullanılarak, bu yaklaşımın akı, hız ve rotor direncinin eş zamanlı olarak kestirilemeyeceği belirtilmektedir.

5. KALMAN FİLTRELERİ TABANLI GÖZLEMLEYİCİ TASARIMI

İlk defa Kalman (1960)'da orataya atılan ve doğrusal dinamik sistemlerin durum uzayında modellenmesine yol açan Kalman filtresi (KF) yaklaşım, doğrusal filtreleme problemini optimal olarak ardışıl çözüm getirmiştir (Haykin, 2001). Filtre, durağan (stationary) ya da durağan olmayan çevre koşullarına uygulanabilmektedir. Ardışıl çözümü yani durumun güncellenen kestirimi ise *önceki* durumkestirimi ve yeni giriş verileri kullanılarak hesaplanır. Bunun için sadece *önceki* durum kestiriminin saklanması yeterlidir.

KF için Şekil 5.1'de görülen ayrık-zamanlı doğrusal sistem düşünülebilir (Haykin, 2001). Şekilde x_k ile gösterilen durum vektörü, sistemin zorlanmış dinamiğini tanımlamak için yeterli minimum veri kümesidir. Başka bir ifadeyle durum sistemin gelecekteki davranışını öngörmek için gerekli, sistemin geçmiş davranışına ait en az veri olarak da tanımlanabilir. k ise k ölçme ya da k örnekleme zamanıdır.



Şekil 5.1 Ayrık-zamanlı doğrusal sistem

Temel olarak iki kısımdan oluşan Şekil 5.1, matematiksel olarak aşağıdaki gibi ifade edilebilir (Haykin, 2001):

- Sistem (Process) eşitliği

$$x_{k+1} = F_{k+1,k} x_k + w_k \quad (5.1)$$

Burada $F_{k+1,k}$ k . zandan $k+1$. zana x_k durumunu taşıyan geçiş matrisidir. Sıfır ortalama değerli sistem gürültüsü w_k , beyaz ve Gauss'yen biçimindedir. Gürültünün kovaryans matrisi ise aşağıdaki gibi tanımlanır.

$$E[w_n w_k^T] = \begin{cases} n = k \text{ için } Q_k \\ n \neq k \text{ için } 0 \end{cases} \quad (5.2)$$

{ $E[\]$ beklenen (ortalama) değer (expected value)'dir. }

- Ölçme eşitliği

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{x}_k + \mathbf{v}_k \quad (5.3)$$

Burada $\mathbf{y}_k$ k . zamanda gözlemlenen çıkış vektörüdür. $\mathbf{H}_k$, ölçme matrisidir.

Sıfır ortalama değerli ölçme gürültüsü $\mathbf{v}_k$, beyaz ve Gauss'yen biçimindedir.

Gürültünün kovaryans matrisi ise aşağıdaki gibi tanımlanır.

$$E[\mathbf{v}_n \mathbf{v}_k^T] = \begin{cases} n = k \text{ için } \mathbf{R}_k \\ n \neq k \text{ için } \mathbf{0} \end{cases} \quad (5.4)$$

Ayrıca $\mathbf{v}_k$ ve $\mathbf{w}_k$ birbiriyle ilişkisi olmayan (uncorrelated) matrislerdir.

Kalman filtreleme problemi, yani bilinmeyen durumu çinsistem ve ölçme eşitliklerini birlikte ve optimal olarak çözen problemi ilkesel olarak aşağıdaki gibi açıklanır (Haykin, 2001):

♦ Her bir $k \geq 1$ için $\mathbf{x}_i$ durumunun minimum ortalama-karesel hata kestirimi bulmak için tüm gözlemlenen vektörleri ($\mathbf{y}_1, \mathbf{y}_2, \dots, \mathbf{y}_k$) kullanır.

♦ Bu noktada, $i = k$ ise problem *filtreleme*, $i > k$ ise *öngörü* ve $1 \leq i < k$ ise *yumuşatma* (*smoothing*) olarak adlandırılır.

5.1. Optimum Kestirim

KF'yi türetmeden önce, optimum kestirimi ilişkin temel kabulleri gözden geçirmek yararlı olacaktır (Haykin, 2001). Konuyu basitleştirmek için kullanılacak skalar rastgele (random) değişkenler; genel olarak vektör biçiminde de düşünülebilir.

Öncelikle gözlemlenen y_k değişkeninin aşağıdaki gibi verildiği kabul edilebilir (Haykin, 2001):

$$y_k = x_k + v_k \quad (5.5)$$

Burada x_k bilinmeyen işareti ve v_k ise ilave gürültü bileşenidir. $\hat{x}_k$, verilen $y_1, y_2, \dots, y_k$ gözlemlenenlerinden x_k işaretinin kestirilen değeri olduğu varsayılırsa; genelde $\hat{x}_k$, bilinmeyen x_k işaretinden farklı olacaktır. Bu nedenle, optimum durumda kestirimi türetmek için bir maliyet ölçütüne gereksinim vardır. Tanımlanacak bu ölçütün ise aşağıdaki iki durumu sağlaması gerekir:

- Negatif olmalıdır.
- $\tilde{x}_k \triangleq x_k - \hat{x}_k$ şeklinde tanımlanan kestirim hatasının azaltan fonksiyonu olmalıdır.

Bu iki gereksinim aşağıdaki gibi tanımlanan ortalama-karesel hata ile sağlanır (Haykin, 2001):

$$J_k \triangleq E[(x_k - \hat{x}_k)^2] = E[\tilde{x}_k^2] \quad (5.6)$$

Burada, maliyet ölçütü J_k 'nin k . zamana bağlılığı, ardışıl kestirim sürecinin durağan olma özelliğini yansıtmaktadır.

Bu noktada, $\hat{x}_k$ optimal değerini türetmek için olasıl kontrol teorisindeki iki teoremden yararlanılır (Haykin, 2001):

- *Teorem 1: Koşullu-ortalama değer temelli kestirici (Conditional mean estimator)*

Olasıl süreçler $\{x_k\}$ ve $\{y_k\}$ Gauss'yan biçiminde ise ortalama-karesel hatayı (J_k 'yi) minimize yapan optimal $\hat{x}_k$, koşullu ortalama kestiricidir ve aşağıdaki gibi tanımlanır:

$$\hat{x}_k \triangleq E[x_k | y_1, y_2, \dots, y_k] \quad (5.7)$$

- *Teorem 2: Ortogonallik ilkesi*

Olasıl süreçler $\{x_k\}$ ve $\{y_k\}$ 'nin ortalaması sıfır; yani,

$$E[x_k] = E[y_k] = 0 \text{ ise}$$

- olasıl süreçler Gauss'yan'dır; ya da
- Optimal $\hat{x}_k$, gözlemlenenlerin doğrusal bir fonksiyonu ve maliyet ölçütü ortalama-karesel hata şeklinde tanımlanmış ise verilen $y_1, y_2, \dots, y_k$ gözlemlenenlerinden elde edilen optimal $\hat{x}_k$, bu gözlemlenenlerin uzayında x_k 'nin ortogonal yansıması (projection)'dir.

KF, bu iki teorem kullanılarak türetilir.

5.2 Kalman Filtresi

Eşitlik 5.1 ve 5.3 ile tanımlı sistemin k . zamandaki yeni ölçümünün (y_k 'nin) yapıldığı ve yine k . zamanda önceki (*priori*) kestirilen durumun ($\hat{x}_k^-$ 'nin) mevcut olduğu varsayımıyla, sonraki (*posteriori*) durum kestirimi $\hat{x}_k$, $\hat{x}_k^-$ ve y_k 'nin doğrusal fonksiyonu olarak aşağıdaki gibi ifade edilebilir (Haykin, 2001).

$$\hat{x}_k = G_k^{(1)} \hat{x}_k^- + G_k y_k \quad (5.8)$$

Burada, $G_k^{(1)}$ ve G_k daha sonra Teorem 2'de belirtilen ortogonalite ilkesi ile bulunacak matris biçimindeki çarpanlardır.

Eşitlik 5.9'da tanımlanan durum hatı vektörüne,

$$\tilde{x}_k \triangleq x_k - \hat{x}_k \quad (5.9)$$

ortogonalite ilkesi uygulanarak, Eşitlik 5.10 elde edilebilir.

$$i = 1, 2, K, k-1 \text{ için } E[x_k y_i^T] = 0 \quad (5.10)$$

Eşitlik 5.10'da 5.3, 5.8 ve 5.9 Eşitlikleri kullanılırsa, Eşitlik 5.11 elde edilir.

$$i = 1, 2, K, k-1 \text{ için } E[(x_k - G_k^{(1)} \hat{x}_k^- - G_k H_k x_k - G_k v_k) y_i^T] = 0 \quad (5.11)$$

Daha önce belirtildiği gibi w_k ve v_k arasında bir ilişki (correlation) olmadığı için ($E[v_k y_i^T] = 0$) Eşitlik 5.11 tekrar aşağıdaki gibi yazılır.

$$E[(I - G_k H_k - G_k^{(1)}) x_k y_i^T + G_k^{(1)} (x_k - \hat{x}_k^-) y_i^T] = 0 \quad (5.12)$$

Burada I birim matristir. Ortogonalite ilkesi nedeniyle $E[(x_k - \hat{x}_k^-) y_i^T] = 0$ olduğu için Eşitlik 5.12 daha da basitleşir (Eşitlik 5.13).

$$i = 1, 2, K, k-1 \text{ için } (I - G_k H_k - G_k^{(1)}) E[x_k y_i^T] = 0 \quad (5.13)$$

x_k ve y_k 'nin herhangi bir değeri için Eşitlik 5.13 ancak aşağıdaki koşullarla sağlanır.

$$I - G_k H_k - G_k^{(1)} = 0 \quad (5.14a)$$

$$G_k^{(1)} = I - G_k H_k \quad (5.14b)$$

Eşitlik 5.14b, 5.8 Eşitliğinde yerine yazılırsa, k . zamanda sonraki kestirilen durum aşağıdaki gibi elde edilmiştir (Haykin, 2001).

$$\hat{x}_k = \hat{x}_k^- + G_k (y_k - H_k \hat{x}_k^-) \quad (5.15)$$

Eşitlik 5.15 ışığında $\mathbf{G}_k$, *Kalman kazancı* olarak adlandırılır.

Bu noktada $\mathbf{G}_k$ 'nın açık ifadesi elde edilmelidir. Bunun için yine ortogonalite ilkesinden aşağıdaki eşitlikler yazılabilir (Haykin, 2001).

$$E[(\mathbf{x}_k - \hat{\mathbf{x}}_k)\mathbf{y}_k^T] = \mathbf{0} \quad (5.16)$$

$$E[(\mathbf{x}_k - \hat{\mathbf{x}}_k)\hat{\mathbf{y}}_k^T] = \mathbf{0} \quad (5.17)$$

Burada $\hat{\mathbf{y}}_k^T$, verilen *önceki* ölçmelerden ($\mathbf{y}_1, \mathbf{y}_2, \dots, \mathbf{y}_{k-1}$ 'lerden) $\mathbf{y}_k$ 'nin kestirilmiş halini göstermektedir.

Bu yeni süreç için aşağıdaki tanımlama yapılarak

$$\tilde{\mathbf{y}}_k \triangleq \mathbf{y}_k - \hat{\mathbf{y}}_k \quad (5.18)$$

Eşitlik 5.19 elde edilebilir.

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{y}}_k &= \mathbf{y}_k - \mathbf{H}_k \hat{\mathbf{x}}_k^- \\ &= \mathbf{H}_k \mathbf{x}_k + \mathbf{v}_k - \mathbf{H}_k \hat{\mathbf{x}}_k^- \\ &= \mathbf{H}_k \tilde{\mathbf{x}}_k^- + \mathbf{v}_k \end{aligned} \quad (5.19)$$

Böylece, Eşitlik 5.18'deki tanım kullanılıp Eşitlik 5.17'den 5.16 çıkarılarak Eşitlik 5.20 elde edilir.

$$E[(\mathbf{x}_k - \hat{\mathbf{x}}_k)\tilde{\mathbf{y}}_k^T] = \mathbf{0} \quad (5.20)$$

Eşitlik 5.3 ve Eşitlik 5.15 kullanılarak durum hata vektörü $\mathbf{x}_k - \hat{\mathbf{x}}_k$ bulunur (Eşitlik 5.21).

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_k - \hat{\mathbf{x}}_k &= \tilde{\mathbf{x}}_k^- - \mathbf{G}_k (\mathbf{H}_k \tilde{\mathbf{x}}_k^- + \mathbf{v}_k) \\ &= (\mathbf{I} - \mathbf{G}_k \mathbf{H}_k) \tilde{\mathbf{x}}_k^- - \mathbf{G}_k \mathbf{v}_k \end{aligned} \quad (5.21)$$

Sonunda 5.19 ve 5.21 Eşitlikleri, 5.20 Eşitliğinde yerine yazılarak, 5.22 Eşitliği elde edilir.

$$E\left[\left\{(\mathbf{I} - \mathbf{G}_k \mathbf{H}_k) \tilde{\mathbf{x}}_k^- - \mathbf{G}_k \mathbf{v}_k\right\}(\mathbf{H}_k \tilde{\mathbf{x}}_k^- + \mathbf{v}_k)\right] = \mathbf{0} \quad (5.22)$$

Ölçme gürültüsü $\mathbf{v}_k$; $\mathbf{x}_k$ ve bu nedenle de $\tilde{\mathbf{x}}_k^-$ 'den bağımsız olduğu için, Eşitlik 5.22 aşağıdaki gibi basitleşir.

$$(\mathbf{I} - \mathbf{G}_k \mathbf{H}_k) E\left[\tilde{\mathbf{x}}_k^- (\tilde{\mathbf{x}}_k^-)^T\right] \mathbf{H}_k^T - \mathbf{G}_k E[\mathbf{v}_k \mathbf{v}_k^T] = \mathbf{0} \quad (5.23)$$

Burada, Eşitlik 5.24'de tanımlanan *önceki* kovaryans matris ifadesi

$$\begin{aligned} \mathbf{P}_k^- &\triangleq E\left[(\mathbf{x}_k - \hat{\mathbf{x}}_k)(\mathbf{x}_k - \hat{\mathbf{x}}_k)^T\right] \\ &= E\left[\tilde{\mathbf{x}}_k(\tilde{\mathbf{x}}_k)^T\right] \end{aligned} \quad (5.24)$$

ve Eşitlik 5.4 yerlerine yazılarak, Eşitlik 5.25 elde edilmiştir.

$$(\mathbf{I} - \mathbf{G}_k \mathbf{H}_k) \mathbf{P}_k^- \mathbf{H}_k^T - \mathbf{G}_k \mathbf{R}_k = 0 \quad (5.25)$$

$\mathbf{G}_k$ için bu eşitlik çözülerek Kalman kazancı *önceki* kovaryans matrisi $\mathbf{P}_k^-$ 'ye bağlı olarak bulunmuştur (Haykin, 2001).

$$\mathbf{G}_k = \mathbf{P}_k^- \mathbf{H}_k^T [\mathbf{H}_k \mathbf{P}_k^- \mathbf{H}_k^T + \mathbf{R}_k]^{-1} \quad (5.26)$$

Ardışıl kestirim sürecini tanımlamak için, durum hata kovaryans yayılımı (propagation'ı) sağlayan iki aşamanın daha hesaplanması gerekmektedir (Haykin, 2001):

- 1- Eşitlik 5.24'de tanımlanan k . zamaandaki *önceki* kovaryans matrisi $\mathbf{P}_k^-$ 'den yararlanarak, Eşitlik 5.27'de tanımlanan yine k . zamaandaki *sonraki* kovaryans matrisi $\mathbf{P}_k$ 'nin hesaplanması:

$$\begin{aligned} \mathbf{P}_k &\triangleq E[\tilde{\mathbf{x}}_k \tilde{\mathbf{x}}_k^T] \\ &= E[(\mathbf{x}_k - \hat{\mathbf{x}}_k)(\mathbf{x}_k - \hat{\mathbf{x}}_k)^T] \end{aligned} \quad (5.27)$$

Bu amaçla Eşitlik 5.21, 5.27 Eşitliğinde yerine yazılır ve $\mathbf{v}_k$ 'nin $\tilde{\mathbf{x}}_k$ 'den bağımsız olduğu dikkate alınrsa, Eşitlik 5.28 elde edilir.

$$\begin{aligned} \mathbf{P}_k &= (\mathbf{I} - \mathbf{G}_k \mathbf{H}_k) E[\tilde{\mathbf{x}}_k(\tilde{\mathbf{x}}_k)^T] (\mathbf{I} - \mathbf{G}_k \mathbf{H}_k)^T + \mathbf{G}_k E[\mathbf{v}_k \mathbf{v}_k^T] \mathbf{G}_k^T \\ &= (\mathbf{I} - \mathbf{G}_k \mathbf{H}_k) \mathbf{P}_k^- (\mathbf{I} - \mathbf{G}_k \mathbf{H}_k)^T + \mathbf{G}_k \mathbf{R}_k \mathbf{G}_k^T \end{aligned} \quad (5.28)$$

Eşitlik 5.28 açılır ve sonra 5.26 Eşitliğinden yararlanılarak, aşağıdaki gibi basitleştirilmiş biçimi elde edilmiştir.

$$\begin{aligned} \mathbf{P}_k &= (\mathbf{I} - \mathbf{G}_k \mathbf{H}_k) \mathbf{P}_k^- - (\mathbf{I} - \mathbf{G}_k \mathbf{H}_k) \mathbf{P}_k^- \mathbf{H}_k^T \mathbf{G}_k^T + \mathbf{G}_k \mathbf{R}_k \mathbf{G}_k^T \\ &= (\mathbf{I} - \mathbf{G}_k \mathbf{H}_k) \mathbf{P}_k^- - \mathbf{G}_k \mathbf{R}_k \mathbf{G}_k^T + \mathbf{G}_k \mathbf{R}_k \mathbf{G}_k^T \\ &= (\mathbf{I} - \mathbf{G}_k \mathbf{H}_k) \mathbf{P}_k^- \end{aligned} \quad (5.29)$$

- 2- *Sonraki* kovaryans matrisinin *geçmiş* değeri $\mathbf{P}_{k-1}$ 'i kullanarak, *önceki* kovaryans matrisinin güncellenmesi $\mathbf{P}_k^-$ 'nin hesaplanması:

Bunun için durumun *önceki* kestirilen değerinin ($\hat{\mathbf{x}}_k^-$ 'nin), yine durumun *sonraki* kestirileninin *geçmiş* değerine ($\hat{\mathbf{x}}_{k-1}$) göre aşağıdaki gibi ifade edip

$$\hat{\mathbf{x}}_k^- = \mathbf{F}_{k,k-1} \hat{\mathbf{x}}_{k-1} \quad (5.30)$$

sonra, Eşitlik 5.1 ve 5.30 kullanılarak *önceki* kestirimin hatasının Eşitlik 5.31'deki gibi bulunması gerekir.

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{x}}_k^- &= \mathbf{x}_k - \hat{\mathbf{x}}_k \\ &= (\mathbf{F}_{k,k-1} \mathbf{x}_{k-1} + \mathbf{w}_{k-1}) - \mathbf{F}_{k,k-1} \hat{\mathbf{x}}_{k-1} \\ &= \mathbf{F}_{k,k-1} (\mathbf{x}_{k-1} - \hat{\mathbf{x}}_{k-1}) + \mathbf{w}_{k-1} \\ &= \mathbf{F}_{k,k-1} \tilde{\mathbf{x}}_{k-1} + \mathbf{w}_{k-1} \end{aligned} \quad (5.31)$$

Eşitlik 5.31, 5.24 Eşitliğinde yerine yazılır ve $\mathbf{w}_k$ 'nın $\tilde{\mathbf{x}}_{k-1}$ 'den bağımsız olduğu dikkate alınırsa $\mathbf{P}_k^-$, verilen $\mathbf{P}_{k-1}$ ile çözülmüş olur.

$$\begin{aligned} \mathbf{P}_k^- &= \mathbf{F}_{k,k-1} E[\tilde{\mathbf{x}}_{k-1} \tilde{\mathbf{x}}_{k-1}^T] \mathbf{F}_{k,k-1}^T + E[\mathbf{w}_{k-1} \mathbf{w}_{k-1}^T] \\ &= \mathbf{F}_{k,k-1} \mathbf{P}_{k-1} \mathbf{F}_{k,k-1}^T + \mathbf{Q}_{k-1} \end{aligned} \quad (5.32)$$

Sonuç olarak tanımlanan ardışıl kestirim süreci (KF); 5.30, 5.32, 5.26, 5.15 ve 5.29 Eşitlikleri ile aşağıdaki gibi özetlenebilir (Haykin, 2001):

Durum uzay modeli:

$$\mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{F}_{k+1,k} \mathbf{x}_k + \mathbf{w}_k \quad (5.33)$$

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{x}_k + \mathbf{v}_k \quad (5.34)$$

Burada $\mathbf{w}_k$ ve $\mathbf{v}_k$, kovaryans matrisleri sırasıyla $\mathbf{Q}_k$ ve $\mathbf{R}_k$ olan bağımsız, sıfır-ortama değerli beyaz ve Gauss'yen biçimindeki gürültülerdir.

Başlangıç değerleri atama:

$$\hat{\mathbf{x}}_0 = E[\mathbf{x}_0] \quad (5.35)$$

$$\mathbf{P}_0 = E[(\mathbf{x}_0 - E[\mathbf{x}_0])(\mathbf{x}_0 - E[\mathbf{x}_0])^T] \quad (5.36)$$

Burada $k=0$ anında herhangi bir gözlemlenen veri olmadığı için kestirilen durumun başlangıç değeri $E[\mathbf{x}_0]$ seçilebilir.

Hesaplama: $k=1,2,K$ için hesaplama:

Durum kestiri mi ni n yayı nı m

$$\hat{\mathbf{x}}_k^- = \mathbf{F}_{k,k-1} \hat{\mathbf{x}}_{k-1} \quad (5.37)$$

Hat a kovaryansı nı n yayı nı m

$$\mathbf{P}_k^- = \mathbf{F}_{k,k-1} \mathbf{P}_{k-1} \mathbf{F}_{k,k-1}^T + \mathbf{Q}_{k-1} \quad (5.38)$$

Kal man kazanç matrisi

$$\mathbf{G}_k = \mathbf{P}_k^- \mathbf{H}_k^T [\mathbf{H}_k \mathbf{P}_k^- \mathbf{H}_k^T + \mathbf{R}_k]^{-1} \quad (5.39)$$

Durum kestiri mi ni güncelleme

$$\hat{\mathbf{x}}_k = \hat{\mathbf{x}}_k^- + \mathbf{G}_k (\mathbf{y}_k - \mathbf{H}_k \hat{\mathbf{x}}_k^-) \quad (5.40)$$

Hat a kovaryansı nı güncelleme

$$\mathbf{P}_k = (\mathbf{I} - \mathbf{G}_k \mathbf{H}_k) \mathbf{P}_k^- \quad (5.41)$$

Eşitlik 5.39, Eşitlik 5.41’de yazılarak $\mathbf{P}_k$; ve yine yapılacak matris işlemleri ile de $\mathbf{G}_k$ (Dorf, 2000) aşağıdaki biçimlerde de ifade edilebilir:

$$\mathbf{P}_k = \mathbf{P}_k^- - \mathbf{P}_k^- \mathbf{H}_k^T [\mathbf{H}_k \mathbf{P}_k^- \mathbf{H}_k^T + \mathbf{R}_k]^{-1} \mathbf{H}_k \mathbf{P}_k^- \quad (5.42)$$

$$\mathbf{G}_k = \mathbf{P}_k \mathbf{H}_k^T \mathbf{R}_k^{-1} \quad (5.43)$$

5.3 Genişletilmiş Kal man Filtresi

KF doğrusallaştırma süreci ile doğrusal olmayan sistemlere de uygulanabilir (Haykin, 2001). Bu biçimde tasarlanan filtre, genişletilmiş Kal man filtresi (GKF) olarak adlandırılır. GKF’yi türetmek için durum-uzay modeli Eşitlik 5.44-45’de verilen doğrusal olmayan dinamik sistem düşünülebilir.

$$\mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{f}(k, \mathbf{x}_k) + \mathbf{w}_k \quad (5.44)$$

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{h}(k, \mathbf{x}_k) + \mathbf{v}_k \quad (5.45)$$

Burada $\mathbf{w}_k$ ve $\mathbf{v}_k$, kovaryans matrisleri sırasıyla $\mathbf{Q}_k$ ve $\mathbf{R}_k$ olan bağımsız, sıfır-ortalama değerli beyaz ve Gauss’yen biçimindeki gürültülerdir. $\mathbf{f}(k, \mathbf{x}_k)$ doğrusal olmayan geçiş matrisidir. $\mathbf{h}(k, \mathbf{x}_k)$ ise doğrusal olmayan ölçme matrisidir. Doğrusal olmayan bu matrisler zamanla değişebilir.

GKF’ni temel düşüncesi, 5.44-45 Eşitliklerinin en yakın kestirilen durum ($\hat{\mathbf{x}}_k$ ya da $\hat{\mathbf{x}}_k^-$) civarında doğrusallaştırılması ilkesine dayanır (Haykin, 2001). Böylece elde

edilen doğrusal modele KF uygulanarak GKF gerçekleştirilmiştir olur. Bu yaklaşım daha ayrıntılı olarak iki aşamada da açıklanabilir (Patel, 2000):

Aşama 1:

$f(k, \mathbf{x}_k)$ $\hat{\mathbf{x}}_k$ ci varında, $h(k, \mathbf{x}_k)$ ise $\hat{\mathbf{x}}_k^-$ ci varında Taylor serisine birinci dereceden yaklaşım aşağıdaki gibi açılır.

$$f(k, \mathbf{x}_k) \cong f(k, \hat{\mathbf{x}}_k) + F_{k+1,k} (\mathbf{x}_k - \hat{\mathbf{x}}_k) \quad (5.46)$$

$$h(k, \mathbf{x}_k) \cong h(k, \hat{\mathbf{x}}_k^-) + H_k (\mathbf{x}_k - \hat{\mathbf{x}}_k^-) \quad (5.47)$$

Burada $F_{k+1,k} \triangleq \left. \frac{\partial f(k, \mathbf{x}_k)}{\partial \mathbf{x}_k} \right|_{\mathbf{x}_k = \hat{\mathbf{x}}_k}$ ve $H_k \triangleq \left. \frac{\partial h(k, \mathbf{x}_k)}{\partial \mathbf{x}_k} \right|_{\mathbf{x}_k = \hat{\mathbf{x}}_k^-}$ olarak tanımlıdır.

Aşama 2:

Bu yeni durumda model aşağıdaki gibi verilebilir.

$$\mathbf{x}_{k+1} = F_{k+1,k} \mathbf{x}_k + \alpha_k + \mathbf{w}_k \quad (5.48)$$

$$\mathbf{y}_k = H_k \mathbf{x}_k + \beta_k + \mathbf{v}_k \quad (5.49)$$

Burada $\alpha_k \triangleq f(k, \hat{\mathbf{x}}_k) - F_{k+1,k} \hat{\mathbf{x}}_k$ ve $\beta_k \triangleq h(k, \hat{\mathbf{x}}_k^-) - H_k \hat{\mathbf{x}}_k^-$ olarak tanımlıdır.

Sonuç olarak $\hat{\mathbf{x}}_k$ ve $\hat{\mathbf{x}}_k^-$ bu yüzden de α_k ve β_k zaten bilindiği için, Eşitlik 5.35-38, 5.40 ve 5.42-43' den yararlanarak GKF aşağıdaki gibi özetlenebilir:

Durum uzay modeli:

$$\mathbf{x}_{k+1} = f(k, \mathbf{x}_k) + \mathbf{w}_k \quad (5.50)$$

$$\mathbf{y}_k = h(k, \mathbf{x}_k) + \mathbf{v}_k \quad (5.51)$$

Burada $\mathbf{w}_k$ ve $\mathbf{v}_k$, kovaryans matrisleri sırasıyla $\mathbf{Q}_k$ ve $\mathbf{R}_k$ olan bağımsız, sıfır-ortalama değerli beyaz ve Gauss'yen biçimindeki gürültülerdir.

Tamamlamalar:

$$F_{k+1,k} \triangleq \left. \frac{\partial f(k, \mathbf{x}_k)}{\partial \mathbf{x}_k} \right|_{\mathbf{x}_k = \hat{\mathbf{x}}_k}, \quad H_k \triangleq \left. \frac{\partial h(k, \mathbf{x}_k)}{\partial \mathbf{x}_k} \right|_{\mathbf{x}_k = \hat{\mathbf{x}}_k^-} \quad (5.52)$$

Başlangıç değerleri atama:

$$\hat{\mathbf{x}}_0 = E[\mathbf{x}_0] \quad (5.53)$$

$$\mathbf{P}_0 = E[(\mathbf{x}_0 - E[\mathbf{x}_0])(\mathbf{x}_0 - E[\mathbf{x}_0])^T] \quad (5.54)$$

Hesaplama: $k=1,2,K$ için hesaplama:

Durum kestiri mini yayını

$$\hat{\mathbf{x}}_k^- = \mathbf{f}(k, \hat{\mathbf{x}}_{k-1}) \quad (5.55)$$

Hata kovaryansı nı yayını

$$\mathbf{P}_k^- = \mathbf{F}_{k,k-1} \mathbf{P}_{k-1} \mathbf{F}_{k,k-1}^T + \mathbf{Q}_{k-1} \quad (5.56)$$

Hata kovaryansı nı güncelleme

$$\mathbf{P}_k = \mathbf{P}_k^- - \mathbf{P}_k^- \mathbf{H}_k^T [\mathbf{H}_k \mathbf{P}_k^- \mathbf{H}_k^T + \mathbf{R}_k]^{-1} \mathbf{H}_k \mathbf{P}_k^- \quad (5.57)$$

Kalman kazanç matrisi

$$\mathbf{G}_k = \mathbf{P}_k \mathbf{H}_k^T \mathbf{R}_k^{-1} \quad (5.58)$$

Durum kestiri mini güncelleme

$$\hat{\mathbf{x}}_k = \hat{\mathbf{x}}_k^- + \mathbf{G}_k (\mathbf{y}_k - \mathbf{h}(k, \hat{\mathbf{x}}_k^-)) \quad (5.59)$$

5.4 Kalman Filtreleri İle İlgili Düşünceler

Kalman filtreleri ile ilgili temel düşünceler aşağıdaki gibi sınıflandırılabilir:

- *Kararlılık:* Doğrusal dinamik sistemin *tam kontrol edilebilir* (Bır, 1999) ve doğrusal ölçme modelinin *tam gözlemlenebilir* (Bır, 1999) olması ve ayrıca sistem ve ölçme gürültülerinin sıfır ortalamaya değerli beyaz ve Gauss'yen biçiminde olduğu varsayımlarıyla, KF'nin kararlılığı Kalman tarafından ispatlanmıştır (Patel, 2000; Dorf, 2000). Ancak KF'den farklı olarak GKF'de hata kovaryans matrisleri ve buna bağlı olarak Kalman kazancının hesaplanmasında, kestirilen durum kullanıldığı için kararlılık kesin olmakla birlikte (Dorf, 2000) alt (sub)-optimal filtre olarak değerlendirilmektedir (Patel, 2000).
- *Başarımlı* Kalman filtrelerinin başarımlı ölçme (gözleme) bilgilerini yanı sıra kovaryans matrislerinin doğru olarak bilinmesine ya da seçilmesine bağlıdır (Dorf, 2000). Özellikle gerçek zamanlı uygulamalarda, sistem (modelleme) ve ölçme hatalarını temsil eden gürültü kovaryans matrislerinin (Vas, 1998) doğru olarak belirlenmesi güçleşmektedir. Ancak, tasarım parametreleri olarak kullanılan bu kovaryans matrisleri uygun seçilerek, filtre dinamiği değiştirilebilir ve doğrusal olmayan kontrol açısından bir benchmark örneği olan SKAS M de (Ortega, 2001) diğer belirgin tabanlı yaklaşımlara göre hızlı ve yüksek doğruluklu durum ve parametre kestirimi

yapılabilir (Salvatore ve diğ., 1993; Boğosyan ve diğ., 2001; Chen ve Dunni gan, 2002).

- *Gerçekleme*: Kalman filtrelerinin bilinen en önemli sakıncası, fazla hesap yükü içermesidir. Bu nedenle yüksek hızlı ve doğruluklu işlem yapabilen sayısal mikro işlemciler ya da sayısal işaret işlemciler gereksinim vardır. Günümüzde Kalman filtrelerinin de gerçekleştirildiği bu tür işlemler yaygın olarak üretilmektedir. Teknolojik gelişmeler ile birlikte artan ticari rekabet, işlem maliyetlerini giderek azaltmaktadır.

Özetle, gözlemleme ya da kestirme açısından farklı yaklaşımlar sunan Kalman filtreleri elektrik motorlarının algılayıcı kontrolünün yanı sıra (Vas, 1998) robot uygulamaları, uzay araçlarını yönlendirme, küresel konum belirleme sistemleri (Global positioning system –GPS), hava trafiği kontrolü, güdümlü mermi/füze sistemleri, kimyasal süreç kontrolü, hava tahmini, konuşmayı algılama/işleme, uydu yörünge kestirimi, radar hedef izlemesi, vs. gibi gerçek zamanlı diğer mühendislik problemlerinde de yaygın olarak kullanıldığı (Dorf, 2000) söylenebilir.

5.5 Sıncap Kafesli Asenkron Motor İçin Genişletilmiş Kalman Filtresi Tabanlı Gözlemleyici Tasarımı

Genişletilmiş Kalman filtresi (GKF) daha önceki belirgin model tabanlı kestirici ve gözlemleyicilerden farklı olarak, olası durum (ve parametre) gözlemleyicisidir (Vas, 1998; Bose, 2002). Gerçek zamanlı uygulamalarda var olduğu bilinen model ve ölçme hatalarının (Maybeck, 1979), beyaz ve Gauss'yan biçimindeki gürültüler olarak modele toplansal olarak ilave edilmesi, tasarımcılara farklı olanaklar sunmaktadır. GKF'nin olası doğası ile uyumu *geleneksel yaklaşımla* bu model (Vas, 1998; Bose, 2002) aşağıdaki gibi verilir.

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{f}(\mathbf{x}(t), \mathbf{u}(t)) + \mathbf{w}(t)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_{sa} \\ \dot{x}_{sb} \\ \dot{\psi}_{ra} \\ \dot{\psi}_{rb} \\ \dot{\omega}_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{L_m^2 R_r'}{L_\sigma L_r'^2}\right) & 0 & \frac{L_m R_r'}{L_\sigma L_r'^2} & \frac{L_m}{L_\sigma L_r'} p_p \omega_m & 0 \\ 0 & -\left(\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{L_m^2 R_r'}{L_\sigma L_r'^2}\right) & -\frac{L_m}{L_\sigma L_r'} p_p \omega_m & \frac{L_m R_r'}{L_\sigma L_r'^2} & 0 \\ \frac{R_r'}{L_r} L_m & 0 & -\frac{R_r'}{L_r} & -p_p \omega_m & 0 \\ 0 & \frac{R_r'}{L_r} L_m & p_p \omega_m & -\frac{R_r'}{L_r} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ \psi_{ra} \\ \psi_{rb} \\ \omega_m \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_\sigma} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_\sigma} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \end{bmatrix} + \mathbf{w} \quad (5.60)$$

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

$$\begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{s\beta} \\ \psi_{ra} \\ \psi_{r\beta} \\ \omega_m \end{bmatrix} + \mathbf{v} \quad (5.61)$$

Burada model, Eşitlik 2.45-46'dan farklı olarak rotor mekanik hızı parametre gibi tanımlanıp, stator duran eksentakı mında verilmiştir. $\mathbf{w}$ ve $\mathbf{v}$ ise sırasıyla model ve ölçme hatalarını temsil eden kovaryans matrisleri $\mathbf{Q}$ ve $\mathbf{R}$ olan bağımsız, sıfır-ortama değerli beyaz ve Gauss'yen biçimindeki gürültülerdir.

