

**T.C.
SAKARYA ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**İNDÜKSİYON MOTORUN SİNİRSEL KAYMA KIPLI
GÖZLEMLEYİCİLER İLE
PARAMETRE VE DURUM KESTİRİMİ**

DOKTORA TEZİ

Hakan KIZMAZ

**Enstitü Anabilim Dalı : ELEKTRİK-ELEKTRONİK
MÜHENDİSLİĞİ**
Enstitü Bilim Dalı : ELEKTRONİK
Tez Danışmanı : Prof. Dr. Saadettin AKSOY

Haziran 2015

T.C.
SAKARYA ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

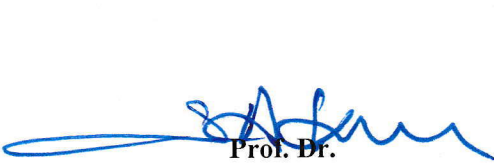
İNDÜKSİYON MOTORUN SİNİRSEL KAYMA KIPLI
GÖZLEMLEYİCİLER İLE
PARAMETRE VE DURUM KESTİRİMİ

DOKTORA TEZİ

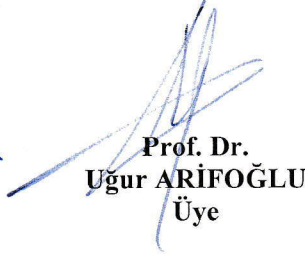
Hakan KIZMAZ

Enstitü Anabilim Dalı : ELEKTRİK-ELEKTRONİK
MÜHENDİSLİĞİ

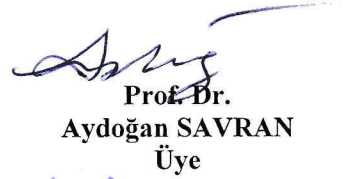
Bu tez 12 / 06 / 2015 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından oybirliği ile kabul edilmiştir.



Prof. Dr.
Saadettin AKSOY
Jüri Başkanı



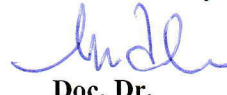
Prof. Dr.
Uğur ARİFOĞLU
Üye



Prof. Dr.
Aydoğan SAVRAN
Üye



Doç. Dr.
Ali Fuat BOZ
Üye



Doç. Dr.
Musa ALCI
Üye

BEYAN

Tez içindeki tüm verilerin akademik kurallar çerçevesinde tarafımdan elde edildiğini, görsel ve yazılı tüm bilgi ve sonuçların akademik ve etik kurallara uygun şekilde sunulduğunu, kullanılan verilerde herhangi bir tahrifat yapılmadığını, başkalarının eserlerinden yararlanılması durumunda bilimsel normlara uygun olarak atıfta bulunulduğunu, tezde yer alan verilerin bu üniversite veya başka bir üniversitede herhangi bir tez çalışmasında kullanılmadığını beyan ederim.

Hakan KIZMAZ

12.06.2015



TEŞEKKÜR

Tez süresince akademik araştırmalarımnda beni yönlendiren tez danışman hocam Prof. Dr. Saadettin AKSOY'a, tez izleme sınavlarında çalışmalarımı değerlendiren Prof. Dr. Uğur ARİFOğLU ve Doç. Dr. Ali Fuat BOZ hocalarıma, tez kapsamında deneysel çalışma yapabilmem için gerekli laboratuvar materyallerini kullanabilmemde bana yardımı esirgemeyen Yrd. Doç. Ahmet KÜÇÜKER hocama, çalışmamızla ilgili teorik ve pratik tecrübelerini benimle paylaşan Yrd. Doç. Aydın MÜHÜRÜ hocama ve çalışmamızı FBDTEZ 2012-50-02-046 proje numarasıyla destekleyen Bilimsel Araştırma Projeleri Koordinatörlüğüne teőekkürü bir borç bilirim.

İÇİNDEKİLER

BEYAN	iii
TEŞEKKÜR.....	iv
İÇİNDEKİLER	v
SİMGELER VE KISALTMALAR LİSTESİ.....	ix
ŞEKİLLER LİSTESİ	xv
TABLolar LİSTESİ	xxiv
ÖZET.....	xxv
SUMMARY	xxvi

BÖLÜM 1.

GİRİŞ	1
1.1. Daha Önce Yapılmış Çalışmalar	7
1.2. Tezin Kapsamı	13

BÖLÜM 2.

İNDÜKSİYON MOTORUN MODELLENMESİ.....	15
2.1. İndüksiyon Motorun abc Eksen Sisteminde Dinamik Modeli.....	15
2.2. Dinamik dq Eksen Sistemi	21
2.3. İndüksiyon Motorların Durum Uzayı Dinamik Modellenmesi	24
2.3.1. Stator akımı ve rotor akısına dayalı durum uzayı modellemesi .	28
2.3.2. Stator akımı, rotor akısı, rotor hızı ve yük momentine ilişkin durum uzayı modellemesi.....	34
2.3.3. Rotor akısına dayalı durum uzayı modellemesi	35
2.3.4. Stator ve rotor akısına dayalı durum uzayı modellemesi.....	35
2.3.5. Stator ve rotor akımlarına dayalı durum uzayı modellemesi.....	37
2.4. İndüksiyon Motorun Dinamik Benzetimi.....	38

BÖLÜM 3.

İNDÜKSİYON MOTORLARIN DURUM, HIZ VE PARAMETRE

KESTİRİMİ.....	42
3.1. Durum Değişkeni Kestirim Teknikleri	43
3.1.1. Kalman filtreleme algoritması	44
3.1.2. Kayma kip tabanlı kestirim.....	50
3.1.2.1. Değişken yapıli sistem kavramı	52
3.1.2.2. Kayma kipli gözlemleyiciler ve Utkin gözlemleyicisi..	58
3.1.2.3. Kayma kipli ortalama-kare ve kayma kipli ortalama- modül filtreleri.....	62
3.2. Hız ve Parametre Kestirimi	66
3.2.1. Klasik metotlar	67
3.2.1.1. Genişletilmiş Kalman-Bucy filtresiyle hız ve yük momenti kestirimi	67
3.2.1.2. Doğrudan kestirim (direct identification) yöntemi ile rotor hızı kestirimi.....	68
3.2.2. Yapay sinir ağları tabanlı metotlar.....	71
3.2.2.1. Dik iniş (gradient descent) algoritmasıyla kestirim	73
3.2.2.2. Dik iniş (gradient descent) ve kayma kip tabanlı kestirim.....	77

BÖLÜM 4.

BENZETİM VE DENEYSEL SONUÇLAR	97
4.1. Giriş	97
4.2. Motor Parametrelerinin Belirlenmesi	97
4.3. Benzetim Modeline İlişkin Kestirim Sonuçları	101
4.3.1. Durum değişkenlerine ilişkin benzetim sonuçları	101
4.3.1.1. Sinüzoidal beslemeye ilişkin kestirim sonuçları	103
4.3.1.2. 6-adım beslemeye ilişkin benzetim ve kestirim sonuçları	114
4.3.1.3. PWM beslemeye ilişkin kestirim sonuçları.....	125
4.3.2. Rotor hızı ve yük momenti kestirimi.....	136
4.3.2.1. Sinüzoidal beslemeye ilişkin kestirim sonuçları	138

4.3.2.2. 6-adım beslemeye ilişkin kestirim sonuçları	150
4.3.2.3. PWM beslemeye ilişkin kestirim sonuçları.....	161
4.4. Deneysel Verilere Dayalı Kestirim Sonuçları	172
4.4.1. Durum değişkenlerine ilişkin deneysel kestirim sonuçları.....	174
4.4.1.1. Sinüzoidal beslemeye ilişkin deneysel kestirim sonuçları	175
4.4.1.2. 6-adım beslemeye ilişkin deneysel kestirim sonuçları ..	182
4.4.2. Hız ve yük momenti kestirimine ilişkin deneysel sonuçlar	189
4.4.2.1. Sinüzoidal beslemeye ilişkin deneysel kestirim sonuçları	189
4.4.2.2. 6-adım beslemeye ilişkin deneysel kestirim sonuçları ..	198
4.5. Sinirsel Kayma Kipli Gözlemleyici (Neural Sliding Mode Mean-Square - NSMMS) Tabanlı Durum ve Parametre Kestirimi.....	207
4.5.1. Benzetim modeline dayalı kestirim	207
4.5.1.1. Sinüzoidal beslemeye ilişkin benzetim modeline dayalı durum ve parametre kestirimi.....	208
4.5.1.2. 6-adım beslemeye ilişkin benzetim modeline dayalı durum ve parametre kestirimi	213
4.5.1.3. PWM beslemeye ilişkin benzetim modeline dayalı parametre ve durum kestirimi	217
4.5.2. Deneysel verilere dayalı kestirim	222
4.5.2.1. Sinüzoidal beslemeye ilişkin deneysel verilere dayalı parametre ve durum kestirimi	222
4.5.2.2. 6-adım beslemeye ilişkin deneysel verilere dayalı parametre ve durum kestirimi	232
BÖLÜM 5.	
SONUÇLAR VE ÖNERİLER	241
5.1. Sonuçlar	241
5.2. Öneriler	243
KAYNAKLAR.....	244
EKLER.....	256

ÖZGEÇMİŞ	258
----------------	-----

SİMGELER VE KISALTMALAR LİSTESİ

A	: Sistem durum matrisi
A'	: Kayma kipli denetleyici için dönüştürülmüş sistem durum matrisi
A''	: Utkin gözlemleyicisi için dönüştürülmüş sistem durum matrisi
B	: Sistem kontrol girişi kazanç matrisi
B'	: Kayma kipli denetleyici için dönüştürülmüş giriş kazanç matrisi
B''	: Utkin gözlemleyicisi için dönüştürülmüş giriş kazanç matrisi
c	: İki boyutlu sistem kontrolü için kayma yüzeyi parametresi
C	: Sistem çıkış kazanç matrisi
F	: Yalnızca sistemin durum değişkenlerini içeren matris
f_{abc}	: abc eksenine ait büyüklükler vektörü
f_{dq0}	: dq0 eksenine ait büyüklükler vektörü
f	: Şebeke frekansı (Hz)
G	: Sistem gürültü vektörü kazanç matrisi
I	: Birim matris
I	: Motorun nominal akımı (A)
I_b	: Boşta çalışma deneyinde ölçülen faz akımı (A)
I_{dc}	: DC çalışma deneyinde ölçülen faz akımı (A)
I_k	: Kilitli rotor deneyinde ölçülen faz akımı (A)
i_{ar}, i_{br}, i_{cr}	: abc eksen sisteminde rotor akım bileşenleri (A)
i_{as}, i_{bs}, i_{cs}	: abc eksen sisteminde stator akım bileşenleri (A)
i_{abcr}	: abc eksen sisteminde rotor akım vektörü (A)
i_{abcs}	: abc eksen sisteminde stator akım vektörü (A)
i_{qr}, i_{dr}, i_{0r}	: dq eksen sisteminde rotor akım bileşenleri (A)
i_{qs}, i_{ds}, i_{0s}	: dq eksen sisteminde stator akım bileşenleri (A)

$\bar{i}_{qs}, \bar{i}_{ds}$: Ölçülen stator akımları (A)
\mathbf{i}_{qdr}	: dq eksen sisteminde rotor akım vektörü (A)
\mathbf{i}_{qds}	: dq eksen sisteminde stator akım vektörü (A)
\dot{M}	: İndüksiyon motor
J_C	: Performans ölçütü
J_L	: Atalet momenti (kgm^2)
\mathbf{K}	: Kalman kazanç matrisi
K	: Sistem kontrol geri besleme katsayısı
K_g	: Gerilim dönüştürücü devresi kazancı
K_i	: Akım dönüştürücü devresi kazancı
K_P, K_I	: PI kazanç katsayıları
K_{tako}	: Takogeneratör kazancı
K_{ω_r}	: Hız bilgisi gerilim düşürücü devresi kazancı
\mathbf{K}_v	: Doğrudan kestirim gözlemleyici kazanç matrisi
k_{SMMS}	: Kayma kipli ortalama-kare filtresi kazanç kuvvetlendirici
k_{SMMM}	: Kayma kipli ortalama-modül filtresi kazanç kuvvetlendirici
\mathbf{L}	: Utkin gözlemleyicisi kazanç matrisi
L_{lr}	: Rotor sargısının kaçak endüktansı (H)
L_{ls}	: Stator sargısının kaçak endüktansı (H)
L_m	: Ortak endüktans (H)
L_{mr}	: Rotor sargısının mıknatıslama endüktansı (H)
L_{ms}	: Stator sargısının mıknatıslama endüktansı (H)
L_s	: Stator endüktansı (H)
L_{sr}	: Stator ve rotor ortak endüktansı (H)
L_r	: Rotor endüktansı (H)
\mathbf{m}	: Kayma kipli gözlemleyici durum kestirim vektörü
\mathbf{M}	: Utkin gözlemleyici girişi katsayı matrisi
NSMMS	: Neural sliding mode mean-square
N_s	: Stator sarım sayısı
N_r	: Rotor sarım sayısı
n_b	: Boşta çalışma deneyinde ölçülen rotor hızı (rpm)
n_p	: İndüksiyon motor kutup çifti sayısı

n_s	: Senkron devir sayısı (rpm)
\mathbf{P}	: Hata kovaryans matrisi
P_m	: Motor gücü (W)
P_b	: Boşta çalışma deneyinde ölçülen aktif güç (W)
P_k	: Kilitli rotor deneyinde ölçülen aktif güç (W)
P_{fWC}	: Sürtünme, vantilasyon ve çekirdek kayıpları (W)
$P_{I_b^2 R_s}$: Stator direnci kayıpları (W)
Q_b	: Boşta çalışma deneyinde reaktif güç (VAr)
\mathbf{Q}	: Sistem gürültü kovaryans matrisi
\mathbf{Q}_{SMMS}	: Kayma kipli ortalama-kare filtresi kazanç matrisi
\mathbf{Q}_{SMMM}	: Kayma kipli ortalama-modül filtresi kazanç matrisi
\mathbf{R}	: Sistem çıkış gürültü kovaryans matrisi
R_r	: Rotor direnci (Ω)
\hat{R}_r	: Kestirilen rotor direnci (Ω)
R_m	: Nüve direnci (Ω)
R_s	: Stator direnci (Ω)
\mathbf{R}_r	: Rotor direnci köşegen matrisi (Ω)
\mathbf{R}_s	: Stator direnci köşegen matrisi (Ω)
S_b	: Boşta çalışma deneyinde görünür güç (VA)
s	: Denetleyici için kayma yüzeyi
\mathbf{s}	: Gözlemleyici kayma yüzeyi vektörü
\mathbf{SMMM}	: Sliding mode mean-module
\mathbf{SMMS}	: Sliding mode mean-square
T	: Ayrık sistem örnekleme zamanı
\mathbf{T}_c	: Kayma kipli gözlemleyici düzenli form dönüşüm matrisi
T_e	: Elektriksel moment (Nm)
T_L	: Yük momenti (Nm)
T_L^*	: Doğrudan vektör kontrole yük momenti komutu (Nm)
\hat{T}_L	: Kestirilen yük momenti (Nm)
$\mathbf{T}_{qd0}(\cdot)$: abc ekseninden dq eksenine dönüşüm matrisi
\mathbf{T}_r	: Kayma kipli denetleyici düzenli form dönüşüm matrisi
\mathbf{u}	: Sistemin kontrol giriş vektörü

\mathbf{w}	: Sistem gürültü vektörü
W_1, W_2, W_3	: Doğrusal nöron modeli ağırlıkları
X_1, X_2, X_3	: Doğrusal nöron modeli girişleri
X_{lr}	: Rotor sargısının kaçak empedansı (Ω)
X_{ls}	: Stator sargısının kaçak empedansı (Ω)
X_m	: Miknatıslama empedansı (Ω)
X_{mr}	: Rotor sargısının miknatıslama empedansı (Ω)
X_{ms}	: Stator sargısının miknatıslama empedansı (Ω)
X_s	: Stator empedansı (Ω)
X_{sr}	: Stator ve rotor ortak empedansı (Ω)
X_r	: Statora indirgenmiş rotor empedansı (Ω)
\mathbf{x}	: Sistem durum değişkenleri vektörü
$\hat{\mathbf{x}}$: Sistem durum kestirim vektörü
$\tilde{\mathbf{x}}$: Durum kestirim hata vektörü
\mathbf{x}'	: Kayma kipli denetleyici için dönüştürülmüş durum vektörü
\mathbf{x}''	: Utkin gözlemleyicisi için dönüştürülmüş durum vektörü
$\mathbf{x}_{1s}, \mathbf{y}_s$: Utkin gözlemleyicisi alt sistem durum vektörleri
$\hat{\mathbf{x}}_{1s}, \hat{\mathbf{y}}_s$: Utkin gözlemleyicisi alt sistem durum kestirim vektörleri
$\tilde{\mathbf{x}}_{1s}, \tilde{\mathbf{y}}_s$: Utkin gözlemleyicisi alt sistem durum hata vektörleri
\mathbf{y}	: Sistemin çıkış vektörü
$\bar{\mathbf{y}}$: Sistemin ölçülen çıkış vektörü
$\hat{\mathbf{y}}$: Sistem çıkış kestirim vektörü
$\tilde{\mathbf{y}}$: Sistem çıkış hata vektörü
\mathbf{v}	: Sistem çıkışı gürültü vektörü
\mathbf{v}_{abcr}	: abc eksen sisteminde rotor gerilim vektörü (V)
\mathbf{v}_{abcs}	: abc eksen sisteminde stator gerilim vektörü (V)
\mathbf{v}_{eq}	: Gözlemleyici eşdeğer kontrol girişi
\mathbf{v}_{qds}	: dq eksen sisteminde stator sargıları gerilim vektörü (V)
\mathbf{v}_{qdr}	: dq eksen sisteminde rotor sargıları gerilim vektörü (V)
\mathbf{v}_{sm}	: Gözlemleyici adaptasyon girişi
v_{ar}, v_{br}, v_{cr}	: abc eksen sisteminde rotor sargıları gerilimleri (V)
v_{as}, v_{bs}, v_{cs}	: abc eksen sisteminde stator sargıları gerilimleri (V)

v_{qr}, v_{dr}	: dq eksen sisteminde rotor sargıları gerilimleri (V)
v_{qs}, v_{ds}	: dq eksen sisteminde stator sargıları gerilim bileşenleri (V)
V	: Motorun nominal gerilimi (V)
V_b	: Boşta çalışma deneyinde ölçülen fazlar arası gerilim (V)
V_{dc}	: DC çalışma deneyinde ölçülen fazlar arası gerilim (V)
V_k	: Kilitli rotor deneyinde ölçülen fazlar arası gerilim (V)
Z_k	: Kilitli rotor deneyinde giriş empedansı (Ω)
α	: Sinir ağı momentum sabiti
α_{ω_r}	: Sinir ağındaki rotor hızı ağırlığı momentum katsayısı
α_{R_r}	: Sinir ağındaki rotor direnci ağırlığı momentum katsayısı
ϵ	: Toplam gürültü bileşenleri vektörü
η	: Sinir ağı öğrenme katsayısı
η_{ω_r}	: Sinir ağındaki rotor hızı ağırlığı öğrenme katsayısı
η_{R_r}	: Sinir ağındaki rotor direnci ağırlığı öğrenme katsayısı
η_{Φ}	: NSMMS öğrenme katsayısı matrisi
θ	: Referans çerçeve yer değiştirmesi (rad)
θ_r	: Rotor açısal yer değiştirmesi (rad)
θ_s	: Rotor kaymaya bağlı açısal yer değiştirmesi (rad)
λ_0	: Doğrudan kestirim kazanç matrisi
$\lambda_{1,2}$: İkinci dereceden bir sistemin kökleri
λ_{abcr}	: abc eksen sisteminde rotor akı vektörü (Wb)
λ_{abcs}	: abc eksen sisteminde stator akı vektörü (Wb)
$\lambda_{ar}, \lambda_{br}, \lambda_{cr}$: abc eksen sisteminde rotor akı bileşenleri (Wb)
$\lambda_{as}, \lambda_{bs}, \lambda_{cs}$: abc eksen sisteminde stator akı bileşenleri (Wb)
$\lambda_{ds}, \lambda_{qs}$: dq eksen sisteminde stator akı bileşenleri (Wb)
$\lambda_{dr}, \lambda_{qr}$: dq eksen sisteminde rotor akı bileşenleri (Wb)
ρ, κ	: Kayma kipli kontrol girişinin kazanç katsayıları
σ	: Yardımcı zaman değişkeni
τ	: Zaman sabiti
Φ	: Bilinmeyen sabit parametre vektörü
$\hat{\Phi}$: Parametre kestirim vektörü

$\tilde{\Phi}$: Parametre hata vektörü
ϕ_{ω_r}	: Parametre vektörünün hız bileşeni (rad/s)
$\hat{\phi}_{\omega_r}$: Parametre kestirim vektörünün hız bileşeni (rad/s)
$\tilde{\phi}_{\omega_r}$: Rotor hızı kestirim hatası
Φ	: Sistem durum geçiş matrisi
Ψ'_{qdr}	: dq eksen sisteminde statora indirgenmiş rotor akıları vektörü (Wb)
$\bar{\Psi}'_{qdr}$: dq eksen sisteminde statora indirgenmiş hesaplanan ve ölçüm yerine kullanılan rotor akıları vektörü (Wb)
ψ^*	: Doğrudan vektör kontrolde rotor akı komutu (Wb)
ψ'_{qr}, ψ'_{dr}	: dq eksen sisteminde statora indirgenmiş rotor akıları (Wb)
$\bar{\psi}'_{qr}, \bar{\psi}'_{dr}$: dq eksen sistemin statora indirgenmiş hesaplanan ve ölçüm yerine kullanılan rotor akı bileşenleri (Wb)
ψ_{qs}, ψ_{ds}	: Stator akı bileşenleri (Wb)
ω	: Referans çerçeve açısal frekansı (rad/s)
ω_b	: Stator sargılarına verilen gerilimin açısal frekansı (rad/s)
ω_r	: Rotor açısal frekansı (rad/s)
$\hat{\omega}_r$: Kestirilen rotor açısal frekansı (rad/s)
ω_{sr}	: Kaymaya bağlı rotor açısal frekansı (rad/s)

ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil 1.1.	Doğrudan vektör kontrolü.....	3
Şekil 1.2.	Dolaylı vektör kontrolü.....	4
Şekil 2.1.	Üç-fazlı simetrik bir indüksiyon motorun abc eksen sisteminde yıldız bağlı elektriksel eşdeğer devresi	16
Şekil 2.2.	Eksenler arası dönüşüm $abc \leftrightarrow dq$	23
Şekil 2.3.	Üç-fazlı simetrik bir indüksiyon motorun keyfi hızda dönen referans çerçeveye göre eşdeğer devresi.....	24
Şekil 2.4.	Simetrik üç-fazlı indüksiyon motorun keyfi hızda dönen referans çerçevede benzetimine ilişkin blok gösterimi.....	41
Şekil 3.1.	İkinci dereceden lineer bir sistemin muhtemel farklı durum yörüngeleri	53
Şekil 3.2.	İkinci dereceden kararsız sistemin durum yörüngesi.....	54
Şekil 3.3.	Geri beslemeli sistemin durum yörüngeleri.....	55
Şekil 3.4.	Değişken yapıli sistemin faz yörüngeleri.....	56
Şekil 3.5.	Yapay sinir ağı ile indüksiyon motorun hız kestirimi.....	73
Şekil 3.6.	Doğrusal nöron modeli	75
Şekil 3.7.	Rotor hızı kestirimi için blok şeması	77
Şekil 3.8.	Rotor hızı kestirimi için genişletilmiş kestirim algoritması blok şeması.....	80
Şekil 3.9.	Kayma yüzeyine dayalı dik iniş (gradient descent) algoritması tabanlı kestirim	82
Şekil 3.10.	Sinirsel kayma kip tabanlı kestirim algoritması.....	96
Şekil 4.1.	İndüksiyon motorun yavaşlama eğrisi	101
Şekil 4.2.	İndüksiyon motorun benzetim modeline dayalı durum değişkenlerinin kestirimine ilişkin blok diyagramı	102
Şekil 4.3.	Yüklü durumdaki indüksiyon motorun sinüzoidal besleme için benzetim modeline ilişkin geçici hal giriş/çıkış verileri ($T_L=3$ Nm)	105

Şekil 4.4.	Yüklü durumdaki indüksiyon motorun sinüzoidal besleme için benzetim modeline ilişkin geçici hal akım kestirim sonuçları ($T_L=3$ Nm).....	106
Şekil 4.5.	Yüklü durumda indüksiyon motorun sinüzoidal besleme için benzetim modeline ilişkin geçici hal akı kestirim sonuçları ($T_L=3$ Nm).....	107
Şekil 4.6.	Yüklü durumda indüksiyon motorun sinüzoidal besleme için benzetim modeline ilişkin sürekli hal giriş/çıkış verileri ($T_L=3$ Nm).....	108
Şekil 4.7.	Yüklü indüksiyon motorun sinüzoidal besleme için benzetim modeline ilişkin sürekli hal akım kestirim sonuçları ($T_L=3$ Nm)	109
Şekil 4.8.	Yüklü durumda indüksiyon motorun sinüzoidal besleme için benzetim modeline ilişkin sürekli hal akı kestirim sonuçları ($T_L=3$ Nm).....	110
Şekil 4.9.	Sinüzoidal beslenen indüksiyon motorun trapez hız değişimine ilişkin benzetim modelinden elde edilen giriş/çıkış verileri ($T_L=0$ Nm).....	111
Şekil 4.10.	Sinüzoidal beslenen indüksiyon motorun trapez hız değişimine ilişkin benzetim modeline dayalı akım kestirim sonuçları ($T_L=0$ Nm).....	112
Şekil 4.11.	Sinüzoidal beslenen indüksiyon motorun trapez hız değişimine ilişkin benzetim modeline dayalı akı kestirimi sonuçları ($T_L=0$ Nm).....	113
Şekil 4.12.	Yüklü durumda indüksiyon motorun 6-adım besleme için benzetim modeline ilişkin geçici halde giriş/çıkış verileri ($T_L=3,2$ Nm)	116
Şekil 4.13.	Yüklü durumda indüksiyon motorun 6-adım besleme için benzetim modeline ilişkin geçici hal akım kestirim sonuçları ($T_L=3,2$ Nm).....	117
Şekil 4.14.	Yüklü durumda indüksiyon motorun 6-adım besleme için benzetim modeline ilişkin geçici hal akı kestirim sonuçları ($T_L=3,2$ Nm).....	118
Şekil 4.15.	Yüklü durumda indüksiyon motorun 6-adım besleme için benzetim modeline ilişkin sürekli hal giriş/çıkış verileri ($T_L=3,2$ Nm).....	119
Şekil 4.16.	Yüklü durumda indüksiyon motorun 6-adım besleme için benzetim modeline ilişkin sürekli halde akım kestirimi sonuçları ($T_L=3,2$ Nm).....	120
Şekil 4.17.	Yüklü durumda indüksiyon motorun 6-adım besleme için benzetim modeline ilişkin sürekli halde akı kestirimi sonuçları ($T_L=3,2$ Nm)....	121
Şekil 4.18.	6-adım kaynak ile beslenen indüksiyon motorun trapez hız değişimine ilişkin benzetim modelinden elde edilen giriş/çıkış verileri ($T_L=0$ Nm).....	122

Şekil 4.19.	6-adım kaynakla beslenen indüksiyon motorun trapez hız değişimine ilişkin benzetim modeline dayalı akım kestirim sonuçları ($T_L=0$ Nm).....	123
Şekil 4.20.	6-adım kaynak ile beslenen indüksiyon motorun trapez hız değişimine ilişkin benzetim modeline dayalı akı kestirimi sonuçları ($T_L=0$ Nm)..	124
Şekil 4.21.	Yüklü durumda indüksiyon motorun PWM besleme için benzetim modeline ilişkin geçici hal giriş/çıkış verileri ($T_L=3,2$ Nm).....	127
Şekil 4.22.	Yüklü indüksiyon motorun PWM beslemeye ilişkin benzetim modeline dayalı geçici hal akım kestirim sonuçları ($T_L=3,2$ Nm).....	128
Şekil 4.23.	Yüklü indüksiyon motorun PWM beslemeye ilişkin benzetim modeline dayalı geçici hal akı kestirim sonuçları ($T_L=3,2$ Nm).....	129
Şekil 4.24.	Yüklü indüksiyon motorun PWM beslemeye ilişkin benzetim modelinden elde edilen sürekli hal giriş/çıkış verileri ($T_L=3,2$ Nm) ...	130
Şekil 4.25.	Yüklü indüksiyon motorun PWM beslemeye ilişkin benzetim modeline dayalı sürekli hal akım kestirimi sonuçları ($T_L=3,2$ Nm)	131
Şekil 4.26.	Yüklü indüksiyon motorun PWM beslemeye ilişkin benzetim modeline dayalı sürekli hal akı kestirimi sonuçları ($T_L=3,2$ Nm).....	132
Şekil 4.27.	PWM ile beslenen indüksiyon motorun trapez hız değişimine ilişkin benzetim modelinden elde edilen giriş/çıkış verileri ($T_L=0$ Nm).....	133
Şekil 4.28.	PWM ile beslenen indüksiyon motorun trapez hız değişimine ilişkin benzetim modeline dayalı akım kestirim sonuçları ($T_L=0$ Nm).....	134
Şekil 4.29.	PWM ile beslenen indüksiyon motorun trapez hız değişimine ilişkin benzetim modeline dayalı akı kestirim sonuçları ($T_L=0$ Nm).....	135
Şekil 4.30.	İndüksiyon motorun benzetim modeline dayalı durum değişkenleri, rotor hızı ve yük momenti kestirimine ilişkin blok diyagramı	137
Şekil 4.31.	Yüklü durumda indüksiyon motorun sinüzoidal besleme için benzetim modeline dayalı geçici hal akım kestirim sonuçları ($T_L=3$ Nm).....	141
Şekil 4.32.	Yüklü indüksiyon motorun sinüzoidal besleme için benzetim modeline dayalı geçici hal akı kestirim sonuçları ($T_L=3$ Nm)	142
Şekil 4.33.	Yüklü durumda indüksiyon motorun sinüzoidal besleme için benzetim modeline dayalı geçici hal rotor hızı ve yük momenti kestirim sonuçları ($T_L=3$ Nm).....	143

Şekil 4.34.	Yüklü durumda indüksiyon motorun sinüzoidal besleme için benzetim modeline dayalı sürekli hal akım kestirim sonuçları ($T_L=3$ Nm).....	144
Şekil 4.35.	Yüklü durumda indüksiyon motorun sinüzoidal besleme için benzetim modeline dayalı sürekli hal akı kestirim sonuçları ($T_L=3$ Nm).....	145
Şekil 4.36.	Yüklü durumda indüksiyon motorun sinüzoidal besleme için benzetim modeline dayalı sürekli hal rotor hızı ve yük momenti kestirim sonuçları ($T_L=3$ Nm).....	146
Şekil 4.37.	Sinüzoidal beslenen indüksiyon motorun trapez hız değişimine ilişkin benzetim modeline dayalı akım kestirim sonuçları ($T_L=0$ Nm).....	147
Şekil 4.38.	Sinüzoidal beslenen indüksiyon motorun trapez hız değişimine ilişkin benzetim modeline dayalı akı kestirim sonuçları ($T_L=0$ Nm).....	148
Şekil 4.39.	Sinüzoidal beslenen indüksiyon motorun trapez hız değişimine ilişkin benzetim modeline dayalı rotor hızı ve yük momenti kestirim sonuçları ($T_L=0$ Nm).....	149
Şekil 4.40.	Yüklü durumda indüksiyon motorun 6-adım besleme için benzetim modeline dayalı geçici hal akım kestirim sonuçları ($T_L=3,2$ Nm).....	152
Şekil 4.41.	Yüklü durumda indüksiyon motorun 6-adım besleme için benzetim modeline dayalı geçici hal akı kestirim sonuçları ($T_L=3,2$ Nm).....	153
Şekil 4.42.	Yüklü durumda indüksiyon motorun 6-adım besleme için benzetim modeline dayalı geçici hal rotor hızı ve yük momenti kestirim sonuçları ($T_L=3,2$ Nm).....	154
Şekil 4.43.	Yüklü durumda indüksiyon motorun 6-adım besleme için benzetim modeline dayalı sürekli hal akım kestirim sonuçları ($T_L=3,2$ Nm).....	155
Şekil 4.44.	Yüklü durumda indüksiyon motorun 6-adım besleme için benzetim modeline dayalı sürekli hal akı kestirim sonuçları ($T_L=3,2$ Nm).....	156
Şekil 4.45.	Yüklü durumda indüksiyon motorun 6-adım besleme için benzetim modeline dayalı sürekli hal rotor hızı ve yük momenti kestirim sonuçları ($T_L=3,2$ Nm).....	157
Şekil 4.46.	6-adım beslenen indüksiyon motorun trapez hız değişimine ilişkin benzetim modeline dayalı akım kestirim sonuçları ($T_L=0$ Nm).....	158
Şekil 4.47.	6-adım beslenen indüksiyon motorun trapez hız değişimine ilişkin benzetim modeline dayalı akı kestirim sonuçları ($T_L=0$ Nm).....	159

Şekil 4.48.	6-adım beslenen indüksiyon motorun trapez hız değişimine ilişkin benzetim modeline dayalı rotor hızı ve yük momentini kestirim sonuçları ($T_L=0$ Nm).....	160
Şekil 4.49.	Yüklü durumda indüksiyon motorun PWM beslemeye ilişkin benzetim modeline dayalı geçici hal akım kestirim sonuçları ($T_L=3,2$ Nm).....	163
Şekil 4.50.	Yüklü durumda indüksiyon motorun PWM beslemeye ilişkin benzetim modeline dayalı geçici hal akı kestirim sonuçları ($T_L=3,2$ Nm).....	164
Şekil 4.51.	Yüklü durumda indüksiyon motorun PWM beslemeye ilişkin benzetim modeline dayalı geçici hal rotor hızı ve yük momentini kestirim sonuçları ($T_L=3,2$ Nm).....	165
Şekil 4.52.	Yüklü durumda indüksiyon motorun PWM beslemeye ilişkin benzetim modeline dayalı sürekli hal akım kestirim sonuçları ($T_L=3,2$ Nm).....	166
Şekil 4.53.	Yüklü durumda indüksiyon motorun PWM beslemeye ilişkin benzetim modeline dayalı sürekli hal akı kestirim sonuçları ($T_L=3,2$ Nm).....	167
Şekil 4.54.	Yüklü durumda indüksiyon motorun PWM beslemeye ilişkin benzetim modeline dayalı sürekli hal rotor hızı ve yük momentini kestirim sonuçları ($T_L=3,2$ Nm).....	168
Şekil 4.55.	PWM beslenen indüksiyon motorun trapez hız değişimine ilişkin benzetim modeline dayalı akım kestirim sonuçları ($T_L=0$ Nm).....	169
Şekil 4.56.	PWM beslenen indüksiyon motorun trapez hız değişimine ilişkin benzetim modeline dayalı akı kestirim sonuçları ($T_L=0$ Nm).....	170
Şekil 4.57.	PWM beslenen indüksiyon motorun trapez hız değişimine ilişkin benzetim modeline dayalı rotor hızı ve yük momentini kestirim sonuçları ($T_L=0$ Nm).....	171
Şekil 4.58.	Deneysel verilerin üretildiği ölçüm düzeneği.....	173
Şekil 4.59.	Yüklü durumda indüksiyon motorun sinüzoidal besleme için geçici hal deneysel giriş/çıkış ölçüm verileri ($T_L=3$ Nm).....	176
Şekil 4.60.	Yüklü durumda indüksiyon motorun sinüzoidal besleme için deneysel verilere dayalı geçici hal akım kestirim sonuçları ($T_L=3$ Nm).....	177
Şekil 4.61.	Yüklü durumda indüksiyon motorun sinüzoidal besleme için deneysel verilere dayalı geçici hal akı kestirim sonuçları ($T_L=3$ Nm).....	178
Şekil 4.62.	Yüklü durumda indüksiyon motorun sinüzoidal besleme için sürekli hal deneysel giriş/çıkış ölçüm verileri ($T_L=3$ Nm).....	179

Şekil 4.63.	Yüklü durumda indüksiyon motorun sinüzoidal besleme için deneysel verilere dayalı sürekli hal akım kestirim sonuçları ($T_L=3$ Nm)	180
Şekil 4.64.	Yüklü durumda indüksiyon motorun sinüzoidal besleme için deneysel verilere dayalı sürekli hal akı kestirim sonuçları ($T_L=3$ Nm)	181
Şekil 4.65.	Yüklü durumda indüksiyon motorun 6-adım besleme için geçici hal deneysel giriş/çıkış ölçüm verileri ($T_L=3,2$ Nm).....	183
Şekil 4.66.	Yüklü durumda indüksiyon motorun 6-adım besleme için deneysel verilere dayalı geçici hal akım kestirim sonuçları ($T_L=3,2$ Nm).....	184
Şekil 4.67.	Yüklü durumda indüksiyon motorun 6-adım besleme için deneysel verilere dayalı geçici hal akı kestirim sonuçları ($T_L=3,2$ Nm).....	185
Şekil 4.68.	Yüklü durumda indüksiyon motorun 6-adım besleme için sürekli hal deneysel giriş/çıkış ölçüm verileri ($T_L=3,2$ Nm).....	186
Şekil 4.69.	Yüklü durumda indüksiyon motorun 6-adım besleme için deneysel verilere dayalı sürekli hal akım kestirim sonuçları ($T_L=3,2$ Nm)	187
Şekil 4.70.	Yüklü durumda indüksiyon motorun 6-adım besleme için deneysel verilere dayalı sürekli hal akı kestirim sonuçları ($T_L=3,2$ Nm)	188
Şekil 4.71.	Yüklü durumda indüksiyon motorun sinüzoidal besleme için deneysel verilere dayalı geçici hal akım kestirim sonuçları ($T_L=3$ Nm).....	192
Şekil 4.72.	Yüklü durumda indüksiyon motorun sinüzoidal besleme için deneysel verilere dayalı geçici hal akı kestirim sonuçları ($T_L=3$ Nm).....	193
Şekil 4.73.	Yüklü durumda indüksiyon motorun sinüzoidal besleme için deneysel verilere dayalı geçici hal rotor hızı ve yük momenti kestirim sonuçları ($T_L=3$ Nm).....	194
Şekil 4.74.	Yüklü durumda indüksiyon motorun sinüzoidal besleme için deneysel verilere dayalı sürekli hal akım kestirim sonuçları ($T_L=3$ Nm)	195
Şekil 4.75.	Yüklü indüksiyon motorun sinüzoidal besleme için deneysel verilere dayalı sürekli hal akı kestirim sonuçları ($T_L=3$ Nm).....	196
Şekil 4.76.	Yüklü durumda indüksiyon motorun sinüzoidal besleme için deneysel verilere dayalı sürekli hal rotor hızı ve yük momenti kestirim sonuçları ($T_L=3$ Nm).....	197
Şekil 4.77.	Yüklü durumda indüksiyon motorun 6-adım besleme için deneysel verilere dayalı geçici hal akım kestirim sonuçları ($T_L=3,2$ Nm).....	201

Şekil 4.78. Yüklü durumda indüksiyon motorun 6-adım besleme için deneysel verilere dayalı geçici hal akı kestirim sonuçları ($T_L=3,2$ Nm).....	202
Şekil 4.79. Yüklü durumda indüksiyon motorun 6-adım besleme için deneysel verilere dayalı geçici hal rotor hızı ve yük momenti kestirim sonuçları ($T_L=3,2$ Nm).....	203
Şekil 4.80. Yüklü durumda indüksiyon motorun 6-adım besleme için deneysel verilere dayalı sürekli hal akım kestirim sonuçları ($T_L=3,2$ Nm)	204
Şekil 4.81. Yüklü durumda indüksiyon motorun 6-adım besleme için deneysel verilere dayalı sürekli hal akı kestirim sonuçları ($T_L=3,2$ Nm)	205
Şekil 4.82. Yüklü durumda indüksiyon motorun 6-adım besleme için deneysel verilere dayalı sürekli hal rotor hızı ve yük momenti kestirim sonuçları ($T_L=3,2$ Nm).....	206
Şekil 4.83. Sinirsel kayma kip tabanlı kestirim algoritması ile parametre ve durum kestirimi	207
Şekil 4.84. Yüklü durumda indüksiyon motorun sinüzoidal beslemeye ilişkin benzetim modeline dayalı geçici hal akım kestirim sonuçları ($T_L=3$ Nm).....	210
Şekil 4.85. Yüklü durumda indüksiyon motorun sinüzoidal beslemeye ilişkin benzetim modeline dayalı geçici hal akı kestirim sonuçları ($T_L=3$ Nm).....	211
Şekil 4.86. Yüklü durumda indüksiyon motorun sinüzoidal beslemeye ilişkin benzetim modeline dayalı geçici hal rotor hızı, yük momenti ve rotor direnci kestirim sonuçları ($T_L=3$ Nm).....	212
Şekil 4.87. Yüklü durumda indüksiyon motorun 6-adım beslemeye ilişkin benzetim modeline dayalı geçici hal akım kestirim sonuçları ($T_L=3,2$ Nm)	214
Şekil 4.88. Yüklü durumda indüksiyon motorun 6-adım beslemeye ilişkin benzetim modeline dayalı geçici hal akı kestirim sonuçları ($T_L=3,2$ Nm).....	215
Şekil 4.89. Yüklü durumda indüksiyon motorun 6-adım beslemeye ilişkin benzetim modeline dayalı geçici hal rotor hızı, yük momenti ve rotor direnci kestirim sonuçları ($T_L=3,2$ Nm)	216
Şekil 4.90. Yüklü durumda indüksiyon motorun PWM beslemeye ilişkin benzetim modeline dayalı geçici hal akım kestirim sonuçları ($T_L=3,2$ Nm)	219

Şekil 4.91. Yüklü durumda indüksiyon motorun PWM beslemeye ilişkin benzetim modeline dayalı geçici hal akı kestirim sonuçları ($T_L=3,2$ Nm).....	220
Şekil 4.92. Yüklü durumda indüksiyon motorun PWM beslemeye ilişkin benzetim modeline dayalı geçici hal rotor hızı, yük momentı ve rotor direnci kestirim sonuçları ($T_L=3,2$ Nm).....	221
Şekil 4.93. Yüksüz durumda indüksiyon motorun sinüzoidal besleme için geçici hal deneysel giriş/çıkış ölçüm verileri ($T_L=0$ Nm).....	225
Şekil 4.94. Yüksüz durumda indüksiyon motorun sinüzoidal beslemeye ilişkin deneysel verilere dayalı geçici hal akım kestirim sonuçları ($T_L=0$ Nm).....	226
Şekil 4.95. Yüksüz durumda indüksiyon motorun sinüzoidal beslemeye ilişkin deneysel verilere dayalı geçici hal akı kestirim sonuçları ($T_L=0$ Nm).....	227
Şekil 4.96. Yüksüz durumda indüksiyon motorun sinüzoidal beslemeye ilişkin deneysel verilere dayalı geçici hal rotor hızı, yük momentı ve rotor direnci kestirim sonuçları ($T_L=0$ Nm).....	228
Şekil 4.97. Yüklü durumda indüksiyon motorun sinüzoidal beslemeye ilişkin deneysel verilere dayalı geçici hal akım kestirim sonuçları ($T_L=3$ Nm).....	229
Şekil 4.98. Yüklü durumda indüksiyon motorun sinüzoidal beslemeye ilişkin deneysel verilere dayalı geçici hal akı kestirim sonuçları ($T_L=3$ Nm).....	230
Şekil 4.99. Yüklü durumda indüksiyon motorun sinüzoidal beslemeye ilişkin deneysel verilere dayalı geçici hal rotor hızı, yük momentı ve rotor direnci kestirim sonuçları ($T_L=3$ Nm).....	231
Şekil 4.100. Yüksüz durumda indüksiyon motorun 6-adım besleme için geçici hal deneysel giriş/çıkış ölçüm verileri ($T_L=0$ Nm).....	234
Şekil 4.101. Yüksüz durumda indüksiyon motorun 6-adım beslemeye ilişkin deneysel verilere dayalı geçici hal akım kestirim sonuçları ($T_L=0$ Nm).....	235
Şekil 4.102. Yüksüz durumda indüksiyon motorun 6-adım beslemeye ilişkin deneysel verilere dayalı geçici hal akı kestirim sonuçları ($T_L=0$ Nm).....	236

Şekil 4.103. Yüksüz durumda indüksiyon motorun 6-adım beslemeye ilişkin deneysel verilere dayalı geçici hal rotor hızı, yük momenti ve rotor direnci kestirim sonuçları ($T_L=0$ Nm).....	237
Şekil 4.104. Yüklü durumda indüksiyon motorun 6-adım beslemeye ilişkin deneysel verilere dayalı geçici hal akım kestirim sonuçları ($T_L=3,2$ Nm).....	238
Şekil 4.105. Yüklü durumda indüksiyon motorun 6-adım beslemeye ilişkin deneysel verilere dayalı geçici hal akı kestirim sonuçları ($T_L=3,2$ Nm).....	239
Şekil 4.106. Yüklü durumda indüksiyon motorun 6-adım beslemeye ilişkin deneysel verilere dayalı geçici hal rotor hızı, yük momenti ve rotor direnci kestirim sonuçları ($T_L=3,2$ Nm).....	240

TABLolar LİSTESİ

Tablo 4.1. Motorun eşdeğer devresi için deney sonuçları	98
---	----

ÖZET

Anahtar kelimeler: İM, Kayma Kipli Gözlemleyiciler, Sinirsel Gözlemleyiciler

Vektör kontrolü ya da diğer bir adıyla alan uyumlu kontrol, indüksiyon motorun (İM) yüksek performanslı kontrolü için endüstriyel anlamda önemli bir yere sahiptir. Vektör kontrollü İM sürücüler yüksek performanslı indüksiyon motor kontrolü için stator akımı, rotor akısı, stator akısı gibi durum değişkenlerinden faydalanır. İM kontrol uygulamalarında ihtiyaç duyulan rotor akısı ölçülemediğinden kestirim teknikleriyle elde edilir. Bu da vektör kontrol performansını doğrudan etkiler. Rotora ve statora ait durum değişkenlerinin yanı sıra değişen parametrelerin de kestirimi gerekebilir. Özellikle hız algılayıcısının bulunmadığı vektör kontrol uygulamalarında rotor hızının ve yük momentinin kestirimi gerekir. Rotorun zaman sabiti rotor direncini içerdiğinden; rotor direnci motorun hızlanma eğrisini ve stator ile rotorun durum değişkenlerini doğrudan etkiler. Bu durumda rotor zaman sabitinin veya rotor direncinin kestirimi de önem arz eder.

Bu tez çalışmasında önce abc eksen sisteminden dq eksen sistemine çevrilmiş durum değişkenlerini temel alan İM'nin durum uzayı matematiksel modelleri verilmiş ve bu modelleri kullanarak durum ve parametre kestirimi gerçekleştiren gözlemleyiciler ele alınıp farklı çalışma koşulları içerisinde incelenmiştir. Özellikle Kalman-Bucy algoritması ve kayma kip gözlemleyici teorisine dayalı yeni algoritmalar olan kayma kipli ortalama-kare ve kayma kipli ortalama-modül filtreleri; benzetim ve deneysel verilere dayalı olarak farklı çalışma koşullarında test edilmiş ve karşılaştırılmıştır. Lineer sistemler için önerilen söz konusu kayma kipli tabanlı bu iki filtreye hız kestirimi yük momentini kestirimi ve rotor hızı kestirimi özelliklerinin kazandırıldığı yeni filtreleme algoritmaları geliştirilmiş ve değişik çalışma koşullarında test edilmiştir.

STATE AND PARAMETER ESTIMATION OF INDUCTION MOTOR USING NEURAL SLIDING MODE OBSERVER

SUMMARY

Keywords: Induction Motors, Sliding Mode Observers, Neural Observers

Vector control, also known as field oriented control, has a very important reputation for high-performance control of the induction motors. Vector-controlled induction motor drives utilize state variables such as stator current, rotor flux and stator flux for controlling the high performance the induction motors. Because the rotor flux that is needed in the induction motor control applications cannot be directly measured, it must be obtained by estimation techniques. This has a direct effect on the performance of the vector control. It may be necessary to estimate the varying parameters, along with the state variables which belong to the rotor and stator. In addition, it is necessary to estimate the rotor velocity and load moment, especially in vector control applications that do not have an angular velocity sensor. The rotor time constant has rotor resistance, and this rotor resistance affects the acceleration and the state variables of the stator and rotor. This makes it even more important to be able to estimate the rotor time constant and the rotor resistance.

In this study, the state space mathematical models of the induction motors, which is based on the state variables converted from the abc axis system to the dq axis system are presented. By using these mathematical models, the observers which estimate state variables and parameters are examined under different circumstances. Of note, the Kalman-Bucy algorithm and some new control-based algorithms such as sliding mode mean-square and sliding mode mean-module filters are tested in different operating conditions. We demonstrate through repeated testing that the two sliding mode filters, which were developed for linear systems, have features such as a rotor angular velocity estimator, a load moment estimator and a rotor resistance estimator.

BÖLÜM 1. GİRİŞ

Endüstriyel uygulamalarda elektrik enerjisini mekanik enerjiye dönüştürerek, sistemlerin büyük çoğunluğuna hareket enerjisi sağlama özelliğini kazandıran indüksiyon motorlar, elektrik makineleri arasında endüstriyel anlamda birincil derecede ehemmiyete sahiptirler. Modern endüstriyel ülkelerde üretilen elektrik enerjisinin yarısından fazlası, indüksiyon motorlar vasıtasıyla mekanik enerjiye dönüştürülür. Bu motorların kullanıldığı alanlar, endüstriyel tesislerin üretim süreçlerinin hemen hemen her alanını kapsar. Ayrıca bu motorların kullanımı endüstriyel alanın yanı sıra, ev cihazlarında da yaygınlık göstermektedir [1].

Aynı boyutlardaki senkron ve DC motorlarla karşılaştırıldığında daha ekonomik olan indüksiyon motorların güçleri, birkaç watt ile 10 kw arasında değişebilir [2]. Bu güç aralığı günümüz endüstrisi için oldukça uygundur.

İndüksiyon motorların bakım ve onarımı her ne kadar düşük maliyetli olsa da, hızlarını kontrol etmek DC motorlara göre daha zordur. Tam yükte yüklenen bir indüksiyon motor, beslenmeye başladığı anda, nominal akımdan 6-8 kat daha fazla akım çeker [2]. Sabit frekanslı sinüzoidal beslemesi olan indüksiyon motorlar, genellikle sabit hızlı uygulamalarda kullanılır. Değişken hızlı uygulamalar için DC motorlar tercih edilebilir ancak DC motorlar; yüksek maliyet, komütatör ve fırçaların bakım ve onarım sıklığı, yanıcı ve patlayıcı materyallerin bulunduğu alanlarda kullanılmaması gibi dezavantajlara sahiptir [3].

DC motorların doğası gereği, endüvi akımına bağlı olarak moment kontrolü ve akıma bağlı olarak akı kontrolü birbirinden bağımsız olarak gerçekleştirilebilir. Buna bağlı olarak DC motora uyarlanabilen sürücü sistemleri için bilgisayarla uygulanabilecek basit kontrol algoritmaları geliştirilmiştir. Buna karşın üç-fazlı indüksiyon motorlar, çok-fazlı sargı ve gerilim içeren bir mimariye sahip olduklarından, kontrolde

matematiksel bir karmaşa içerirler ve bu da DC motordaki akı ve momentin birbirinden bağımsız olarak kontrol edilmesindeki kolaylığın kullanılmamasına sebep olur. İndüksiyon motorların kontrol performansının, DC motorların kontrol performansına yakınsayabilmesi için, alan uyumlu kontrol olarak da bilinen vektör kontrol teknikleri geliştirilmiştir. Vektör kontrolü kısaca, akı ve moment bileşenlerinin birbirinden ayrıştırılmasını sağlayan bir kontrol yöntemidir [4].

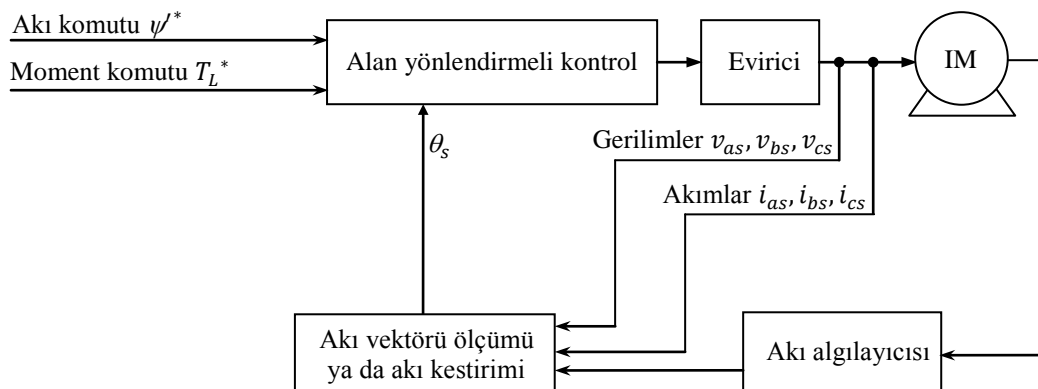
Doğrusal olmayan yapılarından dolayı indüksiyon motorlar, karmaşık kontrol ve dönüşüm algoritmaları gerektirir. Diğer yandan, serbest uyarmalı doğru akım motorları doğrusal bir yapıya sahiptirler. Bunun sebebi, akıyı ve momenti oluşturan akım bileşenlerinin birbirlerinden bağımsız olmalarıdır. Bu da, akının ve momentin birbirlerinden bağımsız olarak kontrol edilebilmesini mümkün kılar. Akı sabit tutulduğunda moment, kendini oluşturan akım bileşeni ile doğrusal olarak kontrol edilebilmektedir. Dolayısıyla bir DC motorun kontrolü için, uyarma akımının ve endüvi akımının kontrol edilmesi yeterlidir ve bu da indüksiyon motorda olmayan bir özelliktir. İndüksiyon motorlarda akıyı ve momenti kontrol edebilecek iki akım bileşeni mevcut değildir. Yalnızca sinüzoidal bir forma sahip olan stator akımı vardır ve genlik, frekans ve faz bilgilerini içerir. Diğer taraftan, AC sürücülerin de DC sürücülerdeki gibi akı ve momenti birbirinden bağımsız olarak kontrol etmesi mümkün hale getirilebilir. İndüksiyon motorlarda kontrol edilmesi gereken, genlik, faz ve frekans bilgilerini içeren akım vektörüdür. Literatürde bu kontrol işlevine vektör kontrolü denmektedir. Doğru akım motorlarında olduğu gibi, motorun stator akım vektörünün, biri akıyı diğeri momenti oluşturan iki dik bileşene ayrılma gerekliliğinden dolayı, rotor akı pozisyonunun her an bilinmesi gerekir. Bu mümkün olduğunda, indüksiyon motorların kontrolü, serbest uyarmalı doğru akım motorların kontrolüne benzerdir. Akı baz alınarak stator akımının bileşenlerine ayrılması işlemi, alan yönlendirme (field-orientation) olarak adlandırılır [5].

İndüksiyon motorlar besleme voltajının frekansına göre ya da motordaki kutup sayısına göre nominal hızda çalıştırılır.

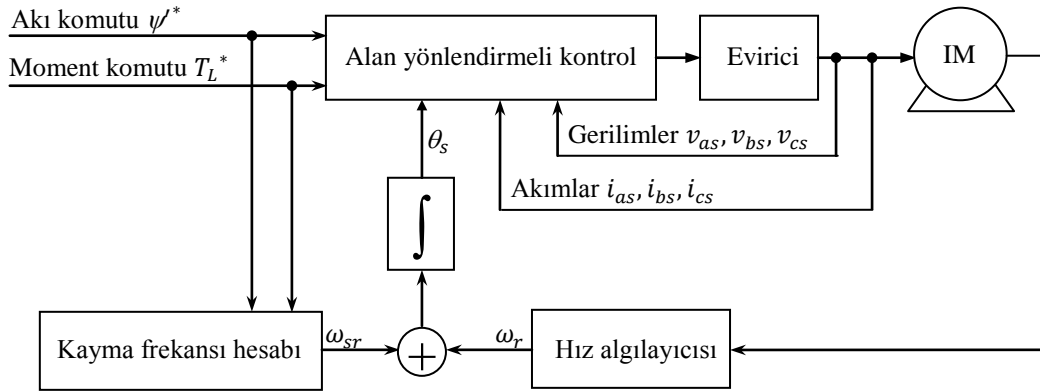
Vektör kontrolü hakkında ilk çalışmalar Blashke [6] tarafından yapılmıştır. Vektör kontrol algoritması iki temel fikre dayanır. Birincisi akı ve moment üreten

akımlardır. Bir indüksiyon motor, girişine uygulanan üç-fazlı akım yerine, Park ve Clark dönüşümleriyle iki eksene dönüştürülmüş (dq) akımlar ile en basit şekilde modellenabilir ve kontrol edilebilir. Bu akımlar direct (i_d) ve quadrature (i_q) olarak isimlendirilirler ve sırasıyla motorda akı ve moment üretme işlevini gerçekleştirirler. Vektör kontrolün ikinci temel fikri, referans çerçevelerdir. Referans çerçeve fikri kısaca, sinüzoidal bir niceliği, aynı frekansta dönen bir çerçevede sabit bir değere dönüştürmektir. Sinüzoidal büyüklük, dikkatli seçilen bir referans çerçevede, sabit bir değere dönüştürüldükten sonra, geleneksel PI denetleyicilerle kontrol edilebilir [7].

Vektör kontrolü, vektör kontrolü için gerekli olan rotor akısının konumunun elde edilmesine göre, doğrudan ve dolaylı vektör kontrolü olmak üzere ikiye ayrılır. Doğrudan vektör kontrolde, rotor akı vektörünün konumu hall algılayıcıları ve araştırma bobinleri gibi akı algılayıcıları kullanılarak ölçülür, ya da indüksiyon motorun akı modelinden hesaplama yoluyla elde edilir (Şekil 1.1). Ancak her iki algılayıcı ile akı ölçümü için, özel üretilmiş motorlar gerektiğinden, bu tür algılayıcıların endüstriyel uygulamaları yoktur. Hasse [8] tarafından geliştirilen dolaylı vektör kontrolde ise, rotor akı vektörünün konumunun belirlenmesi için konum ya da hız algılayıcıları kullanılır (Şekil 1.2). Rotor akısının konumu, motor miline yerleştirilen konum veya hız algılayıcılarından elde edilen bilgiyle, referans işaretten elde edilen referans kayma değerinden yararlanılarak belirlenir [9].



Şekil 1.1. Doğrudan vektör kontrolü



Şekil 1.2. Dolaylı vektör kontrolü

Son yıllarda indüksiyon motorların kontrolü ile ilgili uygulamalar, algılayıcısız vektör kontrolü üzerine yoğunlaşmıştır. Mekanik kurulum kolaylığı, bakımının daha ekonomik oluşu ve güvenilirlik gibi faktörler, algılayıcısız indüksiyon motor sürücülerinin avantajlarıdır [10]. İndüksiyon motor akısı doğrudan hall algılayıcıları ya da araştırma bobinleriyle ölçülebilmesine rağmen, bu durum maliyetin ve motor aksesuarlarının hacim ve ağırlık artışına sebep olmaktadır. Ayrıca, elektriksel hassasiyetin olumsuz yönde etkilenmesi gibi problemleri de beraberinde getirmektedir. Bu yüzden akı, genellikle stator akımları, stator gerilimleri ve rotor açılma hızını kullanan gözlemleyiciler vasıtasıyla, kestirim yoluyla elde edilir. Rotor akılarının kestirimi için indüksiyon makinenin akım modeli, stator akılarının kestirimi için indüksiyon makinenin gerilim modeli kullanılır [11].

İndüksiyon motorun çalışması sırasında sıcaklık değişimi ve deri etkisi, indüksiyon makine parametrelerinden stator direncinin ve rotor direncinin değişmesine sebep olur [10,11]. Stator direnci nominal değerine göre %50 oranına kadar, rotor direnci ise nominal değerine göre %100 oranına kadar değişebilir [12,13]. Rotor direnci, akı kestiriminde kritik bir parametredir ve literatürde rotor direncinin de kestirimini amaçlayan çalışmalar vardır [10,11]. Genellikle stator denklemlerine dayalı alan uyumlu kontrol metotlarında stator direnç değeri, rotor denklemlerine dayalı diğer alan uyumlu kontrol metotlarında ise rotor direnç değeri ve rotor açılma hızı kullanılır. Ayrıca rotor zaman sabiti, rotor hızının kestirimi için de gereklidir [13].

Manyetik doyma, indüksiyon motorun stator endüktansının (L_s), rotor endüktansının (L_r) ve ortak endüktansının akı doygunluğuna göre lineer olmayan bir şekilde değişimine sebep olur [10,14]. Akı doygunluk bölgesinde özellikle hız algılayıcısı olmadan akı doygunluğundan dolayı istenen doğrulukta rotor akı bilgisi elde etmek kolay değildir [14].

Buraya kadarki bilgilerden anlaşılmaktadır ki, indüksiyon motorun durum uzayı modelini kullanan alan uyumlu kontrol için akının bilinmesi gereklidir. Akının elde edilmesi için algılayıcı kullanılmasının dezavantajları ve akının elde edilmesini zorlaştıran motor parametrelerinin değişmesi gibi faktörler, literatür çalışmalarını indüksiyon motorun akı ve parametre kestiriminde yoğunlaştırmıştır.

Kestirim kavramı bir sistemden alınan ölçümlere ya da performans verilerine dayanılarak sistemin ölçülemeyen durum değişkenlerinin veya değişen sistem parametrelerinin belirlenmesi olarak tanımlanabilir.

Parametre kestirimleri, çevrimiçi (on-line) ya da çevrimdışı (off-line) olarak yapılandırılabilir. Çevrimdışı kestirimler genelde, indüksiyon motorun DC, yüksüz ve kilitli rotor testlerinden elde edilen verilerden yola çıkılarak yapılan hesaplamalar sonucu motor parametrelerinin elde edilmesidir. Çevrimiçi teknikler ise, spektral analiz tabanlı, gözlemleyici tabanlı ve model referans uyarlamalı sistem tabanlı teknikler olarak sıralanabilir [15].

Spektral analiz teknikleri, bilinçli olarak enjekte edilen test sinyallerinden alınan cevap sinyallerine ya da gerilim/akım spektrumunda var olan harmonik karakteristiğe dayanır [16-19]. Motorun stator akım ve gerilimleri örneklenir ve bu örneklerin spektral analiziyle parametreler belirlenir.

Gözlemleyici tabanlı kestirim teknikleri, Luenberger ve Kalman filtresi gibi indüksiyon makinenin durum uzayı modelini kullanan algoritmalarıdır. Sistemlerin yapısına bağlı olarak ölçülebilen durum değişkenleri olabildiği gibi, ölçülemeyen durum değişkenleri de olabilir. Dinamik doğrusal sistemlerin ölçülemeyen durum değişkenlerinin, ölçülebilen giriş/çıkış ölçümlerine dayalı olarak belirlenmesi için

gözlemleyiciler kullanılır. Dinamik sistemin gürültü içeren ve içermeyen dinamik modelini kullanan gözlemleyiciler, açık çevrimli ve kapalı çevrimli gözlemleyiciler olarak farklı şekilde düzenlenebilir. Literatürde en çok kullanılan gözlemleyicilerden birisi olan Luenberger, kapalı çevrimli asimptotik bir gözlemleyicidir [20,21] .

Kalman filtresi yaygın olarak kullanılan rastsal bir kestirim algoritmasıdır. Bu algoritma, dinamik bir sistemin ölçülebilen durum değişkenlerini ve matematiksel modelini kullanarak, ölçülemeyen durum değişkenlerini filtreleyerek hesaplar. Bu işlem, kestirilen ve ölçülen durum değişkenlerinin arasındaki fark kullanılarak gerçek zamanlı olarak yapılır. Kapalı çevrim algoritmasıyla birleştirilerek, kontrol sinyalleri, kestirilen değişkenlerin işlemcinin hafızasındaki nominal değere gelmesi için ayarlanır. Özetle Kalman filtresi, dış dünyadan alınan ölçüm bilgilerinin işlenmesi için, zamanla değişen kazanç matrisinin hesaplanması maksadıyla, sistemin hata kaynaklarının istatistiksel kestirimlerini işleten sistemin lineerleştirilmiş modelini içerir. Sonuç olarak ölçülen bilgiler, düzeltmeler ve kritik hata kaynaklarının kompanzasyonu için kullanılır. Böylece sistemin hata dinamikleri ve hata dinamiklerinin birleştirilmiş istatistiksel bilgileri, filtrede modellenir ve kullanışlı bilgiler için optimum düzeltmeler gerçekleştirilir [22-24]. Kalman filtresi, sistem modelinden ölçülen değerlerin sürekli olması durumunda sürekli zamanda düşünülebildiği gibi, uygulamada Kalman filtresinin ayrık modeli kullanılır. Genişletilmiş Kalman filtresi, sistemin pratikteki dinamik davranışına ilişkin doğrusallaştırılmış durum uzayı modelini kullanır. Ancak doğrusallaştırma kestirim performansını azaltmaktadır.

Model referans uyarlamalı sistem tabanlı kestirim teknikleri, model referans uyarlamalı kontrol prensiplerine dayanan tekniklerdir. Temel fikir bir niceliğin iki farklı yol ile hesaplanabilmesidir. İlk değer kontrol sinyalinin referans girişinden hesaplanır. İkinci değer ölçülen sinyallerden hesaplanır. Değerlerden birisi rotor direncinden bağımsızdır. İki değer farkı, kontrol sistemindeki rotor direncinden kaynaklanan bir hata sinyalini oluşturur. Bu hata sinyali herhangi bir uyarlamalı mekanizma (PI veya I) ile en küçük değeri alıncaya kadar uyarlamalı gözlemleyici modelindeki rotor direnci parametresi değiştirilerek elde edilir [15].

Son yıllarda elektronik ve bilgisayar teknolojisinin gelişimiyle, yapay zekâ teknikleri alanında da uygulamalar artmıştır. Literatürde yapay zekâ teknikleri ile kestirim alanında çalışmalar mevcuttur [25-28]. Ayrıca bulanık mantık ile kestirim de literatürde mevcuttur [29-31].

1.1. Daha Önce Yapılmış Çalışmalar

Literatürde dolaylı ve doğrudan vektör kontrolü ile yüksek performanslı indüksiyon motor kontrol uygulamalarına; rotor akısı, stator akımı, rotor açısal hızı, yük momenti gibi değişkenlerin ve indüksiyon makine parametrelerinin kestirimine ilişkin çalışmalardan bazıları aşağıda özetlenmiştir.

Lee ve Baabjerg [32], matris çevirici tarafından beslenen bir yüksek performanslı indüksiyon motor sürücüsü için algılayıcısız vektör kontrolü yöntemi geliştirmiştir.

Duranlar, Perez ve Fernandez [33], aşırı akım korumalı ve çevrimiçi parametre kestirimli algılayıcısız vektör kontrolü gerçekleştirmişlerdir.

Comanescu ve Xu [34], algılayıcısız vektör kontrolü için kayma kipli kontrol tabanlı model referans uyarlamalı sistem kestiricisi geliştirmişlerdir.

Cirrinciona, Pucci, ve Capolino [26] en küçük kareler algoritmasına dayanan bir öğrenme algoritmasına sahip yeni bir sinirsel kestirim algoritması geliştirmişler ve performansını indüksiyon motorun algılayıcısız kontrolü ile deneysel olarak test etmişlerdir.

Jemli, Azza ve arkadaşları [35], tek-fazlı indüksiyon sürücüleri için algılayıcısız dolaylı stator akı uyumlu kontrol amaçlı hız kestirimi amaçlamışlardır.

Gadoue, Giaouris ve Finch [36], model referans uyarlamalı sistem tabanlı rotor akı kestirimine dayanan algılayıcısız vektör kontrolü gerçekleştirmişlerdir. Model referans uyarlamalı sistemde uyarlamayı sağlayan PI, kayma kip ve bulanık mantık

teorilerini kullanarak ayrı ayrı kestirim yöntemleri gerçekleştirmişlerdir. Daha sonra bu kestirim yöntemlerinin performanslarını karşılaştırmışlardır.

Marques ve arkadaşları [37], rotoru sargılı bir indüksiyon makinenin kayma pozisyonunun doğrudan kestirimi için algılayıcısız bir metot önermişler ve deneysel verilerle doğrulamışlardır.

Patel, Ramchand, Sivakumar, Das ve Gapokumar indüksiyon motor sürücülerini için genel amaçlı bir algılayıcısız vektör kontrolü amaçlamışlardır [38]. Kurulan algoritma akım hatası uzayı fazör tabanlıdır. Çalışmada aynı zamanda rotor gerilim ve akısının kestirimi için yeni bir teknik önerilmiştir.

Teja, Chakraborty, Maiti ve Hori vektör kontrollü indüksiyon motorlar için model referans uyarlamalı algılayıcısız vektör kontrolcüsü geliştirmişlerdir [39]. Önerilen model referans uyarlamalı kontrolcüsü, ani ve durağan haldeki akım ve gerilim vektör değerleri kullanılarak şekillendirilmiştir.

Sun, Chen, Yang and Zhu [40], rulmansız bir indüksiyon motor için YSA tabanlı hız kestirimi amaçlamışlardır.

Verma, Chakraborty, Maiti ve Hori [41], indüksiyon makinenin vektör kontrolü için makinenin bir fazında akım algılayıcısı kullanarak model referans uyarlamalı sistem teorisini temel alan akım ve hız kestiricisi amaçlamışlardır.

Kwon ve arkadaşları [42], indüksiyon motorun hız algılayıcısız stator alan yönlendirmeli kontrolü üzerine çalışmışlardır. Çalışmalarında hızın algılayıcılarla ölçülmesindeki gecikme problemi üzerine değinmişler ve Luenberger gözlemleyicisini kullanmışlardır.

Li ve arkadaşları [43], indüksiyon motorun rotor hız kestirimi için diferansiyel cebirsel bir yaklaşım önermişler ve yaptıkları çalışmada Luenberger gözlemleyicisini de kullanmışlardır.

Saritra ve Janakiraman [44], düzgün dağılımlı olmayan akım örnekleri kullanarak üç-fazlı akım kestirimi için yeni bir yaklaşım önermişler ve yaptıkları çalışmada Luenberger gözlemleyicisini kullanmışlardır.

Hasan ve arkadaşı [45], Luenberger ve kayma kipli gözlemleyici kombinasyonu ile indüksiyon motorun çevrimiçi parametre kestirimini sağlayacak uyarlamalı bir gözlemleyici önermişlerdir.

Vicente ve arkadaşları [46], Luenberger gözlemleyicisini uyarlamalı tekniklerle birleştirerek bir indüksiyon motorun stator direnci kestirimi üzerine bir performans karşılaştırması yapmışlardır.

Accetta ve arkadaşları [47], algılayıcısız lineer indüksiyon motor sürücülerini için YSA tabanlı tüm-dereceli uyarlamalı hız gözlemleyicisi amaçlamışlardır. Lineer hız kestirimi için sinirsel en küçük kareler toplamı yöntemi kullanılmıştır.

Akın, Orguner, Ersak ve Ehsani [48], algılayıcısız AC sürücülerin alan yönlendirmeli kontrolünde Kalman filtresi tabanlı lineer olmayan durum gözlemleyicisi amaçlamışlar ve uygulamışlardır.

Barut ve arkadaşları [49], algılayıcısız alan yönlendirmeli hız kontrolünün ve doğrudan moment kontrolünün kombinasyonlarıyla kullanılacak genişletilmiş Kalman filtresi tabanlı bir algoritma önermişler ve bu algoritmanın deneysel uygulamasını gerçekleştirmişlerdir. Bir başka çalışmalarında ise iki genişletilmiş Kalman filtresini birleştirerek örgülü bir algoritma önermişlerdir [50].

Laroche ve arkadaşları [51], indüksiyon motorun parametrelerinin çevrimiçi kestirimini Kalman filtresi ile gerçekleştirmişler ve kestirimdeki doğruluğun güvenilir olması için bir yöntem amaçlamışlardır.

Santana, Bim, Amaral [52], indüksiyon motorun algılayıcısız vektör kontrolü ve rotor akısı model tabanlı öngörülü kontrolü için bir algoritma amaçlamışlardır.

Çalışmalarında rotor akı ve hız kestirimi için genişletilmiş Kalman filtresini kullanmışlardır.