Akı ve hız kestirimi için verilen bu modelin GKF'de kullanılması için öncelikle ayrıştırılması gerekmektedir. k örnek alınma ya da örnekleme zamanını göstermek üzere SKAS Mye ilişkin ayrıştırılmış model kapalı biçimde aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$\mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{f}(k, \mathbf{x}_k, \mathbf{u}_k) + \mathbf{w}_k \quad (5.62)$$

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{h}(k, \mathbf{x}_k) + \mathbf{v}_k \quad (5.63)$$

Sonra $\mathbf{f}(k, \mathbf{x}_k, \mathbf{u}_k)$ $\hat{\mathbf{x}}_k$ civarında, $\mathbf{h}(k, \mathbf{x}_k)$ ise $\hat{\mathbf{x}}_k^-$ civarında Taylor serine birinci dereceden yaklaşımla açılarak Eşitlik 5.64-65'deki SKAS M'nin doğrusallaştırılmış modeli elde edilir.

$$\mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{F}_{k+1,k} \mathbf{x}_k + \boldsymbol{\alpha}_k + \mathbf{w}_k \quad (5.64)$$

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{x}_k + \boldsymbol{\beta}_k + \mathbf{v}_k \quad (5.65)$$

Buradaki tanımlamalar aşağıdaki gibidir.

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

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

{ Bu uygulamaya için aslında $\mathbf{H}_k = \mathbf{H}$ 'dir. }

Sonuç olarak $\hat{\mathbf{x}}_k$ ve $\hat{\mathbf{x}}_k^-$ bu yüzden de $\boldsymbol{\alpha}_k$ ve $\boldsymbol{\beta}_k$ zaten bilindiği için, 5.50-59 Eşitliklerinden yararlanarak, *tamderceli GKF* (TDGKF) aşağıdaki gibi özetlenebilir:

Durum uzay modeli:

$$\mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{f}(k, \mathbf{x}_k, \mathbf{u}_k) + \mathbf{w}_k \quad (5.66)$$

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{h}(k, \mathbf{x}_k) + \mathbf{v}_k \quad (5.67)$$

Burada $\mathbf{w}_k$ ve $\mathbf{v}_k$, kovaryans matrisleri sırasıyla $\mathbf{Q}_k$ ve $\mathbf{R}_k$ olan bağımsız, sıfır-ortalama değerli beyaz ve Gauss'yen biçimindeki gürültülerdir.

Tamamlanır:

$$\mathbf{F}_{k+1,k} \triangleq \left. \frac{\partial \mathbf{f}(k, \mathbf{x}_k, \mathbf{u}_k)}{\partial \mathbf{x}_k} \right|_{\mathbf{x}_k = \hat{\mathbf{x}}_k}, \quad \mathbf{H}_k \triangleq \left. \frac{\partial \mathbf{h}(k, \mathbf{x}_k)}{\partial \mathbf{x}_k} \right|_{\mathbf{x}_k = \hat{\mathbf{x}}_k} \quad (5.68)$$

Başlangıç değerleri al:

$$\hat{\mathbf{x}}_0 = E[\mathbf{x}_0] \quad (5.69)$$

$$\mathbf{P}_0 = E[(\mathbf{x}_0 - E[\mathbf{x}_0])(\mathbf{x}_0 - E[\mathbf{x}_0])^T] \quad (5.70)$$

Hesaplama: $k=1,2,K$ için hesapl:

Durum vektörünü öngör

$$\hat{\mathbf{x}}_k^- = \mathbf{f}(k, \hat{\mathbf{x}}_{k-1}, \mathbf{u}_k) \quad (5.71)$$

Durum hat a kovaryans matrisini öngör

$$\mathbf{P}_k^- = \mathbf{F}_{k,k-1} \mathbf{P}_{k-1} \mathbf{F}_{k,k-1}^T + \mathbf{Q}_{k-1} \quad (5.72)$$

Durum hat a kovaryans matrisini güncelle

$$\mathbf{P}_k = \mathbf{P}_k^- - \mathbf{P}_k^- \mathbf{H}_k^T [\mathbf{H}_k \mathbf{P}_k^- \mathbf{H}_k^T + \mathbf{R}_k]^{-1} \mathbf{H}_k \mathbf{P}_k^- \quad (5.73)$$

Kalman kazanç matrisini hesapl

$$\mathbf{G}_k = \mathbf{P}_k \mathbf{H}_k^T \mathbf{R}_k^{-1} \quad (5.74)$$

Durum vektörünü kestir

$$\hat{\mathbf{x}}_k = \hat{\mathbf{x}}_k^- + \mathbf{G}_k (\mathbf{y}_k - \mathbf{h}(k, \hat{\mathbf{x}}_k^-)) \quad (5.75)$$

Bu noktada elde edilen TDGKF algoritmasını gerçekleme açısından aşağıdaki yorumlar yapılabilir:

- Durum hat a kovaryans matrisi ya da durum vektörünün öngörülen kovaryans matrisi $\mathbf{P}$, kesin positif köşegen matris olarak seçilir. Başlangıç değeri ise, başlangıçtaki durum vektörü bilgisinin doğruluk derecesini yansıtır (Vas, 1998). $\mathbf{P}_0$ 'ın daha büyük değeri $\hat{\mathbf{x}}_0$ 'ın daha az bilindiği analama geleceği için, yeni ölçme verileri daha fazla ağırlıklanarak, kestirim sürecinin yakınsama hızı artacaktır. Bununla birlikte $\mathbf{P}_0$ 'ın çok büyük olması doğru değerden sapmalara ya da bu değer civarında kestirilen durumda salınımlara

yol açmaktadır. Ayrıca köşegen değerleri birbirinden çok farklı değerlerde seçildiği zaman öngörülen hata kovaryans matrisinin izi (trace'i) minimum olabilir ve bu yüzden de küçük değerli değişkenlerde büyük kestirim hataları oluşabilir. Böyle bir durumda normalize edilmiş durum değişkenleri kullanılarak sorun çözülebilir.

- Q_k ve R_k 'nin gerçek zamanlı olarak belirlenmesiindeki güçlükler nedeniyle, uygulamada bu matrisler için, değerleri sabit olan kesin pozitif köşegen matris varsayımı yapılır. $Q \triangleq \text{diag}[q_{11} \ q_{11} \ q_{33} \ q_{33} \ q_{55}]$ ve $R \triangleq \text{diag}[r_{11} \ r_{11}]$ şeklinde tanımlanabilen matrislerin değerleri seçilirken, başlangıçta akı, akım ve hızla ilgili olan değerler birbirine eşit alınır (Vas, 1998).
- P_0 , Q ve R değerlerinin gerçekte SKAS M'nin fiziksel doğası gözönüne alınarak belirlenmesiindeki güçlükler nedeniyle, bu matrisler TDGKF için tasarımı parametreleri gibi kullanılarak arzu edilen kestirim doğruluğu ve dinamiğini elde etmek üzere dene-yanılma yöntemiyle belirlenirler.

5.5.1. Genişletilmiş Kalman Filtresi Tabanlı Tez kapsamında Yapılmış Çalışmalar

Literatürde, SKAS M'nin durum ve/veya parametre kestirimi için önerilen yaklaşımların yeniliği ya da farklılıkları genel olarak aşağıdaki gibi özetlenebilir:

- Bilinen SKAS M modeline, daha önce gözönüne alınmayan parametre ya da parametreler katılarak daha gerçekçi yeni model elde etmek,
- Mevcut SKAS M modeli daha öncekilerden farklı eksenlerde ve/veya farklı değişkenlere göre ifade edilerek, kestirim ya da başarı maçı sından öncekilere göre üstünlüğünü göstermek,
- Bilinen gözlemleyici ya da kestirici yöntemlerinde, hesap yükünü azaltan veya önerilen iyileştirmelerle başarıyı arttıran değişiklikler yapmak,
- Sistem ve kontrol kuramında bilinen ama SKAS M'de henüz denenmemiş yöntemleri uygulamak,
- Maddeler halinde sıralanan bu değişikliklerin bir kaçını ya da tümünü birden yapmak, ya da modellenme ve/veya kestirim yöntemlerine yeniden bir bakış getirmek

Bu noktada tez kapsamında, SKASM'nin hem elektriksel hem de mekanik yanına ilişkin değişen ya da değeri bilinmeyen parametre ya da parametreler ile birlikte yüksek başarımlı hız algılayıcısız kontrol için gerekli tüm durumları gözlemlemek için daha önce SKASM'de kullanılmayan, farklı GKF algoritmaları ve bu algoritmalar ile uyumlu farklı modeller geliştirilmiştir. Böylece tasarlanan yeni GKF temelli gözlemleyiciler farklı varsayımlar altında doğrudan vektör kontrolünde ya da DMK'da kontrol amaçlı kullanılarak başarımları test edilmiştir.

5.5.1.1. Önerilen Yöntem-I

Burada (Barut ve diğ., 2002a) TDGKF ile, çıkış olarak ölçülen statör akımlarına ilaveten *rotor akısı*, *rotorun mekanik hızı* ve *basamak biçiminde değişen yük momenti* kestirilmiştir. Bunun için SKASM'nin duran statör eksenindeki *genişletilmiş (extended) olası durum uzay modeli* aşağıdaki gibi önerilmiştir.

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

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{sa} \\ \dot{i}_{s\beta} \\ \dot{\psi}_{ra} \\ \dot{\psi}_{r\beta} \\ \dot{\omega}_m \\ \dot{t}_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{L_m^2 R_r'}{L_\sigma L_r'^2}\right) & 0 & \frac{L_m R_r'}{L_\sigma L_r'^2} & \frac{L_m}{L_\sigma L_r'} p_p \omega_m & 0 & 0 \\ 0 & -\left(\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{L_m^2 R_r'}{L_\sigma L_r'^2}\right) & -\frac{L_m R_r'}{L_\sigma L_r'^2} & \frac{L_m}{L_\sigma L_r'} p_p \omega_m & 0 & 0 \\ \frac{R_r'}{L_r} L_m & 0 & -\frac{R_r'}{L_r} & -p_p \omega_m & 0 & 0 \\ 0 & \frac{R_r'}{L_r} L_m & p_p \omega_m & -\frac{R_r'}{L_r} & 0 & 0 \\ -\frac{1}{J_L} \frac{3}{2} p_p \frac{L_m}{L_r} \psi_{r\beta} & \frac{1}{J_L} \frac{3}{2} p_p \frac{L_m}{L_r} \psi_{ra} & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{J_L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{s\beta} \\ \psi_{ra} \\ \psi_{r\beta} \\ \omega_m \\ t_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_\sigma} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_\sigma} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} + \mathbf{w}$$

A

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

$$\begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{s\beta} \\ \psi_{ra} \\ \psi_{r\beta} \\ \omega_m \\ t_L \end{bmatrix} + \mathbf{v}$$

H

Bu model hızın parametre gibi tanımlandığı Eşitlik 5.60-61'deki modelden farklı olarak, hızın hem geçici hem de sürekli haldeki başarımlı arttırarak üzere mekanik hareket eşitliğini içermektedir. Bu yüzden t_L yük momenti terimi de modele sabit

parametre gibi yansıtılarak kestirilmek istenmiştir. Ayrıca sabit sürtünme teriminin $B_L = 0$ alınmıştır.

Kestirimsüreci için bu yaklaşımda, model öncelikle geriye doğru farkal mayönt emi ile ayrıklaştırılır (Eşitlik 5. 78-79).

$$\mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{f}(k, \mathbf{x}_k, \mathbf{u}_k) + \mathbf{w}_k = \mathbf{A}(\mathbf{x}_k)\mathbf{x}_k + \mathbf{B}\mathbf{u}_k + \mathbf{w}_k \quad (5.78a)$$

$$\begin{bmatrix} i_{sa}(k+1) \\ i_{s\beta}(k+1) \\ \psi_{ra}(k+1) \\ \psi_{r\beta}(k+1) \\ \omega_m(k+1) \\ t_L(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (1-a_2-a_3) & 0 & a_4 & a_5\omega_m(k) & 0 & 0 \\ 0 & (1-a_2-a_3) & -a_5\omega_m(k) & a_4 & 0 & 0 \\ a_7 & 0 & (1-a_6) & -a_8\omega_m & 0 & 0 \\ 0 & a_7 & a_8\omega_m & (1-a_6) & 0 & 0 \\ -a_{10}\psi_{r\beta} & a_{10}\psi_{ra} & 0 & 0 & 1 & -a_9 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa}(k) \\ i_{s\beta}(k) \\ \psi_{ra}(k) \\ \psi_{r\beta}(k) \\ \omega_m(k) \\ t_L(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} a_1 & 0 \\ 0 & a_1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sa}(k) \\ v_{s\beta}(k) \\ v_{ra}(k) \\ v_{r\beta}(k) \\ v_{\omega}(k) \\ v_{t_L}(k) \end{bmatrix} + \mathbf{w}_k \quad (5.78b)$$

$\mathbf{A}(\mathbf{x}_k)$ $\mathbf{B}$ $\mathbf{u}_k$

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{h}(k, \mathbf{x}_k) + \mathbf{v}_k = \mathbf{H}\mathbf{x}_k + \mathbf{v}_k \quad (5.79a)$$

$$\begin{bmatrix} i_{sa}(k) \\ i_{s\beta}(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa}(k) \\ i_{s\beta}(k) \\ \psi_{ra}(k) \\ \psi_{r\beta}(k) \\ \omega_m(k) \\ t_L(k) \end{bmatrix} + \mathbf{v}_k \quad (5.79b)$$

$\mathbf{H}$

Burada, $a_1 \triangleq T/(L_s - L_m^2/L_r)$, $a_2 \triangleq R_s/a_1$, $a_3 \triangleq L_m^2 R_r a_1/L_r^2$, $a_4 \triangleq a_3/L_m$, $a_5 \triangleq L_m p_p a_1/L_r$, $a_6 \triangleq R_r T/L_r$, $a_7 \triangleq L_m/a_6$, $a_8 \triangleq p_p T$, $a_9 \triangleq T/J_L$, $a_{10} \triangleq 1.5 p_p a_9 L_m/L_r$ 'dır.

Eşitlik 5. 78a'da, doğrusal olmayan terimin ($\mathbf{f}_*(k, \mathbf{x}_k) \triangleq \mathbf{A}(\mathbf{x}_k)\mathbf{x}_k$) ile doğrusal olan terimler ($\mathbf{W}(k, \mathbf{u}_k) \triangleq \mathbf{B}\mathbf{u}_k + \mathbf{w}_k$) bir birinden ayrılarak, 5. 80 Eşitliği elde edilir.

$$\mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{f}_*(k, \mathbf{x}_k) + \mathbf{W}(k, \mathbf{u}_k) \quad (5.80)$$

Sonra $\mathbf{f}_*(k, \mathbf{x}_k)$ $\hat{\mathbf{x}}_k$ ci varında, Eşitlik 5. 79a'daki $\mathbf{h}(k, \mathbf{x}_k)$ ise $\hat{\mathbf{x}}_k$ ci varında Taylor serine birinci dereceden yaklaşımla açılarak Eşitlik 5. 81-82'deki SKAS M ni n doğrusallaştırılmış modeli elde edilir.

$$\mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{F}_{k+1,k}\mathbf{x}_k + \boldsymbol{\alpha}_k + \mathbf{W}(k, \mathbf{u}_k) \quad (5.81)$$

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{H}_k\mathbf{x}_k + \boldsymbol{\beta}_k + \mathbf{v}_k \quad (5.82)$$

Buradaki tanımlamalar aşağıdaki gibidir.

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

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

{ Bu uygulamada için aslında $\mathbf{F}_{k+1,k} = \mathbf{A}(\hat{\mathbf{x}}_k)$ ve $\mathbf{H}_k = \mathbf{H}$ 'dır. }

Bu noktada, analog sayısal dönüştürücüdeki kelime-uzunluğunun sınırlı olmasından kaynaklanabilecek sorunu da gözönüne alan ve ilk defa sürekli mknatıslı senkron motorda uygulanan Boğosyan ve diğ. (2001)'deki TDGKF algoritması, bu tez çalışması için Eşitlik 5.81-82'deki SKASM modeli kullanılarak türetilir.

Algoritmanın yeniliğ $\mathbf{P}_k^-$ 'nin farklı şekilde hesaplanmasıdan kaynaklanmaktadır.

Eşitlik 5.56'daki ya da 5.72'deki $\mathbf{Q}_{k-1} \triangleq E[\mathbf{w}_{k-1}\mathbf{w}_{k-1}^T]$, $\mathbf{w}_{k-1}$ 'in kovaryans matrisi olarak tanımlanmıştı. Eşitlik 5.81'deki yeni durumda bu kovaryans matrisi aşağıdaki gibi tanımlanmış olacaktır.

$$\mathbf{Q}_{k-1} \triangleq E[\mathbf{W}(k-1, \mathbf{u}_{k-1})\mathbf{W}^T(k-1, \mathbf{u}_{k-1})] \quad (5.83)$$

$\mathbf{W}(k, \mathbf{u}_k) \triangleq \mathbf{B}\mathbf{u}_k + \mathbf{w}_k$ tanımlı; analog sayısal dönüştürücünün *quantalama hatları* nedeniyle $\mathbf{u}_k$ 'nin kovaryans matrisi ξ_k olan beyaz ve Gauss'yen bii mnde gürültü olduğu varsayılır. $\mathbf{w}_k$ 'nin de $\mathcal{G}$ kovaryans matrisli beyaz ve Gauss'yen bii mnde gürültü olduğu kabul edilerek $\mathbf{Q}_{k-1}$, Eşitlik 5.84'deki gibi hesaplanır.

$$\begin{aligned} \mathbf{Q}_{k-1} &\triangleq E[\mathbf{W}(k-1, \mathbf{u}_{k-1})\mathbf{W}^T(k-1, \mathbf{u}_{k-1})] \\ &\triangleq E[(\mathbf{B}\mathbf{u}_{k-1} + \mathbf{w}_{k-1})(\mathbf{B}\mathbf{u}_{k-1} + \mathbf{w}_{k-1})^T] \\ &\triangleq \mathbf{B}E[\mathbf{u}_{k-1}\mathbf{u}_{k-1}^T]\mathbf{B}^T + E[\mathbf{w}_{k-1}\mathbf{w}_{k-1}^T] \\ &\triangleq \mathbf{B}\xi_{k-1}\mathbf{B}^T + \mathcal{G}_{k-1} \end{aligned} \quad (5.84)$$

Bu durumda $\mathbf{P}_k^-$ (Eşitlik 5.72) aşağıdaki gibi bulunmuş olur.

$$\begin{aligned} \mathbf{P}_k^- &= \mathbf{F}_{k,k-1}\mathbf{P}_{k-1}\mathbf{F}_{k,k-1}^T + \mathbf{Q}_{k-1} \\ &= \mathbf{F}_{k,k-1}\mathbf{P}_{k-1}\mathbf{F}_{k,k-1}^T + \mathbf{B}\xi_{k-1}\mathbf{B}^T + \mathcal{G}_{k-1} \end{aligned} \quad (5.85)$$

Bu yeni yaklaşım $\mathbf{Q}_{k-1}$ 'i ayrıştırarak SKASM açısından $\mathbf{Q}_{k-1}$ 'in bilinmiyor varsayılan bir kısmını, hesaplanabilir duruma getirmektedir. Böylece geliştirilen yeni

TDGKF algoritması, hesaplanarak bulunan *mutlak quantalama hatası*, $\mathbf{Q}_{k-1}$ 'in bilinmiyor varsayılan diğer kısım ve ölçme gürültüsünün kovaryans matrisi ($\xi_{k-1} \triangleq \xi$, $\mathbf{Q}_{k-1} \triangleq \mathbf{Q}$ ve $\mathbf{R}_k \triangleq \mathbf{R}$) sabit kabul edilerek, aşağıdaki gibi özetlenebilir:

Durum uzay modeli:

$$\mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{f}(k, \mathbf{x}_k, \mathbf{u}_k) + \mathbf{w}_k \quad (5.86)$$

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

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{h}(k, \mathbf{x}_k) + \mathbf{v}_k \quad (5.87)$$

Burada $\mathbf{w}_k$, $\mathbf{u}_k$ ve $\mathbf{v}_k$, kovaryans matrisleri sırasıyla $\mathbf{Q}$, ξ ve $\mathbf{R}$ olan bağımsız, sıfır-ortalama değerli beyaz ve Gauss'yen biçimindeki gürültülerdir.

Tamamlamalar:

$$\begin{aligned} \mathbf{F}_{k+1,k} &\triangleq \left. \frac{\partial \mathbf{f}_*(k, \mathbf{x}_k)}{\partial \mathbf{x}_k} \right|_{\mathbf{x}_k = \hat{\mathbf{x}}_k} = \mathbf{A}(\hat{\mathbf{x}}_k), \quad \mathbf{H}_k \triangleq \left. \frac{\partial \mathbf{h}(k, \mathbf{x}_k)}{\partial \mathbf{x}_k} \right|_{\mathbf{x}_k = \hat{\mathbf{x}}_k} = \mathbf{H}, \\ \mathbf{W}(k, \mathbf{u}_k) &\triangleq \mathbf{B}\mathbf{u}_k + \mathbf{w}_k \end{aligned} \quad (5.88)$$

Başlangıç değerleri:

$$\hat{\mathbf{x}}_0 = E[\mathbf{x}_0] \quad (5.89)$$

$$\mathbf{P}_0 = E[(\mathbf{x}_0 - E[\mathbf{x}_0])(\mathbf{x}_0 - E[\mathbf{x}_0])^T] \quad (5.90)$$

Hesaplama: $k=1,2,K$ için hesaplama:

Durum vektörünü öngör

$$\hat{\mathbf{x}}_k^- = \mathbf{f}(k, \hat{\mathbf{x}}_{k-1}, \mathbf{u}_k) \quad (5.91)$$

Durum hat a kovaryans matrisini öngör

$$\mathbf{P}_k^- = \mathbf{F}_{k,k-1} \mathbf{P}_{k-1} \mathbf{F}_{k,k-1}^T + \mathbf{B} \xi \mathbf{B}^T + \mathbf{Q} \quad (5.92)$$

Durum hat a kovaryans matrisini güncelle

$$\mathbf{P}_k = \mathbf{P}_k^- - \mathbf{P}_k^- \mathbf{H}^T [\mathbf{H} \mathbf{P}_k^- \mathbf{H}^T + \mathbf{R}]^{-1} \mathbf{H} \mathbf{P}_k^- \quad (5.93)$$

Kalman kazanç matrisini hesaplama

$$\mathbf{G}_k = \mathbf{P}_k \mathbf{H}^T \mathbf{R}_k^{-1} \quad (5.94)$$

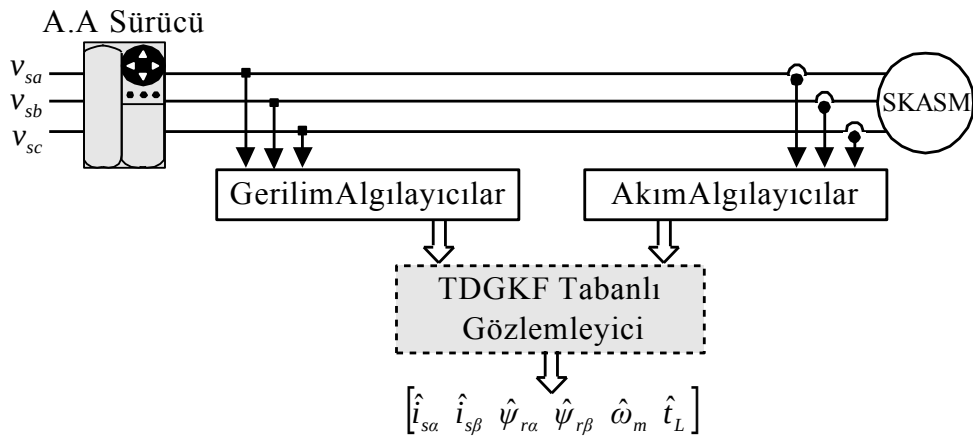
Durum vektörünü kestir

$$\hat{\mathbf{x}}_k = \hat{\mathbf{x}}_k^- + \mathbf{G}_k (\mathbf{y}_k - \mathbf{h}(k, \hat{\mathbf{x}}_k^-)) \quad (5.95)$$

Şekil 5.2' de ise tasarlanan algoritmanın yapısı görülmektedir.

akımlarına beyaz gürültünün ilave edilmediği gibi farklı bir varsayım altında Şekil 5.3’de görülen doğrudan vektör kontrol sisteminde hız kontrolü amaçlı kullanılmıştır (Barut ve diğ., 2003a).

Diğer taraftan tasarlanan gözlemleyici, deneysel olarak da gerçekleştirilmiştir (Barut ve diğ. 2004). Bunun için Şekil 5.4’de görüldüğü gibi, a.a sürücüsü ile V/f oranı sabit darbe genişlik modülasyonlu gerilim SKASM’ye uygulanmıştır. Burada da GKF için ölçülen faz gerilimleri ve akımlarına herhangi bir gürültü ilave edilmiştir. Böylece geliştirilen gözlemleyicinin, daha gerçekçi koşullarla test edilmesi sağlanmıştır.



Şekil 5.4 Tasarlanan GKF tabanlı kestiricinin deneysel olarak test edilmesi.

5.5.1.2 Önerilen Yöntem-II

Bu yöntemi için SKASM’nin duran statör eksenindeki genişletilmiş olası durum uzay modeli, aşağıdaki gibi önerilmiştir (Barut ve diğ., 2002b).

$$\dot{x}(t) = f(x(t), u(t)) + w(t) = A(x)x + Bu + w$$

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{sa} \\ \dot{i}_{sb} \\ \dot{\psi}_{ra} \\ \dot{\psi}_{r\beta} \\ \dot{\omega}_m \\ \dot{t}_L \\ \dot{R}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{L_m^2 R_r'}{L_\sigma L_r'^2}\right) & 0 & \frac{L_m R_r'}{L_\sigma L_r'} & \frac{L_m}{L_\sigma L_r'} p_p \omega_m & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\left(\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{L_m^2 R_r'}{L_\sigma L_r'^2}\right) & -\frac{L_m}{L_\sigma L_r'} p_p \omega_m & \frac{L_m R_r'}{L_\sigma L_r'^2} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{R_r'}{L_r} L_m & 0 & -\frac{R_r'}{L_r} & -p_p \omega_m & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{R_r'}{L_r} L_m & p_p \omega_m & -\frac{R_r'}{L_r} & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{J_L} \frac{3}{2} p_p \frac{L_m}{L_r} \psi_{r\beta} & \frac{1}{J_L} \frac{3}{2} p_p \frac{L_m}{L_r} \psi_{ra} & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{J_L} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ \psi_{ra} \\ \psi_{r\beta} \\ \omega_m \\ t_L \\ R_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_\sigma} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_\sigma} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \end{bmatrix} + w \quad (5.96)$$

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

$$\begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{s\beta} \\ \psi_{ra} \\ \psi_{r\beta} \\ \omega_m \\ t_L \\ R_r' \end{bmatrix} + \mathbf{v} \quad (5.97)$$

Burada, *yöntemi*'den farklı olarak, SKAS M ni n çalış na koşullarıyla değeri değışen a na fiziksel güçlükler nedeniyle değışimi belirlenemeyen *rotor direnci* de kestirilmiştir. Böylece, çıkış olarak ölçülen stator akımlarına ilave olarak *yüksek başarımlı kontrol* açısından öne mi olan, *rotor akısı*, *rotorun mekanik hızı*, *basamak biçiminde değışen yük momenti* ve *rotor direnci* TDGKF tabanlı olarak kestiril miş ol maktadır.

Mekanik hareket eşitliğini içeren bu modelde de, t_L yük momenti sabit parametre gibi düşünül müştür. Rotor direnci, *yavaş değıştiğ* varsayımıyla, yeni durum değışkeni olarak modele ilave edilmiştir. Ayrıca sabit sürtünme terimi $B_L = 0$ alınmıştır.

Kestirim süreci için önerilen model, geriye doğru fark al na yöntemi ile aşağıdaki gibi ayrılaştırıl mıştır.

$$\mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{f}(k, \mathbf{x}_k, \mathbf{u}_k) + \mathbf{w}_k = \mathbf{A}(\mathbf{x}_k) \mathbf{x}_k + \mathbf{B} \mathbf{u}_k + \mathbf{w}_k \quad (5.98a)$$

$$\begin{bmatrix} i_{sa}(k+1) \\ i_{s\beta}(k+1) \\ \psi_{ra}(k+1) \\ \psi_{r\beta}(k+1) \\ \omega_m(k+1) \\ t_L(k+1) \\ R_r'(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1-a_2R_r'(k)-a_4 & 0 & a_3R_r'(k) & a_5\omega_m(k) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1-a_2R_r'(k)-a_4 & -a_5\omega_m(k) & a_3R_r'(k) & 0 & 0 & 0 \\ a_7R_r'(k) & 0 & 1-a_6R_r'(k) & -a_8\omega_m(k) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & a_7R_r'(k) & a_8\omega_m(k) & 1-a_6R_r'(k) & 0 & 0 & 0 \\ -a_9\psi_{r\beta}(k) & a_9\psi_{ra}(k) & 0 & 0 & 1 & -a_{10} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa}(k) \\ i_{s\beta}(k) \\ \psi_{ra}(k) \\ \psi_{r\beta}(k) \\ \omega_m(k) \\ t_L(k) \\ R_r'(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} a_1 & 0 \\ 0 & a_1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sa}(k) \\ v_{s\beta}(k) \\ u_k \end{bmatrix} + \mathbf{w}_k \quad (5.98b)$$

$\mathbf{A}(\mathbf{x}_k)$ $\mathbf{x}_k$ $\mathbf{B}$

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{h}(k, \mathbf{x}_k) + \mathbf{v}_k = \mathbf{H} \mathbf{x}_k + \mathbf{v}_k \quad (5.99a)$$

$$\begin{bmatrix} i_{sa}(k) \\ i_{sb}(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa}(k) \\ i_{sb}(k) \\ \psi_{ra}(k) \\ \psi_{rb}(k) \\ \omega_m(k) \\ t_L(k) \\ R_r'(k) \end{bmatrix} + \mathbf{v}_k \quad (5.99b)$$

Burada, $a_1 \triangleq T/(L_s - L_m^2/L_r')$, $a_2 \triangleq L_m^2 a_1 / L_r'^2$, $a_3 \triangleq a_2 / L_m$, $a_4 \triangleq R_s a_1$, $a_5 \triangleq L_m p_p a_1 / L_r'$, $a_6 \triangleq T / L_r'$, $a_7 \triangleq L_m a_6$, $a_8 \triangleq p_p T$, $a_9 \triangleq 1.5 p_p a_7 / J_L$, $a_{10} \triangleq T / J_L$ 'dır.

Yine bu yöntemde de, öncelikle SKASM modeline doğrudan sinüs biçimli faz gerilimleri uygulanırken, TDGKF için modelden alınan statör gerilimi ve akımları üzerine beyaz ve Gauss'yen özellikli gürültüler ilave edilmiştir. Bu koşullar altında başarımlı test edilen gözlemleyici (Barut ve diğ., 2002b), daha sonra ölçülen statör akımı ve gerilimlerinde beyaz gürültünün olmadığı gibi farklı bir varsayımı yapılarak rotor akısı yönlendirme geleneksel doğrudan vektör kontrol sisteminde hız kontrolü amaçlı kullanılmıştır (Barut ve diğ., 2003b).

DeneySEL olarak Eşitlik 5.96'nın farklı biçimde ifade edildiği, Eşitlik 5.100'deki durum modeli kullanılarak gözlemleyici gerçekleştirilmiştir.

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

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_{sa} \\ \dot{x}_{sb} \\ \dot{\psi}_{ra} \\ \dot{\psi}_{rb} \\ \dot{\omega}_m \\ \dot{\lambda} \\ \dot{x} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{L_m^2 R_{rN}' \chi}{L_\sigma L_r'^2}\right) & 0 & \frac{L_m R_{rN}' \chi}{L_\sigma L_r'^2} & \frac{L_m}{L_\sigma L_r'} p_p \omega_m & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\left(\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{L_m^2 R_{rN}' \chi}{L_\sigma L_r'^2}\right) & -\frac{L_m}{L_\sigma L_r'} p_p \omega_m & \frac{L_m R_{rN}' \chi}{L_\sigma L_r'^2} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{R_{rN}' \chi}{L_r'} L_m & 0 & -\frac{R_{rN}' \chi}{L_r'} & -p_p \omega_m & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{R_{rN}' \chi}{L_r'} L_m & p_p \omega_m & -\frac{R_{rN}' \chi}{L_r'} & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{J_L} \frac{3}{2} p_p \frac{L_m}{L_r'} \psi_{r\beta} & \frac{1}{J_L} \frac{3}{2} p_p \frac{L_m}{L_r'} \psi_{ra} & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{J_L} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ \psi_{ra} \\ \psi_{rb} \\ \omega_m \\ \lambda \\ x \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_\sigma} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_\sigma} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ u \end{bmatrix} + \mathbf{w} \quad (5.100)$$

Burada, R_{rN}' : rotor direncinin anma değeridir. λ : öncelikle yük momenti ve sürtünme terimlerini yansıtan mekanik yavaşlık ilişkisi belirsizlikleri göstermektedir. χ

ise öncelikle rotor direncinin sıcaklık ve frekansa bağlı değişimlerini içeren elektriksel yavaş ilişkilerin belirsizlikleri temsil etmektedir.

Böylece model belirsizlikleri, w gibi toplamsal terimin yanı sıra λ ve χ ile çarpımsal olarak da durum modeline yansıtılmıştır. Bu modelin kestirimde kullanılan ayrıklaştırılmış hali ise aşağıdaki gibidir.

$$x_{k+1} = f(k, x_k, u_k) + w_k = A(x_k)x_k + Bu_k + w_k \quad (5.101a)$$

$$\begin{bmatrix} i_{sa}(k+1) \\ i_{sb}(k+1) \\ \psi_{ra}(k+1) \\ \psi_{rb}(k+1) \\ \omega_m(k+1) \\ \lambda(k+1) \\ \chi(k+1) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1-a_2\chi(k)-a_4 & 0 & a_3\chi(k) & a_5\omega_m(k) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1-a_2\chi(k)-a_4 & -a_5\omega_m(k) & a_3\chi(k) & 0 & 0 & 0 \\ a_7\chi(k) & 0 & 1-a_6\chi(k) & -a_8\omega_m(k) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & a_7\chi(k) & a_8\omega_m(k) & 1-a_6\chi(k) & 0 & 0 & 0 \\ -a_9\psi_{rb}(k) & a_9\psi_{ra}(k) & 0 & 0 & 1 & -a_{10} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}}_{A(x_k)} \underbrace{\begin{bmatrix} i_{sa}(k) \\ i_{sb}(k) \\ \psi_{ra}(k) \\ \psi_{rb}(k) \\ \omega_m(k) \\ \lambda(k) \\ \chi(k) \end{bmatrix}}_{x_k} + \underbrace{\begin{bmatrix} a_1 & 0 \\ 0 & a_1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_B \underbrace{\begin{bmatrix} v_{sa}(k) \\ v_{sb}(k) \\ u_k \end{bmatrix}}_{u_k} + w_k \quad (5.101b)$$

Burada, $a_1 \triangleq T/(L_s - L_m^2/L_r)$, $a_2 \triangleq R_{rN}'L_m^2a_1/L_r'^2$, $a_3 \triangleq a_2/L_m$, $a_4 \triangleq R_s a_1$, $a_5 \triangleq L_m p_p a_1/L_r'$, $a_6 \triangleq R_{rN}'T/L_r'$, $a_7 \triangleq L_m a_6$, $a_8 \triangleq p_p T$, $a_9 \triangleq 1.5 p_p a_7 / J_L$, $a_{10} \triangleq T / J_L$ dir.