Zhang ve arkadaşları [53], oto-trafo ile yol verilen bir indüksiyon motorun algılayıcısız termal korunması üzerine çalışmışlar ve çalışmalarında stator sıcaklık kestirim hatasının indirgenmesi için uyarlamalı Kalman filtresini kullanmışlardır.

Szabat ve arkadaşları [54], genişletilmiş Kalman filtresini, indüksiyon makinenin değişen ataletini tahmin etmek için kullanmışlardır.

Salvatore ve arkadaşları [55], indüksiyon motorun algılayıcısız kontrolü için Kalman filtresini kullanarak diferansiyel gelişim yolu ile gecikmeli durum optimizasyonu algoritması önermişlerdir.

Barut, Demir, Zerdali ve Inan [56], geniş bir hız aralığında indüksiyon motorun algılayıcısız kontrolünün sağlanabilmesinin yanı sıra; stator direnci, rotor direnci ve yük momenti gibi parametrelerin eş zamanlı değişimleri problemine karşılık iki girişli genişletilmiş Kalman filtresi kullanmayı amaçlamışlar ve tasarlamışlardır. Çalışmalarında yapıtaşını genişletilmiş Kalman filtresi olan söz konusu yapıda birbirini sırayla takip eden iki genişletilmiş Kalman filtresi bulunmaktadır. Bu yapının amacı indüksiyon makinenin rotor direncini ve stator direncini eş zamanlı olarak kestirebilmektir.

Jafarzadeh ve arkadaşları [57], indüksiyon motorun algılayıcısız kontrolü için Kalman filtresi tabanlı bir algoritma kullanmışlardır.

Alonge ve arkadaşları [58] çalışmasında indüksiyon motorlu hareket kontrol sistemlerinin algılayıcısız kontrolü için rotor akı ve hız kestirimi amaçlamışlardır. Çalışmalarında 6. dereceden genişletilmiş Kalman filtresi kullanmak yerine, rotor hızını rotor akı bilgisinden yola çıkarak kestiren yinelemeli en küçük kareler yöntemini kullanmışlardır.

Yin, Zhao ve Liu [59] çalışmalarında çoklu model genişletilmiş Kalman filtresi amaçlamışlardır. Söz konusu algoritmada, biri optimum model diğeri de gürültü modeli olmak üzere iki çoklu model genişletilmiş Kalman filtresi grubu oluşturulmuştur. Algoritma indüksiyon makineye uygulanmış ve indüksiyon makinenin vektör kontrolü için hız kestiriminde güçlü bir performans sağlamıştır.

Lascu ve Andreescu [60], doğrudan moment kontrolüne olan performansı irdeleyebilmek için iki gözlemleyiciyi karşılaştırmışlardır. Gözlemcilerden biri tüm dereceli kayma kipli gözlemleyici ile PI kompensatöründen oluşmaktadır. Diğer ise referans akılı geliştirilmiş integral tabanlı bir gözlemcidir.

Proca ve Keyhani [61], dördüncü dereceden akı gözlemleyicisi tasarlamışlardır. Akı ve akım kestirimi için iki adet kayma yüzeyi belirlemişlerdir.

Zaky, Khater, Shokralla ve Yasin [62], indüksiyon makinenin düşük hız aralıklarında parametre ve durum kestirimi için kayma kipli gözlemleyici tabanlı bir kestirici amaçlamışlardır.

Rao ve arkadaşları [63], algılayıcısız kontrol için birinci ve ikinci dereceden kayma kipli gözlemleyici kullanarak, rotor hız, akı ve direncini eş zamanlı olarak kestiren bir gözlemleyici amaçlamışlardır.

Hajian ve arkadaşları [64], kayıp optimizasyonu yaparak, model tabanlı uyarlamalı lineer olmayan bir algılayıcısız doğrudan moment kontrol tekniği önermişler ve çalışmalarında rotor akısını kestiren bir kayma kipli gözlemleyici kullanmışlardır.

Dominguez ve arkadaşları [65], indüksiyon motorun bakır ve çekirdek kayıplarını azaltacak yüksek dereceden kayma kipli kontrole dayanan bir algoritma amaçlamışlar ve motorun ölçülemeyen büyüklükleri için kayma kipli gözlemleyici kullanmışlardır.

Davari, Khaburi, Wang ve Kennel [66], indüksiyon motorun algılayıcısız gürbüz kontrolü için tüm dereceli ve indirgenmiş dereceli kayma kipli gözlemleyicileri karşılaştırmışlardır.

Zhang [67], dolaylı vektör denetleyicili ve kayma kipli gözlemleyicili algılayıcısız indüksiyon motor sürücüsü tasarlamayı amaçlamıştır. Çalışmasında gerilim ve hız ölçümüne gerek duymamıştır.

Comanescu [68], iki farklı kayma yüzeyi kullanılarak tasarlanan iki ayrı kayma kipli gözlemleyici ile indüksiyon makinenin hız ve akı kestirimini amaçlamıştır.

Zhao ve arkadaşları [69], ikinci dereceden kayma kipli gözlemleyici ve model referans uyarlamalı sistem kestirim teorisini birleştirerek stator ve rotor dirençlerinin değişimlerine karşılık, rotor hız kestirimini amaçlamıştır.

Vieira, Gastaldini, Azzolin ve Gründling [70], kayma kipli ve manyetikleme akımı kestirimine dayalı indüksiyon makine sürücüleri için rotor hız gözlemleyicisi tasarlamıştır. Gözlemleyicide kararlılık analizi için Lyapunov yaklaşımını kullanmıştır.

Karanayil, Rahman ve Grantham [30], bulanık mantık tabanlı stator direnci gözlemleyicisi eklenmiş yapay sinir ağı kullanarak, dolaylı vektör kontrollü indüksiyon motorun rotor direnci için bir gözlemleyici önermişlerdir.

Cirricione ve arkadaşları [26], yüksek performanslı AC sürücüler için, en küçük kareler toplamı tekniği ile çevrimiçi eğitilen bir algoritma önermişlerdir.

Wlas, Krzeminski ve Toliyat [71], yapay sinir ağı kullanarak, indüksiyon motorun parametrelerinin çevrimiçi kestirimi üzerine çalışmışlardır.

Gadoue ve arkadaşları [72], indüksiyon motorun düşük hızda çalışırken rotor akısını kestirecek yeni bir metot önermişlerdir. Önerilen bu metodun içerisinde yapay sinir ağları da mevcuttur.

Wai, Duan, Lee ve Chang [73], indüksiyon motor için, dalgacık dönüşümü ve yapay sinir ağları kavramlarını birleştirerek, uyarlamalı gözlemleyicili bir kontrol tekniği önermişlerdir. İndüksiyon motorun yüksek performans gerektiren uygulamalarında motorun doğrudan alan yönlendirmesinin gürbüzlüğünün artırılması için kayma kip kuralını amaçlanan algoritma içine katmışlardır.

Chairez ve Pozynak [74], dinamik sinirsel gözlemleyici için yeni bir öğrenme tekniği önermişler ve öğrenme tekniğinde kayma kip kuralını kullanmışlardır.

Resendiz, Yu ve Fridman [75], mekanik sistemler için kayma kip ve sinir ağlarını kullanarak yeni bir gözlemleyici amaçlamışlardır.

1.2. Tezin Kapsamı

İndüksiyon motorların uyarlamalı kontrolü için gerçek zamanlı durum ve parametre kestirimini amaçlayan bu tez çalışmasında, öncelikle literatürde daha önce vektör kontrolü için gerekli olan indüksiyon motorların durum değişkenlerinin kestirim teknikleri araştırılıp incelenmiş, daha önce indüksiyon motor için kullanılmayan değişken yapılı sistemlere dayalı kestirim algoritmaları önerilmiştir. Söz konusu algoritmalar kayma kipli gözlemleyici kavramını içermektedir. Önerilen aynı algoritmalar, çeşitli matematiksel manipülasyonlarla veya YSA tabanlı algoritma ile birleştirilerek, indüksiyon motorun durum kestiriminin yanında rotor hızı, yük momenti ve parametre kestirimini de kapsamaktadır. Önerilen algoritmaların performansı, seçilen bir indüksiyon motorun parametreleri kullanılarak, değişik çalışma koşulları için elde edilen benzetim ve deneysel sonuçlar ile test edilmiştir.

Tez çalışması 5 bölümden oluşmaktadır;

1. bölümde; problemin tanıtımı, konu ile ilgili daha önce yapılmış çalışmalar ve tezin kapsamı sunulmuştur.

2. bölümde; indüksiyon motorun abc ve dq eksen sisteminde farklı durum değişkenleri ve parametreler ele alınarak matematiksel modelleri düzenlenmiştir.

Ayrıca doyma bölgesinde de doğru sonuç verebilecek şekilde, indüksiyon motorun bilgisayar benzetiminde kullanılabilir tüm akı, akım, hız, moment eşitlikleri verilmiş ve bu eşitliklerin uygun bir düzen içerisinde bir araya getirilmesiyle indüksiyon motorun bilgisayar benzetim modeli oluşturulmuştur.

3. bölümde; indüksiyon motorun durum değişkenlerinin ve parametrelerinin kestirimi için farklı algoritmalar irdelenmiş ve karşılaştırılmıştır. Söz konusu algoritmalar Kalman filtreleme algoritması, kayma kipli tabanlı algoritmalar ve YSA tabanlı algoritmalarıdır.

4. bölümde; 3. bölümde verilen algoritmalar, 2. bölümde verilen bilgisayar benzetim modeline dayalı ve kurulan deney düzeneğinden ölçülen deney verilerine dayalı olarak ayrı ayrı incelenmiş ve karşılaştırılmıştır.

5. bölümde; 4. bölümde elde edilen kestirim sonuçları irdelenmiş, gelecekte yapılabilecek çalışmalar için öneriler sunulmuştur.

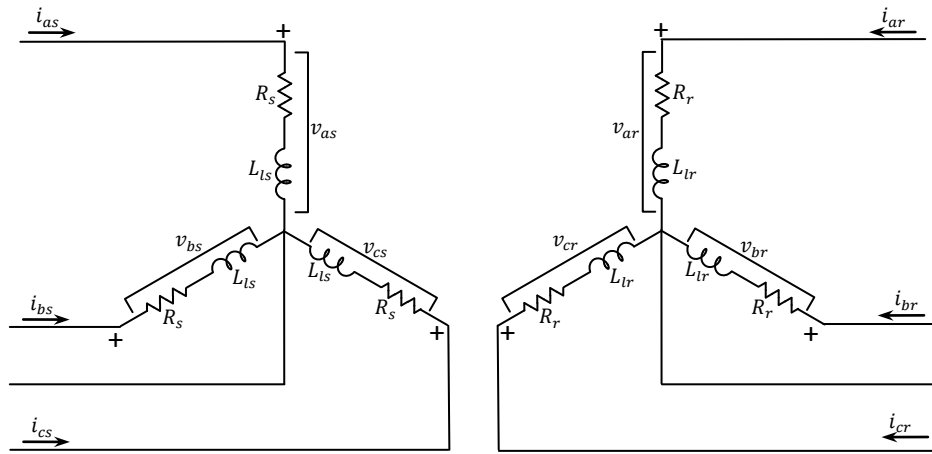
BÖLÜM 2. İNDÜKSİYON MOTORUN MODELLENMESİ

İndüksiyon motorlara uygulanacak kontrol veya kestirim algoritmalarının matematiksel verilere dayalı bilgisayar benzetim ortamlarında (MATLAB/simulink, C# vb.) incelenebilmesi, ya da bu algoritmaların gerçek zamanlı olarak yürütülebilmesi için, motorun matematiksel modeli gereklidir. Bir indüksiyon motorun abc eksen sistemindeki elektriksel eşdeğerine dayalı 6 adet gerilim denklemi vardır. Ancak yüksek performanslı kontrol uygulamalarında bu denklemler tercih edilmez. Elektriksel eşdeğeri abc eksen sistemine dayalı denklemler eksen dönüşüm formülleriyle dq eksen sistemine çevrilerek, 4 adet dq eksen sistemine dayalı denklem elde edilir. Bu durumda vektör kontrolü için kullanılacak algoritmalarda, minimum sayıda denklem kullanılmış olur.

Bu bölümde, indüksiyon motorun abc ve dq eksen sistemine dayalı modelleri verilerek, dq eksen sistemine dayalı akılar, akımlar, gerilimler, rotor hızı, moment ve rotor direnci gibi büyüklük ve parametrelerin kombinasyonlarıyla oluşturulmuş gözlemleyici modelleri ele alınacak ve kestirim için kullanılacak olan modellere vurgu yapılacaktır.

2.1. İndüksiyon Motorun abc Eksen Sisteminde Dinamik Modeli

Şekil 2.1’de stator sargıları özdeş olduğu varsayımı ile üç-fazlı simetrik indüksiyon motorun elektriksel eşdeğer devresi verilmiştir.



Şekil 2.1. Üç-fazlı simetrik bir indüksiyon motorun abc eksen sisteminde yıldız bağlı elektriksel eşdeğer devresi

Statora ilişkin gerilim denklemleri;

$$v_{as} = i_{as} R_s + \frac{d\lambda_{as}}{dt} \quad (2.1.a)$$

$$v_{bs} = i_{bs} R_s + \frac{d\lambda_{bs}}{dt} \quad (2.1.b)$$

$$v_{cs} = i_{cs} R_s + \frac{d\lambda_{cs}}{dt} \quad (2.1.c)$$

eşitlikleri ile, rotora ilişkin gerilim denklemleri ise

$$v_{ar} = i_{ar} R_r + \frac{d\lambda_{ar}}{dt} \quad (2.2.a)$$

$$v_{br} = i_{br} R_r + \frac{d\lambda_{br}}{dt} \quad (2.2.b)$$

$$v_{cr} = i_{cr} R_r + \frac{d\lambda_{cr}}{dt} \quad (2.2.c)$$

eşitlikleri ile verilmiştir [76]. Yukarıdaki (2.1) ve (2.2) denklemleri gösterim kolaylığı için

$$\mathbf{v}_{abcs} = [v_{as} \quad v_{bs} \quad v_{cs}]^T$$

$$\mathbf{v}_{abcr} = [v_{ar} \quad v_{br} \quad v_{cr}]^T$$

$$\mathbf{i}_{abcs} = [i_{as} \quad i_{bs} \quad i_{cs}]^T$$

$$\mathbf{i}_{abcr} = [i_{ar} \quad i_{br} \quad i_{cr}]^T$$

$$\boldsymbol{\lambda}_{abcs} = [\lambda_{as} \quad \lambda_{bs} \quad \lambda_{cs}]^T$$

$$\boldsymbol{\lambda}_{abcr} = [\lambda_{ar} \quad \lambda_{br} \quad \lambda_{cr}]^T$$

$$\mathbf{R}_s = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{R}_r = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

olmak üzere

$$\mathbf{v}_{abcs} = \mathbf{R}_s \mathbf{i}_{abcs} + \frac{d}{dt} \boldsymbol{\lambda}_{abcs} \quad (2.3)$$

$$\mathbf{v}_{abcr} = \mathbf{R}_r \mathbf{i}_{abcr} + \frac{d}{dt} \boldsymbol{\lambda}_{abcr} \quad (2.4)$$

biçiminde yazılabilir.

Yukarıdaki denklemlerde s indisi statorla ilgili değişkenleri ve parametreleri, r indisi ise rotorla ilgili değişkenleri ve parametreleri ifade etmektedir.

(2.3) ve (2.4) eşitliklerinin ifade ettiği manyetik sistem için, stator ve rotora ait akı vektörleri, akım ve endüktanslar cinsinden

$$\begin{bmatrix} \lambda_{abcs} \\ \lambda_{abcr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{L}_s & \mathbf{L}_{sr} \\ (\mathbf{L}_{sr})^T & \mathbf{L}_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{abcs} \\ \mathbf{i}_{abcr} \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

matris bağıntısı ile ifade edilebilir. (2.5) eşitliğinde kullanılmış olan sargı endüktanslarına ilişkin L_s , L_r ve L_{sr} için aşağıdaki eşitlikler yazılabilir.

$$\mathbf{L}_s = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{ls} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{ls} + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

$$\mathbf{L}_r = \begin{bmatrix} L_{lr} + L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & L_{lr} + L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & L_{lr} + L_{mr} \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

$$\mathbf{L}_{sr} = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta_r & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta_r \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

(2.6) - (2.8) eşitliklerindeki L_{ls} ve L_{ms} parametreleri sırasıyla stator sargısının kaçak ve mıknatıslama endüktansları, L_{lr} ve L_{mr} parametreleri ise rotor sargısının kaçak ve mıknatıslama endüktanslarıdır. Stator ve rotor sargıları arasındaki ortak endüktans ise L_{sr} ile ifade edilmiştir.

Uygun bir çevirme oranı ile, rotor gerilim denklemlerindeki gerilim, akı ve akım değişkenleri, stator sargısına indirgenebilir. Bu indirgeme işlemi

$$\mathbf{i}'_{abcr} = \frac{N_r}{N_s} \mathbf{i}_{abcr} \quad (2.9)$$

$$\mathbf{v}'_{abcr} = \frac{N_s}{N_r} \mathbf{v}_{abcr} \quad (2.10)$$

$$\boldsymbol{\lambda}'_{abcr} = \frac{N_s}{N_r} \boldsymbol{\lambda}_{abcr} \quad (2.11)$$

eşitlikleri ile verilmiştir.

Mıknatıslama ve ortak endüktansların birbirleriyle olan ilişkilerine ilişkin aşağıdaki bağıntılar yazılabilir.

$$L_{ms} = \frac{N_s}{N_r} L_{sr} \quad (2.12)$$

$$\mathbf{L}'_{sr} = \frac{N_s}{N_r} \mathbf{L}_{sr} = L_{ms} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta_r & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta_r \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

$$L_{mr} = \left(\frac{N_r}{N_s}\right)^2 L_{ms} \quad (2.14)$$

$$\mathbf{L}'_r = \left(\frac{N_s}{N_r}\right)^2 \mathbf{L}_r \quad (2.15)$$

$$\mathbf{L}'_r = \begin{bmatrix} L'_{lr} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & L'_{lr} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & L'_{lr} + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

$$L'_{lr} = \left(\frac{N_s}{N_r} \right)^2 L_{lr} \quad (2.17)$$

Burada, L'_{sr} statora indirgenmiş stator ve rotor sargıları arasındaki ortak endüktans, L'_{lr} statora indirgenmiş rotor endüktansı ve L'_{lr} ise statora indirgenmiş kaçak endüktanstır. Statora indirgenmiş rotor direnci için,

$$\mathbf{R}'_r = \left(\frac{N_s}{N_r} \right)^2 \mathbf{R}_r \quad (2.18)$$

eşitliği yazılabilir.

(2.9) ve (2.11) dönüşüm bağıntıları (2.5) eşitliğinde yerleştirilirse

$$\begin{bmatrix} \boldsymbol{\lambda}_{abcs} \\ \boldsymbol{\lambda}'_{abcr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{L}_s & \mathbf{L}'_{sr} \\ (\mathbf{L}'_{sr})^T & \mathbf{L}_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{abcs} \\ \mathbf{i}'_{abcr} \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

eşitliği elde edilir. (2.9) ve (2.10) dönüşümleri (2.3) ve (2.4) eşitliklerinde yerleştirilip gerekli düzenleme yapılırsa

$$\begin{bmatrix} \mathbf{v}_{abcs} \\ \mathbf{v}'_{abcr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_s + \frac{d}{dt} \mathbf{L}_s & \frac{d}{dt} \mathbf{L}'_{sr} \\ \frac{d}{dt} (\mathbf{L}'_{sr})^T & \mathbf{R}'_r + \frac{d}{dt} \mathbf{L}'_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{abcs} \\ \mathbf{i}'_{abcr} \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

matris ifadesi elde edilir.

2.2. Dinamik dq Eksen Sistemi

Vektör kontrolü ya da alan uyumlu kontrol gibi yüksek performanslı kontrol uygulamaları, dinamik dq eksen modeline dayalıdır.

Motor endüktanslarından bazıları rotor hızının birer fonksiyonudur ve rotor hızına bağlı olarak değişir. İndüksiyon motor gerilim diferansiyel denklemlerindeki katsayılar, motor davranışının zamanla değiştiğini gösterir [76]. Motor modeli, zamanla değişen ortak endüktanslar içeren diferansiyel denklemlerle tanımlanabilir ancak bu durumda motor modeli çok karmaşık olacaktır [3].

1920'lerin sonlarında Park [77], elektrik makineleri analizine yeni bir yaklaşım getiren çalışmasını yayınladı. Söz konusu çalışmasında, bir senkron motorun stator sargısıyla ilişkilendirilmiş değişkenleri (gerilim, akı, akım), rotorla dönen hayali sargıyla ilişkilendirilmiş değişkenlerle yer değiştiren bir değişken dönüşümü ifadesi elde etmiştir. Bir başka deyişle, stator değişkenlerini, rotorda sabitlenen bir referans çerçeveye indirgemıştır. Elektrik makine analizinde devrim yaratan söz konusu Park dönüşümü, senkron makinenin gerilim eşitliklerinde, zamanla değişen endüktansları elimine etme özelliğine sahiptir.

1930'lu yıllarda Stanley [78], indüksiyon motorun analizi ile ilgili çalışmasında, bir asenkron motorun rotor sargısıyla ilişkilendirilmiş değişkenlerini, statorda sabitlenen bir referans çerçeveye indirgemeyi amaçlamıştır.

Brereton [79], Park dönüşümünün indüksiyon makinelere uygulanmasını gerçekleştiren bir çalışma yapmıştır.

Stator ve rotor değişkenlerinin, herhangi keyfi bir hızda dönen ortak bir referans çerçeveye indirgenmesiyle, zamanla değişen endüktansların elimine edilebileceği Krause ve Thomas [80] tarafından gösterildi.

İndüksiyon makine eşdeğer devresinin herhangi bir eksen sistemine göre durum değişkenlerini (akım, gerilim, akı) içeren vektör $\mathbf{f}(t)$ ve $\mathbf{T}_{qd0}(\theta)$ dönüşüm matrisi

olmak üzere abc eksen sisteminden dq eksen sistemine dönüşüm sağlayan ifade (2.21) eşitliğindeki gibidir. Burada θ referans çerçevenin açısai yer değıştirmesi olarak ele alınır.

$$\mathbf{f}_{qd0} = \mathbf{T}_{qd0}(\theta) \mathbf{f}_{abc} \quad (2.21)$$

Burada;

$$\mathbf{f}_{abc} = \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

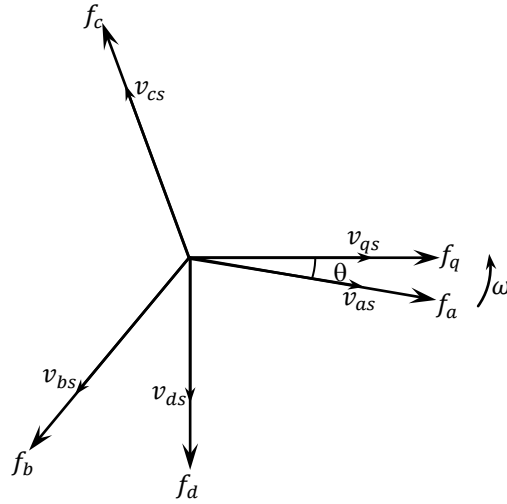
$$\mathbf{f}_{qd0} = \begin{bmatrix} f_q \\ f_d \\ f_0 \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

$$\mathbf{T}_{qd0}(\theta) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin \theta & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ 0.5 & 0.5 & 0.5 \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

(2.24) eşitliğinde yer alan açısai yer değıştirme θ ve açısai hız ω arasındaki ilişki;

$$\theta = \int_0^t \omega(\sigma) d\sigma + \theta(0) \quad (2.25)$$

bağıntısı ile verilebilir.



Şekil 2.2. Eksenler arası dönüşüm $abc \leftrightarrow dq$

Rotorun abc ekseninde elektriksel eşdeğer devresindeki rotor durum değişkenlerinin dq eksen sistemine dönüşümü için referans çerçevenin rotor hızına göre bağlı hızı ele alınır. Bu durumda referans çerçevenin yer değiştirmesi, $\theta - \theta_r$ olur.

Stator değişkenlerinin dq eksen sistemine dönüştürülmesi sırasında çerçevenin yer değiştirmesi $\theta = 0$ olarak ele alındığında, q eksenini ile a eksenini çakışır. Bu durumda statora ilişkin referans çerçevenin hızı sıfır alınmış olur.

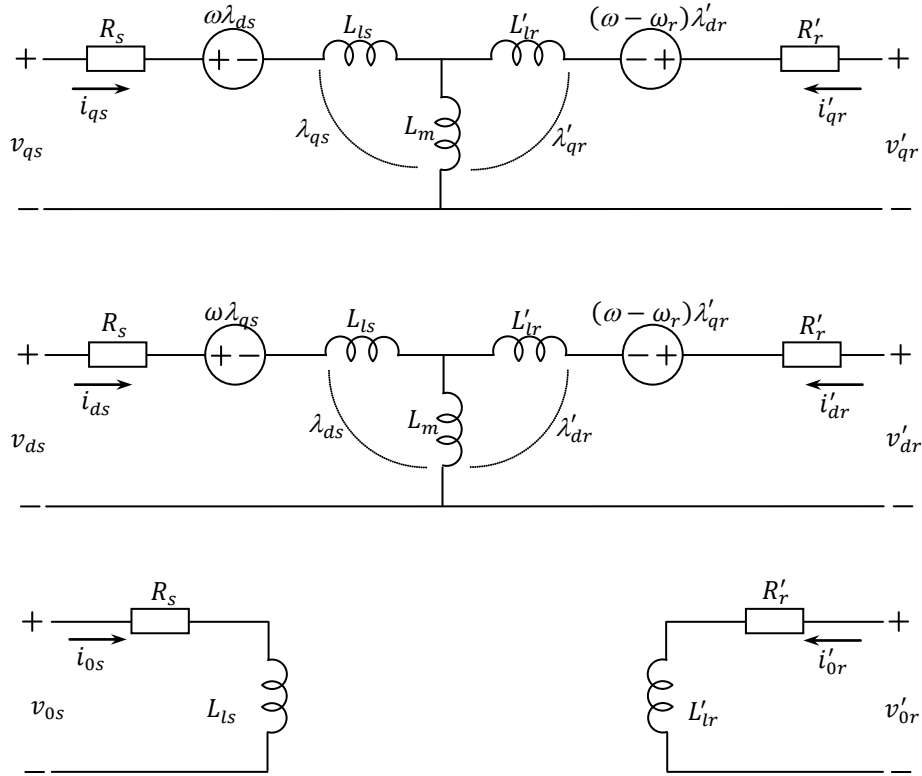
(2.21) eşitliğinde \mathbf{f}_{abc} vektörü yalnız bırakıldığında, dq eksen sisteminden abc eksen sistemine dönüşümü ifade eden aşağıdaki eşitlikler elde edilir.

$$\mathbf{f}_{abc} = [\mathbf{T}_{qd0}(\theta)]^{-1} \mathbf{f}_{qd0} \quad (2.26)$$

$$[\mathbf{T}_{qd0}(\theta)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

2.3. İndüksiyon Motorların Durum Uzayı Dinamik Modellenmesi

İndüksiyon motorun stator ve statora indirgenmiş rotor durum değişkenlerinin keyfi bir ω hızıyla dönen dq referans çerçeveye göre dönüşümü ele alındığında, indüksiyon motorun dq ekseninde eşdeğer modeli Şekil 2.3'deki gibi olur.



Şekil 2.3. Üç-fazlı simetrik bir indüksiyon motorun keyfi hızda dönen referans çerçeveye göre eşdeğer devresi

Şekil 2.3, üç-fazlı bir indüksiyon motorun dq eksen sistemindeki eşdeğer devresini göstermektedir. Söz konusu eşdeğer devrede statora ilişkin gerilim denklemleri için:

$$v_{qs} = \frac{d}{dt} \lambda_{qs} + \omega \lambda_{ds} + R_s i_{qs} \quad (2.28.a)$$

$$v_{ds} = \frac{d}{dt} \lambda_{ds} - \omega \lambda_{qs} + R_s i_{ds} \quad (2.28.b)$$

$$v_{0s} = \frac{d}{dt} \lambda_{0s} + R_s i_{0s} \quad (2.28.c)$$

eşitlikleri, rotora ilişkin gerilim denklemleri için ise

$$v'_{qr} = \frac{d}{dt} \lambda'_{qr} + (\omega - \omega_r) \lambda'_{dr} + R'_r i'_{qr} \quad (2.29.a)$$

$$v'_{dr} = \frac{d}{dt} \lambda'_{dr} - (\omega - \omega_r) \lambda'_{qr} + R'_r i'_{dr} \quad (2.29.b)$$

$$v'_{0r} = \frac{d}{dt} \lambda'_{0r} + R'_r i'_{0r} \quad (2.29.c)$$

eşitlikleri yazılabilir.

(2.28) ve (2.29) eşitliklerindeki akılar, akımlar ve indüktanslar arasındaki ilişki (2.30) eşitliği ile, elektriksel momente ilişkin bağıntı ise, (2.31) eşitliği ile verilmiştir.

$$\begin{bmatrix} \lambda_{qs} \\ \lambda_{ds} \\ \lambda_{0s} \\ \lambda'_{qr} \\ \lambda'_{dr} \\ \lambda'_{0r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_m & 0 & 0 & L_m & 0 & 0 \\ 0 & L_{ls} + L_m & 0 & 0 & L_m & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} & 0 & 0 & 0 \\ L_m & 0 & 0 & L'_{lr} + L_m & 0 & 0 \\ 0 & L_m & 0 & 0 & L'_{lr} + L_m & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L'_{lr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{0s} \\ i'_{qr} \\ i'_{dr} \\ i'_{0r} \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

$$\left. \begin{aligned} T_e &= \frac{3}{2} \frac{n_p}{2\omega_r} \left[\omega (\lambda_{ds} i_{qs} - \lambda_{qs} i_{ds}) + (\omega - \omega_r) (\lambda'_{dr} i'_{qr} - \lambda'_{qr} i'_{dr}) \right] \\ &= \frac{3}{2} \frac{n_p}{2} (\lambda'_{qr} i'_{dr} - \lambda'_{dr} i'_{qr}) \\ &= \frac{n_p}{2} (\lambda_{ds} i_{qs} - \lambda_{qs} i_{ds}) \\ &= \frac{3}{2} \frac{n_p}{2} L_m (i'_{dr} i_{qs} - i'_{qr} i_{ds}) \end{aligned} \right\} \quad (2.31)$$

Motor ve güç sistem parametreleri çoğunlukla şebeke frekansına bağlı olarak yüzdesel ya da birimsel olarak verildiğinde (2.28) ve (2.29) eşitliklerinin indüktanslar yerine reaktanslar cinsinden yazılması uygun olacaktır.

$$\psi' = \omega_b \lambda \quad (2.32)$$

$$X = \omega_b L \quad (2.33)$$

Burada ω_b statora uygulanan gerilimin açısız frekansı, X ise endüktif reaktanstır. (2.32) ifadesi (2.28) ve (2.29) eşitliklerinde yerleştirilse (2.34) ve (2.35) eşitlikleri elde edilir;

$$v_{qs} = \frac{1}{\omega_b} \left[\frac{d}{dt} \psi'_{qs} + \omega \psi'_{ds} + \omega_b R_s i_{qs} \right] \quad (2.34.a)$$

$$v_{ds} = \frac{1}{\omega_b} \left[\frac{d}{dt} \psi'_{ds} - \omega \psi'_{qs} + \omega_b R_s i_{ds} \right] \quad (2.34.b)$$

$$v_{0s} = \frac{1}{\omega_b} \left[\frac{d}{dt} \psi'_{0s} + \omega_b R_s i_{0s} \right] \quad (2.34.c)$$

$$v'_{qr} = \frac{1}{\omega_b} \left[\frac{d}{dt} \psi'_{qr} + (\omega - \omega_r) \psi'_{dr} + \omega_b R'_r i'_{qr} \right] \quad (2.35.a)$$

$$v'_{dr} = \frac{1}{\omega_b} \left[\frac{d}{dt} \psi'_{dr} - (\omega - \omega_r) \psi'_{qr} + \omega_b R'_r i'_{dr} \right] \quad (2.35.b)$$

$$v'_{0r} = \frac{1}{\omega_b} \left[\frac{d}{dt} \psi'_{0r} + \omega_b R'_r i'_{0r} \right] \quad (2.35.c)$$

(2.34) ve (2.35) eşitlikleri, akılar ve akımlar arasındaki ilişkiyi göstermektedir. Endüktanslar, akılar ve akımlar arasındaki ilişki

$$\begin{bmatrix} \psi_{qs} \\ \psi_{ds} \\ \psi_{0s} \\ \psi'_{qr} \\ \psi'_{dr} \\ \psi'_{0r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_{ls} + X_m & 0 & 0 & X_m & 0 & 0 \\ 0 & X_{ls} + X_m & 0 & 0 & X_m & 0 \\ 0 & 0 & X_{ls} & 0 & 0 & 0 \\ X_m & 0 & 0 & X'_{lr} + X_m & 0 & 0 \\ 0 & X_m & 0 & 0 & X'_{lr} + X_m & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & X'_{lr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{0s} \\ i'_{qr} \\ i'_{dr} \\ i'_{0r} \end{bmatrix} \quad (2.36)$$

bağıntısı ile, elektriksel momente ilişkin bağıntı ise

$$\begin{aligned} T_e &= \frac{3}{2} \frac{n_p}{2\omega_r} \left[\frac{\omega}{\omega_b} (\psi_{ds} i_{qs} - \psi_{qs} i_{ds}) + \frac{(\omega - \omega_r)}{\omega_b} (\psi'_{dr} i'_{qr} - \psi'_{qr} i'_{dr}) \right] \\ &= \frac{3}{2} \frac{n_p}{2\omega_b} (\psi'_{qr} i'_{dr} - \psi'_{dr} i'_{qr}) \\ &= \frac{3}{2} \frac{n_p}{2\omega_b} (\psi_{ds} i_{qs} - \psi_{qs} i_{ds}) \\ &= \frac{3}{2} \frac{n_p}{2\omega_b} X_M (i'_{dr} i_{qs} - i'_{qr} i_{ds}) \end{aligned} \quad (2.37)$$

eşitliği ile verilebilir.

İndüksiyon motorun simetrik olduğu varsayıldığında, (2.34.c) ve (2.35.c) eşitlikleri sıfır olurlar. Bu durumda motorun dq eksen sistemi modellenmesindeki eşitlik sayısı 4'e düşer.

İndüksiyon motorun keyfi hızdaki referans çerçeveye göre verilen stator ve rotor eşitlikleri esas alınarak, stator ve rotor durum değişkenlerinin (gerilimler, akımlar, akılar) ve motor parametrelerinin kendi aralarındaki çeşitli kombinasyonlarına dayalı farklı durum uzayı modelleri türetilir. Söz konusu durum uzayı modellerini elde etmek faydalı olacaktır.

2.3.1. Stator akımı ve rotor akısına dayalı durum uzayı modellemesi

İndüksiyon motorun simetrik yapıda olması durumunda, (2.28.c) ve (2.29.c) denklemleri ihmal edilerek, ω keyfi hızında dönen referans çerçeveye göre elde edilen denklem sayısı 4'e düşmektedir. Bu dört eşitlik matris formunda düzenlenirse;

$$\begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_{qs} \\ \lambda_{ds} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \omega \\ -\omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{qs} \\ \lambda_{ds} \end{bmatrix} + R_s \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \end{bmatrix} \quad (2.38)$$

$$\begin{bmatrix} v'_{qr} \\ v'_{dr} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda'_{qr} \\ \lambda'_{dr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \omega - \omega_r \\ -(\omega - \omega_r) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda'_{qr} \\ \lambda'_{dr} \end{bmatrix} + R'_r \begin{bmatrix} i'_{qr} \\ i'_{dr} \end{bmatrix} \quad (2.39)$$

eşitlikleri elde edilir.

(2.38) ve (2.39) eşitlikleri

$$\mathbf{v}_{qds} = \begin{bmatrix} v_{qs} & v_{ds} \end{bmatrix}^T$$

$$\mathbf{v}'_{qdr} = \begin{bmatrix} v'_{qr} & v'_{dr} \end{bmatrix}^T$$

$$\boldsymbol{\lambda}_{qds} = \begin{bmatrix} \lambda_{qs} & \lambda_{ds} \end{bmatrix}^T$$

$$\boldsymbol{\lambda}'_{qdr} = \begin{bmatrix} \lambda'_{qr} & \lambda'_{dr} \end{bmatrix}^T$$

$$\mathbf{i}_{qds} = \begin{bmatrix} i_{qs} & i_{ds} \end{bmatrix}^T$$

$$\mathbf{i}'_{qdr} = \begin{bmatrix} i'_{qr} & i'_{dr} \end{bmatrix}^T$$

$$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix}$$

olmak üzere aşağıdaki matris formunda yazılabilir.

$$\mathbf{v}_{qds} = \frac{d}{dt} \boldsymbol{\lambda}_{qds} + \omega \mathbf{J} \boldsymbol{\lambda}_{qds} + R_s \mathbf{i}_{qds} \quad (2.40)$$

$$\mathbf{v}'_{qdr} = \frac{d}{dt} \boldsymbol{\lambda}'_{qdr} + (\omega - \omega_r) \mathbf{J} \boldsymbol{\lambda}'_{qdr} + \mathbf{R}'_r \mathbf{i}'_{qdr} \quad (2.41)$$

İndüksiyon motorun simetrik yapıda olduğu varsayıldığından, dq dönüşümünde “0s” ve “0r” bileşenleri sıfır olacağından, (2.30) eşitliği ile verilmiş olan akı ifadesi,

$$\begin{bmatrix} \lambda_{qs} \\ \lambda_{ds} \end{bmatrix} = (L_{ls} + L_m) \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \end{bmatrix} + L_m \begin{bmatrix} i'_{qr} \\ i'_{dr} \end{bmatrix} \quad (2.42)$$

$$\begin{bmatrix} \lambda'_{qr} \\ \lambda'_{dr} \end{bmatrix} = L_m \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \end{bmatrix} + (L'_{lr} + L_m) \begin{bmatrix} i'_{qr} \\ i'_{dr} \end{bmatrix} \quad (2.43)$$

matris formlarında yazılabilir. Burada

$$L_s = L_{ls} + L_m \quad (2.44)$$

$$L_r = L'_{lr} + L_m \quad (2.45)$$

ve

$$\boldsymbol{\lambda}_{qds} = \begin{bmatrix} \lambda_{qs} & \lambda_{ds} \end{bmatrix}^T$$

$$\boldsymbol{\lambda}'_{qdr} = \begin{bmatrix} \lambda'_{qr} & \lambda'_{dr} \end{bmatrix}^T$$

$$\mathbf{i}_{qds} = \begin{bmatrix} i_{qs} & i_{ds} \end{bmatrix}^T$$

$$\mathbf{i}'_{qdr} = \begin{bmatrix} i'_{qr} & i'_{dr} \end{bmatrix}^T$$

olmak üzere aşağıdaki matris formunda yazılabilir.

$$\boldsymbol{\lambda}_{qds} = L_s \mathbf{i}_{qds} + L_m \mathbf{i}'_{qdr} \quad (2.46)$$

$$\lambda'_{qdr} = L_m \mathbf{i}_{qds} + L_r \mathbf{i}'_{qdr} \quad (2.47)$$

(2.46) eşitliğindeki akı ifadesi (2.40) eşitliğinde yerleştirilirse.

$$\mathbf{v}_{qds} = L_s \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{qds} + L_m \frac{d}{dt} \mathbf{i}'_{qdr} + \omega \mathbf{J} L_s \mathbf{i}_{qds} + \omega \mathbf{J} L_m \mathbf{i}'_{qdr} + R_s \mathbf{i}_{qds} \quad (2.48)$$

eşitliği elde edilir. (2.47) eşitliğindeki \mathbf{i}'_{qdr} statora indirgenmiş rotor akımları vektörü ifadesi (2.48) ve (2.41) eşitliklerinde yerleştirilirse.

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{v}_{qds} = L_s \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{qds} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d}{dt} \lambda'_{qdr} - \frac{L_m^2}{L_r} \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{qds} \\ + \omega \mathbf{J} L_s \mathbf{i}_{qds} + \omega \mathbf{J} \frac{L_m}{L_r} \lambda'_{qdr} - \omega \mathbf{J} \frac{L_m^2}{L_r} \mathbf{i}_{qds} + R_s \mathbf{i}_{qds} \end{aligned} \right\} \quad (2.49)$$

$$\mathbf{v}'_{qdr} = \frac{d}{dt} \lambda'_{qdr} + (\omega - \omega_r) \mathbf{J} \lambda'_{qdr} + \frac{R'_r}{L_r} \lambda'_{qdr} - \frac{R'_r}{L_r} L_m \mathbf{i}_{qds} \quad (2.50)$$

eşitlikleri elde edilir. (2.49) ve (2.50) eşitlikleri tekrar düzenlenirse

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{v}_{qds} = \left[L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right] \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{qds} + \omega \mathbf{J} \left[L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right] \mathbf{i}_{qds} + R_s \mathbf{i}_{qds} \\ + \frac{L_m}{L_r} \frac{d}{dt} \lambda'_{qdr} + \omega \mathbf{J} \frac{L_m}{L_r} \lambda'_{qdr} \end{aligned} \right\} \quad (2.51)$$

$$\mathbf{v}'_{qdr} = \frac{d}{dt} \lambda'_{qdr} + (\omega - \omega_r) \mathbf{J} \lambda'_{qdr} + \frac{1}{\tau} \lambda'_{qdr} - \frac{1}{\tau} L_m \mathbf{i}_{qds} \quad (2.52)$$

elde edilir. (2.52) eşitliğindeki $\tau = \frac{L_r}{R'_r}$ rotor zaman sabitidir. (2.52) eşitliğindeki

$\frac{d}{dt} \lambda'_{qdr}$ ifadesi çekilerek (2.51) eşitliğinde yerine yazılırsa ve (2.52) eşitliği $\tau \frac{L_m}{L_r}$ ile genişletilirse

$$\mathbf{v}_{qds} = \left[\begin{aligned} & \left[L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right] \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{qds} + \omega \mathbf{J} \left[L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right] \mathbf{i}_{qds} + R_s \mathbf{i}_{qds} + \frac{L_m}{L_r} \mathbf{v}'_{qdr} \\ & - \frac{L_m}{L_r} (\omega - \omega_r) \mathbf{J} \boldsymbol{\lambda}'_{qdr} - \frac{L_m}{L_r} \frac{1}{\tau} \boldsymbol{\lambda}'_{qdr} + \frac{L_m^2}{L_r} \frac{1}{\tau} \mathbf{i}_{qds} + \omega \mathbf{J} \frac{L_m}{L_r} \boldsymbol{\lambda}'_{qdr} \end{aligned} \right] \quad (2.53)$$

$$\tau \frac{L_m}{L_r} \mathbf{v}'_{qdr} = \tau \frac{L_m}{L_r} \frac{d}{dt} \boldsymbol{\lambda}'_{qdr} + \tau \frac{L_m}{L_r} (\omega - \omega_r) \mathbf{J} \boldsymbol{\lambda}'_{qdr} + \frac{L_m}{L_r} \boldsymbol{\lambda}'_{qdr} - \frac{L_m^2}{L_r} \mathbf{i}_{qds} \quad (2.54)$$

eşitlikleri elde edilir. $L_0 = \frac{L_m^2}{L_r}$ ve $\tau = \frac{L_r}{R_r'}$ olmak üzere (2.53) ve (2.54) eşitlikleri tekrar düzenlenirse

$$\mathbf{v}_{qds} = \left[\begin{aligned} & \left[L_s - L_0 \right] \frac{d}{dt} + \omega \mathbf{J} [L_s - L_0] + R_s + \frac{L_0}{\tau} \right] \mathbf{i}_{qds} \\ & + \left[\frac{L_m}{L_r} \omega_r \mathbf{J} - \frac{L_m}{L_r} \frac{1}{\tau} \right] \boldsymbol{\lambda}'_{qdr} + \frac{L_m}{L_r} \mathbf{v}'_{qdr} \end{aligned} \right] \quad (2.55)$$

$$0 = L_0 \mathbf{i}_{qds} - \left[\left(1 + \tau \frac{d}{dt} \right) \frac{L_m}{L_r} + \tau \frac{L_m}{L_r} (\omega - \omega_r) \mathbf{J} \right] \boldsymbol{\lambda}'_{qdr} + \tau \frac{L_m}{L_r} \mathbf{v}'_{qdr} \quad (2.56)$$

ifadeleri elde edilir. (2.55) ve (2.56) eşitlikleri birleştirilerek aşağıdaki matris gösterimi elde edilir.

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} (L_s - L_0) \frac{d}{dt} + \frac{L_0}{\tau} + R_s & \omega(L_s - L_0) & -\frac{L_m}{L_r} \frac{1}{\tau} & \frac{L_m}{L_r} \omega_r \\ -\omega(L_s - L_0) & (L_s - L_0) \frac{d}{dt} + \frac{L_0}{\tau} + R_s & -\frac{L_m}{L_r} \omega_r & -\frac{L_m}{L_r} \frac{1}{\tau} \\ \frac{L_m^2}{L_r} & 0 & -\frac{L_m}{L_r} \left(1 + \tau \frac{d}{dt}\right) & -\tau \frac{L_m}{L_r} (\omega - \omega_r) \\ 0 & \frac{L_m^2}{L_r} & \tau \frac{L_m}{L_r} (\omega - \omega_r) & -\frac{L_m}{L_r} \left(1 + \tau \frac{d}{dt}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ \lambda'_{qr} \\ \lambda'_{dr} \end{bmatrix} \\
&+ \begin{bmatrix} \frac{L_m}{L_r} & 0 \\ 0 & \frac{L_m}{L_r} \\ \tau \frac{L_m}{L_r} & 0 \\ 0 & \tau \frac{L_m}{L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v'_{qr} \\ v'_{dr} \end{bmatrix} \quad (2.57)
\end{aligned}$$

(2.57) eşitliği akı, akım ve gerilimler arasındaki dinamik bağıntıları verir. Ancak akı kestirimi için stator akımı ve rotor akısı bileşenlerini içeren durum vektörü gereklidir. Bunun için (2.55) ve (2.56) eşitlikleri stator akımı ve rotor akısı bileşenlerine göre ayrıştırılıp, tekrar matris formunda düzenlenirse

$$\begin{aligned}
\frac{d}{dt} \mathbf{i}_{qds} &= \left[-\omega \mathbf{J} - \frac{R_s + \frac{L_0}{\tau}}{(L_s - L_0)} \right] \mathbf{i}_{qds} + \frac{1}{(L_s - L_0)} \frac{L_m}{L_r} \left[-\omega_r \mathbf{J} + \frac{1}{\tau} \right] \boldsymbol{\lambda}'_{qdr} \\
&+ \frac{1}{(L_s - L_0)} \mathbf{v}_{qds} - \frac{1}{(L_s - L_0)} \frac{L_m}{L_r} \mathbf{v}'_{qdr} \quad (2.58)
\end{aligned}$$

$$\frac{d}{dt} \boldsymbol{\lambda}'_{qdr} = \frac{L_0}{\tau} \frac{L_r}{L_m} \mathbf{i}_{qds} - \left[\frac{1}{\tau} + (\omega - \omega_r) \mathbf{J} \right] \boldsymbol{\lambda}'_{qdr} + \mathbf{v}'_{qdr} \quad (2.59)$$

eşitlikleri elde edilir. (2.58) ve (2.59) eşitlikleri birleştirilirse aşağıdaki matris ifadesi elde edilir.

$$\begin{aligned}
\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ \lambda'_{qr} \\ \lambda'_{dr} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \frac{R_s + \frac{L_0}{\tau}}{(L_s - L_0)} & -\omega & \frac{1}{(L_s - L_0)} \frac{L_m}{L_r} \frac{1}{\tau} & -\frac{1}{(L_s - L_0)} \frac{L_m}{L_r} \omega_r \\ \omega & -\frac{R_s + \frac{L_0}{\tau}}{(L_s - L_0)} & \frac{1}{(L_s - L_0)} \frac{L_m}{L_r} \omega_r & \frac{1}{(L_s - L_0)} \frac{L_m}{L_r} \frac{1}{\tau} \\ \frac{L_0}{\tau} \frac{L_r}{L_m} & 0 & -\frac{1}{\tau} & -(\omega - \omega_r) \\ 0 & \frac{L_0}{\tau} \frac{L_r}{L_m} & (\omega - \omega_r) & -\frac{1}{\tau} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ \lambda'_{qr} \\ \lambda'_{dr} \end{bmatrix} \\
&+ \begin{bmatrix} \frac{1}{(L_s - L_0)} & 0 & -\frac{1}{(L_s - L_0)} \frac{L_m}{L_r} & 0 \\ 0 & \frac{1}{(L_s - L_0)} & 0 & -\frac{1}{(L_s - L_0)} \frac{L_m}{L_r} \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \\ v'_{qr} \\ v'_{dr} \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{2.60}$$

Son eşitlikte akılar için

$$\Psi'_{qdr} = \frac{L_m}{L_r} \lambda'_{qdr} \tag{2.61}$$

dönüşümü kullanılırsa aşağıdaki matris eşitliği elde edilir.

$$\begin{aligned}
\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ \psi'_{qr} \\ \psi'_{dr} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \frac{R_s + \frac{L_0}{\tau}}{(L_s - L_0)} & -\omega & \frac{1}{(L_s - L_0)} \frac{1}{\tau} & -\frac{1}{(L_s - L_0)} \omega_r \\ \omega & -\frac{R_s + \frac{L_0}{\tau}}{(L_s - L_0)} & \frac{1}{(L_s - L_0)} \omega_r & \frac{1}{(L_s - L_0)} \frac{1}{\tau} \\ \frac{L_0}{\tau} & 0 & -\frac{1}{\tau} & -(\omega - \omega_r) \\ 0 & \frac{L_0}{\tau} & (\omega - \omega_r) & -\frac{1}{\tau} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ \psi'_{qr} \\ \psi'_{dr} \end{bmatrix} \\
&+ \begin{bmatrix} \frac{1}{(L_s - L_0)} & 0 & -\frac{1}{(L_s - L_0)} & 0 \\ 0 & \frac{1}{(L_s - L_0)} & 0 & -\frac{1}{(L_s - L_0)} \\ 0 & 0 & \frac{L_m}{L_r} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{L_m}{L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \\ v'_{qr} \\ v'_{dr} \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{2.62}$$

(2.62) eşitliği; Luenberger gözlemleyicisi, Kalman filtreleme algoritması, kayma kipli gözlemleyici gibi kestirim algoritmaları kullanılarak, indüksiyon motorun rotor akı bileşenlerinin kestirimi için türetilmiş bir kestirici modelidir. Söz konusu indüksiyon motor rotoru sincap kafesli bir motor ise, rotor sargılarına gerilim uygulanmadığından, $\mathbf{v}'_{qdr} = [0 \ 0]^T$ olacaktır. Ayrıca dq eksen sisteminde söz konusu kestiriciler için çerçeve hızı $\omega=0$ rad/s olacaktır. Bu koşullar altında (2.62) eşitliği tekrar düzenlenirse, rotoru sincap kafesli indüksiyon motorun durağan çerçevede kestirici modeli aşağıdaki (2.63) eşitliği ile verilir.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ \psi'_{qr} \\ \psi'_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s + \frac{L_0}{\tau}}{(L_s - L_0)} & 0 & \frac{1}{(L_s - L_0)} \frac{1}{\tau} & -\frac{1}{(L_s - L_0)} \omega_r \\ 0 & -\frac{R_s + \frac{L_0}{\tau}}{(L_s - L_0)} & \frac{1}{(L_s - L_0)} \omega_r & \frac{1}{(L_s - L_0)} \frac{1}{\tau} \\ \frac{L_0}{\tau} & 0 & -\frac{1}{\tau} & \omega_r \\ 0 & \frac{L_0}{\tau} & -\omega_r & -\frac{1}{\tau} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ \psi'_{qr} \\ \psi'_{dr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{(L_s - L_0)} & 0 \\ 0 & \frac{1}{(L_s - L_0)} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \end{bmatrix} \quad (2.63)$$

2.3.2. Stator akımı, rotor akısı, rotor hızı ve yük momentine ilişkin durum uzayı modellenmesi

İndüksiyon motorun rotor akı ve stator akım bileşenlerine bağlı olan (2.63) ile gösterilen durum denklemleri aynı zamanda rotor hızına da bağlıdır.

Yük momenti ve rotor hızına bağlı olan moment denklemi ise

$$\dot{\omega}_r = \frac{3}{2} \frac{(n_p)^2}{J_L} \frac{L_m}{L_r} (\psi'_{dr} i_{qs} - \psi'_{qr} i_{ds}) - \frac{n_p}{J_L} T_L \quad (2.64)$$

türev eşitliği ile verilebilir. (2.64) eşitliğindeki ω_r hız değişkeni ve değişken olarak varsayılan T_L yük momenti değişkeni durum değişkeni olarak tanımlanarak, (2.63) ile verilen durum denkleminde ilave edilirse, aşağıdaki durum denklemi elde edilir. Bu durum denklemi için uygun bir kestirim algoritması kullanılırsa, rotor akı bileşenleri, stator akım bileşenleri, rotor açısal hızı ve yük momenti gerçek zamanda kestirilebilir.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ \psi'_{qr} \\ \psi'_{dr} \\ \omega_r \\ T_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s + \frac{L_0}{\tau}}{L_s - L_0} & 0 & \frac{1}{(L_s - L_0)\tau} & -\frac{\omega_r}{L_s - L_0} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_s + \frac{L_0}{\tau}}{L_s - L_0} & \frac{\omega_r}{L_s - L_0} & \frac{1}{(L_s - L_0)\tau} & 0 & 0 \\ \frac{L_0}{\tau} & 0 & -\frac{1}{\tau} & \omega_r & 0 & 0 \\ 0 & \frac{L_0}{\tau} & -\omega_r & -\frac{1}{\tau} & 0 & 0 \\ \frac{3(n_p)^2 L_m \psi'_{dr}}{2 J_L L_r} & -\frac{3(n_p)^2 L_m \psi'_{qr}}{2 J_L L_r} & 0 & 0 & 0 & -\frac{n_p}{J_L} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ \psi'_{qr} \\ \psi'_{dr} \\ \omega_r \\ T_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s - L_0} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s - L_0} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \end{bmatrix} \quad (2.65)$$

2.3.3. Rotor akısına dayalı durum uzayı modellenmesi

$\omega=0$ ve $\tau = \frac{L_r}{R_r}$ için (2.47) eşitliğindeki \mathbf{i}'_{qdr} vektörü çekilip, (2.41) eşitliğinde yerine konulursa, bilinmeyen rotor akı bileşenlerine dayalı olan, aşağıdaki durum eşitliği elde edilir.

$$\frac{d}{dt} \boldsymbol{\lambda}'_{qdr} = \left[-\frac{1}{\tau} + \omega_r \mathbf{J} \right] \boldsymbol{\lambda}'_{qdr} + \frac{L_m}{\tau} \mathbf{i}_{qds} + \mathbf{v}'_{qdr} \quad (2.66)$$

2.3.4. Stator ve rotor akısına dayalı durum uzayı modellenmesi

(2.47) eşitliğindeki \mathbf{i}'_{qdr} çekilip (2.46) eşitliğinde yerine konulursa,

$$\boldsymbol{\lambda}_{qds} = \left(\frac{L_s L_r - L_m^2}{L_r} \right) \mathbf{i}_{qds} + \frac{L_m}{L_r} \boldsymbol{\lambda}'_{qdr} \quad (2.67)$$

eşitliği elde edilir. (2.67) eşitliğinde \mathbf{i}_{qds} çekilip (2.40) eşitliğinde yerine yazılırsa,

$$\frac{d}{dt} \boldsymbol{\lambda}_{qds} = \left(\frac{R_s L_r}{L_s L_r - L_m^2} \mathbf{I} + \omega \mathbf{J} \right) \boldsymbol{\lambda}_{qds} - \frac{R_s L_m}{L_s L_r - L_m^2} \boldsymbol{\lambda}'_{qdr} - \mathbf{v}_{qds} \quad (2.68)$$

eşitliği elde edilir. (2.46) eşitliğindeki \mathbf{i}_{qds} çekilip (2.47) eşitliğinde yerine yazılırsa.

$$\boldsymbol{\lambda}'_{qdr} = \frac{L_m}{L_r} \boldsymbol{\lambda}_{qds} + \left(\frac{L_s L_r - L_m^2}{L_s} \right) \mathbf{i}'_{qdr} \quad (2.69)$$

eşitliği elde edilir. (2.69) eşitliğindeki \mathbf{i}'_{qdr} çekilip (2.41) eşitliğinde yerine yazılırsa,

$$\frac{d}{dt} \boldsymbol{\lambda}'_{qdr} = \left[-(\omega - \omega_r) \mathbf{J} - \frac{R'_r L_s}{(L_s L_r - L_m^2)} \right] \boldsymbol{\lambda}'_{qdr} - \frac{R'_r L_m}{(L_s L_r - L_m^2)} \boldsymbol{\lambda}_{qds} + \mathbf{v}'_{qdr} \quad (2.70)$$

eşitliği elde edilir. Sonuç olarak (2.68) ve (2.70) denklemleri birleştirilirse, yalnızca stator ve rotor akı bileşenlerine bağlı olan, aşağıdaki dört boyutlu durum denklemi elde edilir.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_{qs} \\ \lambda_{ds} \\ \lambda'_{qr} \\ \lambda'_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{R_s L_r}{L_s L_r - L_m^2} & \omega & -\frac{R_s L_m}{L_s L_r - L_m^2} & 0 \\ -\omega & \frac{R_s L_r}{L_s L_r - L_m^2} & 0 & -\frac{R_s L_m}{L_s L_r - L_m^2} \\ \frac{R'_r L_s}{(L_s L_r - L_m^2)} & -(\omega - \omega_r) & -\frac{R'_r L_m}{(L_s L_r - L_m^2)} & 0 \\ (\omega - \omega_r) & -\frac{R'_r L_s}{(L_s L_r - L_m^2)} & 0 & -\frac{R'_r L_m}{(L_s L_r - L_m^2)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{qs} \\ \lambda_{ds} \\ \lambda'_{qr} \\ \lambda'_{dr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \\ v'_{qr} \\ v'_{dr} \end{bmatrix} \quad (2.71)$$

Sincap kafesli indüksiyon motor için, referans çerçeve $\omega=0$ rad/s ve $\mathbf{v}'_{qdr} = [0 \ 0]^T$ kabul edilir.

2.3.5. Stator ve rotor akımlarına dayalı durum uzayı modellemesi

(2.46) ifadesi (2.40) eşitliğinde ve (2.47) ifadesi ise (2.41) eşitliğinde yerine yazılarak akım değişkenlerinin türev ifadeleri, eşitliklerin sol tarafında yalnız bırakılacak şekilde yapılan gerekli düzenlemeler sonucunda;

$$\frac{d}{dt} \mathbf{i}_{qds} = -\frac{R_s}{L_s} \mathbf{i}_{qds} - \omega \mathbf{J} \mathbf{i}_{qds} - \frac{L_m}{L_s} \frac{d}{dt} \mathbf{i}'_{qdr} - \omega \mathbf{J} \frac{L_m}{L_s} \mathbf{i}'_{qdr} + \frac{1}{L_s} \mathbf{v}_{qds} \quad (2.72)$$

$$\frac{d}{dt} \mathbf{i}'_{qdr} = -\frac{L_m}{L_r} \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{qds} - \frac{L_m}{L_r} (\omega - \omega_r) \mathbf{J} \mathbf{i}_{qds} - (\omega - \omega_r) \mathbf{J} \mathbf{i}'_{qdr} - \frac{R'_r}{L_r} \mathbf{i}'_{qdr} + \frac{1}{L_r} \mathbf{v}'_{qdr} \quad (2.73)$$

türev eşitlikleri elde edilir. (2.72) eşitliğinin sağ tarafındaki türev ifadelerinin yerine, (2.73) eşitliği, (2.73) eşitliğinin sağ tarafındaki türev ifadelerinin yerine (2.72) eşitliği yerleştirilirse, aşağıdaki durum denklemleri elde edilir.

$$\left. \begin{aligned} \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{qds} &= \left(\frac{L_s L_r}{L_s L_r - L_m^2} \right) \left(-\frac{R_s}{L_s} - \omega \mathbf{J} + \frac{L_m}{L_s L_r} (\omega - \omega_r) \mathbf{J} \right) \mathbf{i}_{qds} \\ &+ \left(\frac{L_s L_r}{L_s L_r - L_m^2} \right) \left(-\omega \mathbf{J} \frac{L_m}{L_s} + \frac{L_m}{L_s} (\omega - \omega_r) \mathbf{J} + \frac{L_m R'_r}{L_s L_r} \right) \mathbf{i}'_{qdr} \\ &+ \left(\frac{L_s L_r}{L_s L_r - L_m^2} \right) \left(\frac{1}{L_s} \right) \mathbf{v}_{qds} - \left(\frac{L_s L_r}{L_s L_r - L_m^2} \right) \left(\frac{L_m}{L_s L_r} \right) \mathbf{v}'_{qdr} \end{aligned} \right\} \quad (2.74)$$

$$\left. \begin{aligned} \frac{d}{dt} \mathbf{i}'_{qdr} &= \left(\frac{L_s L_r}{L_s L_r - L_m^2} \right) \left(\frac{R_s L_m}{L_s L_r} + \frac{L_m}{L_r} \omega \mathbf{J} - \frac{L_m}{L_r} (\omega - \omega_r) \mathbf{J} \right) \mathbf{i}_{qds} \\ &+ \left(\frac{L_s L_r}{L_s L_r - L_m^2} \right) \left(\frac{L_m^2}{L_s L_r} \omega \mathbf{J} - (\omega - \omega_r) \mathbf{J} - \frac{R'_r}{L_r} \right) \mathbf{i}'_{qdr} \\ &+ \left(\frac{L_s L_r}{L_s L_r - L_m^2} \right) \left(\frac{L_m}{L_s L_r} \right) \mathbf{v}_{qds} + \left(\frac{L_s L_r}{L_s L_r - L_m^2} \right) \left(\frac{1}{L_r} \right) \mathbf{v}'_{qdr} \end{aligned} \right\} \quad (2.75)$$

Sonuç olarak (2.74) ve (2.75) eşitlikleri birleştirilirse, yalnızca stator ve rotor akımlarına bağlı olarak matrisel formda aşağıdaki durum denklemleri elde edilir.

$$\alpha = \left(\frac{L_s L_r}{L_s L_r - L_m^2} \right) \quad (2.76)$$

$$\begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i'_{qr} \\ i'_{dr} \end{bmatrix} = \alpha \left[\begin{array}{cccc} -\frac{R_s}{L_s} & \left[\left(\frac{L_m}{L_s L_r} - 1 \right) \omega - \frac{L_m}{L_s L_r} \omega_r \right] & \frac{L_m R'_r}{L_s L_r} & -\frac{L_m}{L_s} \omega_r \\ \left[\left(\frac{L_m}{L_s L_r} - 1 \right) \omega - \frac{L_m}{L_s L_r} \omega_r \right] & -\frac{R_s}{L_s} & \frac{L_m \omega_r}{L_s} & \frac{L_m R'_r}{L_s L_r} \\ \frac{R_s L_m}{L_s L_r} & \frac{L_m \omega_r}{L_r} & -\frac{R'_r}{L_r} & \left(\frac{L_m^2}{L_s L_r} - 1 \right) \omega + \omega_r \\ -\frac{L_m \omega_r}{L_r} & \frac{R_s L_m}{L_s L_r} & -\left[\left(\frac{L_m^2}{L_s L_r} - 1 \right) \omega + \omega_r \right] & -\frac{R'_r}{L_r} \end{array} \right] \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i'_{qr} \\ i'_{dr} \end{bmatrix} \quad (2.77)$$

$$+ \alpha \left[\begin{array}{cccc} \frac{1}{L_s} & 0 & -\frac{L_m}{L_s L_r} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} & 0 & -\frac{L_m}{L_r L_r} \\ \frac{L_m}{L_s L_r} & 0 & \frac{1}{L_r} & 0 \\ 0 & \frac{L_m}{L_s L_r} & 0 & \frac{1}{L_r} \end{array} \right] \begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \\ v'_{qr} \\ v'_{dr} \end{bmatrix}$$

Sincap kafesli bir indüksiyon motor için $\omega=0$ rad/s ve rotor sargısı gerilimleri $\mathbf{v}'_{qdr} = [0 \ 0]^T$ olarak kabul edilir.

2.4. İndüksiyon Motorun Dinamik Benzetimi

İndüksiyon motorun elektriksel ve mekanik büyüklüklerinden oluşan eşitliklerle, bilgisayar benzetiminin gerçekleştirilmesinde farklı yollar izlenebilir. Bilgisayar benzetiminde esas olan, sistem değişkenlerini ve sistemdeki çıkış geri beslemesi için gerekli donanımı minimuma indirecek parametre ve durum değişkenlerinin belirlenebilmesidir. Burada, özellikle keyfi referans çerçevesinde simetrik indüksiyon motorların bilgisayar benzetimi ele alınmıştır. Bu tür benzetim, pratik modellerin analizinin yanı sıra, doyma durumunda da benzetimlerin yapılmasına izin verir [76,80].

(2.36) matrisindeki akım bileşenleri, eşitliklerin sol tarafında yalnız bırakılacak şekilde gerekli düzenlemeler yapılırsa, aşağıdaki eşitlikler elde edilir.

$$i_{qs} = \frac{1}{X_{ls}} (\psi_{qs} - \psi_{mq}) \quad (2.78)$$

$$i_{ds} = \frac{1}{X_{ls}} (\psi_{ds} - \psi_{md}) \quad (2.79)$$

$$i_{0s} = \frac{1}{X_{ls}} \psi_{0s} \quad (2.80)$$

$$i'_{qr} = \frac{1}{X'_{lr}} (\psi'_{qr} - \psi_{mq}) \quad (2.81)$$

$$i'_{dr} = \frac{1}{X'_{lr}} (\psi'_{dr} - \psi_{md}) \quad (2.82)$$

$$i'_{0r} = \frac{1}{X'_{lr}} \psi'_{0r} \quad (2.83)$$

Burada (2.84) ve (2.85) eşitlikleri ile verilen ψ_{mq} ve ψ_{md} akıları, model benzetiminde doyma gerçekleştiğinde etkin olan doyma akılarıdır.

$$\psi_{mq} = X_m (i_{qs} + i'_{qr}) \quad (2.84)$$

$$\psi_{md} = X_m (i_{ds} + i'_{dr}) \quad (2.85)$$

(2.78) - (2.83) ifadeleri (2.34) ve (2.35) eşitliklerinde yerine yazıldıktan sonra, akı değişkenlerinin türev ifadeleri, eşitliklerin sol tarafında yalnız bırakılacak şekilde gerekli düzenlemeler yapılırsa, aşağıdaki türev eşitlikleri elde edilir.

$$\frac{d}{dt} \psi_{qs} = \omega_b \left[v_{qs} - \frac{\omega}{\omega_b} \psi_{ds} + \frac{R_s}{X_{ls}} (\psi_{mq} - \psi_{qs}) \right] \quad (2.86)$$

$$\frac{d}{dt}\psi_{ds} = \omega_b \left[v_{ds} + \frac{\omega}{\omega_b} \psi_{qs} + \frac{R_s}{X_{ls}} (\psi_{md} - \psi_{ds}) \right] \quad (2.87)$$

$$\frac{d}{dt}\psi_{0s} = \omega_b \left[v_{0s} - \frac{R_s}{X_{ls}} \psi_{0s} \right] \quad (2.88)$$

$$\frac{d}{dt}\psi'_{qr} = \omega_b \left[v'_{qr} - \left(\frac{\omega - \omega_r}{\omega_b} \right) \psi'_{dr} + \frac{R'_r}{X'_{lr}} (\psi_{mq} - \psi'_{qr}) \right] \quad (2.89)$$

$$\frac{d}{dt}\psi'_{dr} = \omega_b \left[v'_{dr} + \left(\frac{\omega - \omega_r}{\omega_b} \right) \psi'_{qr} + \frac{R'_r}{X'_{lr}} (\psi_{md} - \psi'_{dr}) \right] \quad (2.90)$$

$$\frac{d}{dt}\psi'_{0r} = \omega_b \left[v'_{0r} - \frac{R'_r}{X'_{lr}} \psi'_{0r} \right] \quad (2.91)$$

Öte yandan (2.84) ve (2.85) eşitlikleri,

$$\psi_{mq} = X_{aq} \left(\frac{\psi_{qs}}{X_{ls}} + \frac{\psi'_{qr}}{X'_{lr}} \right) \quad (2.92)$$

$$\psi_{md} = X_{ad} \left(\frac{\psi_{ds}}{X_{ls}} + \frac{\psi'_{dr}}{X'_{lr}} \right) \quad (2.93)$$

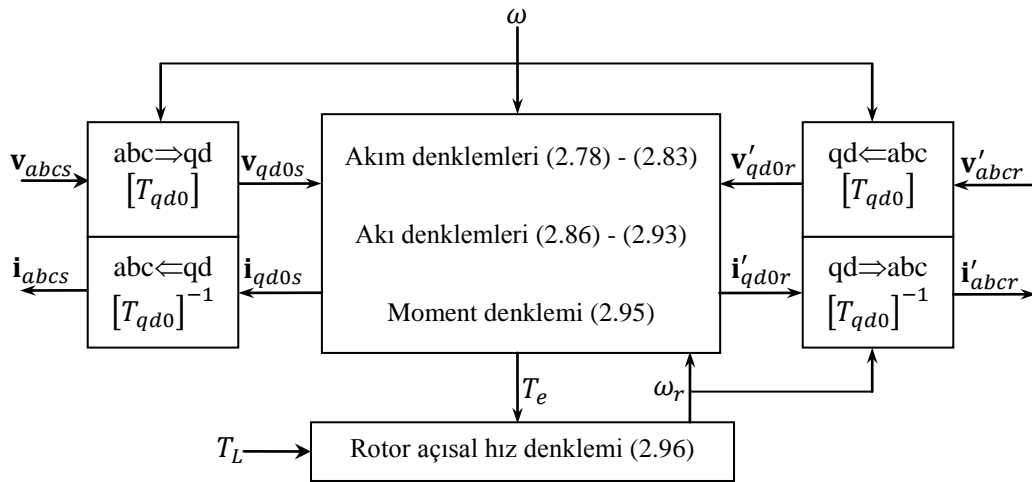
$$X_{aq} = X_{ad} = \left(\frac{1}{X_m} + \frac{1}{X_{ls}} + \frac{1}{X'_{lr}} \right)^{-1} \quad (2.94)$$

biçiminde akı değişkenleri cinsinden yazılabilir. Elektromanyetik moment ve açılal hız ile ilgili bağıntılar ise aşağıdaki eşitlikler ile verilebilir.

$$T_e = \left(\frac{3 n_p}{2 \omega_b} \right) (\psi_{ds} i_{qs} - \psi_{qs} i_{ds}) \quad (2.95)$$

$$\frac{d}{dt} \omega_r = \left(\frac{n_p}{J} \right) (T_e - T_L) \quad (2.96)$$

Keyfi hızda dönen referans çerçeveye göre, buraya kadar verilmiş olan denklemler kullanılarak oluşturulmuş indüksiyon motorun bilgisayar benzetim algoritmasına ilişkin blok gösterimi, Şekil 2.4'deki gibi verilebilir [76].



Şekil 2.4. Simetrik üç-fazlı indüksiyon motorun keyfi hızda dönen referans çerçevede benzetimine ilişkin blok gösterimi

Şekil 2.4'deki blok diyagramı, keyfi hızda dönen referans eksenine göre genel bir benzetim diyagramıdır. Referans çerçeve; durağan, rotor ile eşit ya da döner alan ile eşit hızda seçilerek değişik çalışma koşulları oluşturulabilir.

BÖLÜM 3. İNDÜKSİYON MOTORLARIN DURUM, HIZ VE PARAMETRE KESTİRİMİ

Durum değişkenlerinin tümünün kontrol edilebildiği bir sistemin kutuplarını, karmaşık düzlemde geri besleme yoluyla kapalı çevrim oluşturarak yerleştirmek mümkündür. Sistemin istenen şekilde cevap vermesini sağlamak için, geri beslemeli denetleyicilerden faydalanılır. Ancak pratik uygulamalarda, tüm durum değişkenlerinin fiziksel olarak geri beslenmesi mümkün olmayabilir [20]. Örneğin indüksiyon motorun rotor akısının ölçülememesi, vektör kontrol amaçlı uygulamalar için kritik bir durumdur.