Sonunda, ölçülen faz gerilimleri ve akımlarına herhangi bir gürültü eklenmeyerek, a.sürücüsü ile V/f oranı sabit darbe genişlik modülasyonu gerilimi SKASM ye açık çevrimi olarak uygulanmış ve özellikle, mekanik yavaş ve rotor direncine ilişkin belirsizliklerle birlikte stator akımları, rotor akıları ve hız gerçek-zamanlı olarak kestirilmiştir.

5.5.1.3 Önerilen Yöntem-III

Yöntem II de önerilen tam dereceli gözlemleyicilerde, çıkış olarak ölçülen stator akımları aynı zamanda sistemin durumu olarak da kestirilmiştir. Bu yöntemde (Barut ve diğ., 2003c) ise stator akımları sadece ölçülüdür. Stator akılarının tekrar kestirilmesi bu yaklaşım için düzeltici terimin içerdiği, ölçülen (bilinen) ile kestirilen durum arasındaki hatı, farklı şekilde türetilmiştir. Bunun için 5.98b-99b Eşitlikleri ile verilen tam dereceli modelde aşağıdaki değişlikler yapılmıştır:

- ilk olarak $i_{sa}(k+1)$ ve $i_{sb}(k+1)$ tam dereceli durum modelinden çıkarılarak indirgenmiş-dereceli durum modeli elde edilmiştir (Eşitlik 5.102).

- Daha sonra *hat ateri mi ni t üre t n e ki ç i n* $i_{sa}(k+1)$ ve $i_{s\beta}(k+1)$ Eşitlikleri ndeki bilinen ve bilinmeyen terimler birbirinden ayrılarak ölçme eşitliği elde edilmiştir (Eşitlik 5.103).

$$\mathbf{x}_{k+1}^r = \mathbf{f}^r(k, \mathbf{x}_k^r, \mathbf{u}_k^r) + \mathbf{w}_k^r = \mathbf{A}^r(\mathbf{x}_k^r) \mathbf{x}_k^r + \mathbf{B}^r(\mathbf{x}_k^r) \mathbf{u}_k^r + \mathbf{w}_k^r \quad (5.102a)$$

$$\begin{bmatrix} \psi_{ra}(k+1) \\ \psi_{r\beta}(k+1) \\ \omega_m(k+1) \\ t_L(k+1) \\ R_r'(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1-a_6 R_r'(k) & -a_8 \omega_m(k) & 0 & 0 & 0 \\ a_8 \omega_m(k) & 1-a_6 R_r'(k) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -a_{10} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{ra}(k) \\ \psi_{r\beta}(k) \\ \omega_m(k) \\ t_L(k) \\ R_r'(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} a_7 R_r'(k) & 0 \\ 0 & a_7 R_r'(k) \\ -a_9 \psi_{r\beta}(k) & a_9 \psi_{ra}(k) \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa}(k) \\ i_{s\beta}(k) \end{bmatrix} + \mathbf{w}_k^r \quad (5.102b)$$

$\mathbf{A}^r(\mathbf{x}_k^r)$ $\mathbf{x}_k^r$ $\mathbf{B}^r(\mathbf{x}_k^r)$ $\mathbf{u}_k^r$

$$\mathbf{y}_k^r = \mathbf{h}^r(k, \mathbf{x}_k^r) + \mathbf{v}_k^r = \mathbf{H}^r(\mathbf{x}_k^r) \mathbf{x}_k^r + \mathbf{v}_k^r \quad (5.103a)$$

$$\begin{bmatrix} i_{sa}(k+1) - (1-a_4) i_{sa}(k) - a_1 v_{sa}(k) \\ i_{s\beta}(k+1) - (1-a_4) i_{s\beta}(k) - a_1 v_{s\beta}(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_3 R_r'(k) & a_5 \omega_m(k) & 0 & 0 & -a_2 i_{sa}(k) \\ -a_5 \omega_m(k) & a_3 R_r'(k) & 0 & 0 & -a_2 i_{s\beta}(k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{ra}(k) \\ \psi_{r\beta}(k) \\ \omega_m(k) \\ t_L(k) \\ R_r'(k) \end{bmatrix} + \mathbf{v}_k^r \quad (5.103b)$$

$\mathbf{y}_k^r$ $\mathbf{H}^r(\mathbf{x}_k^r)$

Burada, $a_1 \triangleq T/(L_s - L_m^2/L_r')$, $a_2 \triangleq L_m^2 a_1/L_r'^2$, $a_3 \triangleq a_2/L_m$, $a_4 \triangleq R_s a_1$, $a_5 \triangleq L_m p_p a_1/L_r'$, $a_6 \triangleq T/L_r'$, $a_7 \triangleq L_m a_6$, $a_8 \triangleq p_p T$, $a_9 \triangleq 1.5 p_p a_7/J_L$, $a_{10} \triangleq T/J_L$ 'dır.

{ r : indirgenmiş (reduced) anlamında kullanılmıştır. }

Daha önceki modellerde $\mathbf{H}_k = \mathbf{H}$ ve $\mathbf{B}$ sabit idi. Oysa edilen bu yeni modelde $\mathbf{H}^r(\mathbf{x}_k^r)$ ve $\mathbf{B}^r(\mathbf{x}_k^r)$ değişken olduğu için GKF algoritmasında değişiklik yapılarak önce $\hat{\mathbf{x}}_k$ ve $\hat{\mathbf{x}}_k^-$ ci varında model doğrusallaştırılmış ve daha sonra da aşağıdaki gibi özetlenen *indirgenmiş dereceli GKF* (İDGKF) algoritması geliştirilmiştir.

Durum uzay modeli:

$$\mathbf{x}_{k+1}^r = \mathbf{f}^r(k, \mathbf{x}_k^r, \mathbf{u}_k^r) + \mathbf{w}_k^r \quad (5.104)$$

$$\mathbf{y}_k^r = \mathbf{h}^r(k, \mathbf{x}_k^r) + \mathbf{v}_k^r \quad (5.105)$$

Burada $\mathbf{w}_k^r$, $\mathbf{u}_k^r$ ve $\mathbf{v}_k^r$, kovaryans matrisleri sırasıyla $\mathbf{\mathcal{Q}}_k^r$, $\mathbf{\xi}_k^r$ ve $\mathbf{R}_k^r$ olan bağımsız, sıfır-ortalama değerli beyaz ve Gauss'yen biçimindeki gürültülerdir.

Tam anlamalar:

$$\begin{aligned} \mathbf{F}_{k+1,k}^r &\triangleq \left. \frac{\partial f^r(k, \mathbf{x}_k^r, \mathbf{u}_k^r)}{\partial \mathbf{x}_k^r} \right|_{\hat{\mathbf{x}}_k^r, \mathbf{u}_k^r} = \mathbf{A}^r(\hat{\mathbf{x}}_k^r), \quad \mathbf{B}_{k+1,k}^r \triangleq \left. \frac{\partial f^r(k, \mathbf{x}_k^r, \mathbf{u}_k^r)}{\partial \mathbf{x}_k^r} \right|_{\hat{\mathbf{x}}_k^r, \mathbf{u}_k^r} = \mathbf{B}^r(\hat{\mathbf{x}}_k^r) \\ \mathbf{H}_k^r &\triangleq \left. \frac{\partial h(k, \mathbf{x}_k^r, \mathbf{u}_k^r)}{\partial \mathbf{x}_k^r} \right|_{\hat{\mathbf{x}}_k^r, \mathbf{u}_k^r} = \mathbf{H}^r(\hat{\mathbf{x}}_k^r, \mathbf{u}_k^r), \quad \mathbf{W}^r(k, \mathbf{u}_k^r) \triangleq \mathbf{B}^r(\hat{\mathbf{x}}_k^r) \mathbf{u}_k^r + \mathbf{w}_k^r \end{aligned} \quad (5.106)$$

Başlangıç değerleri a a:

$$\hat{\mathbf{x}}_0^r = E[\mathbf{x}_0^r] \quad (5.107)$$

$$\mathbf{P}_0^r = E[(\mathbf{x}_0^r - E[\mathbf{x}_0^r])(\mathbf{x}_0^r - E[\mathbf{x}_0^r])^T] \quad (5.108)$$

Hesaplama: k=1,2,K için hesaplama:

Durum vektörünü öngör

$$\hat{\mathbf{x}}_k^{r-} = \mathbf{f}(k, \hat{\mathbf{x}}_{k-1}^r, \mathbf{u}_k^r) \quad (5.109)$$

Durum hat a kovaryans matrisini öngör

$$\mathbf{P}_k^{r-} = \mathbf{F}_{k,k-1}^r \mathbf{P}_{k-1}^r (\mathbf{F}_{k,k-1}^r)^T + \mathbf{B}_{k,k-1}^r \boldsymbol{\xi}_{k-1} (\mathbf{B}_{k,k-1}^r)^T + \boldsymbol{\mathcal{G}}_{k-1}^r \quad (5.110)$$

Durum hat a kovaryans matrisini güncelle

$$\mathbf{P}_k^r = \mathbf{P}_k^{r-} - \mathbf{P}_k^{r-} (\mathbf{H}_k^r)^T [\mathbf{H}_k^r \mathbf{P}_k^{r-} (\mathbf{H}_k^r)^T + \mathbf{R}_k^r]^{-1} \mathbf{H}_k^r \mathbf{P}_k^{r-} \quad (5.111)$$

Kalman kazanç matrisini hesapla

$$\mathbf{G}_k = \mathbf{P}_k^r (\mathbf{H}_k^r)^T (\mathbf{R}_k^r)^T \quad (5.112)$$

Durum vektörünü kestir

$$\hat{\mathbf{x}}_k^r = \hat{\mathbf{x}}_k^{r-} + \mathbf{G}_k (\mathbf{y}_k^r - \mathbf{h}^r(k, \hat{\mathbf{x}}_k^{r-})) \quad (5.113)$$

Daha sonra bu yaklaşımın (Barut ve diğ., 2003c), Barut ve diğ. (2002b)'ye göre daha az hesap yükü içerd iği Lee ve Chen (1998)'deki ne benzer ölçütlerle benzeş im t e nelli olarak gösterilmiştir.

5.5.1.4 Önerilen Yöntem I V

Burada (Barut ve diğ., 2003d), TDGKF ile *stator akımları*, *stator akıları*, *yük momenti* ve *rotor hızı* eş zamanlı olarak kestirilip DMK da kullanılmıştır. SKAS M nin duran stator eksenindeki genişletilmiş olası l durum uzay modeli aşağıdaki gibi önerilmiştir.

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

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{sa} \\ \dot{i}_{s\beta} \\ \dot{\psi}_{sa} \\ \dot{\psi}_{s\beta} \\ \dot{\omega}_m \\ \dot{t}_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{R'_r L_s}{L'_r L_\sigma}\right) & -p_p \omega_m & \frac{R'_r}{L'_r L_\sigma} & \frac{p_p \omega_m}{L_\sigma} & 0 & 0 \\ p_p \omega_m & -\left(\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{R'_r L_s}{L'_r L_\sigma}\right) & -\frac{p_p \omega_m}{L_\sigma} & \frac{R'_r}{L'_r L_\sigma} & 0 & 0 \\ -R_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{3}{2} \frac{p_p}{J_L} \psi_{s\beta} & \frac{3}{2} \frac{p_p}{J_L} \psi_{sa} & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{J_L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{s\beta} \\ \psi_{sa} \\ \psi_{s\beta} \\ \omega_m \\ t_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_\sigma} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_\sigma} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} + \mathbf{w} \quad (5.114)$$

A

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

$$\begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{s\beta} \\ \psi_{sa} \\ \psi_{s\beta} \\ \omega_m \\ t_L \end{bmatrix} + \mathbf{v} \quad (5.115)$$

H

Hareket eşitliğini içeren bu model ile t_L sabit (ya da yavaş değişen) parametre gibi kestirilebilmektedir. Ayrıca $B_L = 0$ 'dır. Kestirimi için modelin ayrıştırılmış hali ise aşağıdaki gibidir.

$$\mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{f}(k, \mathbf{x}_k, \mathbf{u}_k) + \mathbf{w}_k = \mathbf{A}(\mathbf{x}_k)\mathbf{x}_k + \mathbf{B}\mathbf{u}_k + \mathbf{w}_k \quad (5.116a)$$

$$\begin{bmatrix} i_{sa}(k+1) \\ i_{s\beta}(k+1) \\ \psi_{sa}(k+1) \\ \psi_{s\beta}(k+1) \\ \omega_m(k+1) \\ t_L(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1-a_2-a_4 & -a_5\omega_m(k) & a_3 & a_6\omega_m(k) & 0 & 0 \\ a_5\omega_m(k) & 1-a_2-a_4 & -a_6\omega_m(k) & a_3 & 0 & 0 \\ -a_7 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -a_7 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ -a_8\psi_{s\beta}(k) & a_8\psi_{sa}(k) & 0 & 0 & 1 & -a_9 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa}(k) \\ i_{s\beta}(k) \\ \psi_{sa}(k) \\ \psi_{s\beta}(k) \\ \omega_m(k) \\ t_L(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} a_1 & 0 \\ 0 & a_1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sa}(k) \\ v_{s\beta}(k) \end{bmatrix} + \mathbf{w}_k \quad (5.116b)$$

A(x_k) x_k B

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{h}(k, \mathbf{x}_k) + \mathbf{v}_k = \mathbf{H} \mathbf{x}_k + \mathbf{v}_k \quad (5.117a)$$

$$\begin{bmatrix} i_{sa}(k) \\ i_{s\beta}(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa}(k) \\ i_{s\beta}(k) \\ \psi_{sa}(k) \\ \psi_{s\beta}(k) \\ \omega_m(k) \\ t_L(k) \end{bmatrix} + \mathbf{v}_k \quad (5.117b)$$

H

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_{sa} \\ \dot{x}_{s\beta} \\ \dot{\psi}_{sa} \\ \dot{\psi}_{s\beta} \\ \dot{\omega}_m \\ \dot{t}_L \\ \dot{R}_r' \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\left(\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{R_r' L_s}{L_r' L_\sigma}\right) & -p_p \omega_m & \frac{R_r'}{L_r' L_\sigma} & \frac{p_p \omega_m}{L_\sigma} & 0 & 0 & 0 \\ p_p \omega_m & -\left(\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{R_r' L_s}{L_r' L_\sigma}\right) & -\frac{p_p \omega_m}{L_\sigma} & \frac{R_r'}{L_r' L_\sigma} & 0 & 0 & 0 \\ -R_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -R_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{3 p_p}{2 J_L} \psi_{s\beta} & \frac{3 p_p}{2 J_L} \psi_{sa} & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{J_L} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_A \underbrace{\begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{s\beta} \\ \psi_{sa} \\ \psi_{s\beta} \\ \omega_m \\ t_L \\ R_r' \end{bmatrix}}_x + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L_\sigma} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_\sigma} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_B \underbrace{\begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix}}_u + w \quad (5.118)$$

$$y = h(x(t)) + v(t) = H x + v$$

$$\begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{s\beta} \\ \psi_{sa} \\ \psi_{s\beta} \\ \omega_m \\ t_L \\ R_r' \end{bmatrix} + v \quad (5.119)$$

Burada t_L ve R_r' sabit (ya da yavaş değiştiği) varsayılp yeni durum değişkenleri olarak modele eklenmiştir. Ayrıca $B_L = 0$ 'dır.

TDGKF ile yüksek başarımlı kontrol açısından önemli olan statör akısı, rotor hızı, yük momenti ve rotor direncinin eş zamanlı kestirimleri için model aşağıdaki gibi ayrıştırılmıştır.

$$x_{k+1} = f(k, x_k, u_k) + w_k = A(x_k) x_k + B u_k + w_k \quad (5.120a)$$

$$\begin{bmatrix} i_{sa}(k+1) \\ i_{s\beta}(k+1) \\ \psi_{sa}(k+1) \\ \psi_{s\beta}(k+1) \\ \omega_m(k+1) \\ t_L(k+1) \\ R_r'(k+1) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1-a_2-a_4 R_r'(k) & -a_5 \omega_m(k) & a_3 R_r'(k) & a_6 \omega_m(k) & 0 & 0 & 0 \\ a_5 \omega_m(k) & 1-a_2-a_4 R_r'(k) & -a_6 \omega_m(k) & a_3 R_r'(k) & 0 & 0 & 0 \\ -a_7 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -a_7 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ -a_8 \psi_{s\beta}(k) & a_8 \psi_{sa}(k) & 0 & 0 & 1 & -a_9 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}}_{A(x_k)} \underbrace{\begin{bmatrix} i_{sa}(k) \\ i_{s\beta}(k) \\ \psi_{sa}(k) \\ \psi_{s\beta}(k) \\ \omega_m(k) \\ t_L(k) \\ R_r'(k) \end{bmatrix}}_{x_k} + \underbrace{\begin{bmatrix} a_1 & 0 \\ 0 & a_1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_B \underbrace{\begin{bmatrix} v_{sa}(k) \\ v_{s\beta}(k) \end{bmatrix}}_{u_k} + w_k \quad (5.120b)$$

$$y_k = h(k, x_k) + v_k = H x_k + v_k \quad (5.121a)$$

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha}(k) \\ i_{s\beta}(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha}(k) \\ i_{s\beta}(k) \\ \psi_{s\alpha}(k) \\ \psi_{s\beta}(k) \\ \omega_m(k) \\ t_L(k) \\ R_r'(k) \end{bmatrix} + \mathbf{v}_k \quad (5.121b)$$

Burada, $a_1 \triangleq T/(L_s - L_m^2/L_r')$, $a_2 \triangleq R_s a_1$, $a_3 \triangleq a_1/L_r'$, $a_4 \triangleq a_3 L_s$, $a_5 \triangleq p_p T$, $a_6 \triangleq p_p a_1$, $a_7 \triangleq R_s T$, $a_8 \triangleq 1.5 p_p T/J_L$, $a_9 \triangleq T/J_L$ dir.

Geliştirilen bu gözlemleyici daha sonra, hız kontrolü amacıyla geleneksel DMK sisteminde kullanılarak, başarımlı test edilmiştir. SKAS M'nin farklı çalışma koşulları için benzetim temelli yapılan dayanıklılık testlerinde, faz gerilimleri ve akımları na herhangi bir beyaz ve Gauss'yan biçimli gürültü eklenmemiştir.

6. BENZETİ M ÇALIŞMALARI

Önerilen yöntemleri doğrulamak ve başarılarını test etmek için anma değerleri Tablo 6.1’de verilen SKASM den yararlanılmıştır.

Tablo 6.1 Benzetim testlerinde kullanılan SKASM nin anma değerleri.

$P [kW]$	$f [Hz]$	$J_L [kg.m^2]$	$B_L [Nm/(rad/s)]$	p_p	$V [V]$	$I [A]$
3	50	0.005	0.001	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

Bu parametrelerin kullanıldığı, önerilen yöntemlerle uyumlu durum değişkenleri $\{i_{sa}, i_{s\beta}, \psi_{ra}, \psi_{r\beta}, \omega_m\}$ ve $\{i_{sa}, i_{s\beta}, \psi_{sa}, \psi_{s\beta}, \omega_m\}$ olan SKASM modelleri Matlab®’de file (Tablo 6.2-3) ve simlink ortamında hazırlanmıştır (Şekil 6.1).

Tablo 6.2 Durum değişkenleri $\{i_{sa}, i_{s\beta}, \psi_{ra}, \psi_{r\beta}, \omega_m\}$ dan SKASM modeli.

% {I_sAp, I_sBet, Psi_rAp, Psi_rBet, Wm} durum değişkenli SKASM modeli;

Lsigna=(Ls-(Lm^2)/Lr);

I_sAp(k+1)=(1-(Rs/Lsigna+Lm^2*Rr/(Lsigna*Lr^2))*T)*I_sAp(k)+
Lm*Rr*T*Psi_rAp(k)/(Lsigna*Lr^2)+
Lm*Pp*Wm(k)*T*Psi_rBet(k)/(Lsigna*Lr)+T*VsAp(k)/Lsigna;

I_sBet(k+1)=(1-(Rs/Lsigna+Lm^2*Rr/(Lsigna*Lr^2))*T)*I_sBet(k)+
Lm*Rr*T*Psi_rBet(k)/(Lsigna*Lr^2)-
Lm*Pp*Wm(k)*T*Psi_rAp(k)/(Lsigna*Lr)+T*VsBet(k)/Lsigna;

Psi_rAp(k+1)=Rr*Lm*T*I_sAp(k)/Lr+(1-Rr*T/Lr)*Psi_rAp(k)-Pp*Wm(k)*T*Psi_rBet(k);

Psi_rBet(k+1)=Rr*Lm*T*I_sBet(k)/Lr+(1-Rr*T/Lr)*Psi_rBet(k)+Pp*Wm(k)*T*Psi_rAp(k);

Wm(k+1)=(3*Pp*Lm*(2*JL*Lr))*(Psi_rAp(k)*I_sBet(k)-Psi_rBet(k)*I_sAp(k))*T+
(1-BL*T/JL)*Wm(k)-TL(k)*T/JL;

I_sAp(k)=I_sAp(k+1);
I_sBet(k)=I_sBet(k+1);
Psi_rAp(k)=Psi_rAp(k+1);
Psi_rBet(k)=Psi_rBet(k+1);
Wm(k)=Wm(k+1);
%T: orneklem zamanı;

Tablo 6.3 Durum değişkenleri $\{i_{sa}, i_{sb}, \psi_{sa}, \psi_{sb}, \omega_m\}$ dan SKAS M modeli.

% {I_s Alp, I_s Bet, Psi_s Alp, Psi_s Bet, Wm} durum değişkenli SKAS M modeli;

$$Ls_{gna} = (Ls - (Lm^2 / Lr));$$

$$I_{sAlp}(k+1) = (1 - (Rs / Ls_{gna} + Rr * Ls / (Lr * Ls_{gna})) * T) * I_{sAlp}(k) - \\ Pp * T * Wm(k) * I_{sBet}(k) + Rr * Psi_{sAlp}(k) * T / (Lr * Ls_{gna}) + \\ Pp * T * Wm(k) * Psi_{sBet}(k) / Ls_{gna} + T * VsAlp(k) / Ls_{gna};$$

$$I_{sBet}(k+1) = (1 - (Rs / Ls_{gna} + Rr * Ls / (Lr * Ls_{gna})) * T) * I_{sBet}(k) + \\ Pp * T * Wm(k) * I_{sAlp}(k) + Rr * Psi_{sBet}(k) * T / (Lr * Ls_{gna}) - \\ Pp * T * Wm(k) * Psi_{sAlp}(k) / Ls_{gna} + T * VsBet(k) / Ls_{gna};$$

$$Psi_{sAlp}(k+1) = Psi_{sAlp}(k) - Rs * T * I_{sAlp}(k) + T * VsAlp(k);$$

$$Psi_{sBet}(k+1) = Psi_{sBet}(k) - Rs * T * I_{sBet}(k) + T * VsBet(k);$$

$$Wm(k+1) = 1.5 * Pp * T * (Psi_{sAlp}(k) * I_{sBet}(k) - Psi_{sBet}(k) * I_{sAlp}(k)) / J L + \\ (1 - BL * T / J L) * Wm(k) - T * TL(k) / J L;$$

$$I_{sAlp}(k) = I_{sAlp}(k+1);$$

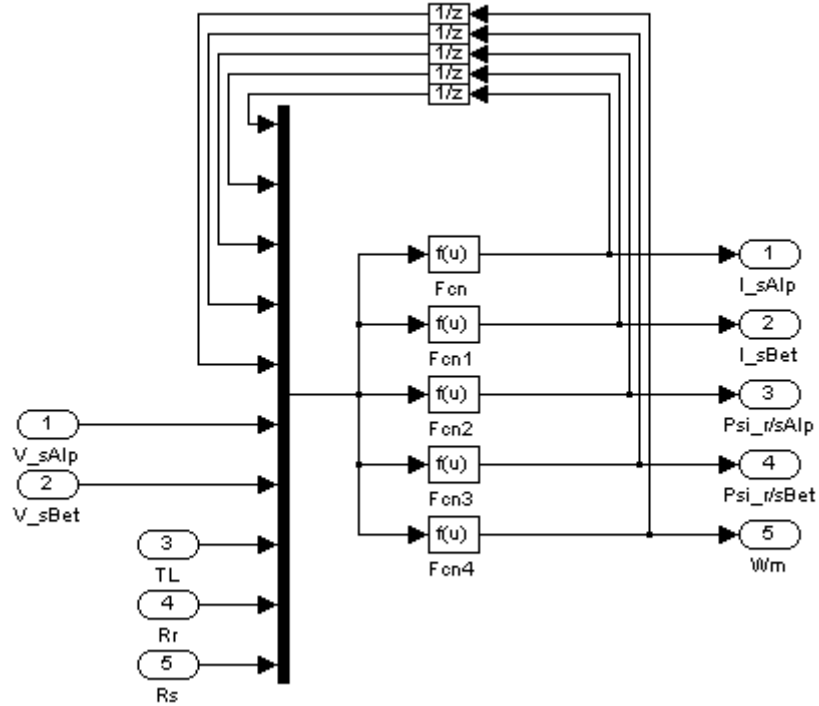
$$I_{sBet}(k) = I_{sBet}(k+1);$$

$$Psi_{sAlp}(k) = Psi_{sAlp}(k+1);$$

$$Psi_{sBet}(k) = Psi_{sBet}(k+1);$$

$$Wm(k) = Wm(k+1);$$

%T: orneklem zamanı;



Şekil 6.1 Rotor ya da stator akısı temelli ayrık SKAS M modeli.

Önerilen gözlemleyici algoritmalarının dayanıklılık testlerini yapmak için Şekil 6.1’de görüldüğü gibi; yük momenti, rotor direnci ve stator direnci modele dışarıdan giriş olarak uygulanmıştır.

Modelin yanı sıra, tasarlanan TDGKF (Eşitlik 5.86-95), İDGKF (Eşitlik 5.104-113) ve kontrol algoritmaları (Şekil 5.3 ve 5.5) için de Matlab® yazılımından yararlanılmıştır.

Diğer taraftan GKF algoritmalarındaki kovaryans matrisleri P_0 , $\mathcal{Q}$, R , ve ξ daha önce Kısm 5.5’de belirtildiği gibi arzu edilen kestirim doğruluğu ve dinamiğini elde etmek üzere tasarım parametresi olarak kullanılıp deneysel yöntemle belirlenmiştir.

Önerilen her bir yöntemle ilişkin benzetim sonuçları ise, sırasıyla aşağıdaki bilgileri içerecek şekilde sunulmuştur:

- ◆ Kovaryans matrislerinin değerleri.
- ◆ SKAS M’nin başarımlı ve dayanıklılık testleri
- ◆ Benzetim sonuçları.

{ Not: Tüm benzetim sonuçlarında ^ kestirilen durumu (ya da parametreyi), e , ise gerçek ile kestirilen durum (ya da parametre) arasındaki farkı (hatayı) göstermektedir. }

Daha sonra alınan benzetim sonuçlarının, toplu olarak değerlendirilmesi yapılmıştır.

6.1. Yöntem İçin Benzetim Sonuçları

Burada örneklem zamanı $T = 100 \mu s$ alınarak, TDGKF ile $\{i_{sa}, i_{sb}, \psi_{ra}, \psi_{rb}, \omega_m, t_L\}$ kestirilmiş (Barut ve diğ., 2002a) ve daha sonra tasarlanan gözlemleyici doğrudan vektör kontrol sisteminde kullanılmıştır (Barut ve diğ., 2003a).

Kovaryans matrisleri:

Her iki durumda da TDGKF algoritması için kovaryans matrisleri aşağıdaki gibi seçilmiştir:

$$P_0 = \text{diag} \{ 10[A^2] \quad 10[A^2] \quad 10[Wb^2] \quad 10[Wb^2] \quad 10[(rad/s)^2] \quad 10[(N.m)^2] \}$$

$$\mathcal{Q} = \text{diag} \{ 10^{-6}[A^2] \quad 10^{-6}[A^2] \quad 10^{-7}[Wb^2] \quad 10^{-7}[Wb^2] \quad 10^{-6}[(rad/s)^2] \quad 10^{-6}[(N.m)^2] \}$$

$$\mathbf{R} = \text{diag}\{10^{-6}[A^2] \quad 10^{-6}[A^2]\}$$

$$\xi = \text{diag}\{10^{-5}[V^2] \quad 10^{-5}[V^2]\}$$

Başarı m ve dayanıklılık testleri (EK A):

Gözlemleyici için belirli zaman aralıklarında *beş* farklı çalışma durumu (I, II, K V) düşünülmüştür. I’ de SKAS Manma değeri ile yüklenerek ($t_L = t_{LN}$), pozitif yönde hızlandırılmıştır. II’ de $t_L \rightarrow 0$ yapıp önerilen algoritmanın yük momentini izlemesi istenmiştir. III’ de $t_L = 0$ ’ da iken SKAS M ters yönde hızlandırılıp, sırasıyla $t_L \rightarrow t_{LN}$ (IV) ve $t_L \rightarrow 0$ (V) değişimleri yapılarak gözlemleyicinin başarı m incelenmiştir. Bu duruma ilişkin sonuçlar Şekil A 1-2’ de verilmiştir.

Diğer taraftan, kontrol sistemi için *altı* farklı çalışma durumu (I, II, K VI) düşünülmüştür. I, II ve III’ de SKAS M pozitif yönde dönerken, kademe li olarak yükü boşaltılmış ve daha sonra SKAS M ni n hızı terslendirilerek basamak biçiminde anma değeri ne yüklenmiştir (IV, V ve VI). İlgili sonuçlar Şekil A 3-4’ de sunulmuştur.

6.2 Yöntem II İçin Benzetim Sonuçları

$\{i_{sa}, i_{sb}, \psi_{ra}, \psi_{rb}, \omega_m, t_L, R_r'\}$ durum ve parametreleri TDGKF ile kestirilmiş (Barut ve diğ., 2002b) ve daha sonra tasarlanan gözlemleyici doğrudan vektör kontrol sisteminde kullanılmıştır (Barut ve diğ., 2003b). Örnekleme zamanı $T = 100 \mu s$ ’dır.

Kovaryans matrisleri:

Her iki durumda da TDGKF algoritması için kovaryans matrisleri aşağıdaki gibi seçilmiştir:

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

$$\mathbf{Q} = \text{diag}\{10^{-6}[A^2] \quad 10^{-6}[A^2] \quad 10^{-6}[Wb^2] \quad 10^{-6}[Wb^2] \quad 10^{-6}[(rad/s)^2] \quad 10^{-5}[(N.m)^2] \quad 10^{-6}[Q^2]\}$$

$$\mathbf{R} = \text{diag}\{10^{-6}[A^2] \quad 10^{-6}[A^2]\}$$

$$\xi = \text{diag}\{10^{-5}[V^2] \quad 10^{-5}[V^2]\}$$

Başarı m ve dayanıklılık testleri (EK B):

Gözlemleyici için belirli zaman aralıklarında *beş* farklı çalışma durumu (I, II, K V) düşünülmüştür. Stator ve rotor direnç anma değerlerinde iken ($R_s = R_{sN}, R_r' = R_{rN}'$)

I' de, SKAS M anma değeri ile yüklenerek pozitif yönde hızlandırılmıştır. II' de $\omega_m(+)\rightarrow\omega_m(-)$ ve $t_L\rightarrow 0$, III' de $\omega_m(-)\rightarrow\omega_m(+)$, $t_L\rightarrow t_{LN}$ ve $R_r'\rightarrow 1.5\times R_{rN}'$ ve IV de ise tekrar $R_r'\rightarrow R_{rN}'$ yapılarak; algoritmanın bu ani değişimleri izlenmesi amaçlanmıştır. Daha sonra V de TDGKF ile kestirilmeyen stator direnci, anma değerinin 1.4 katına arttırılarak algoritma zorlanmıştır. Bu duruma ilişkin sonuçlar Şekil B 1-2' de verilmiştir.

Kontrol sistemi için ise *altı* farklı çalışma durumu ($I, II, K VI$) düşünülmüştür. SKAS M anma değerlerinde pozitif yönde dönerken (I), II' de $R_r'\rightarrow 2\times R_{rN}'$ ve III' de tekrar $R_r'\rightarrow R_{rN}'$ yapılmıştır. Daha sonra IV de $t_L\rightarrow 0$ ve V de SKAS M nin hızı terslendirilerek, VI' da negatif yönde yüklenmiştir. Alınan sonuçlar Şekil B 3-4' de sunulmuştur.

6.3 Yöntem III İçin Benzetim Sonuçları

İDGKF ile $\{\psi_{ra}, \psi_{rb}, \omega_m, t_L, R_r'\}$ durum ve parametreleri kestirilerek *yöntem II'* ye göre daha az hesap yükü içerdiği, Lee ve Chen (1998)'deki ne benzer ölçütlerle gösterilmiştir (Barut ve diğ., 2003c). Örnekleme zamanı $T = 100 \mu s$ 'dır.

Kovaryans matrisleri:

$$\begin{aligned} P_0 &= diag\{9[Wb^2] \quad 9[Wb^2] \quad 9[(rad/s)^2] \quad 9[(N.m)^2] \quad 9[\Omega^2]\} \\ \mathcal{Q} &= diag\{10^{-6}[Wb^2] \quad 10^{-6}[Wb^2] \quad 10^{-6}[(rad/s)^2] \quad 2\times 10^{-5}[(N.m)^2] \quad 2\times 10^{-5}\Omega^2\} \\ R &= diag\{10^{-6}[A^2] \quad 10^{-6}[A^2]\} \\ \xi &= diag\{10^{-5}[V^2] \quad 10^{-5}[V^2]\} \end{aligned}$$

Başarı m ve dayanıklılık testleri (EK C):

Burada başarımları karşılaştırmak amacıyla *yöntem II'* deki gözlemleyici için düşünülen belirli zaman aralıklarındaki *beş* farklı çalışma durumu ($I, II, K V$) tercih edilmiştir. İDGKF' nin kestirimsoneuçları Şekil C 1-2' de verilmiştir.

6.4 Yöntem IV İçin Benzetim Sonuçları

$\{i_{sa}, i_{sb}, \psi_{sa}, \psi_{sb}, \omega_m, t_L\}$ kestirilerek TDGKF tabanlı DMK sistemi tasarlanmıştır (Barut ve diğ., 2003d). Burada örnekleme zamanı $T = 100 \mu s$ 'dır.

Kovaryans matrisleri:

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

$$\mathbf{g} = \text{diag} \{ 10^{-6}[A^2] \quad 10^{-6}[A^2] \quad 10^{-6}[Wb^2] \quad 10^{-6}[Wb^2] \quad 10^{-4}[(rad/s)^2] \quad 10^{-5}[(N.m)^2] \}$$

$$\mathbf{R} = \text{diag} \{ 10^{-6}[A^2] \quad 10^{-6}[A^2] \}$$

$$\xi = \text{diag} \{ 10^{-5}[V^2] \quad 10^{-5}[V^2] \}$$

Başarı m ve dayanıklılık testleri (EK D):

Kontrol sistemi için oniki farklı çalışma durumu (I,II,K XII) düşünülmüştür. SKAS Manma değerlerinde iken, pozitif (I,II,III) ve negatif (IV,V,VI) yönlerde önce doğrusal olarak hızlandırılmış sonra sabit tutulmuş ve daha sonra da yavaşlatılmıştır ($n_m^r \rightarrow 0$). Her sıfır geçiş anlarında, hız ile birlikte yük momenti de ani olarak terslendirilmiştir ($t_L : t_{LN} \leftrightarrow -t_{LN}$). Bu sürecin devamında, SKAS Manma değerlerinde $+10[rpm]$ 'de dönerken (VII), VIII'de yük boşaltılmış ($t_L \rightarrow 0$) ve düşük hızdaki kestirimin kararlılığı gösterilmek istenmiştir (IX). X'da hız ile birlikte yük momenti doğrusal olarak artırılmış ($n_m^r(l), t_L(l)$) ve sonra XI'de $t_L = t_{LN}$ ve $n_m^r = +1500[rpm]$ 'de sabit tutulmuştur. Daha sonra XII'de, TDGKF ile kestirilmeyen statör direnci, anma değerinin 1.5 katına artırılarak algoritma zorlanmıştır. Bu durumlara ilişkin sonuçlar Şekil D 1-3'de verilmiştir.