Bir sistemin kararlılığını sağlamak, enerjii ve zamanı optimize etmek, ya da sistemin istenen dinamik cevabı verebilmesini sağlamak üzere durum geri beslemeye dayalı kontrol kuralı oluşturulduğunda, sistemin dinamik durum değişkenlerinin ölçülebilmesi gerekli hale gelir. Ölçümler, durum vektörünün tüm bileşenlerini elde etmek için yeterli olmayabilir. Hatta ölçülen durumlar ile durumların gerçek değerleri arasındaki fark çok büyük olabilir. Böyle bir durumda, ölçülebilir durum değişkenlerinden türetilen durumların kestirimlerini içeren kestirim vektörünün gerekliliği göz önüne alınmalıdır [81]. Sistem gözlemlenebilir bir sistem ise, gözlemleyiciler aracılığıyla durum değişkenleri elde edilebilir. Gözlemleyiciler, sistemin gözlemlenebilen giriş ve çıkış işaretlerini ve sistemin modelini kullanarak ölçülemeyen durum değişkenlerini hesaplar.

Bir sistemin durum uzayı denklemlerindeki katsayıları veya sabitleri parametre olarak adlandırabiliriz. Parametreler, durum uzayı modelinde sistemi tanımlayan elemanlar olduğundan, sistem davranışları parametrelere de bağlıdır. Parametrelerin zamanla değişmesi durumunda, yalnızca sistemin durum değişkenlerini kestirmek yeterli olmayabilir. Durum değişkenlerinin yanında, parametrelerin de kestirilmesi gerekebilir.

Sistemin rastsal ya da belirgin dinamik modelini kullanan gözlemleyiciler, açık-çevrimli ve kapalı çevrimli gözlemleyiciler olarak sınıflandırılabilir. Bunlardan bazıları kestirici ya da filtre adını alırlar. Luenberger gözlemleyicisi, rastsal olmayan belirgin sistemler için kullanılacak en basit, kapalı-çevrim asimptotik bir gözlemleyicidir. [21,82,83] kaynakları, Luenberger gözlemleyicisinin temellerini içerirler. Zaman içinde Luenberger gözlemleyicisine PID denetleyicisi gibi kontrol elemanları eklenerek, çeşitli uyarlamalı gözlemleyiciler türetilmiştir. Rastsal durum değişkenlerinin kestirimi için literatürde en çok kullanılan gözlemleyici ise, Kalman filtresidir. Temeli 1960'lara dayanan Macar asıllı bir elektrik mühendisi tarafından geliştirilen Kalman filtresi, Gauss gürültüsü ile bozulmuş sistem durum değişkenlerinin, gürültüden arındırılmış olarak elde edilmesini sağlayan bir filtredir. Yapay sinir ağları tabanlı modellemeler de, zamanla kontrol mühendisliğinde ve kestirim teorisinde yerini almıştır.

Vektör kontrollü indüksiyon motor sürücülerinin hız ve momenti birbirinden bağımsız olarak kontrolünü sağlama ve hızlı cevap verebilme yetisinden dolayı, endüstriyel anlamdaki önemine daha önce değinilmişti [2,3,76,84]. Vektör kontrolünde koordinat dönüşümünü gerçekleştirebilmek için, hız bilgisine ihtiyaç vardır. Bu yüzden, vektör kontrolü gerektiren çeşitli uygulamalarda hız veya konum algılayıcısı kullanılma ihtiyacı doğar. Ancak, vektör kontrolünün mevcut olduğu donanımlara hız veya konum algılayıcısı eklemek ilave maliyet, daha fazla kablo, daha fazla gürültü, daha karmaşık ve hacimli donanım, daha çok bakım gerekliliği anlamına geldiğinden, algılayıcı içermeyen vektör kontrolü, literatürde özellikle son yıllarda ilgi odağı haline gelen bir araştırma konusu olmuştur [41,58,59,70,85-90].

3.1. Durum Değişkeni Kestirim Teknikleri

Bu bölümde, durum değişkenlerinin kestirimi için Kalman-Bucy filtresi ve kayma kipli tabanlı kestirim yöntemleri incelenmiş ve karşılaştırılmıştır. Tezin özgünlüğünü oluşturan filtreler, kayma kipli ortalama-kare (sliding mode mean-square) ve kayma kipli ortalama-modül (sliding mode mean-module) filtreleri kayma kip tabanlı kestirim alt başlığında ele alınmıştır.

3.1.1. Kalman filtreleme algoritması

Sistemin modelini kullanan, gözlemleyici tabanlı kapalı çevrim kestirim metotlarından birisi Kalman filtresidir. Kalman filtresi Gauss gürültüsünün bulunduğu ortamda elde edilmiş durum değişkenlerinin, yeterli doğrulukta kestirimini sağlar. James Follin, A.G. Carlto, James Hanson ve Richard Bucy 1950'lerin sonlarında John Applied Physics laboratuvarında, sürekli zaman Kalman filtresini geliştirdiler. Rudolf Kalman, 1960 yılında lineer filtreleme ile ilgili yeni bir yaklaşım içeren çalışmasını yayınladı [91]. Söz konusu çalışmasında, Wiener rastlantı süreçleri problemlerinin çözümlerinden bahsetti. Nisan 1960'da, Kalman ve Bucy birbirlerinin çalışmalarını fark ettiler ve birlikte çalışarak, 1961'de sürekli zaman Kalman filtresini yayınladılar [92]. Söz konusu filtre zamanla Kalman-Bucy filtresi olarak atfedildi. Kaynak [92], Kalman ve Bucy'nin, lineer dinamik bir sistemin gözlemlenebilir beyaz Gauss gürültüsü ile bozulmuş işaretlerinin elde edilmesi hakkındaki çalışmalarını içerir. Kalman ve Bucy, bir sistemin geçmişindeki verilere dayanarak, sisteme ait bir işaretin en iyi lineer kestirim yollarını aradılar. Kalman-Bucy filtresi, bir sistemde ölçülemeyen durumların kestirimi için kullanılan sürekli zaman formunda rastsal bir filtredir ve bir sistemin ölçülemeyen durumlarının kestirimi için geliştirilmiştir. Sistemin ölçülemeyen durumlarını kestirmek, genellikle durumları kontrol etme amacını taşır. Kalman filtresinin uygulamada en yaygın kullanılan formu, ayrık zaman Kalman Filtresi olduğundan, Kalman filtresinin sürekli zaman formu pratikte gereksiz görülebilir [24]. Ancak sürekli formda da kullanılacak uygulamalar mevcuttur [93].

Lineer, zamanla değişen, sürekli bir sistem (3.1) ve (3.2) eşitlikleri ile tanımlanır

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}(t)\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}(t)\mathbf{u}(t) + \mathbf{G}(t)\mathbf{w}(t) \quad (3.1)$$

$$\bar{\mathbf{y}}(t) = \mathbf{C}(t)\mathbf{x}(t) + \mathbf{v}(t) \quad (3.2)$$

Burada $\mathbf{w}(t)$ ve $\mathbf{v}(t)$; sırasıyla kovaryans matrisleri, (3.3) ve (3.4) denklemlerindeki gibi tanımlanan iki farklı beyaz Gauss gürültüsüdür. $\mathbf{u}(t)$ ise sistemin kontrol girişidir.

$$E\{\mathbf{w}(t)\mathbf{w}^T(t)\} = \mathbf{Q}(t)\delta(t-\sigma) \quad (3.3)$$

$$E\{\mathbf{v}(t)\mathbf{v}^T(t)\} = \mathbf{R}(t)\delta(t-\sigma) \quad (3.4)$$

$$E\{\mathbf{v}(t)\mathbf{w}^T(t)\} = 0 \quad (3.5)$$

Kalman-Bucy filtresinin durum ve çıkış kestirim eşitlikleri (3.6) ve (3.7) gibi düşünülebilir.

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}}(t) = \mathbf{A}(t)\hat{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{B}(t)\mathbf{u}(t) + \mathbf{K}(t)[\bar{\mathbf{y}}(t) - \mathbf{C}(t)\hat{\mathbf{x}}(t)] \quad (3.6)$$

$$\hat{\mathbf{y}}(t) = \mathbf{C}(t)\hat{\mathbf{x}}(t) \quad (3.7)$$

Burada $\mathbf{K}(t)$ filtre kazanç matrisi ve $\hat{\mathbf{x}}(t)$, $\hat{\mathbf{y}}(t)$ sırasıyla durum ve çıkış kestirim vektörleri, $\bar{\mathbf{y}}(t)$ ise ölçülen çıkış vektörüdür [22,23,81,94]. Durum hata vektörü $\tilde{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{x}(t) - \hat{\mathbf{x}}(t)$ şeklinde tanımlansın. (3.6) eşitliği ile (3.1) eşitliği birbirinden çıkarılarak elde edilen eşitlikte $\tilde{\mathbf{x}}(t)$ ve $\dot{\tilde{\mathbf{x}}}(t) = \dot{\mathbf{x}}(t) - \dot{\hat{\mathbf{x}}}(t)$ ifadeleri kullanılırsa aşağıdaki eşitlik elde edilir.

$$\dot{\tilde{\mathbf{x}}}(t) = \mathbf{N}(t)\tilde{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{z}(t) \quad (3.8)$$

(3.8) eşitliğinde, $\mathbf{N}(t)$ matrisi ve $\mathbf{z}(t)$ vektörü sırasıyla (3.9) ve (3.10) eşitliklerinde belirtilmiştir.

$$\mathbf{N}(t) = \mathbf{A}(t) - \mathbf{K}(t)\mathbf{C}(t) \quad (3.9)$$

$$\mathbf{z}(t) = -\mathbf{G}(t)\mathbf{w}(t) + \mathbf{K}(t)\mathbf{v}(t) \quad (3.10)$$

$\mathbf{z}(t)$ vektörü birbirleriyle ilişkisiz $\mathbf{v}(t)$ ve $\mathbf{w}(t)$ beyaz gürültü vektörlerini içermektedir. Bu durum dikkate alındığında (3.11) eşitliği elde edilir.

$$\begin{aligned} E\{\mathbf{z}(t)\mathbf{z}^T(t)\} &= E\{(-\mathbf{G}(t)\mathbf{w}(t) + \mathbf{K}(t)\mathbf{v}(t))^2\} \\ &= E\left\{\begin{array}{l} \mathbf{G}(t)\mathbf{w}(t)\mathbf{w}^T(t)\mathbf{G}^T(t) - 2\mathbf{G}(t)\mathbf{w}(t)\mathbf{v}^T(t)\mathbf{K}^T(t) \\ + \mathbf{K}(t)\mathbf{v}(t)\mathbf{v}^T(t)\mathbf{K}^T(t) \end{array}\right\} \\ &= E\{\mathbf{G}(t)\mathbf{w}(t)\mathbf{w}^T(t)\mathbf{G}^T(t)\} - E\{2\mathbf{G}(t)\mathbf{w}(t)\mathbf{v}^T(t)\mathbf{K}^T(t)\} \\ &\quad + E\{\mathbf{K}(t)\mathbf{v}(t)\mathbf{v}^T(t)\mathbf{K}^T(t)\} \\ &= \mathbf{G}(t)E\{\mathbf{w}(t)\mathbf{w}^T(t)\}\mathbf{G}^T(t) - \cancel{2\mathbf{G}(t)E\{\mathbf{w}(t)\mathbf{v}^T(t)\}\mathbf{K}^T(t)} \\ &\quad + \mathbf{K}(t)E\{\mathbf{v}(t)\mathbf{v}^T(t)\}\mathbf{K}^T(t) \\ E\{\mathbf{z}(t)\mathbf{z}^T(t)\} &= \mathbf{G}(t)\mathbf{Q}(t)\delta(t-\sigma)\mathbf{G}^T(t) + \mathbf{K}(t)\mathbf{R}(t)\mathbf{K}^T(t) \quad (3.11) \end{aligned}$$

(3.1) eşitliğinin tam çözümü, (3.12) eşitliği ile elde edilir.

$$\mathbf{x}(t) = \Phi(t, t_0)\mathbf{x}(t_0) + \int_{t_0}^t \Phi(t, \sigma)\mathbf{B}(\sigma)\mathbf{u}(\sigma)d\sigma \quad (3.12)$$

(3.12) eşitliğinde, $\Phi(t, t_0)$, (3.1) denkleminin durum geçiş matrisidir ve (3.13) denklemini sağlar

$$\frac{d}{dt}\Phi(t, t_0) = \mathbf{A}(t)\Phi(t, t_0) \quad (3.13)$$

Buna göre (3.8) eşitliği ile verilen, hata dinamiğinin tam çözümü, (3.14) eşitliği ile elde edilir.

$$\tilde{\mathbf{x}}(t) = \Phi(t, t_0)\tilde{\mathbf{x}}(t_0) + \int_{t_0}^t \Phi(t, \sigma)\mathbf{z}(\sigma)d\sigma \quad (3.14)$$

Diğer taraftan hata kovaryans matrisi, (3.15) eşitliği ile ifade edilir.

$$\mathbf{P}(t) = \mathbf{E}\{\tilde{\mathbf{x}}(t)\tilde{\mathbf{x}}^T(t)\} \quad (3.15)$$

(3.14) eşitliği, (3.15) eşitliğinin içinde yerine yazıldığında, $\mathbf{z}(t)$ ile $\tilde{\mathbf{x}}(t_0)$ vektörlerinin birbirleriyle ilişkisiz olduğu varsayıldığında ve gerekli matematiksel işlemlerden geçirildiğinde, optimal kovaryans matrisi ve optimal Kalman-Bucy filtresi elde edilir [22-24,81,92]. Optimal kazanç matrisi ve optimal hata kovaryans matrisi sırayla (3.16) ve (3.17) eşitlikleri ile verilmiştir.

$$\begin{aligned} \mathbf{P}(t) &= \mathbf{E}\left\{\left[\Phi(t, t_0)\tilde{\mathbf{x}}(t_0) + \int_{t_0}^t \Phi(t, \sigma)\mathbf{z}(\sigma)d\sigma\right]\left[\Phi(t, t_0)\tilde{\mathbf{x}}(t_0) + \int_{t_0}^t \Phi(t, \sigma)\mathbf{z}(\sigma)d\sigma\right]^T\right\} \\ &= \mathbf{E}\left\{\left[\Phi(t, t_0)\tilde{\mathbf{x}}(t_0) + \int_{t_0}^t \Phi(t, \sigma)\mathbf{z}(\sigma)d\sigma\right]\left[\begin{array}{c} (\tilde{\mathbf{x}}^T(t_0)\Phi^T(t, t_0)) \\ + \left(\int_{t_0}^t \Phi(t, \sigma)\mathbf{z}(\sigma)d\sigma\right)^T \end{array}\right]\right\} \\ &= \mathbf{E}\left\{\begin{array}{c} \Phi(t, t_0)\tilde{\mathbf{x}}(t_0)\tilde{\mathbf{x}}^T(t_0)\Phi^T(t, t_0) \\ + \Phi(t, t_0)\tilde{\mathbf{x}}(t_0)\left(\int_{t_0}^t \Phi(t, \sigma)\mathbf{z}(\sigma)d\sigma\right)^T \\ + \left(\int_{t_0}^t \Phi(t, \sigma)\mathbf{z}(\sigma)d\sigma\right)\tilde{\mathbf{x}}^T(t_0)\Phi^T(t, t_0) \\ + \left[\int_{t_0}^t \Phi(t, \sigma)\mathbf{z}(\sigma)d\sigma\right]\left[\int_{t_0}^t \Phi(t, \sigma)\mathbf{z}(\sigma)d\sigma\right]^T \end{array}\right\} \\ &= \mathbf{E}\left\{\Phi(t, t_0)\tilde{\mathbf{x}}(t_0)\tilde{\mathbf{x}}^T(t_0)\Phi^T(t, t_0)\right\} + \mathbf{E}\left\{\left(\int_{t_0}^t \Phi(t, \sigma)\mathbf{z}(\sigma)d\sigma\right)\tilde{\mathbf{x}}^T(t_0)\Phi^T(t, t_0)\right\} \\ &\quad + \mathbf{E}\left\{\left[\int_{t_0}^t \Phi(t, \sigma)\mathbf{z}(\sigma)d\sigma\right]\left[\int_{t_0}^t \Phi(t, \sigma)\mathbf{z}(\sigma)d\sigma\right]^T\right\} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\mathbf{P}(t) &= \Phi(t, t_0) \mathbf{E} \{ \tilde{\mathbf{x}}(t_0) \tilde{\mathbf{x}}^T(t_0) \} \Phi^T(t, t_0) + \Phi(t, t_0) \tilde{\mathbf{x}}(t_0) \left[\int_{t_0}^t \Phi(t, \sigma) \mathbf{E} \{ \mathbf{z}(\sigma) \} d\sigma \right]^T \\
&\quad + \left[\int_{t_0}^t \Phi(t, \sigma) \mathbf{E} \{ \mathbf{z}(\sigma) \} d\sigma \right] \tilde{\mathbf{x}}^T(t_0) \Phi^T(t, t_0) \\
&\quad + \int_{t_0}^t \int_{t_0}^t \Phi(t, \sigma) \mathbf{E} \{ \mathbf{z}(\sigma) \mathbf{z}^T(\sigma) \} \Phi^T(t, \sigma) d\sigma d\sigma
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\mathbf{P}(t) &= \Phi(t, t_0) \mathbf{P}(t_0) \Phi^T(t, t_0) \\
&\quad + \int_{t_0}^t \Phi(t, \sigma) \left[\mathbf{G}(\sigma) \mathbf{Q}(\sigma) \mathbf{G}^T(\sigma) + \mathbf{K}(\sigma) \mathbf{R}(\sigma) \mathbf{K}^T(\sigma) \right] \Phi^T(t, \sigma) d\sigma
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\frac{\partial}{\partial t} \mathbf{P}(t) &= \frac{\partial}{\partial t} \Phi(t, t_0) \mathbf{P}(t_0) \Phi^T(t, t_0) + \Phi(t, t_0) \mathbf{P}(t_0) \frac{\partial}{\partial t} \Phi^T(t, t_0) \\
&\quad + \int_{t_0}^t \frac{\partial}{\partial t} \Phi(t, \sigma) \left[\mathbf{G}(\sigma) \mathbf{Q}(\sigma) \mathbf{G}^T(\sigma) + \mathbf{K}(\sigma) \mathbf{R}(\sigma) \mathbf{K}(\sigma) \right] \Phi^T(t, \sigma) d\sigma \\
&\quad + \int_{t_0}^t \Phi(t, \sigma) \left[\mathbf{G}(\sigma) \mathbf{Q}(\sigma) \mathbf{G}^T(\sigma) + \mathbf{K}(\sigma) \mathbf{R}(\sigma) \mathbf{K}(\sigma) \right] \frac{\partial}{\partial t} \Phi^T(t, \sigma) d\sigma \\
&\quad + \Phi(t, t) \left[\mathbf{G}(t) \mathbf{Q}(t) \mathbf{G}^T(t) + \mathbf{K}(t) \mathbf{R}(t) \mathbf{K}(t) \right]^T \frac{\partial}{\partial t} \Phi^T(t, t)
\end{aligned}$$

$$\frac{\partial}{\partial t} \Phi(t, t_0) = \mathbf{N}(t) \Phi(t, t_0)$$

$$\Phi(t_0, t_0) = \mathbf{I}$$

$$\begin{aligned}
\frac{\partial}{\partial t} \mathbf{P}(t) &= \mathbf{N}(t) \Phi(t, t_0) \mathbf{P}(t_0) \Phi^T(t, t_0) + \Phi(t, t_0) \mathbf{P}(t_0) \Phi^T(t, t_0) \mathbf{N}^T(t) \\
&\quad + \mathbf{N}(t) \left(\int_{t_0}^t \Phi(t, \sigma) \left[\mathbf{G}(\sigma) \mathbf{Q}(\sigma) \mathbf{G}^T(\sigma) + \mathbf{K}(\sigma) \mathbf{R}(\sigma) \mathbf{K}(\sigma) \right] \Phi^T(t, \sigma) d\sigma \right) \\
&\quad + \left(\int_{t_0}^t \Phi(t, \sigma) \left[\mathbf{G}(\sigma) \mathbf{Q}(\sigma) \mathbf{G}^T(\sigma) + \mathbf{K}(\sigma) \mathbf{R}(\sigma) \mathbf{K}(\sigma) \right] \Phi^T(t, \sigma) d\sigma \right) \mathbf{N}(t) \\
&\quad + \mathbf{G}(t) \mathbf{Q}(t) \mathbf{G}^T(t) + \mathbf{K}(t) \mathbf{R}(t) \mathbf{K}(t)
\end{aligned}$$

$$\mathbf{N}(t) = \mathbf{A}(t) - \mathbf{K}(t)\mathbf{C}(t)$$

$$\mathbf{INT} = \int_{t_0}^t \Phi(t, \sigma) [\mathbf{G}(\sigma)\mathbf{Q}(\sigma)\mathbf{G}^T(\sigma) + \mathbf{K}(\sigma)\mathbf{R}(\sigma)\mathbf{K}^T(\sigma)] \Phi^T(t, \sigma) d\sigma$$

$$\frac{\partial}{\partial t} \mathbf{P} = \mathbf{N}[\mathbf{P} - \mathbf{INT}] + [\mathbf{P} - \mathbf{INT}]\mathbf{N}^T + \mathbf{N} \cdot \mathbf{INT} + \mathbf{INT} \cdot \mathbf{N}^T + \mathbf{G}\mathbf{Q}\mathbf{G} + \mathbf{K}\mathbf{R}\mathbf{K}^T$$

$$\frac{\partial}{\partial t} \mathbf{P} = \mathbf{N}\mathbf{P} + \mathbf{P}\mathbf{N}^T + \mathbf{G}\mathbf{Q}\mathbf{G}^T + \mathbf{K}\mathbf{R}\mathbf{K}^T$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial}{\partial t} \mathbf{P} &= [\mathbf{A}(t) - \mathbf{K}(t)\mathbf{C}(t)]\mathbf{P}(t) + \mathbf{P}(t)[\mathbf{A}(t) - \mathbf{K}(t)\mathbf{C}(t)]^T \\ &\quad + \mathbf{G}(t)\mathbf{Q}(t)\mathbf{G}^T(t) + \mathbf{K}(t)\mathbf{R}(t)\mathbf{K}^T(t) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} J_c(\mathbf{K}(t)) &= \text{Tr} \left(\frac{\partial}{\partial t} \mathbf{P}(t) \right) \\ &= \text{Tr} \left(\begin{aligned} &[\mathbf{A}(t) - \mathbf{K}(t)\mathbf{C}(t)]\mathbf{P}(t) + \mathbf{P}(t)[\mathbf{A}(t) - \mathbf{K}(t)\mathbf{C}(t)]^T \\ &+ \mathbf{G}(t)\mathbf{Q}(t)\mathbf{G}^T(t) + \mathbf{K}(t)\mathbf{R}(t)\mathbf{K}^T(t) \end{aligned} \right) \\ &= \text{Tr} \left([\mathbf{A}(t) - \mathbf{K}(t)\mathbf{C}(t)] [\mathbf{P}(t) + \mathbf{P}^T(t)] \right. \\ &\quad \left. + \mathbf{G}(t)\mathbf{Q}(t)\mathbf{G}^T(t) + \mathbf{K}(t)\mathbf{R}(t)\mathbf{K}^T(t) \right) \end{aligned}$$

$$J_c(\mathbf{K}(t)) = \text{Tr} \left\{ [\mathbf{A}(t) - \mathbf{K}(t)\mathbf{C}(t)] [2\mathbf{P}^T(t)] + \mathbf{G}(t)\mathbf{Q}(t)\mathbf{G}^T(t) + \mathbf{K}(t)\mathbf{R}(t)\mathbf{K}^T(t) \right\}$$

$$\frac{\partial}{\partial t} J_c(\mathbf{K}(t)) = -\mathbf{C}(t)2\mathbf{P}^T(t) + 2\mathbf{K}(t)\mathbf{R}(t) = 0$$

$$\mathbf{K}(t) = \mathbf{P}(t)\mathbf{C}^T(t)\mathbf{R}^{-1}(t)$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial}{\partial t} \mathbf{P}(t) &= \mathbf{A}(t)\mathbf{P}(t) - \mathbf{K}(t)\mathbf{C}(t)\mathbf{P}(t) + \mathbf{P}(t)\mathbf{A}^T(t) \\ &\quad - \mathbf{P}(t)\mathbf{C}^T(t)\mathbf{K}^T(t) + \mathbf{G}(t)\mathbf{Q}(t)\mathbf{G}^T(t) + \mathbf{K}(t)\mathbf{R}(t)\mathbf{K}^T(t) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial}{\partial t} \mathbf{P}(t) &= \mathbf{A}(t)\mathbf{P}(t) - \mathbf{P}(t)\mathbf{C}^T(t)\mathbf{R}^{-1}(t)\mathbf{C}(t)\mathbf{P}(t) + \mathbf{P}(t)\mathbf{A}^T(t) \\ &\quad - \mathbf{P}(t)\mathbf{C}^T(t)\mathbf{R}^{-1}(t)\mathbf{C}(t)\mathbf{P}(t) + \mathbf{G}(t)\mathbf{Q}(t)\mathbf{G}^T(t) \\ &\quad + \mathbf{P}(t)\mathbf{C}^T(t)\mathbf{R}^{-1}(t)\mathbf{R}(t)\mathbf{C}(t)\mathbf{P}(t) \end{aligned}$$

$$\frac{\partial}{\partial t} \mathbf{P}(t) = \mathbf{A}(t)\mathbf{P}(t) + \mathbf{P}(t)\mathbf{A}^T(t) - \mathbf{P}(t)\mathbf{C}^T(t)\mathbf{R}^{-1}(t)\mathbf{C}(t)\mathbf{P}(t) + \mathbf{G}(t)\mathbf{Q}(t)\mathbf{G}^T(t)$$

$$\mathbf{K}(t) = \mathbf{P}(t)\mathbf{C}^T(t)\mathbf{R}^{-1}(t) \quad (3.16)$$

$$\dot{\mathbf{P}}(t) = \mathbf{A}(t)\mathbf{P}(t) + \mathbf{P}(t)\mathbf{A}^T(t) - \mathbf{P}(t)\mathbf{C}^T(t)\mathbf{R}^{-1}(t)\mathbf{C}(t)\mathbf{P}(t) \left. \begin{array}{l} \\ + \mathbf{G}(t)\mathbf{Q}(t)\mathbf{G}^T(t) \end{array} \right\} \quad (3.17)$$

(3.17) eşitliği, aynı zamanda Riccati denklemi olarak da bilinir. Kalman-Bucy filtresinin ayrık zaman Kalman filtresinden farkı, öngörülen ve güncellenen durum eşitliğini içermemesidir.

Özetlemek gerekirse, öncelikle durum ve hata kovaryans matrislerinin başlangıç durumları atanır. Sonra (3.16) eşitliği ile kazanç matrisi $\mathbf{K}(t)$ hesaplanır. Sonra eşitlik (3.17) ve son olarak da eşitlik (3.6) ile durum kestirimi gerçekleştirilir. Durum ve kovaryans matrislerinin entegrasyonu, ölçüm süresi sona erene kadar sürdürülür [23,24].

3.1.2. Kayma kip tabanlı kestirim

Gözlemleyici tabanlı kestirim tekniklerinden biri de kayma kipli kontrol teorisine dayanan, kayma kipli gözlemleyicilerdir. Kayma kipli kontrol alanında gerçekleştirilen çoğu çalışmada, sistem durum vektörünün ölçülebilir olduğu varsayılır. Kayma kipli kontrol teorisi, değişken yapıli sistemlerin bir alt dalı olarak düşünülebilir. Literatürde, kayma kipli kontrol teorisi ile ilgili birçok çalışma bulunmasına rağmen, sınırlı sayıda yazar gözlemleyici tasarımında kayma kipli

kontrolün temel prensiplerinin uygulanabilirliğini göz önüne almıştır [95]. Değişken yapıli kontrol teorisi ile ilgili öncü çalışmalar, Rusya’da Emel’yanov ve Barbashin tarafından 1960’larda yapılmıştır [96]. Değişken yapı kavramı, Itkis tarafından İngilizce bir kitap [97] ve Utkin tarafından bir araştırma çalışması [98] yayınlanana kadar Rusya’dan dışarıya çıkmamıştır. Daha sonra değişken yapı kavramı, gürbüz bir kontrol tekniğı olarak birçok kontrol problemine uygulanmıştır. Kontrol problemlerinin çoğunda, kontrol edilecek sistemlerin durum vektörünün gözlemlenebildiğı varsayılır. Ancak pratikte, durum vektörlerinin sadece bazı bileşenlerini kullanabilmek mümkün olmaktadır. Gözlemleyiciler, bu sorunu çözmek için kullanılır. Kayma yüzeyi kavramı, kayma kipli kontrol teorisi ortaya çıktıktan sonra, lineer ve lineer olmayan sistem durumlarının kestirimi için uygulanmaya başlandı [99,100]. Lineer sistemler için en dikkat çekici kayma kipli gözlemleyici, Utkin tarafından geliştirilmiştir [96,101-103] ve literatüre Utkin gözlemleyicisi olarak geçmiştir. Kaynak [101] Utkin gözlemleyicisi ile ilgili ilk çalışmayı içerir.

Rastsal sistemler için kayma kip teorisi tabanlı gözlemleyiciler ilk kez [99]’da ele alınmıştır. Basin ve Ramirez, sürekli zamanlı lineer rastsal sistemler için tasarlanan kayma kipli ortalama-kare (sliding mode mean-square) [104] ve kayma kipli ortalama-modül (sliding mode mean-module) [105] filtrelerini konu alan konferans bildirileri sundular. Söz konusu çalışmalarının, o zamana kadar lineer sistemler için bile tasarlanmadığını iddia etmişlerdir. Daha sonra çalışmalarını bir dergide yayınladılar [106]. Bu tez çalışmasının özgünlüğünü oluşturan içeriklerden birisi, Basin ve Ramirez’in söz konusu teorilerinin, indüksiyon makinenin durum ve parametre kestirimi için uygulanmasıdır.

Özetle, kayma kip tabanlı kestirim alanında ilk çalışmalar Utkin tarafından gerçekleştirildi [101,102]. Slotine, kayma kipli gözlemleyicilerin lineer olmayan sistemlerde uygulanmasını içeren çalışmasını Kaynak [100] ile yayınladı. Walcott ve Zak, [107] ve [108] yayınlarında belirsiz sistemlerde Lyapunov problemi tabanlı global hatayı minimize eden bir yöntem amaçladılar. Basin, Ramirez ve Gonzalez, rastsal sistemler için kayma kipli filtreleme üzerine çalışmalar yaptılar [104-106]. Bu tez çalışmasının içeriğı, Basin, Ramirez ve Gonzalez’in çalışmalarını temel almaktadır.

Kayma kipli gözlemleyicilerin teorik içeriği kayma kipli kontrol tabanlı olduğundan, kayma kipli gözlemleyicilere geçmeden önce, değişken yapıli sistemler ve böyle sistemlerin kontrolüne kısaca değinmek yerinde olacaktır.

3.1.2.1. Değişken yapıli sistem kavramı

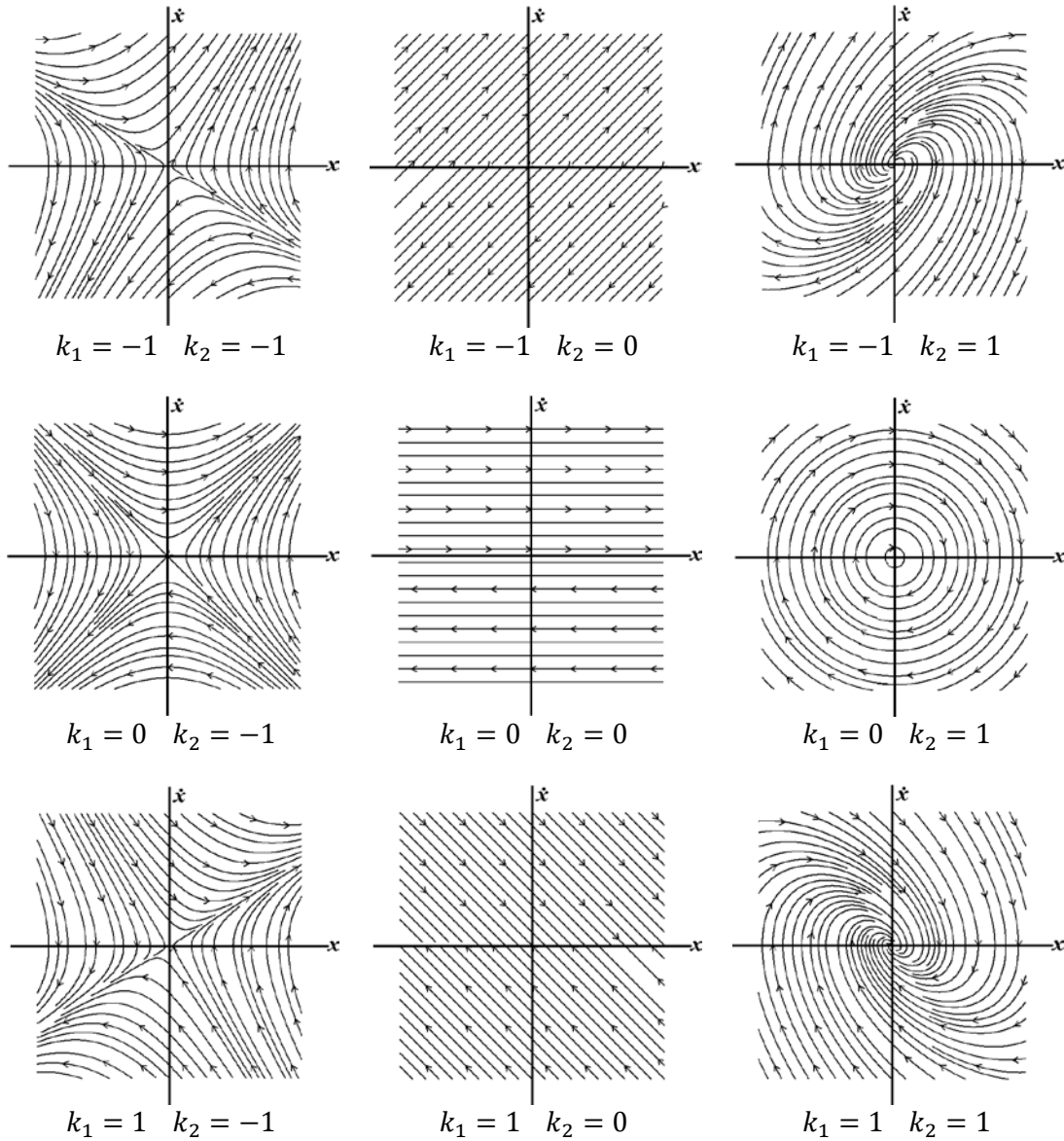
Değişken yapıli sistemler, genel anlamda içerisinde birden fazla alt sistemin bulunduğu sistemlerdir. Kontrol sürecinin herhangi bir zamanında bu alt sistemlerden yalnızca birisi, sistemin durum değişkenlerine bağıli olarak tasarlanan bir anahtarlama kuralına göre aktif hale getirilir. Değişken yapıli sistemler kavramı, ilk olarak Sovyet Rusya'sında, Emel'yanov tarafından 1960'lı yıllarda ortaya atılmıştır [109,110]. Söz konusu çalışmalarda, ikinci dereceden sistemlerin faz uzayında bir doğrunun tanımlanması ve herhangi bir başlangıç koşulu altında sistem durumlarının bu doğruya itilmesi ve doğru üzerinde kalması üstünde durulmuştur. Daha sonra literatürde birçok çalışma değişken yapıli sistem kontrolü üzerine yoğunlaşmış ve söz konusu doğru; zamanla kayma doğrusu, anahtarlama doğrusu, kayma yüzeyi gibi isimler almıştır. Kayma kipli kontrol en genel haliyle, sistem durum değişkenlerinin, aynı sistemin dinamiğine uygun olarak sistemin faz uzayında seçilen bir kayma yüzeyi üzerinde bulunmasını sağlayacak bir anahtarlama kontrol tekniğı geliştirme esasına dayanır [98].

Değişken yapıli sistemlerin davranışları, uygun bir geri besleme kontrol kuralı ve anahtarlama fonksiyonu ile biçimlendirilir. Anahtarlama fonksiyonu olarak çoğunlukla işaret fonksiyonu $\text{sign}(\cdot)$ kullanılır.

Faz uzayı, eksenleri sistemin durum değişkenlerinden meydana getirilmiş bir koordinat sistemidir. Kayma yüzeyi faz uzayında faz değişkenlerinden oluşturulur. Kayma kipli kontrol kuralı, değişken yapıli kontrol sisteminin durum değişkenlerini, sistemin kayma yüzeyi üzerine itecek ve kayma yüzeyi üzerinde tutacak şekilde tasarlanır.

Bir sistemin faz uzayı incelendiğinde; sistemin durumlarının zamana bağıli bir faz yörüngesi çizdiği görülür. k_1 ve k_2 katsayılar olmak üzere $\ddot{x}(t) + k_1\dot{x}(t) +$

$k_2x(t) = 0$ şeklinde tanımlanmış ikinci dereceden bir sistemi ifade eden eşitlikte yer alan katsayıların alabileceği farklı değerlere göre, sistemin durum değişkenlerinin faz uzayında takip edebileceği muhtemel durum yörüngeleri Şekil 3.1'de gösterilmiştir [98,111-113].



Şekil 3.1. İkinci dereceden lineer bir sistemin muhtemel farklı durum yörüngeleri

Bu sistemde k_1 ve k_2 katsayılarına bağlı olarak sistemin köklerini ifade eden bağıntı (3.18) ile verilmiştir.

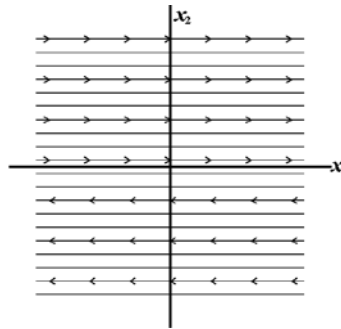
$$\lambda_{1,2} = -\frac{k_1}{2} \pm \sqrt{(k_1)^2 - 4k_2} \quad (3.18)$$

Bu durumda değiştirilen k_1 ve k_2 katsayıları, sistemin faz uzayındaki yörüngesini ve dolayısıyla kararlılığını da etkilemektedir. Sistemin durumlarının faz uzayında belirli yerlerde bulunduğu sırada, k_1 ve k_2 katsayıları sistemi kararlı olmaya itecek şekilde değiştirilirse, sistem kararlı hale getirilebilir. Böyle sistemler literatürde değişken yapıli sistemler olarak adlandırılırlar.

Durum yörüngeleri dikkate alınarak (3.19) sisteminin değişken yapı kuramı ile kararlı hale getirilmesine yönelik olarak aşağıda bir örnek verilmiştir.

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} u(t) \quad (3.19)$$

(3.19) sisteminin faz uzayındaki durum yörüngeleri Şekil 3.2'deki gibidir.



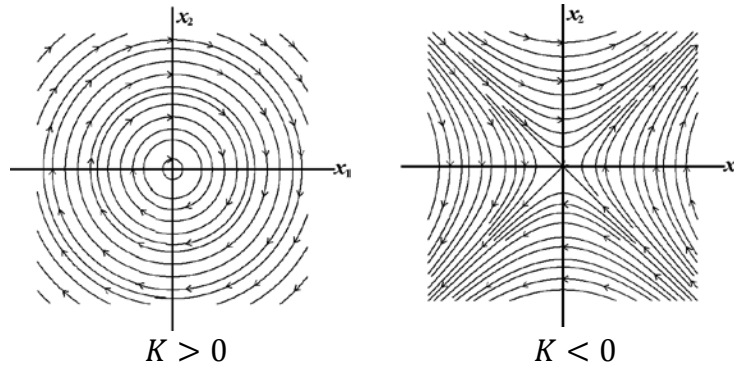
Şekil 3.2. İkinci dereceden kararsız sistemin durum yörüngesi

Şekil 3.2'de görüldüğü gibi, (3.19) ile verilen sistem kararsız bir sistemdir. Durumların başlangıç koşulları $x_1(0)=0$ ve $x_2(0)=0$ olduğu durumlar haricinde, sistem kararsız olmaktadır. (3.20) denklemindeki gibi geri besleme kuralı uygulandığında elde edilen sistem (3.21) denklemindeki gibi olur.

$$u(t) = -K \cdot x_1(t) \quad (3.20)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -K & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

(3.21) geri beslemeli sistemdeki K geri besleme katsayısının aldığı işarete göre sistemin faz uzayındaki durum yörüngeleri, Şekil 3.3'de gösterilmiştir.



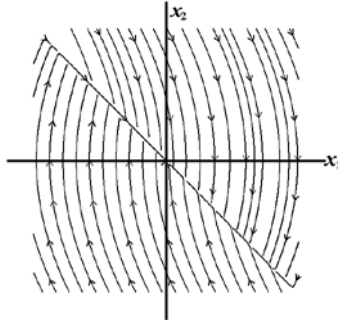
Şekil 3.3. Geri beslemeli sistemin durum yörüngeleri

Görüldüğü gibi K katsayısının 0'dan farklı değerleri için sistem kararlı olmamaktadır. Söz konusu sistem, değişken yapıli sistem kuramı sayesinde kararlı bir sistem haline getirilebilir. Bunun için (3.22) denklemindeki gibi bir anahtarlama fonksiyonu ve (3.23) denklemindeki gibi şartli kontrol kuralı tanımlanır.

$$s(x_1, x_2) = cx_1 + x_2 \quad (3.22)$$

$$u(t) = \begin{cases} Kx_1(t) & s(x) \cdot x_1 > 0 \\ -Kx_2(t) & s(x) \cdot x_2 < 0 \end{cases} \quad (3.23)$$

Burada c ikinci dereceden bir sistem için seçilen pozitif kayma yüzeyi parametresidir. Burada kontrol kuralı, (3.23) denklemindeki gibi bir şarta bağlı olarak değiştirilirse faz yörüngeleri Şekil 3.4'deki gibi olan bir sistem elde edilir. Görüldüğü gibi tüm durum değişkenleri herhangi bir başlangıç koşulu altında anahtarlama doğrusuna yaklaşma ve bu doğru üzerinde kalma eğilimindedir. Durum değişkenleri anahtarlama doğrusuna ulaştıktan sonra, asimptotik şekilde orijine yaklaşma eğilimi gösterirler. Bu durum sistemin kararlı hale geldiğini gösterir [114].



Şekil 3.4. Değişken yapıli sistemin faz yörüngeleri

Görüldüğü gibi değişken yapıli sistem kuramı, kararsız iki sistemin uygun bir karar kuralıyla birleştirilerek yeni bir kararlı sistem elde edilmesine olanak verir. Burada değişken yapıli sistem kavramına uygun olarak, iki farklı sistemin yararlı özelliklerinin bir araya getirilmesi söz konusudur. Elde edilen yeni sistemin faz uzayındaki yörüngesi, herhangi bir başlangıç koşulu altında faz uzayının orijinine doğru asimptotik bir yaklaşma hareketi gerçekleştirir. Bu hareket kayma kipi (sliding mode), bu şekilde yapılan kontrol de kayma kipli kontrol (sliding mode control) adını alır.

Kayma yüzeyinin, faz yörüngesindeki sistemin durumlarını orijine götürecektir nitelikte olması, yani sistemi kararlı kılacak yapıyı oluşturma yetisine sahip olması gerekir. Bir lineer sistem için bu şartı sağlayacak bir kayma yüzeyi tasarımı, düzenli form (regular form) yaklaşımı ile gerçekleştirilebilir [96,103,115]. Bunun için n boyutlu (3.24) denklemi ele alınsın.

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t) \quad (3.24)$$

Burada $\mathbf{A} \in R^{n \times n}$, $\mathbf{B} \in R^{n \times m}$, $\mathbf{x} \in R^{n \times 1}$ ve $\mathbf{u} \in R^m$. Düzenli forma dönüşümün gerçekleştirilebilmesi için $\text{rank}(\mathbf{B})=m$ olmalıdır ve (\mathbf{A}, \mathbf{B}) çifti kontrol edilebilir olmalıdır. Düzenli form dönüşümünde (3.24) sistemi m tanesi kontrol işareti içeren $n-m$ tanesi kontrol işareti içermeyen iki alt sisteme ayrılır. Bunun için \mathbf{T}_r matrisi tekil olmamak üzere $\mathbf{x}' = \mathbf{T}_r \mathbf{x}$ dönüşümü yapılır.

$$\begin{aligned}\mathbf{x}' &= \mathbf{T}_r \mathbf{x} \\ \dot{\mathbf{x}}' &= \mathbf{T}_r (\mathbf{A} \mathbf{x} + \mathbf{B} \mathbf{u}) \\ \dot{\mathbf{x}}' &= \mathbf{T}_r \mathbf{A} \mathbf{x} + \mathbf{T}_r \mathbf{B} \mathbf{u}\end{aligned}$$

$$\dot{\mathbf{x}}' = \mathbf{T}_r \mathbf{A} \mathbf{T}_r^{-1} \mathbf{x}' + \mathbf{T}_r \mathbf{B} \mathbf{u} \quad (3.25)$$

Burada $\mathbf{T}_r \mathbf{A} \mathbf{T}_r^{-1} = \mathbf{A}'$ ve $\mathbf{T}_r \mathbf{B} = \mathbf{B}'$ olmak üzere (3.26) denklemindeki değişiklikler sonrası sistem, (3.27) denklemini alır

$$\mathbf{A}' = \begin{bmatrix} \mathbf{A}'_{11} & \mathbf{A}'_{12} \\ \mathbf{A}'_{21} & \mathbf{A}'_{22} \end{bmatrix} \quad \mathbf{B}' = \begin{bmatrix} 0 \\ \mathbf{B}'_2 \end{bmatrix} \quad \mathbf{x}' = \begin{bmatrix} \mathbf{x}'_1 \\ \mathbf{x}'_2 \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}}'_1 &= \mathbf{A}'_{11} \mathbf{x}'_1 + \mathbf{A}'_{12} \mathbf{x}'_2 \\ \dot{\mathbf{x}}'_2 &= \mathbf{A}'_{21} \mathbf{x}'_1 + \mathbf{A}'_{22} \mathbf{x}'_2 + \mathbf{B}'_2 \mathbf{u}\end{aligned} \quad (3.27)$$

Böylelikle kontrol girişi içeren ve içermeyen iki alt sistem elde edilmiş olur. Literatürde (3.27) sistemi, düzenli form olarak adlandırılır [96,102,103]. Düzenli form elde edildikten sonra kayma yüzeyi tasarlanabilir.

$$s(t) = \mathbf{S} \mathbf{x}' = [\mathbf{S}_1 \quad \mathbf{S}_2] \begin{bmatrix} \mathbf{x}'_1 \\ \mathbf{x}'_2 \end{bmatrix} = \mathbf{S}_1 \cdot \mathbf{x}'_1 + \mathbf{S}_2 \cdot \mathbf{x}'_2 = 0 \quad (3.28)$$

Burada $\mathbf{S}_1 \in R^{1 \times (n-m)}$, $\mathbf{S}_2 \in R^1$ şeklinde tanımlıdır. Sistemin kayma yüzeyi üzerinde olabilmesi için $s(t) = 0$ olmalıdır. (3.28) denklemindeki \mathbf{x}'_2 çekilip (3.27) eşitliğinde yerine yazıldığında (3.30) denklemini elde edilir.

$$\mathbf{x}'_2 = -\mathbf{S}_2^{-1} \mathbf{S}_1 \mathbf{x}'_1 \quad (3.29)$$

$$\dot{\mathbf{x}}'_1 = [\mathbf{A}'_{11} - \mathbf{A}'_{12} \mathbf{S}_2^{-1} \mathbf{S}_1] \cdot \mathbf{x}'_1 \quad (3.30)$$

(3.30) denklemindeki $[\mathbf{A}'_{11} - \mathbf{A}'_{12}\mathbf{S}_2^{-1}\mathbf{S}_1]$ ifadesi, düzenli formdaki \mathbf{x}'_1 değişkeninin dinamik davranışını belirler. (3.29) bağıntısına göre \mathbf{x}'_2 dinamiği, \mathbf{x}'_1 dinamiğine göre belirlenir. Bu durumda \mathbf{x}'_1 dinamiği, tüm sistemin kararlılığını belirler. $[\mathbf{A}'_{11} - \mathbf{A}'_{12}\mathbf{S}_2^{-1}\mathbf{S}_1]$ ifadesini kararlı yapacak \mathbf{S}_1 ve \mathbf{S}_2 kayma yüzeyi parametreleri seçilir. Bunun için herhangi bir kutup yerleştirme yöntemi uygulanabilir. Seçilen kayma yüzeyi parametreleri $\mathbf{S} = [\mathbf{S}_1 \quad \mathbf{S}_2]$ ve $\mathbf{x}' = \mathbf{T}_r\mathbf{x}$ ifadeleri, (3.28) denkleminde yerleştirilirse, (3.24) sistemini kararlı hale getirecek kayma yüzeyi tasarlanmış olur.

$$s(t) = \mathbf{S}\mathbf{x}' = \mathbf{S}\mathbf{T}_r\mathbf{x} = \mathbf{s}\mathbf{x} = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & \dots & s_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_n \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

$$= s_1 \cdot x_1 + s_2 \cdot x_2 + \dots + s_n \cdot x_n = 0$$

Bundan sonraki strateji, sistemin durum değişkenlerinin, faz uzayında (3.31) denklemi ile elde edilen kayma yüzeyi üzerinde bulunmasını sağlamaya yönelik adımlardır. Bunun için, sistemin kontrol girişinde işaret fonksiyonu kullanılabilir. ρ ve κ yeterince büyük seçilen pozitif sabit katsayılar olmak üzere, (3.32) denklemi muhtemel kayma kipli kontrol giriş ifadesi olabilir.

$$\mathbf{u} = -\rho \cdot \text{sign}(\mathbf{s}(t)) - \kappa \cdot \mathbf{s}(t) \quad (3.32)$$

Düzenli forma benzer bir yaklaşım, gözlemlenebilir sistemler için tasarlanacak kayma kipli gözlemleyiciler için de kullanılabilir. Literatürde bu tür gözlemleyici, Utkin gözlemleyicisi olarak yerini almıştır.

3.1.2.2. Kayma kipli gözlemleyiciler ve Utkin gözlemleyicisi

Kayma kipli kontrolün, bir sistemin durum değişkenlerinin faz uzayında belirlenen bir kayma yüzeyi üzerinde tutulmaya ilişkin strateji geliştirme olduğuna değinilmişti. Kayma kipli gözlemleyiciler de benzer stratejiyi kullanır, ancak kayma kipli

gözlemleyicilerde faz uzayı yerine sistemin ölçülen durum değişkenleri ile kestirilen durum değişkenlerinden oluşturulmuş bir koordinat sistemi kullanılır. Ölçülen ve kestirilen durum değişkenlerinin, söz konusu koordinat sistemi üzerinde seçilen kayma yüzeyi üzerinde bulunması, durum değişkenlerinin kestirildiğini gösterir [96,102,103].

$\mathbf{A} \in R^{n \times n}$, $\mathbf{B} \in R^{n \times m}$, $\mathbf{C} \in R^{p \times n}$, $\mathbf{x} \in R^{n \times 1}$ ve $\mathbf{u} \in R^m$ olmak üzere, zamanla değişmeyen lineer bir sistem, (3.33) durum denklemi ve (3.34) çıkış denklemiyle ifade edilir.

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t) \quad (3.33)$$

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{C}\mathbf{x}(t) \quad (3.34)$$

Burada (\mathbf{A}, \mathbf{C}) ikilisi gözlemlenebilir olmalıdır. Kayma kipli gözlemleyici, yapı itibarıyla standart tam dereceli durum gözlemleyiciye (Luenberger) benzerdir. Kayma kipli gözlemleyicide, hatayı ifade eden terim yerine genellikle $\text{sign}(x)$ gibi işaret fonksiyonundan ibaret ya da işaret fonksiyonuna benzer $\tanh(x)$ ve sigmoid fonksiyonu gibi ifadeler kullanılır.

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}}(t) = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{B}\mathbf{u} + \mathbf{L}\text{sign}(\mathbf{y} - \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}}) \quad (3.35)$$

(3.35) denklemindeki kazanç matrisi \mathbf{L} uygun seçildiğinde, denklem içinde yer alan $\mathbf{y} - \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}} = 0$ ifadesi sağlanabilirse, durum değişkenlerinin kestirilmekte olduğu anlaşılır. Kayma kipli kontrol tekniğinde kontrol edilen sistemin durum değişkenleri, faz uzayında seçilen bir kayma yüzeyi üzerinde tutulmaya çalışılır. Kayma kipli gözlemleyicilerde ise, ölçülen değerlerden oluşturulan bir kayma yüzeyi seçilir. (3.35) eşitliğinde, kayma yüzeyi (3.36) denklemindeki gibi düşünülebilir.

$$\mathbf{s}(t) = \mathbf{y} - \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}} = \mathbf{y} - \hat{\mathbf{y}} = 0 \quad (3.36)$$

Gerçek çıkışlar ile kestirilen çıkışlar birbirine eşit olduğunda, durum değişkenlerinin doğru kestirildiği anlaşılır.

(3.35) denklemi ile ifade edilen kayma kipli gözlemleyicinin kararlı olabilmesi için, \mathbf{L} kazanç matrisinin uygun seçilebilmesi gereklidir. Literatürde Utkin gözlemleyicisi olarak yer alan gözlemleyici tasarımında, \mathbf{L} kazanç matrisinin de hesabı yer alır [96,102,103].

Kazanç matrisinin hesaplanabilmesi için düzenli form yaklaşımında olduğu gibi, sistem iki alt sisteme ayrılır. Ancak burada dönüşüm matrisinin hesabı için, \mathbf{C} gözlem matrisi ele alınır. $\det(\mathbf{C}_2) \neq 0$ ve $\text{rank}(\mathbf{C}) = l$ olmak üzere, $\mathbf{C} = [\mathbf{C}_1 \ \mathbf{C}_2]$ şeklinde yazılabildiği varsayılırsa, dönüşüm matrisi (3.37) biçiminde seçilebilir.

$$\mathbf{T}_c = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{n-l} & 0 \\ \mathbf{C}_1 & \mathbf{C}_2 \end{bmatrix} \quad (3.37)$$

Dönüşüm matrisinin önemi, (3.38) denklemini sağlamasıdır.

$$\mathbf{C}\mathbf{T}_c^{-1} = \begin{bmatrix} 0 & \mathbf{I}_p \end{bmatrix} \quad (3.38)$$

Düzenli form yaklaşımındaki gibi bir yaklaşım, (3.33) durum ve (3.34) çıkış denklemleriyle ifade edilen sistem için gerçekleştirildiğinde, dönüştürülmüş yeni sistem, (3.40) ve (3.41) eşitlikleri ile ifade edilir.

$$\mathbf{T}_c \mathbf{A} \mathbf{T}_c^{-1} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{11}'' & \mathbf{A}_{12}'' \\ \mathbf{A}_{21}'' & \mathbf{A}_{22}'' \end{bmatrix} \quad \mathbf{T}_c \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_1'' \\ \mathbf{B}_2'' \end{bmatrix} \quad \mathbf{T}_c \mathbf{x} = \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{1s} \\ \mathbf{y}_s \end{bmatrix} \begin{matrix} \updownarrow n-p \\ \updownarrow p \end{matrix} \quad (3.39)$$

$$\dot{\mathbf{x}}_{1s}(t) = \mathbf{A}_{11}'' \mathbf{x}_{1s}(t) + \mathbf{A}_{12}'' \mathbf{y}_s(t) + \mathbf{B}_1'' \mathbf{u}(t) \quad (3.40)$$

$$\dot{\mathbf{y}}_s(t) = \mathbf{A}_{21}'' \mathbf{x}_{1s}(t) + \mathbf{A}_{22}'' \mathbf{y}_s(t) + \mathbf{B}_2'' \mathbf{u}(t) \quad (3.41)$$

Utkin (3.40) ve (3.41) denklemlerini referans alarak, (3.42) ve (3.43) denklemleriyle bir gözlemleyici tanımlamıştır [101].

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}}_{1s}(t) = \mathbf{A}_{11}'' \hat{\mathbf{x}}_{1s}(t) + \mathbf{A}_{12}'' \hat{\mathbf{y}}_s(t) + \mathbf{B}_1'' \mathbf{u}(t) + \mathbf{L} \mathbf{v}_{sm} \quad (3.42)$$

$$\dot{\hat{\mathbf{y}}}_s(t) = \mathbf{A}_{21}'' \hat{\mathbf{x}}_{1s}(t) + \mathbf{A}_{22}'' \hat{\mathbf{y}}_s(t) + \mathbf{B}_2'' \mathbf{u}(t) - \mathbf{v}_{sm} \quad (3.43)$$

Burada $(\hat{\mathbf{x}}_{1s}, \hat{\mathbf{y}}_s)$ ikilisi, (3.40) ve (3.41) denklemleriyle verilen formdaki $(\mathbf{x}_{1s}, \mathbf{y}_s)$ durumlarının kestirim vektörleri, \mathbf{L} matrisi ise $\mathbf{L} \in \mathbb{R}^{(n-p) \times p}$ ile tanımlanan sabit geri besleme kazanç matrisidir. Süreksiz fonksiyondan oluşturulan \mathbf{v}_{sm} vektörü ise, $\mathbf{M} \in \mathbb{R}^+$ olmak üzere (3.44) denklemindeki gibi tanımlanır.

$$\mathbf{v}_{sm} = \mathbf{M} \cdot \text{sign}(\hat{\mathbf{y}} - \mathbf{y}) \quad (3.44)$$

(3.42) denklemindeki \mathbf{L} geri besleme kazanç matrisi, kutup yerleştirme yöntemi ile hesaplanabilir. Bunun için önce hata vektörleri ele alınır. $\tilde{\mathbf{x}}_{1s} = \hat{\mathbf{x}}_{1s} - \mathbf{x}_{1s}$ ve $\tilde{\mathbf{y}}_s = \hat{\mathbf{y}}_s - \mathbf{y}_s$ olmak üzere, hata dinamiğini veren ifadeler (3.45) ve (3.46) denklemlerindeki gibidir.

$$\dot{\tilde{\mathbf{x}}}_{1s}(t) = \mathbf{A}_{11}'' \tilde{\mathbf{x}}_{1s}(t) + \mathbf{A}_{12}'' \tilde{\mathbf{y}}_s(t) + \mathbf{L} \mathbf{v}_{sm} \quad (3.45)$$

$$\dot{\tilde{\mathbf{y}}}_s = \mathbf{A}_{21}'' \tilde{\mathbf{x}}_{1s}(t) + \mathbf{A}_{22}'' \tilde{\mathbf{y}}_s(t) - \mathbf{v}_{sm} \quad (3.46)$$

Gözlemleyiciyi kararlı yapabilecek uygun bir \mathbf{L} geri besleme kazanç matrisi kullanılırsa, bir süre sonra gözlemleyici hatası $\tilde{\mathbf{y}}_s = 0$ ve $\dot{\tilde{\mathbf{y}}}_s = 0$ olur. Bu durumlar (3.45) ve (3.46) denklemlerinde yerlerine yerleştirilip \mathbf{L} matrisi hesaplanabilir.

$$\mathbf{v}_{sm} = \mathbf{A}_{21}'' \tilde{\mathbf{x}}_{1s}(t)$$

$$\dot{\tilde{\mathbf{x}}}_{1s}(t) = \mathbf{A}_{11}'' \tilde{\mathbf{x}}_{1s}(t) + \mathbf{L} \mathbf{A}_{21}'' \tilde{\mathbf{x}}_{1s}(t)$$

$$\dot{\tilde{\mathbf{x}}}_{1s}(t) = (\mathbf{A}''_{11} + \mathbf{L}\mathbf{A}''_{21})\tilde{\mathbf{x}}_{1s}(t) \quad (3.47)$$

(3.47) eşitliğindeki $(\mathbf{A}''_{11} + \mathbf{L}\mathbf{A}''_{21})$ ifadesinin kutuplarının imajiner düzlemin sol yarısında bulunması durumunda, $\tilde{\mathbf{x}}_{1s}$ asimptotik olarak sifıra yaklaşır. \mathbf{L} matrisi, kutup yerleştirme yöntemlerinden biri kullanılarak bulunabilir. Literatürde bu yöntemle elde edilen gözlemleyici, Utkin gözlemleyicisi olarak adlandırılır [96,101,102].

3.1.2.3. Kayma kipli ortalama-kare ve kayma kipli ortalama-modül filtreleri

Kestirim problemi, ölçülen değerlerin ifadesi olan (3.2) denklemine dayanarak (3.1) denklemi ile verilen, $\mathbf{x}(t)$ durum vektörünün kestirimini bulmaktır. Ölçülen durum değişkenleri ile gerçek durum değişkenleri arasındaki farkın minimize edilmesi gerekir. Bunun için, sistemin durum değişkenlerinden oluşan bir performans ölçütü tanımlanır.

$$J_c = E \left\{ (\mathbf{x}(t) - \hat{\mathbf{x}}(t))^T (\mathbf{x}(t) - \hat{\mathbf{x}}(t)) \right\} \quad (3.48)$$

Kestirim vektörü;

$$\hat{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{m}(t) = E \{ \mathbf{x}(t) \} \quad (3.49)$$

Hata kovaryans matrisi

$$\mathbf{P}(t) = E \left\{ (\mathbf{x}(t) - \mathbf{m}(t))(\mathbf{x}(t) - \mathbf{m}(t))^T \right\} \quad (3.50)$$

Kayma yüzeyi için (3.36) eşitliği dikkate alınır, (3.51) eşitliği elde edilir.

$$\begin{aligned} \mathbf{s}(t) &= \bar{\mathbf{y}}(t) - \hat{\mathbf{y}}(t) \\ &= \bar{\mathbf{y}}(t) - \mathbf{C}(t)\mathbf{m}(t) \end{aligned}$$

Öte yandan Basin'in makalesinden [106],

$$\mathbf{s}(\mathbf{m}(t)) = \mathbf{C}(t) \left[\mathbf{C}^T(t) (\mathbf{C}(t) \mathbf{C}^T(t))^{-1} \bar{\mathbf{y}}(t) - \mathbf{m}(t) \right] \quad (3.51)$$

yazılabilir.

(3.51) eşitliğinde, $\bar{\mathbf{y}}$ yerine (3.2) denklemini yerleştirildiğinde

$$\begin{aligned} \mathbf{s}(\mathbf{m}(t)) &= \mathbf{C}(t) \left[\mathbf{C}^T(t) (\mathbf{C}(t) \mathbf{C}^T(t))^{-1} (\mathbf{C}(t) \mathbf{x}(t) + \mathbf{v}(t)) - \mathbf{m}(t) \right] \\ &= \underbrace{(\mathbf{C}(t) \mathbf{C}^T(t)) (\mathbf{C}(t) \mathbf{C}^T(t))^{-1}}_{\mathbf{I}} (\mathbf{C}(t) \mathbf{x}(t)) - \mathbf{C}(t) \mathbf{m}(t) \\ &\quad + \mathbf{C}(t) \mathbf{C}^T(t) (\mathbf{C}(t) \mathbf{C}^T(t))^{-1} \mathbf{v}(t) \\ &= \mathbf{C}(t) \mathbf{x}(t) - \mathbf{C}(t) \mathbf{m}(t) + \mathbf{C}(t) \mathbf{C}^T(t) (\mathbf{C}(t) \mathbf{C}^T(t))^{-1} \mathbf{v}(t) \\ \mathbf{s}(t) &= \mathbf{C}(t) \left[\mathbf{x}(t) - \mathbf{m}(t) + \mathbf{C}^T(t) (\mathbf{C}(t) \mathbf{C}^T(t))^{-1} \mathbf{v}(t) \right] \end{aligned} \quad (3.52)$$

elde edilir.

Kayma yüzeyi için, (3.52) ifadesindeki $\mathbf{s}(\mathbf{m}(t))=0$ olacak şekilde bir strateji gerekir. Bu durumda kayma yüzeyi (3.53) eşitliğindeki gibi ifade edilebilir.

$$\mathbf{s}(\mathbf{m}(t)) = \mathbf{C}^T(t) (\mathbf{C}(t) \mathbf{C}^T(t))^{-1} \bar{\mathbf{y}}(t) - \mathbf{m}(t) \quad (3.53)$$

Ortalama-kare filtresi için kazanç matrisi, Kalman-Bucy filtresinin kazanç matrisinden farklı olarak (3.54) eşitliği ile tanımlanır [106].

$$\mathbf{Q}_{SMMS}(t) = k_{SMMS} \cdot \mathbf{P}(t) * \left| \mathbf{C}^T(t) (\mathbf{C}(t) \mathbf{C}^T(t))^{-1} \bar{\mathbf{y}}(t) - \mathbf{m}(t) \right| \quad (3.54)$$

Buradaki $\mathbf{A} * \mathbf{b}$ işlemi; \mathbf{b} vektörünün elemanlarıyla oluşturulmuş köşegen matris $\text{diag}(\mathbf{b})$ olmak üzere, $\mathbf{A} \cdot \text{diag}(\mathbf{b})$ çarpımını ifade eder. k_{SMMS} hata geri besleme kazanç sabitidir. (3.1) lineer sistemi için ortalama kare probleminin çözümü, başlangıç koşulu $\mathbf{m}(t_0) = E\{\mathbf{x}(t_0)\}$ olmak üzere kestirim vektörü (3.55) eşitliğini verir.

$$\begin{aligned} & \mathbf{C}(t) \left(\mathbf{C}^T(t) (\mathbf{C}(t) \mathbf{C}^T(t))^{-1} \bar{\mathbf{y}}(t) - \mathbf{m}(t) \right) \\ &= \mathbf{C}(t) \left(\mathbf{x}(t) - \mathbf{m}(t) + \mathbf{C}^T(t) (\mathbf{C}(t) \mathbf{C}^T(t))^{-1} \mathbf{v}(t) \right) \\ & \left. \begin{aligned} \dot{\mathbf{m}}(t) &= \mathbf{A}(t) \mathbf{m}(t) + \mathbf{B}(t) \mathbf{u}(t) + \mathbf{Q}_{SMMS}(t) \mathbf{C}^T(t) (\mathbf{C}(t) \mathbf{C}^T(t))^{-1} \mathbf{C}(t) \\ & \cdot \text{sign} \left[\mathbf{C}^T(t) (\mathbf{C}(t) \mathbf{C}^T(t))^{-1} \bar{\mathbf{y}}(t) - \mathbf{m}(t) \right] \end{aligned} \right\} \quad (3.55) \end{aligned}$$

Burada $\mathbf{Q}_{SMMS}(t)$ filtre kazanç matrisidir ve başlangıç koşulu

$$\mathbf{Q}_{SMMS}(t_0) = E \left\{ (\mathbf{x}(t_0) - \mathbf{m}(t_0)) (\mathbf{x}(t_0) - \mathbf{m}(t_0))^T \right\} \mathbf{C}^T(t_0) (\mathbf{C}(t_0) \mathbf{C}^T(t_0))^{-1} \bar{\mathbf{y}}(t_0) - \mathbf{m}(t_0) \Big|$$

olmak üzere (3.56) eşitliğini sağlar.

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{Q}}_{SMMS}(t) &= E(\dot{\mathbf{Q}}_{SMMS}(t)) \\ &= k_{SMMS} \cdot E \left(\frac{d \left(\mathbf{P}(t) * \left| \mathbf{C}^T(t) (\mathbf{C}(t) \mathbf{C}^T(t))^{-1} \bar{\mathbf{y}}(t) - \mathbf{m}(t) \right| \right)}{dt} \right) \\ &= k_{SMMS} \cdot E \left(\frac{\frac{d\mathbf{P}(t)}{dt} * \left| \mathbf{C}^T(t) (\mathbf{C}(t) \mathbf{C}^T(t))^{-1} \bar{\mathbf{y}}(t) - \mathbf{m}(t) \right|}{+ \mathbf{P}(t) * \frac{d \left(\left| \mathbf{C}^T(t) (\mathbf{C}(t) \mathbf{C}^T(t))^{-1} \bar{\mathbf{y}}(t) - \mathbf{m}(t) \right| \right)}{dt}} \right) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\dot{\mathbf{Q}}_{SMMS}(t) &= k_{SMMS} \cdot \mathbb{E} \left[\begin{array}{l} \left(\begin{array}{l} \mathbf{P}(t)\mathbf{A}^T(t) + \mathbf{A}(t)\mathbf{P}(t) + \mathbf{B}(t)\mathbf{B}^T(t) \\ -\mathbf{P}(t)\mathbf{C}^T(t)(\mathbf{B}(t)\mathbf{B}(t))^{-1}\mathbf{C}(t)\mathbf{P}(t) \end{array} \right) \\ * \left| \mathbf{C}^T(t)(\mathbf{C}(t)\mathbf{C}^T(t))^{-1}\bar{\mathbf{y}}(t) - \mathbf{m}(t) \right| \\ \left(\begin{array}{l} -\mathbf{P}(t)\mathbf{A}^T(t) * \left| \mathbf{C}^T(t)(\mathbf{C}(t)\mathbf{C}^T(t))^{-1}\bar{\mathbf{y}}(t) - \mathbf{m}(t) \right| \\ + \mathbf{P}(t)\mathbf{C}^T(t)(\mathbf{B}(t)\mathbf{B}(t))^{-1}\mathbf{C}(t)\mathbf{P}(t) \\ * \left| \mathbf{C}^T(t)(\mathbf{C}(t)\mathbf{C}^T(t))^{-1}\bar{\mathbf{y}}(t) - \mathbf{m}(t) \right| \end{array} \right) \end{array} \right] \\
&= k_{SMMS} \cdot \mathbf{B}(t)\mathbf{B}^T(t) * \left| \mathbf{C}^T(t)(\mathbf{C}(t)\mathbf{C}^T(t))^{-1}\bar{\mathbf{y}}(t) - \mathbf{m}(t) \right| \\
&\quad + k_{SMMS} \cdot \mathbf{A}(t)\mathbf{P}(t) * \left| \mathbf{C}^T(t)(\mathbf{C}(t)\mathbf{C}^T(t))^{-1}\bar{\mathbf{y}}(t) - \mathbf{m}(t) \right| \\
\dot{\mathbf{Q}}_{SMMS}(t) &= k_{SMMS} \left(\mathbf{B}(t)\mathbf{B}^T(t) * \left| \mathbf{C}^T(t)(\mathbf{C}(t)\mathbf{C}^T(t))^{-1}\bar{\mathbf{y}}(t) - \mathbf{m}(t) \right| \right) \\
&\quad + \mathbf{A}(t)\mathbf{Q}_{SMMS}(t) \quad (3.56)
\end{aligned}$$

Özetlemek gerekirse, öncelikle durum ve kazanç matrisinin başlangıç değerleri atanır. Sonra kazanç matrisi, $\mathbf{Q}_{SMMS}(t)$, (3.56) eşitliğiyle hesaplanır. Daha sonra kestirim vektörü hesabı için, (3.55) eşitliği kullanılır. Entegrasyon ölçüm süresi sona erene kadar devam eder.

Kayma kipli ortalama-modül filtresinde durum değişkenlerinden oluşturulan performans ölçütü ise, (3.57) eşitliğindeki gibidir.

$$J_c = \mathbb{E} \left\{ \left(|\mathbf{x}(t) - \hat{\mathbf{x}}(t)| \right) \right\} \quad (3.57)$$

Durumların kestirimi, kayma kipli ortalama-kare filtresinde olduğu gibi, (3.55) eşitliği ile sağlanır. Ancak (3.55) eşitliğindeki kazanç matrisi $\mathbf{Q}_{SMMS}(t)$ yerine, $\mathbf{Q}_{SMMM}(t)$ kazanç matrisi getirilir. Bu kazanç matrisinin hesabı ise başlangıç koşulu

$$\mathbf{Q}_{SMMM}(t_0) = \mathbb{E} \left\{ (\mathbf{x}(t_0) - \mathbf{m}(t_0))(\mathbf{x}(t_0) - \mathbf{m}(t_0))^T \right\} \text{sign} \left(\mathbf{C}^T(t_0)(\mathbf{C}(t_0)\mathbf{C}^T(t_0))^{-1}\bar{\mathbf{y}}(t_0) - \mathbf{m}(t_0) \right)$$

olmak üzere, (3.58) eşitliğindeki gibidir.

$$\dot{\mathbf{Q}}_{SMMM}(t) = k_{SMMM} \cdot \mathbf{B}(t)\mathbf{B}^T(t) + \mathbf{A}(t)\mathbf{Q}_{SMMM}(t) \quad (3.58)$$

Kayma kipli ortalama-modül filtresinin işlem sırası, kayma kipli ortalama-kare filtresindeki gibidir. Kayma kipli ortalama-modül filtresinin tek farkı, kazanç matrisinin hesabı için (3.58) eşitliğinin kullanılmasıdır.