6.5 Yöntem V İçin Benzetim Sonuçları

TDGKF ile $\{i_{sa}, i_{sb}, \psi_{sa}, \psi_{sb}, \omega_m, t_L, R_r'\}$ durum ve parametreleri kestirilerek DMK sistemi tasarlanmıştır (Barut ve diğ., 2005a). Örnekleme zamanı $T = 100 \mu s$ 'dir.

Kovaryans matrisleri:

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

$$\mathbf{g} = \text{diag} \{ 10^{-6}[A^2] \quad 10^{-6}[A^2] \quad 10^{-6}[Wb^2] \quad 10^{-6}[Wb^2] \quad 10^{-4}[(rad/s)^2] \quad 10^{-5}[(N.m)^2] \quad 10^{-7}[\Omega^2] \}$$

$$\mathbf{R} = \text{diag} \{ 10^{-6}[A^2] \quad 10^{-6}[A^2] \}$$

$$\xi = \text{diag} \{ 10^{-5}[V^2] \quad 10^{-5}[V^2] \}$$

Başarı m ve dayanıklılık testleri (EK E):

Kontrol sistemi için *onüç* farklı çalışma durumu (I,II,K XIII) düşünülmüştür. SKAS Manma değerlerinde iken, pozitif yönde doğrusal olarak hızlandırılmış (I), II’de sabit tutulmuş ve III-IV de negatif yönde hız terslendirilerek ($n_m^r(l)$) V’de $n_m^r = -1500 [rpm]$ ve $t_L = t_{LN}$ ’de sabit tutulmuştur. Hızın sıfır geçiş anında $t_L : t_{LN} \rightarrow -t_{LN}$ yapılmıştır. Sürecin devamında VI- VII’de $t_L(l) : -t_{LN} \rightarrow t_{LN}$ yapılırken, bu sırada hız aynı eğimle $n_m^r(l) : -1500 \rightarrow +20 [rpm]$ ’e getirilip sabit tutulmuştur. VIII’de $t_L = t_{LN}$ ve $n_m^r = +20 [rpm]$ ’de sabit tutulurken, *Çok özel bir durum* olarak IX’da $n_m^r : +20 \rightarrow 0 [rpm]$ ve $t_L : t_{LN} \rightarrow 0$ yapılmıştır. Daha sonra VI’dakinden bir farklı eğimle $t_L(l) : 0 \rightarrow t_{LN}$ ve $n_m^r(l) : 0 \rightarrow +1500 [rpm]$ yapılarak (X), ivmelenmelerle ilişkin sonuçlar karşılaştırılmak istenmiştir. Son olarak $t_L = t_{LN}$ ve $n_m^r = +1500 [rpm]$ ’de dönerken (XI), XII’de $R_r' \rightarrow 2 \times R_{rN}'$ ’e artırılıp bu değer de sabit tutularak (XIII) kestirimin kararlılığı gösterilmek istenmiştir. Sonuçlar Şekil E 1-3’de sunulmuştur.

6.5. Benzetim Sonuçlarının Değerlendirilmesi

EK A, B, C, D ve E’deki kestirim sonuçları incelenerek aşağıdaki gözlemler ve yorumlar yapılmıştır:

- Başlangıç değerleri sıfır alınarak yapılan GKF tabanlı kestirimlerin başarımları, yükün/hızın (ve rotor direncinin) *ani değişimlerinde bile* oldukça iyidir.
- Önerilen gözlemleyici algoritmaları herhangi bir yüksek frekanslı işaret eklemeksizin hem VKY’lere özgü darbe genişlik modülasyonlu anahtarlamalar (Barut ve diğ., 2003a; Barut ve diğ., 2003b) hem de DMK’ya özgü anahtarlamalar (Barut ve diğ., 2003d; Barut ve diğ., 2005a) altında iyi bir başarımla göstermiştir.
- Geliştirilen algoritmaların bir başka özelliği de, yük ile birlikte diğer değeri bilinmeyen sabit sürtünmeleri (burada viskoz sürtünme) de kestirebilmesidir. Bu durum örneğin Şekil A 3-4’deki (0-2 s) aralığı için

$$\omega_m(\infty) = e_{\hat{\omega}_m} + \hat{\omega}_m = -8.1431 \times 10^{-4} + 99.7491 = 99.7482 [rad / s]$$

$$e_{iL}^{\dagger} = -B_L \omega_m(\infty)$$

$$-1.0002 [N.m] = -0.01 \times 99.7482 [N.m]$$

$$-1.0002 [N.m] \cong -0.997482 [N.m]$$

ya da Şekil E 1-2' deki (1-2 s) aralığı için

$$\begin{aligned} \omega_m(\infty) &= 2\pi \times n_m / 60 = 2\pi(1500.2[rpm] + 7.4 \times 10^{-5}[rpm]) / 60 \\ &= 157.1006 [rad/s] \end{aligned}$$

$$e_{iL}^{\dagger} = -B_L \omega_m(\infty)$$

$$-0.1571 [Nm] = -0.001 \times 157.1006 [Nm]$$

$$-0.1571 [Nm] \cong -0.1571006 [Nm]$$

- Pentium233 MHz bir bilgisayar yardımıyla, *Yöntem II* ve *III*' deki TDGKF ve İDGKF algoritmaları Lee ve Chen (1998)' deki ne benzer şekilde Matlab® 6.1 m-file ortamında 50000 adım (yani $T = 100 \mu s$ için 5 s) koşturularak hesaplamazamanları karşılaştırılmıştır (Tablo 6.4).

Tablo 6.4 Gözlemeyiciler için hesap zamanlarının karşılaştırılması.

Yöntem	Süre [dk]
TDGKF	54.6353
İDGKF	49.3387

{Sonuçlar, SKAS M modeli için gerekli hesap zamanını da içermektedir.}

Şekil B 1-2 ve C 1-2'ye göre benzer başarımlara sahip bu yöntemler için Tablo 6.4 incelendiğinde İDGKF'nin daha az hesap yükü içerdiği görülmektedir. Ayrıca, adım sayısının artmasına bağlı olarak, her iki algoritma arasındaki hesap zamanı farkı giderek büyümektedir.

- *Yöntem V* de farklı ivmelenmelerle (eğilme) yük momenti, hız ile doğrusal olarak değiştirilmiştir. Bu durumlarda oluşan maksimum hatalar, değişimin hızının yavaşlatılmasıyla azalmaktadır.
- *Yine yöntem V* de yük momenti ve hız sıfır yapılmasına rağmen, kestirimini doğruluğu ve kararlılığı oldukça iyidir. Kestiri amaçlından bu özel durumda

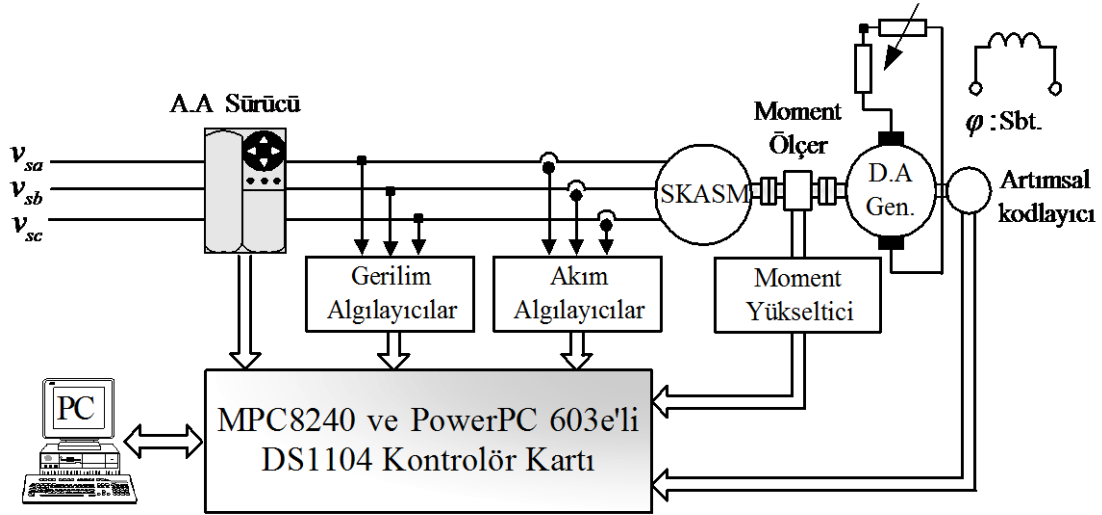
bile GKF için önerilen modelin *gözlenebilirlik koşulunu* sağladığı anlaşılmaktadır.

- Geliştirilen tüm algoritmalar, özellikle düşük hızlarda stator direnci değişimlerine duyarlıdır. İyi bir başarı için stator direncinin kestirimi de algoritmalara ilave edilmektedir.

Özetle, *yük momentinin/rotor hızının (ve rotor direncinin) tüm değişim aralığı* için tasarlanan GKF tabanlı gözlemcilerin, oldukça iyi bir başarıya ve dayanıklılığa sahip olduğu görülmüştür.

7. DENEY ÇALIŞMALARI

Deney çalışmaları, SKAS M ye ilişkin model ve parametrelerin doğrulanması ile yöntem I, II ve IV de geliştirilen $\{i_{sa}, i_{sb}, \psi_{ra}, \psi_{rb}, \omega_m, t_L\}$, $\{i_{sa}, i_{sb}, \psi_{ra}, \psi_{rb}, \omega_m, t_L, \chi\}$ ve $\{i_{sa}, i_{sb}, \psi_{sa}, \psi_{sb}, \omega_m, t_L\}$ durum değişkenli TDGKF algoritmalarının gerçekleştirilmesinden oluşmaktadır. Bunun için resimleri EK F de sunulan ve ilke şeması Şekil 7.1’de görülen deney düzeneği hazırlanmıştır.



Şekil 7.1 Deney düzeneği ilke şeması.

Burada;

- yük momenti ve hızın kestirim başarılarını test etmek için Heidenhain’ın ERN 120 serisi 1024 dilimlik artımsal kodlayıcısı ve Dr. Stai ger Mbilo’ nun 0160 DMserisi 50 Nm’lik moment ölçeri,
- daha gerçekçi bir yaklaşımla I M ye sinusoidal yerine V/f oranı sabit DGM biçiminde besleme gerilimi uygulanmak için Control Techniques’in 5 kW’lık Uni drive’ı,
- üç faz gerilimleri ve akımlarını ölçmek için sırasıyla LEM’in $250[V]/50[mA]$ çevirme oranlı LV 100-250 ve 1000:1 çevirme oranlı LT 100S algılayıcıları,

- motor olarak TEE'nin 3[kW]'lık SKAS Msi,
- farklı yük koşullarını oluşturmak için Siemens'in da makinası (generatör için 3.9[kW]),
- Matlab® simülink ortamında oluşturulan algoritmaları gerçeklemek ve alınan sonuçlarını değerlendirmek için dSPACE firmasının Control Desk arayüz yazılımı DS1104 kontrolör kartı ve kişisel bilgisayar

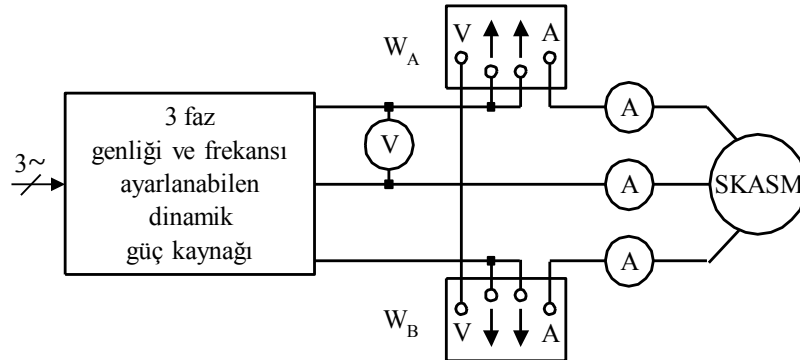
kullanılmıştır.

250[MHz] saat frekansı nda kayan noktalı aritmetik işleme yapma kapasitesine sahip DS1104, çok fonksiyonlu ara-bağlaşım kartıdır. Ancak bu çalışmada, a.a sürücüsünden SKAS M ye uygulanan gerilimin frekansı için 1 adet, faz gerilimleri ve akımları için 6 adet ve moment için 1 adet olmak üzere toplam 8 adet analog-sayısal dönüştürücüsü ve 1 adet artımsal kodlayıcı girişlerinden yararlanılmıştır. Ayrıca arayüz yazılım, ölçülen analog işaretleri ve oluşturulan algoritma ya ilişkin tüm değişkenleri gerçek-zamanlı olarak gözlemeye ve/veya saklamaya olanak tanımaktadır.

7.1. Model ve Parametrelerin Doğrulanması na İlişkin Deney Sonuçları

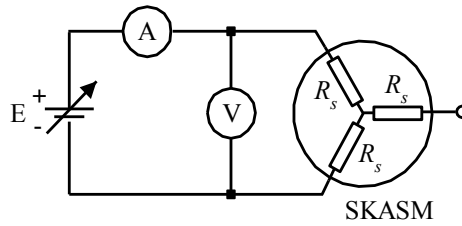
Bunun için öncelikle IEEE Std-112 (1996)'da anlatılan ayrıntıların daha yalın açıklandığı Chapman (1999)'daki yöntemler kullanılarak SKAS M'nin anma parametreleri belirlenmiştir.

Buna göre ilk önce, ilke şeması Şekil 7.2' de görülen yüksüz ve kilitli-rotor deneyleri yapılmıştır. Buradan, SKAS M'nin stator tarafına indirgenmiş rotor direnci, rotor kaçak endüktansı, stator kaçak endüktansı ve manyatıslanma endüktanslarının anma değerleri belirlenmiştir.



Şekil 7.2 Yüksüz ve kilitli-rotor deneyleri ne ilişkin deney düzeneği.

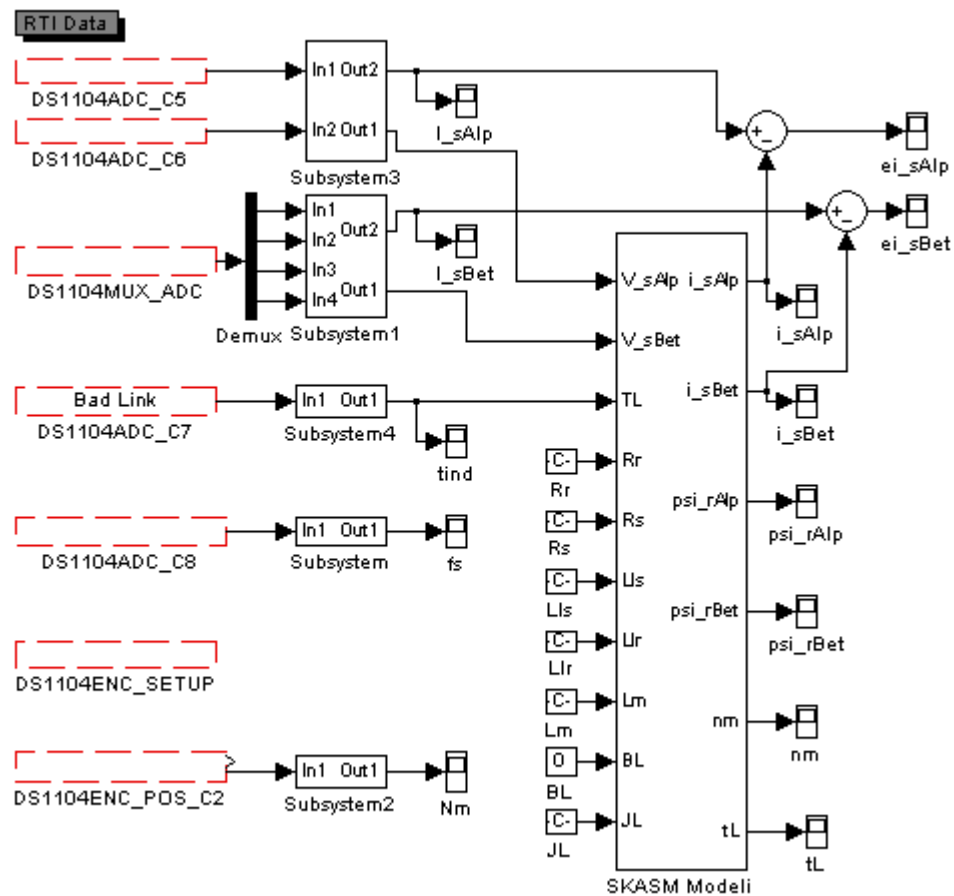
Daha sonra, anma stator direnci değeri ni belirlen ek üzere de Şekil 7.3’deki düzene kten yararlanıl mıştır.



Şekil 7.3 Stator direncini belirlemek için kullanılan deney düzeneği.

Son olarak, SKAS M an na de ğerlerinde 3 saat boyunca çalıştırılırken; her 15 dakikada bir stator direnci ve sargı sıcaklı ğı ölölerek, stator direncinin sıcaklı ğa göre de ğişimi belirlenmiştir ($R_{sMax} \cong 1.34 \times R_{sN}$).

Elde edilen bu parametreler daha önceki benzetim çalışmalarında (Tablo 6.1) kullanılmıştır. Bununla birlikte, Şekil 7.1'deki deney düzeneği mekanik ve elektriksel olarak çalışır hale getirildikten sonra, bilgisayarda oluşturulan $\{i_{sa}, i_{sf}, \psi_{ra}, \psi_{rf}, \omega_m\}$ durum değişkenli SKASM modeli ve elde edilen parametreler



Şekil 7.4 Model ve parametrelerin doğrulanmasına ilişkin algoritma.

için Şekil 7.4’de görülen algoritma yardımıyla gerçek zamanlı doğrulama testleri yapılmıştır.

Şekilde görüldüğü gibi SKASM’nin ana sürücüsünden uygulanan faz gerilimleri ve akımları, endüklenen moment (yük ve sürtünme terimlerini içeriyor), rotor hızı ve besleme geriliminin frekansı ölçülmüş, modele ise sadece faz gerilimleri ve moment bilgisi giriş olarak verilmiştir. Bilgisayarındaki SKASM modelinde sürtünme kat sayısı sıfır alınarak daha önce belirlenen parametreler kullanılmıştır. Aynı zamanda SKASM modeli bloğunda; modelin akım akı ve hız bilgisi kullanılarak, mekanik hareket eşitliğinden yük momenti kestirimi de gerçekleştirilmiştir. Böylece, ölçülen ile modele ait akım hız ve moment bilgilerinin örtüşmesi beklenmektedir. Ancak, bu bilgilerde farklılıklar gözlenmiştir. Daha sonra yapılan çeşitli deneylerle modelin elde edilmesinde yapılan varsayımlar nedeniyle oluşan (*beklenen*) biçimsel farklılıkların yanı sıra genlik farklılıklarının, kullanılan kaçak ve çok az da olsa manyatıslanma endüktanslarının değerlerinden kaynaklandığı gözlenmiştir. Bu nedenle, dene-yanlı yöntem ile gerçek SKASM

- kalış durumu ($n_m(l): 0 \rightarrow 1500 [rpm]$ ve $t_L(l): 0 \rightarrow t_{LN} [N.m]$) için
- yüksek hızlarda, anma değerinde yüklü ve boşta
- düşük hızlarda, boşta

dondürülerek, gerçek motordan elde edilen değerlerle bilgisayarda parametreleri ayarlanmış modelin verdiği değerler arasındaki farklılıklar en aza indirmeye çalışılmıştır. Bu durumlar için belirlenen anma parametre değerleri Tablo 7.1’de ve bu parametrelerin kullanıldığı deney sonuçları *EKG*’de sunulmuştur.

{*EKG*’de *, modele ait duruma da parametreleri göstermektedir. }

Tablo 7.1 Deneysel deneylerle belirlenen SKASM’nin anma değerleri.

$P [kW]$	$f [Hz]$	$J_L [kg.m^2]$	$B_L [Nm/(rad/s)]$	p_p	$V [V]$	$I [A]$
3	50	0.005	0.001	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	0.211	0.231	0.21	1430	20

{ Burada J_L , motor ve generatörün toplam eylemsizliği dir. }

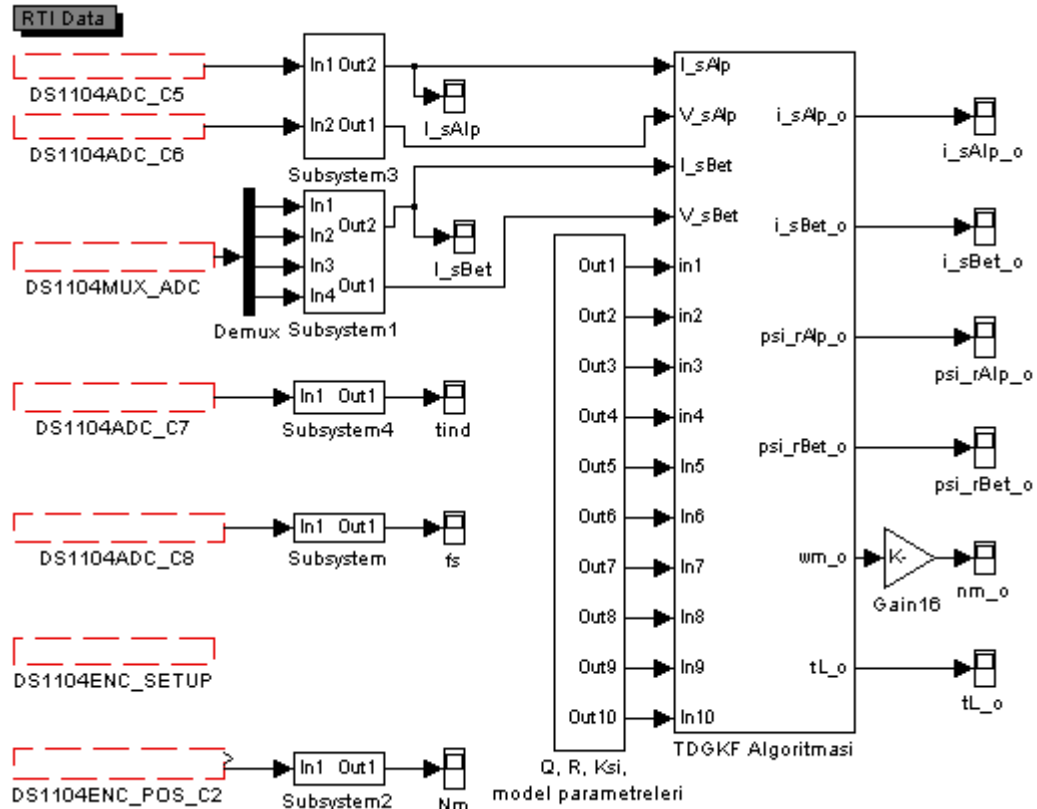
Tablodan da görüldüğü gibi kaçak endüktanslarının toplamdaki değerinden ziyade, statör ve rotor taraflındaki ağırlıkları değişmiştir. Aslında, A sınıfı bir SKASM için

statör ve rotor kaçak endüktanslarının bir birine eşit alınması, tecrübeyle yapılan bir kabul olduğundan (Chapman, 1999), ağırlıklarının değişmesi olası bir durumdur. L_m 'deki çok az değişme ise ölçme hatalarının neden olduğu düşünülmüştür.

Diğer taraftan, parametre ve model için yapılan akımlı hız ve moment bilgilerinin örtüşürülmesi ya da eşleştirilmesi, –aynı zamanda mekanik eşitlikteki hız ifadesi akı bileşenlerini de içerdiği için– modelden elde edilen akı bileşenlerinin de doğrulandığı anlamında yorumlanmıştır.

7.2 Önerilen Tam Dereceli Genişletilmiş Kalman Filtrelerinin Gerçeklenmesi ne İlişkin Deney Sonuçları

Burada, yöntem I, II ve IV de önerilen sırasıyla durum değişkenleri $\{i_{sa}, i_{sb}, \psi_{ra}, \psi_{rb}, \omega_m, t_L\}$, $\{i_{sa}, i_{sb}, \psi_{ra}, \psi_{rb}, \omega_m, t_L, \chi\}$ ve $\{i_{sa}, i_{sb}, \psi_{sa}, \psi_{sb}, \omega_m, t_L\}$ olan algoritmalar gerçekleştirilmiştir. Yöntem I'deki için Şekil 7.5'de görülen algoritma, yöntem II ve IV dekiler için de yine benzer yapıda algoritmalar kullanılmıştır.



Şekil 7.5 $\{i_{sa}, i_{sb}, \psi_{ra}, \psi_{rb}, \omega_m, t_L\}$ durum değişkenli TDGKF'ye ilişkin gerçekleştirilme algoritması.

Her üç algoritmada, ölçülen faz gerilimleri ve akımları TDGKF'ye giriş olarak uygulanmış, endüklenen moment ve hız sadece kestiri mdoğrul uğunu test etmek için kullanılmıştır.

Diğer taraftan, TDGKF algoritmasındaki matris işlemleri Matlab® mfile ortamında *Symbolic Math Toolbox* kullanılarak sadeleştirilip, ardışıl yapıda *çarpımların toplanmaları* biçimine getirilmiştir. Böylece, DS1104 kontrolörünün gerçek zamanlı hesap yükü azaltılmış olmaktadır. Algoritmalarda kullanılan kovaryans matrislerinin değerleri ise aşağıdaki gibidir:

$\{i_{sa}, i_{sb}, \psi_{ra}, \psi_{rb}, \omega_m, t_L\}$ durum değişkenli algoritma için:

$$P_0 = \text{diag} \{1[A^2] \quad 1[A^2] \quad 1[Wb^2] \quad 1[Wb^2] \quad 1[(rad/s)^2] \quad 1[(N.m)^2]\}$$

$$G = \text{diag} \{1.5 \times 10^{-11}[A^2] \quad 1.5 \times 10^{-11}[A^2] \quad 10^{-15}[Wb^2] \quad 10^{-15}[Wb^2] \quad 10^{-15}[(rad/s)^2] \quad 10^{-15}[(N.m)^2]\}$$

$$R = \text{diag} \{1.5 \times 10^{-7}[A^2] \quad 1.5 \times 10^{-7}[A^2]\}$$

$$\xi = \text{diag} \{10^{-10}[V^2] \quad 10^{-10}[V^2]\}$$

$\{i_{sa}, i_{sb}, \psi_{ra}, \psi_{rb}, \omega_m, t_L, \chi\}$ durum değişkenli algoritma için:

$$P_0 = \text{diag} \{1[A^2] \quad 1[A^2] \quad 1[Wb^2] \quad 1[Wb^2] \quad 1[(rad/s)^2] \quad 1[(N.m)^2] \quad 1[\Omega^2]\}$$

$$G = \text{diag} \{1.5 \times 10^{-11}[A^2] \quad 1.5 \times 10^{-11}[A^2] \quad 10^{-15}[Wb^2] \quad 10^{-15}[Wb^2] \quad 9 \times 10^{-15}[(rad/s)^2] \quad 4 \times 10^{-15}[(N.m)^2] \quad 5 \times 10^{-16}[\Omega^2]\}$$

$$R = \text{diag} \{1.5 \times 10^{-7}[A^2] \quad 1.5 \times 10^{-7}[A^2]\}$$

$$\xi = \text{diag} \{10^{-10}[V^2] \quad 10^{-10}[V^2]\}$$

$\{i_{sa}, i_{sb}, \psi_{sa}, \psi_{sb}, \omega_m, t_L\}$ durum değişkenli algoritma için:

$$P_0 = \text{diag} \{10[A^2] \quad 10[A^2] \quad 10[Wb^2] \quad 10[Wb^2] \quad 10[(rad/s)^2] \quad 10[(N.m)^2]\}$$

$$G = \text{diag} \{1.4 \times 10^{-12}[A^2] \quad 1.4 \times 10^{-12}[A^2] \quad 1.3 \times 10^{-12}[Wb^2] \quad 1.3 \times 10^{-12}[Wb^2] \quad 9.6 \times 10^{-14}[(rad/s)^2] \quad 1.4 \times 10^{-12}[(N.m)^2]\}$$

$$R = \text{diag} \{1.5 \times 10^{-7}[A^2] \quad 1.5 \times 10^{-7}[A^2]\}$$

$$\xi = \text{diag} \{10^{-10}[V^2] \quad 10^{-10}[V^2]\}$$

Kovaryans matrisleri P_0 , G ve R , arzu edilen kestirim doğruluğu ve dinamiğini elde etmek üzere tasarım parametresi olarak kullanılıp, deneysel deneme-yanılma

yöntemiyle belirlenmiştir. ξ ise önce analog-sayısal dönüştürücünün kelimeler uzunluğu dikkate alınarak yapılabilecek mutlak hatadan hesaplanmıştır. Ancak DS1104 üzerindeki analog-sayısal dönüştürücünün kelimeler uzunluğu yeterli kadar iyi olduğu için (kanal çoğullama tipleri-16 bit, bağımsızlar -12 bit) ξ 'nin kestirimi başarımla katkısının çok az olduğu gözlenmiştir. Bu nedenle de 10^{-10} gibi küçük bir değer atanmıştır. Ancak kelimeler uzunluğunun sınırlı olduğu dönüştürücüler kullanıldığında kestirim başarımları daha çok etkin olacağı açıktır.

Örneklere zamanları $T = 100 \mu s$ alınarak yapılan deney sonuçları

- Durum değişkenleri $\{i_{sa}, i_{sb}, \psi_{ra}, \psi_{rb}, \omega_m, t_L\}$ dan yöntem I için EK H de
- Durum değişkenleri $\{i_{sa}, i_{sb}, \psi_{ra}, \psi_{rb}, \omega_m, t_L, \chi\}$ dan yöntem II için EK I da
- Durum değişkenleri $\{i_{sa}, i_{sb}, \psi_{sa}, \psi_{sb}, \omega_m, t_L\}$ dan yöntem I için EK I' de

sunulmuştur.

Başarımları için EK H de; ilk olarak, a.a sürücüsü ile beslenen SKAS M sabit hızda dönerken basamak biçiminde yüklü (Şekil H 1). İkinci olarak, SKAS M yüklü ve sabit hızda dönerken, sürücü yardımıyla hız (ve bu nedenle yük) terslendirilmiştir (Şekil H 2). Son olarak, *çok düşük hızlar için* algoritmanın kestirim doğruluğu ve karallığı gösterilmiştir (Şekil H 3).

EK I' da, yine sürücü üzerinden beslenen SKAS M yüklü ve sabit hızda dönerken, basamak biçiminde yükü boşaltılmıştır (Şekil I. 1). Sonra EK H de olduğu gibi hız ve yük terslendirilmiştir (Şekil I. 2). Daha sonra, öncelikle rotor direnci belirsizliklerini temsil eden χ 'in kestirim başarımları etkisi gösterilmiştir (Şekil I. 3).

EK I' de ise, EK H dekinin tersine ilk olarak, sürücü üzerinden beslenen SKAS M yüklü ve sabit hızda dönerken, basamak biçiminde yükü boşaltılmıştır (Şekil I. 1). Sonra EK H de yapıldığı gibi hız ve yük terslendirilmiş (Şekil I. 2) ve *çok düşük hızlar için* algoritmanın kestirim doğruluğu ve karallığı gösterilmiştir (Şekil I. 3).

EK H I ve I' deki deneysel sonuçlar incelendiğinde aşağıdaki değerlendirmeler ve gözlemler yapılmıştır:

- Her üç algoritma için başlangıç değerleri sıfır alınarak yapılan kestirimler yükün ve hızın ani değişimlerinde bile oldukça iyidir.

- TDGKF'lerde yük sabit parametre gibi tanımlanmasına rağmen, sürücü ile hızla bağlı doğrusal değişim yaptırılarak algoritmalar zorlanmıştır. Buna rağmen algoritmaların kararlılığı ve izleme başarısını kabul edilebilir ölçüdedir. Ayrıca bu durumda oluşan maksimum hataların, değişim hızının yavaşlatılmasıyla azaldığı görülmüştür.
- Şekil I.2'de görüldüğü gibi $\hat{\chi}$ 'de terslendirme durumu için bir çökme olmaktadır. Diğer taraftan, rotor direncinin sıcaklık ve frekans ile değiştiği de bilinmektedir. Bunun için SKASM'ye uygulanan besleme geriliminin frekansı ve mekanik hız ölçülerek, rotor devresi frekansının değişimi incelenmiş ve bu değişimlerin, öncelikle $\hat{\chi}$ 'de çökmeye neden olduğu kanısına varılmıştır. Daha sonra, *yöntem I* ve -IV'deki algoritmalar ile $\hat{\chi}$ kestirimini yapılıncasına rağmen terslendirme durumundaki (Şekil H.2, Şekil I.2 ve Şekil İ.2) benzer hız ve moment kestirimlerinin elde edilme nedenleri araştırılmış ve yapılan deneyler düşük hızlara inildikçe –yük momenti azaldığı için– geliştirilen algoritmanın rotor direnci değişimlerinden etkilenmediğini göstermiştir. Hatta çok düşük hızlarda bu etki yok denecek kadar azalmaktadır.
- SKASM'nin farklı çalışma koşulları için yapılan deneylerle, *yöntem I* ve -IV'deki algoritmalar ile *yöntem II*'deki algoritmaların birbirinden daha iyi olduğu durumlar belirlenmiştir. Örneğin Şekil H.3'de, SKASM 10[rpm]'de dönerken geçici bir süre için ($\approx 80[s]$) *sıfır hızda* ve *boşta* (model tabanlı gözlemleyiciler için en kötü durumda) çalıştırılmış ve tekrar 10[rpm]'de döndürülmüştür. Buna rağmen önerilen gözlemleyici, kestirim kararlılığını ve doğruluğunu koruyabilmektedir. Ayrıca yine Şekil H.3'de *sürekli hal* için 5[rpm] gibi *çok düşük hızlarda* bile oldukça iyi başarı elde edilmiştir. Şekil H.3'deki ne benzer başarımlar Şekil İ.3'de de elde edilmiştir. Diğer taraftan Şekil I.3 ise *yöntem II*'de önerilen algoritmanın yüksek hızlarda *yöntem I*'dekine daha iyi bir başarıma sahip olduğunu göstermektedir. Burada algoritmalardeki rotor dirençleri önce $R_r' : R_{rN}' \rightarrow 1\Omega$ 'a getirilerek hata oluşturulmuş ve tekrar $R_r' : 1\Omega \rightarrow R_{rN}'$ doğru değerlerine getirilmiştir. Bu durumda *yöntem II*'deki algoritma oluşturulan rotor direnci hatasını $\hat{\chi}$ (öncelikle rotor direnci değişimlerini temsil eden belirsizlikler) ile algılayıp,

kestiri m doğruluğunu korurken, *yöntem I*'deki algoritma beklenen sonucu vermekte yani bu hatayı gidermektedir.

- Her üç algoritma özellikle düşük hızlarda, statör direnci değişimlerine duyarlıdır. İyi bir başarımlar için statör direnci kestiriminin de algoritmalara güncellenmesi gerekmektedir.

Özetle, gerçekleştirilen bu algoritmalar yük ve hızın ani değişimlerinde ve özellikle *yöntem I* ve *-IV*deki kısa süreli sıfır hızda ve sürekli hal için çok düşük hızlarda, *yöntem II*'deki ise rotor direnci değişimlerine dayanıklı yüksek hızlarda deneysel olarak oldukça iyi başarımlar göstermiştir.

8. SONUÇLAR VE TARTIŞMA

Bu çalışmada, SKAS M'nin hız algılayıcısız ya da algılayıcısız vektör kontrolü ve doğrudan moment kontrolü için GKF tabanlı tam dereceli ve indirgenmiş dereceli gözlemleyiciler tasarlanmıştır. Bu amaçla, analog sayısal dönüştürücünün kelimeler uzunluğunun sınırlı olması nedeniyle oluşabilecek yuvarlama (quantization) hatalarını da gözönüne alan *mevcut yaklaşımlardan farklı bir GKF algoritması* kullanılarak, çıkış olarak ölçülen statör akımlarının yanı sıra yüksek başarımı kontrol açısından önemli olan *akı bileşenleri, rotor hızı, sürtünme terimleri de içeren yük momenti ve rotor direnci (ya da öncelikle rotor direnci değişimlerini içeren belirsizlik)* kestirimlerinin tümü ya da bir kısmı hembenzetimlerle hem de deneysel olarak gerçekleştirilmiştir.

Başlangıç değerlerinin sıfır alındığı ve mekanik hareket eşitliğinin kullanıldığı önerilen algoritmalar ile kestirilen durum ya da parametrelerin ani değişimlerinde bile oldukça iyi sonuçlar alınmıştır. Deney ve benzetim çalışmalarıyla herhangi bir yüksek frekanslı işaret ekleneksizin akı bileşenleri ve hızın yanı sıra, sürtünme terimlerini de içeren yük momentiyle birlikte rotor direncinin eş zamanlı olarak kestirilebildiğinin gösterilmesi ve akı bileşenleri, hız ve yük momentinin kestirildiği önerilen algoritmalar ile kısa bir süre ($\cong 80 [s]$) için *boşta ve sıfır hızda*, sürekli hal için $5 [rpm]$ 'de deneysel olarak kestirim doğruluğu ve kararlılığının korunabilmesi; yalnız GKF açısından değil, elde edilebilen model tabanlı diğer yaklaşımlara ilişkin literatür açısından da yeni sonuçlardır.

Ancak, tasarlanan algoritmalar özellikle düşük hızlarda statör direnci değişimlerine duyarlıdır. Bu yüzden iyi bir başarımlık için statör direnci değişimlerinin de algoritmalara güncellenmesi gerekmektedir.

Diğer taraftan, deneysel-yenilme yöntemiyle GKF'deki kovaryans matrisleri değerlerinin belirlenmesi, özellikle kestirilen durum ve parametre sayısının artmasıyla güçleşmektedir. Bu nedenle matris değerlerinin hesaplanması sağlayan yeni yöntemlere gereksinim vardır.

Ayrıca, SKAS M'nin parametrelerini belirlemek üzere yapılan boşta çalışma ve kilitli rotor deneylerinden bulunan toplam kaçak endüktans'ın, stator ve rotor tarafına ilişkin tecrübeyle verilen ağırlıkları her zaman kesin değerleri yansıtmamaktadır. Bunun için SKAS M'yi üreten firmaya başvurmalı ya da endüktansların gerçek-zamanlı/zamandan bağımsız olarak hesaplandığı diğer yöntemler incelenmeli ve ayrıntılı deneyler yapılmalıdır.

Sonuç olarak, GKF'nin diğer algoritmalara göre fazla hesap yükü içermesi ve bu nedenle yüksek hızlı ve doğruluklu işlemler gerektirmesi, günümüz tasarımları açısından bir sakınca olarak görülse de gelecekteki teknolojik gelişmeler ve buna bağlı olarak işlem maliyetlerindeki azalmalar, GKF ve GKF tabanlı karma yöntemlerle tasarlanan algoritmaların motor kontrol endüstrisinde kullanıma yol açacağı söylenebilir.

KAYNAKLAR

- Akin B, Orguner, U and Ersak, A**, 2003. State estimation of induction motor using unscented Kalman filter, *Proceedings of the IEEE Conference on Control Applications (CCA 2003)*, **1**, 915–919.
- Akin E, Ertan H B and Uctug M Y**, 1994. A method for stator resistance measurement suitable for vector control, *Proceedings of the IEEE 20th International Conference on Control and Instrumentation (IECON' 94)*, **3**, 2122–2126.
- Al-Tayie, J. K and Acarnley, P. P.**, 1997. 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.
- Atkinson, D. J., Acarnley, P. P. and Finch, J. W.**, 1991. Observers for induction motor state and parameter estimation, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **27** (6), 1119–1127.
- Barut, M.**, 1997. Karton kesme bıçaklarının yürüyen banda senkronizasyonu, Yüksek Lisans Tezi, NÜ Fen Bilimleri Enstitüsü, Nğde.
- Barut, M, Bogosyan, O S and Gokasan M**, 2002a. Geniştirilmiş Kalman Filtresi tabanlı akı, hız ve yük momenti kestiricisi, *Proceedings of the Turkish National Automatic Control Committee Conference (TOK 2002)*, 211–217.
- Barut, M, Bogosyan, O. S and Gokasan M**, 2002b. EKF based Estimation for direct vector control of Induction motors, *Proceedings of the IEEE 28th Annual Conference on Industrial Electronics Society (IECON' 02)*, **2**, 1710-1715.
- Barut, M, Bogosyan, O S and Gokasan M**, 2003a. Sensorless Direct Vector Control Of Induction Motors Using EKF Algorithm *Proceedings of the International Conference on Mathematics and Informatics for Industry (MI-2003)*, 22–29.
- Barut, M, Gokasan M and Bogosyan, O S**, 2003b. EKF based sensorless direct vector control of induction motors, *Proceedings of the IEEE 29th Annual Conference on Industrial Electronics Society (IECON' 03)*, **1**, 318–322.
- Barut, M, Bogosyan, O. S and Gokasan M**, 2003c. An EKF based reduced order estimator for the sensorless control of IMs, *Proceedings of the IEEE Conference on Control Applications (CCA' 03)*, **1**, 1256–1261.
- Barut, M, Gokasan, M and Bogosyan, O S**, 2003d. EKF Based Speed sensorless Direct Torque Control System for Induction Motors, *Proceedings of the third International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO' 03)*, 319–323.
- Barut, M, Gokasan M and Bogosyan, O S**, 2004. EKF Based Estimator For Sensorless Direct Torque Control of Induction Motors, *Proceedings of the International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics (ACEMP 04)*, 515–520.

- Barut, M, Bogosyan, O S and Gokasan M,** 2005a. Speed Sensorless Direct Torque Control of IM with Rotor Resistance Estimation, *Energy Conversion and Management (Elsevier)*, **46**(3), 335–349.
- Barut, M, Bogosyan, O S and Gokasan M,** 2005b. An EKF Based Estimator for Speed Sensorless Vector Control of Induction Motors, *Electric Power Components & Systems, formerly Electric Machines And Power Systems, Taylor–Francis*, **33**(7), 727–744.
- Bellini, A, Bifaretti, S. and Costantini, S,** 2001. A reduced order Kalman observer for induction motor flux estimation, *Proceedings of the European Conference on Power Electronics and Application (EPE) Annual Meeting*, CD ROM
- Ben-Brahim L and Tadakuma, S,** 1998. Practical considerations for sensorless induction motor drive system, *Proceedings of the IEEE 24th International Conference on Control and Instrumentation (IECON'98)*, **2**, 1002–1007.
- Ben-Brahim L, Tadakuma, S and Adkag, A** 1999. Speed control of induction motor without rotational transducers, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **35**, 844–850.
- Benchai b, A, Rachid A, Audrezet, E and Tadjine, M,** 1999a. Real-time sliding-mode observer and control of an induction motor, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **46**(1), 128–138.
- Benchai b, A, Rachid A and Audrezet, E,** 1999b. Sliding mode input-output linearization and field orientation for real-time control of induction motors, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **14**(1), 3–13.
- Bezesky, D M and Kreitzer, S,** 2003. Selecting ASD systems, *IEEE Industry Applications Magazine*, **9**(4), 39–49.
- Bir, A,** 1999. Otomatik Kontrol Sistemleri, Literatür Yayıncılık İstanbul.
- Bogard, D E, Osson, G and Lorenz, R D,** 1995. Accuracy issues for parameter estimation of field oriented induction machine drives, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **31**(4), 795–801.
- Bogosyan, O S, Gokasan, M and Hajiye, C,** 2001. An application of EKF for the position control of a single link arm, *Proceedings of the IEEE 27th International Conference on Control and Instrumentation (IECON'01)*, **1**, 564–569.
- Bose, B K,** 1997. High performance control and estimation in AC drives, *Proceedings of the IEEE 23rd International Conference on Control and Instrumentation (IECON'97)*, **2**, 377–385.
- Bose, B K,** 2000. Fuzzy logic and neural networks in power electronics and drives, *IEEE Industry Applications Magazine*, **6**(3), 57–63.
- Bose, B K,** 2002. Modern Power Electronics and AC Drives, Prentice Hall PTR, New Jersey.
- Brdys, M A and Du, T,** 1991. Algorithms for joint state and parameter estimation in induction motor drive systems, *Proceedings of the IEEE International Conference on Control*, **2**, 915–920.
- Campbell, J A, Sumner, M and Curtis, M,** 2000. An improved sensorless vector controlled induction motor drive employing artificial neural networks for stator resistance estimation, *Proceedings of the 8th IEEE International Conference on*

Power Electronics and Variable Speed Drives, IEE Conf. Publ. No 475, 274–279.

- Casadei, D, Profumo, E and Tani, A**, 2002. FOC and DTC two viable schemes for induction motors torque control, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **17**(5), 779–787.
- Chen, E and Dunnigan M G**, 2002. Comparative study of a sliding-mode observer and Kalman filters for full state estimation in an induction machine, *IEE Proceedings-Electric Power Applications*, **149**(1), 53–64.
- Chapman, S J**, 1999. *Electric Machinery Fundamentals*, The McGraw-Hill Comp., Columbus.
- Cupertino, E, Lattanzi, A, Salvatore, L, Stasi, S**, 1999. Induction motor control in the low-speed range using EKF- and LKF-based algorithms, *Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE'99)*, **3**, 1244–1249.
- Dal, M and Sabanovic, A**, 2002. A new approach for flux and speed estimation in induction motor, *Proceedings of the IEEE 7th International Workshop on Advanced Motion Control*, 148–152.
- Derdiyok, A, Guven, M K, Rehman, H, Inanc, N and Longya X**, 2002. Design and implementation of a new sliding-mode observer for speed-sensorless control of induction machine, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **49**(5), 1177–1182.
- Derdiyok, A**, 2003. Simple method for speed and rotor resistance estimation of induction machines, *IEE Proceedings on Electric Power Applications*, **150**(3), 289–294.
- Doki, S, Kinpara, Y, Okuma, S and Sangwongwanich, S**, 1993. Unified interpretation of indirect and direct vector control [of electric machines], *Proceedings of the IEEE Power Conversion Conference*, 297–302.
- Dorf, R C**, 2000. *The Electrical Engineering Handbook*, CRC Press, Boca Raton.
- Du, T and Brdys, M A**, 1993a. Shaft speed, load torque and rotor flux estimation of induction motor drive using an extended Luenberger observer, *Proceedings of the IEEE 6th International Conference on Electrical Machines and Drives*, **376**, 179–184.
- Du, T and Brdys, M A**, 1993b. Implementation of extended Luenberger observers for joint state and parameter estimation of PWM induction motor drive, *Proceedings of the IEEE 5th European Conference on Power Electronics and Applications*, **4**, 439–444.
- Du, T, Vas, P and Stronach, E**, 1995. 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.
- Faa-Jeng L, Rong-Jong W, Chi-Hong L and Da-Chung L**, 2000. Decoupled stator-flux-oriented induction motor drive with fuzzy neural network uncertainty observer, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **47**(2), 356–367.
- Faiz, J and Sharifian, M B B**, 2001. Different techniques for real time estimation of an induction motor rotor resistance in sensorless direct torque control for electric vehicle, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, **16**(1), 104–109.

- Fang-Zheng P. and Fukao, T.**, 1994. Robust speed identification for speed-sensorless vector control of induction motors, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **30**(5), 1234–1240.
- Finch J. W., Atkinson D. J. and Acarnley P. P.**, 1998. Full-order estimator for induction motor states and parameters, *IEEE Proceedings on Electric Power Applications*, **145**(3) 169–179.
- Floquet, T., Barbot, J.-P. and Perruquetti, W.**, 2002. A finite time observer for flux estimation in the induction machine, *Proceedings of the IEEE International Conference on Control Applications*, **2**, 1303–1308.
- Garcia Soto, G., Mendes, E. and Razeq, A.**, 1999. Reduced-order observers for rotor flux, rotor resistance and speed estimation for vector controlled induction motor drives using the extended Kalman filter technique, *IEEE Proceedings on Electric Power Applications*, **146**(3), 282–288.
- Goedtel, A., Nunes da Silva, I., Amaral Serni, P.J. and Avolio, E.**, 2002. Load torque estimation in induction motors using artificial neural networks, *Proceedings of the IEEE International Joint Conference on Neural Networks (IJCNN'02)*, **2**, 1379–1384.
- Göktaşan, M.**, 1989. Sıncap Kafesli Asenkron makinelerde modern kontrol yöntemlerinin uygulanması, *Doktora Tezi*, İTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- Haykin, S.**, 2001. Kalman Filtering and Neural Networks, John Wiley & Sons Inc., New York.
- Holtz, J.**, 2002. Sensorless control of induction motor drives, *Proceedings of the IEEE*, **90**(8), 1359–1394.
- Hou-Tsan L., Li-Chen E., Dong-Shiuh W. and Lee-Jyi W.**, 2002. Nonlinear adaptive control of induction motor with unknown rotor resistance, *Proceedings of the IEEE 41st Conference on Decision and Control*, **1**, 480–485.
- Hung, J. Y., Gao, W. and Hung, J. C.**, 1993. Variable structure control: a survey, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **40**(1), 2–22.
- Idris, N. R. N., Yatima A. H. M.**, 2000. An improved stator flux estimation in steady state operation for direct torque control of induction machines, *Proceedings of the IEEE Industry Applications Conference (IAS)*, **3**, 1353–1359.
- IEEE STD-112**, 1996. IEEE standard test procedure for polyphase induction motors and generators, *The Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc.*, New York.
- Jansen, P. L. and Lorenz R. D.**, 1994. 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.
- Jezernik, K., Curk, B., Harnik, J. and Sabanovic, A.**, 1996. Discontinuous and continuous sliding mode motion control, *Proceedings of the IEEE 4th International Workshop on Advanced Motion Control (AMC'96-ME)*, **1**, 401–406.
- Jinsheng, J. and Holtz, J.**, 1997. Accurate estimation of rotor position and speed of induction motors near standstill, *Proceedings of the IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, **1**, 1–5.
- Jooho, S., Kyo-Beum L., Joong-Ho, S., Ick, C. and Kwang-Bae, K.**, 2000. Sensorless vector control of induction motor using a novel reduced-order extended

- Luenberger observer, *Proceedings of the IEEE Conference on Industry Applications*, **3**, 1828–1834.
- Kabbaj H, Roboam X, Lefevre Y and Faucher J.**, 1997. Skin effect characterization induction machine, *Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE'97)*, **2**, 532–536.
- Kalman, R E.**, 1960. A new approach to linear filtering and prediction problems, *Transactions of the ASME – Journal of Basic Engineering*, **82**(D), 35–45.
- Kang J.-K and Sul, S-K.**, 1999. New direct torque control of induction motor for minimum torque ripple and constant switching frequency, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **35**(5), 1076–1082.
- Karanayil, B, Rahman, ME and Grantham C.**, 2002a. Speed sensorless vector controlled induction motor drive with rotor time constant identification using artificial neural networks, *Proceedings of the IEEE International Symposium on Intelligent Control*, 715–720.
- Karanayil, B, Rahman, ME and Grantham C.**, 2002b. An implementation of a programmable cascaded low pass filter for a rotor flux synthesizer for an induction motor drive, *Proceedings of the IEEE 33rd Annual Conference on Power Electronics Specialist (PESC 02)*, **4**, 1965–1970.
- Karanayil, B, Rahman, ME and Grantham C.**, 2003. Investigation of an on-line rotor resistance identification with a new stator resistance observer for induction motor drive using artificial neural networks, *Proceedings of the IEEE 34th Annual Conference on Power Electronics Specialist (PESC 2003)*, **4**, 1883–1888.
- Kazmierkowski M P.**, 1994. Automatic Control of Converter-Fed Drives, Polish Scientific Publishers, Warszawa.
- Kazmierkowski, MP, Sobczuk, DL and Filipczak, P Z.**, 1997. Sensorless control of induction motor using a neural network for speed estimation, *Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE 97)*, **3**, 1242–1246.
- Keertipala, W WL, Chun, MH and Duggal, B R.**, 1997. Microprocessor Implementation of field-oriented control of induction motors using ANN observer, *Microprocessor and Microsystems*, **21**, 105–112.
- Khan, F M.**, 1999. Sensor-less flux determination in induction motor based upon saturation effects using high-frequency magnetizing current, *PhD Thesis*, MSU Michigan.
- Kim S H, Park, T S, Yoo, J Y and Park, G T.**, 2001. Speed sensorless vector control of an induction motor using neural network speed estimation, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **48**, 609–614.
- Kojabadi, H M, Chang, L, Doraswami, R.**, 2002. Recent progress in sensorless vector-controlled induction motor drives, *Large Engineering Systems Conference on Power Engineering (LESCOPE 02)*, 80–85.
- Kubota, H, Matsuse, K and Nakano, T.**, 1993. DSP-based speed adaptive flux observer of induction motor, *IEEE Transactions on Industry Application*, **29**(2), 344–348.

- Kumapati, S N and Kannan P.**, 1990. Identification and control of dynamical systems using neural networks, *IEEE Transactions on Neural Networks*, **1**, 4–27.
- Kutman, T.**, 1999. Asenkron Makinaların Kontrolü, Ders Notu, İTÜ İstanbul.
- Lai, Y S and Chen, J.-H.** 2001. A new approach to direct torque control of induction motor drives for constant inverter switching frequency and torque ripple reduction, *IEEE Transaction on Energy Conversion*, **16**(3), 220–227.
- Landau, Y D.**, 1979. Adaptive Control: The Model Reference Approach, Marcel Dekker Inc., New York
- Le-Huy, H.**, 1999. Comparison of field-oriented control and direct torque control for induction motor drives, *Proceedings of the IEEE Industry Applications Conference (IAS)*, **2**, 1245–1252.
- Lee, C-M and Chen, C-L.**, 1998. Observer-based speed estimation method for sensorless vector control of induction motors, *IEEE Proceedings on Control Theory and Applications*, **145**(3), 359–363.
- Lin F.-J.**, 1996. Robust speed-controlled induction motor drive using EKF and RLS estimators, *IEEE Proceedings on Electric Power Applications*, **143** (3), 186–192.
- Lin F.-J., Wei, R.-J. and Shie, H.-J.**, 1998a. Robust control of induction motor drive with rotor time-constant adaptation, *Electric Power Systems Research*, **47**, 1–9.
- Lin F.-J., Wei, R.-J., Kuo, R.-H and Li, D.-C.**, 1998b. A comparative study of sliding mode and model reference adaptive speed observers for induction motor drive, *Electric Power systems Research*, **44**, 163–174.
- Luenberger, D G.**, 1971. An Introduction to observers, *IEEE Transactions on Automatic control*, **16** (6), 596–602.
- Lorenz, R D, Lipo, T A and Novotny, D W.**, 1994. Motion control with induction motors, *Proceedings of the IEEE*, **82**(8), 1215–1240.
- Maes, J. and Melkebeek, J. A.**, 2000. Speed-sensorless direct torque control of induction motors using an adaptive flux observer, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **36**(3), 778–785.
- Marino, P., Milano, M and Vasca, E.**, 1999. Linear quadratic state feedback and robust neural network estimator for field-oriented-controlled induction motors, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **46**(1), 150–161.
- Martins, C A and Carvalho, A S.**, 2001. Technological trends in induction motor electrical drives, *Proceedings of the IEEE Porto Power Tech Proceedings*, **2**, 7.
- Maybeck, P. S.**, 1979. Stochastic Models, Estimation and Control, Volume 1, Academic Press Inc., New York
- Menna, M, Touhami, O and Ibtouen, R.**, 2003. Estimation of rotor resistance of an induction motor using extended Kalman filter and spiral vector theory, *Proceedings of the IEEE Conference on Control Applications*, **1**, 1262–1266.
- Mbucary, C E, Garcia Soto, G and Mendes, E.**, 1999. Robust rotor flux, rotor resistance and speed estimation of an induction machine using the extended Kalman filter, *Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE 99)*, **2**, 742–746.

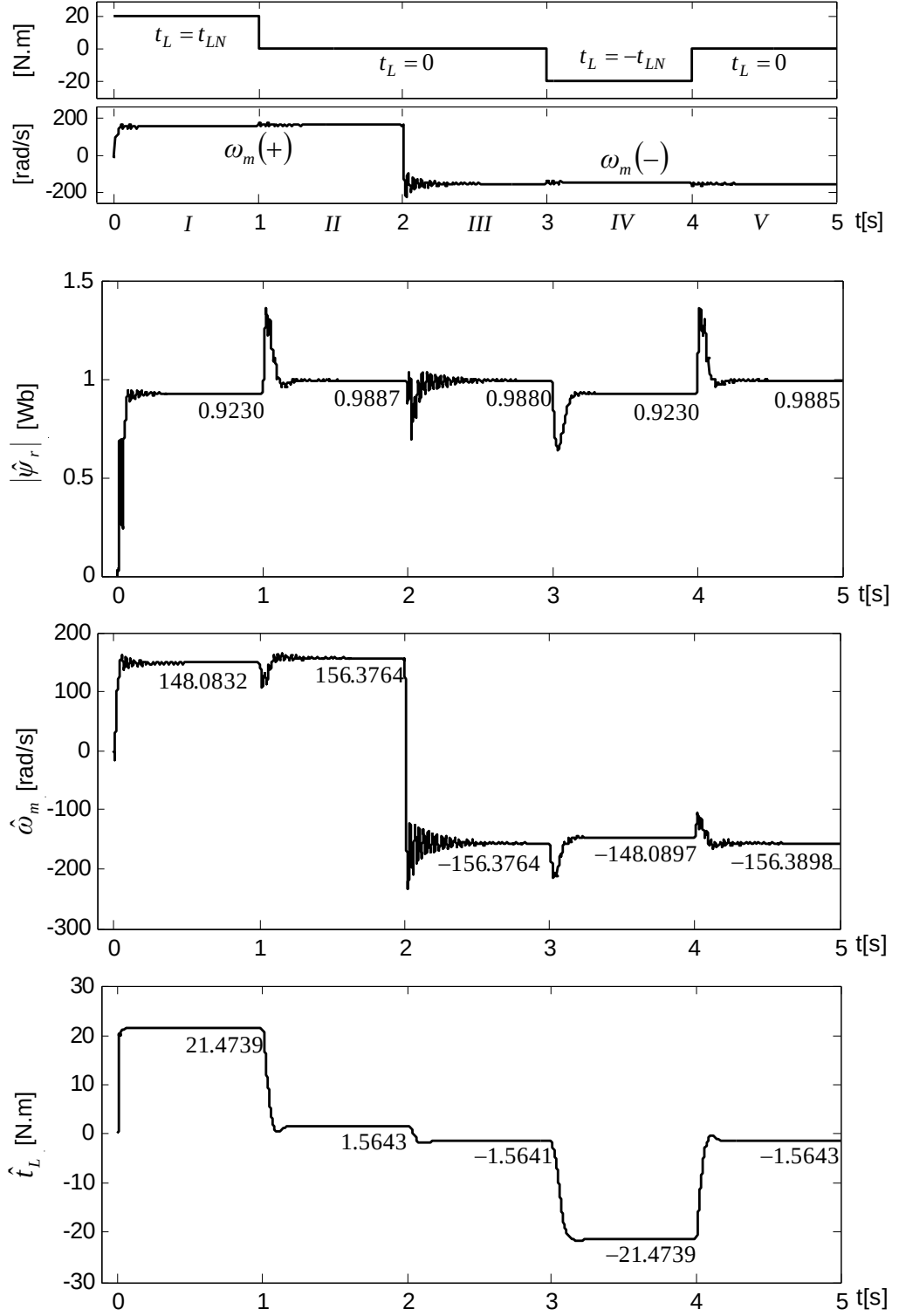
- Ogata, K**, 1990. Modern Control Engineering Prentice Hall, New Jersey.
- Ong, C- M**, 1998. Dynamic Simulation of Electric Machinery Using Matlab®/Simulink, Prentice Hall, New Jersey.
- Orłowska-Kowalska, T.**, 1989. Application of extended Luenberger observer for flux and rotor time-constant estimation in induction motor drives, *IEEE Proceedings on Control Theory and Applications*, **136**(6), 324–330.
- Ortega, R, Barabanov, N, Escobar, G and Valderrama, E**, 2001. Direct torque control of induction motors: stability analysis and performance improvement, *IEEE Transactions on Automatic Control*, **46**(8), 1209–1222.
- Pai A D, Umanand, L and Rao, N J**, 2000. Direct torque control of induction motor with extended Kalman filter, *Proceedings of the IEEE 3rd International Conference on Power Electronics and Motion Control (PEMC 2000)*, **1**, 132–137.
- Patel, G S**, 2000. Modeling Nonlinear Dynamics with Extended Kalman Filter Trained Recurrent Multilayer Perceptrons, *Master Thesis, McMaster, Hamilton*.
- Pinto, J. O, Bose, B K and Da Silva, L E B**, 2001. A stator-flux-oriented vector-controlled induction motor drive with space-vector PWM and flux-vector synthesis by neural networks, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **37**, 1308–1318.
- Proca, A, Keyhani, A and Utkin, V**, 2002. Discrete time sliding mode, continuous time sliding mode and vector control of induction motors, *International Journal of Control*, **75**(12), 901–909.
- Rashed, M, Stronach, F and Vas, P**, 2003. A stable MRAS-based sensorless vector control induction motor drive at low speeds, *Proceedings of the IEEE International Conference on Electric Machines and Drives (IEMDC 03)*, **1**, 139–144.
- Rehman, H, Derdiyok, A, Guven, M K and Longya X**, 2002. A new current model flux observer for wide speed range sensorless control of an induction machine, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **17**(6), 1041–1048.
- Rodić, M and Jezernik, K**, 2002. Speed-sensorless sliding-mode torque control of an induction motor, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **49**(1), 87–95.
- Rong-Jong W**, 2001. Hybrid control for speed sensorless induction motor drive, *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, **9**(1), 116–138.
- Salvatore, L, Stasi, S. and Tarchioni, L**, 1993. New EKF-based algorithm for flux estimation in induction machines, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **40**(5), 496–504.
- Sangwongwanich, S, Doki, S, Yonemoto, T. and Okuma, S**, 1990. Adaptive sliding observers for direct field-oriented control of induction motor, *Proceedings of the IEEE 16th Annual Conference on Industrial Electronics Society (IECON '90)*, **2**, 915–920.
- Sarıoğlu, M K**, 1996. Otomatik Kontrol II, Sistem Yayıncılık İstanbul.
- Sarıoğlu, M K, Gökaşan, M ve Boğosyan, O S**, 2003. Asenkron Makinalar ve Kontrolü, Birsen Yayınevi, İstanbul.

- Schauder, C**, 1992. Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **28**(5), 1054–1061.
- Seok H.J., Kwang K.O. and Jin Y.C.**, 2002. Flux observer with online tuning of stator and rotor resistances for induction motors, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **49**(3), 653–664.
- Shi, K.L.**, 2001. Intelligent control for an induction motor, *PhD Thesis*, PolyU Hong Kong.
- Shi, K.L., Chan, T.E., Wong, Y.K. and Ho, S.L.**, 2002. Speed estimation of an induction motor drive using an optimized extended Kalman filter, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **49**(1), 124–133.
- Shyh-Shing P., Yen-Shin L. and Chang-Huan L.**, 1998. Sensorless vector controller for induction motor drives with parameter identification, *Proceedings of the IEEE 24th Annual Conference on the Industrial Electronics Society (IECON 98)*, **2**, 1008–1013.
- Simoes, M.G. and Bose, B.K.**, 1995. Neural network based estimation of feedback signals for a vector controlled induction motor drive, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **31**, 620–629.
- Şahin, C.**, 1997. Asenkron motorların algılayıcısız akı gözlemleyicisi ve kontrolü, *Doktora Tezi*, İ.T.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- Tadakuma, S., Tanaka, I.S., Naitoh, H. and Shimane, K.**, 1997. Improvement of robustness of vector-controlled induction motors using feedforward and feedback control, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **12**, 221–227.
- Tajima, H. and Hori, Y.**, 1993. Speed sensorless field-orientation control of the induction machine, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **29**(1), 175–180.
- Takahashi, I. and Noguchi, T.**, 1986. A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **22**(5), 820–827.
- Terorde, G. and Belmans, R.**, 2002. Speed, flux and torque estimation of induction motor drives with adaptive system model, *Proceedings of the IEEE International Conference on Power Electronics, Machines and Drives*, **487**, 498–503.
- Theocharis, J. and Petridis, V.**, 1994. Neural network observer for induction motor control, *IEEE Control Systems Magazine*, **14**, 26–37.
- Toh, A.K.P., Nowicki, E.P. and Ashrafi-Zadeh, F.**, 1994. A flux estimator for field oriented control of an induction motor using an artificial neural network, *Proceedings of the IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, **1**, 585–592.
- Toliyat, H.A., Levi, E. and Raina, M.**, 2003. A review of RFO induction motor parameter estimation techniques, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, **18**(2), 271–283.
- Trzynadlowski, M.A.**, 1994. The Field Orientation Principle in Control of Induction Motors, Kluwer Academic Publishers, Massachusetts.
- Trzynadlowski, M.A.**, 2001. Control of Induction Motors, Academic Press, San Diego.
- Tsuiji, M., Tomonaga, K., Ohnishi, M. and Izumi, K.**, 2002. A novel parameter identification of vector controlled induction motor using a phase lag current

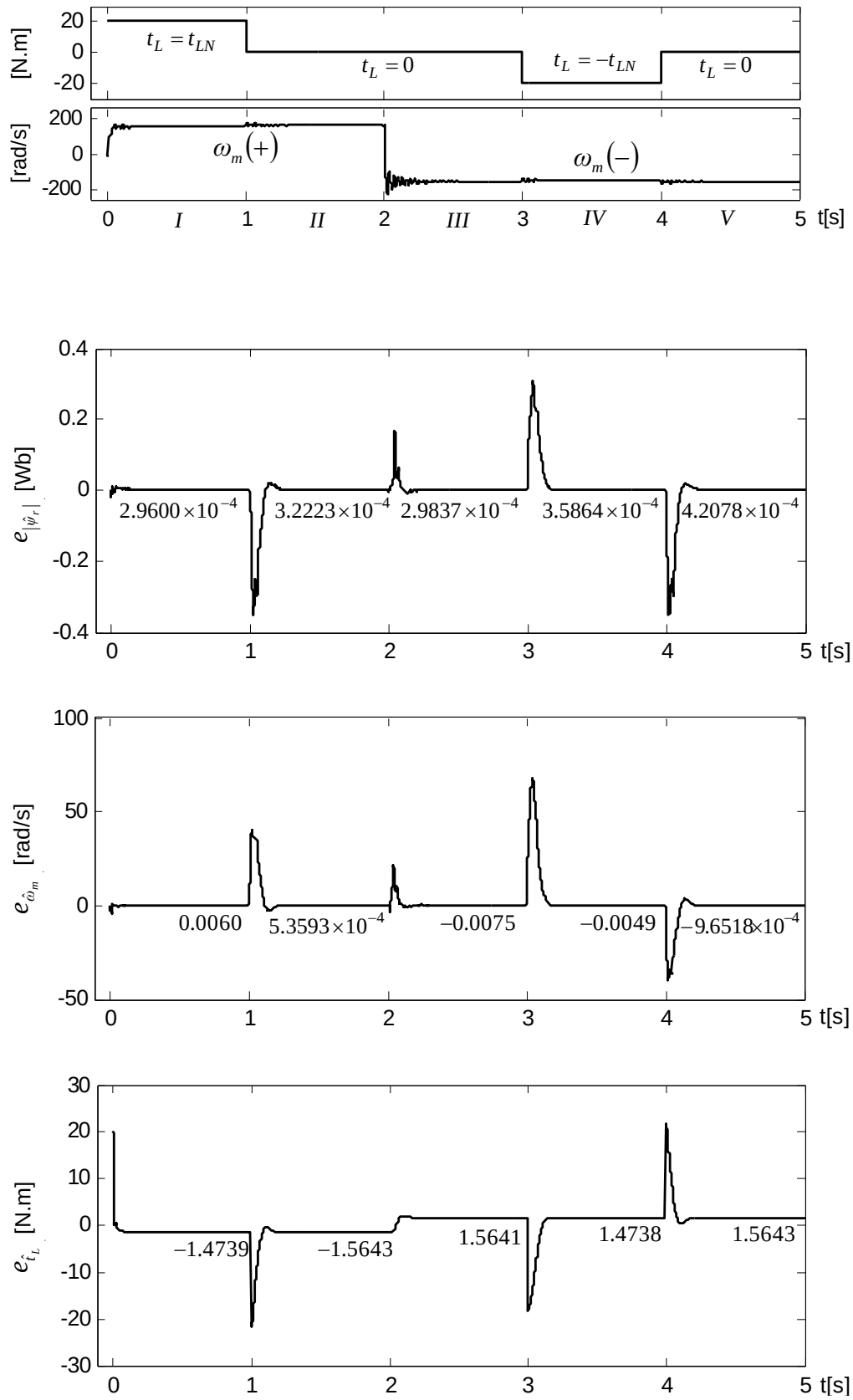
- control, *Proceedings of the IEEE 28th Annual Conference on the Industrial Electronics Society (IECON 02)*, **1**, 329–334.
- Tursini, M, Petrella, R and Parasiliti, E**, 2000. Adaptive sliding mode observer for speed-sensorless control of induction motors, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **36**(5), 1380–1387.
- Utkin V.I.**, 1992. *Sliding Modes in Control and Optimization*. Berlin New York: Springer-Verlag.
- Utkin, V.I.**, 1993a. Application oriented trends in sliding mode control theory, *Proceedings of the IEEE International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation (IECON '93)*, **3**, 1937–1942.
- Utkin, V.I.**, 1993b. Sliding mode control design principles and applications to electric drives *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **40**(1), 23–36.
- Wade S, Dunnigan M W and Williams B W**, 1995. Comparison of stochastic and deterministic parameter identification algorithms for indirect vector control, *IEE Colloquium on Vector Control and Direct Torque Control of Induction Motors*, **2**, 1–5.
- Wade, S, Dunnigan, M W and Williams, B W**, 1997. Improving the accuracy of the rotor resistance estimate for vector-controlled induction machines, *IEE Proceedings on Electric Power Applications*, **144**(5), 285–294.
- Waiyasuri, K and Sonboon S.**, 2002. A sensorless torque and speed monitoring system for electrical machines, *Proceedings of the IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT'02)*, **1**, 113–118.
- Wenqiang Y, Zhengchun J and Qang X**, 2001. A new algorithm for flux and speed estimation in induction machine, *Proceedings of the IEEE 5th International Conference on Electrical Machines and Systems*, **2**, 698–701.
- Wshart, MT and Harley R G**, 1995. Identification and control of induction machines using artificial neural networks, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **31**, 612–619.
- Xiamin, M and Youlin, G**, 2002. Extended Kalman filter for speed sensorless DTC based on DSP, *Proceedings of the IEEE 4th World Congress on Intelligent Control and Automation*, **1**, 119–122.
- Xing Y, Dunnigan, MW and Williams, B W**, 2002. A novel rotor resistance identification method for an indirect rotor flux-oriented controlled induction machine system *IEEE Transactions on Power Electronics*, **17**(3), 353–364.
- Xu, X, De Doncker, R and Novotny, D W**, 1988. Stator flux oriented control of induction machines in the field weakening region, *Proceedings of the IEEE 19th Annual Power Electronics Specialists Conference (PESC'88)*, **2**, 870–876.
- Vas, P.**, 1990. *Vector Control of AC Machines*, Clarendon Press., Oxford.
- Vas, P.**, 1998. *Sensorless Vector And Direct Torque Control*, Oxford University press, Oxford.
- Verghese, G C and Sanders, S R**, 1988. Observers for flux estimation in induction machines, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **35**(1), 85–94.