3.2. Hız ve Parametre Kestirimi

Durum kestiriminin ve hız kestiriminin önemi vektör kontrolünün algılayıcısız gerçekleştirilebilmesine olanak sağlamasıdır. Gürbüz bir kontrol sağlanabilmesi için, durum ve hız kestirimi kadar, indüksiyon motor parametrelerinin de bir kısmının kestirilmesi gerekebilir. Sıcaklık, frekans, motorun doyma bölgesi gibi indüksiyon makinenin parametrelerinin değişmesine sebep olabilecek faktörler, vektör kontrolü için gereken durum değişkenlerinin doğru ölçülmesinde yaratacağı zorluklar ve imkânsızlıklar, motor parametrelerinin kestirimini gerekli kılar.

Dolaylı vektör kontrollü sürücülerin bir kısmı, rotor direncinin değişmesi sebebiyle olumsuz etkilenebilir ve algılayıcısız vektör kontrolü amaçlı gerçekleştirilen hız kestiriminin doğruluğunda sapmalara neden olabilir. Bilinmektedir ki, dolaylı vektör kontrol tabanlı sürücülerde rotor hızının değişmediği durumlarda, rotor hızının ve rotor direncinin eş zamanlı olarak kestirimi zordur [116]. Bu durum, rotor direncinin kestirimine olan önemi arttırmış ve buna bağlı olarak son yıllarda rotor direnci kestirimine ilişkin çalışmalar yayınlanmıştır [117-120].

Vektör kontrolü, hız kontrolü ve özellikle moment kontrolü sırasında yük momentinin değişmesi, rotor hızının değişmesine sebep olduğundan, yük momentinin kestirimi de makinenin kontrolü için önem arz eder [49,50].

3.2.1. Klasik metotlar

3.2.1.1. Genişletilmiş Kalman-Bucy filtresiyle hız ve yük momentini kestirimi

Bölüm 3.1.1’de Kalman-Bucy filtresi ile ilgili temel bilgiler verilmiş ve durum kestirimi gerçekleştirilmiştir. Kalman-Bucy filtresi ile parametre kestirimi de gerçekleştirilebilmektedir [24,81]. Lineer bir sistemin parametreleri değiştiğinde, değişen parametreler sisteme lineer olmayan bir özellik kazandırdığından, lineer olmayan sistemler için geliştirilmiş genişletilmiş Kalman-Bucy filtresi kullanılarak parametre kestirimi gerçekleştirilebilir.

Lineer bir sistemin parametreleri, sistemin durum değişkenleri gibi ele alınır ve sistemin dinamik denklemlerine eklenir. Bu durumda sistemin dinamik denklemlerinin sayısı artar. İndüksiyon motorun rotor hızını ve yük momentini genişletilmiş Kalman-Bucy filtresiyle kestirebilmek için, rotor hızına ve yük momentine bağlı kestirim modeli olan (2.65) eşitliği kullanılır.

Lineer zamanla değişen sistemlerin durum ve çıkış denklemleri, (3.1) ve (3.2) eşitlikleri ele alındığında, genişletilmiş Kalman-Bucy filtresinin kovaryans matrisi, durum kestirimi ve çıkış denklemleri sırasıyla (3.59), (3.60) ve (3.61) eşitlikleri ile verilebilir.

$$\dot{\mathbf{P}}(t) = \frac{\partial \mathbf{A}(t)}{\partial \hat{\mathbf{x}}(t)} \mathbf{P}(t) + \mathbf{P}(t) \left[\frac{\partial \mathbf{A}(t)}{\partial \hat{\mathbf{x}}(t)} \right]^T - \mathbf{P}(t) \mathbf{C}^T(t) \mathbf{R}^{-1}(t) \mathbf{C}(t) \mathbf{P}(t) + \mathbf{G}(t) \mathbf{Q}(t) \mathbf{G}^T(t) \quad (3.59)$$

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}}(t) = \mathbf{A}(t) \hat{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{B}(t) \mathbf{u}(t) + \mathbf{P}(t) \mathbf{C}^T(t) \mathbf{R}^{-1}(t) [\bar{\mathbf{y}}(t) - \mathbf{C}(t) \hat{\mathbf{x}}(t)] \quad (3.60)$$

$$\hat{\mathbf{y}}(t) = \mathbf{C}(t) \hat{\mathbf{x}}(t) \quad (3.61)$$

3.2.1.2. Doğrudan kestirim (direct identification) yöntemi ile rotor hızı kestirimi

Bu bölüm, değişken yapıli kontrol teorisine dayalı [121-123] parametre kestirim eşitliğine dayanılarak kullandığımız ve özellikle durum kestirimi gerçekleştirebilen algoritmalar ile kombine edilerek, parametre ve durum kestirimini aynı anda gerçekleştirebilen bir algoritma elde etmeye yönelik çalışmaları kapsar.

Değişken parametrelili nonlinear sistemler, (3.62) eşitliğindeki gibi tanımlanabilir

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}_0(\mathbf{x}) + \mathbf{F}^T(\mathbf{x})\boldsymbol{\phi} + \mathbf{g}_0(\mathbf{x})\mathbf{u} \quad (3.62)$$

Burada $\mathbf{x} \in R^n$ durum vektörü, $\mathbf{u} \in R$ ölçülebilir giriş ve $\boldsymbol{\phi} \in R^p$ bilinmeyen sabit parametreler vektörüdür ve p için $1 < p \leq n$ tanımlanmıştır. $\mathbf{F}^T(\mathbf{x})$ matrisi, non-linear sistemdeki parametreleri içeren elemanların katsayılarından oluşan bir matristir.

$\hat{\mathbf{x}}$ simgesi durum kestirim vektörünü, $\hat{\boldsymbol{\phi}}$ ise parametre kestirim vektörünü ifade etmektedir. Bu durumda değişken yapıli sistem teorisine dayanılarak zamanla değişen bir sistem için uyarlamalı gözlemleyici modeli, (3.63) eşitliğindeki gibi tanımlanabilir.

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}} = \mathbf{f}_0(\mathbf{x}) + \mathbf{F}^T(\mathbf{x})\hat{\boldsymbol{\phi}} + \mathbf{g}_0(\mathbf{x})\mathbf{u} + \mathbf{v}_{sm} \quad (3.63)$$

Burada, \mathbf{v}_{sm} gözlemleyici adaptasyon girişidir ve $\mathbf{v}_{sm} = \mathbf{K}_v \text{sign}(\mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}})$ şeklinde tanımlanmıştır. Hataya ilişkin vektörler, $\tilde{\mathbf{x}} = \hat{\mathbf{x}} - \mathbf{x}$ ve $\tilde{\boldsymbol{\phi}} = \hat{\boldsymbol{\phi}} - \boldsymbol{\phi}$ şeklinde tanımlanmıştır. (3.62) ve (3.63) eşitlikleri arasındaki fark alındığında, kestiricinin hata dinamiği (3.64) ile verilebilir.

$$\dot{\tilde{\mathbf{x}}} = \mathbf{F}^T(\mathbf{x})\tilde{\boldsymbol{\phi}} + \mathbf{v}_{sm} \quad (3.64)$$

Değişken yapıli kontrol kavramına göre, eşdeğer kontrol $\mathbf{v}_{sm}=\mathbf{v}_{eq}$ ifadesi hata vektörünün türevinin sifira eşitlenmesiyle $\dot{\hat{\mathbf{x}}} = 0$ elde edilebilir.

$$\mathbf{v}_{sm} = \mathbf{v}_{eq} = -\mathbf{F}^T(x)\tilde{\boldsymbol{\phi}} \quad (3.65)$$

Burada (3.66) eşitliğindeki \mathbf{K}_v kazanç matrisi yeterince büyük seçilmelidir.

$$\mathbf{K}_v > \left| \mathbf{F}^T(x)\tilde{\boldsymbol{\phi}} \right|_{\max} \quad (3.66)$$

Bu durumda doğrudan kestirim metodu, (3.67) eşitliği ile tanımlanır.

$$\dot{\hat{\boldsymbol{\phi}}} = \tilde{\boldsymbol{\phi}} = \lambda_0 \mathbf{F}(x)\mathbf{v}_{eq} \quad (3.67)$$

Burada λ_0 , pozitif katsayılardan oluşan matristir ve kestirimin hızını belirler. Eşdeğer kontrol kuralı \mathbf{v}_{eq} , yerine göre oldukça hızlı değişim göstereceğinden, τ zaman sabiti olmak üzere (3.68) eşitliğindeki gibi birinci dereceden bir filtre ile filtrelenebilir.

$$\tau \dot{\mathbf{v}}_{eq} + \mathbf{v}_{eq} = \mathbf{v}_{sm} = \mathbf{K}_v \text{sign}(\mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}}) \quad (3.68)$$

Doğrudan parametre kestirim denklemi, (3.69) ifadesiyle tanımlanabilir.

$$\dot{\hat{\boldsymbol{\phi}}} = \lambda_0 \mathbf{F}(x)\mathbf{K}_v \text{sign}(\mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}}) \quad (3.69)$$

Özetle doğrudan parametre kestirimi, (3.62) eşitliğindeki durum değişkenlerini içeren \mathbf{F}^T matrisi ile (3.63) eşitliğindeki \mathbf{v}_{sm} uyarlamalı gözlemleyici uygulama girişinden türetilmektedir. Doğrudan parametre kestirim yönteminin, Bölüm 3.1.2.3.'de incelenen kayma kipli ortalama-kare veya kayma kipli ortalama modül filtresiyle birleştirilmesiyle, söz konusu gözlemleyicilere durum kestirimiyle birlikte parametre kestirimi yetisi kazandırılabilir. (3.35) eşitliği ile tanımlanan klasik kayma kipli gözlemleyici ile, (3.55) eşitliği ile tanımlanan kayma kipli ortalama-kare

gözlemleyicisinin durum kestiricisi karşılaştırılırsa, (3.35) eşitliğindeki $+L\text{sign}(\bar{\mathbf{y}}(t) - \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}}(t))$ ifadesi, gözlemleyicinin adaptasyon ifadesidir ve (3.55) eşitliğindeki

$$+\mathbf{Q}_{SMMS}(t)\mathbf{C}^T(t)(\mathbf{C}(t)\mathbf{C}^T(t))^{-1}\mathbf{C}(t) \cdot \text{sign}\left(\mathbf{C}^T(t)(\mathbf{C}(t)\mathbf{C}^T(t))^{-1}\bar{\mathbf{y}}(t) - \mathbf{m}(t)\right)$$

ifadesine karşılık gelir. Doğrudan kestirim metodunu tanımlayan (3.69) eşitliğinde bulunan $\cdot \mathbf{K}_v\text{sign}(\mathbf{x}(t) - \hat{\mathbf{x}}(t))$ adaptasyon ifadesi yerine belirttiğimiz

$$+\mathbf{Q}_{SMMS}(t)\mathbf{C}^T(t)(\mathbf{C}(t)\mathbf{C}^T(t))^{-1}\mathbf{C}(t) \cdot \text{sign}\left(\mathbf{C}^T(t)(\mathbf{C}(t)\mathbf{C}^T(t))^{-1}\bar{\mathbf{y}}(t) - \mathbf{m}(t)\right)$$

ifadesi getirilirse, (3.70) kayma kipli tabanlı parametre kestirim denklemi elde edilir.

$$\left. \begin{aligned} \dot{\hat{\boldsymbol{\phi}}} = \lambda_0 \mathbf{F}(\mathbf{x}(t)) \mathbf{Q}_{SMMS}(t) (\mathbf{C}(t)\mathbf{C}^T(t))^{-1} \mathbf{C}(t) \\ \cdot \text{sign}\left[\mathbf{C}^T(t)(\mathbf{C}(t)\mathbf{C}^T(t))^{-1}\bar{\mathbf{y}}(t) - \mathbf{m}(t)\right] \end{aligned} \right\} \quad (3.70)$$

(3.70) eşitliğinin indüksiyon motorun rotor hızının kestirilmesi için kullanılması durumunda, (2.64) eşitliği de kullanılarak bir PI denetleyicisi ile yük momenti kestirilebilir. $\hat{\phi}_{\omega_r}$, parametre kestirim vektörünün rotor hızı bileşeni; $\hat{\omega}_r$, (2.64) eşitliğine bağlı olarak kestirilecek rotor hızı, \hat{T}_L kestirilecek yük momenti, $\tilde{\phi}_{\omega_r}$ ise (3.71) eşitliğinde belirtildiği gibi $\hat{\phi}_{\omega_r}$ ve $\hat{\omega}_r$ değişkenlerinin arasındaki fark olmak üzere, kestirilecek yük momenti (3.72) eşitliği ile elde edilebilir. Burada K_P ve K_I katsayıları PI denetleyicisi katsayılarıdır.

$$\tilde{\phi}_{\omega_r} = \hat{\phi}_{\omega_r} - \hat{\omega}_r \quad (3.71)$$

$$\hat{T}_L = -\left[K_P \tilde{\phi}_{\omega_r}(t) + K_I \int \tilde{\phi}_{\omega_r}(t) dt \right] \quad (3.72)$$

3.2.2. Yapay sinir ağıları tabanlı metotlar

Yapay zekâ teknikleri ve bilgisayar destekli hesaplamalar, araştırmacıların karmaşık ve belirsiz problemleri çözmesinde yeni fırsatlar doğurmuştur. Matematiksel olarak modellenebilen çoğu problemler için geliştirilmiş algoritmalar, otonomi karar mekanizmalarının eksikliklerinden dolayı yetersiz kalabilmektedir. Akıllı sistemler, bu tür karmaşık ve belirsizliklerle dolu problemlerin çözülmesinde yeni yaklaşımlar sağlar.

Yapay sinir ağıları, bir sistemin giriş ve çıkışları arasındaki ilişkinin veya örüntünün, sinir ağını oluşturan nöronların, belli bir disiplinle bir araya gelerek modellenmesini esas alan bir metottur. Yapay sinir ağını oluşturan yapay nöronlar, sinir ağına gelen sinyalleri toplar, işler ve bir aktivasyon fonksiyonuyla çıkış üretir. Bir yapay sinir ağında nöronlar birleşerek katmanları oluşturur. Katmanlar da birleşerek sinir ağını oluşturur [124]. Katmanlar ard arda gelerek çok katmanlı sinir ağını oluştururlar. Tek katmanlı sinir ağıları lineer olmayan problemler için bir çözüm üretmezler. Lineer olmayan özellik taşıyan problemlerin ve olayların ağa öğretilmesinde tek katmanlı algılayıcılardan daha gelişmiş modellere ihtiyaç duyulur. Minsky [125] yayınında lineer olmayan özelliği ile bilinen mantıksal EXOR probleminin, basit nöron modeli ile çözülemeyeceğini ispatlamış ve yapay sinir ağıları ile ilgili bilimsel araştırmaların durmasına neden olmuştur. Bunun sebebi, günlük olayların çoğunun doğrusal olmayışındır. EXOR problemi daha sonra çok katlı algılayıcı modelinin geliştirilmesiyle çözülmüştür. Rumelt ve arkadaşları [126] tarafından geliştirilen bu model, hata yayma modeli ya da geri yayma modeli (backpropagation network) olarak literatüre geçmiştir. Bu model, yapay sinir ağılarıyla ilgili çalışmalarını tekrar başlatmıştır.

Standart bir sinir ağı, çoğunlukla geri yayımlı ağ olarak anılır. İlk olarak Rumerhart ve arkadaşları [126], geri yayılım algoritmasıyla sinir ağı eğitimini amaçladılar. Başlangıçta ağın katman sayısı, gizli katmandaki nöron sayısı ve aktivasyon fonksiyonu seçilir. Eğer benzetilecek sistemin modelini kullanmak mümkün ise ya da benzetilecek sistemin giriş-çıkış örnekleri deney yoluyla elde edilebiliyor ise, giriş-çıkış örneklerinden oluşan kümeler oluşturulur. Örneğin, 3 girişli 2 çıkışlı bir sistem

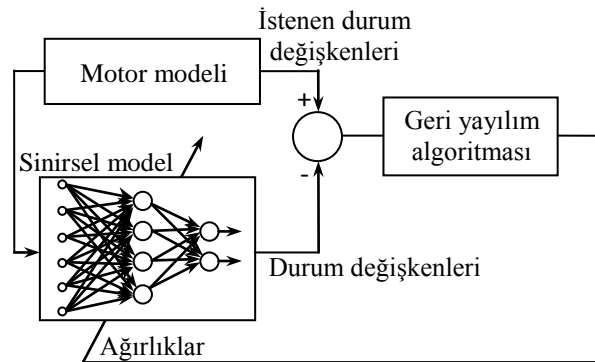
için herhangi bir anda girişlere verilen 3 adet sinyale karşı 2 adet çıkıştan elde edilen veriler toplanır. Ağın ağırlıkları, rastgele olarak pozitif ve negatif sayılar olmak üzere atanır. Ağın girişine sinyaller verilir, çıkışından sinyal alınır. Çıkıştan elde edilen sinyal, elde edilmek istenen sinyal ile karşılaştırılır. Aradaki fark, kabul edilebilir bir seviyeye düşene kadar ağırlıklar belli bir kural vasıtasıyla değiştirilir. Bu durumda ağ eğitilmiş olur. Eğer istenen çıkışlar ile ağın çıkışlarından alınan sinyaller arasındaki fark sifıra yaklaşıyor ise, gizli katmandaki nöron sayısı ya da katman sayısı yetersiz olabilir.

Genellikle hata indirgemek için kullanılan maliyet fonksiyonu, hatanın karesinden oluşur. Ağırlıkların ayarlanması, hatanın azaltılması ile gerçekleştirilir. Bunun için dik iniş (gradient descent) yöntemi kullanılabilir. Bu yöntemde, herhangi bir iterasyonda bir ağırlığın yenilenmesi, o iterasyonda maliyet fonksiyonunun söz konusu yenilenecek ağırlığa göre türevine bağlıdır. Yani yenilenecek ağırlığın, maliyet fonksiyonuna olan etkisi dikkate alınarak icra edilen bir yöntemdir. Bu yöntemde maliyet fonksiyonu, çıkış sinyalleri ile hedef değerler arasındaki farktan oluşturulduğundan ve ağırlık yenilemeleri için çıkış katmanından giriş katmanına doğru (geriye doğru) bir hesap yapıldığından, söz konusu algoritma geri yayılım algoritması olarak literatüre geçmiştir [3,127].

Bu bölümde geri yayılım algoritmasının temelini oluşturan dik iniş metodu, indüksiyon makinenin hız ve parametre kestirim probleminin çözümü için ele alınmıştır. Kestirim problemi için fark denklemleriyle ifade edilen indüksiyon makine modeli, yapay sinir ağı modeline dönüştürülebilir. Söz konusu modelin ağırlıklarından bazıları, sistemin hız veya parametrelerinden ibaret olur. Dik iniş algoritmasıyla söz konusu ağırlıklar her iterasyonda yenilenecek elde edildiğinden, indüksiyon makinenin hız veya parametresine tekabül eden ağırlıklar hesaplanır. Bu durumda, kestirilmek istenen parametreler kestirilmiş olur. Bu konudaki öncül çalışma Ben-Brahim'in [128] çalışmasıdır. Daha sonra Karanayil ve arkadaşları da Ben-Brahim'in yöntemini kullanmışlardır [129]. Tezin özgünlüğünü de içeren bu bölümde, dik iniş yöntemi tabanlı bir hız ve parametre kestirimi amaçlanmıştır ve indüksiyon motora uygulanmıştır.

3.2.2.1. Dik iniş (gradient descent) algoritmasıyla kestirim

İndüksiyon motorun rotor hızı, Kalman filtresiyle veya kayma kipli gözlemleyici tabanlı bir algoritmayla kestirilebileceği gibi, dik iniş algoritmasıyla da kestirilebilir. Ben-Brahim [128] çalışmasında, dik iniş tekniğini gerçek zamanlı motor hızı kestirimi sağlamak için kullanmıştır. Aynı zamanda kestirim modeli olarak kullanılan sinir ağı, doğrusal bir nöron modelidir. Söz konusu çalışmada, kestirim için iki model kullanılmıştır. Modellerden birisi istenen hedef çıkış üretir, diğeri ise doğrusal nöron modelidir. Rotor hızı ve zaman sabiti gibi motor modelinin parametreleri, nöron modelinin ağırlıkları olacak şekilde seçilir. Hedef çıkış üreten modelin çıkışı ile doğrusal nöron modeli çıkışı karşılaştırılır. Çıkışlar arasındaki fark ve dik iniş algoritması kullanılarak, nöron modelinin ağırlıkları güncellenir. İşlem devam ettikçe nöron modelinin ağırlıkları güncellenmeye devam edecektir (Şekil 3.5). Ağırlıklardan birisi rotor hızı parametresi olduğundan, söz konusu ağırlığın hesabı ile rotor hızı kestirimi gerçekleşmiş olacaktır.



Şekil 3.5. Yapay sinir ağı ile indüksiyon motorun hız kestirimi

Kestirim için, indüksiyon motorun hedef durum değişkenleri ve nöron modelinden elde edilen durum değişkenleri, dik iniş algoritmasının kullanacağı performans ölçütü için gereklidir. (3.73) eşitliği, indüksiyon motorun hız içermeyen akı denklemdir [128] ve doğrusal motor nöron modeline gerekli olan hedef durum değişkenlerini üretir.

$$\dot{\Psi}'_{qdr} = \mathbf{v}_{qds} - R_s \bar{\mathbf{i}}_{qds} - \left(1 - \frac{L_m^2}{L_r}\right) \dot{\bar{\mathbf{i}}}_{qds} \quad (3.73)$$

$$\Psi'_{qdr} = \frac{L_0}{\tau} \bar{\mathbf{i}}_{qds} + \left(-\frac{1}{\tau} \mathbf{I} + \omega_r \mathbf{J}\right) \Psi'_{qdr} \quad (3.74)$$

Burada $\bar{\mathbf{i}}_{qds}$ dq ekseninde ölçülen stator akım vektörüdür. Ψ'_{qdr} (3.73) eşitliğiyle elde edilen ölçüm yerine kullanılan rotor akıları vektörü, Ψ'_{qdr} ise (3.74) denklemlle elde edilen rotor akıları vektörüdür. (3.73) eşitliği, hedeflenen rotor akısının hesabı için kullanılır. (3.74) eşitliği ise, ayarlanabilir ağırlıklar içeren doğrusal nöron modeline dönüştürülür. Nöron modelinin ağırlıklarından birisi rotor hızına tekabül eder. (3.74) eşitliğinin doğrusal nöron modeline dönüştürülebilmesi için, önce ayrıklaştırılması gerekir. Söz konusu eşitliği T örnekleme zamanı olmak üzere ve Ψ'_{qdr} türev ifadesinin $\Psi'_{qdr} = \frac{\Psi'_{qdr}(k+1) - \Psi'_{qdr}(k)}{T}$ yaklaşık ifadesini kullanarak, aşağıdaki işlemler sonucu sayısallaştırabiliriz.

$$\frac{\Psi'_{qdr}(k+1) - \Psi'_{qdr}(k)}{T} = \frac{L_0}{\tau} \bar{\mathbf{i}}_{qds}(k) + \left(-\frac{1}{\tau} \mathbf{I} + \omega_r(k) \mathbf{J}\right) \Psi'_{qdr}(k)$$

$$\Psi'_{qdr}(k+1) = T \frac{L_0}{\tau} \bar{\mathbf{i}}_{qds}(k) - \frac{T}{\tau} \Psi'_{qdr}(k) + T \omega_r(k) \mathbf{J} \Psi'_{qdr}(k) + \Psi'_{qdr}(k)$$

$$\Psi'_{qdr}(k+1) = \left(1 - \frac{T}{\tau}\right) \Psi'_{qdr}(k) + T \omega_r(k) \mathbf{J} \Psi'_{qdr}(k) + T \frac{L_0}{\tau} \bar{\mathbf{i}}_{qds}(k) \quad (3.75)$$

Burada \mathbf{I} , 2 boyutlu birim matris ve $\mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix}$ matrisidir

Şimdi dik iniş algoritması için kullanılacak olan rotor akı bileşenlerine ilişkin doğrusal nöron modelini oluşturabilmek için (3.75) eşitliğinde

$$\left. \begin{aligned} W_1 &= 1 - \frac{T}{\tau} \\ W_2 &= T\omega_r(k) \\ W_3 &= T\frac{L_0}{\tau} \end{aligned} \right\} \quad (3.76)$$

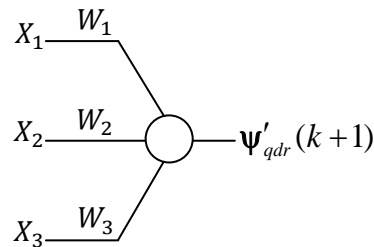
$$\left. \begin{aligned} X_1 &= \Psi'_{qdr}(k) = \begin{bmatrix} \psi'_{qr}(k) \\ \psi'_{dr}(k) \end{bmatrix} \\ X_2 &= \mathbf{J}\Psi'_{qdr}(k) = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi'_{qr}(k) \\ \psi'_{dr}(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \psi'_{dr}(k) \\ -\psi'_{qr}(k) \end{bmatrix} \\ X_3 &= \bar{\mathbf{i}}_{qds}(k) = \begin{bmatrix} i_{qs}(k) \\ i_{ds}(k) \end{bmatrix} \end{aligned} \right\} \quad (3.77)$$

gösterimleri kullanılarak, söz konusu doğrusal nöron modeli aşağıdaki eşitlik ile verilebilir.

$$\Psi'_{qdr}(k+1) = W_1X_1 + W_2X_2 + W_3X_3 \quad (3.78)$$

Burada W_i , $i=1,2,3$ değişkenleri doğrusal nöron modeli ağırlıklarını, X_i , $i=1,2,3$ değişkenleri ise modelin giriş değişkenlerini temsil etmektedir.

(3.78) eşitliği ile verilen model tek bir nörondur. Şekil 3.6'daki gibi bir nöron, (3.78) denklemini ifade etmek için yeterlidir.



Şekil 3.6. Doğrusal nöron modeli

Kestirimin daha verimli olabilmesi için, daha çok denklem içeren modeller kullanılabilir. Buradan sonra dik iniş algoritmasına geçilebilir. Söz konusu algoritma için performans ölçütü, aşağıdaki eşitlik ile verilebilir

$$J_C = \frac{1}{2} \left[\bar{\Psi}'_{qdr}(k+1) - \Psi'_{qdr}(k+1) \right]^T \left[\bar{\Psi}'_{qdr}(k+1) - \Psi'_{qdr}(k+1) \right] \quad (3.79)$$

Burada $\bar{\Psi}'_{qdr}$, (3.73) eşitliğiyle elde edilen ölçüm yerine kullanılan rotor akıları vektörü, Ψ'_{qdr} ise (3.74) denklemiyle elde edilen rotor akıları vektörüdür. Performans ölçütünün ω_r rotor hızına tekabül eden W_2 ağırlığına göre değişimi, dik iniş metodu ile hesaplanır.

$$\frac{\partial J_C}{\partial W_2} \cong \frac{\partial J_C}{\partial \Psi'_{qdr}(k+1)} \frac{\partial \Psi'_{qdr}(k+1)}{\partial W_2} = - \left[\bar{\Psi}'_{qdr}(k+1) - \Psi'_{qdr}(k+1) \right]^T \left[\mathbf{J} \Psi'_{qdr}(k) \right]$$

$$\frac{\partial J_C}{\partial W_2} \cong - \left[\bar{\Psi}'_{qdr}(k+1) - \Psi'_{qdr}(k+1) \right]^T \begin{bmatrix} \Psi'_{dr}(k) \\ -\Psi'_{qr}(k) \end{bmatrix} \quad (3.80)$$

(3.80) eşitliği, hesaplanacak ağırlığın k . ayrık zamanındaki iterasyonda ne kadar değiştiğini hesaplar. Buna göre η öğrenme katsayısı ve α momentum sabiti olmak üzere ağırlığın güncellenmesi kuralı, (3.81) denklemindeki gibi olur. Momentum sabiti gürültüyü bir nebze bastırmaya yarar.

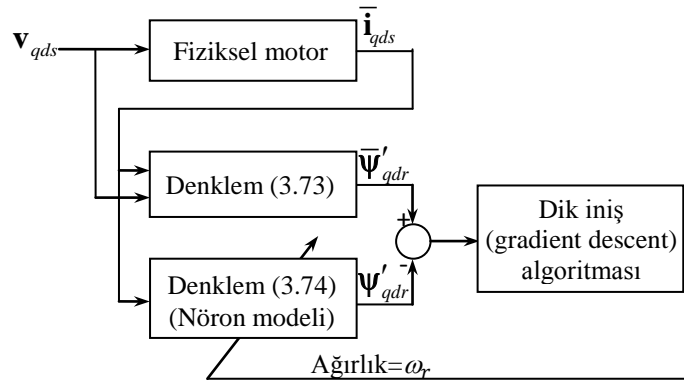
$$\Delta W_2(k+1) = -\eta \frac{\partial J_C}{\partial W_2} + \alpha \Delta W_2(k)$$

$$W_2(k+1) = W_2(k) + \Delta W_2(k+1) \quad (3.81)$$

Burada T örnekleme zamanı olmak üzere $W_2 = T\omega_r$ olduğundan, son olarak rotor hızını kestiren ifade (3.82) eşitliğindeki gibi elde edilir [128].

$$\hat{\omega}_r(k+1) = \hat{\omega}_r(k) - \frac{\eta}{T} \frac{\partial J_c}{\partial W_2} + \frac{\alpha}{T} \Delta W_2(k) \quad (3.82)$$

Söz konusu algoritmanın blok şeması aşağıda verilmiştir.



Şekil 3.7. Rotor hızı kestirimi için blok şeması

Şekil 3.7’de blok şeması verilen kestirim metodu uygulandığında, rotor hızı sabit iken kestirim yeterince hızlı ancak gürültülü olur. Gürültüyü azaltıp, daha doğru bir kestirim elde etmek için farklı bir çözüm düşünülebilir.

Karanayil ve arkadaşlarının [129] çalışması, Ben-Brahim’in [128] çalışmasını baz alarak aynı yöntemle indüksiyon motorun stator ve rotor direncini eş zamanlı olarak kestirme yöntemi içerir. Karanayil [129] çalışması, aynı zamanda motor hız kestirimini de içermektedir ancak buradaki kestirim adaptasyon mekanizması olan bir gözlemleyici kullanarak değil, kestirilen akım ve ölçülen akımlardan oluşturulan bir formül sayesinde gerçekleştirilmektedir. Bu durumda [129] ile verilen kestirim algoritmasının başlangıç durum değişkenleri ve motorun durum değişkenlerinin aynı ya da birbirine çok yakın olması gerekmektedir.

3.2.2.2. Dik iniş (gradient descent) ve kayma kip tabanlı kestirim

Şekil 3.7’de blok şeması verilen kestirim metodunda (3.73) ve (3.74) eşitlikleri, iki boyutlu denklemlerdir. Söz konusu denklemler ile gerçekleştirilen kestirim metodu parametre değişimlerine çok duyarlı olmakta ve kestirimin oldukça gürültülü

olmasına sebep olmaktadır. Tezin özgün kısımlarından birini oluşturan bu bölümde, dik iniş algoritmasıyla gerçekleştirilen kestirimdeki gürültüyü azaltacak ve daha iyi çözüm sunacak bir yöntem önerilecektir.

Dik iniş algoritmasıyla gürültüsüz bir kestirim elde edebilmek için, Şekil 3.7'deki (3.74) eşitliğinin yerine (2.63) eşitliği kullanılabilir. (2.63) eşitliğine dik iniş metodu uygulayabilmek amacıyla gerekli sinirsel modeli elde edebilmek için söz konusu eşitlik T örnekleme zamanı için;

$$\mathbf{x}(k+1) = (\mathbf{I} + T\mathbf{A}(\omega_r(k)))\mathbf{x}(k) + T\mathbf{B}\mathbf{u}(k) \quad (3.83)$$

biçiminde sayısallaştırılabilir. Burada

$$\mathbf{A}(\omega_r(k)) = \begin{bmatrix} -\frac{R_s + \frac{L_0}{\tau}}{(L_s - L_0)} & 0 & \frac{1}{(L_s - L_0)} \frac{1}{\tau} & -\frac{1}{(L_s - L_0)} \omega_r(k) \\ 0 & -\frac{R_s + \frac{L_0}{\tau}}{(L_s - L_0)} & \frac{1}{(L_s - L_0)} \omega_r(k) & \frac{1}{(L_s - L_0)} \frac{1}{\tau} \\ \frac{L_0}{\tau} & 0 & -\frac{1}{\tau} & \omega_r(k) \\ 0 & \frac{L_0}{\tau} & -\omega_r(k) & -\frac{1}{\tau} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s - L_0} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s - L_0} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{x}(k) = \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{qs}(k) \\ \mathbf{i}_{ds}(k) \\ \Psi'_{qr}(k) \\ \Psi'_{dr}(k) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{u}(k) = \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{qs}(k) \\ \mathbf{v}_{ds}(k) \end{bmatrix},$$

şeklinde tanımlıdır.

(3.83) eşitliği için oluşturulan sinirsel modelde yalnızca ω_r rotor hızının güncellenen bir parametre olduğu ve J_C performans ölçütünün

$$J_C = \frac{1}{2} [\bar{\mathbf{x}}(k+1) - \mathbf{x}(k+1)]^T [\bar{\mathbf{x}}(k+1) - \mathbf{x}(k+1)] \quad (3.84)$$

ifadesi ile verildiği düşünülürse her iterasyonda rotor hızının değişim miktarı için aşağıdaki ifadeler yazılabilir.

$$\tilde{\mathbf{x}}(k+1) = \bar{\mathbf{x}}(k+1) - \mathbf{x}(k+1)$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial J_C}{\partial \omega_r} &\cong \frac{\partial J_C}{\partial \tilde{\mathbf{x}}(k+1)} \frac{\partial \tilde{\mathbf{x}}(k+1)}{\partial \mathbf{x}(k+1)} \frac{\partial \mathbf{x}(k+1)}{\partial \omega_r} \\ &\cong [\bar{\mathbf{x}}(k+1) - \mathbf{x}(k+1)]^T (-1) \frac{\partial (\mathbf{I} + T\mathbf{A}(\omega_r(k)))}{\partial \omega_r(k)} \mathbf{x}(k) \end{aligned}$$

$$\frac{\partial J_C}{\partial \omega_r} \cong -[\bar{\mathbf{x}}(k+1) - \mathbf{x}(k+1)]^T \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -\frac{T}{(L_s - L_0)} \\ 0 & 0 & \frac{T}{(L_s - L_0)} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & T \\ 0 & 0 & -T & 0 \end{bmatrix} \mathbf{x}(k) \quad (3.85)$$

Ölçülen stator akımları ve (3.73) eşitliği ile hesaplanan rotor akıları bir araya getirilerek (3.86) vektörü oluşturulur.

$$\bar{\mathbf{x}}(k+1) = \begin{bmatrix} \bar{i}_{qs}(k+1) \\ \bar{i}_{ds}(k+1) \\ \bar{\psi}'_{qr}(k+1) \\ \bar{\psi}'_{dr}(k+1) \end{bmatrix} \quad (3.86)$$

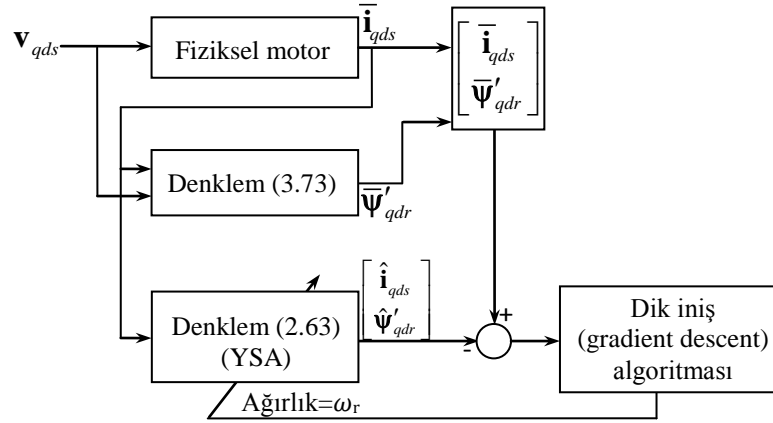
Rotor hızının değişimine ilişkin (3.85) eşitliği kullanılırsa rotor hızı kestirim eşitliği (3.87) ifadesi ile verilebilir [128,129]. Burada $\bar{i}_{qs}(k+1)$ ve $\bar{i}_{ds}(k+1)$ ölçülen stator

akım bileşenleri, $\bar{\psi}'_{qr}(k+1)$ ve $\bar{\psi}'_{dr}(k+1)$ ise hesap yolu ile elde edilip ölçüm amaçlı kullanılan akı bileşenleridir. η_{ω_r} ve α_{ω_r} katsayıları ise sırasıyla rotor hızı için öğrenme ve momentum katsayılarıdır.

$$\Delta\omega_r(k+1) = -\eta_{\omega_r} \frac{\partial J_C}{\partial \omega_r} + \alpha_{\omega_r} \Delta\omega_r(k)$$

$$\hat{\omega}_r(k+1) = \hat{\omega}_r(k) + \Delta\omega_r(k+1) \quad (3.87)$$

Şimdiye kadar anlatılan hız kestirim tekniği, kestirim algoritmasına fazladan iki denklemin ilavesine sebep olmaktadır. Ayrıca kestirimin gerçekleşebilmesi için dik iniş algoritmasının tüm değişkenlerinin ve gerçek motor durum değişkenlerinin başlangıç değeri sıfır olmalıdır. Aksi takdirde kestirim gerçekleşmemektedir. Bu sorunların çözümü için Şekil 3.8'deki blok şeması ile gösterilen kestirim algoritmasında bir kısım değişiklikler yapılarak algoritma geliştirilmiştir.



Şekil 3.8. Rotor hızı kestirimi için genişletilmiş kestirim algoritması blok şeması

Burada $\bar{\mathbf{x}}(k+1)$ vektör elemanlarının tümünün ölçülebilir olduğu varsayılmaktadır. Rotor akıları, (3.73) eşitliği ile hesaplanarak ölçülemeyen değerlerin yerine kullanılmıştı. Yalnızca gözlemlenebilir durum değişkenlerini kullanmak suretiyle, (3.85) eşitliğindeki $[\bar{\mathbf{x}}(k+1) - \mathbf{x}(k+1)]$ ifadesi yerine gözlemlenebilir durum değişkenlerinden oluşan (3.51) eşitliği ile ifade edilen kayma kip yüzeyi eşitliğine

benzer ifade yerleştirilebilirse, (3.73) eşitliğini kullanma gerekliliği ortadan kalktığı gibi sinirsel gözlemleyicinin kestirim vektörünün başlangıç koşullarının sıfır olması koşulu da ortadan kalkar. Bunun için (3.83) eşitliği için oluşturulan sinir ağı modelinde yalnızca ω_r rotor hızının güncellenen bir parametre olduğu düşünülerek ve

$$J_c = \frac{1}{2} [\bar{\mathbf{y}}(k+1) - \mathbf{C}\mathbf{x}(k+1)]^T [\bar{\mathbf{y}}(k+1) - \mathbf{C}\mathbf{x}(k+1)] \quad (3.88)$$

performans ölçütü kullanılarak her bir iterasyonda rotor hızının değişimi için;

$$\tilde{\mathbf{y}}(k+1) = \bar{\mathbf{y}}(k+1) - \mathbf{C}\mathbf{x}(k+1)$$

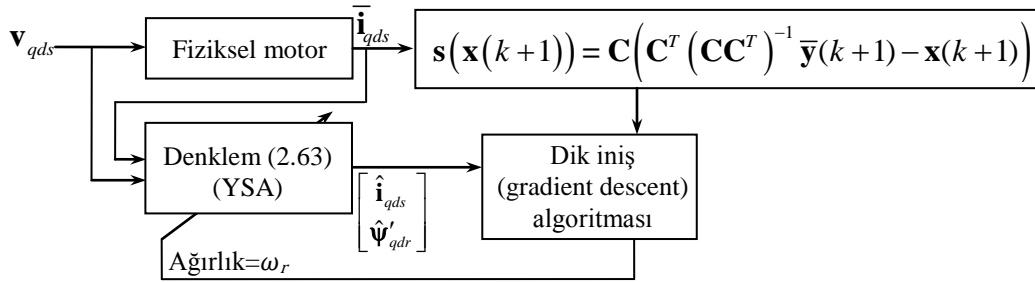
$$\begin{aligned} \frac{\partial J_c}{\partial \omega_r} &\cong \frac{\partial J_c}{\partial \tilde{\mathbf{y}}(k+1)} \frac{\partial \tilde{\mathbf{y}}(k+1)}{\partial \mathbf{x}(k+1)} \frac{\partial \mathbf{x}(k+1)}{\partial \omega_r} \\ &\cong [\bar{\mathbf{y}}(k+1) - \mathbf{C}\mathbf{x}(k+1)]^T (-\mathbf{C}) T \frac{\partial \mathbf{A}(\omega_r(k))}{\partial \omega_r(k)} \mathbf{x}(k) \end{aligned}$$

$$\frac{\partial J_c}{\partial \omega_r} \cong -[\bar{\mathbf{y}}(k+1) - \mathbf{C}\mathbf{x}(k+1)]^T \mathbf{C} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -\frac{T}{(L_s - L_0)} \\ 0 & 0 & \frac{T}{(L_s - L_0)} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & T \\ 0 & 0 & -T & 0 \end{bmatrix} \mathbf{x}(k) \quad (3.89)$$

elde edilir. Son bağıntıdaki ilk köşeli parantez içindeki ifade yerine $\bar{\mathbf{y}}(k+1) - \mathbf{C}\mathbf{x}(k+1) = \mathbf{C} \left(\mathbf{C}^T (\mathbf{C}\mathbf{C}^T)^{-1} \bar{\mathbf{y}}(k+1) - \mathbf{x}(k+1) \right)$ eşdeğer gösterimi yazılırsa

$$\frac{\partial J_c}{\partial \omega_r} \cong - \left[\mathbf{C} \left(\mathbf{C}^T (\mathbf{C} \mathbf{C}^T)^{-1} \bar{\mathbf{y}}(k+1) - \mathbf{x}(k+1) \right) \right]^T \cdot \mathbf{C} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -\frac{T}{(L_s - L_0)} \\ 0 & 0 & \frac{T}{(L_s - L_0)} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & T \\ 0 & 0 & -T & 0 \end{bmatrix} \mathbf{x}(k) \quad (3.90)$$

eşitliği elde edilir. Bu durumda oluşan yeni kestirim algoritmasının blok şeması, Şekil 3.9’da görülmektedir.



Şekil 3.9. Kayma yüzeyine dayalı dik iniş (gradient descent) algoritması tabanlı kestirim

(3.90) eşitliği, (3.87) eşitliğinde yerleştirilirse ve öğrenme ile momentum sabitleri uygun seçilirse, rotor hızı kestirimi için öngörülen kural elde edilmiş olur.

Rotor hızının kestirim bağıntısını elde etmek için (3.88) performans ölçütü için gerçekleştirilen işlemler rotor direnci için kullanıldığında, rotor direncinin her iterasyonda değişimini gösteren ifade aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$\frac{\partial J_c}{\partial R_r} \cong - \left[\mathbf{C} \left(\mathbf{C}^T (\mathbf{C} \mathbf{C}^T)^{-1} \bar{\mathbf{y}}(k+1) - \mathbf{x}(k+1) \right) \right]^T \cdot \mathbf{C} \left[\begin{array}{cccc} -\frac{L_0}{L_r} \frac{T}{(L_s - L_0)} & 0 & \frac{T}{(L_s - L_0) L_r} & 0 \\ 0 & -\frac{L_0}{L_r} \frac{T}{(L_s - L_0)} & 0 & \frac{T}{(L_s - L_0) L_r} \\ T \frac{L_0}{L_r} & 0 & -\frac{T}{L_r} & 0 \\ 0 & T \frac{L_0}{L_r} & 0 & -\frac{T}{L_r} \end{array} \right] \mathbf{x}(k) \quad (3.91)$$

Uygun seçilmesi gereken öğrenme ve momentum sabitleri η_{R_r} ve α_{R_r} olmak üzere, rotor direnci kestirimi için (3.92) eşitliği yazılabilir [129].

$$\Delta R_r(k+1) = -\eta_{R_r} \frac{\partial J_c}{\partial R_r} + \alpha_{R_r} \Delta R_r(k)$$

$$\hat{R}_r(k+1) = \hat{R}_r(k) + \Delta R_r(k+1) \quad (3.92)$$

Burada rotor hızı ve rotor direnci kestiriminde gürültü ve bozucu büyüklükler hesaba katılmamıştır. Durum değişkenlerindeki gürültüyü filtrelemek için, (3.55) eşitliği ile verilen kayma kip tabanlı durum kestirim ifadesinin ayrıklaştırılmış formu olan aşağıdaki eşitlik kullanılabilir.

$$\mathbf{m}(k+1) = \left(\mathbf{I} + T\mathbf{A}(\hat{\omega}_r(k), \hat{R}_r(k)) \right) \mathbf{m}(k) + T\mathbf{B}(k)\mathbf{u}(k) + T\mathbf{Q}_{SMMS}(k)\mathbf{C}^T(k) \left(\mathbf{C}(k)\mathbf{C}^T(k) \right)^{-1} \mathbf{C}(k) \cdot \text{sign} \left[\mathbf{C}^T(k) \left(\mathbf{C}(k)\mathbf{C}^T(k) \right)^{-1} \bar{\mathbf{y}}(k) - \mathbf{m}(k) \right] \quad (3.93)$$

(3.90) ve (3.91) matris eşitliklerinde

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{y}(k+1) = \begin{bmatrix} \bar{i}_{qs}(k+1) & \bar{i}_{ds}(k+1) \end{bmatrix}^T$$

$$\mathbf{x}(k) = \begin{bmatrix} i_{qs}(k) & i_{ds}(k) & \psi'_{qr}(k) & \psi'_{dr}(k) \end{bmatrix}^T$$

$$\mathbf{x}(k+1) = \begin{bmatrix} i_{qs}(k+1) & i_{ds}(k+1) & \psi'_{qr}(k+1) & \psi'_{dr}(k+1) \end{bmatrix}^T$$

eşitlikleri yerleştirilirse rotor hızının ve rotor direncinin değişimlerine tekabül eden, aşağıdaki eşitlikler elde edilir.

$$\frac{\partial J_C}{\partial \omega_r} \cong -\frac{T}{(L_s - L_0)} \begin{bmatrix} (\bar{i}_{ds}(k+1) - i_{ds}(k+1)) \psi'_{qr}(k) \\ -(\bar{i}_{qs}(k+1) - i_{qs}(k+1)) \psi'_{dr}(k) \end{bmatrix} \quad (3.94)$$

$$\frac{\partial J_C}{\partial R_r} \cong -\frac{T}{L_r (L_s - L_0)} \begin{bmatrix} (\bar{i}_{qs}(k+1) - i_{qs}(k+1)) (\hat{\psi}'_{qr}(k) - L_0 i_{qs}(k)) \\ +(\bar{i}_{ds}(k+1) - i_{ds}(k+1)) (\hat{\psi}'_{dr}(k) - L_0 i_{ds}(k)) \end{bmatrix} \quad (3.95)$$

Son iki eşitlikte, ölçülen stator akımları yer almaktadır. Bu durum parametrelerin kestirimlerinin de, durumlardaki gibi gürültünün etkisinde kaldığını gösterir. (3.1) ve (3.2) eşitlikleri ile verilen lineer zamanla değişmeyen sistemlerde $\mathbf{v}(t)$ ile ifade edilen sistem çıkış gürültüsü, stator akımlarını etkilemektedir. $\mathbf{v}(t)$ çıkış gürültü vektörünün içerdiği tüm gürültü ifadeleri (3.94) ile (3.95) eşitlikleriyle verilen rotor hızı ve rotor direnci değişim eşitliklerinde yer almaktadır. Ortalama değeri sıfır kabul edilen gürültülerin toplamı, yine ortalama değeri sıfır olan bir gürültüyü vereceğinden, söz konusu vektörün içerdiği gürültü ifadelerinin toplamının ortalama değeri de sıfır olacaktır. Bu durumda, ortalama değeri sıfır olan farklı varyansa sahip gürültülerin toplamı, $\epsilon(t)$ simgesiyle ifade edilecektir. (3.90) ve (3.91) eşitlikleriyle ilgili gerekli tanımlamalar yapılarak rotor hızının ve rotor direncinin bir iterasyondaki değişimine ilişkin tek eşitlik elde edilebilir. Bu amaçla (3.53) eşitliğinden kayma yüzeyi için

$$\mathbf{s}(k+1) = \mathbf{C}^T (\mathbf{C}\mathbf{C}^T)^{-1} \bar{\mathbf{y}}(k+1) - \mathbf{m}(k+1) \quad (3.96)$$

ifadesi ve

$$\mathbf{F}_{\omega_r}^T(k) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -\frac{T}{(L_s - L_0)} \\ 0 & 0 & \frac{T}{(L_s - L_0)} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & T \\ 0 & 0 & -T & 0 \end{bmatrix} \mathbf{x}(k) = \begin{bmatrix} -\frac{T}{(L_s - L_0)} \psi'_{dr}(k) \\ \frac{T}{(L_s - L_0)} \psi'_{qr}(k) \\ T \psi'_{dr}(k) \\ -T \psi'_{qr}(k) \end{bmatrix} \quad (3.97)$$

$$\mathbf{F}_{R_r}^T(k) = \begin{bmatrix} -\frac{L_0}{L_r} \frac{T}{(L_s - L_0)} & 0 & \frac{T}{(L_s - L_0)L_r} & 0 \\ 0 & -\frac{L_0}{L_r} \frac{T}{(L_s - L_0)} & 0 & \frac{T}{(L_s - L_0)L_r} \\ T \frac{L_0}{L_r} & 0 & -\frac{T}{L_r} & 0 \\ 0 & T \frac{L_0}{L_r} & 0 & -\frac{T}{L_r} \end{bmatrix} \mathbf{x}(k)$$

$$\mathbf{F}_{R_r}^T(k) = \begin{bmatrix} -\frac{L_0}{L_r} \frac{T}{(L_s - L_0)} i_{qs}(k) + \frac{T}{(L_s - L_0)L_r} \psi'_{qr}(k) \\ -\frac{L_0}{L_r} \frac{T}{(L_s - L_0)} i_{ds}(k) + \frac{T}{(L_s - L_0)L_r} \psi'_{dr}(k) \\ T \frac{L_0}{L_r} i_{qs}(k) - \frac{T}{L_r} \psi'_{qr}(k) \\ T \frac{L_0}{L_r} i_{ds}(k) - \frac{T}{L_r} \psi'_{dr}(k) \end{bmatrix} \quad (3.98)$$

tanımları (3.90) ve (3.91) eşitliklerinde yerleştirilirse

$$\frac{\partial J_C}{\partial \omega_r} \cong -(\mathbf{C} \mathbf{s}(k+1))^T (\mathbf{C} \mathbf{F}_{\omega_r}^T(k)) \quad (3.99)$$

$$\frac{\partial J_C}{\partial R_r} \cong -(\mathbf{C} \mathbf{s}(k+1))^T (\mathbf{C} \mathbf{F}_{R_r}^T(k)) \quad (3.100)$$

elde edilir. Son iki bağıntı birleştirilerek rotor hızının ve rotor direncinin değişimine ilişkin eşitlik

$$\begin{aligned} \left[\frac{\partial J_c}{\partial \omega_r} \quad \frac{\partial J_c}{\partial R_r} \right] &\cong - \left[(\mathbf{C} \mathbf{s}(k+1))^T \mathbf{C} \mathbf{F}_{\omega_r}^T(k) \quad (\mathbf{C} \mathbf{s}(k+1))^T \mathbf{C} \mathbf{F}_{R_r}^T(k) \right] \\ &\cong - (\mathbf{C} \mathbf{s}(k+1))^T \mathbf{C} \left[\mathbf{F}_{\omega_r}^T(k) \quad \mathbf{F}_{R_r}^T(k) \right] \end{aligned} \quad (3.101)$$

olarak yazılabilir. Son eşitlikte

$$\mathbf{F}^T(k) = \left[\mathbf{F}_{\omega_r}^T(k) \quad \mathbf{F}_{R_r}^T(k) \right] \quad (3.102)$$

tanımını kullanılırsa

$$\left[\frac{\partial J_c}{\partial \omega_r} \quad \frac{\partial J_c}{\partial R_r} \right] \cong - (\mathbf{C} \mathbf{s}(k+1))^T \mathbf{C} \mathbf{F}^T(k) \quad (3.103)$$

elde edilir. (3.103) eşitliğinin her iki yanının evriğini alıp \mathbf{A} ve \mathbf{B} uygun boyutlu matrisler olmak üzere $(\mathbf{A}\mathbf{B})^T = \mathbf{B}^T \mathbf{A}^T$ özelliği göz önüne alınarak

$$\begin{aligned} \left[\frac{\partial J_c}{\partial \omega_r} \quad \frac{\partial J_c}{\partial R_r} \right]^T &\cong - \left[(\mathbf{C} \mathbf{s}(k+1))^T \mathbf{C} \mathbf{F}^T(k) \right]^T \\ \begin{bmatrix} \frac{\partial J_c}{\partial \omega_r} \\ \frac{\partial J_c}{\partial R_r} \end{bmatrix} &\cong - (\mathbf{C} \mathbf{F}^T(k))^T \mathbf{C} \mathbf{s}(k+1) \\ &\cong - \mathbf{F}(k) \mathbf{C}^T \mathbf{C} \mathbf{s}(k+1) \end{aligned} \quad (3.104)$$

eşitliği elde edilir.

Buradaki gürültünün filtrelenebilmesine yönelik kuram, [130] baz alınarak aşağıdaki gibi geliştirilmiştir.

(3.1) ve (3.2) denklemleriyle ifade edilen doğrusal zamanla değişen bir sistem, ϕ parametre vektörü olmak üzere aşağıdaki eşitliklerle yeniden tanımlanabilir.

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{F}^T(t, x)\phi(t) + \mathbf{B}(t)\mathbf{u}(t) + \mathbf{G}(t)\mathbf{w}(t) \quad (3.105)$$

$$\bar{\mathbf{y}}(t) = \mathbf{C}\mathbf{x}(t) + \mathbf{v}(t) \quad (3.106)$$

Burada \mathbf{C} matrisi sistem çıkışından ölçülebilen durum değişkenlerini belirleyen sabit bir matristir.

Söz konusu sistem için tasarlanabilecek kayma kipli ortalama-kare tabanlı kestirici eşitlikleri, aşağıdaki bağıntılar ile verilebilir.

$$\left. \begin{aligned} \dot{\mathbf{m}}(t) = & \mathbf{F}^T(t, m)\hat{\phi}(t) + \mathbf{B}(t)\mathbf{u}(t) + \mathbf{Q}_{SMMS}(t)\mathbf{C}^T(\mathbf{C}\mathbf{C}^T)^{-1}\mathbf{C} \\ & \cdot \text{sign}\left[\mathbf{C}^T(\mathbf{C}\mathbf{C}^T)^{-1}\bar{\mathbf{y}}(t) - \mathbf{m}(t)\right] \end{aligned} \right\} \quad (3.107)$$

$$\hat{\mathbf{y}}(t) = \mathbf{C}\mathbf{m}(t) \quad (3.108)$$

Burada \mathbf{m} , kestirilen durum vektörü, $\hat{\phi}$ kestirilen parametre vektörüdür. Parametre hata vektörü $\tilde{\phi} = \phi - \hat{\phi}$ şeklinde tanımlandığında, $\tilde{\mathbf{x}} = \mathbf{x} - \mathbf{m}$ olmak üzere, durum kestirimi hatasına ilişkin (3.105) eşitliği ile (3.107) eşitliğinin farkı alınıp gerekli düzenlemeler yapılırsa

$$\left. \begin{aligned} \dot{\tilde{\mathbf{x}}}(t) = & \mathbf{F}^T(t, m)\tilde{\phi}(t) - \mathbf{Q}_{SMMS}(t)\mathbf{C}^T(\mathbf{C}\mathbf{C}^T)^{-1}\mathbf{C} \\ & \cdot \text{sign}\left[\mathbf{C}^T(\mathbf{C}\mathbf{C}^T)^{-1}\bar{\mathbf{y}}(t) - \mathbf{m}(t)\right] + \mathbf{G}(t)\mathbf{w}(t) \end{aligned} \right\} \quad (3.109)$$

elde edilir. $\tilde{\mathbf{y}}(t) = \bar{\mathbf{y}}(t) - \hat{\mathbf{y}}(t)$ çıkış hatasına ilişkin eşitlik ise

$$\tilde{\mathbf{y}}(t) = \mathbf{C}\tilde{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{v}(t) \quad (3.110)$$

biçiminde kolayca yazılabilir.

Poznyak, [130] çalışmasında durum değişkenlerini içeren \mathbf{F}^T matrisindeki durum değişkenlerinin tümünün, ölçülebilir değişkenler olduğunu tanımlamıştır. Ancak, indüksiyon motorun tüm durum değişkenleri ölçülebilir olmadığından, ölçülebilen durum değişkenleri temel alınarak aynı kaynaktaki işlemler tekrar edilir. (3.109) eşitliği (3.110) eşitliğinin türevlenmiş ifadesinde kullanılırsa

$$\dot{\tilde{\mathbf{y}}}(t) = \left. \begin{aligned} &\mathbf{C}\mathbf{F}^T(t, m)\tilde{\boldsymbol{\phi}}(t) - \mathbf{C}\mathbf{Q}_{SMMS}(t)\mathbf{C}^T(\mathbf{C}\mathbf{C}^T)^{-1}\mathbf{C} \\ &\cdot \text{sign}\left[\mathbf{C}^T(\mathbf{C}\mathbf{C}^T)^{-1}\bar{\mathbf{y}}(t) - \mathbf{m}(t)\right] + \mathbf{C}\boldsymbol{\epsilon}(t) \end{aligned} \right\} \quad (3.111)$$

eşitliği elde edilir. Burada $\boldsymbol{\epsilon}(t)$ toplam gürültü vektörü olmak üzere

$$\boldsymbol{\epsilon}(t) = \mathbf{G}(t)\mathbf{w}(t) + \mathbf{C}^T(\mathbf{C}\mathbf{C}^T)^{-1}\dot{\mathbf{v}}(t) \quad (3.112)$$

şeklinde tanımlıdır. Kayma kipli gözlemleyici kayma rejimine geçtiğinde, durum değişkenleri kayma manifoldunun üzerinde olacağından, $\dot{\tilde{\mathbf{y}}} = 0$ olacaktır. Bu durumda, (3.111) eşitliğinden

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{C}\mathbf{F}^T(t, m)\tilde{\boldsymbol{\phi}}(t) &= \mathbf{C}\mathbf{Q}_{SMMS}(t)\mathbf{C}^T(\mathbf{C}\mathbf{C}^T)^{-1}\mathbf{C} \\ &\cdot \text{sign}\left[\mathbf{C}^T(\mathbf{C}\mathbf{C}^T)^{-1}\bar{\mathbf{y}}(t) - \mathbf{m}(t)\right] \\ &- \mathbf{C}\boldsymbol{\epsilon}(t) \end{aligned} \right\} \quad (3.113)$$

elde edilir. Öte yandan (3.113) eşitliğinin her iki yanı, sol taraftan $\mathbf{F}(t, m)\mathbf{C}^T$ ifadesi ile çarpıldığında

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{F}(t, m) \mathbf{C}^T \mathbf{C} \mathbf{F}^T(t, m) \tilde{\boldsymbol{\phi}}(t) = \\ \mathbf{F}(t, m) \mathbf{C}^T \mathbf{C} \mathbf{Q}_{SMMS}(t) \mathbf{C}^T (\mathbf{C} \mathbf{C}^T)^{-1} \mathbf{C} \\ \cdot \text{sign} \left[\mathbf{C}^T (\mathbf{C} \mathbf{C}^T)^{-1} \bar{\mathbf{y}}(t) - \mathbf{m}(t) \right] \\ - \mathbf{F}(t, m) \mathbf{C}^T \mathbf{C} \boldsymbol{\epsilon}(t) \end{aligned} \right\} \quad (3.114)$$

eşitliği elde edilir. Bu eşitlikte $\tilde{\boldsymbol{\phi}}$ sabit varsayılarak, eşitliğin her iki yanına ilişkin terimlerin $[0-t]$ aralığında σ yardımcı zaman değişkeni kullanılarak ortalama değer,

$$\left. \begin{aligned} \left(\frac{1}{t} \int_0^t \mathbf{F}(\sigma, m) \mathbf{C}^T \mathbf{C} \mathbf{F}^T(\sigma, m) d\sigma \right) \tilde{\boldsymbol{\phi}}(t) = \\ \frac{1}{t} \int_0^t \left(\begin{aligned} \mathbf{F}(\sigma, m) \mathbf{C}^T \mathbf{C} \mathbf{Q}_{SMMS}(\sigma) \mathbf{C}^T (\mathbf{C} \mathbf{C}^T)^{-1} \mathbf{C} \\ \cdot \text{sign} \left[\mathbf{C}^T (\mathbf{C} \mathbf{C}^T)^{-1} \bar{\mathbf{y}}(\sigma) - \mathbf{m}(\sigma) \right] \\ - \mathbf{F}(\sigma, m) \mathbf{C}^T \mathbf{C} \boldsymbol{\epsilon}(\sigma) \end{aligned} \right) d\sigma \end{aligned} \right\} \quad (3.115)$$

eşitliği elde edilir. (3.115) eşitliğindeki parametre vektörü hatası $\tilde{\boldsymbol{\phi}}$ yalnız bırakıldığında ise, aşağıdaki parametre hatası kestirim eşitliği elde edilir [130].

$$\left. \begin{aligned} \tilde{\boldsymbol{\phi}}(t) = \left(\int_0^t \mathbf{F}(\sigma, m) \mathbf{C}^T \mathbf{C} \mathbf{F}^T(\sigma, m) d\sigma \right)^{-1} \\ \cdot \left(\int_0^t \left(\begin{aligned} \mathbf{F}(\sigma, m) \mathbf{C}^T \mathbf{C} \mathbf{Q}_{SMMS}(\sigma) \mathbf{C}^T (\mathbf{C} \mathbf{C}^T)^{-1} \mathbf{C} \\ \cdot \text{sign} \left[\mathbf{C}^T (\mathbf{C} \mathbf{C}^T)^{-1} \bar{\mathbf{y}}(\sigma) - \mathbf{m}(\sigma) \right] \\ - \mathbf{F}(\sigma, m) \mathbf{C}^T \mathbf{C} \boldsymbol{\epsilon}(\sigma) \end{aligned} \right) d\sigma \right) \end{aligned} \right\} \quad (3.116)$$

$\Gamma(t)$ tekil olmayan bir kare matris olmak üzere, $\Gamma(t) = \left(\int_0^t \mathbf{F}(\sigma, m) \mathbf{C}^T \mathbf{C} \mathbf{F}^T(\sigma, m) d\sigma \right)^{-1}$ ifadesine eşit şekilde seçilebilir. Bu durumda $\Gamma(t)$ aşağıdaki eşitliği her zaman sağlar.

$$\Gamma^{-1}(t) \Gamma(t) = \mathbf{I} \quad (3.117)$$

(3.117) eşitliğinin türevi alındığında ise;

$$\Gamma^{-1}(t) \left(\frac{d}{dt} \Gamma(t) \right) + \left(\frac{d}{dt} \Gamma^{-1}(t) \right) \Gamma(t) = [0] \quad (3.118)$$

eşitliği elde edilir. $\Gamma(t) = \left(\int_0^t \mathbf{F}(\sigma, m) \mathbf{C}^T \mathbf{C} \mathbf{F}^T(\sigma, m) d\sigma \right)^{-1}$ ifadesi (3.118) eşitliğinde yerleştirilip gerekli düzenlemeler yapılırsa,

$$\frac{d}{dt}(\Gamma(t)) = -\Gamma(t) \mathbf{F}(t, m) \mathbf{C}^T \mathbf{C} \mathbf{F}^T(t, m) \Gamma(t) \quad (3.119)$$

elde edilir. Öte yandan $\Gamma(t) = \left(\int_0^t \mathbf{F}(\sigma, m) \mathbf{C}^T \mathbf{C} \mathbf{F}^T(\sigma, m) d\sigma \right)^{-1}$ ifadesi (3.116) eşitliğine yerleştirilirse aşağıdaki eşitlik elde edilir.

$$\tilde{\Phi}(t) = \Gamma(t) \int_0^t \left(\begin{array}{l} \mathbf{F}(\sigma, m) \mathbf{C}^T \mathbf{C} \mathbf{Q}_{SMMS}(\sigma) \mathbf{C}^T (\mathbf{C} \mathbf{C}^T)^{-1} \mathbf{C} \\ \cdot \text{sign} \left[\mathbf{C}^T (\mathbf{C} \mathbf{C}^T)^{-1} \bar{\mathbf{y}}(\sigma) - \mathbf{m}(\sigma) \right] \\ -\mathbf{F}(\sigma, m) \mathbf{C}^T \mathbf{C} \mathbf{E}(\sigma) \end{array} \right) d\sigma \quad (3.120)$$

(3.120) eşitliğinin türevi alınırsa

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{\Phi}}(t) = \frac{d}{dt}(\Gamma(t)) \int_0^t \left(\begin{array}{l} \mathbf{F}(\sigma, m) \mathbf{C}^T \mathbf{C} \mathbf{Q}_{SMMS}(\sigma) \mathbf{C}^T (\mathbf{C} \mathbf{C}^T)^{-1} \mathbf{C} \\ \cdot \text{sign} \left[\mathbf{C}^T (\mathbf{C} \mathbf{C}^T)^{-1} \bar{\mathbf{y}}(\sigma) - \mathbf{m}(\sigma) \right] \\ -\mathbf{F}(\sigma, m) \mathbf{C}^T \mathbf{C} \mathbf{E}(\sigma) \end{array} \right) d\sigma \\ + \Gamma(t) \left(\begin{array}{l} \mathbf{F}(t, m) \mathbf{C}^T \mathbf{C} \mathbf{Q}_{SMMS}(t) \mathbf{C}^T (\mathbf{C} \mathbf{C}^T)^{-1} \mathbf{C} \\ \cdot \text{sign} \left[\mathbf{C}^T (\mathbf{C} \mathbf{C}^T)^{-1} \bar{\mathbf{y}}(t) - \mathbf{m}(t) \right] \\ -\mathbf{F}(t, m) \mathbf{C}^T \mathbf{C} \mathbf{E}(t) \end{array} \right) \end{aligned} \quad (3.121)$$

eşitliği elde edilir. (3.119) eşitliği (3.121) eşitliğinde yerleştirilirse

$$\begin{aligned}
\dot{\tilde{\boldsymbol{\phi}}}(t) = & -\boldsymbol{\Gamma}(t)\mathbf{F}(t,m)\mathbf{C}^T\mathbf{C}\mathbf{F}^T(t,m) \\
& \cdot \boldsymbol{\Gamma}(t) \int_0^t \left. \begin{array}{l} \mathbf{F}(\sigma,m)\mathbf{C}^T\mathbf{C}\mathbf{Q}_{SMMS}(\sigma)\mathbf{C}^T(\mathbf{C}\mathbf{C}^T)^{-1}\mathbf{C} \\ \cdot \text{sign} \left[\mathbf{C}^T(\mathbf{C}\mathbf{C}^T)^{-1}\bar{\mathbf{y}}(\sigma) - \mathbf{m}(\sigma) \right] \\ -\mathbf{F}(\sigma,m)\mathbf{C}^T\mathbf{C}\boldsymbol{\epsilon}(\sigma) \end{array} \right\} d\sigma \\
& + \boldsymbol{\Gamma}(t) \left. \begin{array}{l} \mathbf{F}(t,m)\mathbf{C}^T\mathbf{C}\mathbf{Q}_{SMMS}(t)\mathbf{C}^T(\mathbf{C}\mathbf{C}^T)^{-1}\mathbf{C} \\ \cdot \text{sign} \left[\mathbf{C}^T(\mathbf{C}\mathbf{C}^T)^{-1}\bar{\mathbf{y}}(t) - \mathbf{m}(t) \right] \\ -\mathbf{F}(t,m)\mathbf{C}^T\mathbf{C}\boldsymbol{\epsilon}(t) \end{array} \right\}
\end{aligned} \quad (3.122)$$

eşitliği elde edilir. (3.120) eşitliği (3.122) eşitliğinde kullanılırsa

$$\begin{aligned}
\dot{\tilde{\boldsymbol{\phi}}}(t) = & -\boldsymbol{\Gamma}(t)\mathbf{F}(t,m)\mathbf{C}^T\mathbf{C}\mathbf{F}^T(t,m)\tilde{\boldsymbol{\phi}}(t) \\
& + \boldsymbol{\Gamma}(t) \left. \begin{array}{l} \mathbf{F}(t,m)\mathbf{C}^T\mathbf{C}\mathbf{Q}_{SMMS}(t)\mathbf{C}^T(\mathbf{C}\mathbf{C}^T)^{-1}\mathbf{C} \\ \cdot \text{sign} \left[\mathbf{C}^T(\mathbf{C}\mathbf{C}^T)^{-1}\bar{\mathbf{y}}(t) - \mathbf{m}(t) \right] \\ -\mathbf{F}(t,m)\mathbf{C}^T\mathbf{C}\boldsymbol{\epsilon}(t) \end{array} \right\}
\end{aligned} \quad (3.123)$$

eşitliği elde edilir. Buradan gerekli düzenlemeler yapıldığında aşağıdaki eşitlik elde edilir.

$$\dot{\tilde{\boldsymbol{\phi}}}(t) = \boldsymbol{\Gamma}(t)\mathbf{F}(t,m)\mathbf{C}^T\mathbf{C} \left. \begin{array}{l} \mathbf{Q}_{SMMS}(t)\mathbf{C}^T(\mathbf{C}\mathbf{C}^T)^{-1}\mathbf{C} \\ \cdot \text{sign} \left[\mathbf{C}^T(\mathbf{C}\mathbf{C}^T)^{-1}\bar{\mathbf{y}}(t) - \mathbf{m}(t) \right] \\ -\mathbf{F}^T(t,m)\tilde{\boldsymbol{\phi}}(t) - \boldsymbol{\epsilon}(t) \end{array} \right\} \quad (3.124)$$

(3.119) eşitliğinde $\boldsymbol{\Gamma}(t)$ matrisinin kararlı olabilmesi için, tekil olmayan ve pozitif özdeğerler içeren bir matris olması gerekir. Kayma yüzeyine ulaşıldıktan sonra (3.124) eşitliği ile parametre hatası $\tilde{\boldsymbol{\phi}}$ asimptotik olarak sifıra yaklaşır. Bu durumla ilgili bir ispat elde edebilmek için gürültünün filtrelenmiş olduğu varsayılarak,

(3.115) eşitliği (3.125) eşitliğindeki gibi tekrar yazılıp, söz konusu eşitlikteki parametre hatası, kestirilen parametre hatası olarak düşünülür [130].

$$\left. \begin{aligned} & \left(\int_0^t \mathbf{F}(\sigma, m) \mathbf{C}^T \mathbf{C} \mathbf{F}^T(\sigma, m) d\sigma \right) \hat{\boldsymbol{\phi}}(t) = \\ & \int_0^t \left(\mathbf{F}(\sigma, m) \mathbf{C}^T \mathbf{C} \mathbf{Q}_{SMMS}(\sigma) \mathbf{C}^T (\mathbf{C} \mathbf{C}^T)^{-1} \mathbf{C} \right. \\ & \left. \cdot \text{sign} \left[\mathbf{C}^T (\mathbf{C} \mathbf{C}^T)^{-1} \bar{\mathbf{y}}(\sigma) - \mathbf{m}(\sigma) \right] \right) d\sigma \end{aligned} \right\} \quad (3.125)$$

(3.125) eşitliği ve $\Gamma(t) = \left(\int_0^t \mathbf{F}(\sigma, m) \mathbf{C}^T \mathbf{C} \mathbf{F}^T(\sigma, m) d\sigma \right)^{-1}$ ifadesi, (3.116) eşitliğinde yerlerine yerleştirilirse;

$$\tilde{\boldsymbol{\phi}}(t) = \Gamma(t) \left(\begin{array}{c} \left(\int_0^t \mathbf{F}(\sigma, m) \mathbf{C}^T \mathbf{C} \mathbf{F}^T(\sigma, m) d\sigma \right) \hat{\boldsymbol{\phi}}(t) \\ - \int_0^t \mathbf{F}(\sigma, m) \mathbf{C}^T \mathbf{C} \in(\sigma) d\sigma \end{array} \right) \quad (3.126)$$

$\Gamma^{-1}(t) = \int_0^t \mathbf{F}(\sigma, m) \mathbf{C}^T \mathbf{C} \mathbf{F}^T(\sigma, m) d\sigma$ olmak suretiyle bu ifade (3.126) eşitliğinde kullanılırsa

$$\tilde{\boldsymbol{\phi}}(t) = \hat{\boldsymbol{\phi}}(t) - \Gamma(t) \left[\int_0^t \mathbf{F}(\sigma, m) \mathbf{C}^T \mathbf{C} \in(\sigma) d\sigma \right] \quad (3.127)$$

bağıntısı elde edilir. Bu durumda (3.127) eşitliğinden, $\Gamma(t)$ ve $\in(t)$ için aşağıdaki sonuçlar yazılabilir [123,130].

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \|t\Gamma(t)\| < \text{sınırlı} \quad (3.128)$$

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \left\| \frac{1}{t} \int_0^t \mathbf{F}(\sigma, m) \mathbf{C}^T \mathbf{C} \in(\sigma) d\sigma \right\| = 0 \quad (3.129)$$

$\Gamma(t)$ matrisinin başlangıç değeri, birim matrisin katı olacak şekilde seçilirse, $\Gamma(t)$ matrisi daima non-singüler olacaktır.

(3.128) ve (3.129) eşitlikleri birleştirildiğinde, (3.127) eşitliğini de doğrulayan (3.130) eşitliği elde edilir.

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \left\| \Gamma(t) \int_0^t \mathbf{F}(\sigma, m) \mathbf{C}^T \mathbf{C} \epsilon(\sigma) d\sigma \right\| = 0 \quad (3.130)$$

(3.130) eşitliği, ortalama değeri sıfır olan $\epsilon(t)$ gürültüsünün nasıl filtrelenebileceğine dair bilgi verir. Eşitlikteki fonksiyonun türevinin limiti de sıfır olacaktır. Bu durumda;

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \left\| \frac{d}{dt} (\Gamma(t)) \int_0^t \mathbf{F}(\sigma, m) \mathbf{C}^T \mathbf{C} \epsilon(\sigma) d\sigma + \Gamma(t) \mathbf{F}(t, m) \mathbf{C}^T \mathbf{C} \epsilon(t) \right\| = 0 \quad (3.131)$$

olur. (3.119) eşitliği (3.131) eşitliğinde yerleştirilirse;

$$\left. \begin{aligned} & \lim_{t \rightarrow \infty} \left\| -\Gamma(t) \mathbf{F}(t, m) \mathbf{C}^T \mathbf{C} \mathbf{F}^T(t, m) \Gamma(t) \int_0^t \mathbf{F}(\sigma, m) \mathbf{C}^T \mathbf{C} \epsilon(\sigma) d\sigma \right\| \\ & + \lim_{t \rightarrow \infty} \left\| \Gamma(t) \mathbf{F}(t, m) \mathbf{C}^T \mathbf{C} \epsilon(t) \right\| = 0 \end{aligned} \right\} \quad (3.132)$$

eşitliği elde edilir. (3.132) eşitliğinin ilk teriminde, (3.130) eşitliğinde yer alan ifade mevcuttur. Bu durumda (3.132) ifadesinin ikinci terimini dikkate alarak, (3.133) ifadesi yazılabilir.

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \left\| \Gamma(t) \mathbf{F}(t, m) \mathbf{C}^T \mathbf{C} \epsilon(t) \right\| = 0 \quad (3.133)$$

(3.133) eşitliği, $\epsilon(t)$ gürültüsünün zamanla sönümlenebileceğini gösteren bir başka ifadedir. Söz konusu eşitlik, ayrık zamanda da aynı limit değerini verecektir.

$$\lim_{k \rightarrow \infty} \|\Gamma(k)\mathbf{F}(k, m)\mathbf{C}^T \mathbf{C} \in(k)\| = 0 \quad (3.134)$$

(3.107) denklemini baz alınarak ve performans ölçütü

$$J_c = \frac{1}{2} [\bar{\mathbf{y}}(k+1) - \mathbf{C}\mathbf{m}(k+1)]^T [\bar{\mathbf{y}}(k+1) - \mathbf{C}\mathbf{m}(k+1)] \quad (3.135)$$

şeklinde seçilerek, $\hat{\boldsymbol{\phi}}$ parametre kestirim vektörüne göre dik iniş metodu uygulanırsa (3.104) eşitliğine benzer (3.136) eşitliği elde edilir.

$$\begin{bmatrix} \frac{\partial J_c}{\partial \hat{\boldsymbol{\omega}}_r} \\ \frac{\partial J_c}{\partial \hat{\mathbf{R}}_r} \end{bmatrix} = \frac{\partial J_c}{\partial \hat{\boldsymbol{\phi}}} \cong -\mathbf{F}(k, m)\mathbf{C}^T \mathbf{C} \mathbf{s}(k+1) \quad (3.136)$$

(3.105) ve (3.106) eşitlikleri ayrıklaştırılarak, (3.136) eşitliğinde $\mathbf{s}(k+1)$ yerlerine yerleştirilirse (3.137) eşitliği elde edilir.

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial J_c}{\partial \hat{\boldsymbol{\phi}}} \cong & -\mathbf{F}(k, m)\mathbf{C}^T \mathbf{C} \left[\mathbf{x}(k) + T\mathbf{F}^T(k, x)\boldsymbol{\phi}(k) + T\mathbf{B}\mathbf{u}(k) - \mathbf{m}(k+1) \right] \\ & - \mathbf{F}(k, m)\mathbf{C}^T \mathbf{C} \in(k) \end{aligned} \right\} \quad (3.137)$$

Burada toplam gürültü vektörü $\in(k)$ aşağıdaki eşitlikteki gibidir.

$$\in(k) = T\mathbf{G}(k)\mathbf{w}(k) + \mathbf{C}^T (\mathbf{C}\mathbf{C}^T)^{-1} \mathbf{v}(k+1) \quad (3.138)$$

(3.137) eşitliği ayrık zaman $\Gamma(t)$ değişkeni ile genişletilirse ve eşitliğin limiti alınır, (3.139) eşitliği elde edilir.

$$\left. \begin{aligned} \lim_{k \rightarrow \infty} \Gamma(k) \frac{\partial J_c}{\partial \hat{\phi}} &\cong - \lim_{k \rightarrow \infty} \Gamma(k) \mathbf{F}(k, m) \mathbf{C}^T \mathbf{C} \left[\begin{array}{l} \mathbf{x}(k) + T \mathbf{F}^T(k, x) \phi(k) \\ + T \mathbf{B} \mathbf{u}(k) - \mathbf{m}(k+1) \end{array} \right] \\ &- \lim_{k \rightarrow \infty} \Gamma(k) \mathbf{F}(k, m) \mathbf{C}^T \mathbf{C} \epsilon(k) \end{aligned} \right\} \quad (3.139)$$

(3.139) eşitliğinin gürültü değişkenini içeren ikinci terimi, (3.134) eşitliğine eşdeğerdir. Buradan $\Gamma(t)$ matris değişkeninin, gürültüyü sönmüleyebildiği anlaşılmaktadır. Parametrelerin bir iterasyondaki değişim ifadesi (3.136), $\Gamma(k)$ ile genişletilerek filtrelenmiş parametre yenileme kuralı momentum sıfır kabul edilerek aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\Delta \hat{\phi}(k+1) = \eta_{\phi} \Gamma(k) \mathbf{F}(k, m) \mathbf{C}^T \mathbf{C} \mathbf{s}(k+1)$$

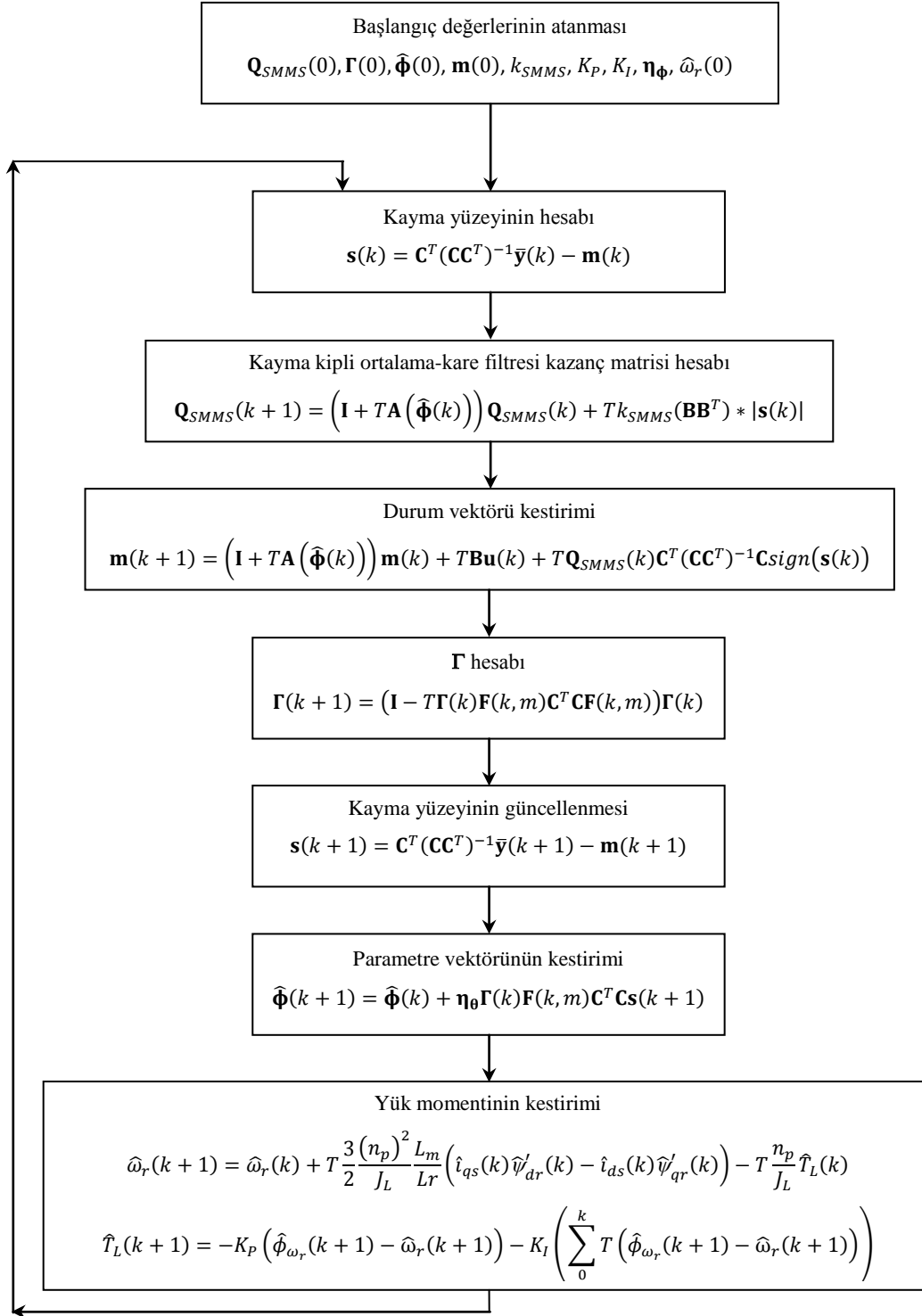
$$\hat{\phi}(k+1) = \hat{\phi}(k) + \Delta \hat{\phi}(k+1) \quad (3.140)$$

İndüksiyon motorun rotor hızı ve rotor direnci, (3.140) eşitliğiyle kestirilebilir. Yük momentinin kestirimi için (2.64) eşitliğine dayanan, (3.71) ve (3.72) eşitliklerinin ayrık zaman ifadelerinden yararlanılabilir. Bu durumda, $\hat{\phi}_{\omega_r}$, (3.140) eşitliği ile kestirilen rotor hızı olmak üzere, yük momentinin kestirimi için (3.141) ve (3.142) ifadeleri kullanılabilir.

$$\tilde{\phi}_{\omega_r}(k) = \hat{\phi}_{\omega_r}(k) - \hat{\omega}_r(k) \quad (3.141)$$

$$\hat{T}_L(k) = - \left[K_P \tilde{\phi}_{\omega_r}(k) + K_I \sum_0^k T \tilde{\phi}_{\omega_r}(k) \right] \quad (3.142)$$

Sonuç olarak indüksiyon motorun durumlarını, rotor hızını, yük momentini ve rotor direncini kestirebilecek uygun bir algoritma, Şekil 3.10'daki blok diyagram ile verilebilir.



Şekil 3.10. Sinirsel kayma kip tabanlı kestirim algoritması

BÖLÜM 4. BENZETİM VE DENEYSEL SONUÇLAR

4.1. Giriş

Bu bölümde indüksiyon motorların durum, hız ve parametre kestirimi için önceki bölümde öngörülen algoritmalar, MATLAB simulink ortamında benzetim ve deneysel verilere dayalı olarak test edilmiş ve irdelenmiştir.

4.2. Motor Parametrelerinin Belirlenmesi

Önceki bölümde verilen kestirim algoritmalarının test edilebilmesi için gerçekleştirilecek benzetim ve deneysel çalışmalarda, aşağıda nominal etiket değerleri verilen yıldız bağlı, sincap kafesli indüksiyon motor kullanılmıştır.

$$P_m=1500 \text{ (W)}$$

$$I=3.4 \text{ (A)}$$

$$V=380 \text{ (V)}$$

$$n_p=1 \text{ (kutup çifti sayısı)}$$

$$f=50 \text{ (Hz)}$$

$$n_s=3000 \text{ (rpm)}$$

Geliştirilen algoritmaların testi için, kullanılacak olan indüksiyon motorun matematiksel modelinin elde edilebilmesi için literatürde yaygın olarak kullanılan DC, boşa çalışma ve kilitli rotor testlerinden elde edilen veriler kullanılmıştır. Motor milinin yavaşlama eğrisinden ise, rotora ilişkin atalet momenti belirlenmiştir.

Yukarıda etiket değerleri verilen motorun yıldız bağlı stator sargılarından herhangi ikisine DC gerilim uygulanmış ve sargılardan akan DC akım ölçülmüştür. Daha sonra stator sargıları, üç-fazlı şebekeye bağlanarak motor boşa çalıştırılmış, bir

fazdan geçen akımın etkin değeri ve bir wattmetre ile motorun ani gücü ölçülmüştür. Kilitli rotor testinde ise, rotor kilitlendikten sonra üç-fazlı varyak üzerinden beslenen motorun stator sargılarından nominal akım akıncaya kadar, besleme gerilimi arttırılmıştır. Stator sargılarından nominal akım aktığı anda, motorun fazlar arası besleme gerilimi ve toplam gücü ölçülmüştür. Söz konusu deney sonuçları Tablo 4.1’de verilmiştir.

Tablo 4.1. Motorun eşdeğer devresi için deney sonuçları

DC deneyi	Boşta çalışma deneyi	Kilitli rotor deneyi
$V_{dc}=32,6$ (V)	$V_b=391$ (V)	$V_k=77,4$ (V)
$I_{dc}=3$ (A)	$I_b=2,23$ (A)	$I_k=3,4$ (A)
	$P_b=256$ (W)	$P_k=303$ (W)
	$n_b=2995$ (rpm)	$f=50$ (Hz)
	$f=50$ (Hz)	$\cos \Phi=0,67$
	$\cos \Phi=0,17$	

Tablo 4.1’deki deney sonuçları kullanılarak motora ilişkin parametre değerleri aşağıdaki formüllerle hesaplanmıştır.

DC deneyi ile elde edilen ölçüm sonuçlarıyla stator direnci;

$$R_s = \frac{1}{2} \frac{V_{dc}}{I_{dc}} \quad (4.1)$$

eşitliğiyle hesaplanır. Stator direncinden kaynaklanan kayıplar, motorun boşta çalışma deneyinden elde edilen akım kullanılarak;

$$P_{I_b^2 R_s} = 3 I_b^2 R_s \quad (4.2)$$

bağıntısıyla hesaplanır. Bu durumda sürtünme, vantilasyon ve çekirdek kayıpları;

$$P_{fWC} = P_b - P_{I_b^2 R_s} \quad (4.3)$$

bağıntısı ile hesaplanır. Buradan da, mıknatıslanma endüktansına paralel olan R_m nüve direnci;

$$R_m = \frac{V_b^2}{P_{fWC}} \quad (4.4)$$

bağıntısıyla hesaplanır. Boşta çalışma deneyinde güç faktörü küçüktür, bu durumda görünür güç;

$$|S_b| = \sqrt{3}V_b I_b \quad (4.5)$$

olur. Boşta çalışma sırasında motor hızı senkron hıza çok yakın olduğundan, boşta çalışma empedansı yüksek oranda endüktiftir ve büyüklüğü stator kaçak reaktansı ile mıknatıslanma reaktansının toplamı olarak varsayılabılır. Kaymaya bağlı statora indirgenmiş rotor direnci mıknatıslanma reaktansından çok daha büyük olur. O halde boşta çalışma sırasında empedans, yaklaşık olarak

$$X_{ls} + X_M \approx \frac{V_b}{\sqrt{3}I_b} \quad (4.6)$$

olur. Ya da, boşta çalışma sırasında görünür güç büyüklüğünde mıknatıslanma endüktansı;

$$X_M = \frac{V_b^2}{Q_b} = \frac{V_b^2}{\sqrt{(S_b)^2 - (P_b)^2}} \quad (4.7)$$

bağıntısıyla elde edilebilir. Kilitli rotor deneyinde, kaymaya bağlı rotor direncinin ve kaçak endüktansın birbirine seri olmasıyla oluşturduğu toplam rotor empedansı $R_r' + jX_{lr}'$, mıknatıslanma endüktansı X_M 'den çok küçük olacağından, mıknatıslanma reaktansı ihmal edilebilir. O halde statora indirgenmiş rotor direnci;

$$P_k = 3I_k^2 (R_s + R'_r) \Rightarrow R'_r = \frac{P_k}{3I_k^2} - R_s \quad (4.8)$$

bağıntısıyla elde edilir. Rotorun kilitlenmesi durumunda giriş empedansının büyüklüğü ise;

$$|Z_k| = |(R_s + R'_r) + j(X_{ls} + X'_{lr})| = \frac{V_k}{\sqrt{3}I_k} \quad (4.9)$$

bağıntısıyla elde edilir. Bu durumda, stator direnci ve statora indirgenmiş rotor direnci (4.9) bağıntısında yerine yazılarak, buradan toplam kaçak empedans $X'_{lr} + X_{ls}$ olarak hesaplanır. Genellikle rotor kaçak empedansı X'_{lr} ve stator kaçak empedansı X_{ls} birbirine eşit olduğu varsayılır. Bu durumda $X'_{lr} = X_{ls}$ olur. Buradan da stator ve rotor endüktansları;

$$L_s = L'_r = L_m + L_{ls} = L_m + L'_{lr} \quad (4.10)$$

olur. Tablo 4.1'deki veriler (4.1) - (4.10) eşitliklerinde kullanılarak, indüksiyon motorun benzetim modeli ve gözlemleyici modeli için gerekli olan motor parametreleri;

$$R_s = 5,433 (\Omega)$$

$$R'_r = 3,3037 (\Omega)$$

$$R_m = 873,9 (\Omega)$$

$$L_{ls} = 0,015627 (\text{H})$$

$$L'_{lr} = 0,015627 (\text{H})$$

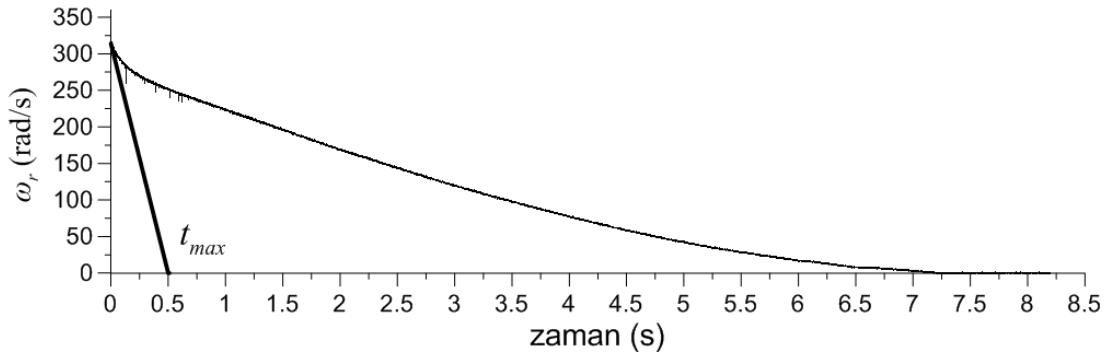
olarak hesaplanır. Motor boşta ve nominal hızda çalışmakta iken, besleme geriliminin aniden kesildiği andan itibaren motorun yavaşlama eğrisi Şekil 4.1'de verilmiştir. Tablo 4.1'deki deneysel veriler;

$$J_L = \frac{t_{max} P_b}{\left(\frac{2\pi}{60}\right)^2 (n_b)^2} \quad (4.11)$$

bağıntısında yerleştirilerek motorun atalet momenti;

$$J_L = 0,0013012 \text{ kgm}^2$$

olarak elde edilir.



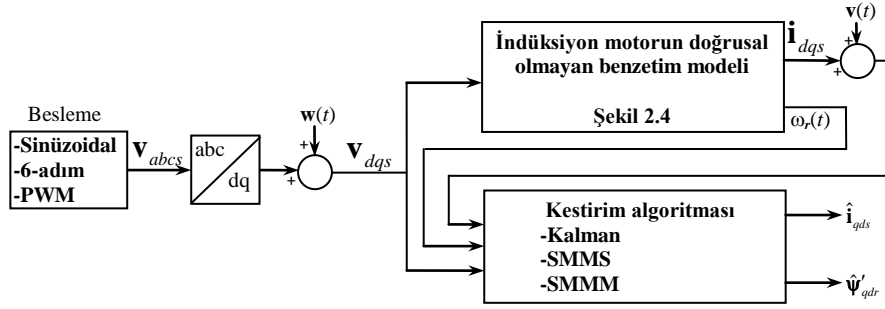
Şekil 4.1. İndüksiyon motorun yavaşlama eğrisi

4.3. Benzetim Modeline İlişkin Kestirim Sonuçları

Bu ayrıttta, Bölüm 3'de verilen Kalman-Bucy ve kayma kip tabanlı kestirim algoritmaları, indüksiyon motorun Şekil 2.4'de verilen benzetim modeline dayalı giriş çıkış verileri kullanılarak test edilmiştir.

4.3.1. Durum değişkenlerine ilişkin benzetim sonuçları

Durum kestirimi için tanımlanan algoritmalar, dq benzetim modelinde stator akım ve gerilimlerinin yanı sıra, rotor hızına da ihtiyaç duyarlar. Kestirim algoritması için (2.63) eşitliği ile verilen gözlemleyici modeli kullanılmıştır. Benzetim modelinden elde edilen stator akım, stator gerilim verilerine ve rotor hızı bilgisine beyaz Gauss gürültüsü ilave edilmiştir. Benzetim modeline dayalı durum değişkenlerinin kestirimine ilişkin blok diyagram Şekil 4.2 ile verilmiştir.



Şekil 4.2. İndüksiyon motorun benzetim modeline dayalı durum değişkenlerinin kestirimine ilişkin blok diyagramı

Bu bölümde sinüzoidal, 6-adım ve PWM beslemeli indüksiyon motorun stator akım ve rotor akılarının kestirimi için kullanılan kestirim algoritmalarına ilişkin uygun parametreler ve başlangıç koşulları aşağıda verilmiştir.

Kalman-Bucy algoritmasına ilişkin başlangıç koşulları ve kovaryans matrisleri;

$$\mathbf{P}(0) = \mathbf{I}, \quad \hat{\mathbf{x}}(0) = \begin{bmatrix} i_{qs}(0) \\ i_{ds}(0) \\ [0]_{2 \times 1} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{R} = 0,0004\mathbf{I}, \quad \mathbf{Q} = 0,04\mathbf{I}.$$

Kayma kipli ortalama-kare filtresi için başlangıç koşulları ve parametreleri;

$$\mathbf{Q}_{SMMS}(0) = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{2 \times 2} & [0]_{2 \times 2} \\ \mathbf{I}_{2 \times 2} & [0]_{2 \times 2} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{m}(0) = \begin{bmatrix} i_{qs}(0) \\ i_{ds}(0) \\ [0]_{2 \times 1} \end{bmatrix}, \quad k_{SMMS} = 100.$$

Kayma kipli ortalama-modül filtresi için başlangıç koşulları ve parametreleri;

$$\mathbf{Q}_{SMMM}(0) = \begin{bmatrix} \mathbf{I} & [0]_{2 \times 2} \\ \mathbf{I} & [0]_{2 \times 2} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{m}(0) = \begin{bmatrix} i_{qs}(0) \\ i_{ds}(0) \\ [0]_{2 \times 1} \end{bmatrix}, \quad k_{SMMM} = 100.$$

olarak seçilmiştir.

4.3.1.1. Sinüzoidal beslemeye ilişkin kestirim sonuçları

50 Hz'lik sinüzoidal beslemeli indüksiyon motorun 3 Nm'lik yük altında, rotor hızının 0 rad/s açısal hızdan nominal hıza erişinceye kadar, sürekli durumda ve boşta çalışmada trapezoidal hız değişimi olmak üzere üç farklı durumu için elde edilen benzetim verileri kullanılarak, kestirim algoritmaları test edilmiştir. Motorun 0 rad/s açısal hızdan, nominal hıza gelinceye kadarki geçici hal giriş/çıkış verilerine (Şekil 4.3) dayalı kestirim sonuçları Şekil 4.4 - Şekil 4.5'de; nominal hızda sürekli hal giriş/çıkış verilerine (Şekil 4.6) dayalı kestirim sonuçları Şekil 4.7 - Şekil 4.8'de; boşta çalışmada trapezoidal hız değişimine ilişkin giriş/çıkış verilerine (Şekil 4.9) dayalı kestirim sonuçları ise Şekil 4.10 - Şekil 4.11'de verilmiştir.

Şekil 4.4 incelendiğinde stator akım bileşenlerine ilişkin SMMS ve SMMM filtreleri kullanılarak hesaplanan kestirim hatalarının, Kalman-Bucy filtresine göre daha dar bir hata bandında kaldığı gözlenmektedir. SMMM filtresi için hesaplanan kestirim hatalarının ise, SMMS filtresine göre daha dar bir hata bandında kaldığı görülmektedir. Bunun sebebinin SMMS ve SMMM filtrelerinin kazanç matrislerini ifade eden (3.56) ve (3.58) eşitliklerindeki kayma yüzeyi ifadesinden kaynaklandığı söylenebilir. SMMS filtresinin kazanç matrisi eşitliğinde mutlak değer içinde belirtilen ifade, kayma yüzeyine karşılık gelir. Kayma yüzeyi de ölçülebilir durum değişken hata vektörünü yani akım hata vektörünü içerir. SMMS filtresinin kazanç matrisi bu anlamda akım hatasına bağımlı olarak değişeceğinden, akım hatası arttığında kazanç matrisinin değişimi artacak, azaldığında veya sifıra yaklaştığında değişim azalacaktır. Ancak SMMM filtresinde böyle bir durum yoktur. Söz konusu Şekil 4.4'de akım hatalarının belli bir bant aralığında kalması, RMS değerlerine yansımıştır. [0-0,2] s aralığında SMMS ve SMMM filtrelerinin akım hatalarına ilişkin RMS değerlerinin daima sifıra yaklaştığı görülmektedir.

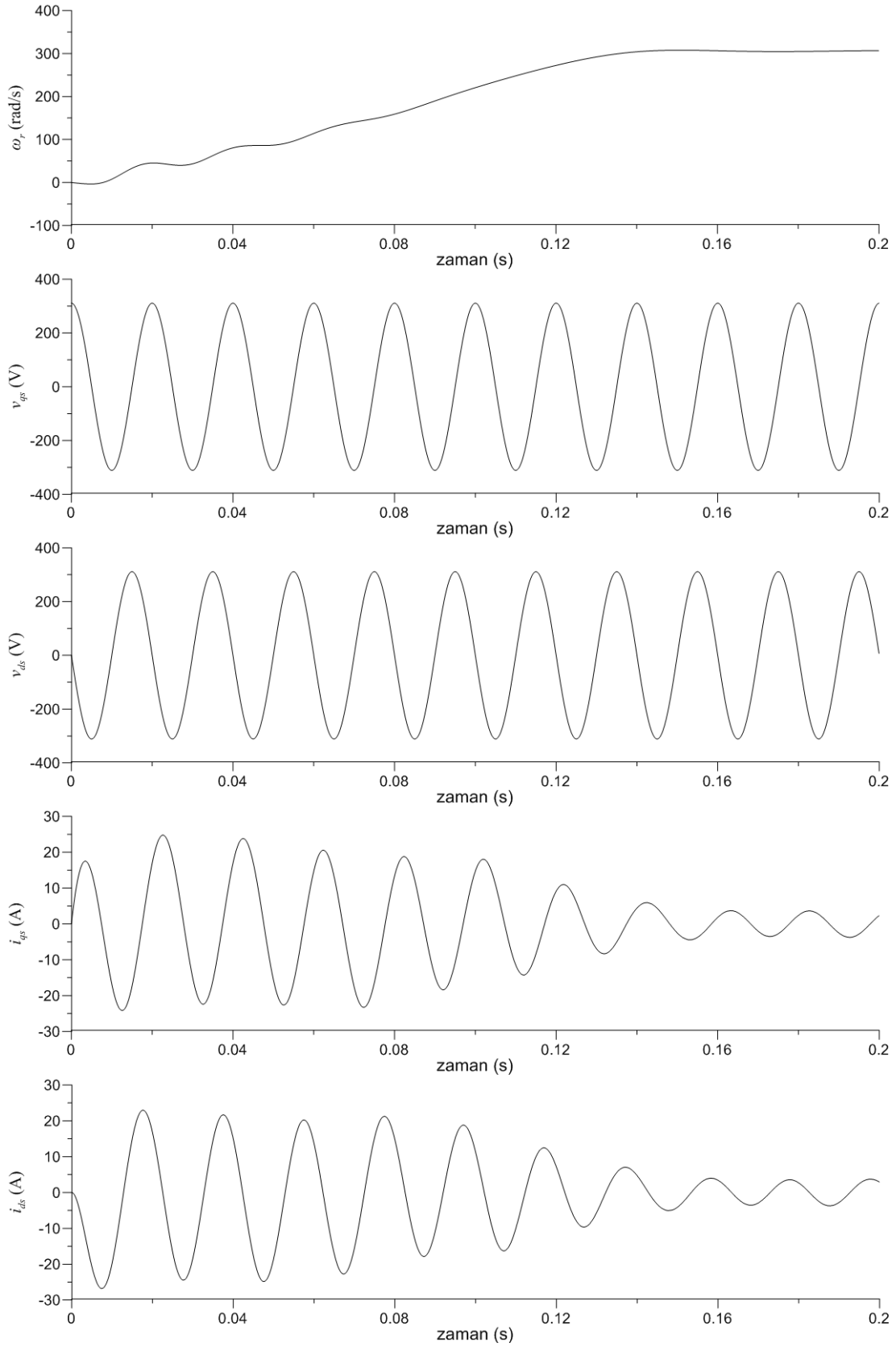
Şekil 4.5 ile verilen rotor akı bileşenlerine ilişkin kestirim sonuçlarından SMMS ve SMMM filtreleri ile hesaplanmış olan kestirim hatalarının, Kalman-Bucy algoritmasına göre biraz daha küçük olduğu görülmektedir. Bu iyileşme RMS grafiklerinde daha belirgin olarak görülmektedir.

Şekil 4.7 ile verilen kestirim sonuçları incelendiğinde stator akımı bileşenlerine ilişkin SMMS ve SMMM filtreleri için hesaplanan kestirim hatalarının, Kalman-Bucy filtrelerine göre daha küçük olduğu görülmektedir. SMMM filtresi ile SMMS filtrelerinin kestirim performansını karşılaştırdığımızda ise, SMMM filtresi ile hesaplanan kestirim sonuçlarının daha küçük olduğu görülmektedir. Şekil 4.7’de verilen kestirim hatalarının RMS grafikleri incelendiğinde, Kalman-Bucy filtresine ilişkin kestirim hatası RMS değeri çok kısa sürede sürekli duruma ulaşmakta, SMMS ve SMMM filtrelerine ilişkin kestirim hatası RMS değerlerinin ise üstel bir biçimde azaldığı görülmektedir. Kalman-Bucy filtresine ilişkin RMS grafiğinin çok kısa sürede sabit değere ulaşması, kestirim hatasının kısa sürede sürekli değerine ulaşmasından kaynaklanmaktadır. Bu nedenle RMS grafiklerinin sıfıra yaklaşma hızları, kestirim hatalarının sürekli hal değerine yaklaşma hızları hakkında fikir vermektedir. Kestirim hatasının büyüklüğü hakkında fikir vermemektedir. Buna göre Şekil 4.7’deki SMMS ve SMMM filtreleri ile hesaplanmış olan akım hatası, RMS değerlerinin $[0-0,2]$ s aralığında sürekli olarak azaldığı görülmektedir.

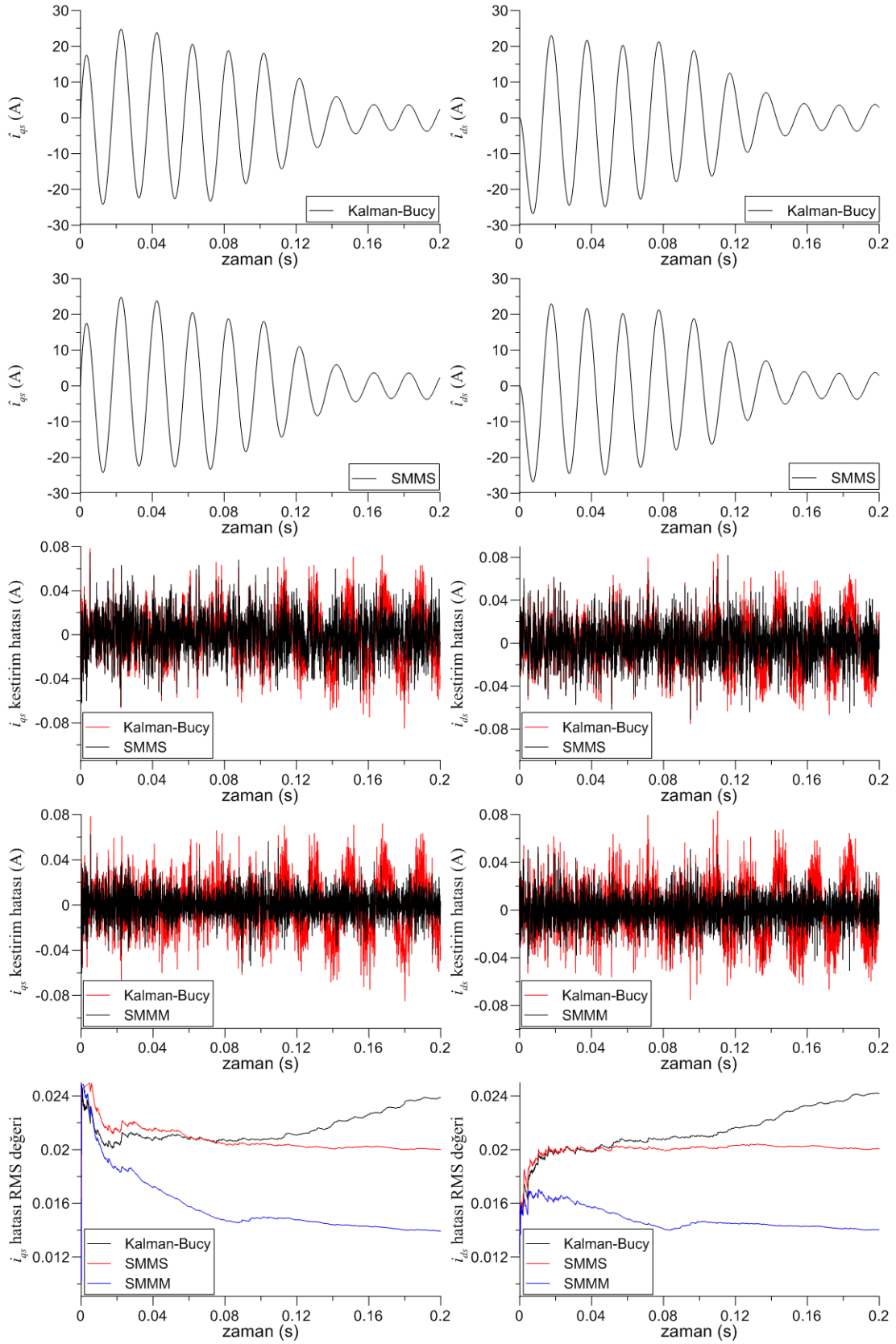
Şekil 4.8’den Kalman-Bucy filtresi ile hesaplanan akı bileşenlerine ilişkin akı hatalarının, SMMS ve SMMM filtrelerine göre daha kısa sürede kararlı hale ulaştığı, ancak SMMS ve SMMM filtrelerinin kararlı haldeki kestirim hatalarının, Kalman-Bucy’ye göre biraz daha küçük olduğu görülmektedir.

Şekil 4.10’daki trapezoidal hız değişimine ilişkin kestirim sonuçlarından 0,1 s’den sonra SMMM ve SMMS filtresi ile elde edilen kestirim sonuçlarının, Kalman-Bucy filtresine göre daha iyi olduğu, SMMM filtresinin ise en küçük genlikli kestirim hatasına sahip olduğu görülmektedir.

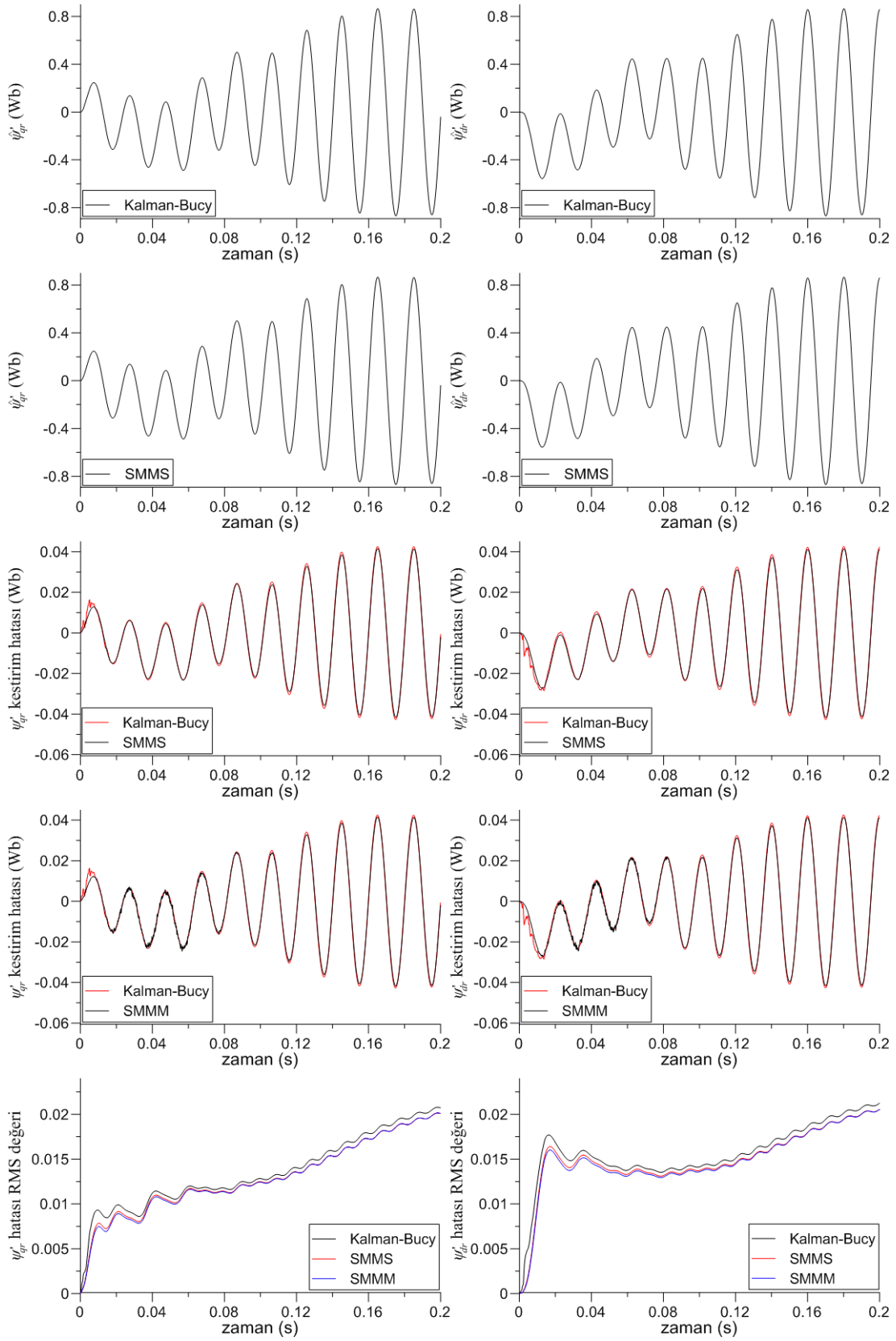
Şekil 4.11’deki trapezoidal hız değişimine ilişkin kestirim sonuçlarından, her üç filtrenin de oldukça yakın kestirim performansına sahip oldukları görülmektedir.



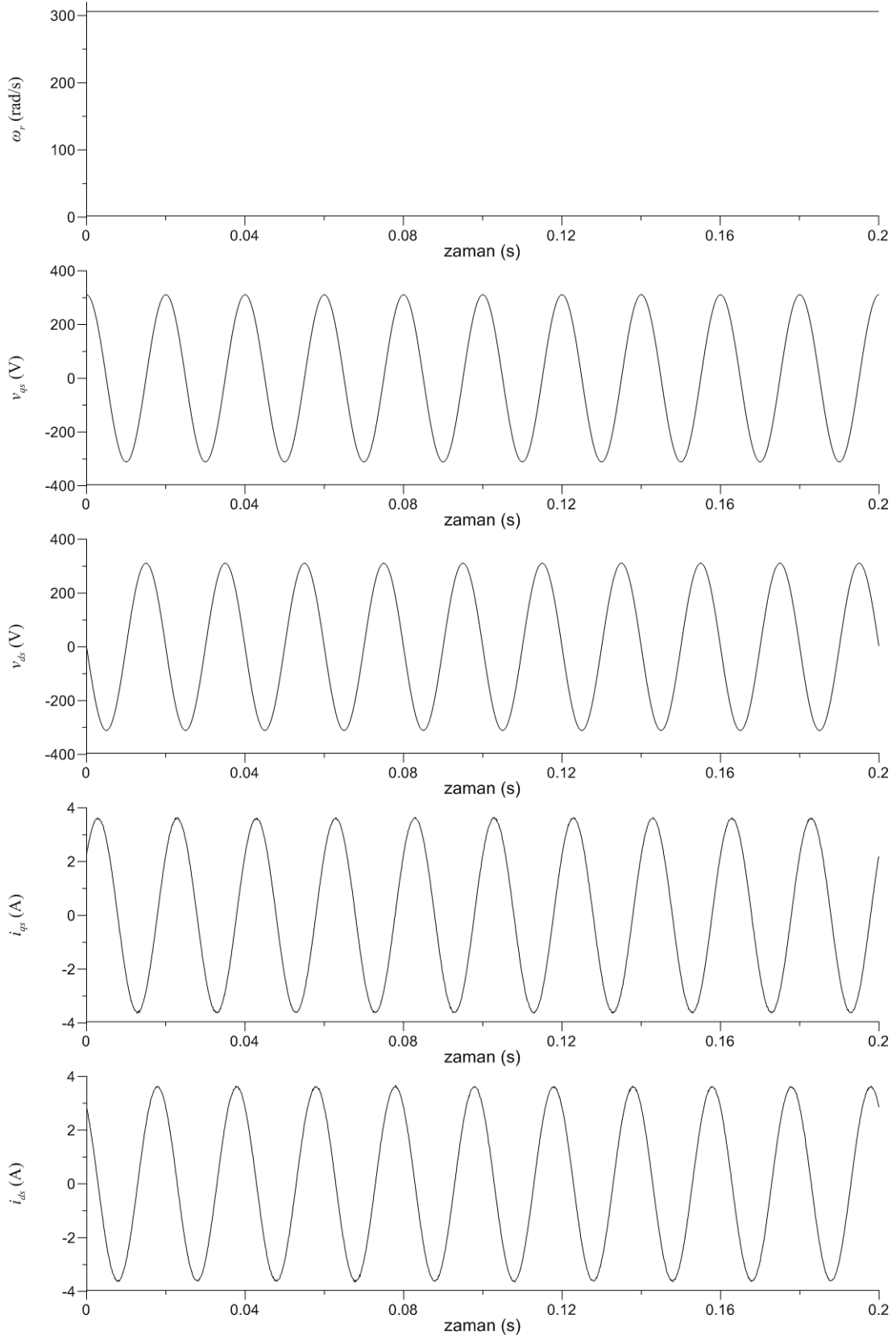
Şekil 4.3. Yüklü durumdaki indüksiyon motorun sinüzoidal besleme için benzetim modeline ilişkin geçici hal giriş/çıkış verileri ($T_L=3$ Nm)



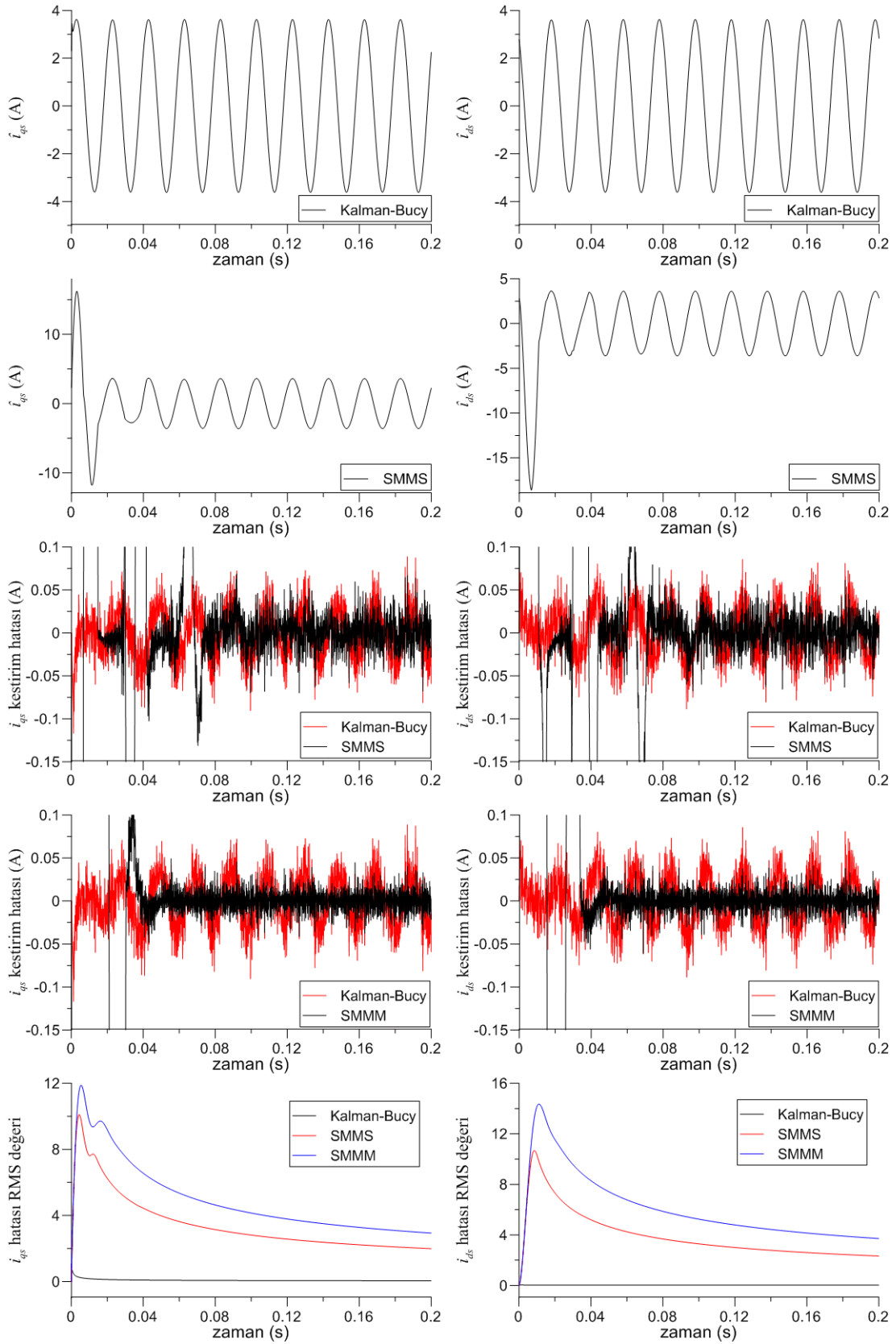
Şekil 4.4. Yüklü durumdaki indüksiyon motorun sinüzoidal besleme için benzetim modeline ilişkin geçici hal akım kestirim sonuçları ($T_L=3$ Nm)



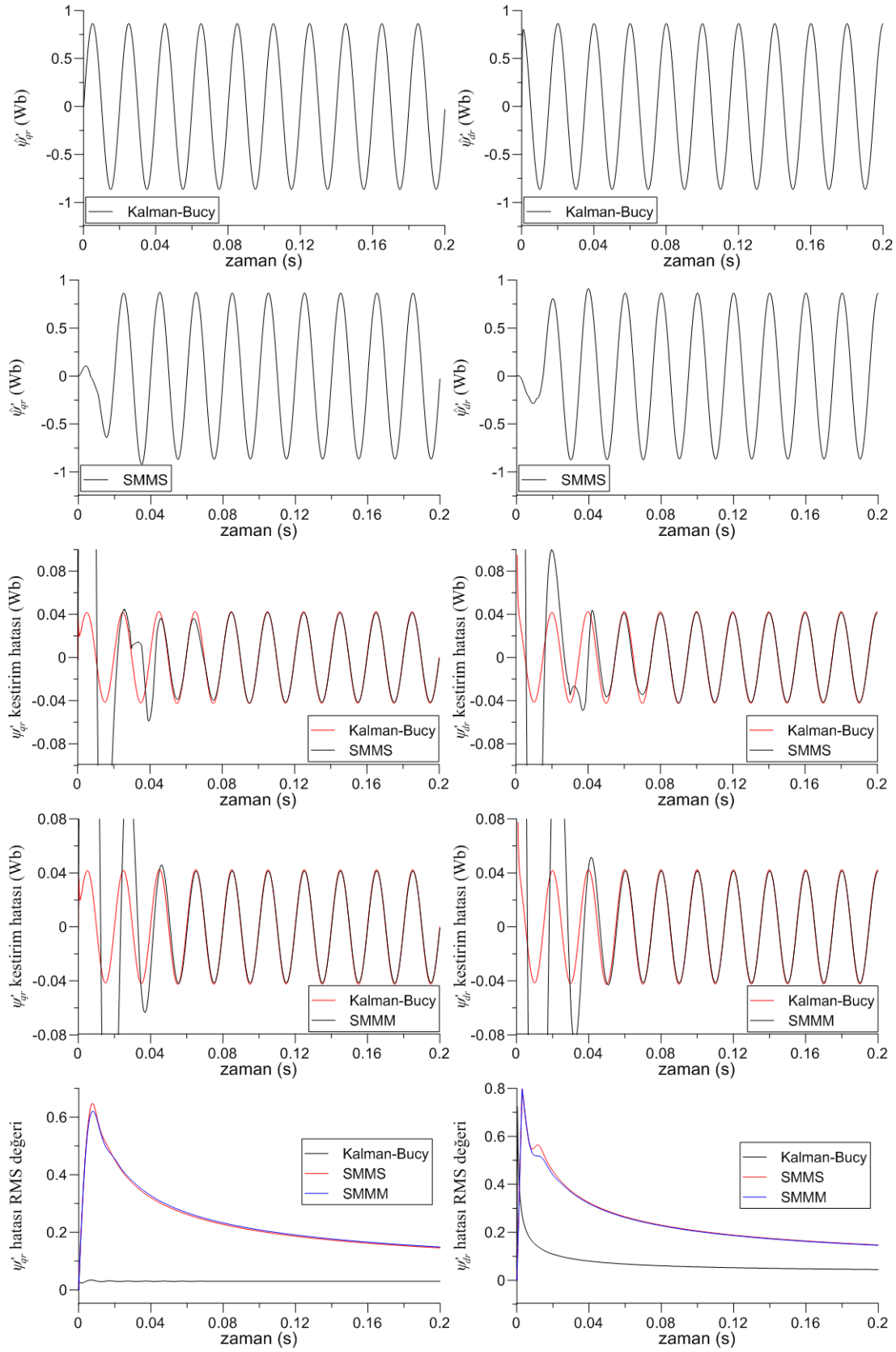
Şekil 4.5. Yüklü durumda indüksiyon motorun sinüzoidal besleme için benzetim modeline ilişkin geçici hal akı kestirim sonuçları ($T_L=3$ Nm)



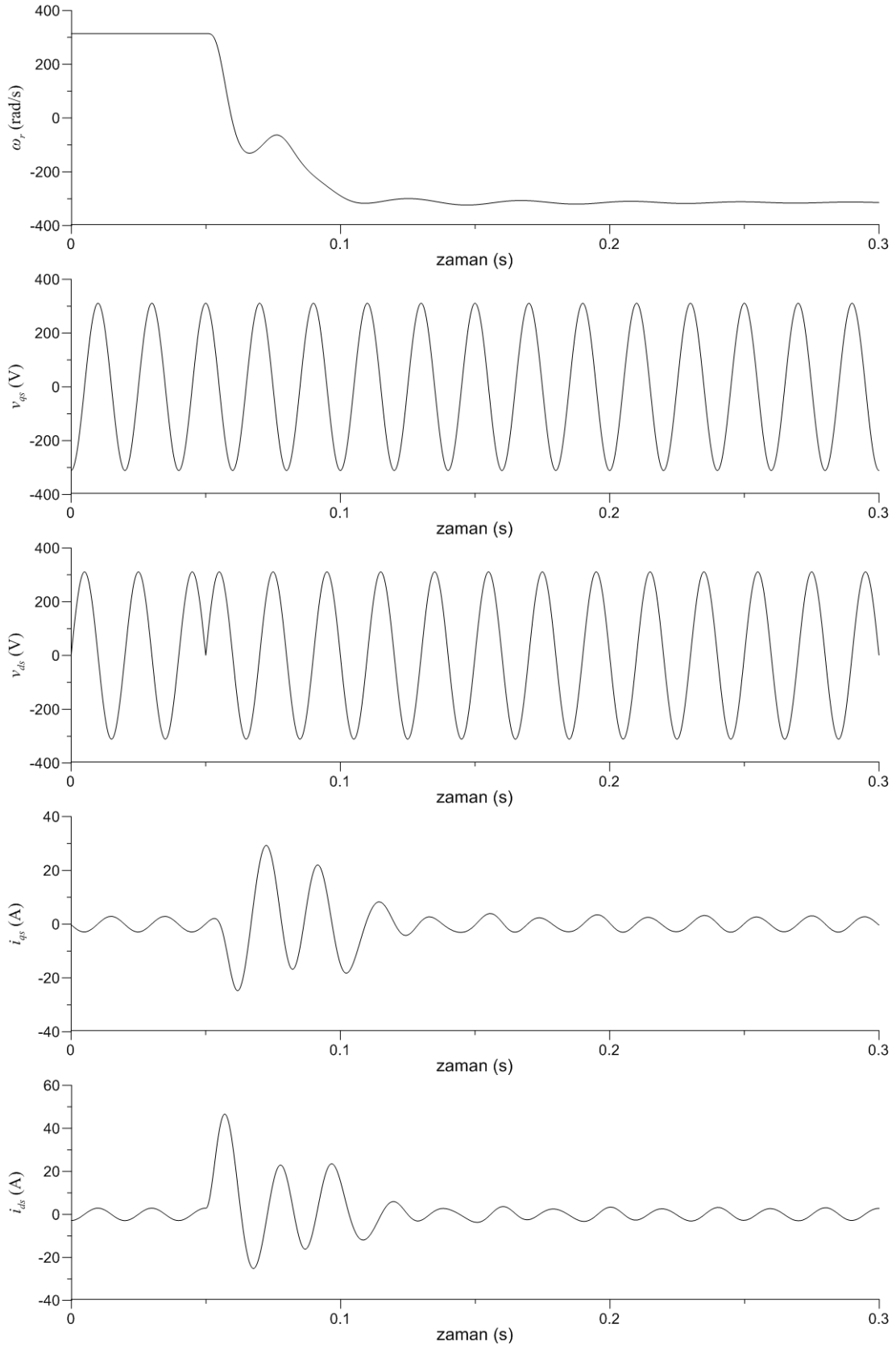
Şekil 4.6. Yüklü durumda indüksiyon motorun sinüzoidal besleme için benzetim modeline ilişkin sürekli hal giriş/çıkış verileri ($T_L=3$ Nm)



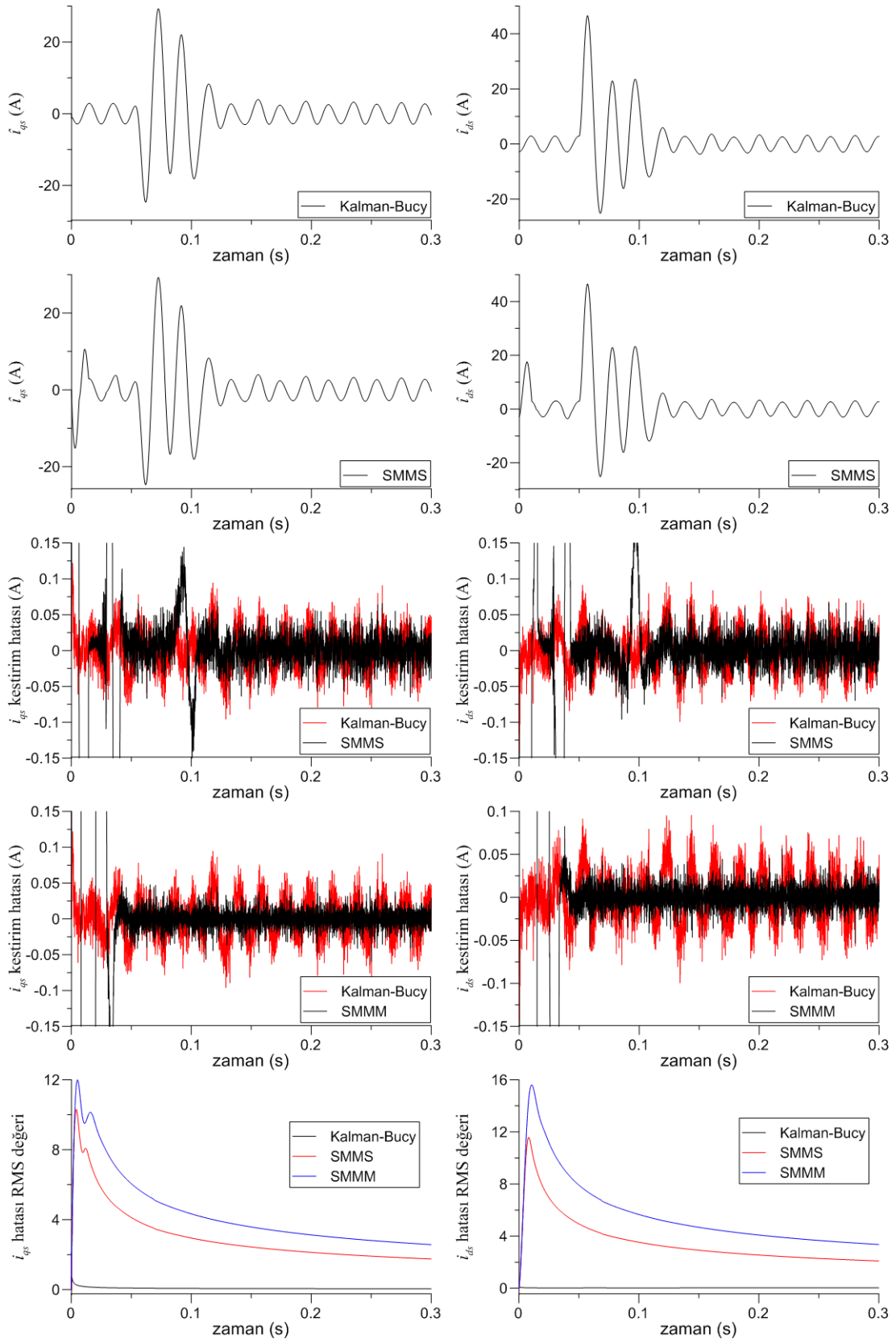
Şekil 4.7. Yüklü indüksiyon motorun sinüzoidal besleme için benzetim modeline ilişkin sürekli hal akım kestirim sonuçları ($T_L=3$ Nm)



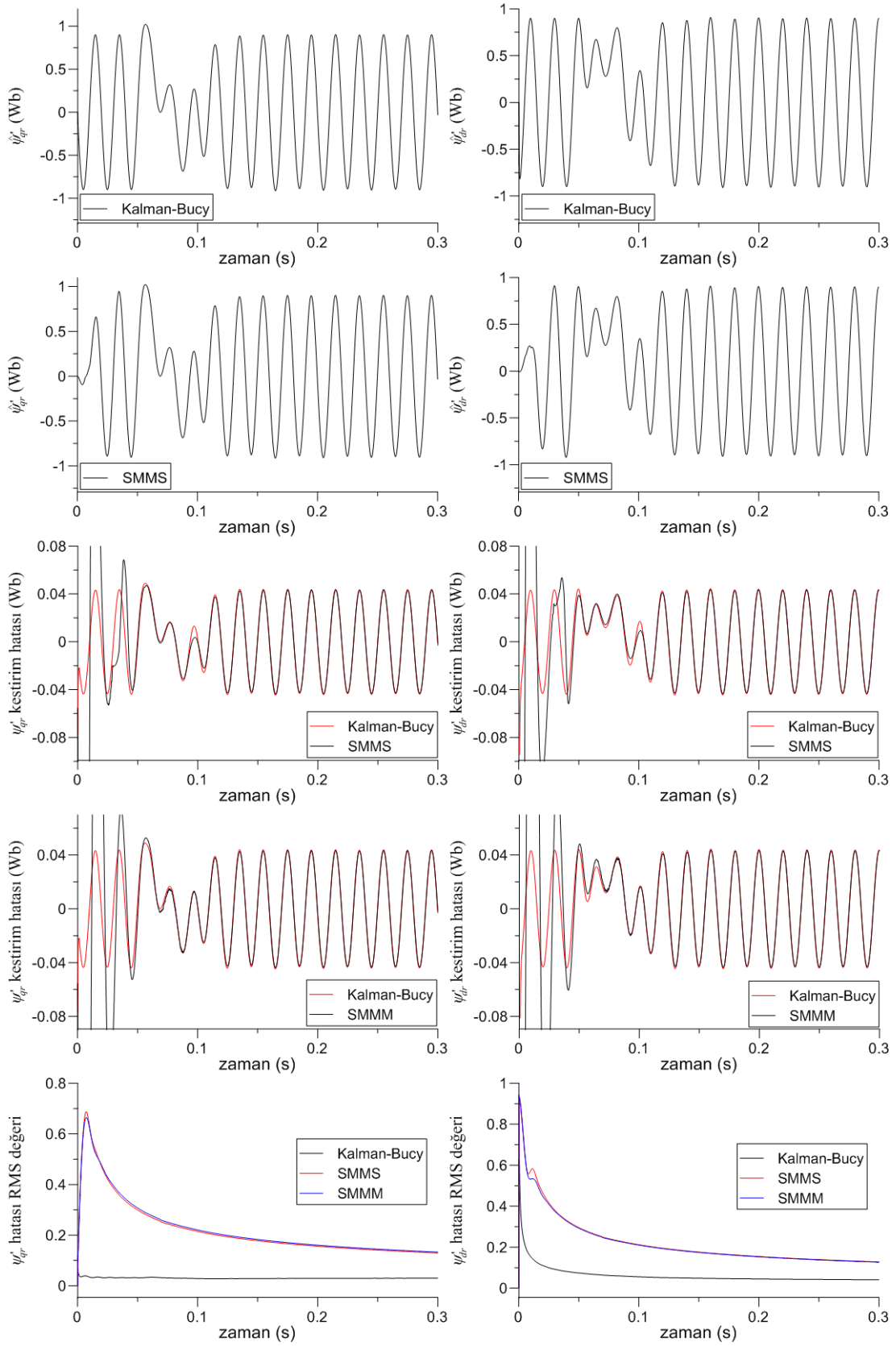
Şekil 4.8. Yüklü durumda indüksiyon motorun sinüzoidal besleme için benzetim modeline ilişkin sürekli hal akı kestirim sonuçları ($T_L=3$ Nm)



Şekil 4.9. Sinüzoidal beslenen indüksiyon motorun trapez hız değişimine ilişkin benzetim modelinden elde edilen giriş/çıkış verileri ($T_L=0$ Nm)



Şekil 4.10. Sinüzoidal beslenen indüksiyon motorun trapez hız değişimine ilişkin benzetim modeline dayalı akım kestirim sonuçları ($T_L=0$ Nm)



Şekil 4.11. Sinüzoidal beslenen indüksiyon motorun trapez hız değişimine ilişkin benzetim modeline dayalı akı kestirimi sonuçları ($T_L=0$ Nm)

4.3.1.2. 6-adım beslemeye ilişkin benzetim ve kestirim sonuçları

50 Hz'lik 6-adımlı besleme kaynağı ile beslenen indüksiyon motorun 3,2 Nm'lik yük altında, rotor hızının 0 rad/s açısal hızdan nominal hıza ulaşmıncaya kadar, sürekli halde ve boşta çalışmada trapezoidal hız değişimi olmak üzere üç farklı durumu için elde edilen benzetim verilerinin kullanılarak, kestirim algoritmaları test edilmiştir. Motorun yük altında 0 rad/s açısal hızdan nominal hıza gelinceye kadarki geçici hal giriş/çıkış verilerine (Şekil 4.12) dayalı kestirim sonuçları Şekil 4.13 - Şekil 4.14'de; yük altında nominal hızda sürekli hal giriş/çıkış verilerine (Şekil 4.15) dayalı kestirim sonuçları Şekil 4.16 - Şekil 4.17'de; boşta çalışmada trapezoidal hız değişimine ilişkin giriş/çıkış verilerine (Şekil 4.18) dayalı kestirim sonuçları ise Şekil 4.19 - Şekil 4.20'de verilmiştir.

Şekil 4.13 ile verilen stator akım bileşenlerinin kestirimine ilişkin grafiklerden, SMMS ve SMMM filtreleri kullanılarak hesaplanan kestirim hatalarının, Kalman-Bucy filtresine göre daha dar bir hata bandında kaldığı görülmektedir. Aynı grafiklerden SMMM filtreleme algoritmasının kestirim performansının, diğer kestirim algoritmalarına göre daha iyi olduğu görülmektedir.

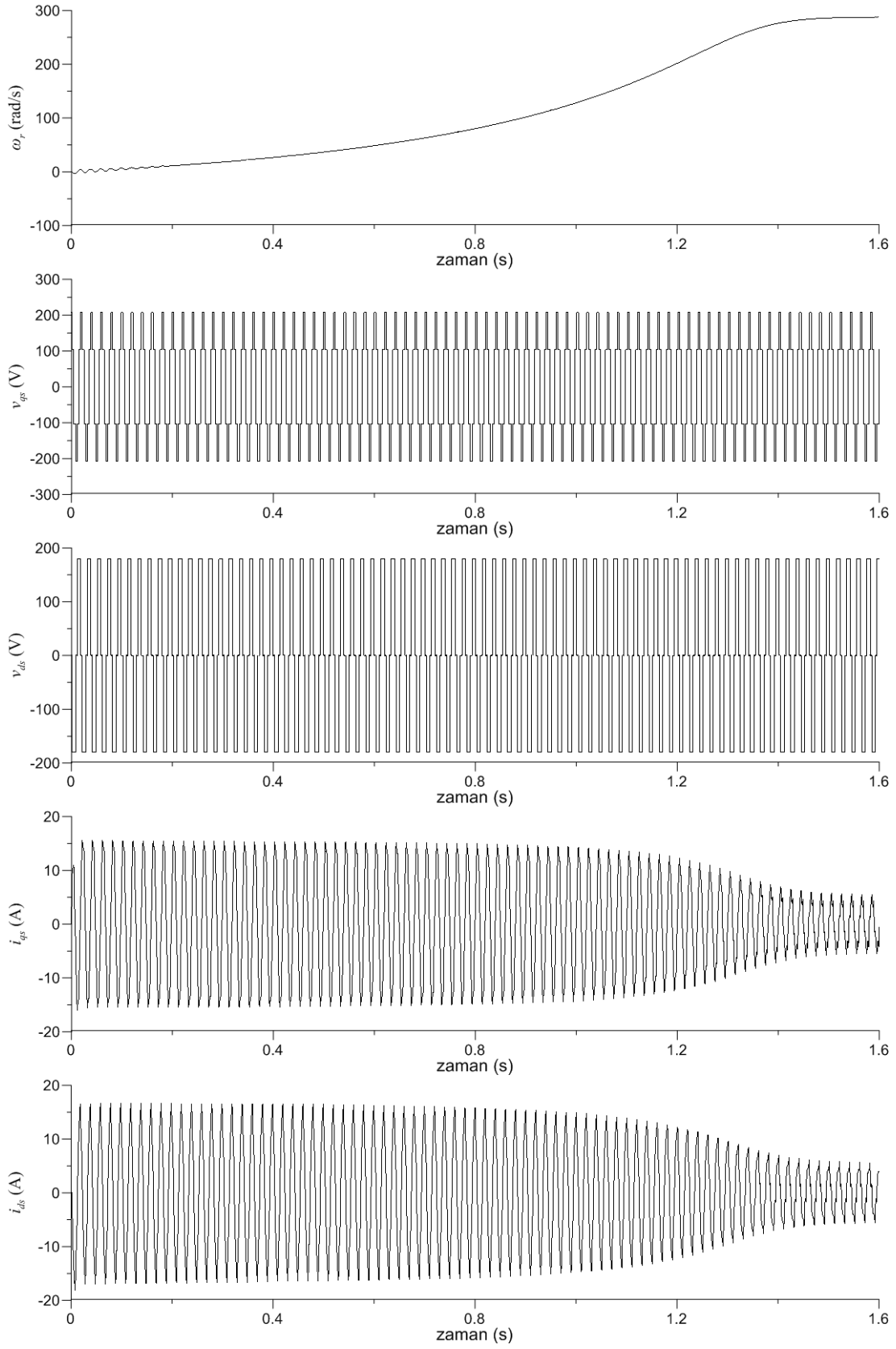
Şekil 4.14'deki akı bileşenlerine ilişkin kestirim hataları için, Kalman-Bucy filtresinin [0-0,5] s aralığında SMMM ve SMMS filtresine göre daha iyi performans gösterdiği, ancak söz konusu zaman aralığının filtrelerin kestirim hatalarının birbirine yakın olduğu görülmemektedir. Nitekim, akı hatalarının RMS değerlerine ilişkin grafikler bu durumu doğrulamaktadır.

İndüksiyon motorun sürekli hal akım bileşenlerine ilişkin kestirim hataları için Kalman-Bucy filtresinin diğer filtrelere göre daha kısa sürede kararlı hale ulaştığı Şekil 4.16 ile verilen kestirim sonuçlarında görülmektedir. Ancak burada SMMM filtresinin kararlı haldeki kestirim hatalarının, Kalman-Bucy ve SMMS filtresine göre daha dar bir hata bandı aralığında kaldığı görülmektedir.