- Yang G and Chin T-H**, 1993. Adaptive-speed identification scheme for a vector-controlled speed sensorless inverter-induction motor drive, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **29**(4), 820–825.
- Ying-jun Weng and Zhong-ying Zhu**, 2002. Multi-variable adaptive observer based on Lyapunov stability theorem application for sensorless ac drive, *Proceedings of the IEEE Region 10 Conference on Computers, Communications, Control and Power Engineering (TENCON'02)*, **3**, 1491–1495.
- Yih-Neng L, Chern-Lin C**, 1999. Adaptive pseudoreduced-order flux observer for speed sensorless field-oriented control of IM, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **46**(5), 1042–1045.
- Youn-Ok C, Kang-Yeon L, Kang-Sung S, Gi-Bum K, Byung-Ho J, Geum Bae C, Hyung-Lae B and Sam Yong J**, 2001. Performance analysis of the DTC using a closed loop stator flux observer for induction motor in the low speed range, *Proceedings of the IEEE 5th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS 2001)*, **1**, 89–93.
- Young K D, Ukin V.I. and Ozguner, U**, 1999. A control engineer's guide to sliding mode control, *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, **7**(3), 328–342.
- Young-Real, K, Seung-K, S and Min-Ho, P**, 1994. Speed sensorless vector control of induction motor using extended Kalman filter, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **30**(5), 1225–1233.

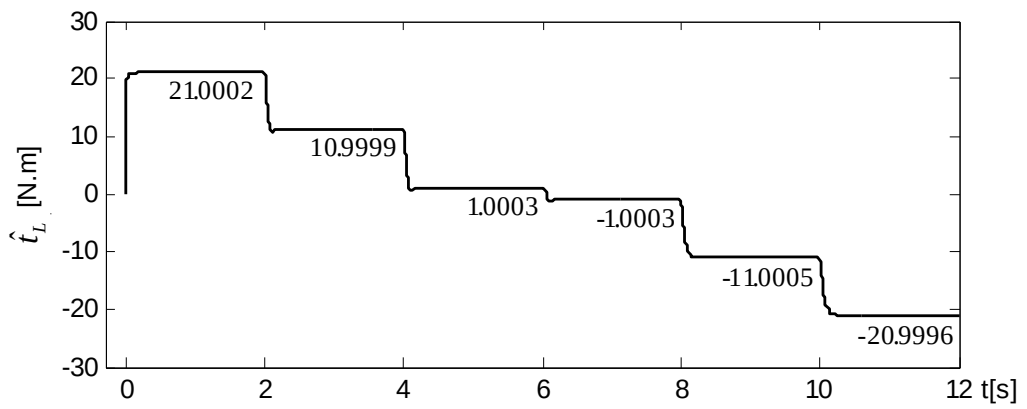
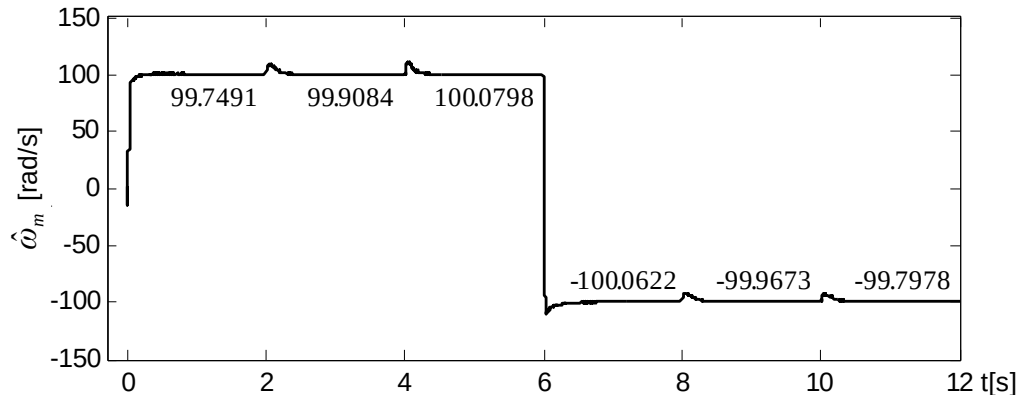
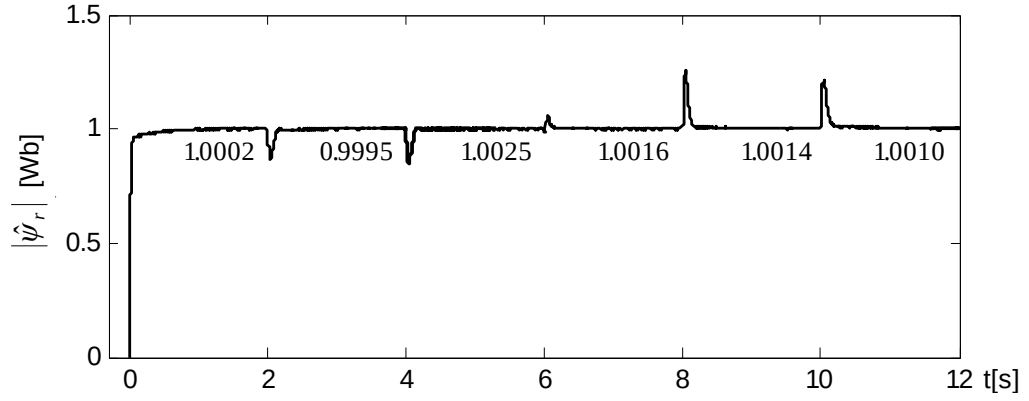
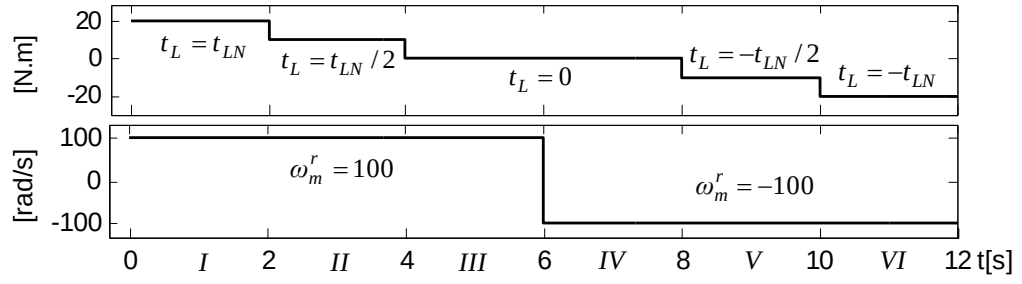
EK A



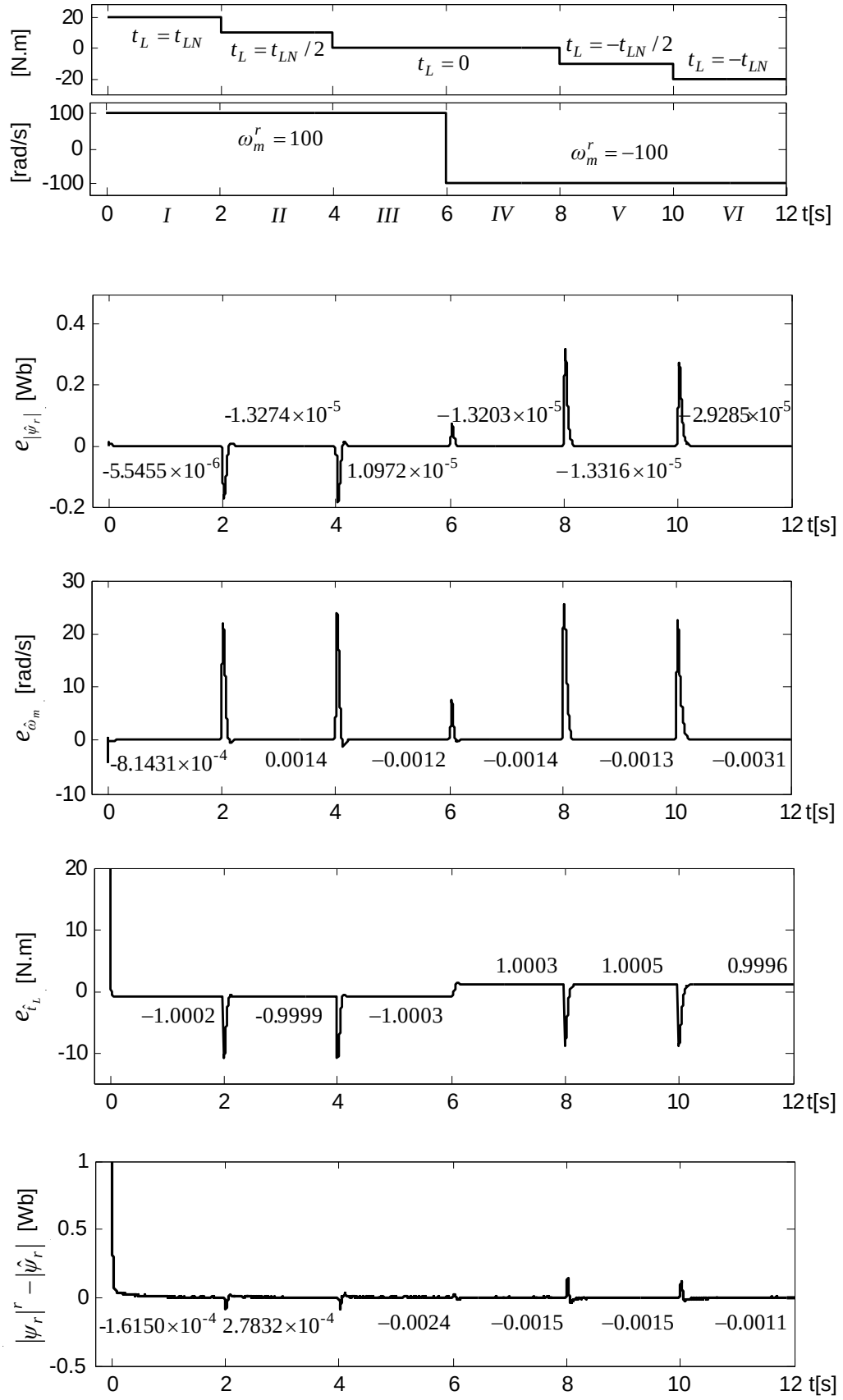
Şekil A 1 Parametre ve durum kestirimlerinin benzetim sonuçları.



Şekil A2 Gerçek ile kestirilen arasındaki fark olarak tanımlanan kestirim hatalarına ilişkin benzetim sonuçları.

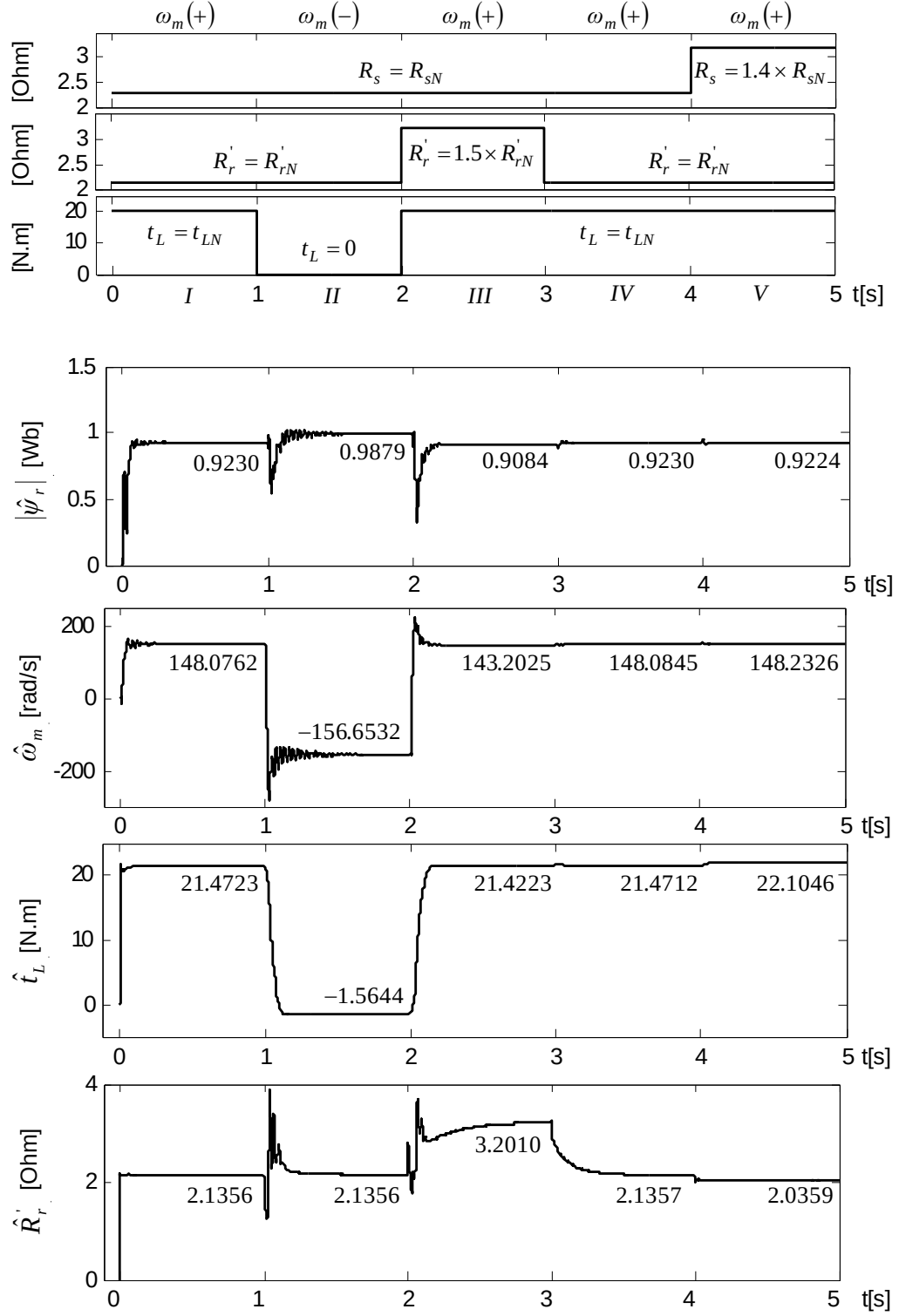


Şekil A3 Doğrudan vektör kontrol sisteminde kullanılan TDGKF'ye ilişkin parametre ve durum kestirimlerinin benzetim sonuçları.

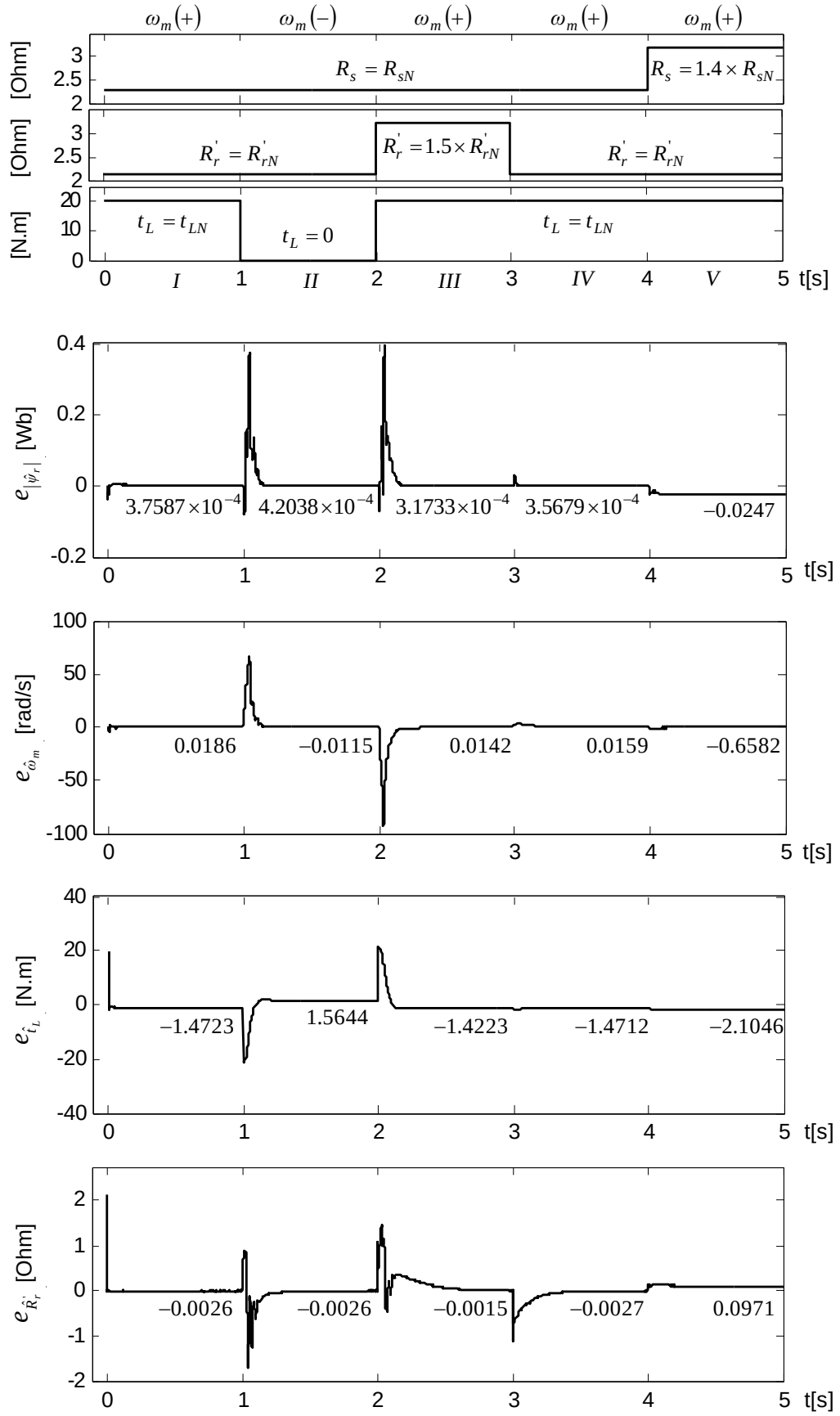


Şekil A4 Doğrudan vektör kontrol sistemindeki kestiri mve kontrol ör hatalarına ilişkin benzetim sonuçları.

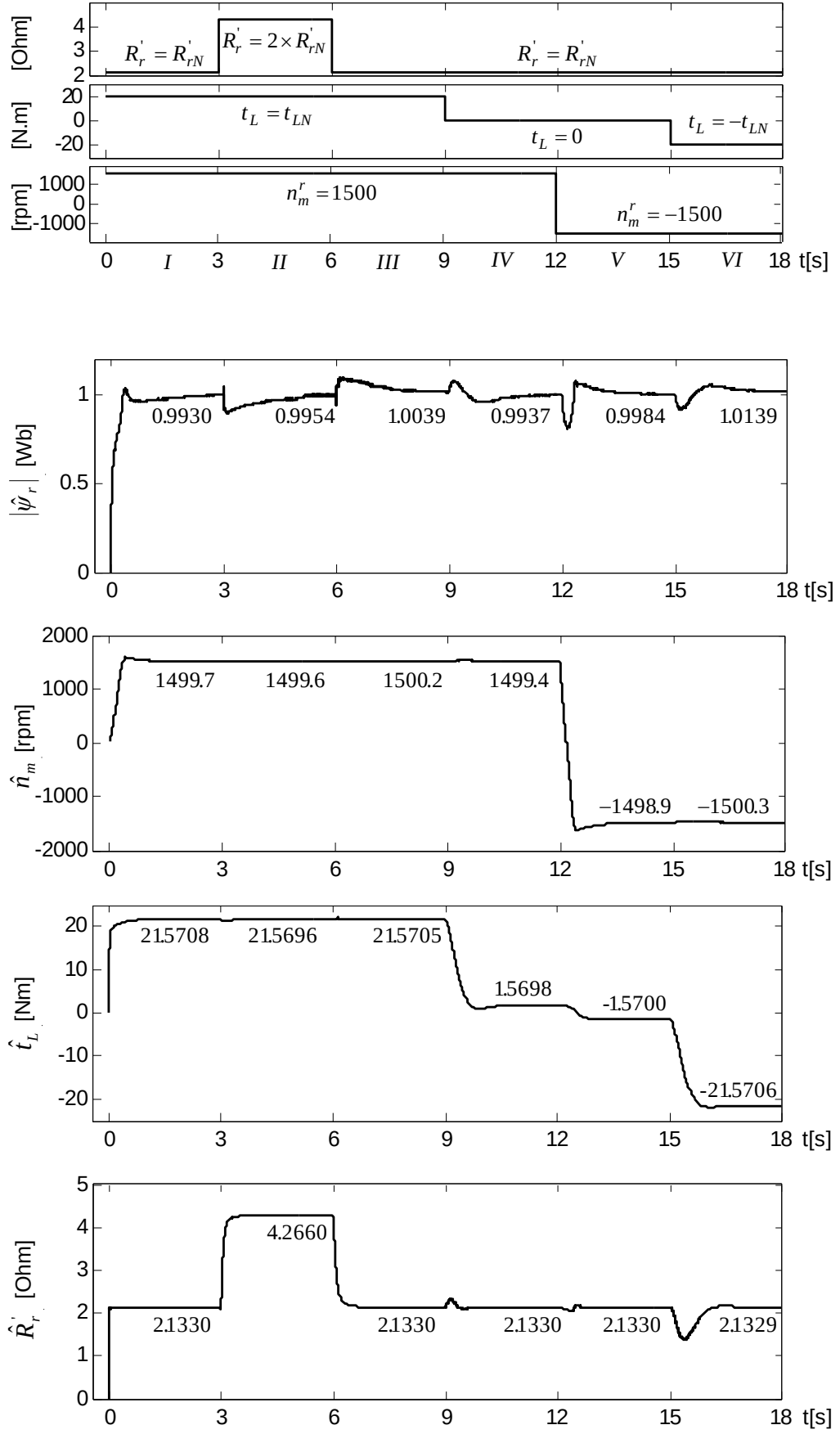
EK B



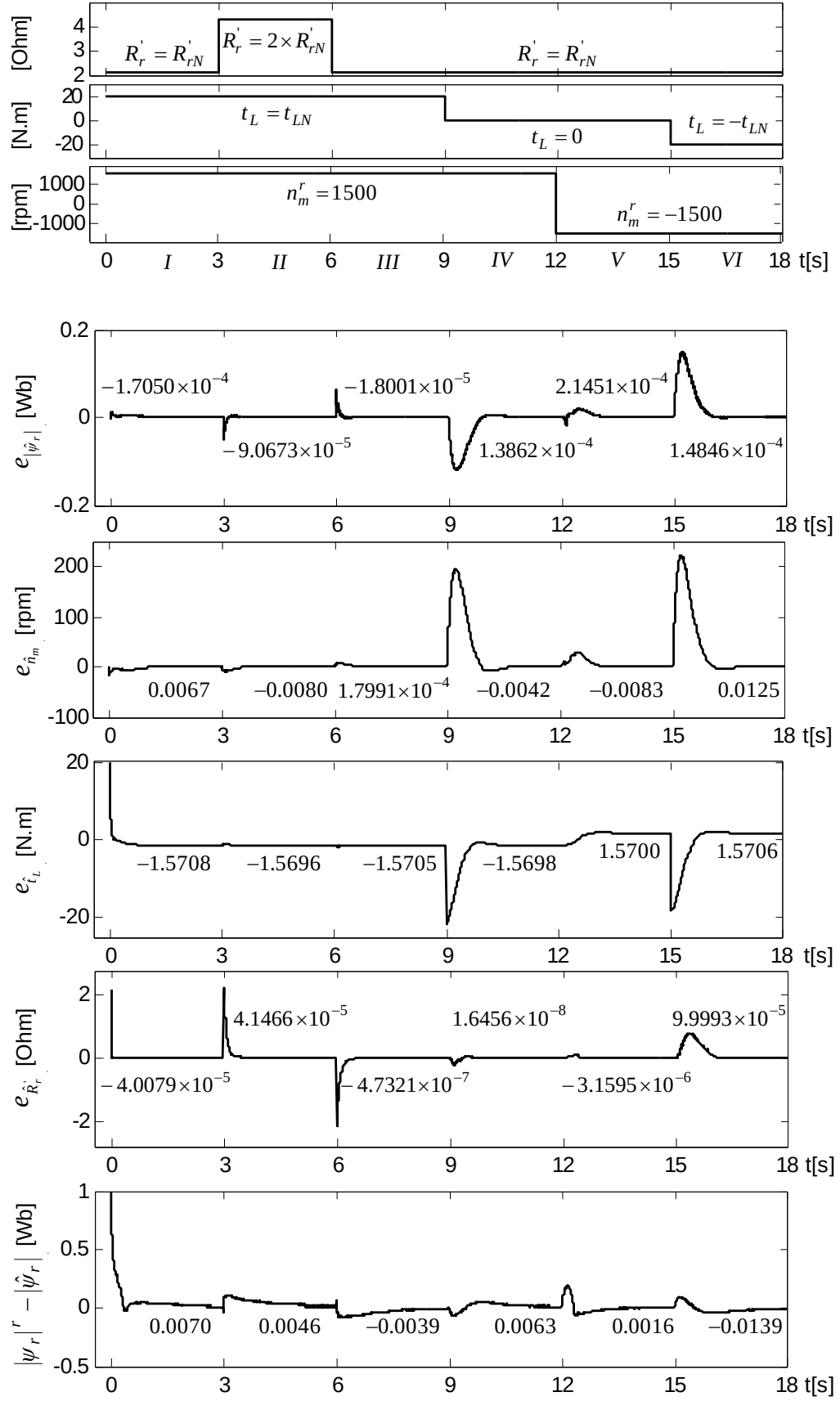
Şekil B 1 Parametre ve durum kestirimlerini n benzetim sonuçları.



Şekil B2 Gerçek ile kestirilen arasındaki fark olarak tanımlanan kestiri mhat alarına ilişkin benzetim sonuçları.

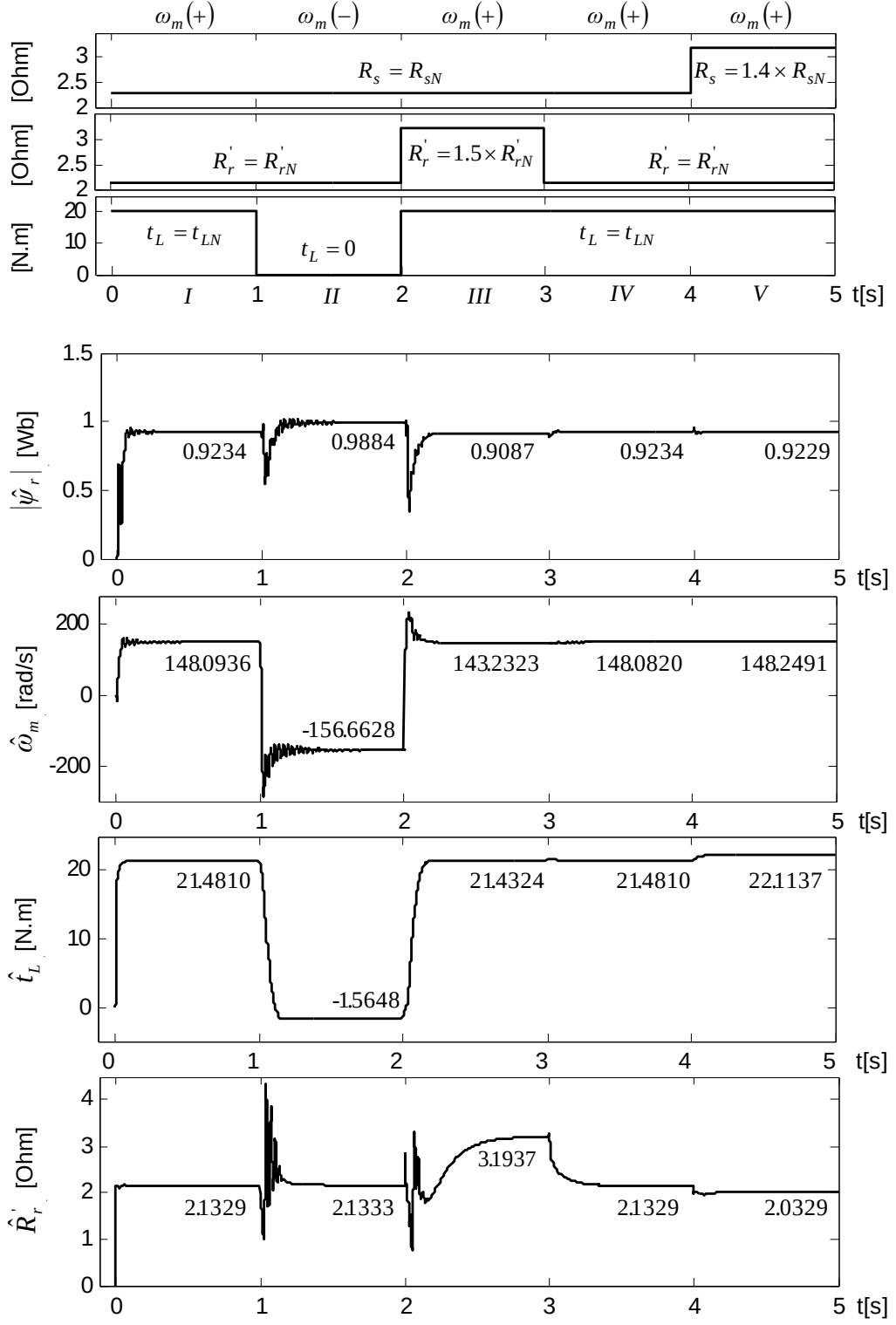


Şekil B3 Doğrudan vektör kontrol sisteminde kullanılan TDGKF'ye ilişkin parametre ve durum kestirimlerinin benzetim sonuçları.

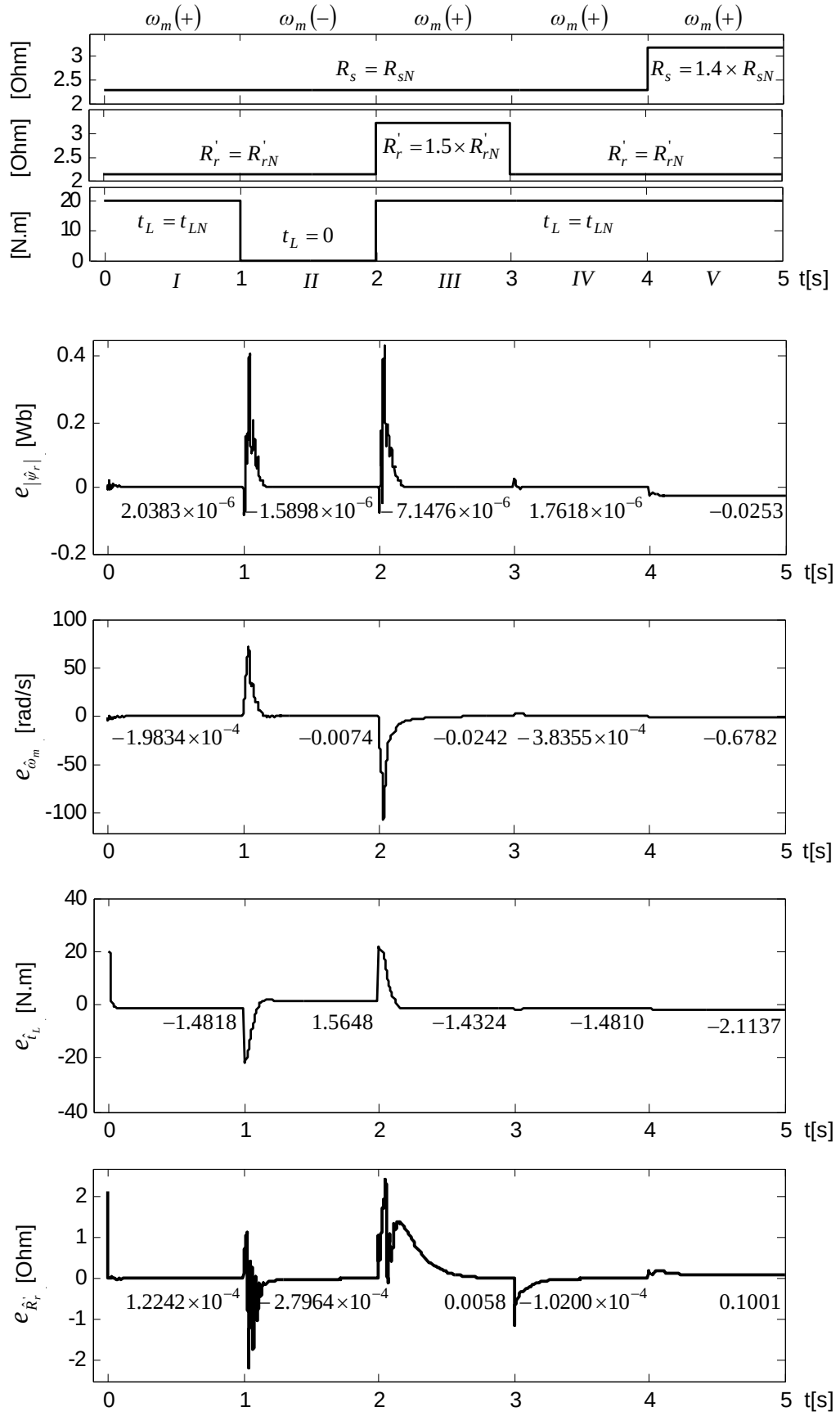


Şekil B4 Doğrudan vektör kontrol sistemindeki kestiri m ve kontrol ör hat alarına ilişkin benzeti m sonuç ları.