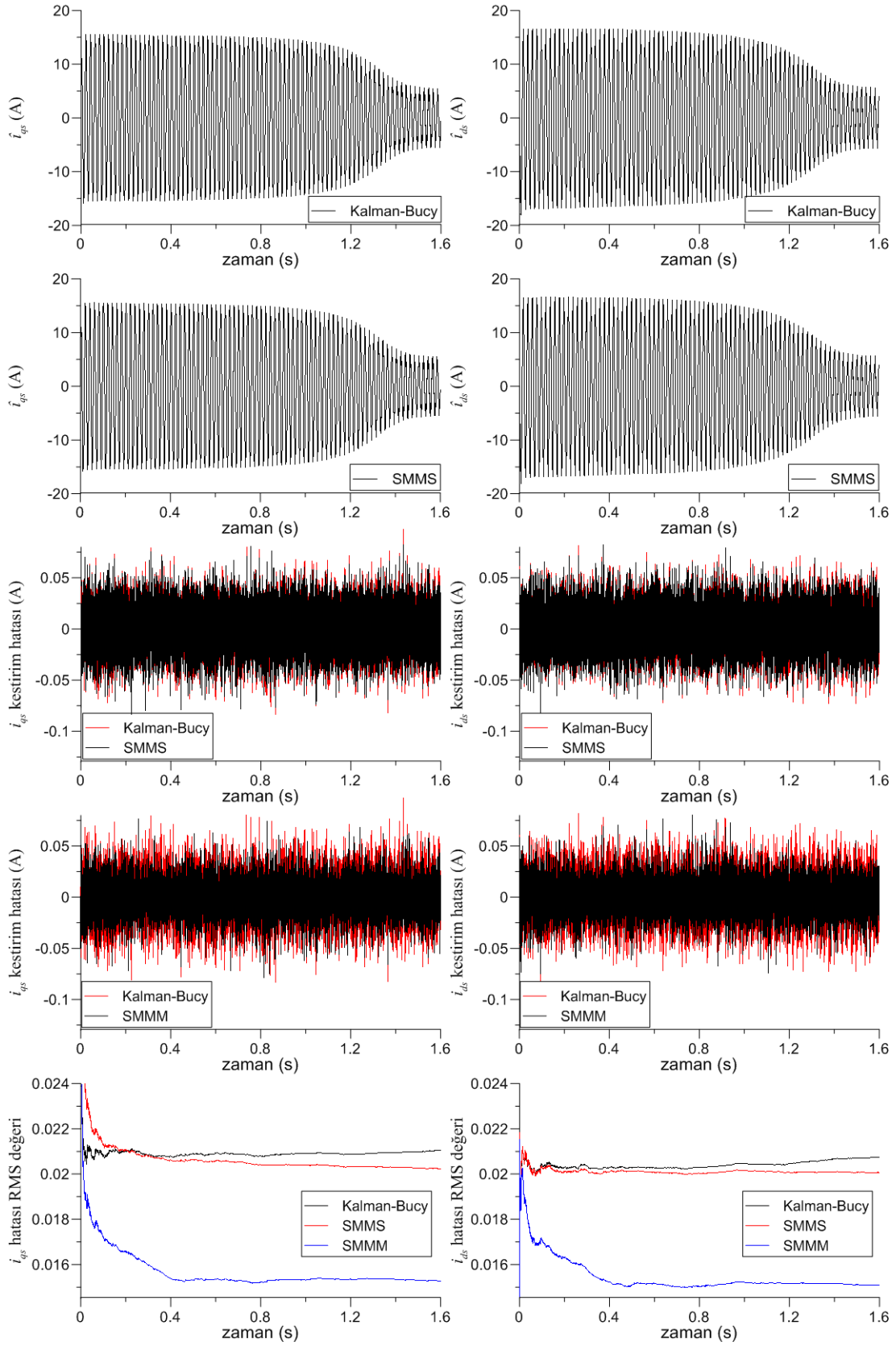
Şekil 4.17'de akı bileşenlerine ilişkin kestirim hatalarının karşılaştırılmalı grafikleri verilmiştir. Bu grafiklerden yine Kalman-Bucy filtresine ilişkin kestirim hatalarının,

diğer filtrelele göre daha kısa sürede sürekli duruma ulaştığı ancak 0,05 s sonra diğer filtrelerin akı kestirim performanslarına oldukça yakın olduğu görölmektedir.

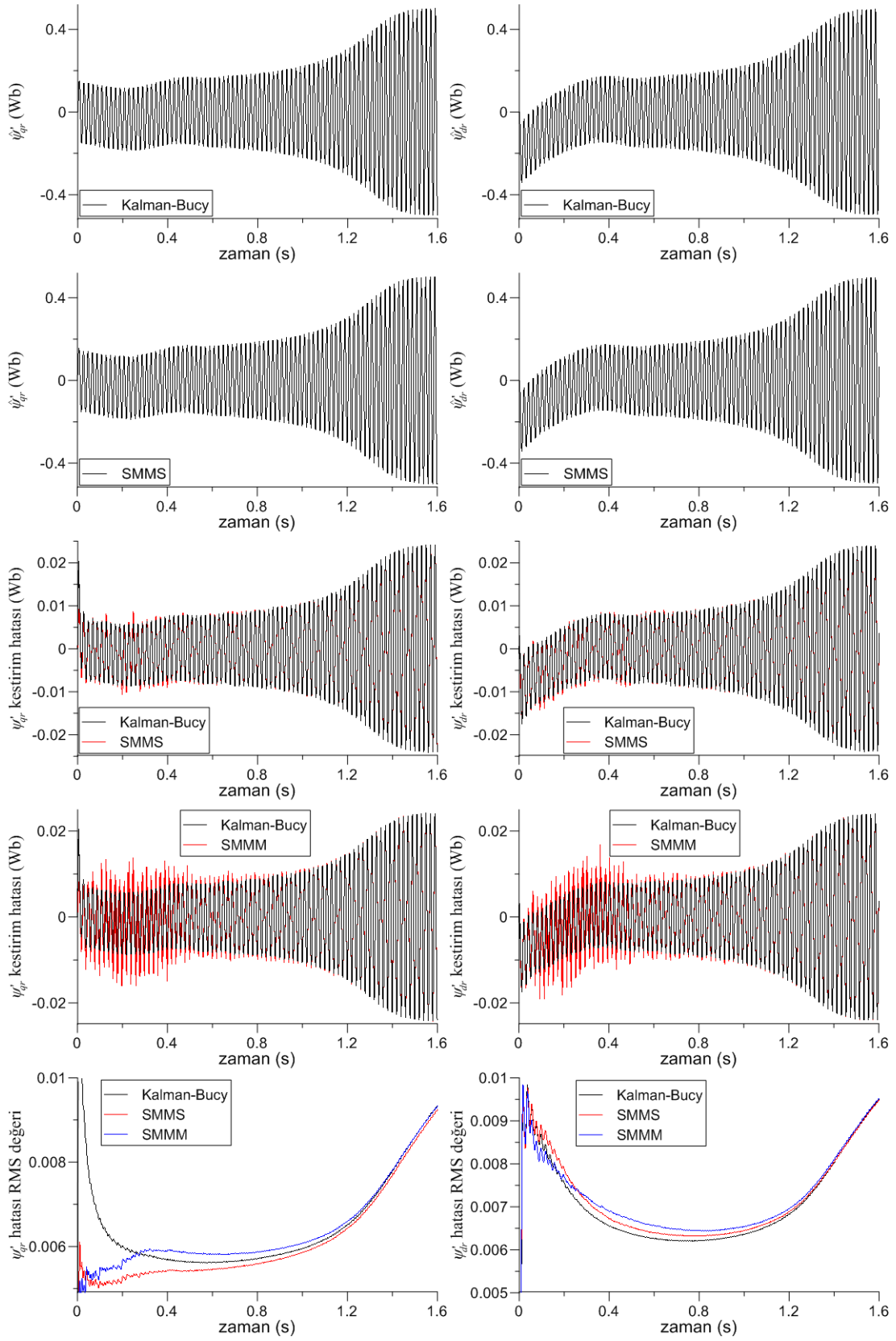
Şekil 4.19 - Şekil 4.20 ile verilen stator akım ve rotor akı bileşenlerine ilişkin kestirim sonuçlarından; özellikle rotor hızının aksettirmeye başlandığı 0,05 s'den itibaren SMMM filtresine ilişkin kestirim performansının, diğer filtrelele göre daha iyi olduğu görölmektedir.



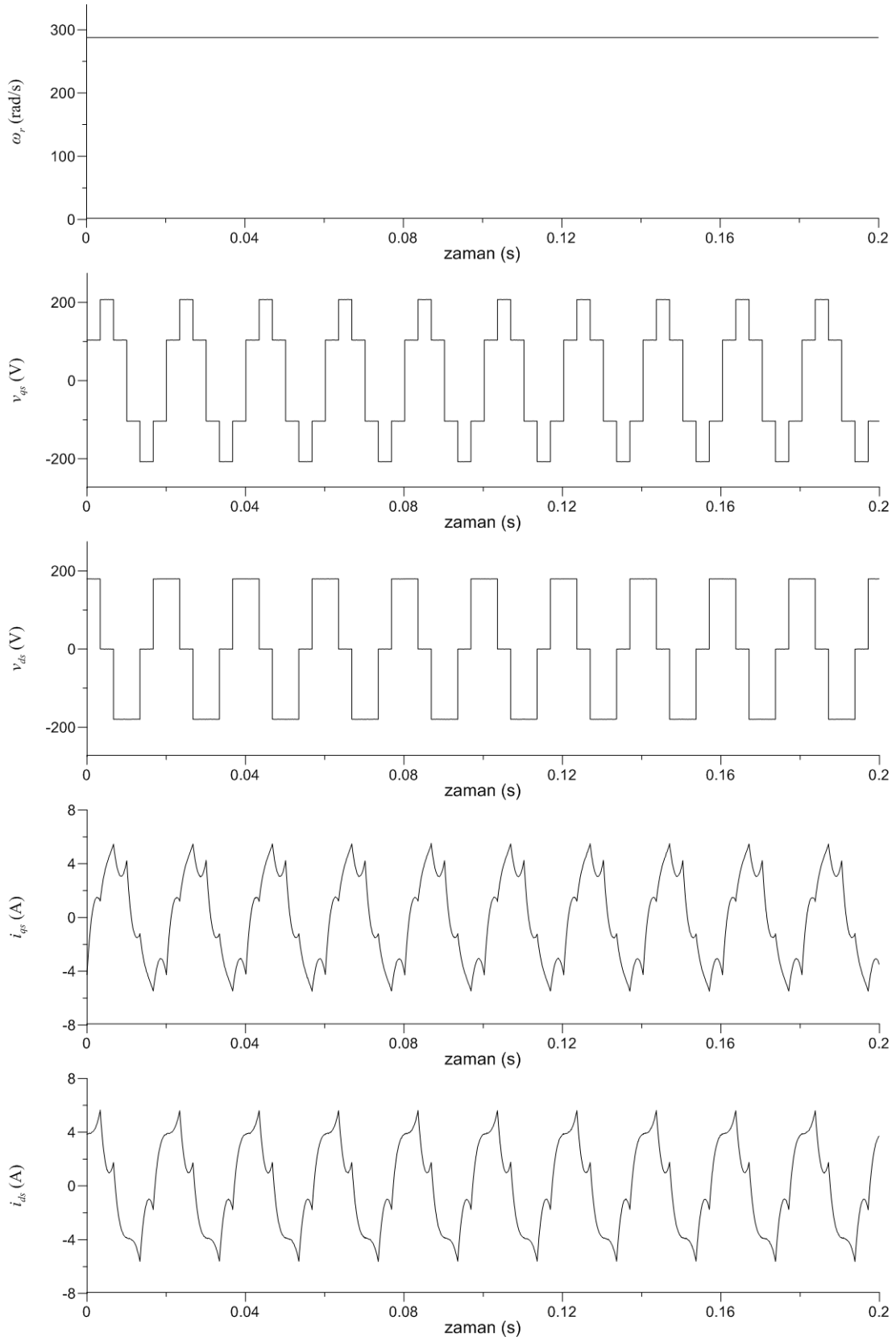
Şekil 4.12. Yüklü durumda indüksiyon motorun 6-adım besleme için benzetim modeline ilişkin geçici halde giriş/çıkış verileri ($T_L=3,2$ Nm)



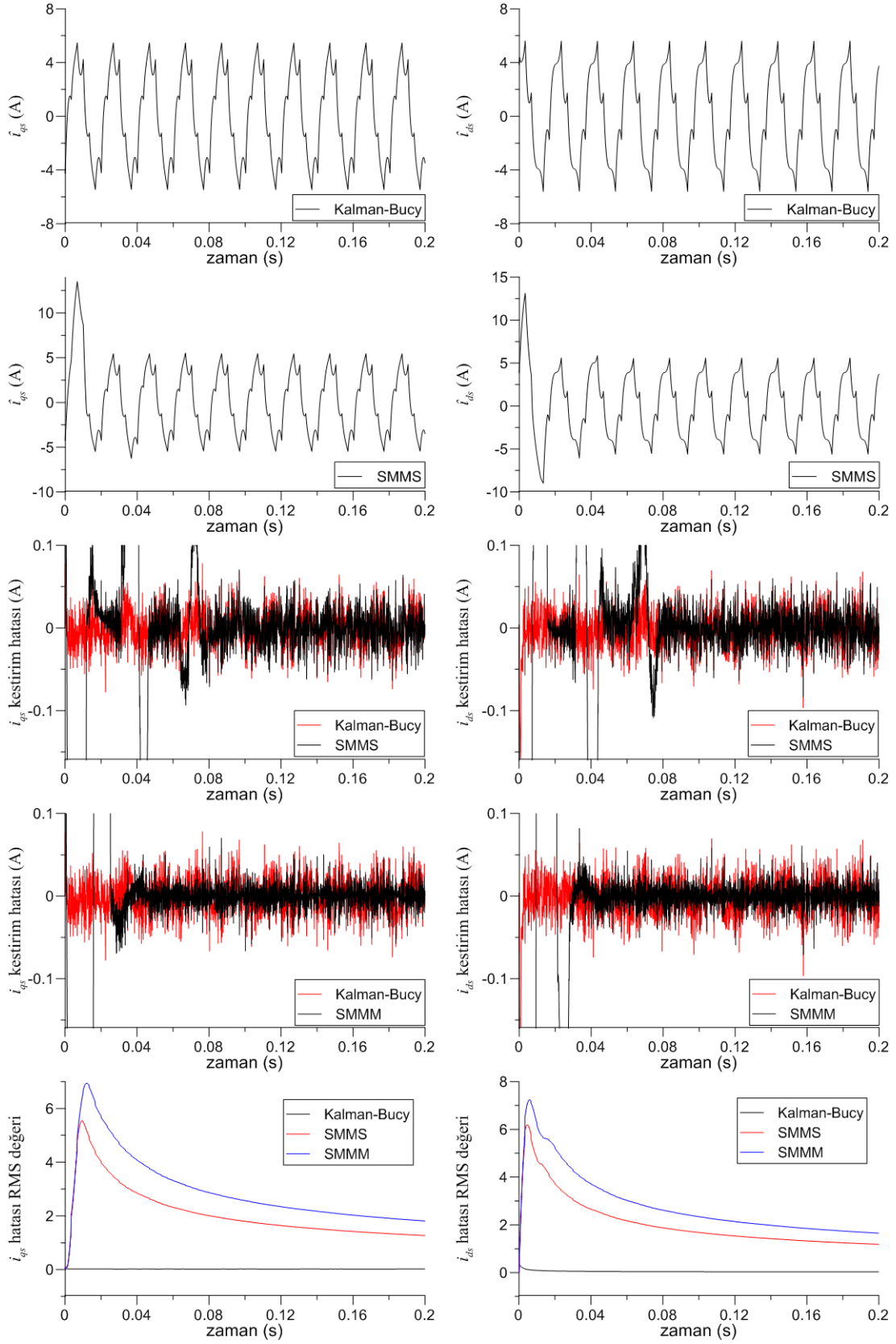
Şekil 4.13. Yüklü durumda indüksiyon motorun 6-adım besleme için benzetim modeline ilişkin geçici hal akım kestirim sonuçları ($T_L=3,2$ Nm)



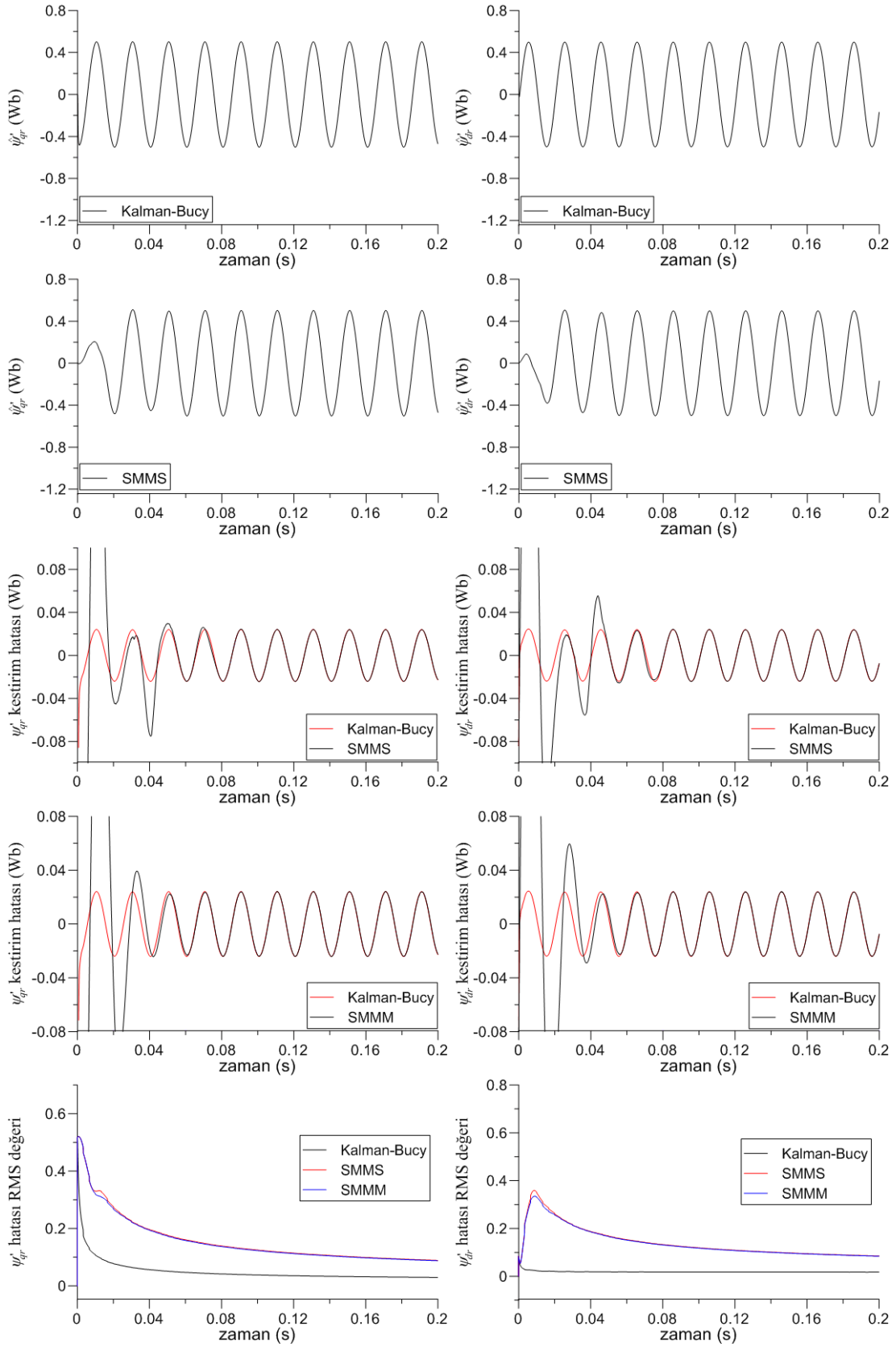
Şekil 4.14. Yüklü durumda indüksiyon motorun 6-adım besleme için benzetim modeline ilişkin geçici hal akı kestirim sonuçları ($T_L=3,2$ Nm)



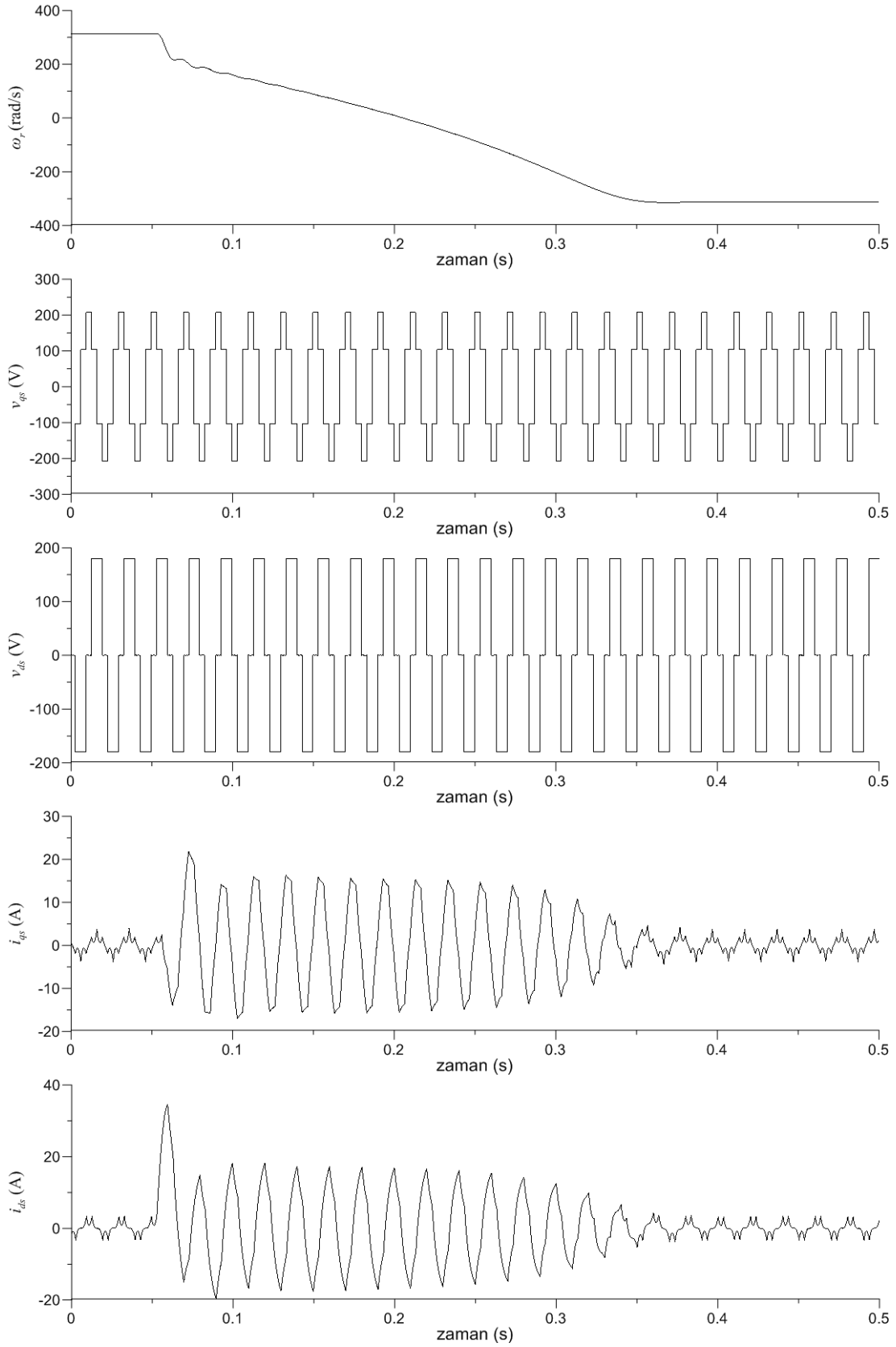
Şekil 4.15. Yüklü durumda indüksiyon motorun 6-adım besleme için benzetim modeline ilişkin sürekli hal giriş/çıkış verileri ($T_L=3,2$ Nm)



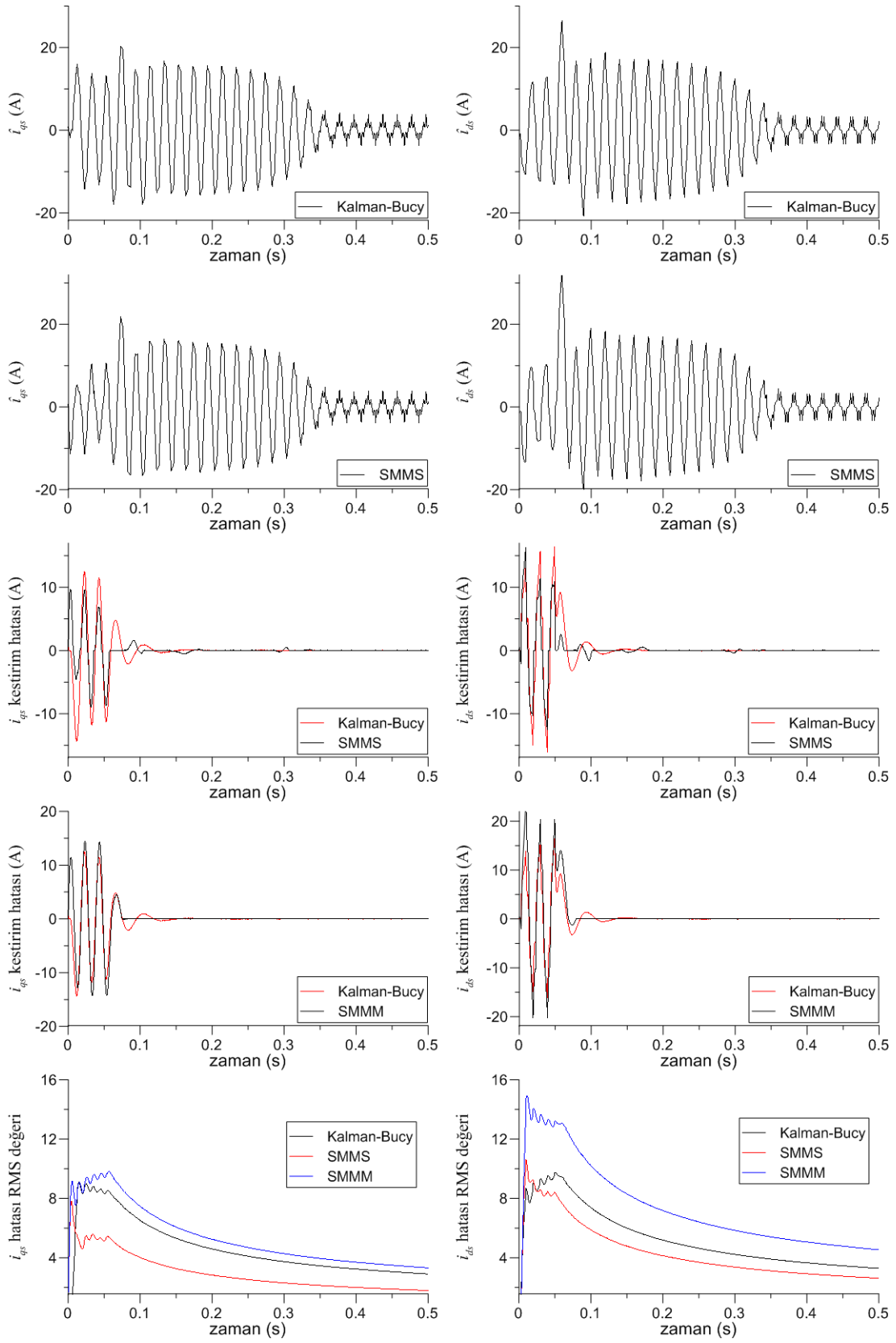
Şekil 4.16. Yüklü durumda indüksiyon motorun 6-adım besleme için benzetim modeline ilişkin sürekli halde akım kestirimi sonuçları ($T_L=3,2$ Nm)



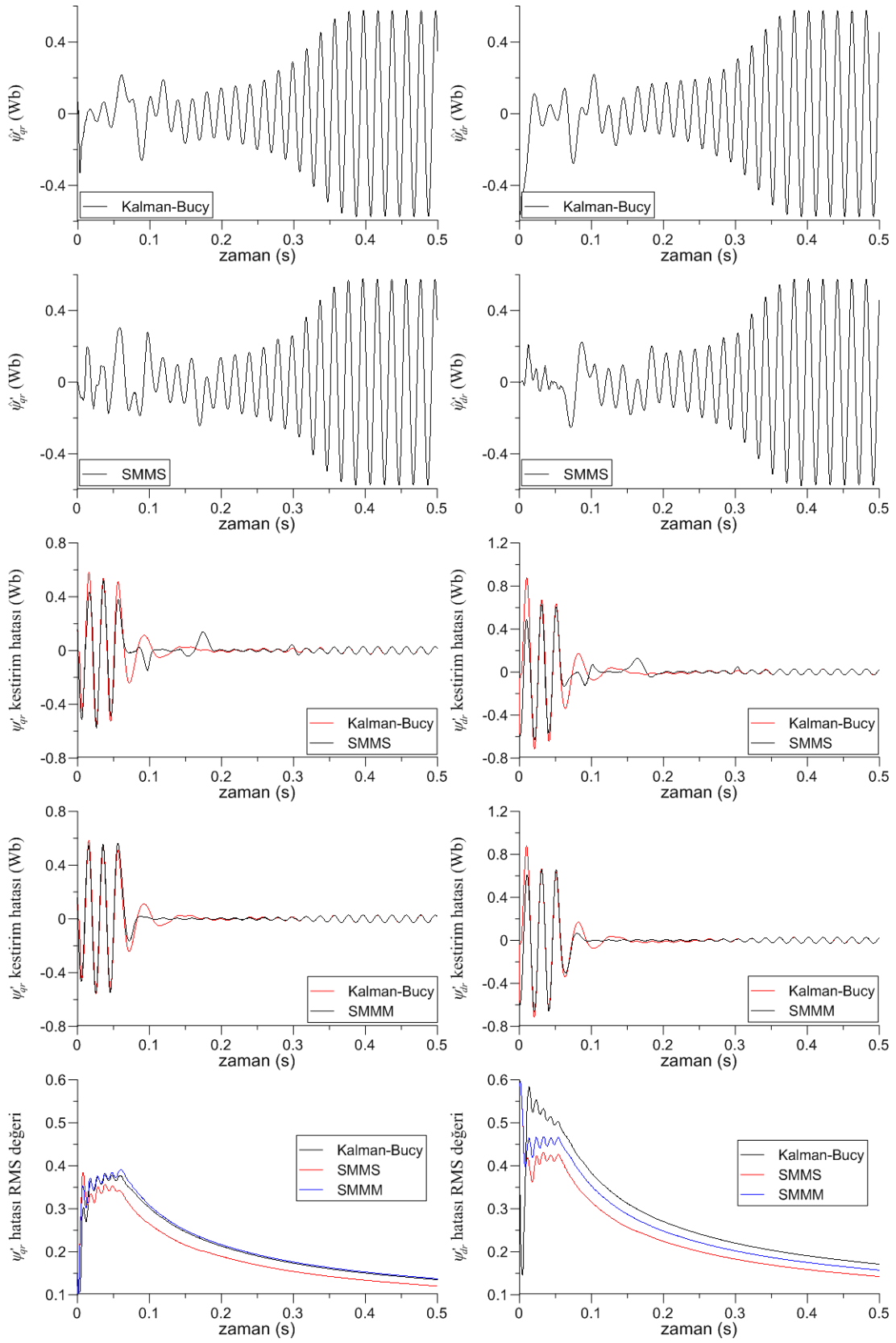
Şekil 4.17. Yüklü durumda indüksiyon motorun 6-adım besleme için benzetim modeline ilişkin sürekli halde akı kestirimi sonuçları ($T_L=3,2$ Nm)



Şekil 4.18. 6-adım kaynak ile beslenen indüksiyon motorun trapez hız değişimine ilişkin benzetim modelinden elde edilen giriş/çıkış verileri ($T_L=0$ Nm)



Şekil 4.19. 6-adım kaynakla beslenen induksiyon motorun trapez hız değişimine ilişkin benzetim modeline dayalı akım kestirim sonuçları ($T_L=0$ Nm)



Şekil 4.20. 6-adım kaynak ile beslenen induksiyon motorun trapez hız değişimine ilişkin benzetim modeline dayalı akı kestirimi sonuçları ($T_L=0$ Nm)

4.3.1.3. PWM beslemeye ilişkin kestirim sonuçları

50 Hz'lik PWM besleme kaynağı ile beslenen indüksiyon motorun 3,2 Nm'lik yük altında, rotor hızının 0 rad/s açısal hızdan nominal hıza ulaşmıncaya kadar, sürekli halde ve yüksüz durumda trapezoidal hız değişimi olmak üzere üç farklı durumu için elde edilen benzetim verileri kullanılarak, kestirim algoritmaları test edilmiştir. Motorun yük altında 0 rad/s açısal hızdan nominal hıza gelinceye kadarki geçici hal giriş/çıkış verilerine (Şekil 4.21) dayalı kestirim sonuçları Şekil 4.22 - Şekil 4.23'de; nominal hızda sürekli hal giriş/çıkış verilerine (Şekil 4.24) dayalı kestirim sonuçları Şekil 4.25 - Şekil 4.26'de; yüksüz durumda trapezoidal hız değişimine ilişkin giriş/çıkış verilerine (Şekil 4.27) dayalı kestirim sonuçları ise Şekil 4.28 - Şekil 4.29'de verilmiştir.

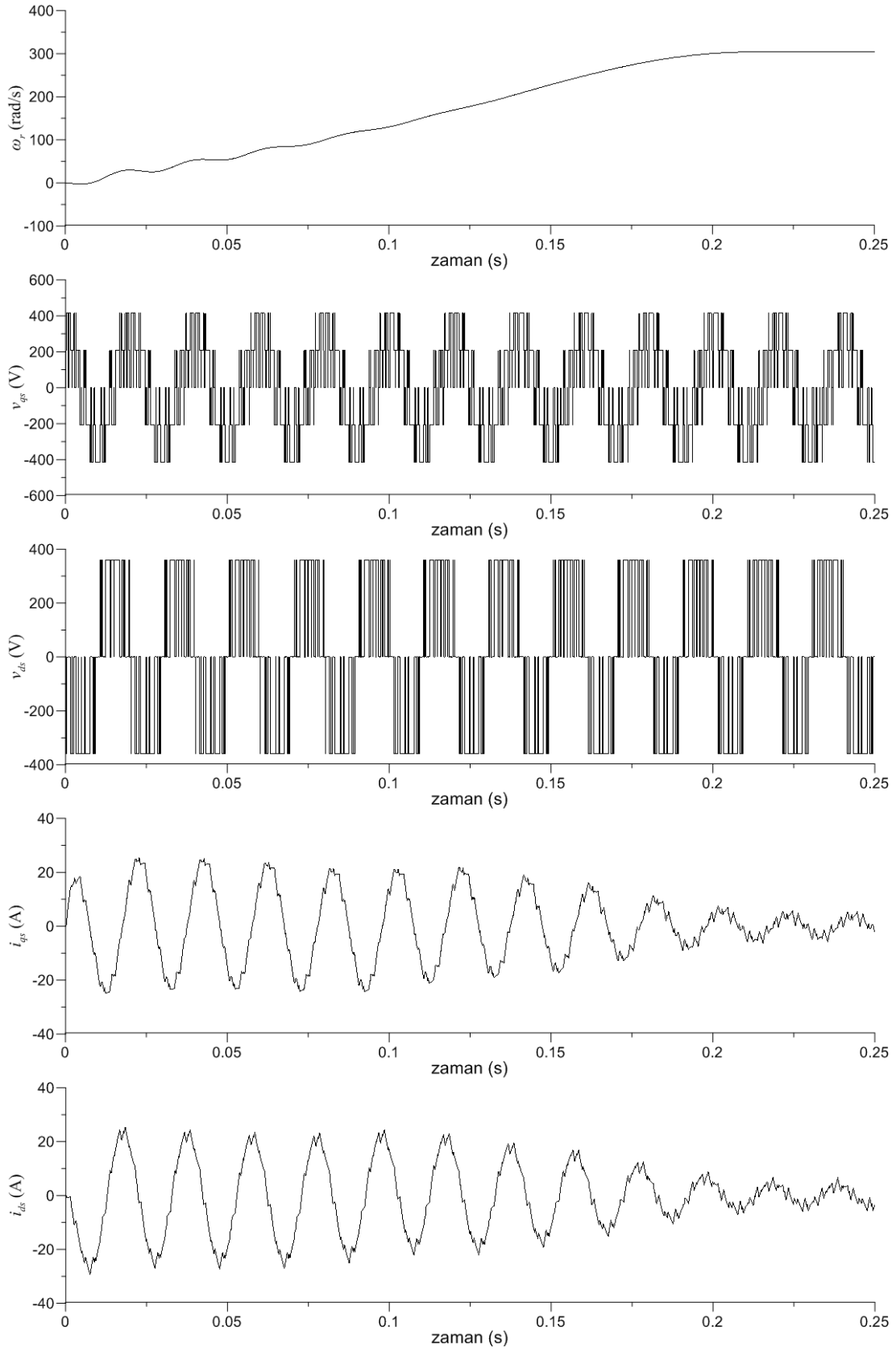
Şekil 4.22'deki akım bileşenlerine ilişkin kestirim sonuçlarından SMMS ve SMMM filtrelerinin kestirim performansının, Kalman-Bucy filtresine göre daha iyi olduğu görülmektedir. Bu performans üstünlüğü SMMS ve SMMM filtrelerindeki işaret fonksiyonunun ($\text{sign}(\cdot)$) gürbüzlüğü ile yorumlanabilir. PWM işaretleri yapı itibariyle işaret fonksiyonuna benzerdir. İşaret fonksiyonu bu yüzden PWM işaretlerine daha etkin cevap verebilmektedir.

Şekil 4.23 ile verilen akı bileşenlerine ilişkin kestirim sonuçlarından SMMS ve SMMM filtrelerine ilişkin kestirim performansının, Kalman-Bucy filtresine göre biraz daha iyi olduğu görülmektedir.

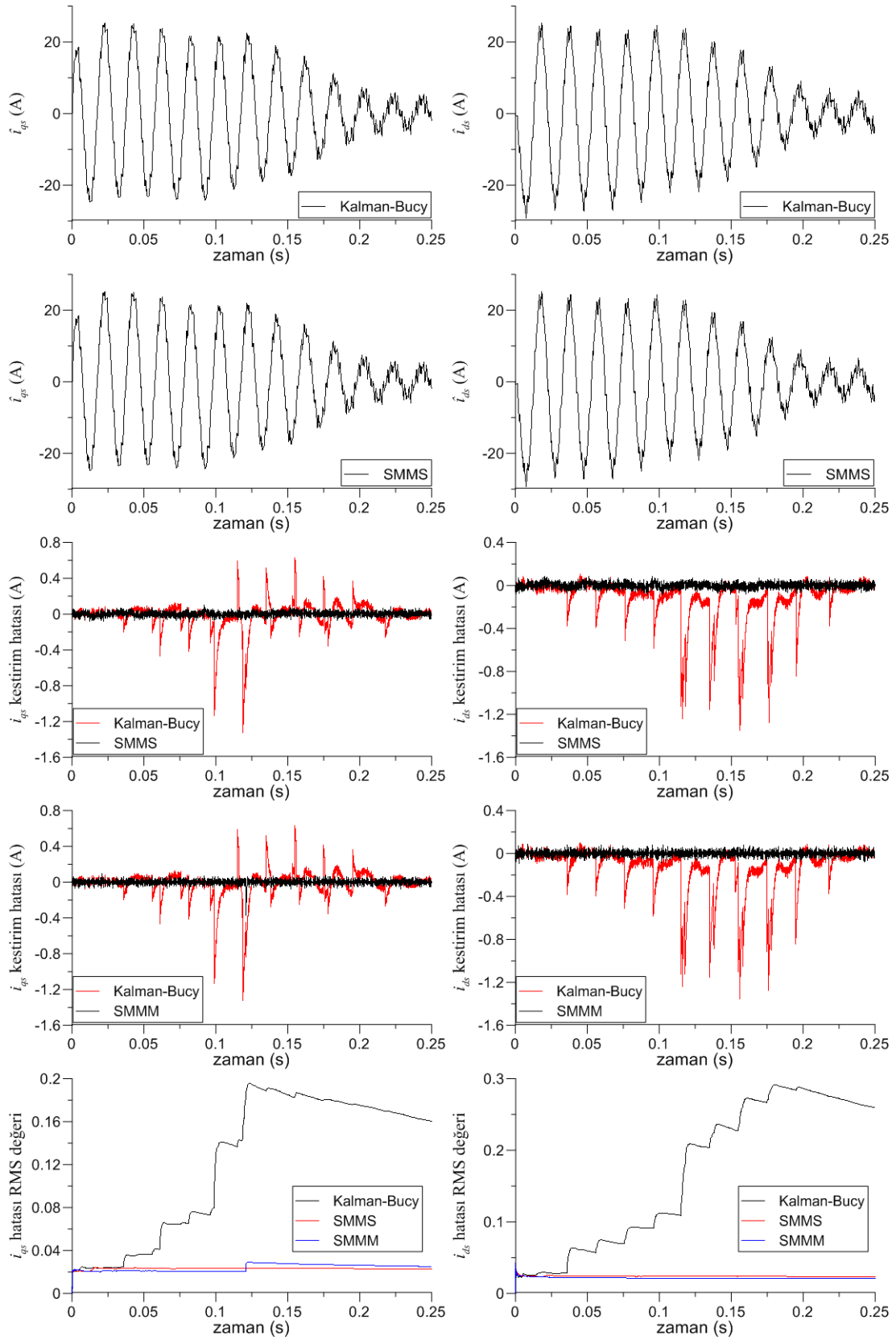
Şekil 4.25'de sürekli halde stator akım bileşenlerine ilişkin kestirim sonuçları verilmiştir. Kalman-Bucy filtresi ile hesaplanan kestirim hataları, diğer filtrelere göre daha kısa sürede kararlı hale ulaştığı, ancak SMMS ve SMMM filtreleri ile hesaplanan kestirim hatalarının daha dar bir hata bandı içinde kaldığı görülmektedir.

Şekil 4.26'daki akı bileşenlerine ilişkin kestirim sonuçlarından; Kalman-Bucy algoritmasının daha kısa sürede sürekli hale ulaştığı, ancak üç algoritmanın da sürekli hal kestirim performanslarının oldukça yakın olduğu görülmektedir.

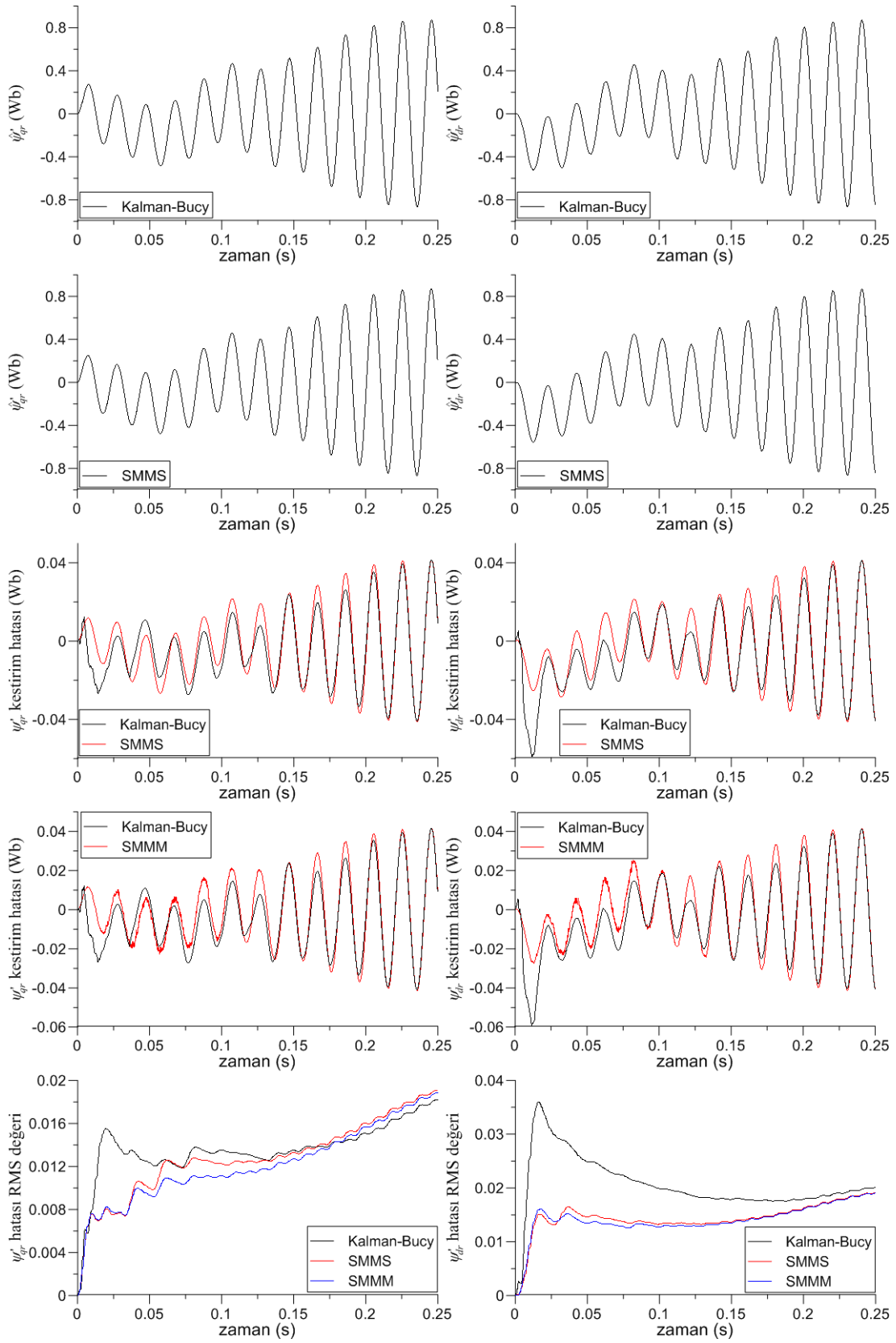
Şekil 4.28 ve Şekil 4.29 ile verilen stator akım ve rotor akı bileşenlerine ilişkin kestirim sonuçlarından; rotor hızının aksettirmeye başlandığı 0,05 s'den itibaren SMMM filtresinin stator akım bileşenlerine ilişkin kestirim performansının diğer filtrelere göre daha iyi olduğu, rotor akı bileşenlerinin kestirimi için ise üç algoritmanın kestirim performansının birbirine yakın olduğu görülmektedir.



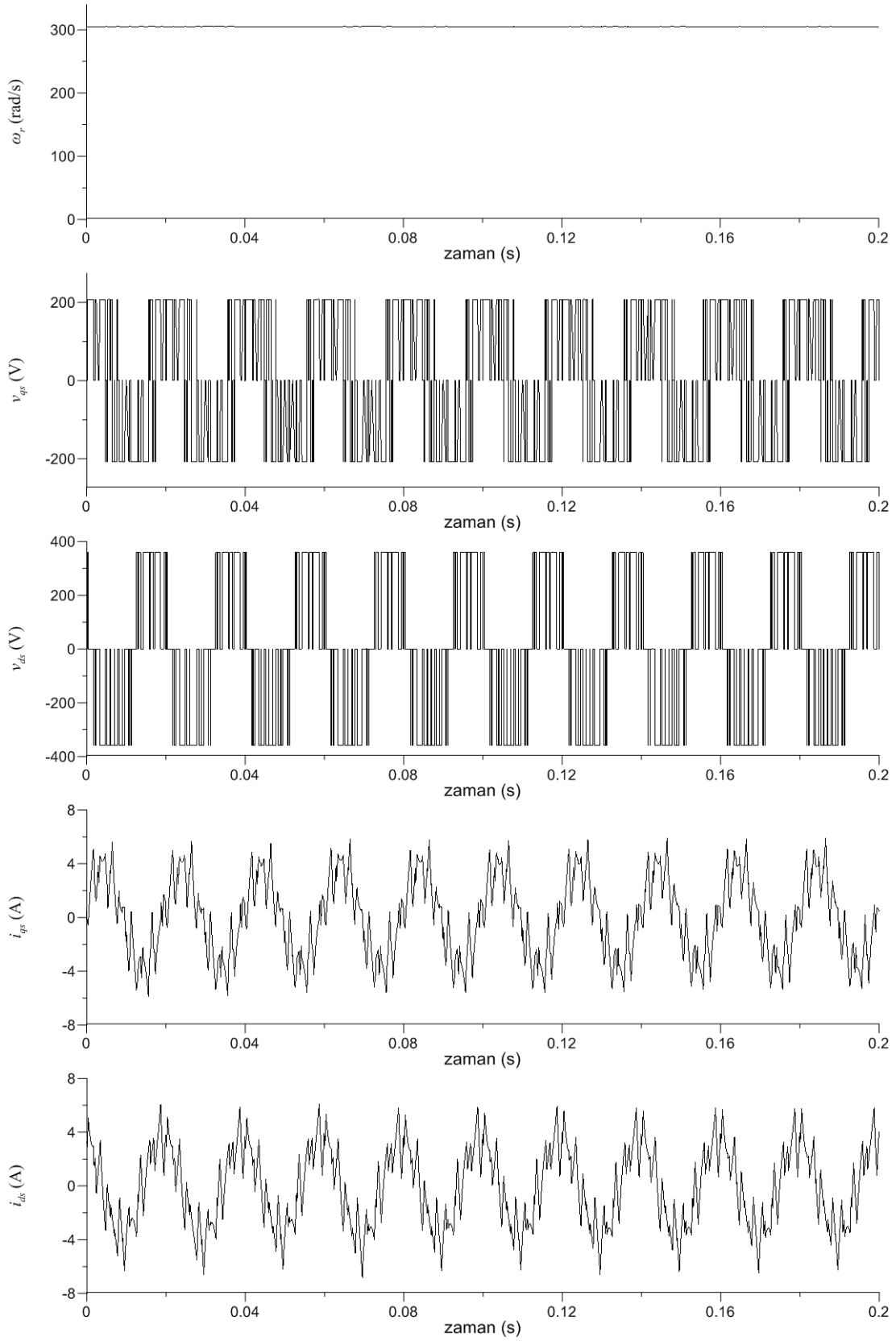
Şekil 4.21. Yüklü durumda indüksiyon motorun PWM besleme için benzetim modeline ilişkin geçici hal giriş/çıkış verileri ($T_L=3,2$ Nm)



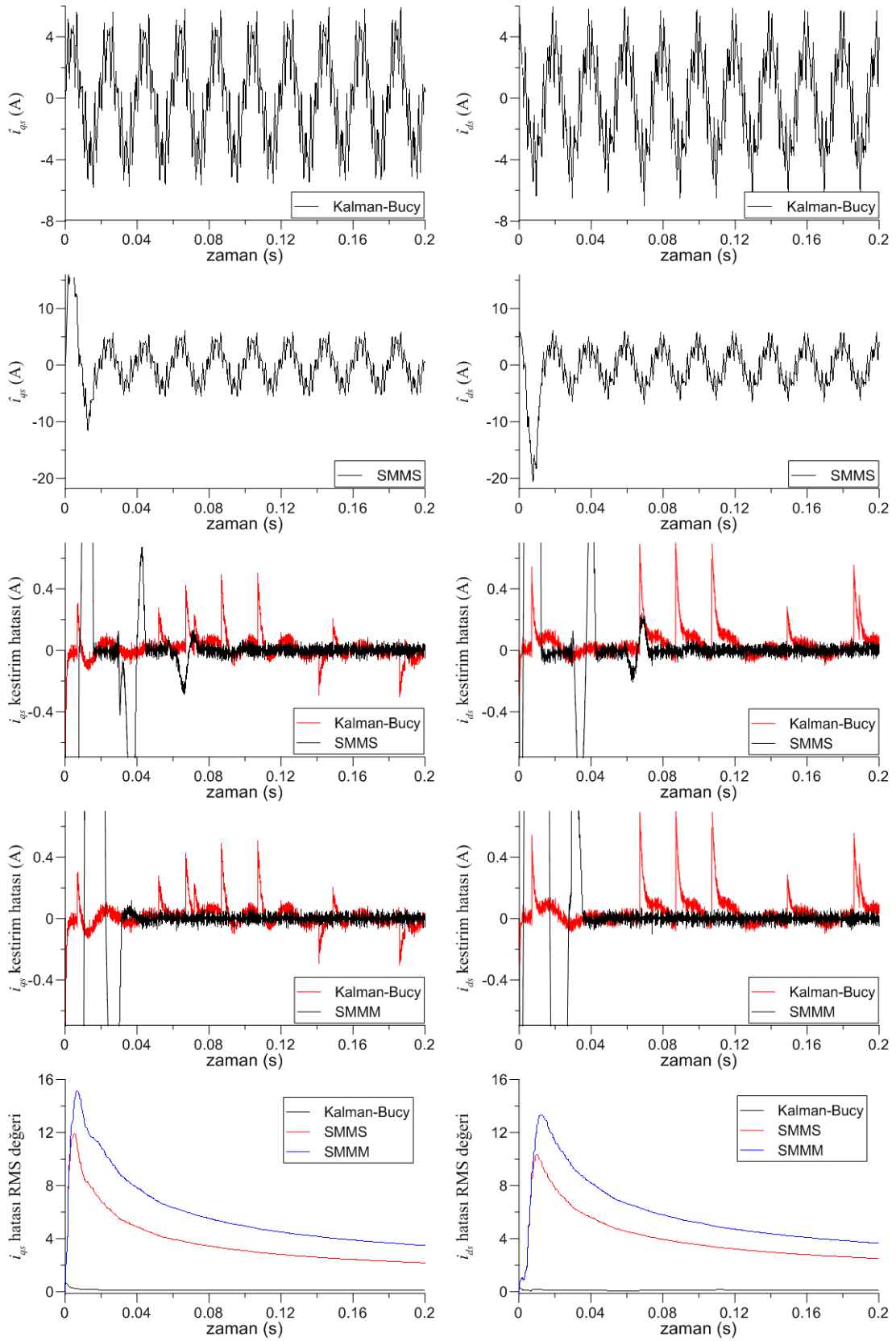
Şekil 4.22. Yüklü indüksiyon motorun PWM beslemeye ilişkin benzetim modeline dayalı geçici hal akım kestirim sonuçları ($T_L=3,2$ Nm)



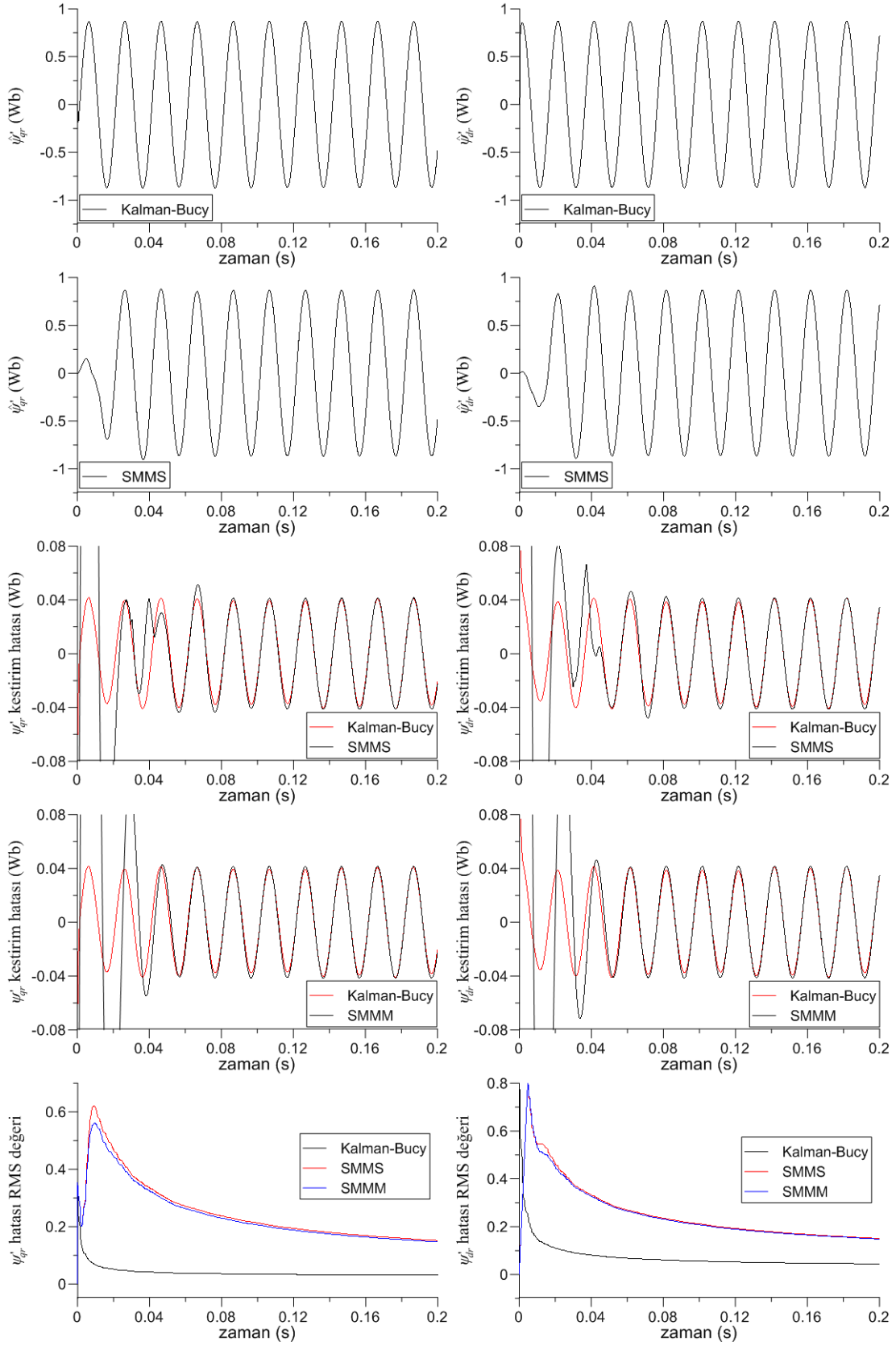
Şekil 4.23. Yüklü indüksiyon motorun PWM beslemeye ilişkin benzetim modeline dayalı geçici hal akı kestirim sonuçları ($T_L=3,2$ Nm)



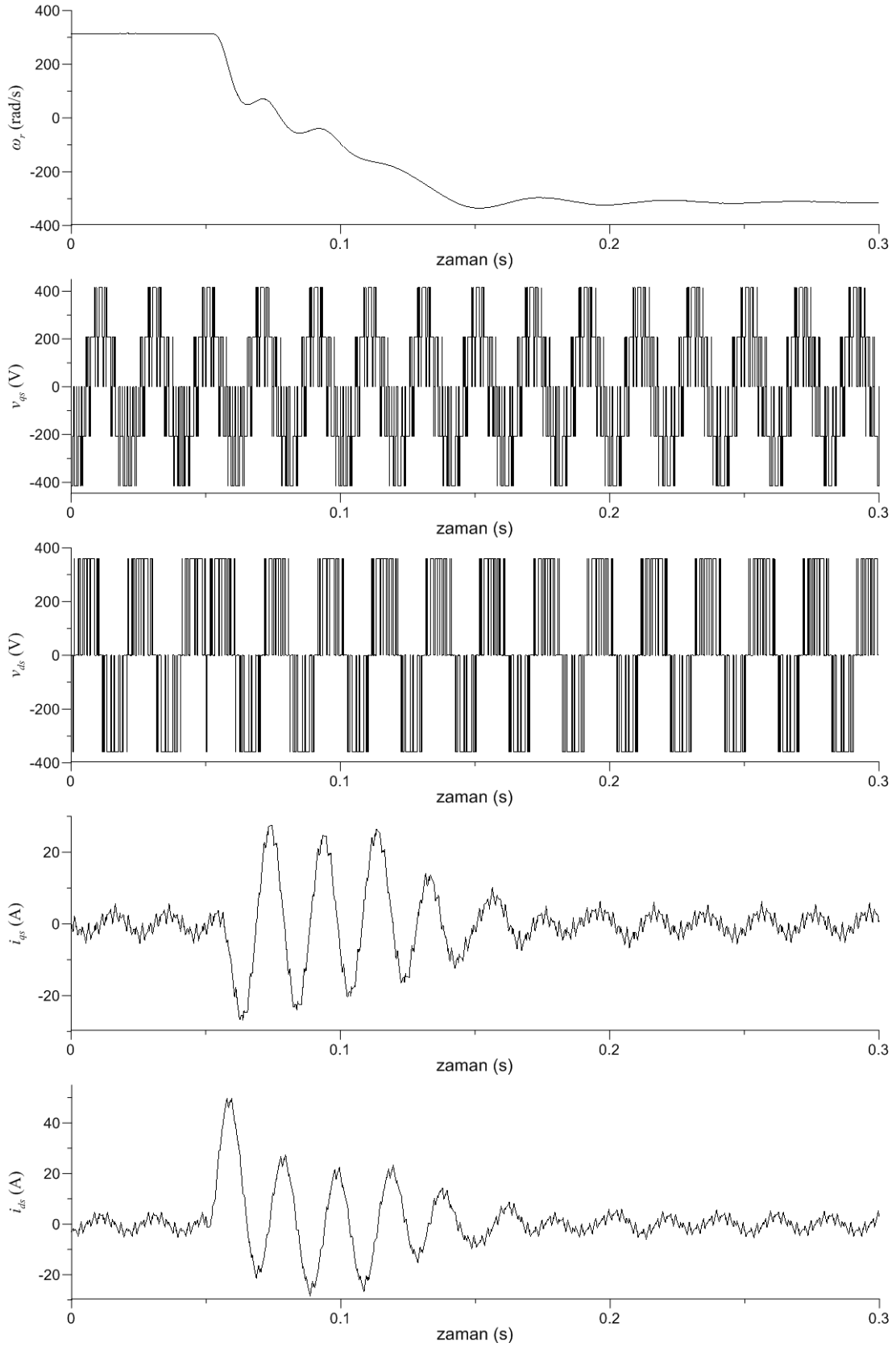
Şekil 4.24. Yüklü indüksiyon motorun PWM beslemeye ilişkin benzetim modelinden elde edilen sürekli hal giriş/çıkış verileri ($T_L=3,2$ Nm)



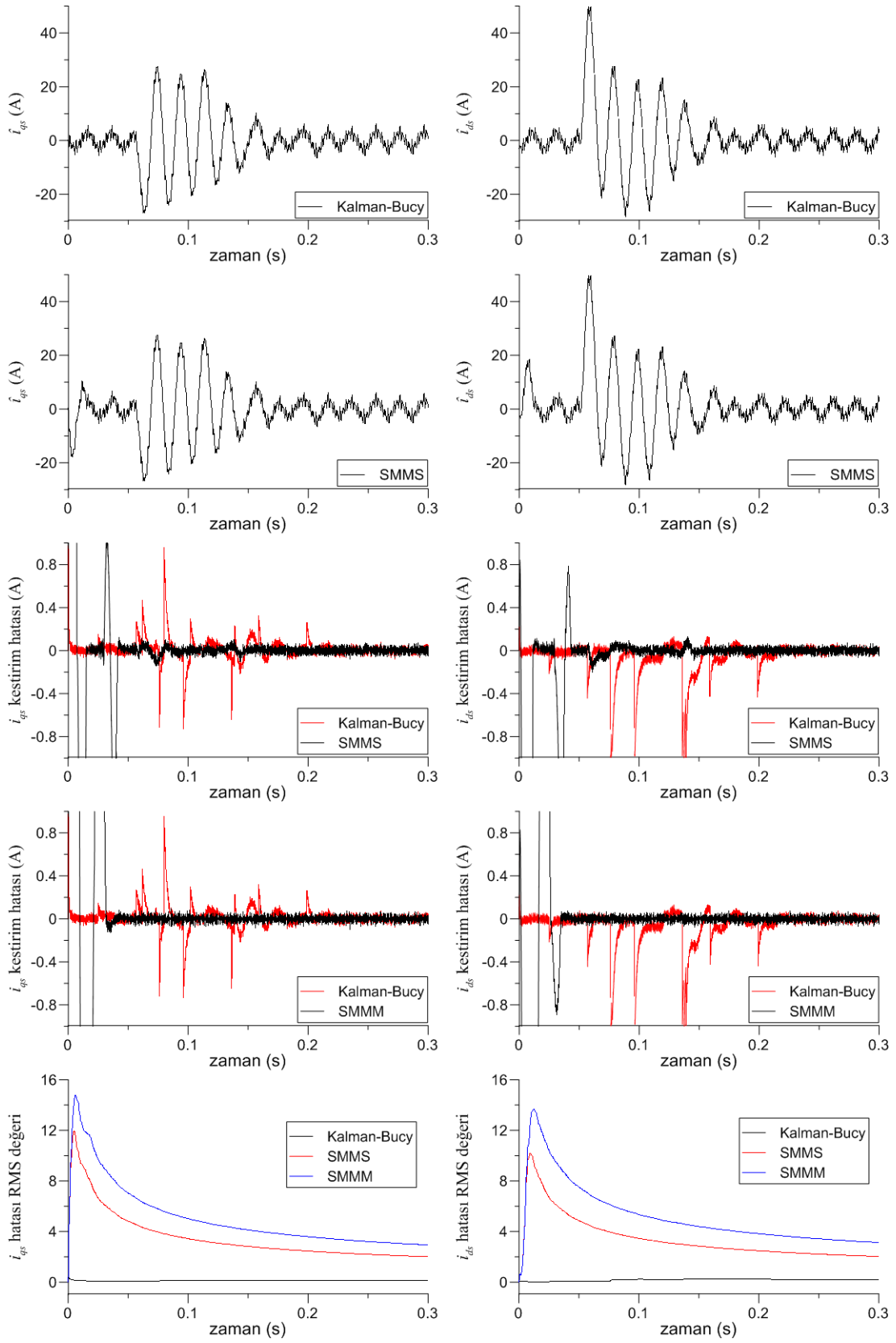
Şekil 4.25. Yüklü indüksiyon motorun PWM beslemeye ilişkin benzetim modeline dayalı sürekli hal akım kestirimi sonuçları ($T_L=3,2$ Nm)



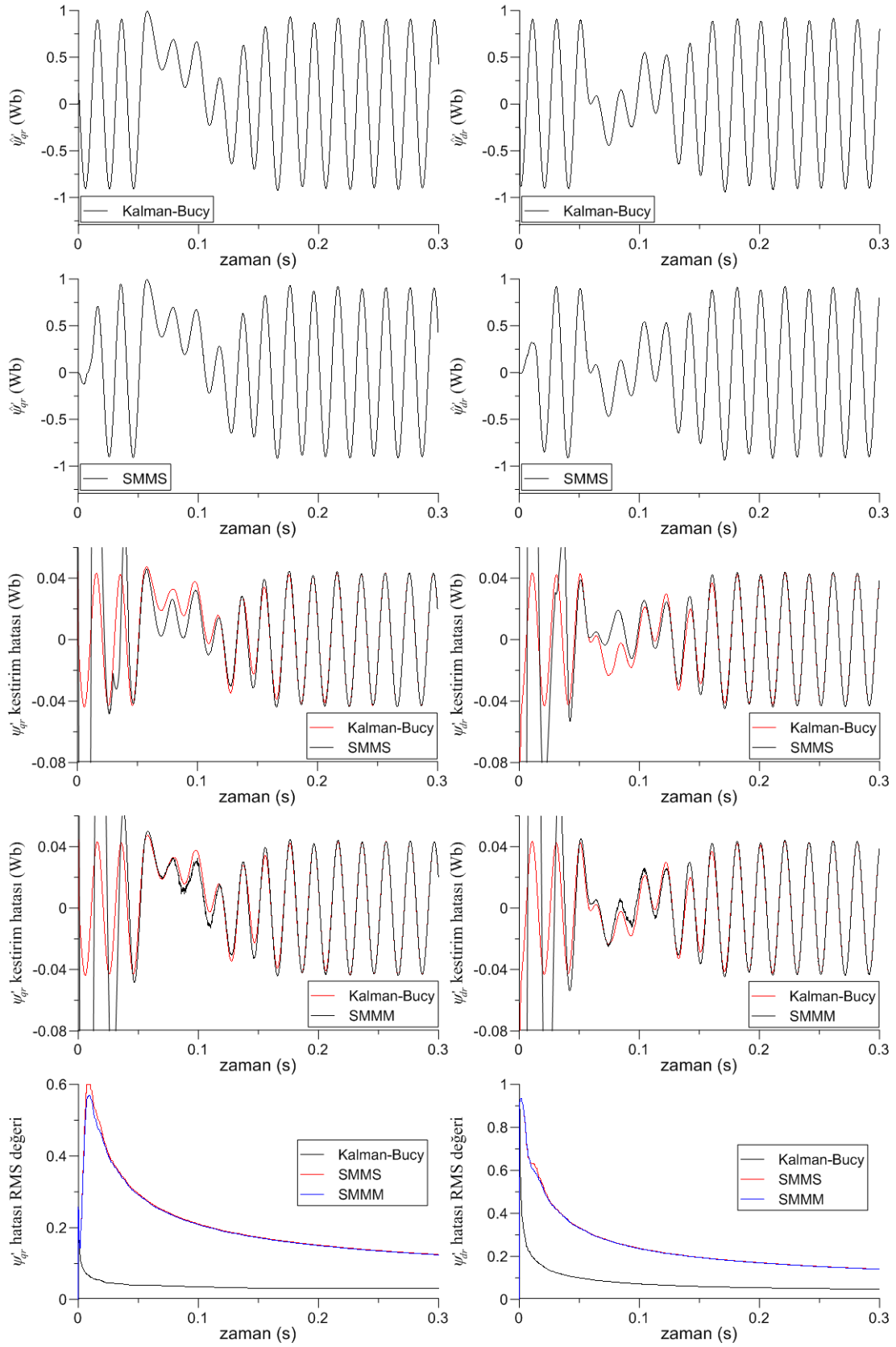
Şekil 4.26. Yüklü indüksiyon motorun PWM beslemeye ilişkin benzetim modeline dayalı sürekli hal akı kestirimi sonuçları ($T_L=3,2$ Nm)



Şekil 4.27. PWM ile beslenen indüksiyon motorun trapez hız değişimine ilişkin benzetim modelinden elde edilen giriş/çıkış verileri ($T_L=0$ Nm)



Şekil 4.28. PWM ile beslenen indüksiyon motorun trapez hız değişimine ilişkin benzetim modeline dayalı akım kestirim sonuçları ($T_L=0$ Nm)

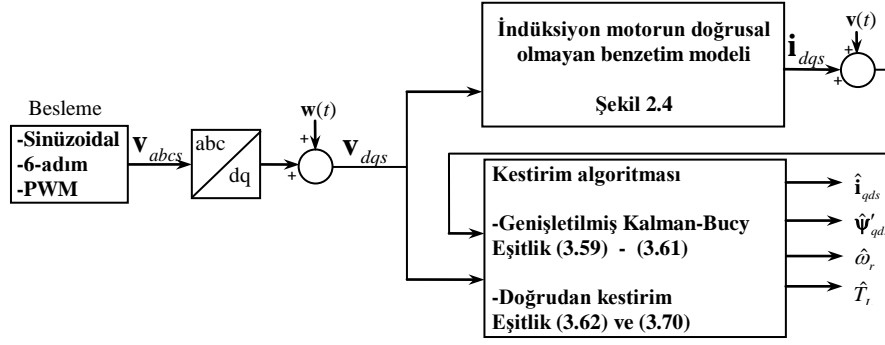


Şekil 4.29. PWM ile beslenen indüksiyon motorun trapez hız değişimine ilişkin benzetim modeline dayalı akı kestirim sonuçları ($T_L=0$ Nm)

Eşitlik (2.63) ile verilen modelin iki boyutlu simetrik matrislerden oluştuğu görülmektedir. Bu durum, filtreleme algoritmalarının yürütülmesi esnasında, denklemlerdeki mükerrer çarpma ve toplama işlemlerinin mevcudiyetine sebep olmaktadır. Kalman-Bucy ve öngörülen kestirim algoritmalarının gerçek zaman uygulamalarındaki hesap sürelerinin karşılaştırılması amacıyla, eşitliklerdeki her bir terime sembolik bir ad verilip MATLAB ortamında sembolik hesap yapılarak, rotor hızı bilinen bir indüksiyon motor için algoritmalara ilişkin hesap yükleri incelendi. Yani filtreleme algoritmalarındaki toplama, çarpma ve bölme sayısı hesaplandı. Hesaplamalar sonucunda; Kalman-Bucy filtresinin 92 adet toplama, 102 adet çarpma; kayma kipli ortalama-kare (SMMS) filtresinin 50 adet toplama, 62 adet çarpma; kayma kipli ortalama-modül (SMMM) filtresinin ise 50 adet toplama, 60 adet çarpma işlemine ihtiyaç duyduğu sonucuna varılmıştır. Ancak unutulmamalıdır ki bu işlem yükü, yalnızca (2.63) eşitliği ile verilen indüksiyon motorun gözlemleyici modelinin kullanılması durumunda geçerlidir. Söz konusu işlem sayıları kıyaslandığında, önerilen filtrelerin Kalman-Bucy filtresine göre yaklaşık %40 daha az işlem gerektirdiğini göstermektedir. Bu işlem azlığının, önerilen kayma kipli tabanlı filtrelerin gerçek zaman (real time) uygulamalarında avantaj sağlayacağı aşikârdır.

4.3.2. Rotor hızı ve yük momenti kestirimi

(3.59) - (3.61) eşitlikleri ile verilen genişletilmiş Kalman algoritması, doğrusal olmayan sistemlerde durum kestiriminin yanı sıra, parametre kestirimi için de kullanılabilir. Ancak Bölüm 3.1.2.3'de verilen SMMS ve SMMM filtreleri, doğrusal sistemler için geliştirilmiştir. Bu durumda kayma kip gözlemleyiciye farklı algoritmaların faydalı olabilecek özellikleri eklenerek, parametre kestiricisi özelliği kazandırılmıştır. Benzetim modelinden elde edilen beyaz Gauss gürültüsü ilave edilmiş söz konusu kestirim algoritmalarında kullanılarak akım ve akı değişkenlerine ilave olarak, rotor hız ve yük momenti değişkenleri de kestirilmiştir. Burada genişletilmiş Kalman-Bucy ve Bölüm 3.2.1.2.'de verilen doğrudan kestirim (direct identification) yöntemi kullanılmıştır. Benzetim modeline dayalı durum değişkenleri, rotor hızı ve yük momenti kestirimine ilişkin blok diyagramı Şekil 4.30 ile verilmiştir.



Şekil 4.30. İndüksiyon motorun benzetim modeline dayalı durum değişkenleri, rotor hızı ve yük momenti kestirimine ilişkin blok diyagramı

Söz konusu kestirim algoritmaları için uygun başlangıç koşulları ve gerekli parametreler aşağıda verilmiştir.

Kalman-Bucy algoritması başlangıç koşulları ve kovaryans matrisleri;

$$\mathbf{P}(0) = 10\mathbf{I}, \quad \hat{\mathbf{x}}(0) = \begin{bmatrix} i_{qs}(0) \\ i_{ds}(0) \\ [0]_{4 \times 1} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{R} = \begin{bmatrix} 0,0004\mathbf{I}_{2 \times 2} & [0]_{2 \times 2} \\ [0]_{2 \times 2} & \mathbf{I}_{2 \times 2} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} 0,04\mathbf{I}_{2 \times 2} & [0]_{2 \times 2} \\ [0]_{2 \times 2} & \mathbf{I}_{2 \times 2} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{G} = \begin{bmatrix} \frac{1}{(L_s - L_0)}\mathbf{I}_{2 \times 2} & [0]_{2 \times 2} \\ [0]_{2 \times 2} & [0]_{2 \times 2} \\ [0]_{2 \times 2} & \mathbf{I}_{2 \times 2} \end{bmatrix}$$

olarak seçilmiştir. Burada Kalman-Bucy filtresinde trapezoidal hız değişimine ilişkin kestirim için, yüklü durumda sürekli ve geçici hal testlerindeki farklı olarak \mathbf{G} matrisi;

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} \frac{1}{(L_s - L_0)}\mathbf{I}_{2 \times 2} & [0]_{2 \times 1} & [0]_{2 \times 1} \\ [0]_{2 \times 2} & [0]_{2 \times 1} & [0]_{2 \times 1} \\ [0]_{1 \times 2} & 10000 & 0 \\ [0]_{1 \times 2} & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

olarak ele alınmıştır. Kalman-Bucy filtresi ile parametre kestirimi için, kestirilecek parametrelerin gürültülü durum değişkenleri olarak ele alınması gerekir. Rotor hızı bir parametre olarak kestirilirse, rotor hızı diğer parametrelere göre daha büyük olduğundan, sahip olduğu gürültü varyansı da büyük olacaktır. Trapez hız değişimine ilişkin kestirimde, kestirilen rotor hızının başlangıç değeri sıfır ancak gerçek değeri nominal hızdır. Hıza ilişkin kestirim hatası başlangıç değeri büyük olduğundan, Kalman-Bucy kestirim hızı yavaş olmaktadır. Bu durumda rotor hızının aşırı gürültülü olduğu varsayılarak, \mathbf{G} matrisinde rotor hızına karşılık gelen ağırlık katsayısı büyük seçilmiştir.

SMMS filtresine ilişkin başlangıç koşulları ve parametreleri;

$$\mathbf{Q}_{SMMS}(0) = [0]_{4 \times 4}, \mathbf{m}(0) = \begin{bmatrix} i_{qs}(0) \\ i_{ds}(0) \\ [0]_{2 \times 1} \end{bmatrix}, k_{SMMS} = 10, \lambda_0 = 500,$$

$$K_p = 0,1, K_I = 0,2$$

olarak seçilmiştir. SMMM filtresine ilişkin başlangıç koşulları ve parametreleri ise;

$$\mathbf{Q}_{SMMM}(0) = [0]_{4 \times 4}, \mathbf{m}(0) = \begin{bmatrix} i_{qs}(0) \\ i_{ds}(0) \\ [0]_{2 \times 1} \end{bmatrix}, k_{SMMM} = 1, \lambda_0 = 500,$$

$$K_p = 0,1, K_I = 0,2$$

olarak seçilmiştir. Seçilen başlangıç koşulları üç farklı beslemeye ilişkin kestirim algoritmaları için kullanılmıştır.

4.3.2.1. Sinüzoidal beslemeye ilişkin kestirim sonuçları

50 Hz'lik sinüzoidal besleme için indüksiyon motorun 3 Nm'lik yük altında rotor hızının 0 rad/s açısal hızdan nominal hıza ulaşıncaya kadar, sürekli durumda ve boşta trapezoidal hız değişimli olmak üzere üç farklı durumu için elde edilen benzetim modeli verileri kullanılarak akım, akı gibi durum değişkenlerinin yanı sıra, rotor hızı ve yük momenti de kestirilmeye çalışılmıştır. Motorun yük altında 0 rad/s açısal

hızdan nominal hıza ulaşıncaya kadarki geçici hal giriş/çıkış verilerine (Şekil 4.3) dayalı kestirim sonuçları Şekil 4.31 - Şekil 4.33'de, nominal hızda sürekli hal giriş/çıkış verilerine (Şekil 4.6) dayalı kestirim sonuçları Şekil 4.34 - Şekil 4.36'da, yüksüz durumda trapezoidal hız değişimine ilişkin giriş/çıkış verilerine (Şekil 4.9) dayalı kestirim sonuçları ise Şekil 4.37 - Şekil 4.39'da verilmiştir.

Şekil 4.31'deki stator akım bileşenlerine ilişkin geçici hal kestirim sonuçlarından, kestirilen rotor hızının nominal değere ulaştığı 0,15 s'den sonra, SMMS ve SMMM filtreleme algoritmalarının kestirim performansının daha iyi olduğu görülmektedir.

Şekil 4.32'deki rotor akı bileşenlerine ilişkin geçici hal kestirim sonuçlarından, yine rotor hızının nominal değere ulaşmasından itibaren 3 algoritmanın kestirim performansının birbirine yakın olduğu görülmektedir.

Şekil 4.33'deki geçici hal rotor hızı ve yük momenti kestirim sonuçlarından; rotor hızının 0 rad/s'den nominal değere ulaştığı [0-0,15] s aralığında, Kalman-Bucy algoritmasının hız ve yük momentini kestirim performansı önerilen algoritmaların kestirim performansından daha iyi olduğu, [0,15-0,25] s zaman aralığında ise; rotor hızının kestiriminde üç algoritmanın kestirim hatalarının birbirine yakın olduğu, yük momentinin kestiriminde ise SMMS ve SMMM filtreleme algoritmalarının kestirim hatalarının Kalman-Bucy'e göre daha küçük olduğu görülmektedir. SMMS ve SMMM algoritmaları ile elde edilen hız ve yük momenti kestirim sonuçlarının gürültülü olduğu görülmektedir. Özellikle nominal hıza ulaşıldığı andan itibaren, bu gürültü SMMM filtresi için belirgin bir şekilde devam etmektedir. Bu gürültü, filtrelerdeki kazanç matrisi denklemlerindeki kayma yüzeyi ifadesinden kaynaklanmaktadır. SMMS filtresinin kazanç matrisi denkleminde hataya karşılık gelen bir ifadenin bulunması, hatanın sifıra yakın olduğu sürekli hal kazanç matrisinin değişmemesine sebep olur. SMMM filtresinin kazanç matrisinde, gözlemlenebilir durum değişkenlerinin hatasına karşılık gelen bir ifade bulunmadığından gürbüzlüğü hissedilmektedir.

Sürekli halde stator akım bileşenlerinin kestirimine ilişkin Şekil 4.34'deki kestirim sonuçlarından; SMMS ve SMMM filtreleri kestirim hataları yaklaşık 0,06 s sonra,

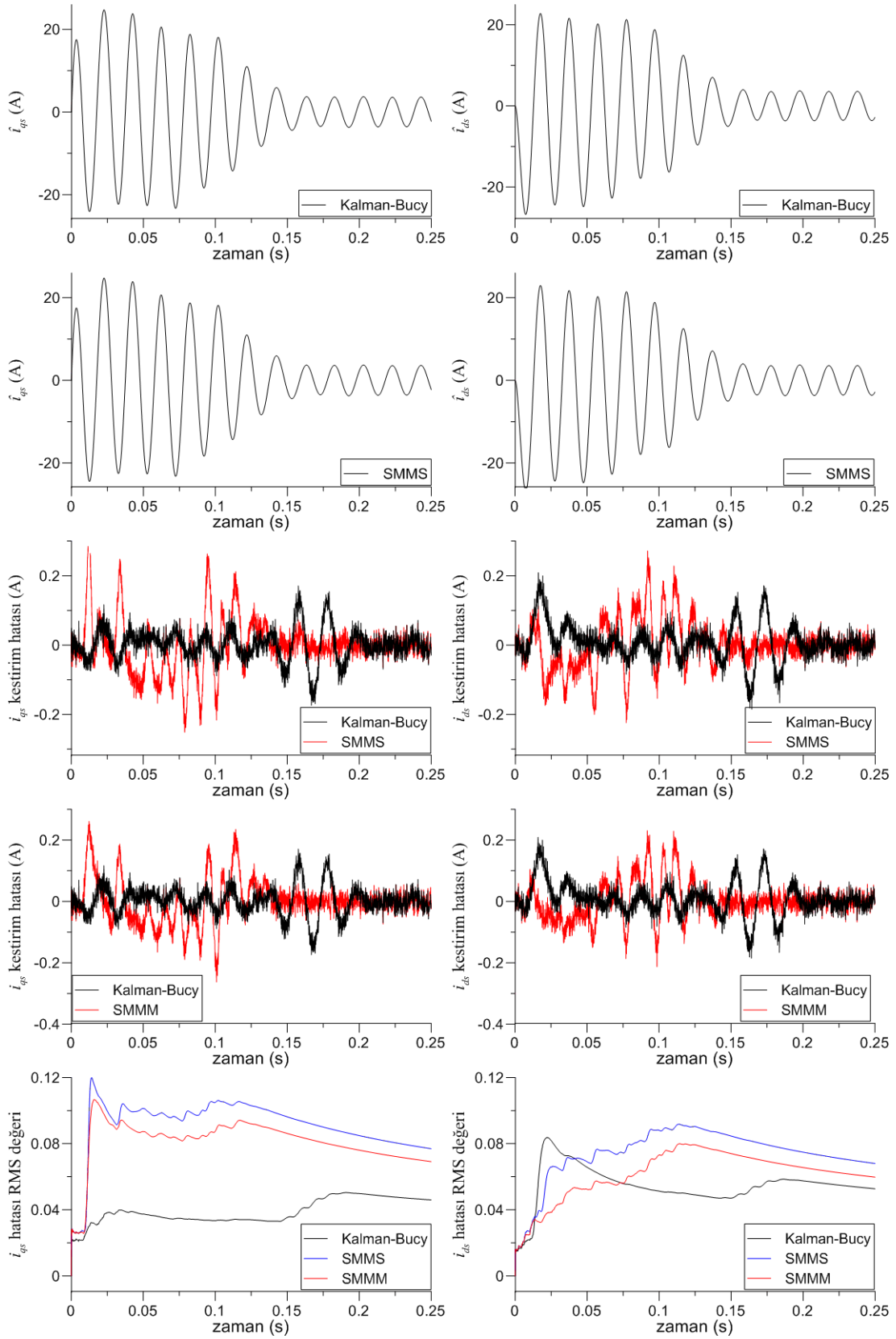
Kalman-Bucy algoritmasına ilişkin kestirim hatası ise yaklaşık 0,14 s sonra sıfıra yakınsamaktadır. Ancak SMMS ve SMMM filtrelerinin başlangıç anındaki ani değişimleri RMS değerlerine yansıdığından, Kalman-Bucy filtresinin RMS değeri sıfıra daha yakın değerlere sahiptir. Sürekli halde rotor akı bileşenlerinin kestirimi için SMMS ve SMMM filtrelerinin Kalman-Bucy filtresine göre daha iyi performans gösterdiği, Şekil 4.35'deki kestirim sonuçlarından görülmektedir. SMMS ve SMMM filtrelerine ilişkin kestirim hatalarının Kalman-Bucy filtresine göre daha kısa sürede sürekli hale ulaştığı görülmektedir. Ayrıca akı kestirim hatalarının RMS değerlerine göre SMMS ve SMMM filtreleri, Kalman-Bucy filtresine göre sıfıra daha yakındır.

Şekil 4.36'da hız ve yük momenti kestirim performansını gösteren grafiklere göre, SMMS ve SMMM filtreleri 0,05 s sonra, Kalman-Bucy filtresi ise 0,08 s sonra kararlı hale ulaşmaktadır. Ancak, SMMS filtresi kararlı hale ulaşmaya kadar oldukça salınımlı bir değişim göstermektedir.

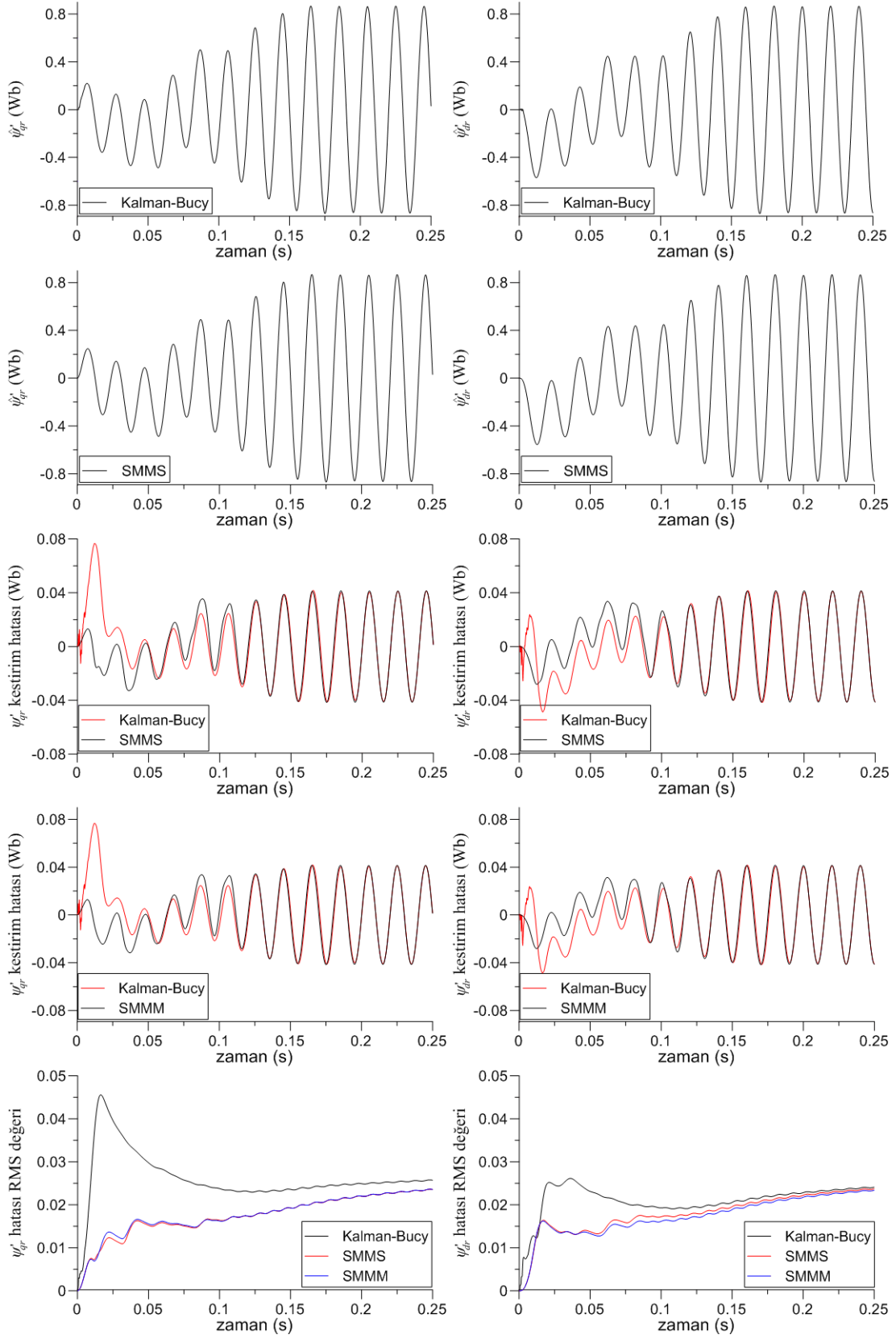
Yük momenti kestirimi için SMMS filtresi, sürekli hal hatasına ulaşmaya kadar yüksek genlikli salınımlar yapmaktadır. SMMM algoritmasının kestirim performansının ise, Kalman-Bucy'nin performansına yakın olduğu görülmektedir.

Şekil 4.37 - Şekil 4.38'deki kestirim sonuçlarından; SMMS ve SMMM filtreleme algoritmasına ilişkin akım ve akı bileşenlerinin kestirim hatası 0,05 s sonra; Kalman-Bucy algoritmasına ilişkin akım ve akı bileşenlerinin kestirim hatası ise yaklaşık 0,15 s sonra sıfıra yakınsamaktadır.

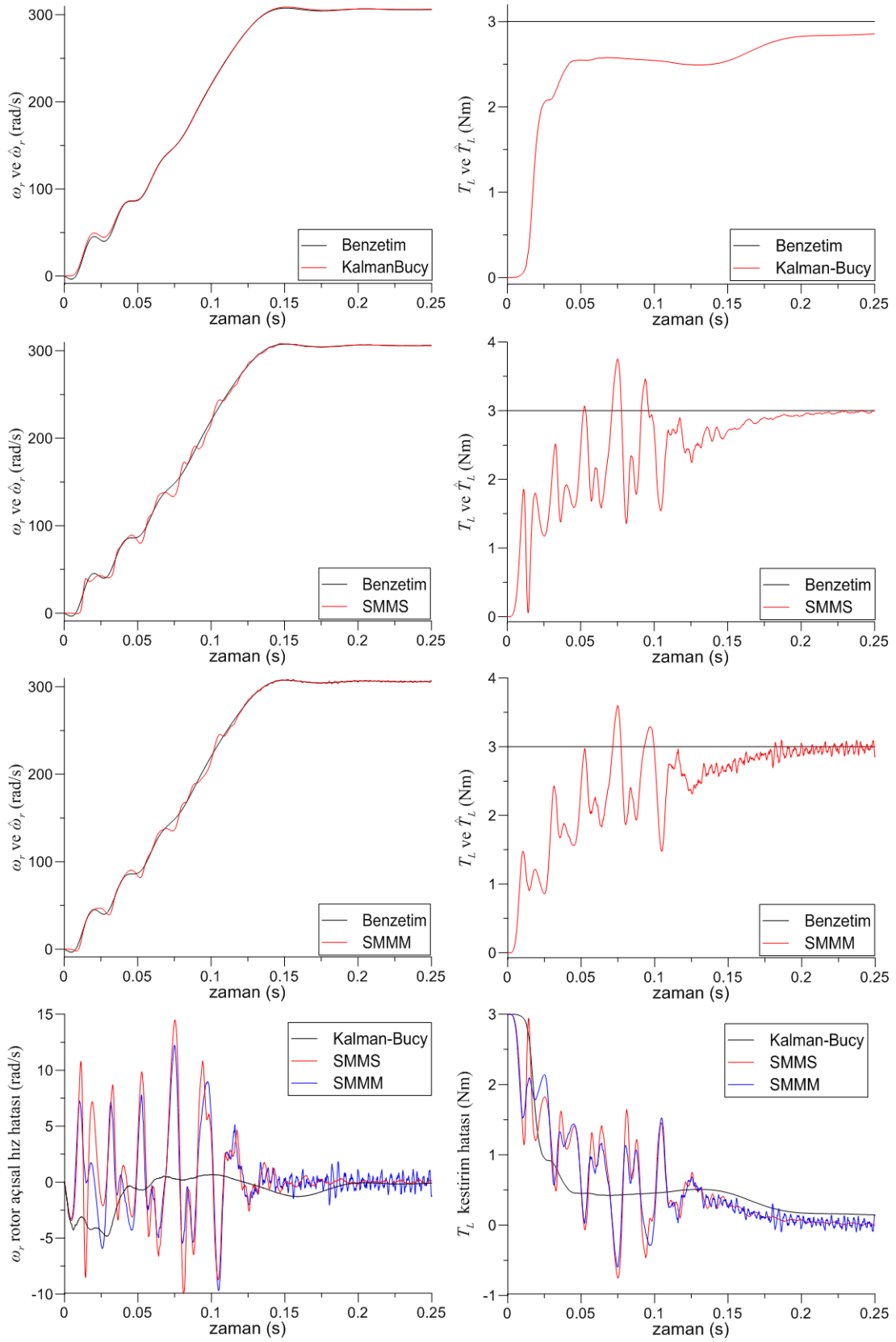
Şekil 4.39'daki hız ve yük momentine ilişkin kestirim eğrilerinden; hız kestirimi için SMMM filtresinin, yük momenti kestirimi için ise Kalman-Bucy filtresinin daha iyi performans gösterdiği görülmektedir.



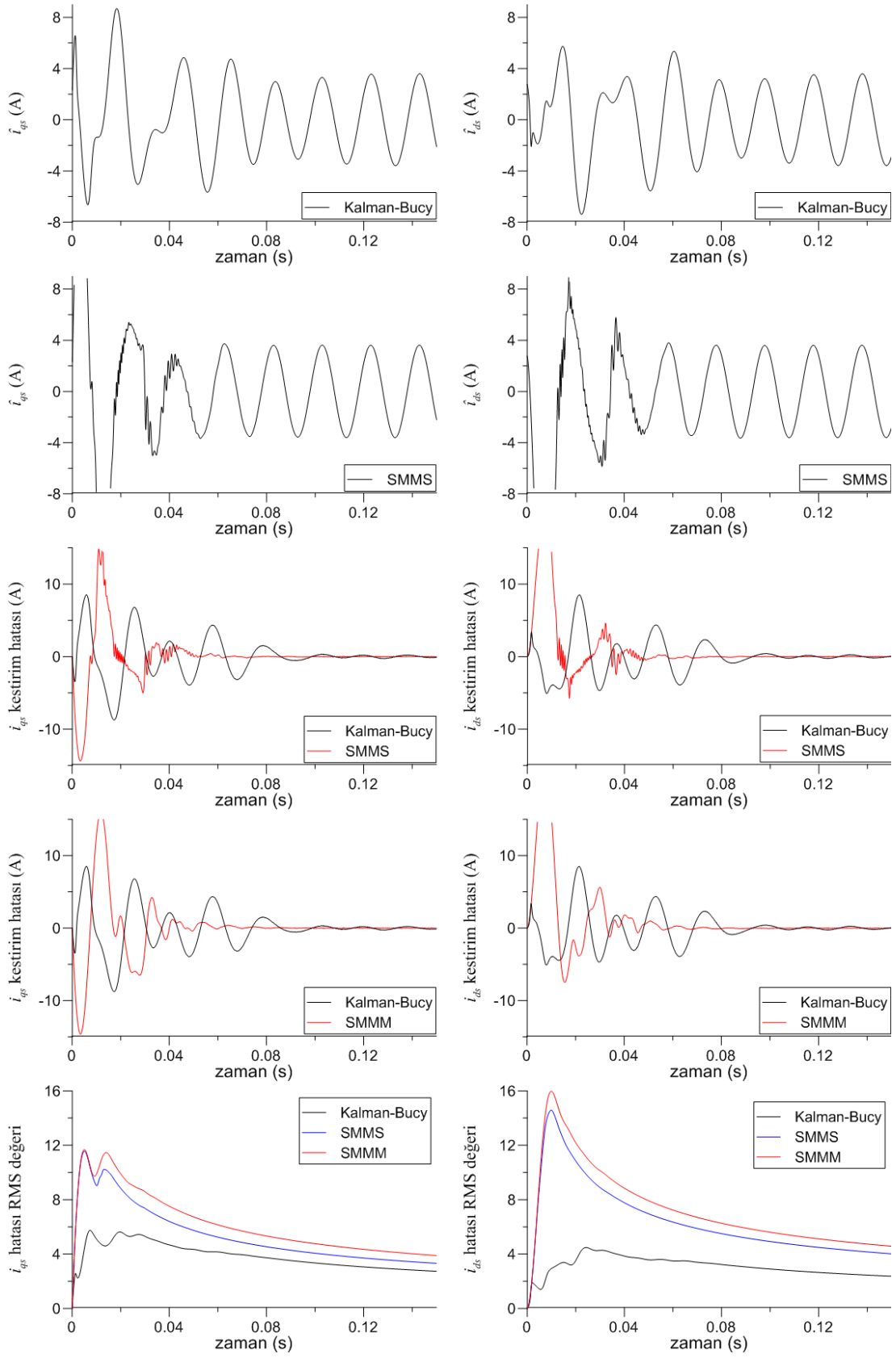
Şekil 4.31. Yüklü durumda indüksiyon motorun sinüzoidal besleme için benzetim modeline dayalı geçici hal akım kestirim sonuçları ($T_L=3$ Nm)



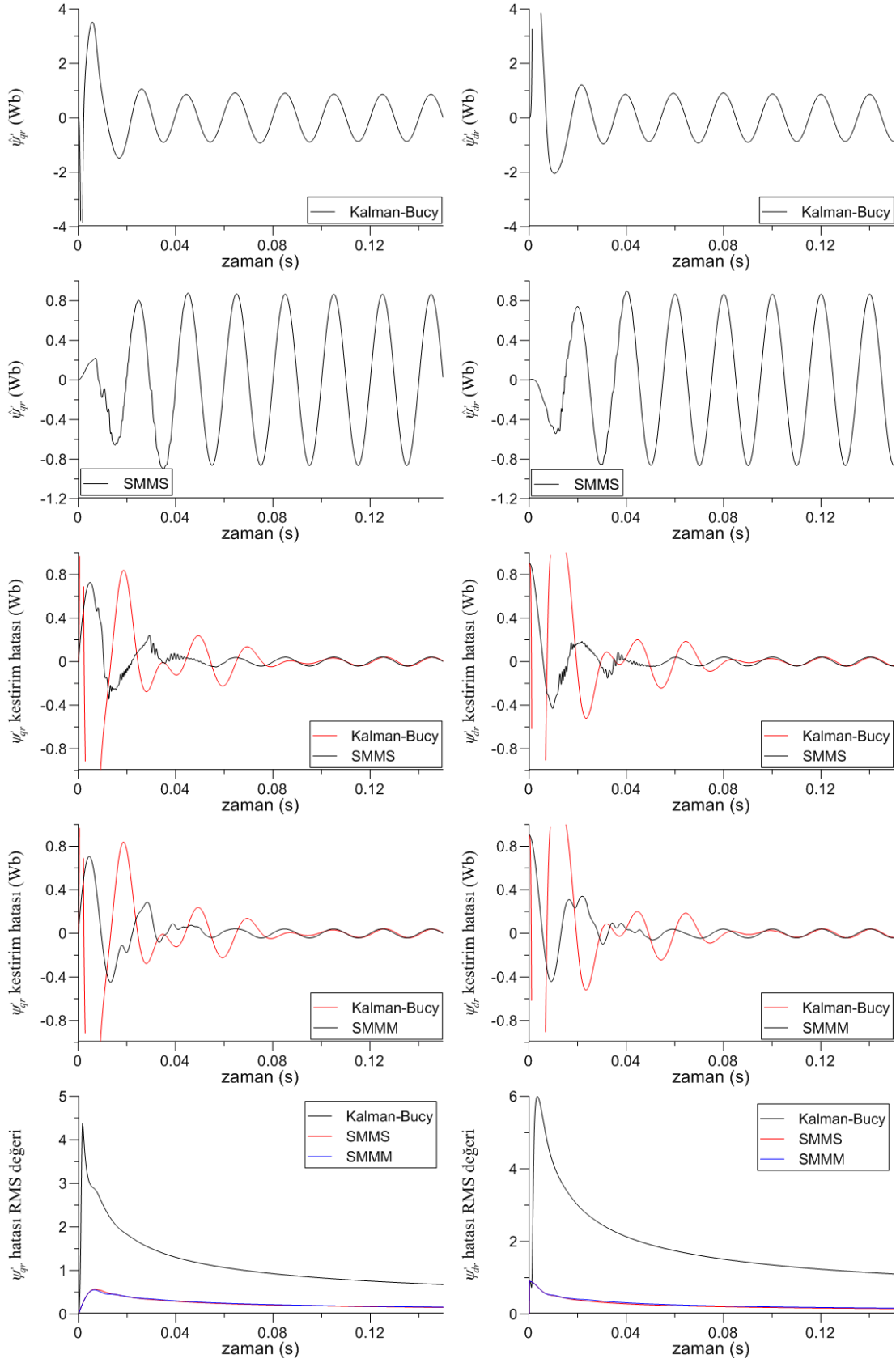
Şekil 4.32. Yüklü indüksiyon motorun sinüzoidal besleme için benzetim modeline dayalı geçici hal akı kestirim sonuçları ($T_L=3$ Nm)



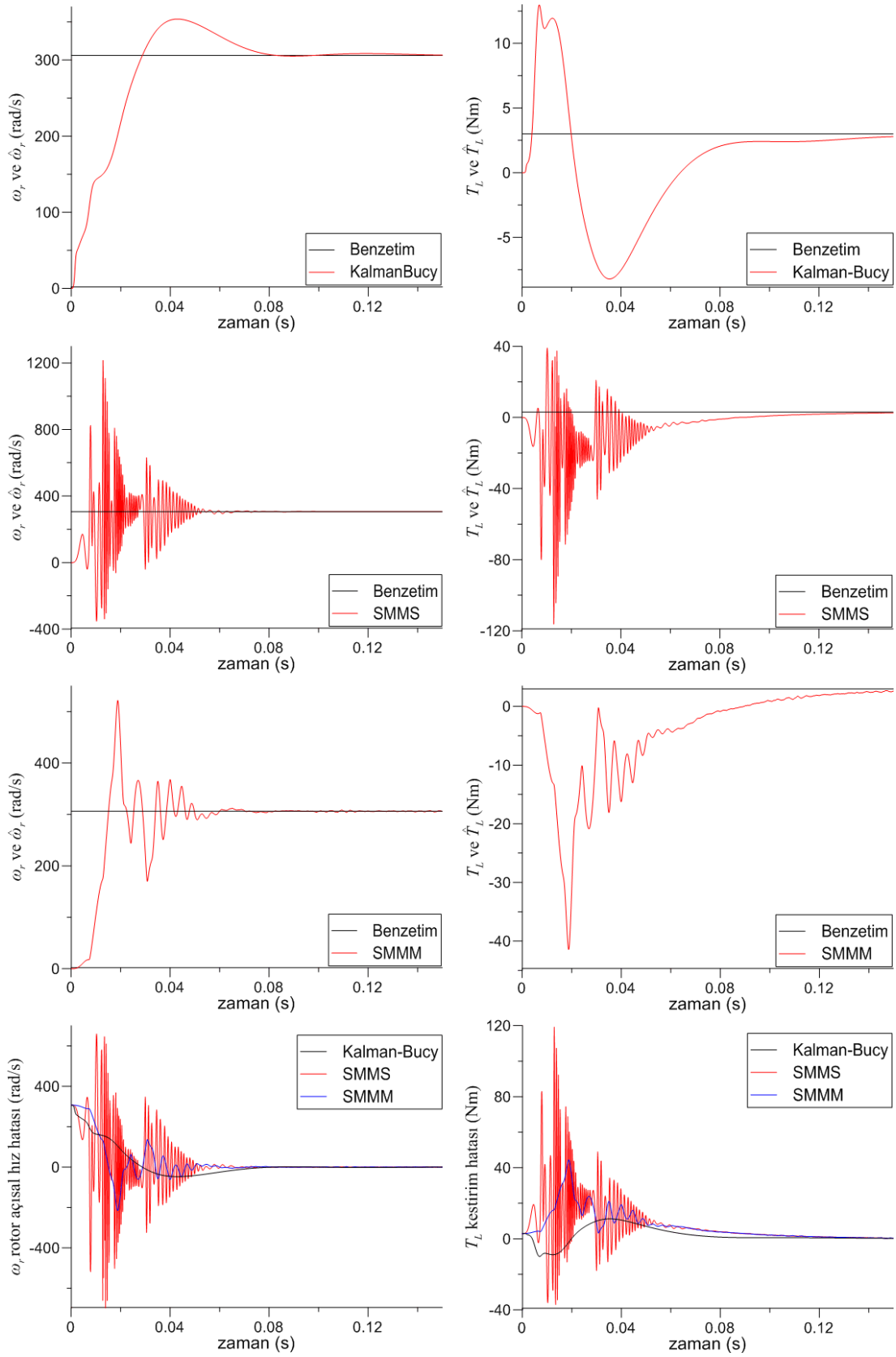
Şekil 4.33. Yüklü durumda indüksiyon motorun sinüzoidal besleme için benzetim modeline dayalı geçici hal rotor hızı ve yük momenti kestirim sonuçları ($T_L=3$ Nm)



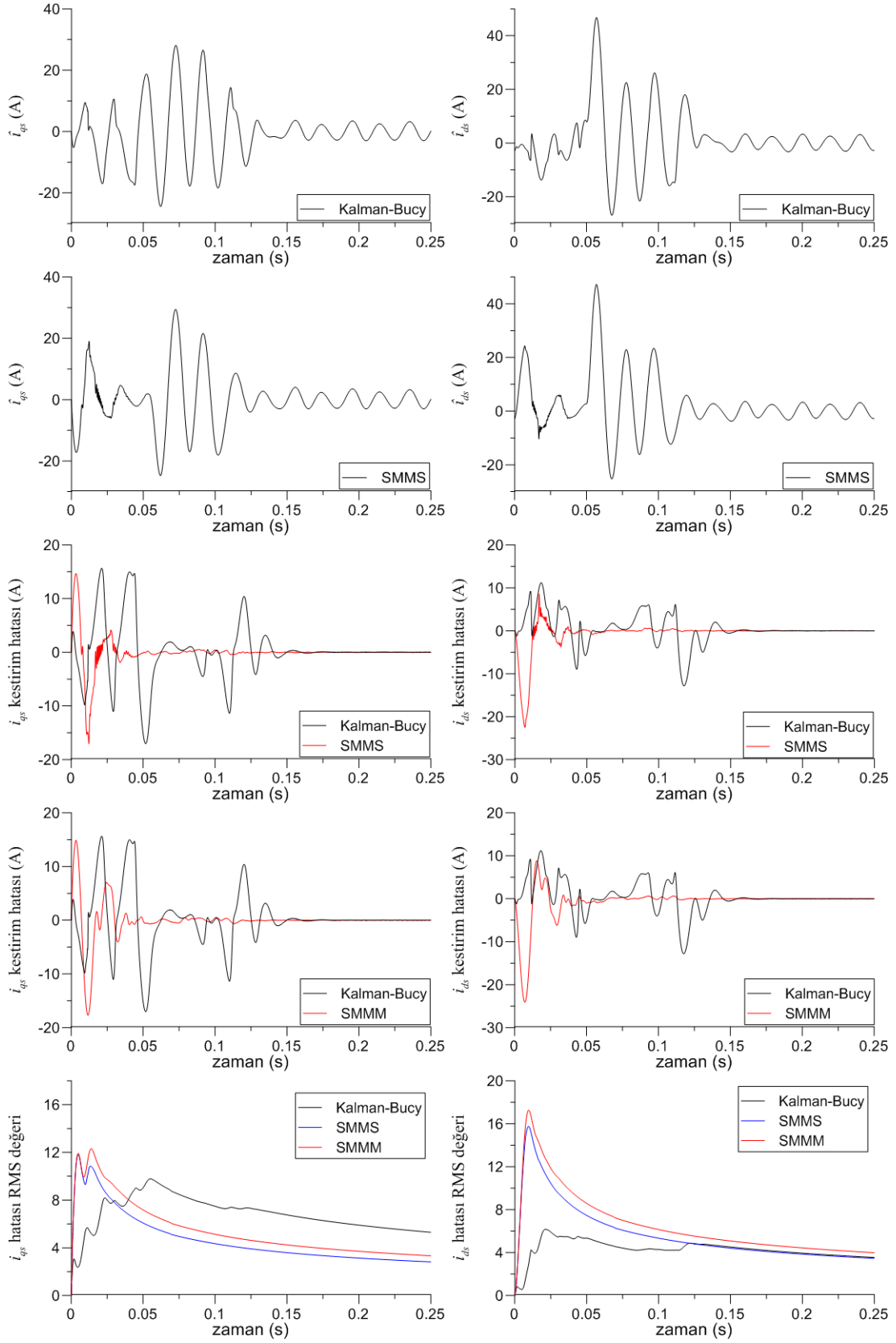
Şekil 4.34. Yüklü durumda indüksiyon motorun sinüzoidal besleme için benzetim modeline dayalı sürekli hal akım kestirim sonuçları ($T_L=3$ Nm)



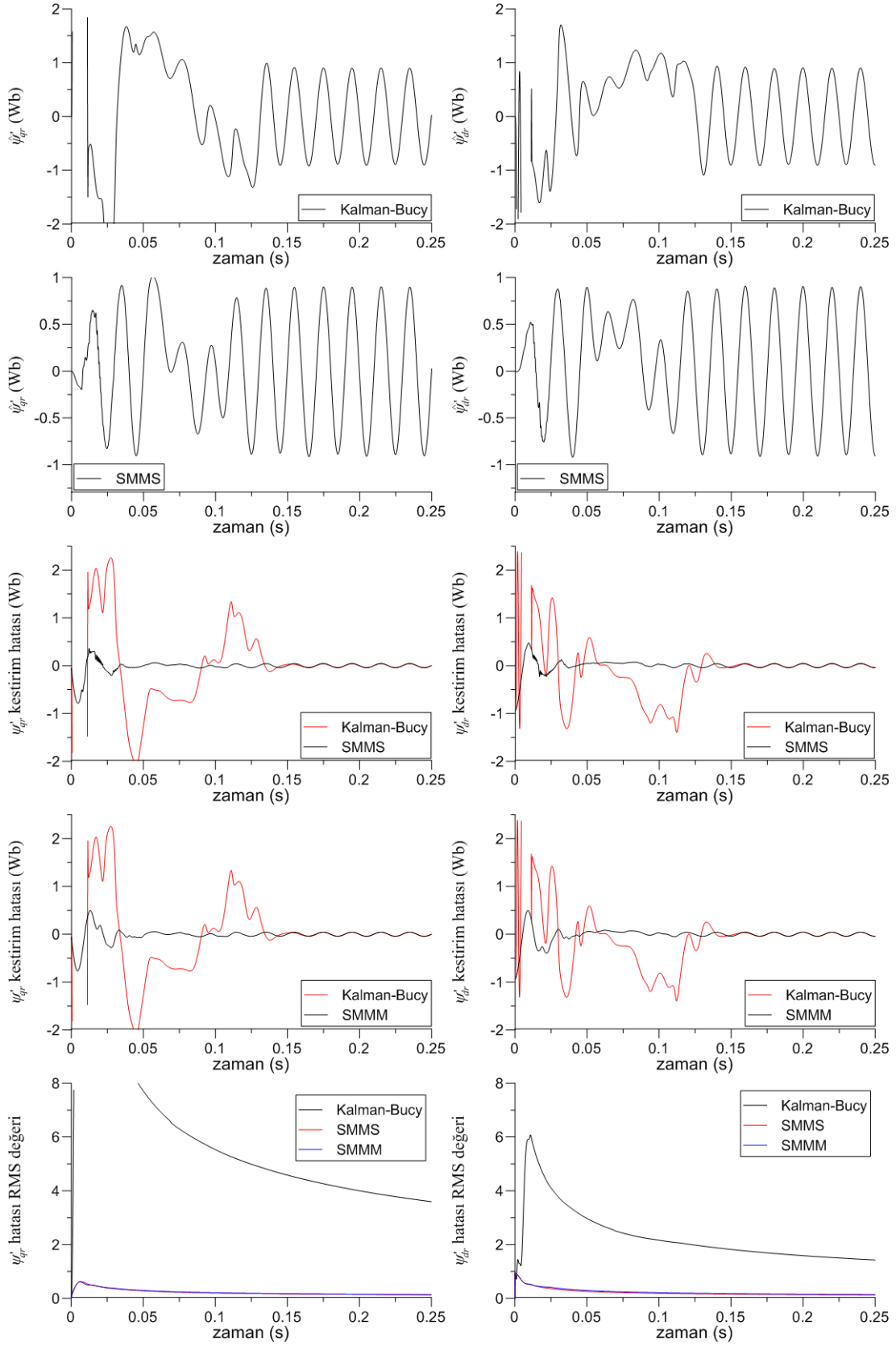
Şekil 4.35. Yüklü durumda indüksiyon motorun sinüzoidal besleme için benzetim modeline dayalı sürekli hal akı kestirim sonuçları ($T_L=3$ Nm)



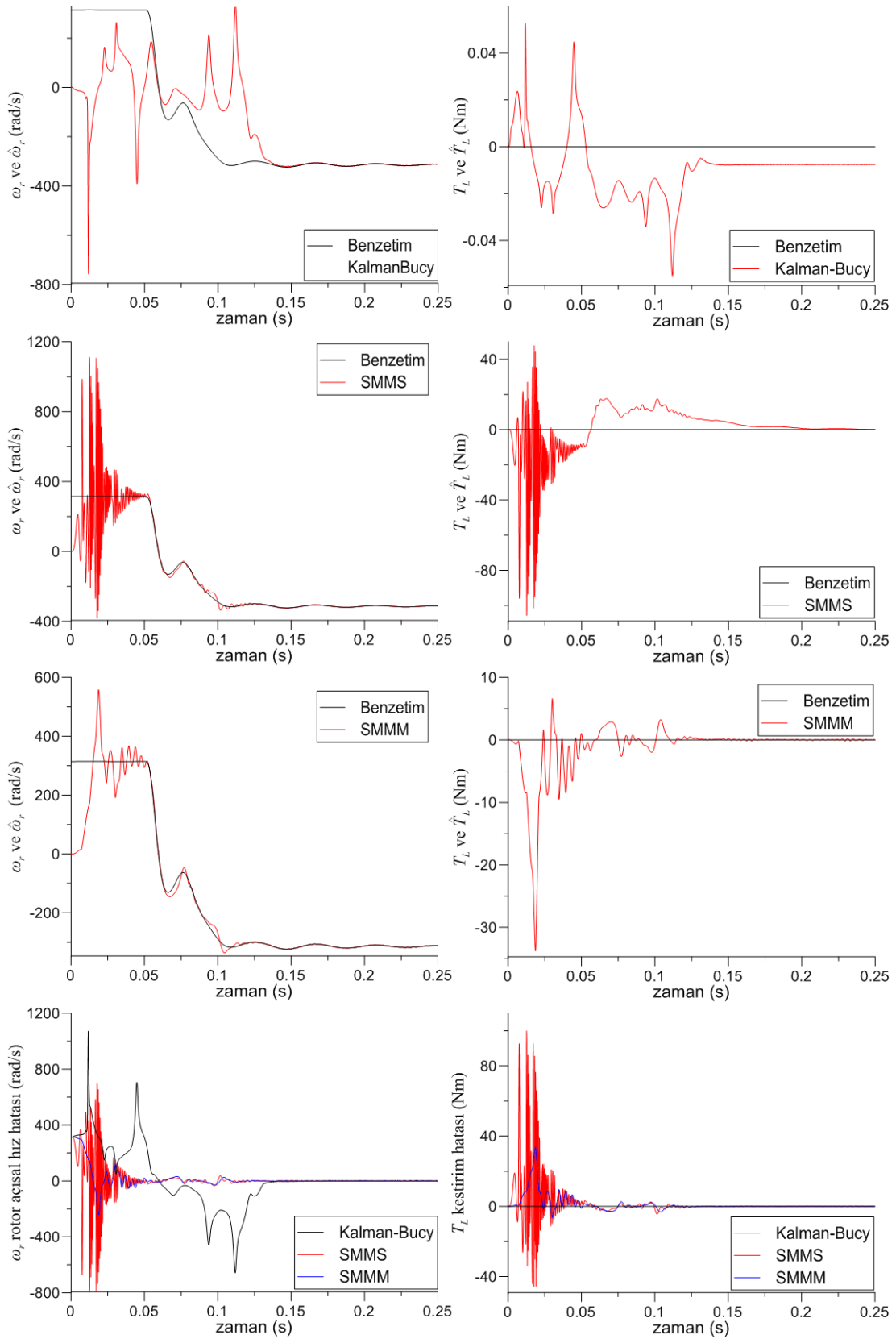
Şekil 4.36. Yüklü durumda indüksiyon motorun sinüzoidal besleme için benzetim modeline dayalı sürekli hal rotor hızı ve yük momenti kestirim sonuçları ($T_L=3$ Nm)



Şekil 4.37. Sinüzoidal beslenen indüksiyon motorun trapez hız değişime ilişkin benzetim modeline dayalı akım kestirim sonuçları ($T_L=0$ Nm)



Şekil 4.38. Sinüzoidal beslenen indüksiyon motorun trapez hız değişimine ilişkin benzetim modeline dayalı akı kestirim sonuçları ($T_L=0$ Nm)



Şekil 4.39. Sinüzoidal beslenen indüksiyon motorun trapez hız değişimine ilişkin benzetim modeline dayalı rotor hızı ve yük momentı kestirim sonuçları ($T_L=0$ Nm)

4.3.2.2. 6-adım beslemeye ilişkin kestirim sonuçları

50 Hz'lik, 6-adımlı besleme kaynağı ile beslenen indüksiyon motorun 3,2 Nm'lik yük altında, rotor hızının 0 rad/s açısal hızdan nominal hıza ulaşıncaya kadar, sürekli halde ve yüksüz durumda trapezoidal hız değişimi olmak üzere üç farklı durumu için elde edilen veriler kullanılarak, kestirim algoritmaları test edilmiştir. Motorun yük altında 0 rad/s açısal hızdan nominal hıza gelinceye kadarki geçici hal giriş/çıkış verilerine (Şekil 4.12) dayalı kestirim sonuçları, Şekil 4.40 - Şekil 4.42'de, yük altında nominal hızda sürekli hal giriş/çıkış verilerine (Şekil 4.15) dayalı kestirim sonuçları, Şekil 4.43 - Şekil 4.45'de, yüksüz durumda trapezoidal hız değişimine ilişkin giriş/çıkış verilerine (Şekil 4.18) dayalı kestirim sonuçları ise, Şekil 4.46 - Şekil 4.48'de verilmiştir.

Şekil 4.40'daki stator akım bileşenlerine ilişkin kestirim sonuçlarından, Kalman-Bucy filtresi ile akım kestiriminin öngörülen filtreleme algoritmalarından daha iyi olduğu görülmektedir.

Şekil 4.41'deki rotor akı bileşenlerine ilişkin kestirim sonuçlarından ise, yaklaşık 1,3 s'ye kadar Kalman-Bucy algoritmasının kestiriminin önerilen algoritmalara göre daha kararlı olduğu görülmektedir. 1,3 s'den sonra ise her üç algoritmanın akı kestirim hatalarının birbirlerine yakın hata bandı içerisinde kaldığı görülmektedir.

Şekil 4.42'de yüklü durumdaki 6-adım beslemeye ilişkin geçici hal rotor açısal hızı ve yük momenti kestirim sonuçlarından, [0,6-1,3] s aralığında, önerilen algoritmaların kestirim hatalarının yüksek genlikli olduğu, bu zaman aralığı dışında ise her üç algoritmanın kestirim hatalarının birbirine oldukça yakın ve küçük genlikli olduğu görülmektedir.

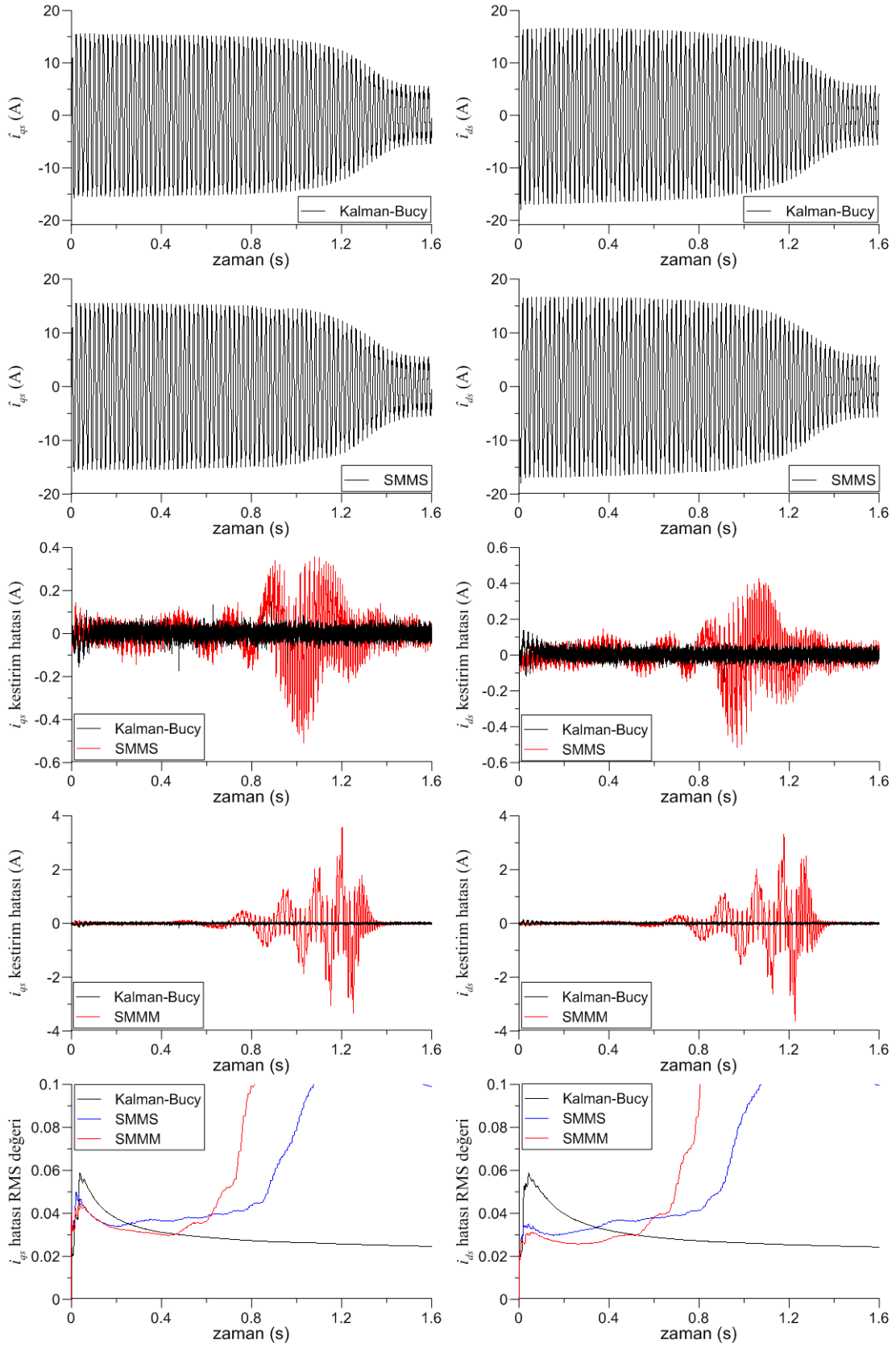
Şekil 4.43'deki yüklü durumdaki 6-adımlı beslemeye ilişkin sürekli hal stator akım kestirim sonuçlarından; akım kestirim hatalarının sifıra oldukça yakın değere yakınsama sürelerinin SMMS için 0,05 s, SMMM için 0,1 s, Kalman-Bucy algoritması için ise 0,2 s olduğu görülmektedir. Kestirim sonuçlarından SMMS filtreleme algoritmasının en iyi performansı gösterdiği görülmektedir.

Şekil 4.44'deki yüklü durumda rotor akı bileşenlerine ilişkin kestirim sonuçlarından; akı kestirim hatalarının sıfıra oldukça yakın tolerans hata bandına yakınsama sürelerinin Kalman-Bucy için 0,15 s, önerilen kestirim algoritmaları için ise 0,05 s olduğu görülmektedir. Kestirim sonuçlarından, önerilen filtreleme algoritmalarının Kalman-Bucy'ye göre daha iyi performans gösterdiği görülmektedir.

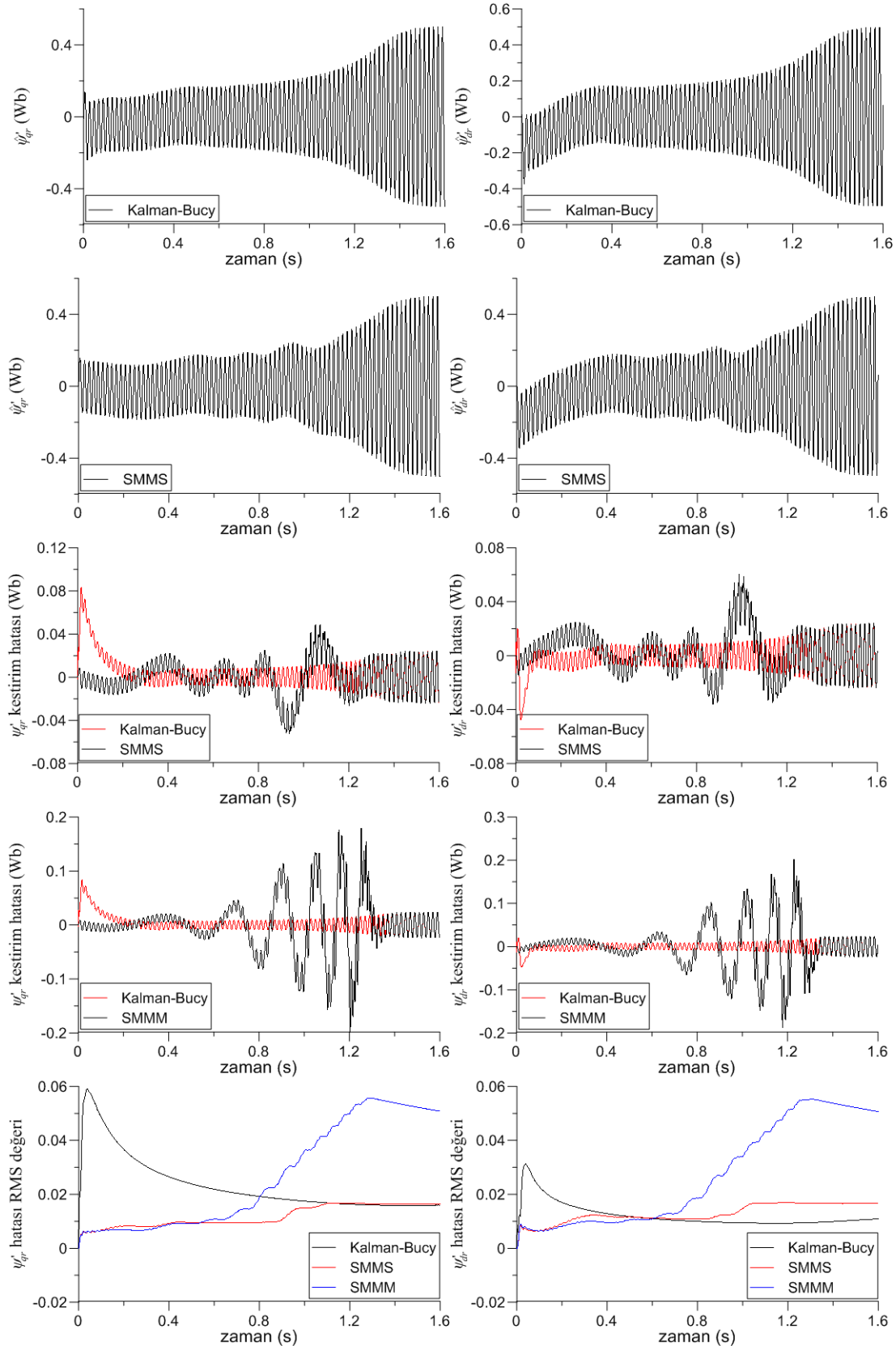
Şekil 4.45'deki yüklü durumda 6-adım beslemeye ilişkin sürekli hal hız ve moment kestirim sonuçlarından; SMMS filtreleme algoritması ile hesaplanan kestirim hatalarının, Kalman-Bucy algoritmasına göre daha kısa sürede sıfıra yakınsadığı, SMMM algoritmasının sıfıra yakınsama süresinin ise, SMMS'ye oldukça yakın olduğu görülmektedir. Yük momenti kestiriminde ise, önerilen kestirim algoritmalarının kestirim hatalarının sıfıra yakınsama sürelerinin, Kalman-Bucy algoritmasına göre biraz daha büyük olduğu görülmektedir.

Şekil 4.46 ve Şekil 4.47'deki trapezoidal hız değişimine ilişkin stator akım ve rotor akı bileşenlerine ilişkin kestirim eğrilerinden; akım bileşenlerinin kestirimi için Kalman-Bucy, akı bileşenlerinin kestirimi için ise SMMS algoritmasının daha iyi kestirim performansına sahip oldukları görülmektedir.

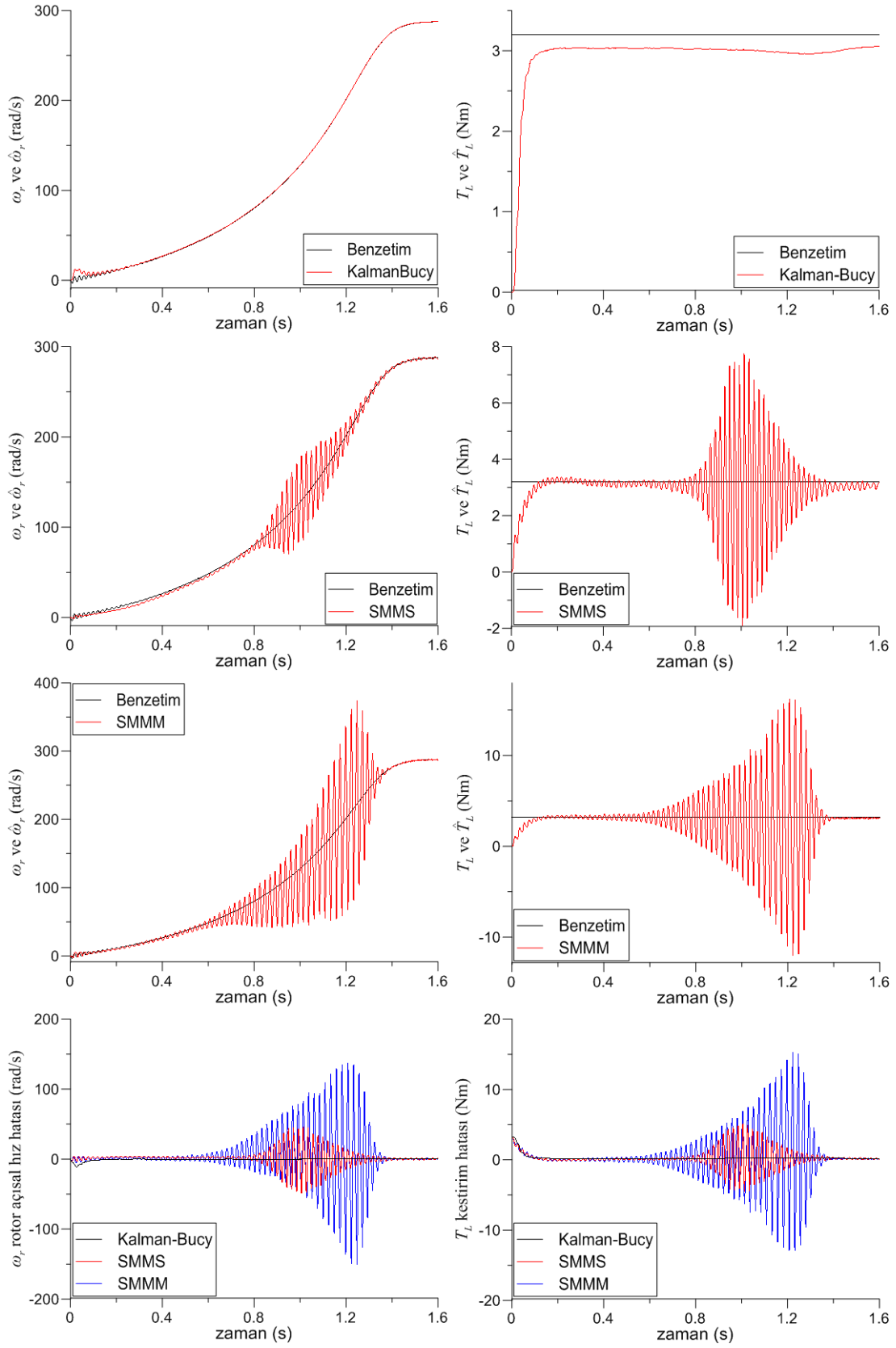
Şekil 4.48'deki kestirim eğrilerinden trapezoidal hız değişimine ilişkin rotor açısız hızının kestirimi için SMMS filtresi, yük momenti kestirimi için ise, Kalman-Bucy filtresinin daha iyi kestirim performansına sahip olduğu görülmektedir.



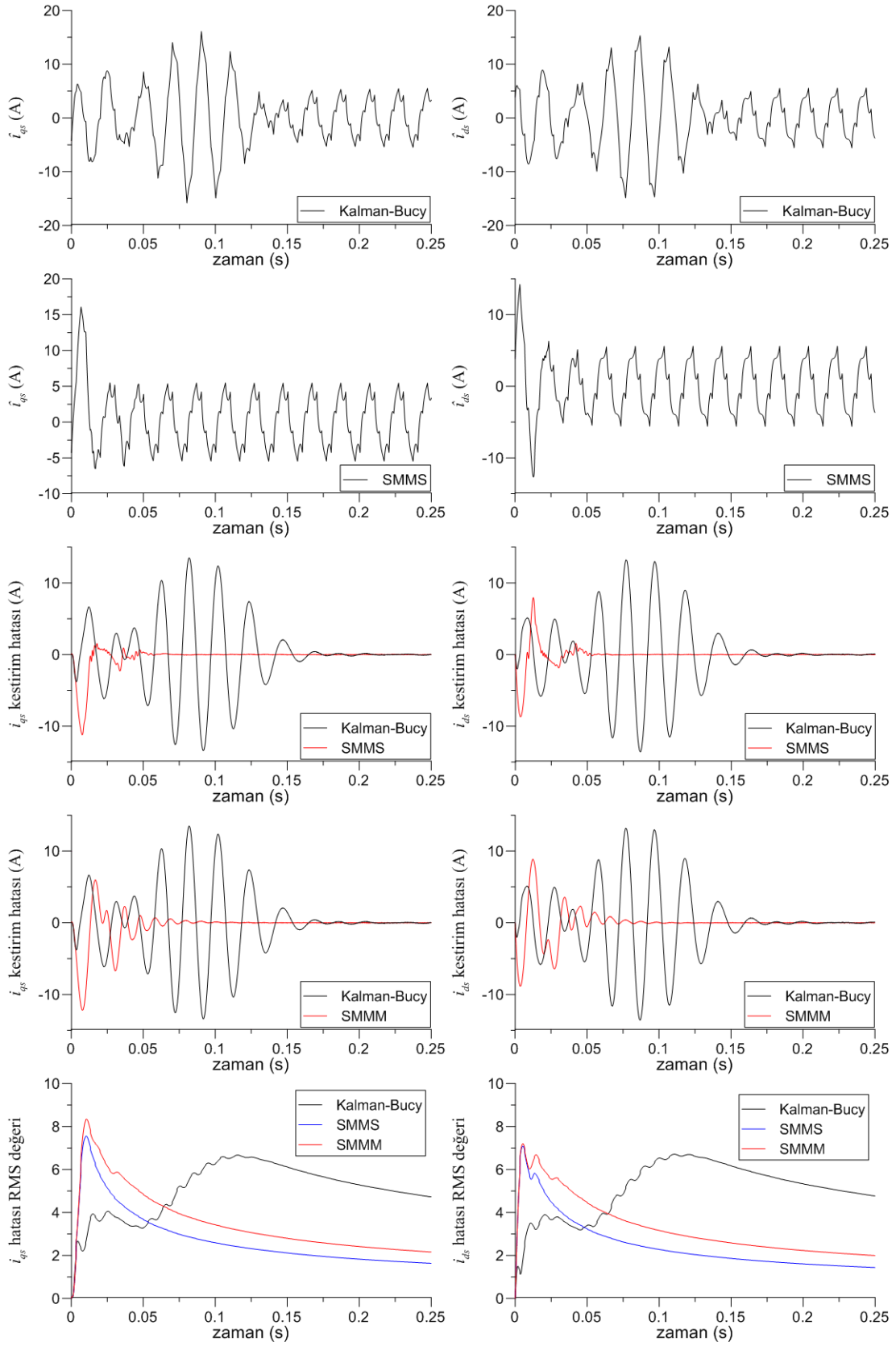
Şekil 4.40. Yüklü durumda indüksiyon motorun 6-adım besleme için benzetim modeline dayalı geçici hal akım kestirim sonuçları ($T_L=3,2$ Nm)



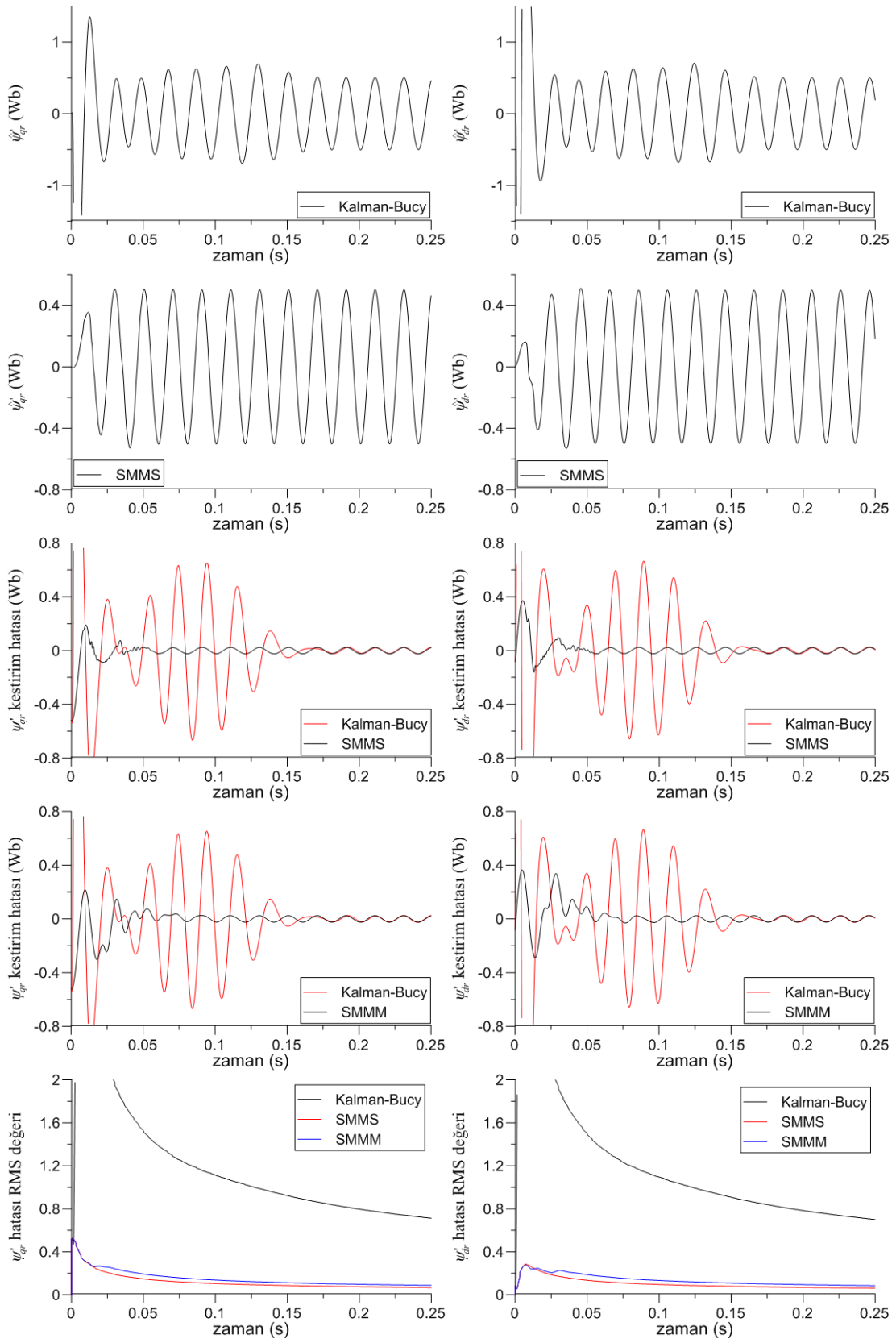
Şekil 4.41. Yüklü durumda indüksiyon motorun 6-adım besleme için benzetim modeline dayalı geçici hal akı kestirim sonuçları ($T_L=3,2$ Nm)



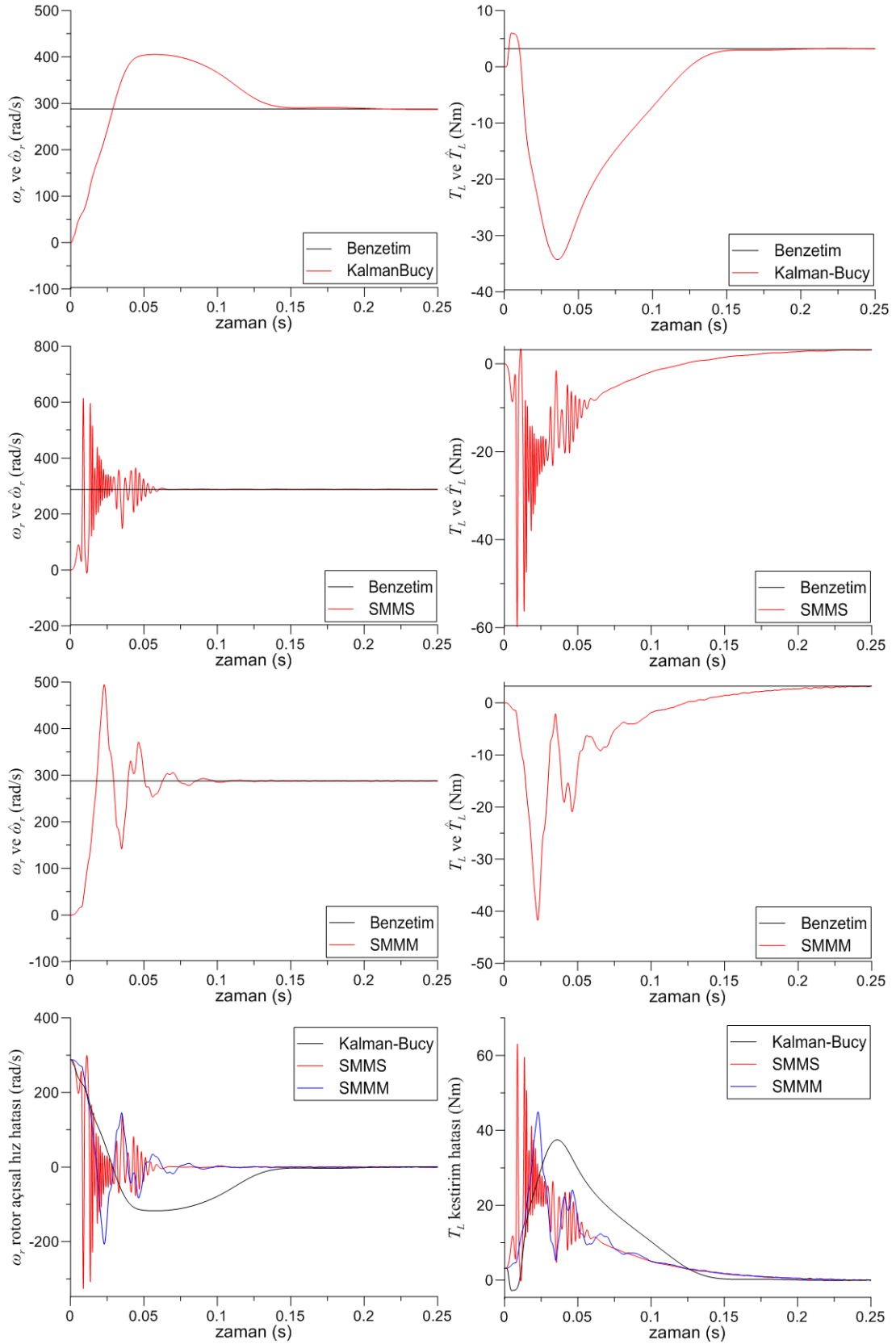
Şekil 4.42. Yüklü durumda indüksiyon motorun 6-adım besleme için benzetim modeline dayalı geçici hal rotor hızı ve yük momentini kestirim sonuçları ($T_L=3,2$ Nm)