EK C

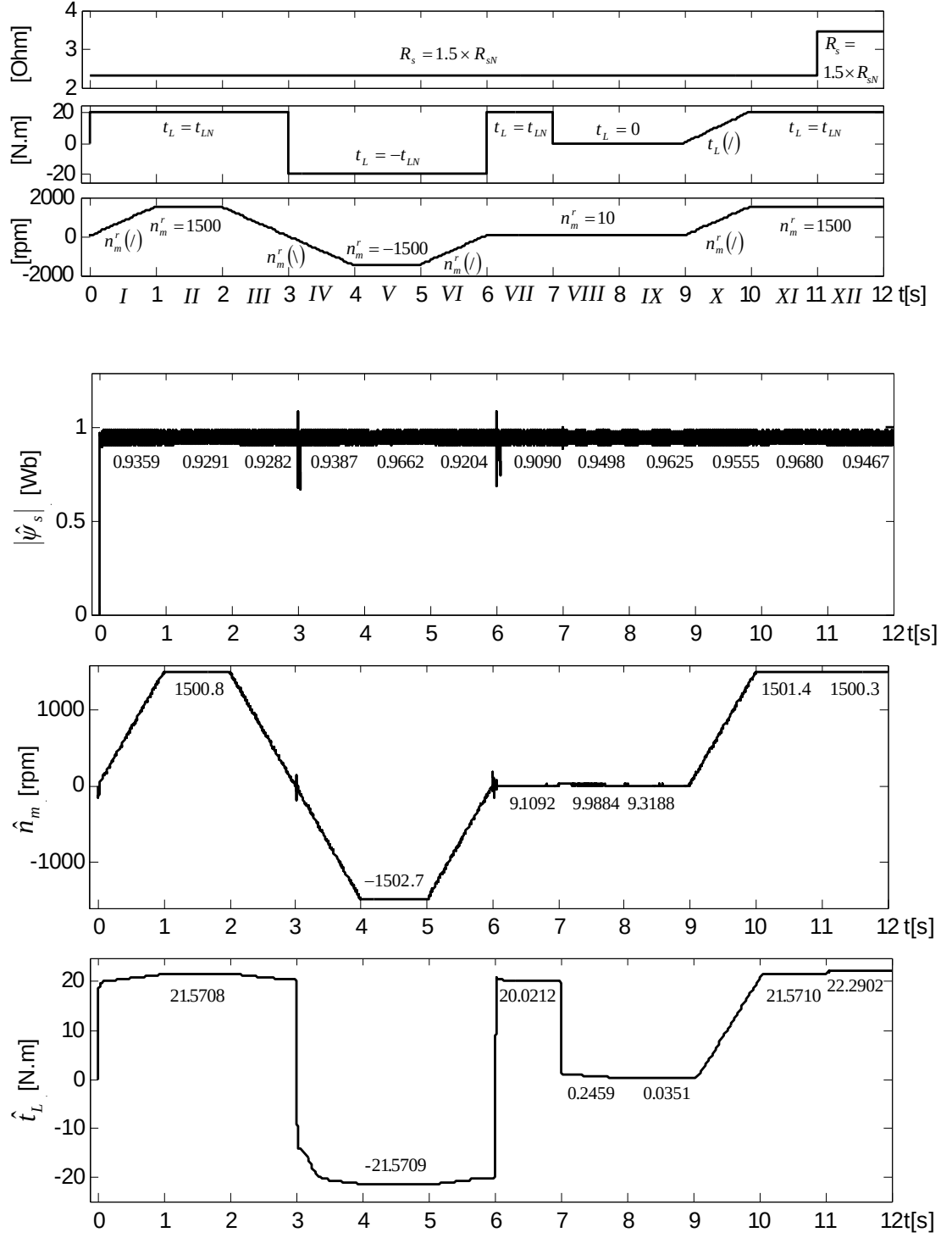


Şekil C 1 Parametre ve durum kestirimlerinin benzetim sonuçları.

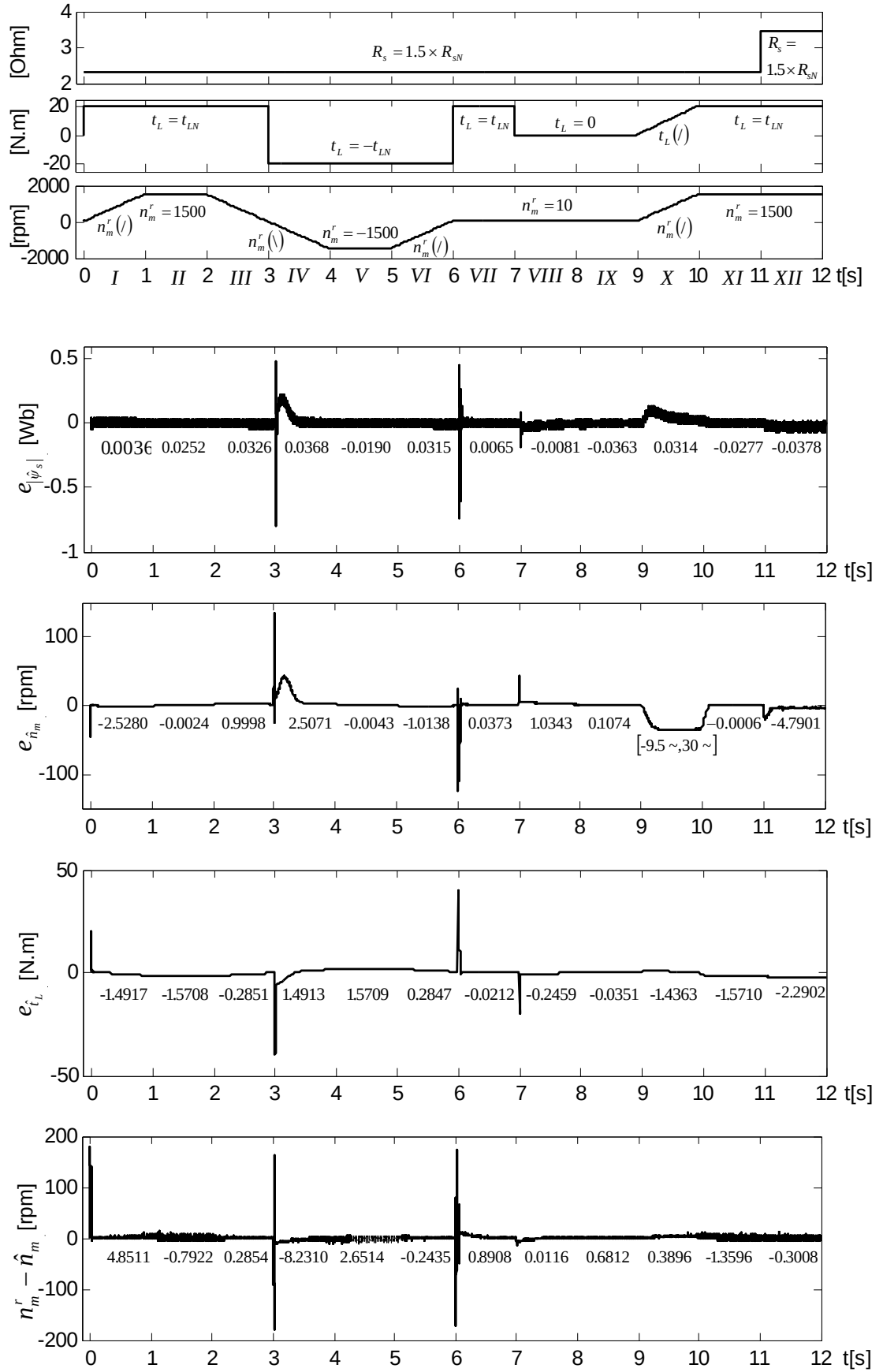


Şekil C2 Gerçek ile kestirilen arasındaki fark olarak tanımlanan kestiri mhat alarına ilişkin benzetim sonuçları.

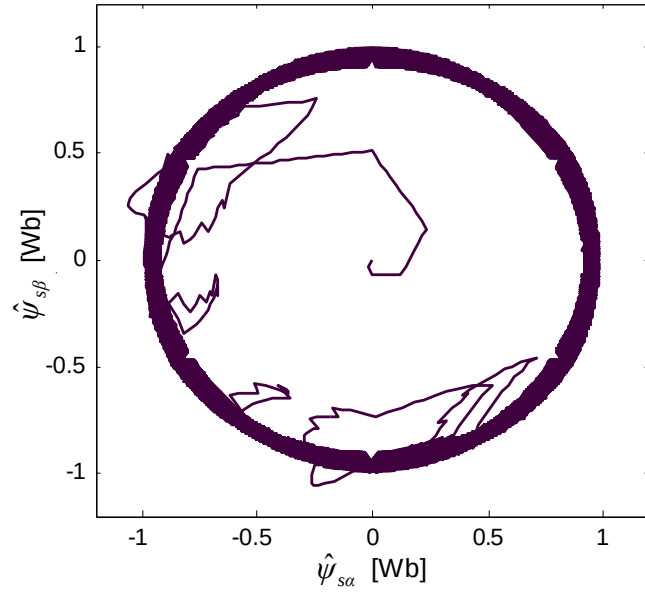
EK D



Şekil D1 Doğrudan moment kontrol sisteminde kullanılan TDGKF'ye ilişkin parametre ve durum kestirimlerinin benzetim sonuçları.

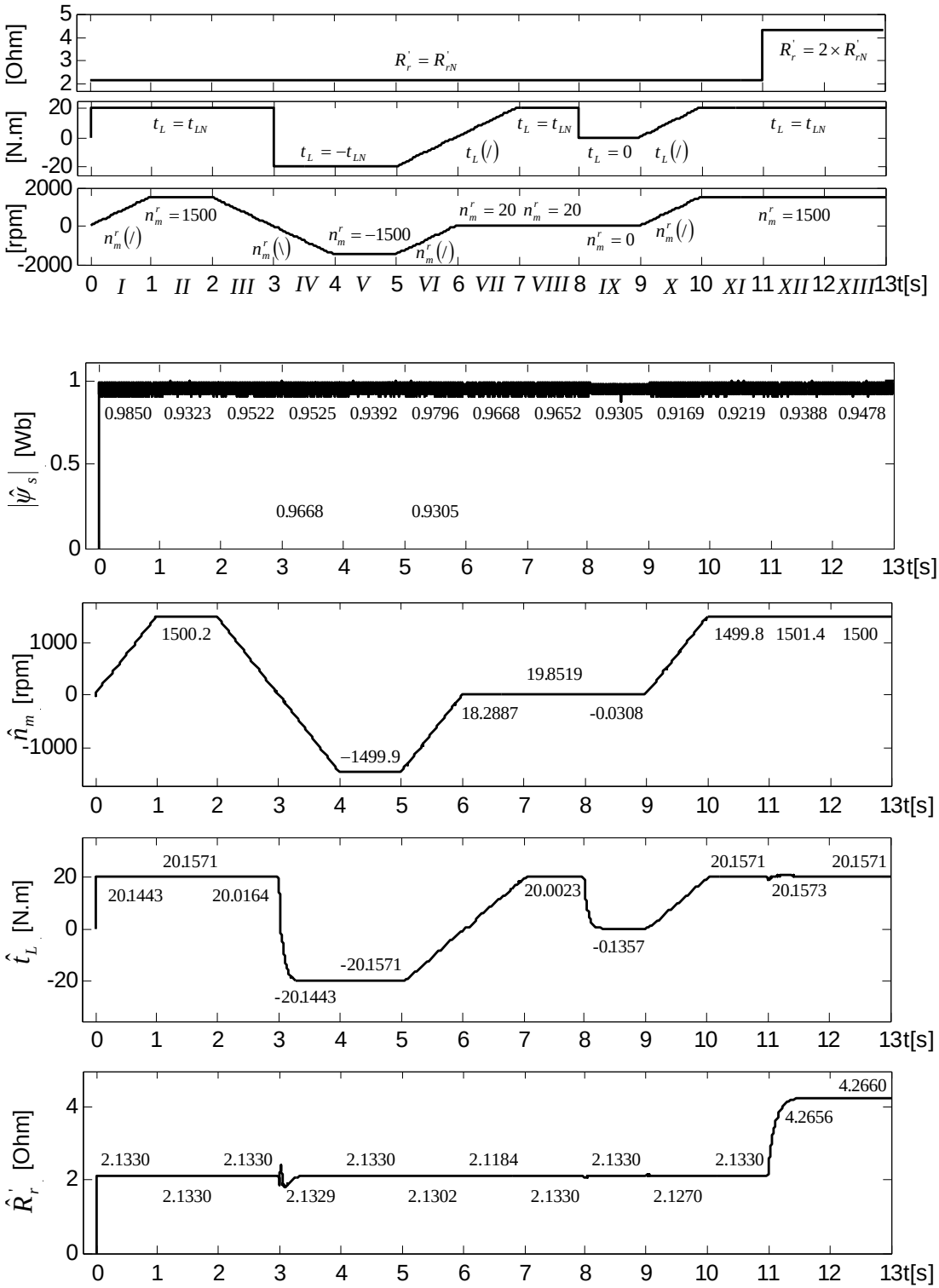


Şekil D2 Doğrudan moment kontrol sistemindeki kestiri m ve kontrol ör hatalarına ilişkin benzetim sonuçları.

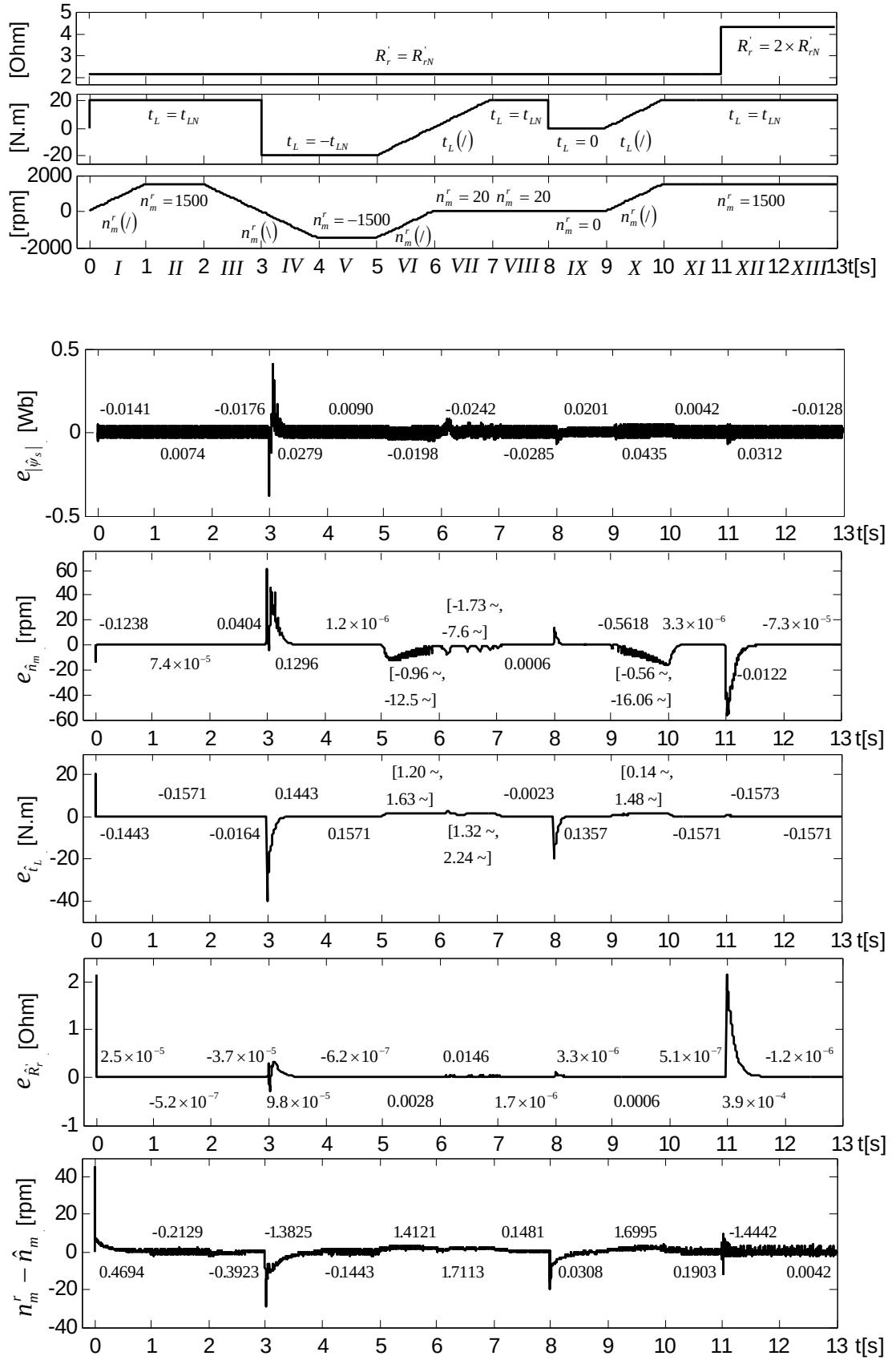


Şekil D3 $\hat{\psi}_{sa}$ ve $\hat{\psi}_{s\beta}$ yörüngesi.

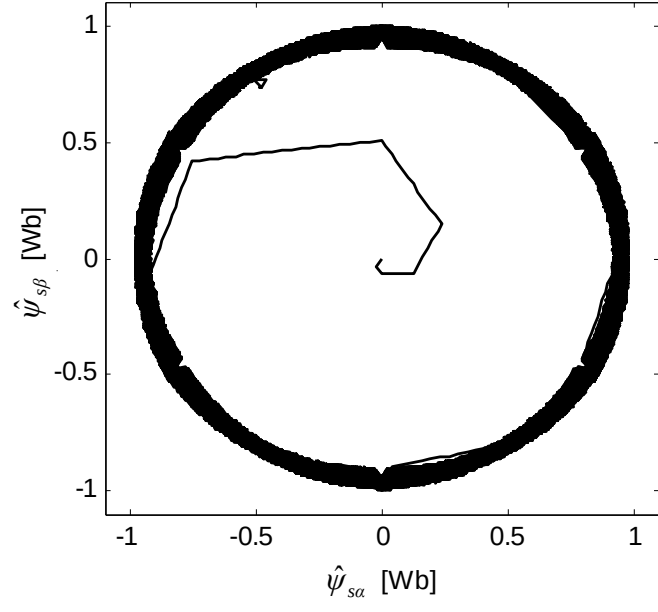
EK E



Şekil E 1 Doğrudan moment kontrol sisteminde kullanılan TDGKF'ye ilişkin parametre ve durum kestirimi için benzetim sonuçları.



Şekil E 2 Doğrudan moment kontrol sistemindeki kestiri mve kontrol ör hatalarına ilişkin benzetim sonuçları.



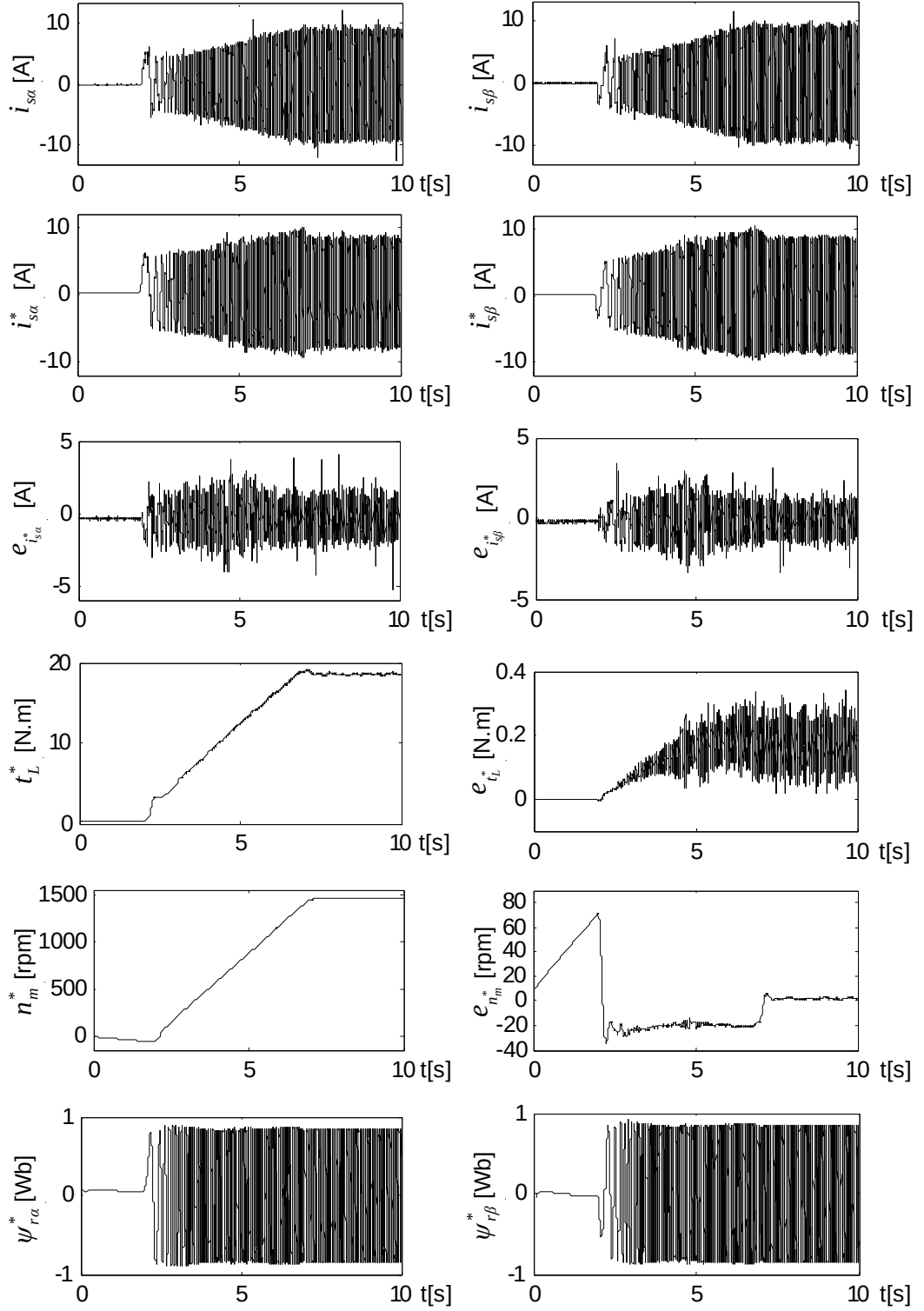
Şekil E 3 $\hat{\psi}_{sa}$ ve $\hat{\psi}_{sb}$ yörüngesi.

EK F

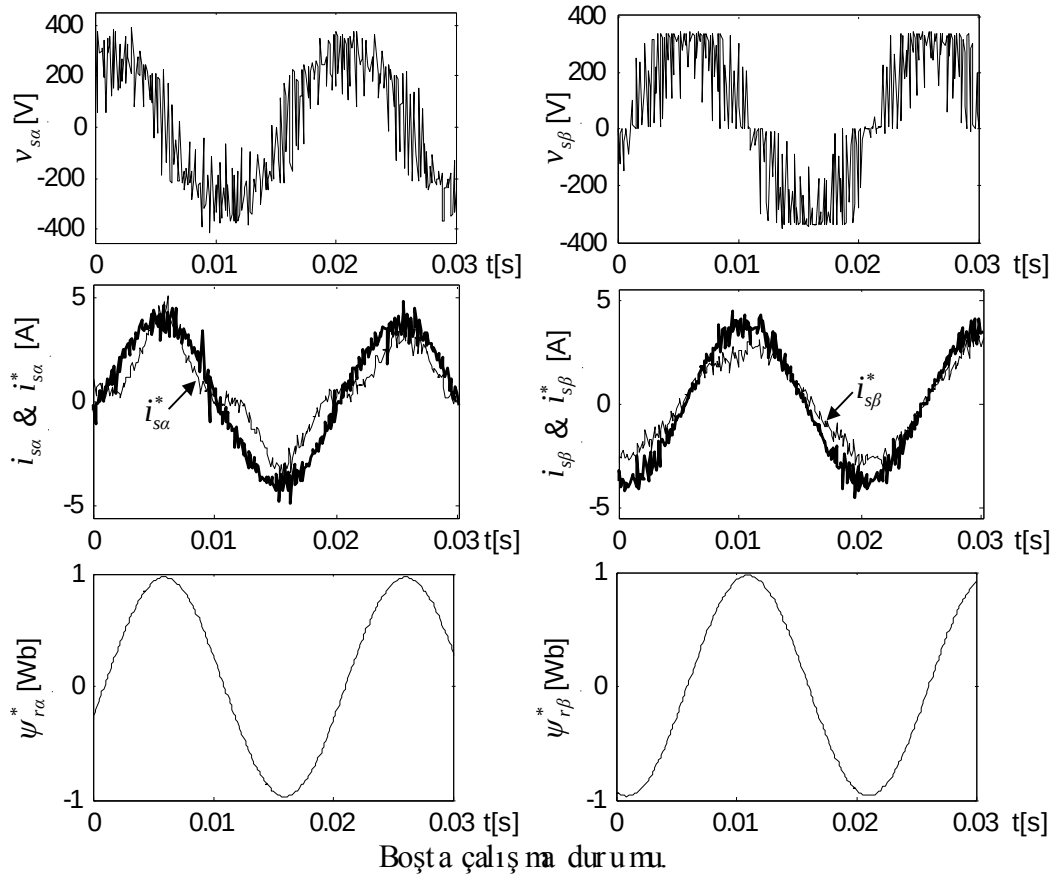
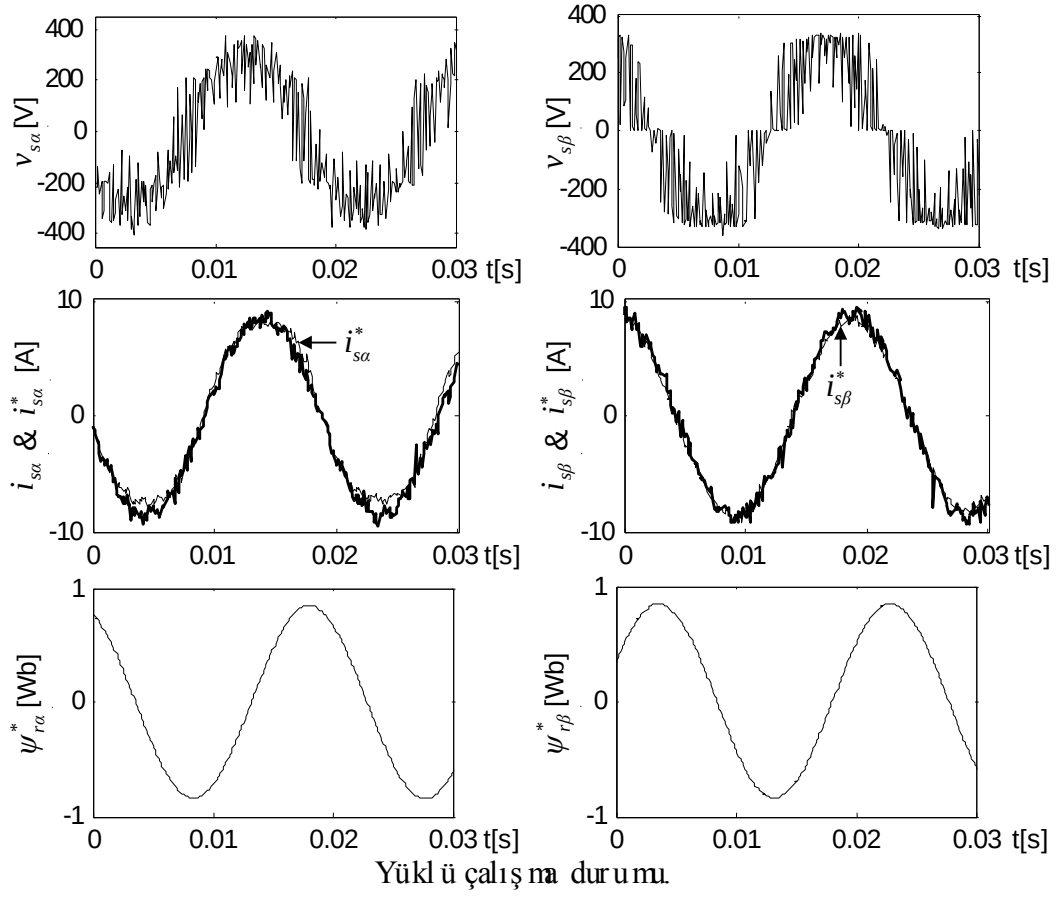


Şekil F.1 Deney düzeneğinin farklı açılardan görüntüleri.

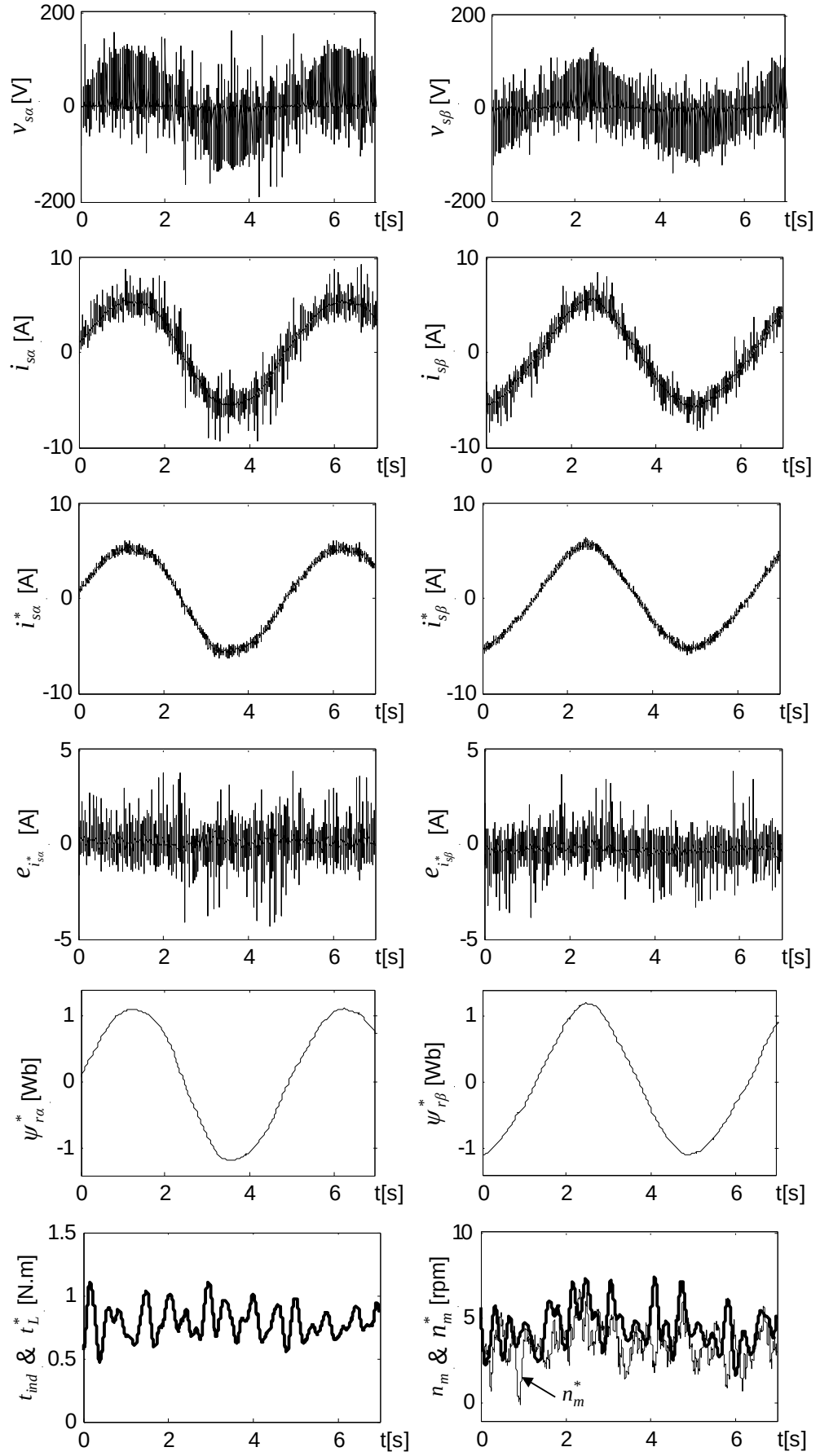
EK G



Şekil G 1 SKAS M ve model n yükü kaldırma işlemine ilişkin deney sonuçları.

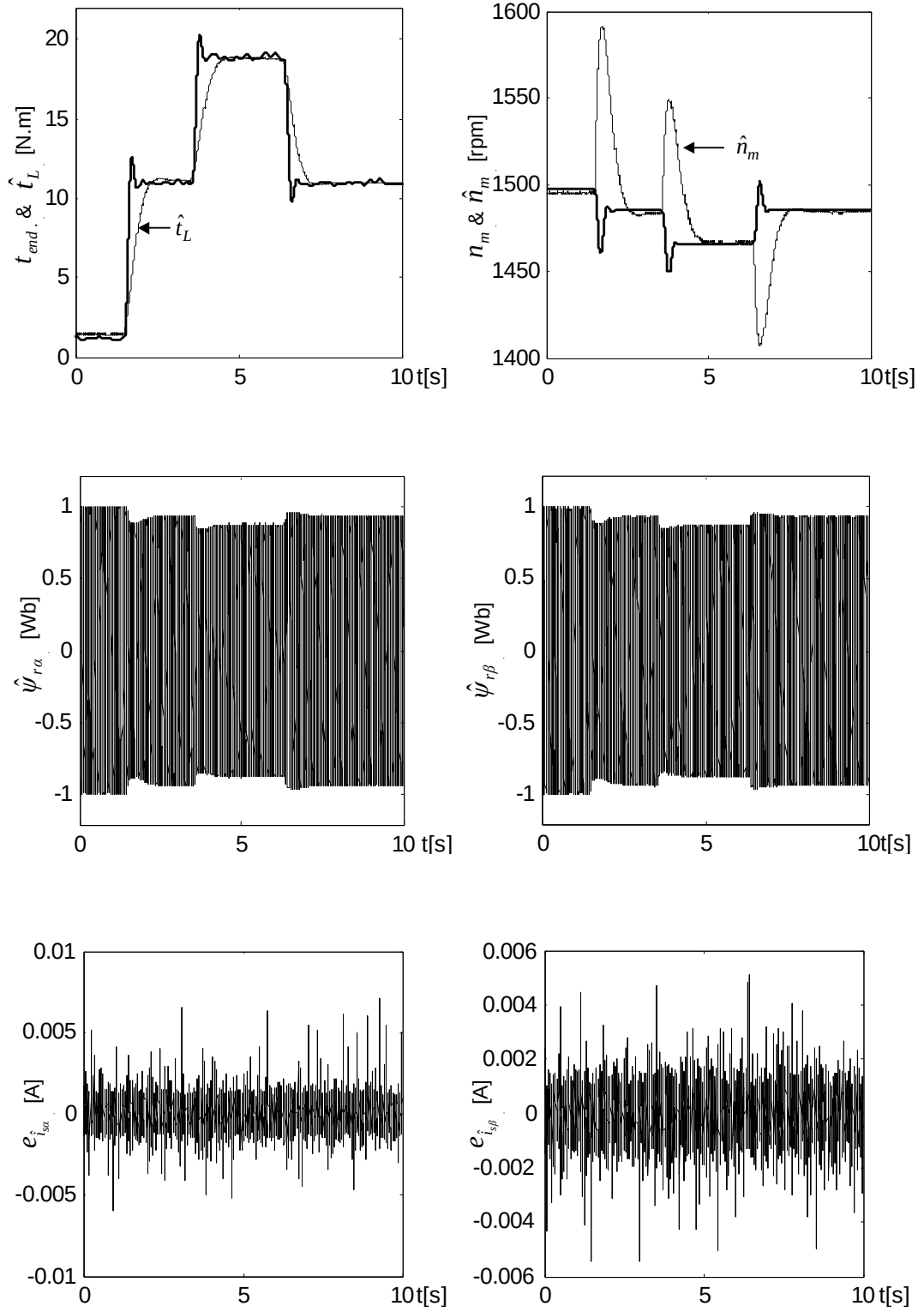


Şekil G2 SKAS M ve modelle ilişkili yüksek hızda ve sürekli hal için deney sonuçları.

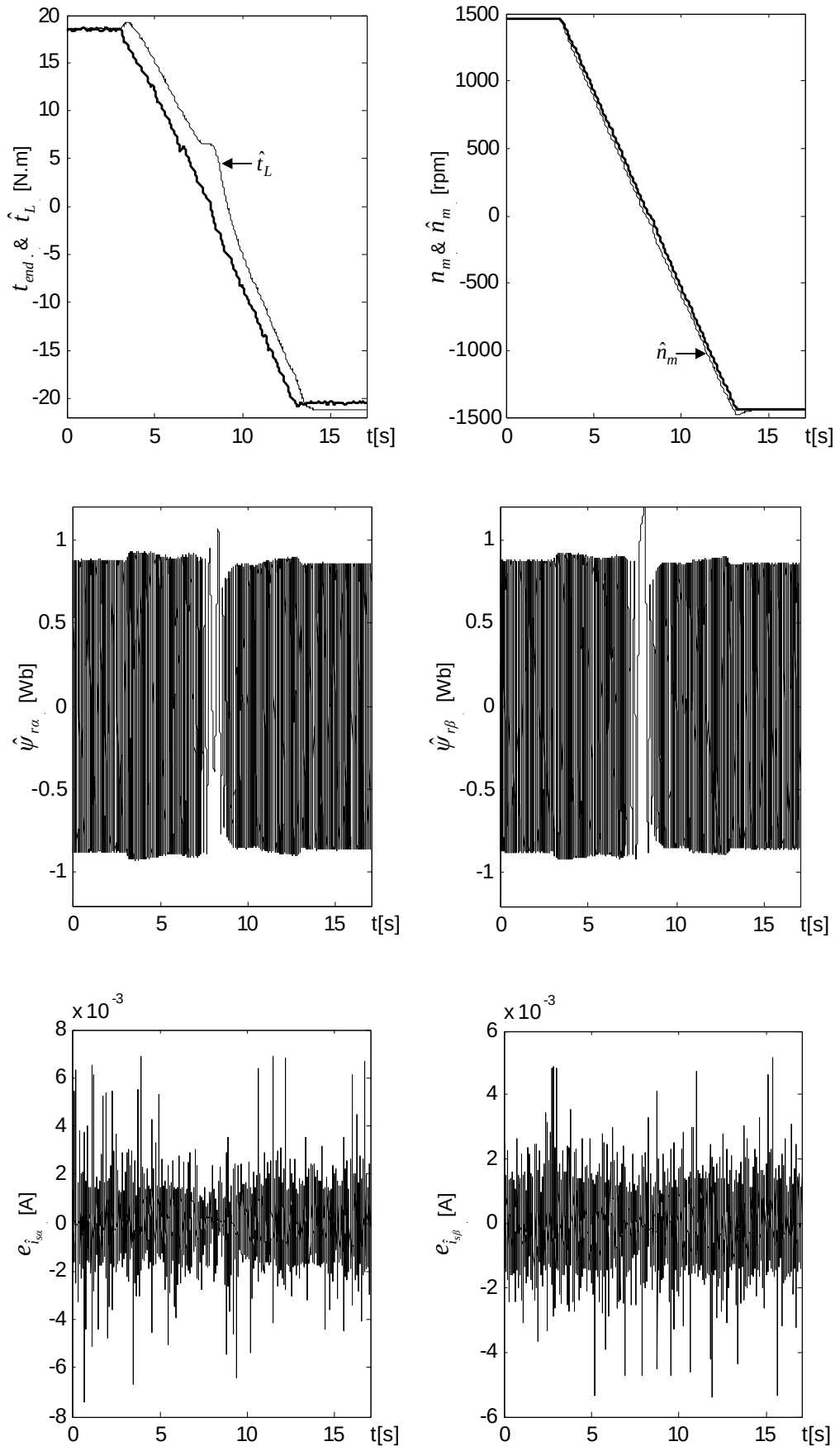


Şekil G3 SKAS M ve model e ilişkin düşük hızda ve sürekli hal için deney sonuçları.

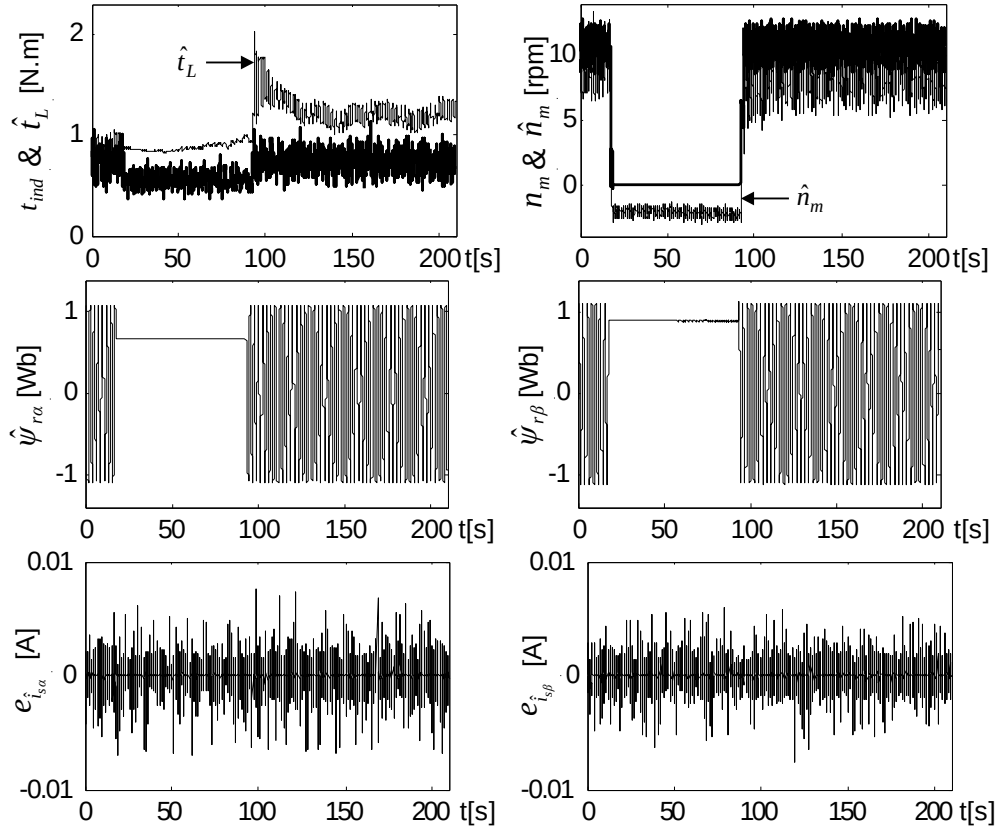
EK H



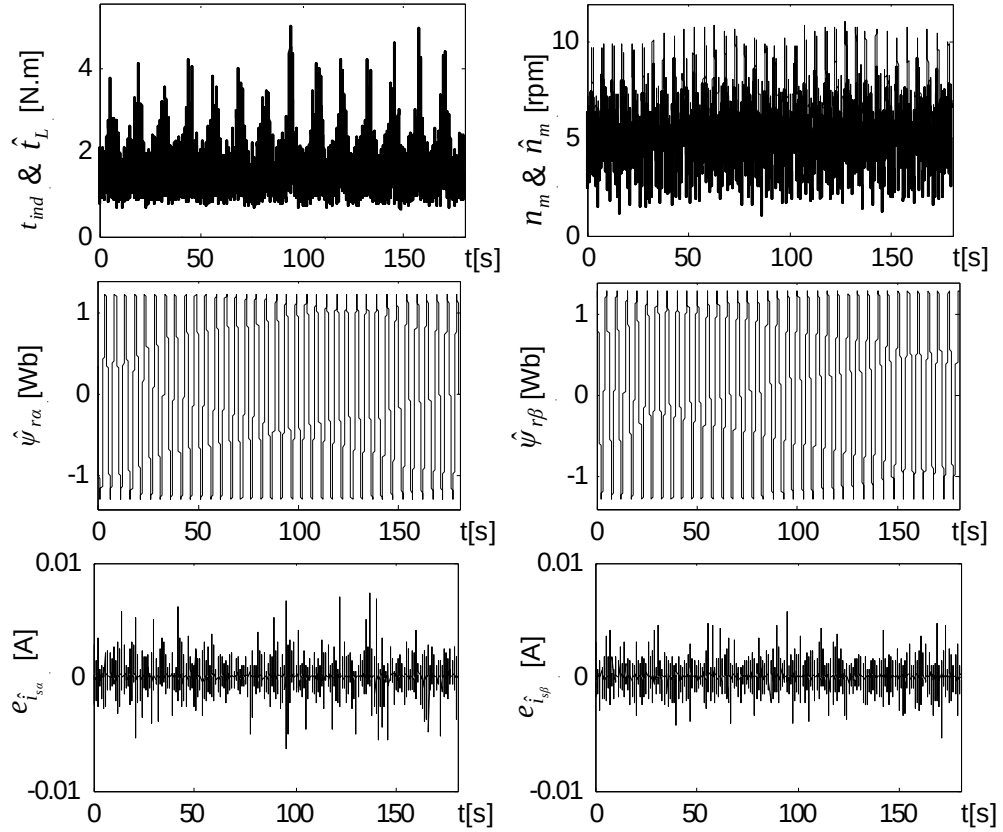
Şekil H1 Sabit hızda basamak biçimindeki yük değişimleri için deney sonuçları.



Şekil H2 Terslendirilen yük ve hız için deney sonuçları.



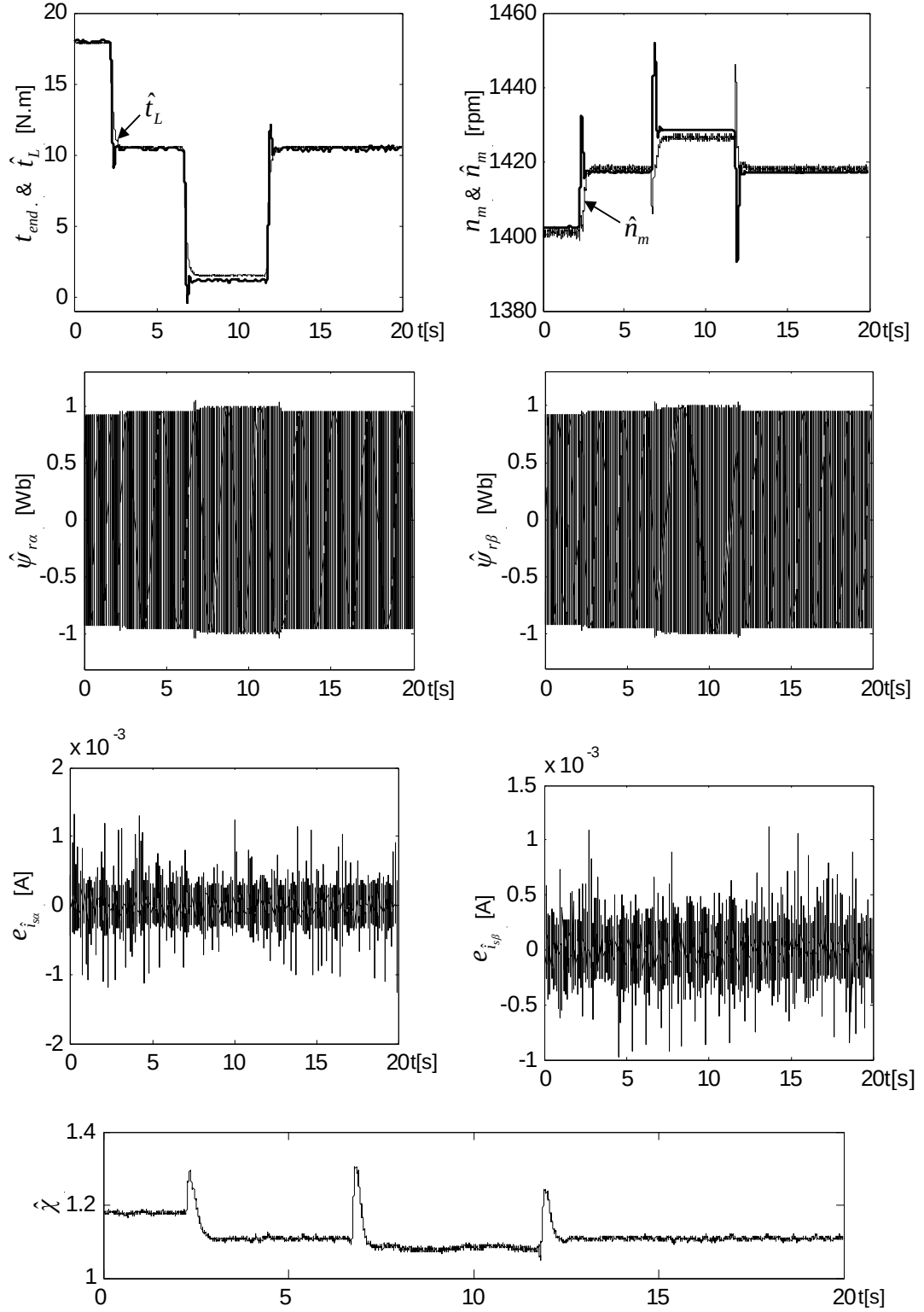
Kısa süreli sıfır hızda çalışma durumu.



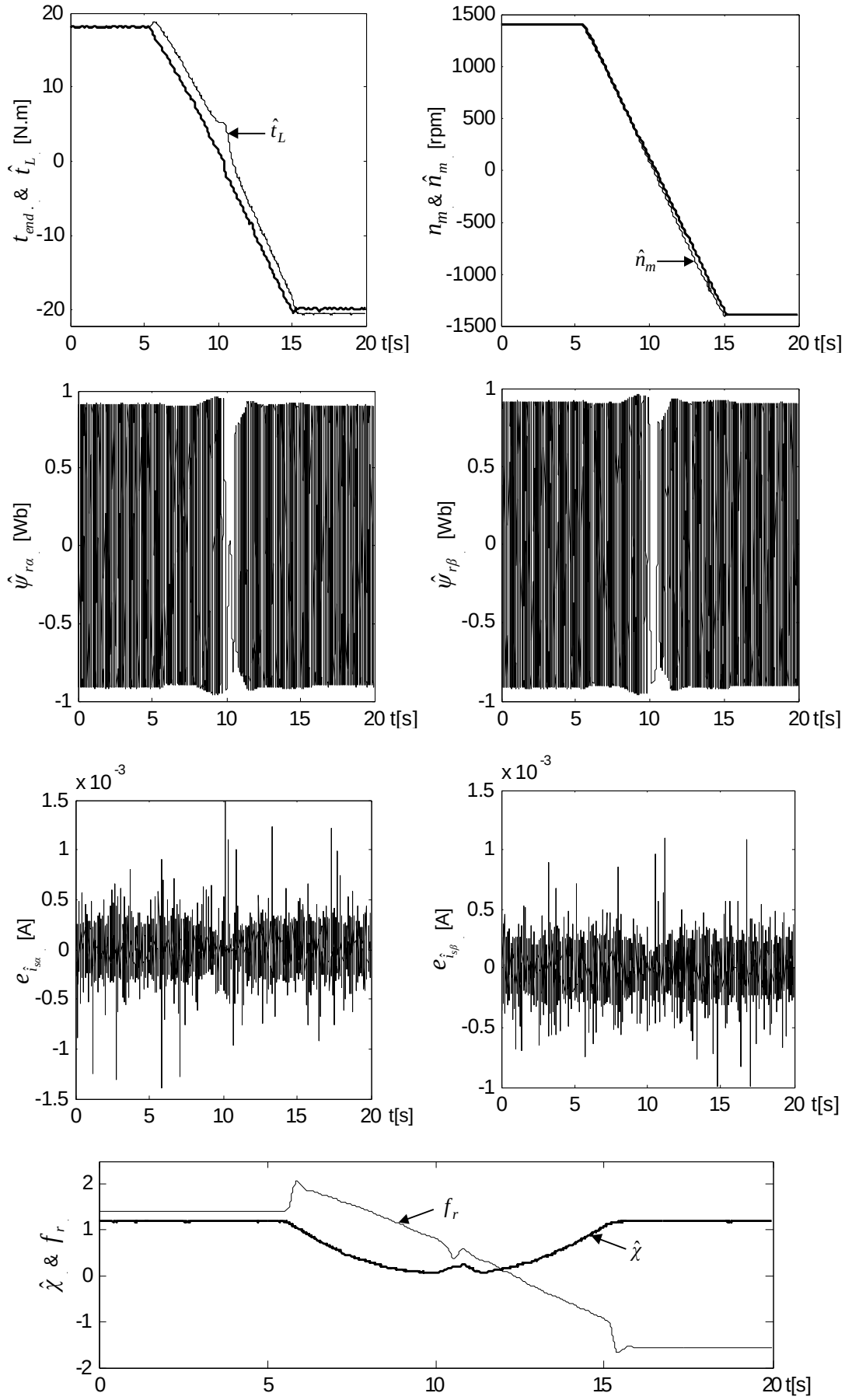
Düşük hızda sürekli hal çalışma durumu.

Şekil H3 Çok düşük hızlar için deney sonuçları.

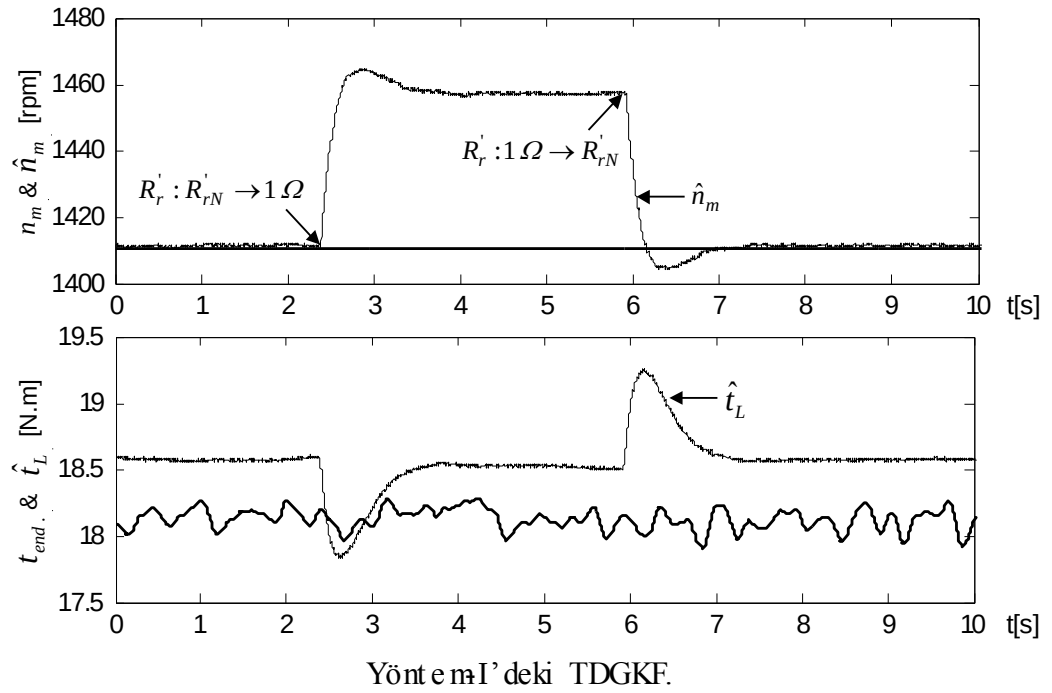
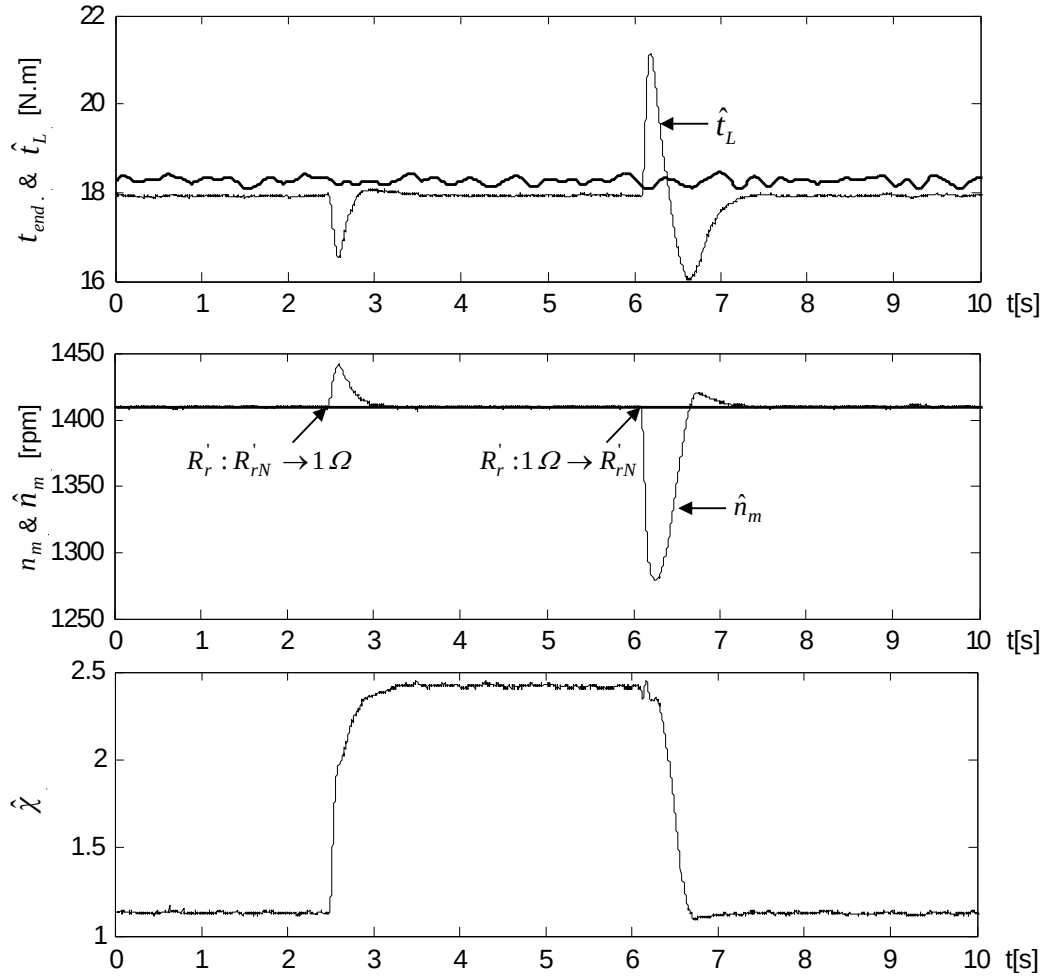
EKİ



Şekil I.1 Sabit hızda basamak biçimindeki yük değişimleri için deney sonuçları.

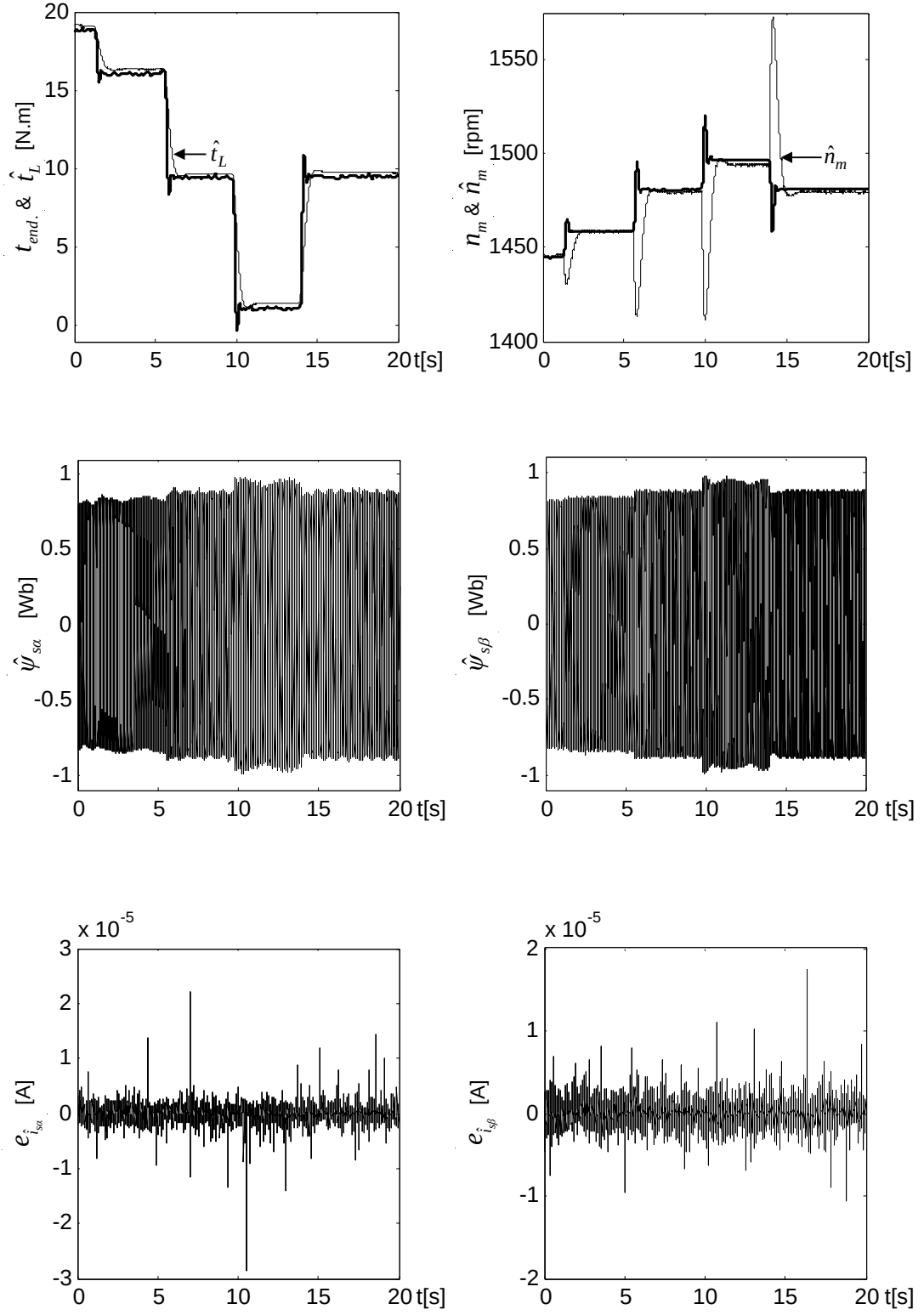


Şekil I.2 Terslendirilen yük ve hız için deney sonuçları.

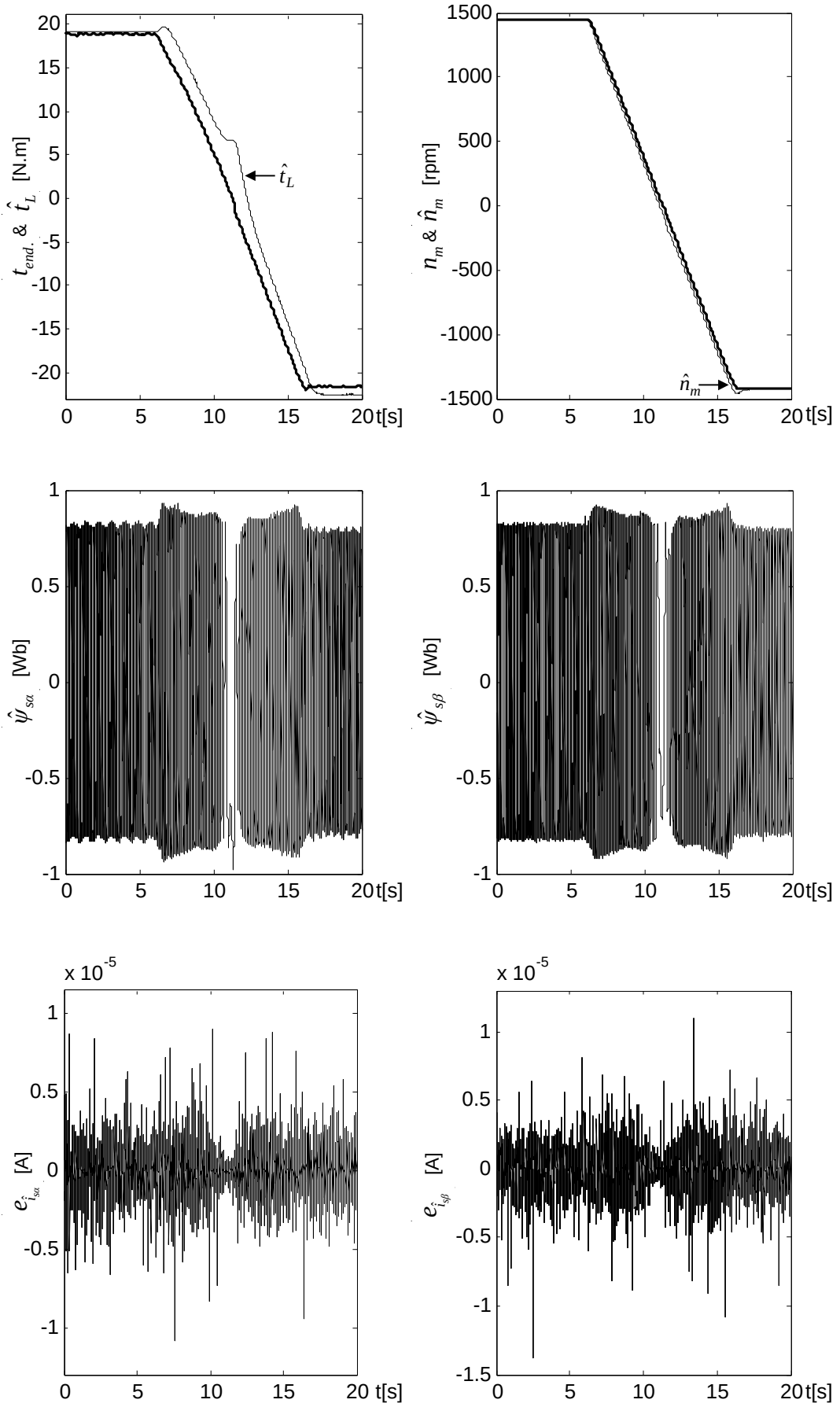


Şekil I.3 Rot or direnci değışi mleri nin *Yöntem I* ve *II*'deki TGKF algorit maları üzeri ndeki etkileri ne ilişki n deney sonuçları.

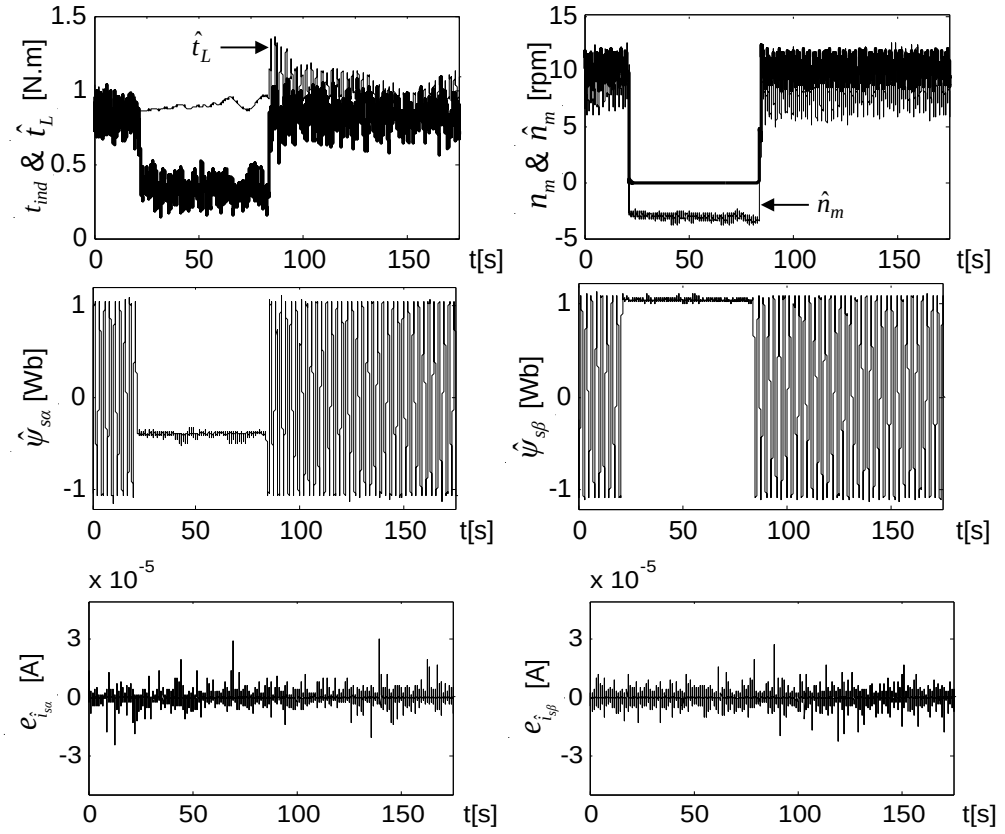
EKİ



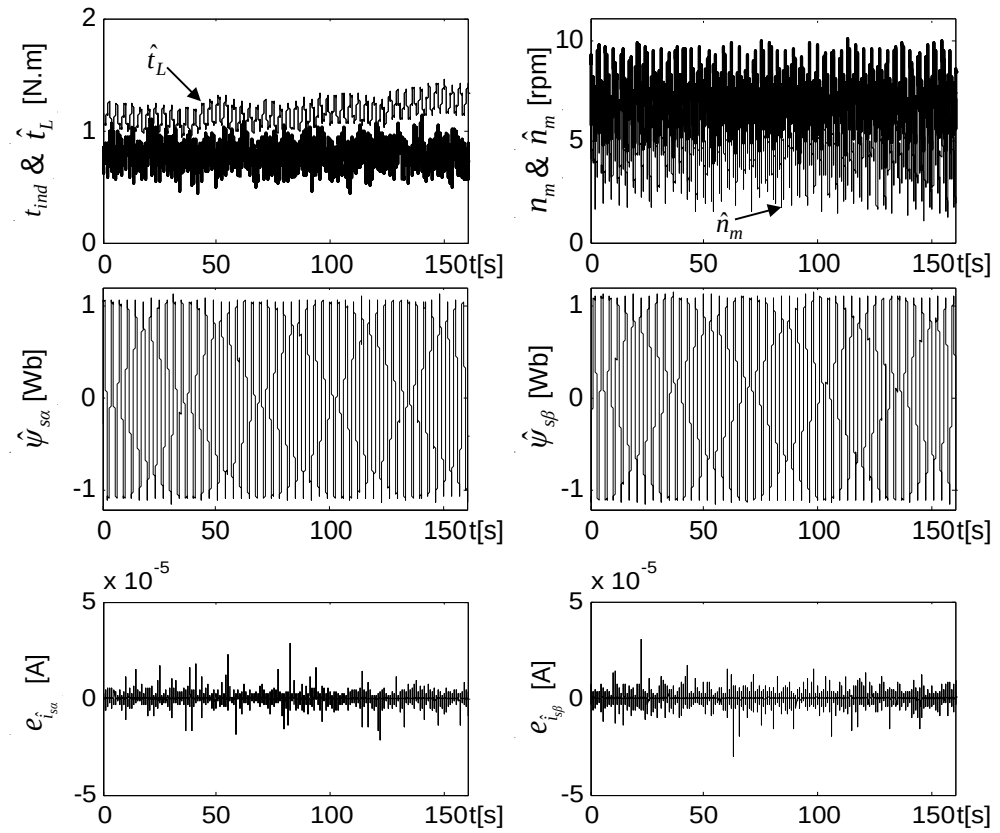
Şekil İ. 1 Sabit hızda basamak biçimindeki yük değişimleri için deney sonuçları.



Şekil İ.2 Terslendirilen yük ve hız için deney sonuçları.



Kısa süreli sıfır hızda çalışma durumu.



Düşük hızda sürekli hal çalışma durumu.

Şekil İ.3 Çok düşük hızlar için deney sonuçları.

ÖZGEÇMİŞ

Murat Barut 1973 yılında Gaziantep'te doğdu. İlk ve orta öğrenimini Gaziantep'te tamamladıktan sonra, lisans diplomasını Erciyes Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektronik Bölümü'nden aldı. Yüksek lisansını Nğde Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü'nde Elektrik-Elektronik Mühendisliği dalında tamamlayan Murat Barut, 1995 yılında Nğde Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü Elektrik Makinaları Anabilim Dalı'nda araştırma görevlisi olarak çalışmaya başladı. Daha sonra, 1998 yılında İTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü Kontrol ve Bilgisayar Mühendisliği Anabilim Dalı'nda doktora çalışmasına başlayıp, Y.Ö.K.'ün ilgili kanunu gereği İstanbul Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü'ne araştırma görevlisi olarak görevlendirildi. Halen bu görevini sürdürmektedir.