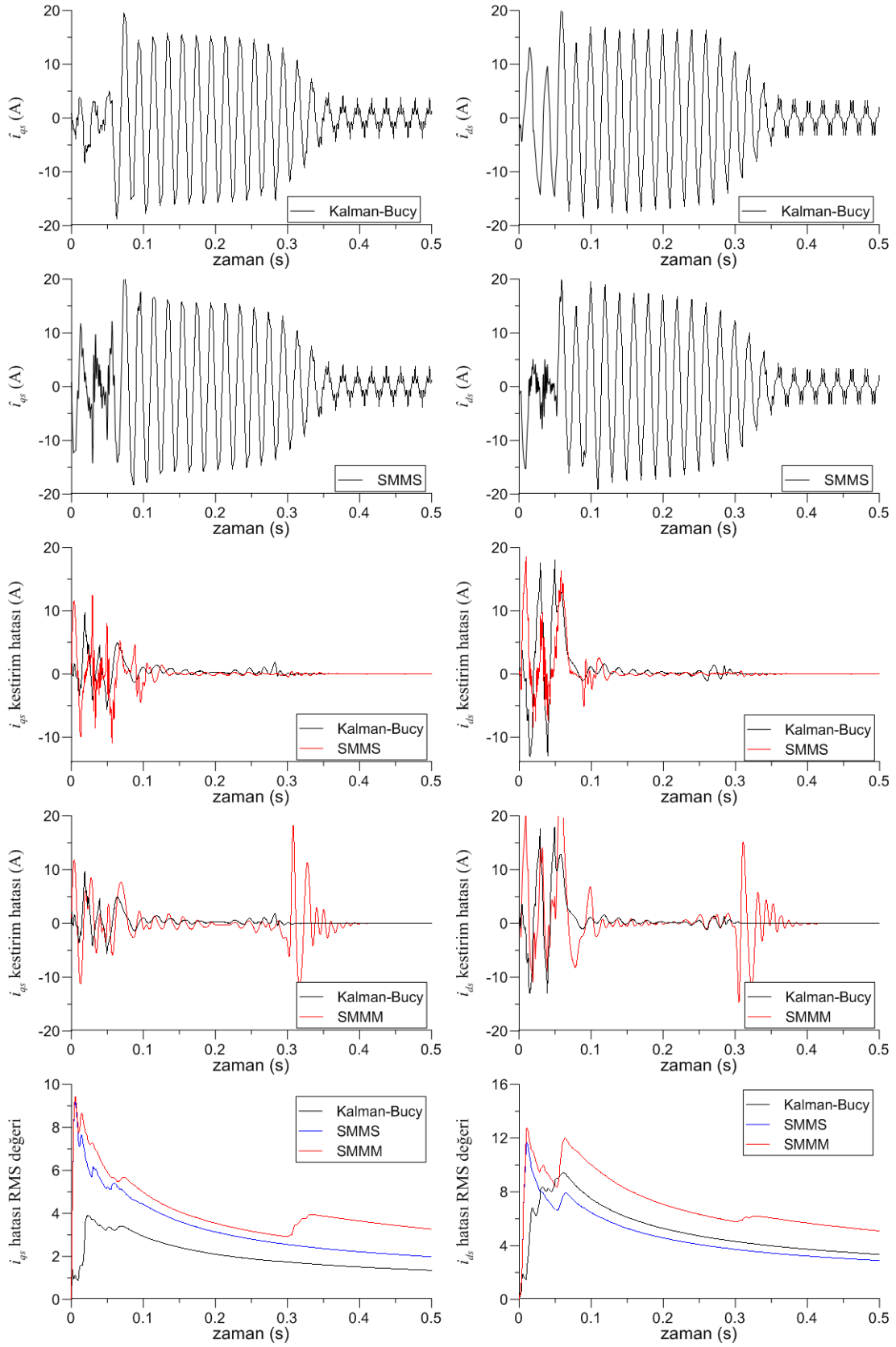
Şekil 4.43. Yüklü durumda indüksiyon motorun 6-adım besleme için benzetim modeline dayalı sürekli hal akım kestirim sonuçları ($T_L=3,2$ Nm)



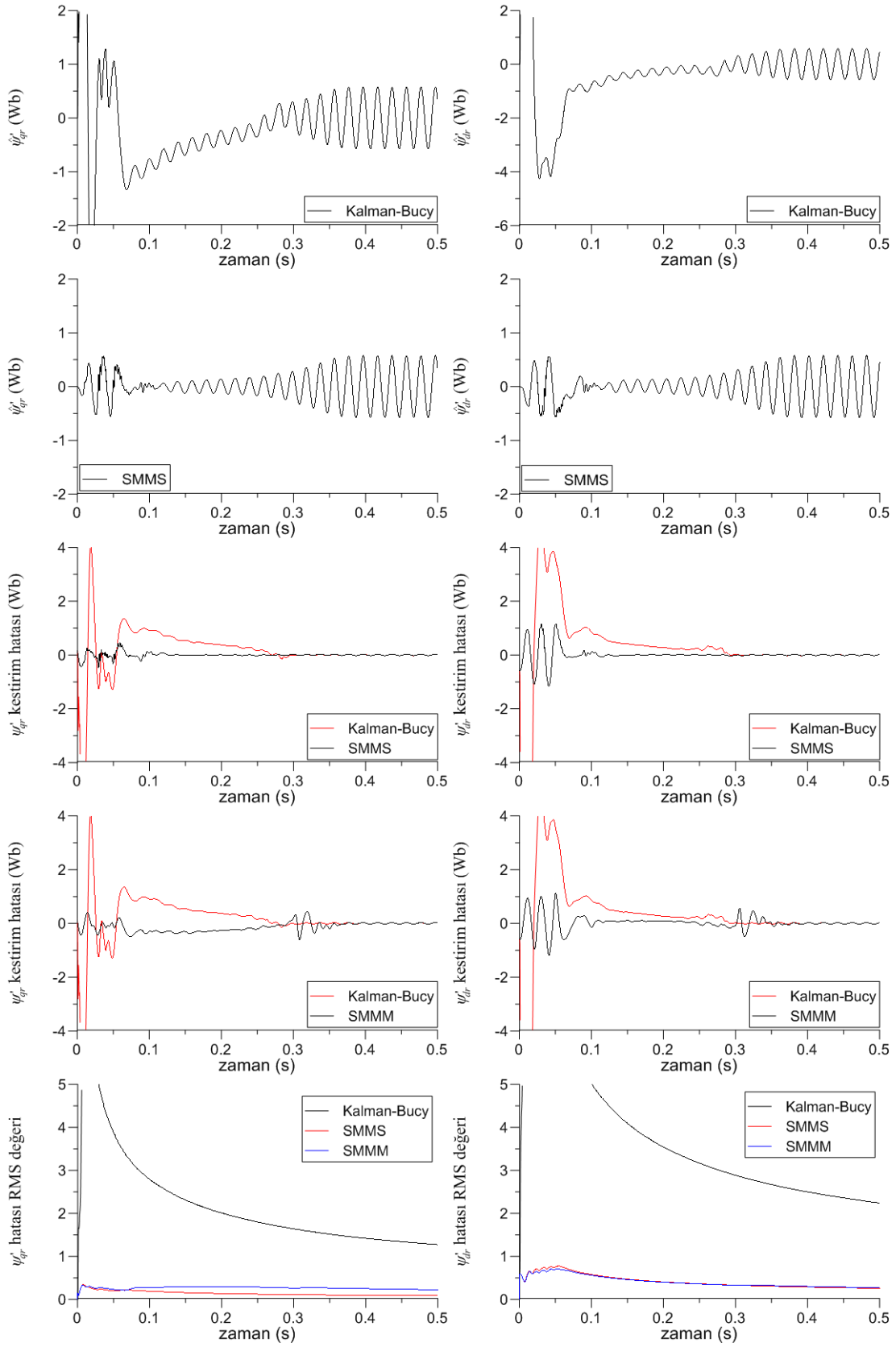
Şekil 4.44. Yüklü durumda indüksiyon motorun 6-adım besleme için benzetim modeline dayalı sürekli hal akı kestirim sonuçları ($T_L=3,2$ Nm)



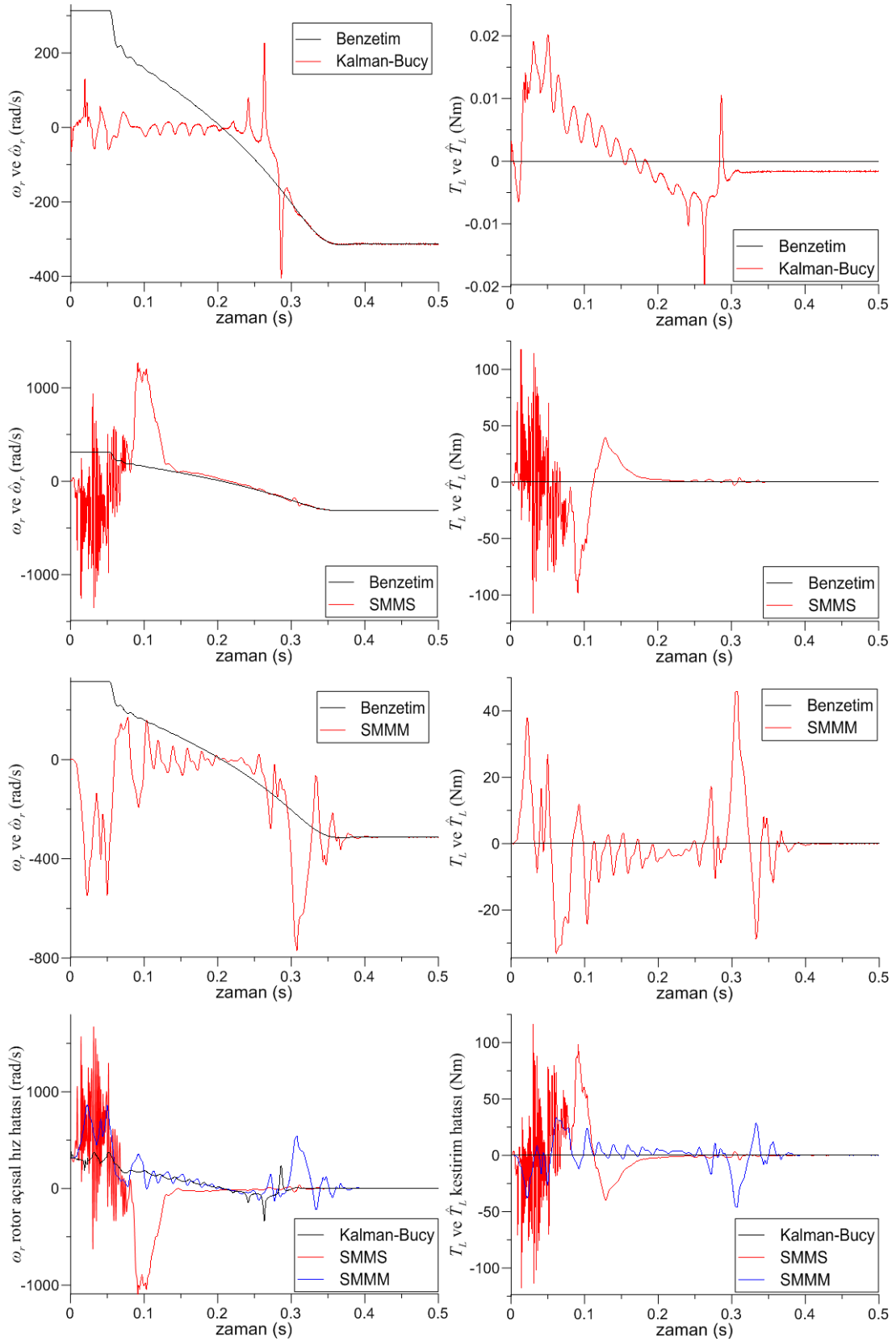
Şekil 4.45. Yüklü durumda indüksiyon motorun 6-adım besleme için benzetim modeline dayalı sürekli hal rotor hızı ve yük momenti kestirim sonuçları ($T_L=3,2$ Nm)



Şekil 4.46. 6-adım beslenen indüksiyon motorun trapez hız değişimine ilişkin benzetim modeline dayalı akım kestirim sonuçları ($T_L=0$ Nm)



Şekil 4.47. 6-adım beslenen indüksiyon motorun trapez hız değişimine ilişkin benzetim modeline dayalı akı kestirim sonuçları ($T_L=0$ Nm)



Şekil 4.48. 6-adım beslenen indüksiyon motorun trapez hız değişimine ilişkin benzetim modeline dayalı rotor hızı ve yük momentini kestirim sonuçları ($T_L=0$ Nm)

4.3.2.3. PWM beslemeye ilişkin kestirim sonuçları

Burada, 50 Hz'lik PWM besleme kaynağı ile beslenen indüksiyon motorun 3,2 Nm'lik yük altında, rotor hızının 0 rad/s açısal hızdan nominal hıza ulaşınca kadar, sürekli halde ve yüksüz durumda trapezoidal hız değişimi olmak üzere üç farklı durumu için elde edilen benzetim modeli verileri kullanılarak, kestirim algoritmaları test edilmiştir. Motorun yük altında 0 rad/s açısal hızdan nominal hıza gelinceye kadarki geçici hal giriş/çıkış verilerine (Şekil 4.21) dayalı kestirim sonuçları, Şekil 4.49 - Şekil 4.51'de; yük altında motorun nominal hızda sürekli hal giriş/çıkış verilerine (Şekil 4.24) dayalı kestirim sonuçları, Şekil 4.52 - Şekil 4.54'de; motorun yüksüz durumda trapezoidal hız değişimine ilişkin giriş/çıkış verilerine (Şekil 4.27) dayalı kestirim sonuçları ise, Şekil 4.55 - Şekil 4.57'de verilmiştir.

Şekil 4.49'daki kestirim eğrilerinden PWM beslemeye ilişkin akım kestirim hatalarının, RMS değerlerine göre SMMM filtresinin daha iyi performans gösterdiği görülmektedir. Akı kestirim hatalarının karşılaştırıldığı grafiklerde ise, SMMS ve SMMM filtrelerinin akım hatalarının Kalman-Bucy filtresine göre daha dar bir aralıkta kaldığı aşikârdır.

Şekil 4.50'de akı kestirim hatalarının RMS değerlerine göre, SMMM filtresinin diğer filtrelere göre daha önce kararlı hale ulaştığı ve daha iyi performans sağladığı görülmektedir.

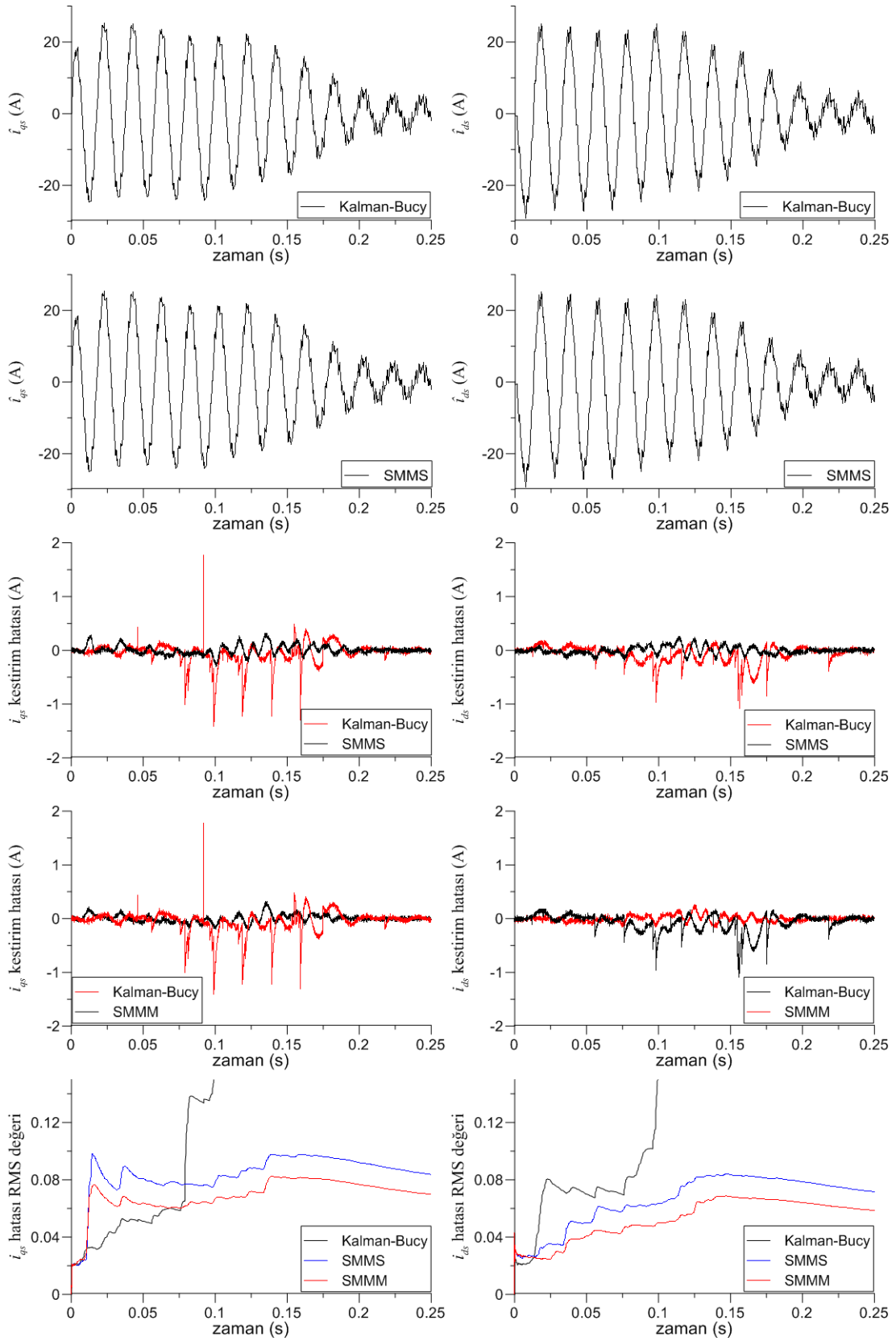
Şekil 4.51'de rotor hızı kestirimi için en az salınım yapan ve en uygun filtrenin Kalman-Bucy filtresi olduğu görülmektedir. Aynı şekilde yük momentinin kestirimi için de, Kalman-Bucy filtresinin kestirim performansının daha iyi olduğu görülmektedir.

Şekil 4.52 ve Şekil 4.53'deki akım ve akı kestirim sonuçlarından sürekli halde öngörülen kestirim algoritmalarına ilişkin kestirim hatalarının, Kalman-Bucy algoritmasına göre daha kısa sürede sifra yakınsadığı görülmektedir.

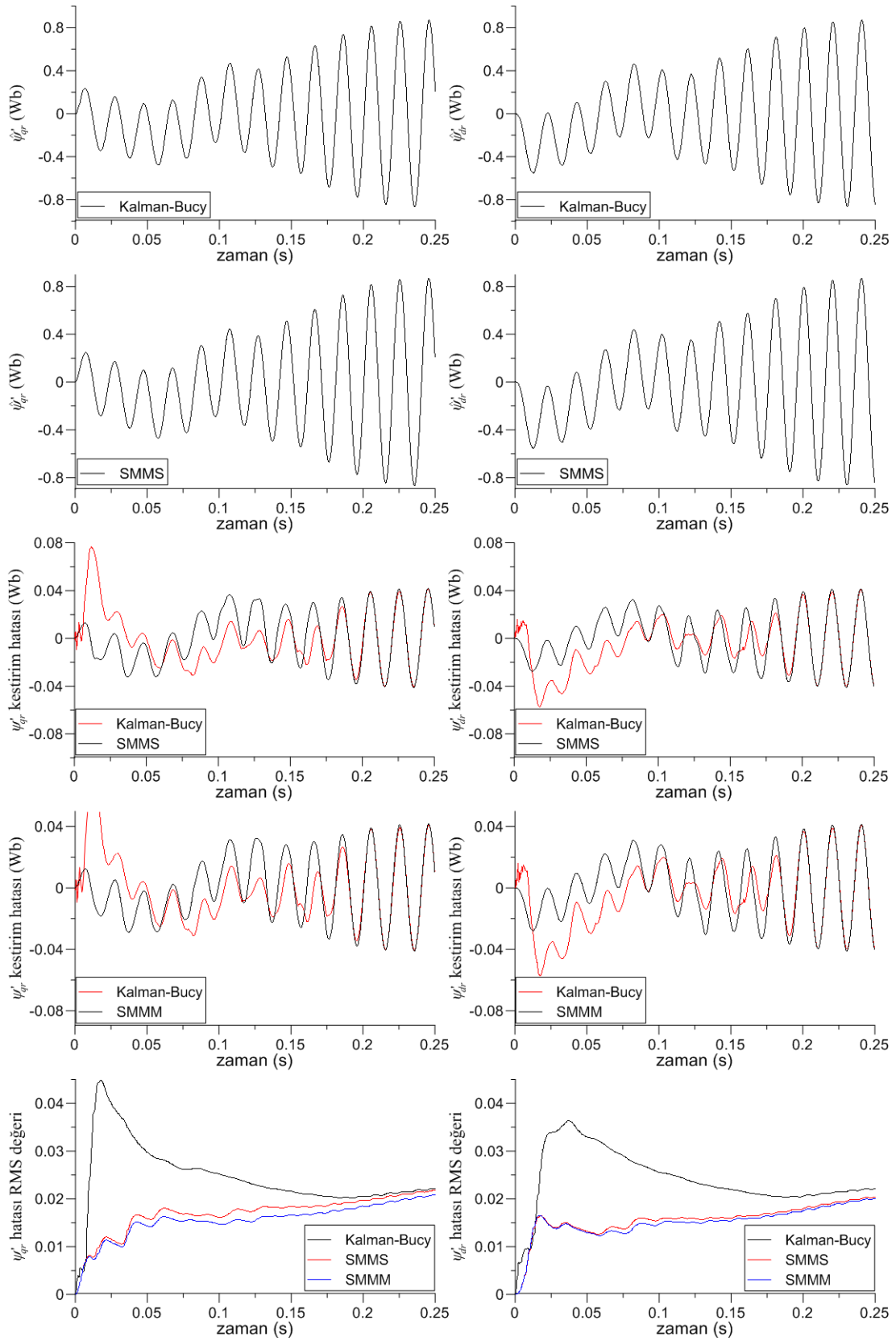
Şekil 4.54'deki kestirim eğrilerinden; öngörülen algoritmalar ile hesaplanan rotor hızı kestirim hatalarının, Kalman-Bucy'ye göre daha kısa sürede sifira yakınsadığı, yük momentine ilişkin kestirim hatalarının ise, üç algoritma içinde yaklaşık aynı sürelerde sifira yakınsadığı görülmektedir.

Şekil 4.55 ve Şekil 4.56'daki akım ve akı bileşenlerine ilişkin kestirim sonuçlarından her üç algoritmaya ilişkin kestirim performanslarının birbirine oldukça yakın olduğu görülmektedir.

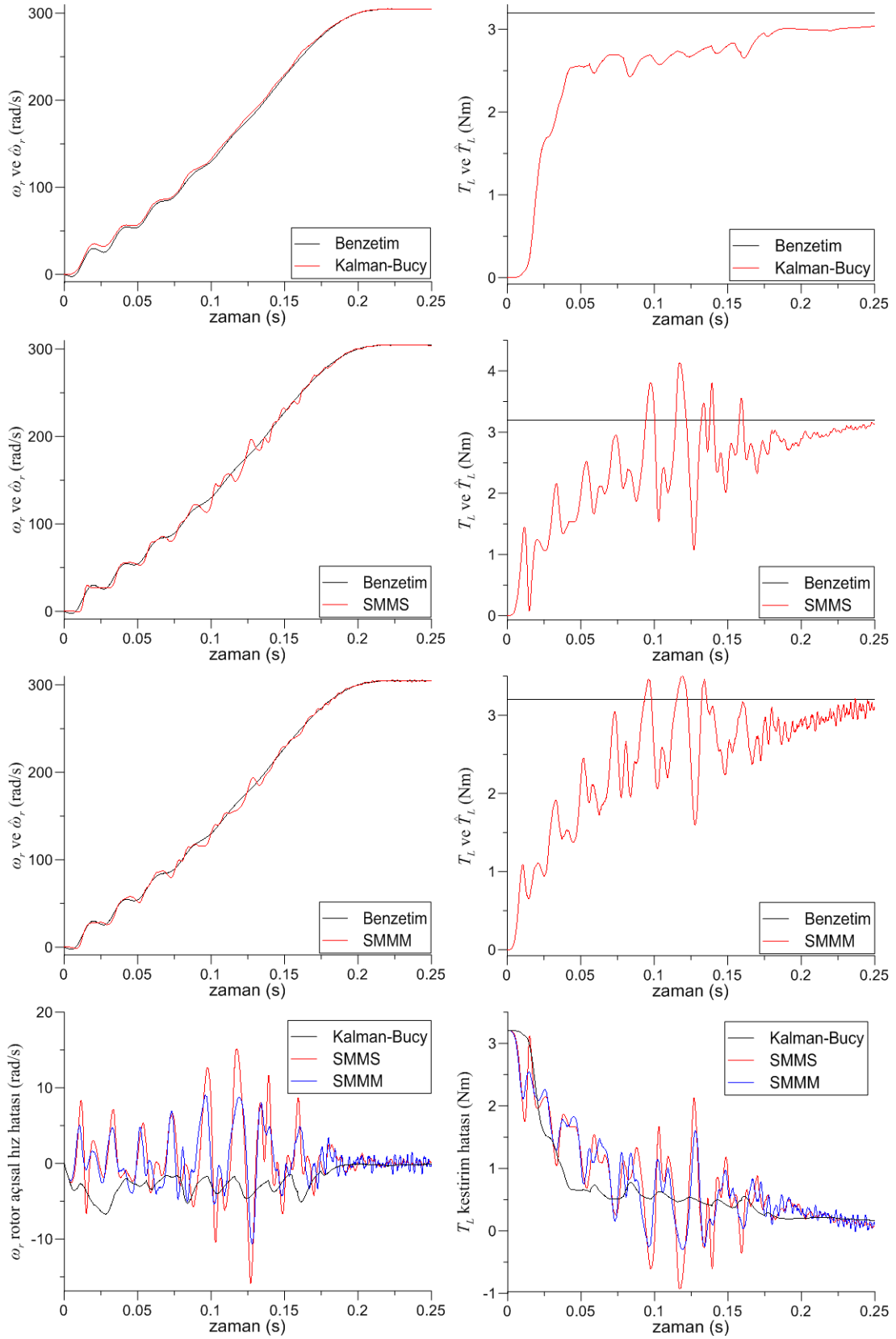
Şekil 4.57'deki kestirim sonuçlarından ise Kalman-Bucy filtresi ile rotor hızı ve yük momenti kestiriminin, öngörülen algoritmalara göre daha az salınımlı ve dar hata bandında gerçekleştirildiği anlaşılmaktadır.



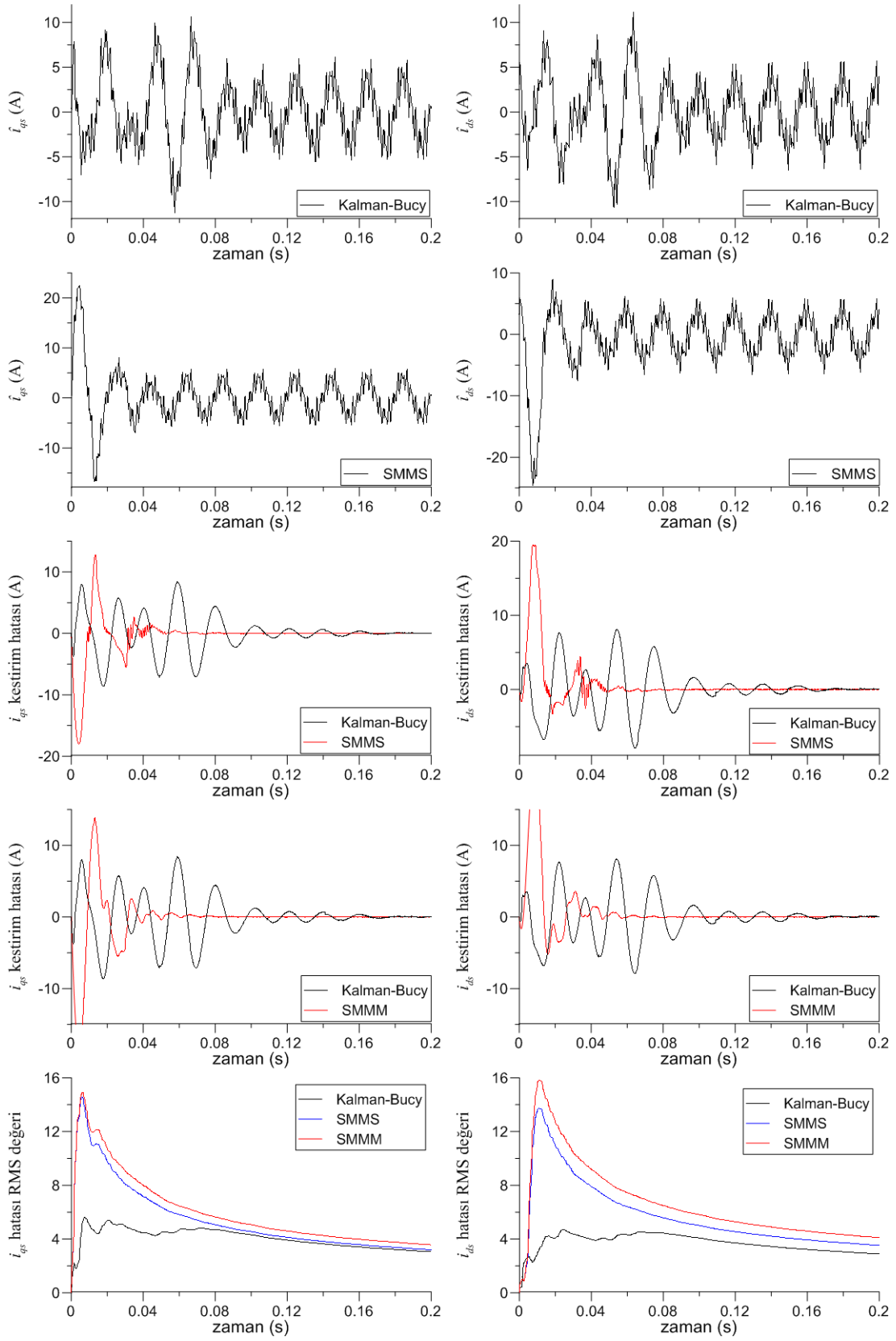
Şekil 4.49. Yüklü durumda indüksiyon motorun PWM beslemeye ilişkin benzetim modeline dayalı geçici hal akım kestirim sonuçları ($T_L=3,2$ Nm)



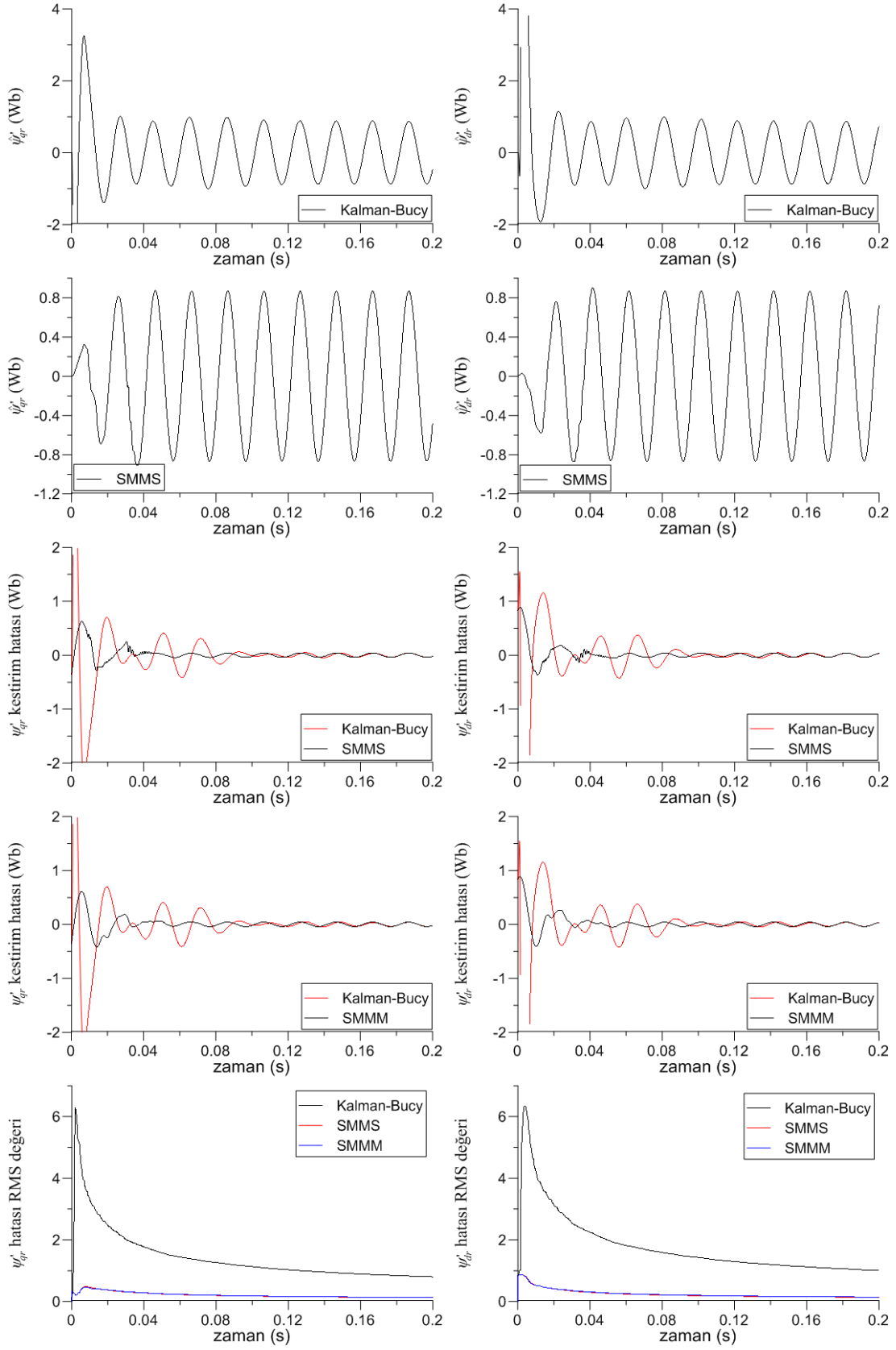
Şekil 4.50. Yüklü durumda indüksiyon motorun PWM beslemeye ilişkin benzetim modeline dayalı geçici hal akı kestirim sonuçları ($T_L=3,2$ Nm)



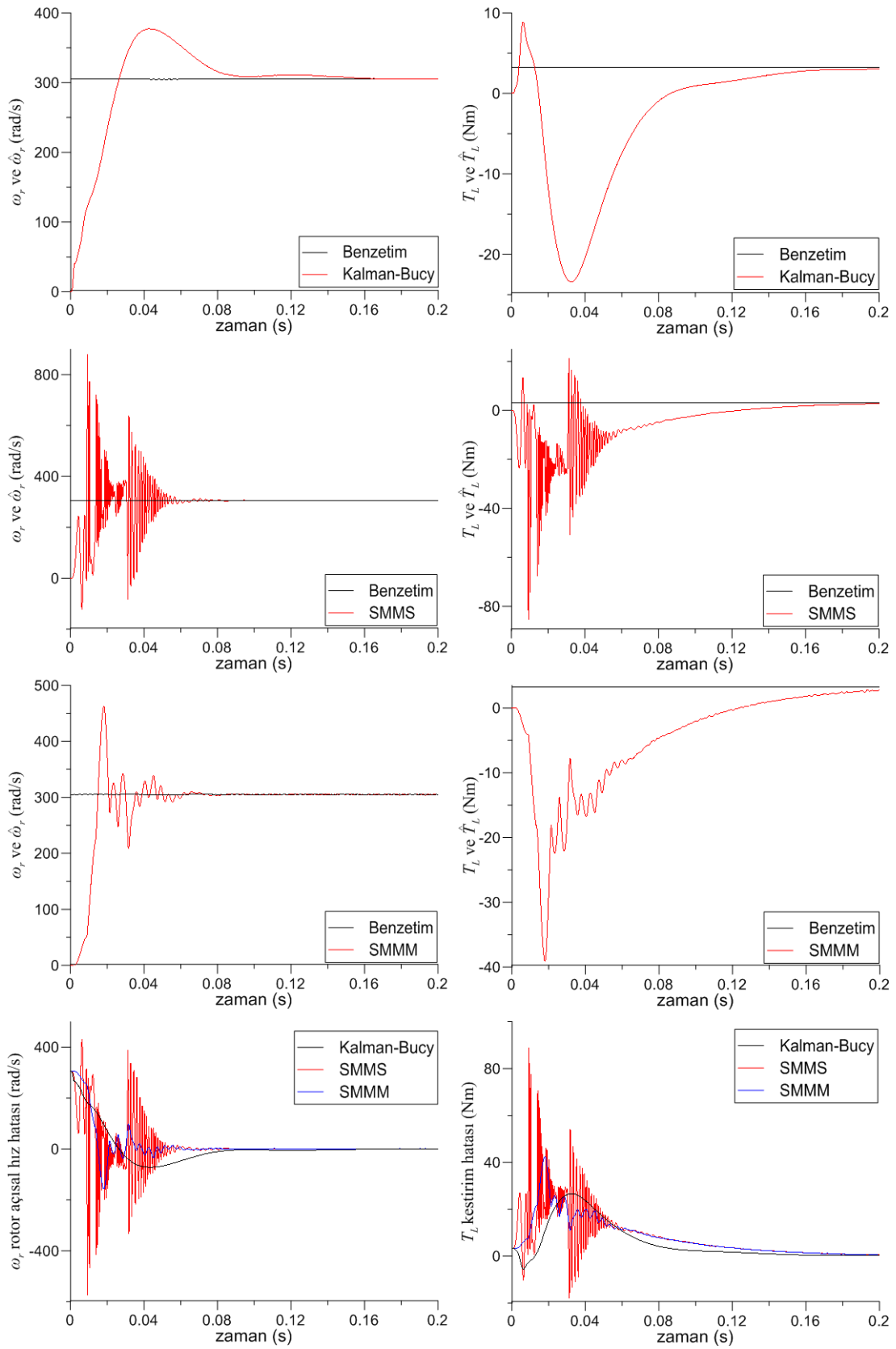
Şekil 4.51. Yüklü durumda indüksiyon motorun PWM beslemeye ilişkin benzetim modeline dayalı geçici hal rotor hızı ve yük momenti kestirim sonuçları ($T_L=3,2$ Nm)



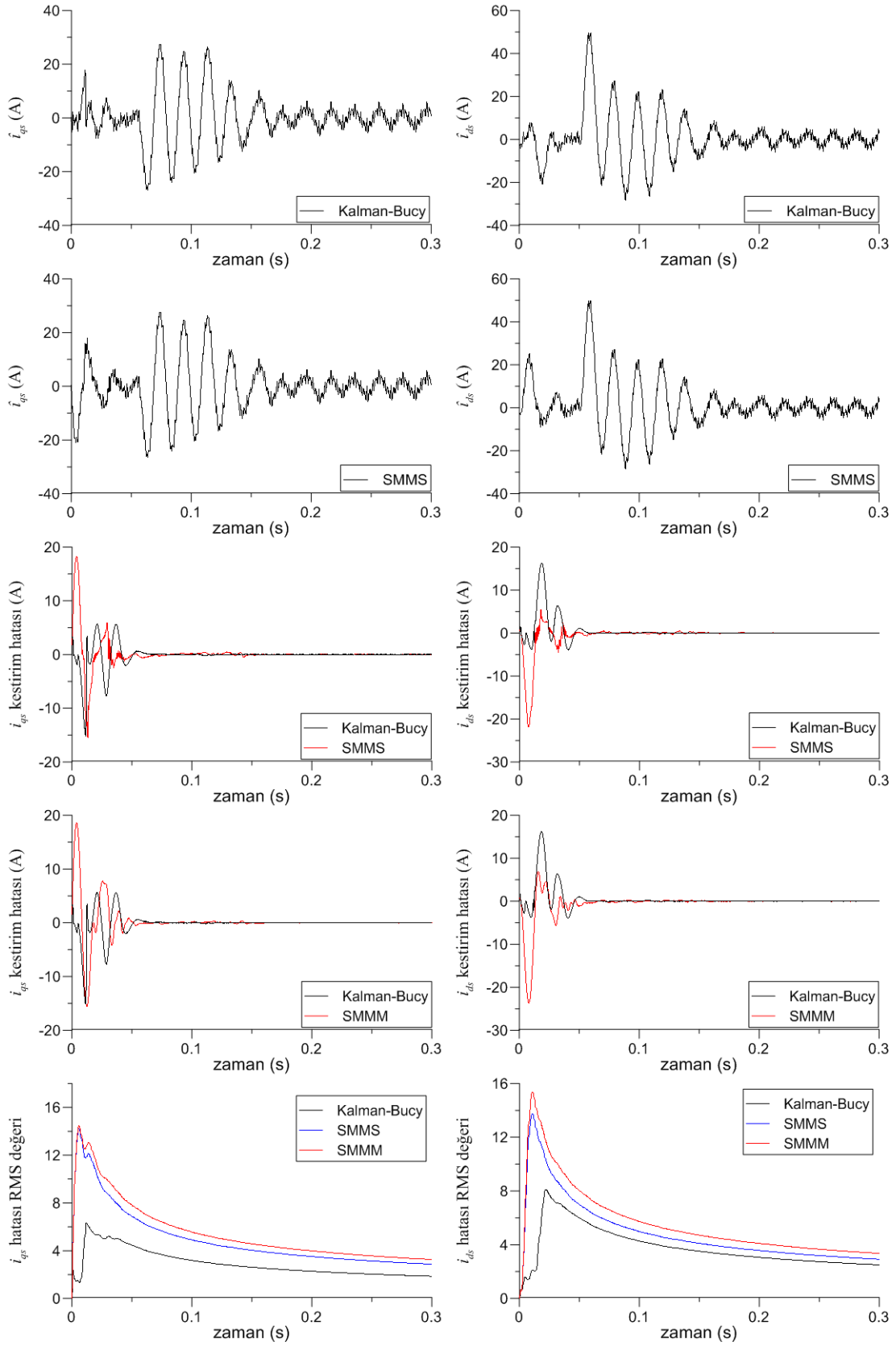
Şekil 4.52. Yüklü durumda indüksiyon motorun PWM beslemeye ilişkin benzetim modeline dayalı sürekli hal akım kestirim sonuçları ($T_L=3,2$ Nm)



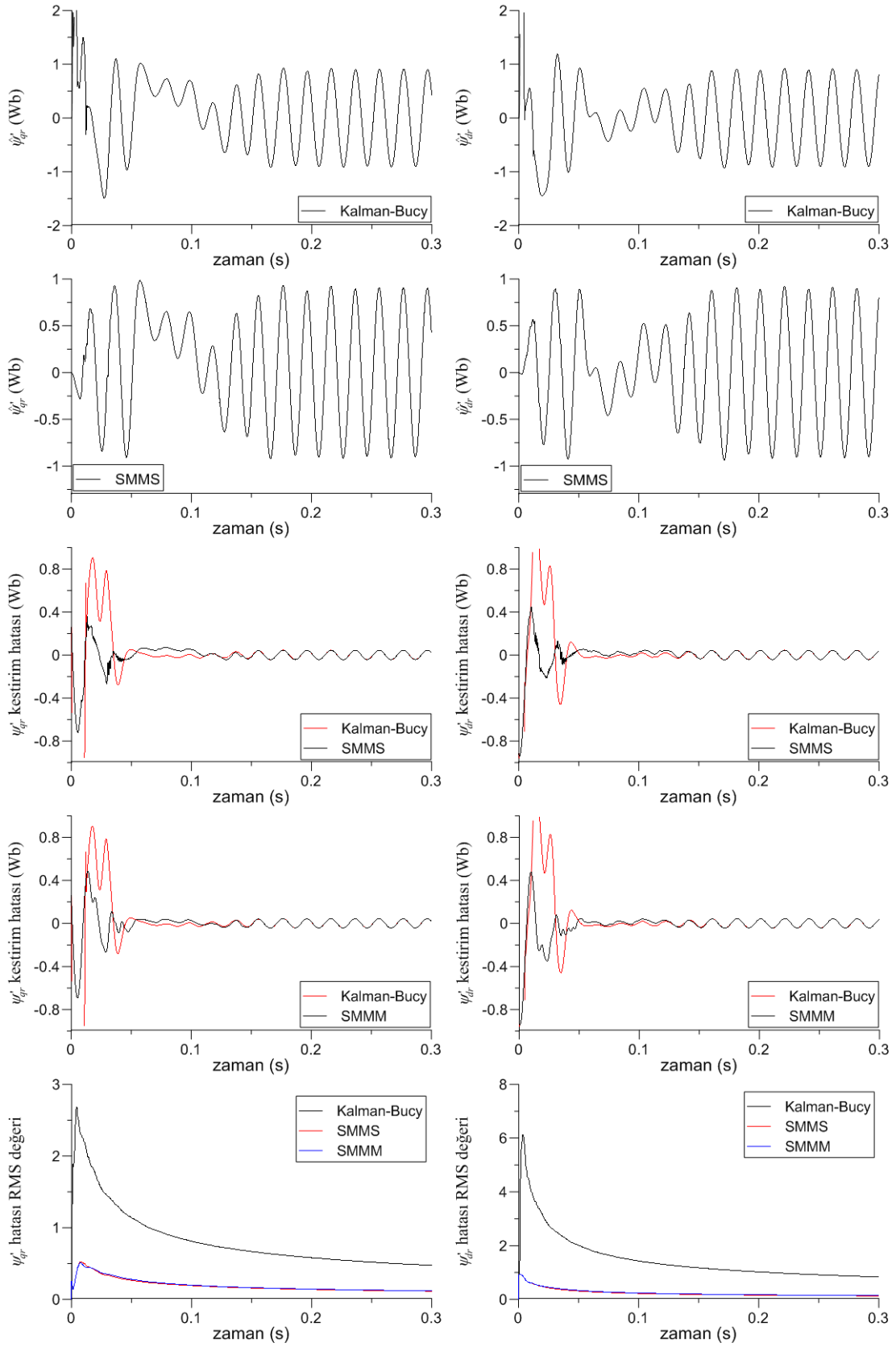
Şekil 4.53. Yüklü durumda indüksiyon motorun PWM beslemeye ilişkin benzetim modeline dayalı sürekli hal akı kestirim sonuçları ($T_L=3,2$ Nm)



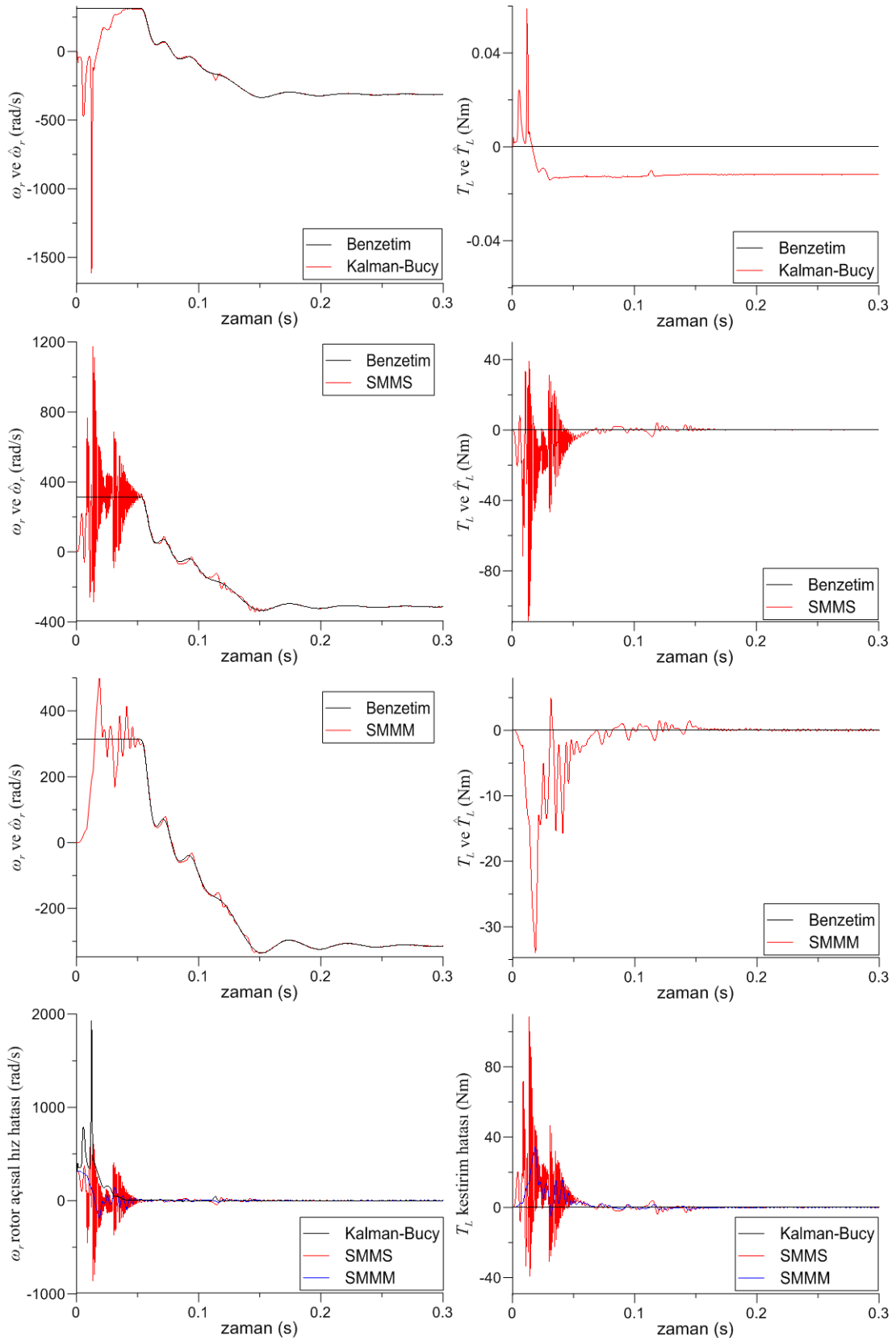
Şekil 4.54. Yüklü durumda indüksiyon motorun PWM beslemeye ilişkin benzetim modeline dayalı sürekli hal rotor hızı ve yük momenti kestirim sonuçları ($T_L=3,2$ Nm)



Şekil 4.55. PWM beslenen indüksiyon motorun trapez hız değişime ilişkin benzetim modeline dayalı akım kestirim sonuçları ($T_L=0$ Nm)



Şekil 4.56. PWM beslenen indüksiyon motorun trapez hız değişime ilişkin benzetim modeline dayalı akı kestirim sonuçları ($T_L=0$ Nm)



Şekil 4.57. PWM beslenen indüksiyon motorun trapez hız değişimine ilişkin benzetim modeline dayalı rotor hızı ve yük momentini kestirim sonuçları ($T_L=0$ Nm)

4.4. Deneysel Verilere Dayalı Kestirim Sonuçları

Şekil 4.58'deki ölçüm düzeneği; sargıları yıldız bağlı sincap kafesli bir indüksiyon motorun faz gerilimlerinin, faz akımlarının ve rotor hızının eş zamanlı olarak ölçülebilmesi için gerekli donanımı içermektedir.

Tezde kestirim algoritmalarının performanslarının farklı besleme kaynaklarına göre incelenebilmesi için, ölçüm düzeneğinde üç-fazlı şebeke ve 6-adım besleme kaynağı kullanılmıştır. 6-adım besleme için 6-adım motor sürücüsü kullanılmıştır.

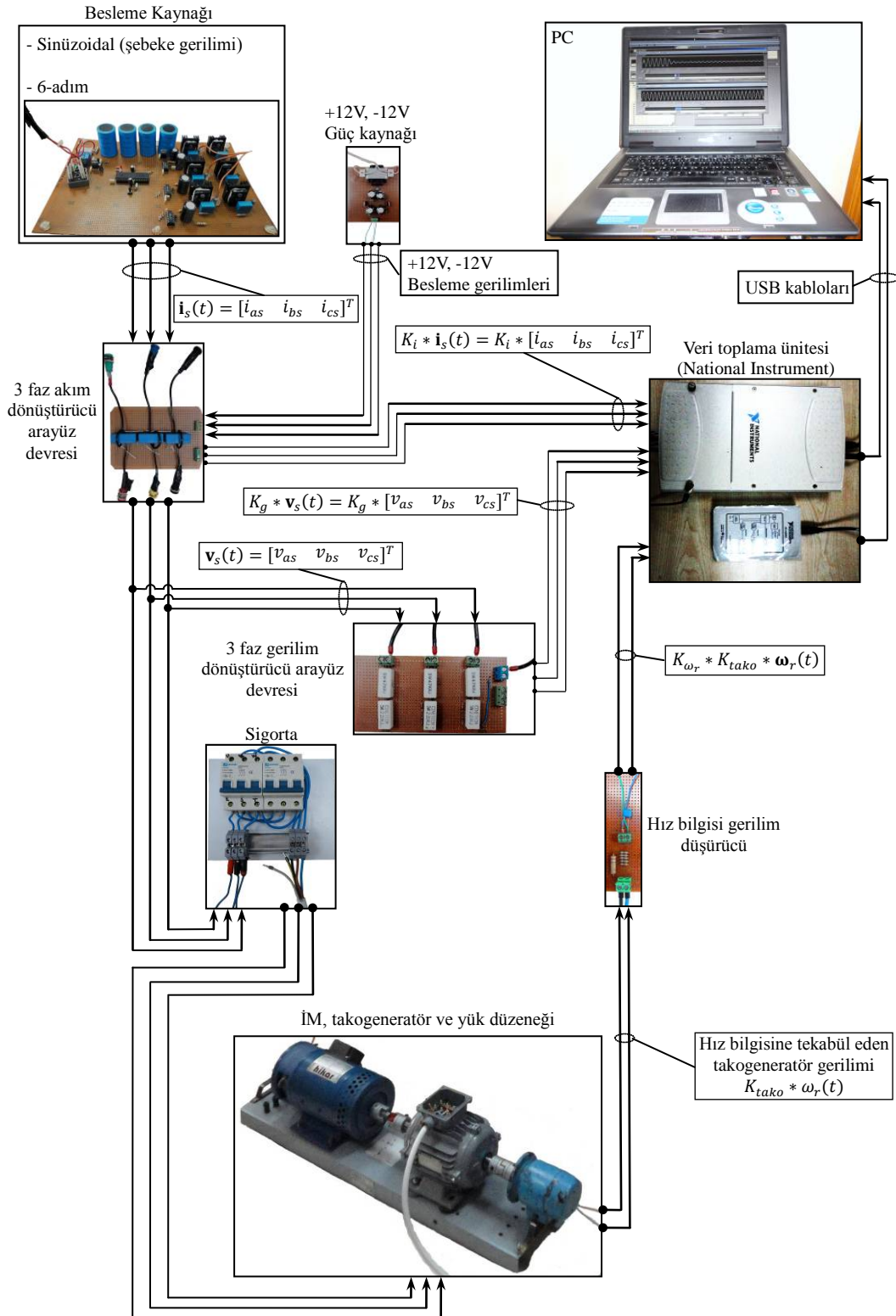
Veri toplama ünitelerinin analog girişleri -10 V ile +10 V aralığındaki sürekli sinyalleri ölçebildiğinden, uygun arayüz devreleri kullanılmıştır.

3 faz akım dönüştürücü ara yüz devresi için LA55-P, hall etkili akı algılayıcıları kullanılmıştır. Üç faz akım dönüştürücü ara yüz devresi, ölçülecek amper seviyesindeki akımı veri toplama ünitesinin ölçebileceği gerilime düşürecek şekilde tasarlanmıştır. Devrenin giriş akımı ile çıkış gerilimi arasındaki toplam çevirme oranı $K_i = 0,3226$ olarak belirlenmiştir.

Gerilim dönüştürücü ara yüz devresi ise, yüksek akıma dayanıklı taş dirençlerden oluşturulmuş klasik bir gerilim bölücü devresidir. Devrenin giriş gerilimi ile çıkış gerilimi arasındaki toplam çevirme oranı, $K_g = 0,0047$ olarak belirlenmiştir.

Ölçüm düzeneğinde rotor hızı lineer bir takogeneratör vasıtasıyla ölçülmüştür. İndüksiyon motorun senkron hızında (3000 rpm = 314,1593 rad/s) takogeneratör 172 Volt DC gerilim üretmektedir. Bu durumda takogeneratörün milinin açısal hızı ile gerilim arasındaki kazanç sabiti $K_{tako} = 0,5475$ olarak; hız bilgisi gerilim düşürücü devrenin kazanç sabiti ise $K_{\omega_r} = 0,0542$ olarak belirlenmiştir. Dolayısıyla senkron açısal hız ile gerilim dönüştürücünün çıkış gerilimi arasındaki oran $K_{\omega_r} * K_{tako} = 0,0297$ şeklinde hesaplanmıştır.

Veri toplama kartı ile 3 faz akımı, 3 faz gerilimi ve rotor açılal hızı olmak üzere toplam 7 adet ölçüm sinyali, 5 kHz'lik örnekleme frekansı ile eşzamanlı ölçülerek PC belleğine kaydedilmiştir.



Şekil 4.58. Deneysel verilerin üretildiği ölçüm düzeneği

4.4.1. Durum değişkenlerine ilişkin deneysel kestirim sonuçları

Benzetim çalışmalarında kullanılan IM deney düzeneğinde 50 Hz'lik sinüzoidal ve 6-adımlı besleme gerilimleri ile beslenen motora ilişkin yüksüz durumda ve sinüzoidal besleme için 3 Nm, 6-adımlı besleme için 3,2 Nm yük altında olmak üzere iki farklı besleme için deneysel ölçüm verileri kaydedilmiştir.

Bu bölümde, sinüzoidal ve 6-adım ile beslenen indüksiyon motorun deneysel verilere dayalı stator akım ve rotor akılarının kestirimi için kullanılan kestirim algoritmalarına ilişkin parametreler ve başlangıç koşulları belirtilmiştir.

Kalman-Bucy algoritması başlangıç koşulları ve kovaryans matrisleri;

$$\mathbf{P}(0) = \mathbf{I}, \quad \hat{\mathbf{x}}(0) = \begin{bmatrix} i_{qs}(0) \\ i_{ds}(0) \\ [0]_{2 \times 1} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{R} = 0,009\mathbf{I}_{2 \times 2}, \quad \mathbf{Q} = \mathbf{I}_{2 \times 2}$$

kayma kipli ortalama-kare filtresi başlangıç koşulları ve parametreleri;

$$\mathbf{Q}_{SMMS}(0) = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{2 \times 2} & [0]_{2 \times 2} \\ \mathbf{I}_{2 \times 2} & [0]_{2 \times 2} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{m}(0) = \begin{bmatrix} i_{qs}(0) \\ i_{ds}(0) \\ [0]_{2 \times 1} \end{bmatrix}, \quad k_{SMMS} = 100;$$

ve kayma kipli ortalama-modül filtresi başlangıç koşulları ve parametreleri;

$$\mathbf{Q}_{SMMM}(0) = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{2 \times 2} & [0]_{2 \times 2} \\ \mathbf{I}_{2 \times 2} & [0]_{2 \times 2} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{m}(0) = \begin{bmatrix} i_{qs}(0) \\ i_{ds}(0) \\ [0]_{2 \times 1} \end{bmatrix}, \quad k_{SMMM} = 100$$

olarak seçilmiştir.

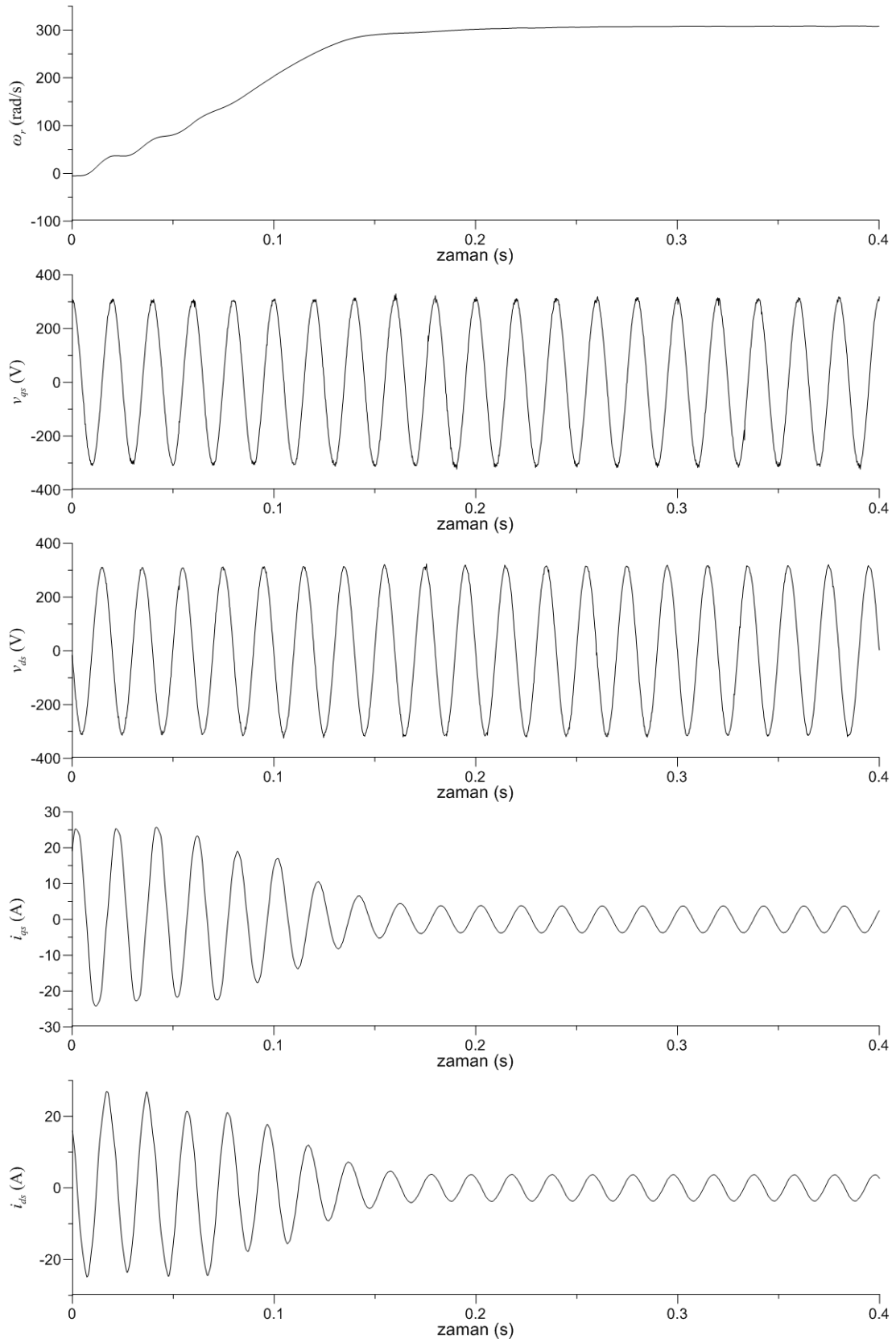
4.4.1.1. Sinüzoidal beslemeye ilişkin deneysel kestirim sonuçları

Şekil 4.59’da, yüklü durumda sinüzoidal besleme için geçici hal giriş/çıkış ölçümleri, Şekil 4.60 ve Şekil 4.61’de ise, bu ölçümlere dayalı akım ve akı kestirim sonuçları verilmiştir.

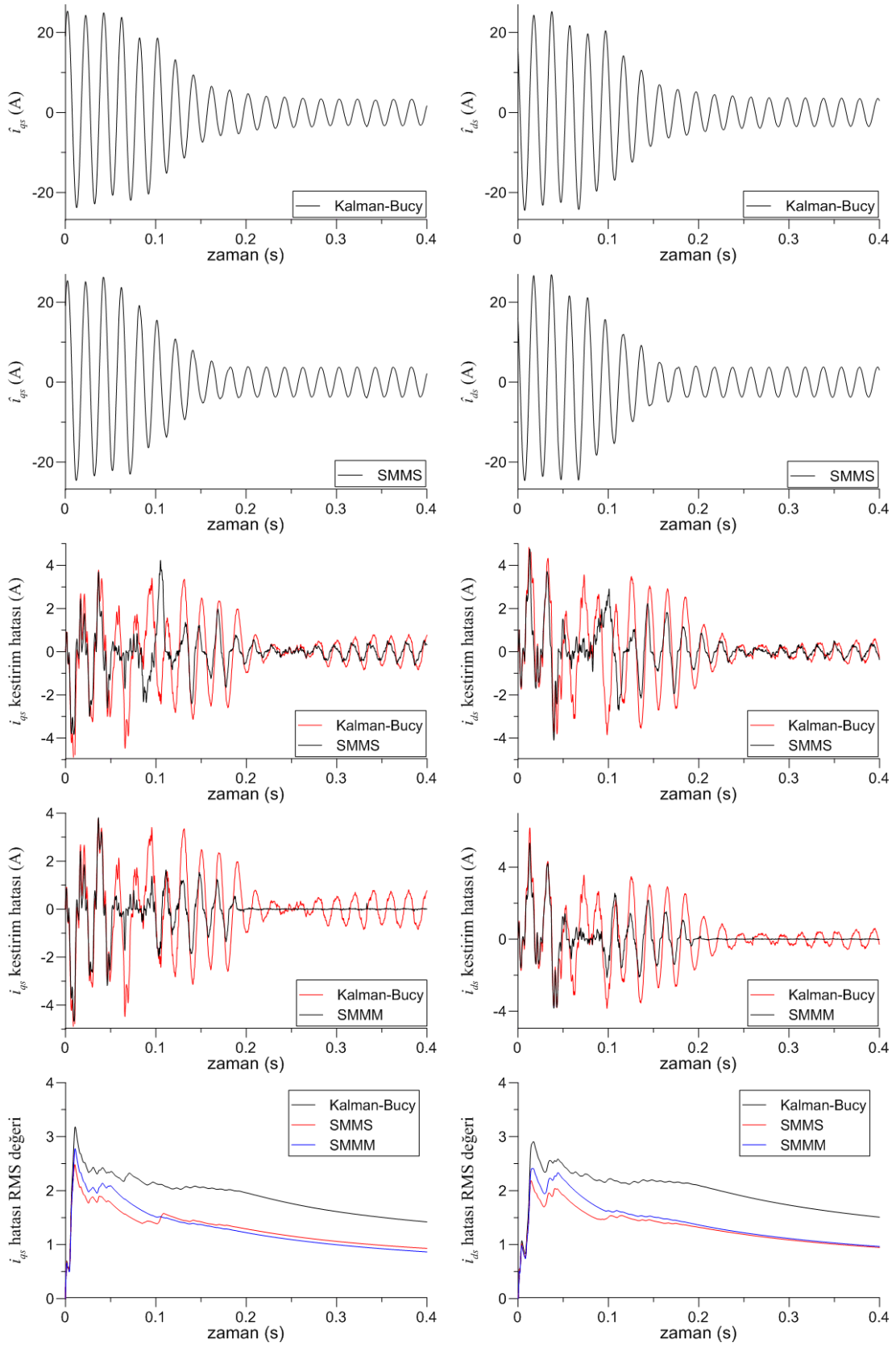
Şekil 4.60 ve Şekil 4.61’deki kestirim sonuçlarından, öngörülen SMMM filtreleme algoritması ile kestirilen stator akım bileşenlerinin, diğer algoritmalara göre sıfıra yakın bir hata bandı içerisinde; rotor akı bileşenlerinin ise, üç algoritma için de yaklaşık aynı hata bandı içerisinde kestirildiği görülmektedir.

Şekil 4.62’de, yüklü durumda sinüzoidal besleme için sürekli hal giriş/çıkış ölçümleri, Şekil 4.63 ve Şekil 4.64’de ise, bu ölçümlere dayalı akım ve akı kestirim sonuçları verilmektedir.

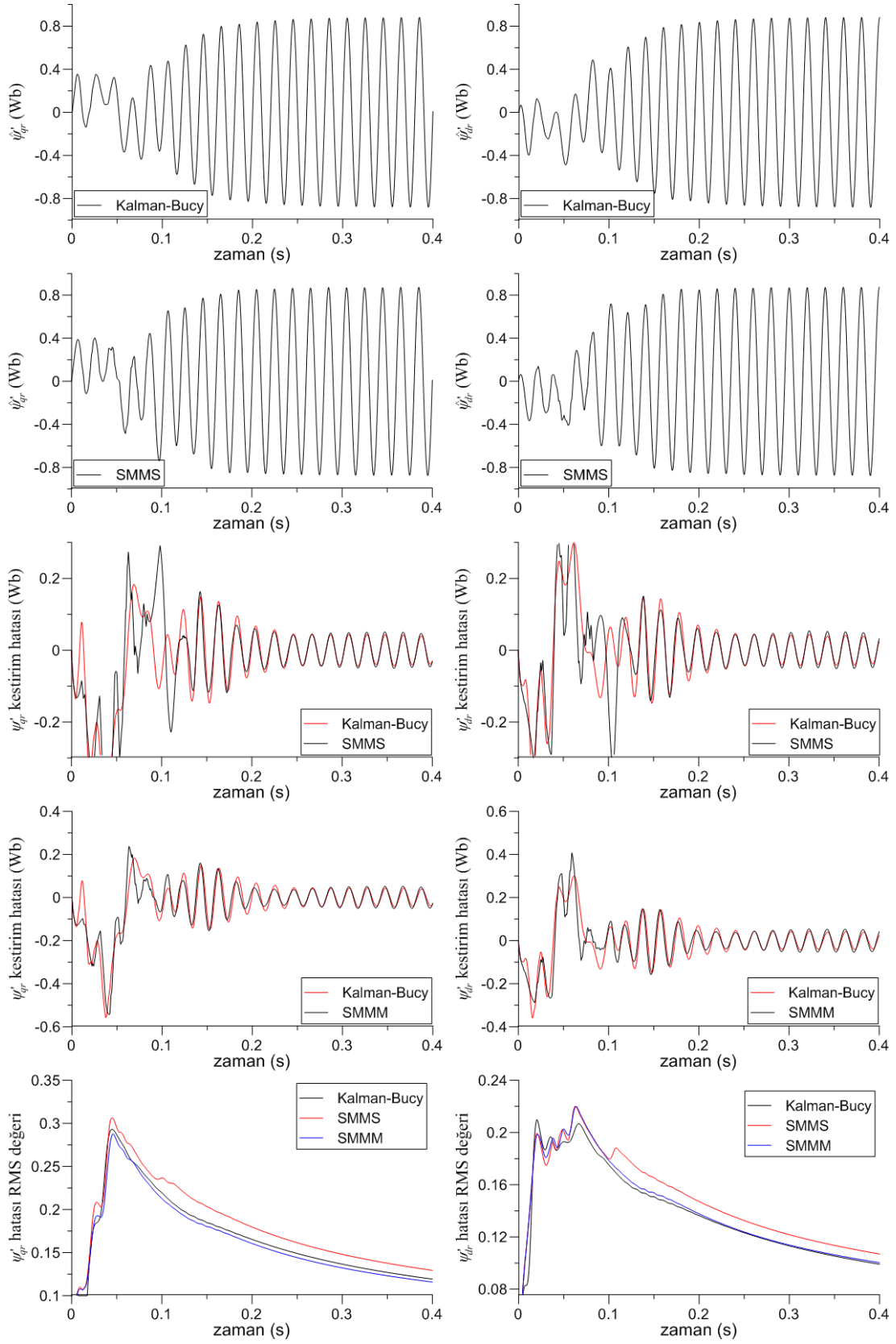
Şekil 4.63’deki kestirim sonuçlarından SMMM filtreleme algoritması ile kestirilen stator akım bileşenlerinin diğer algoritmalara göre daha kısa sürede sıfıra yakın hata tolerans bandı içerisinde kaldığı, Şekil 4.64’deki kestirim sonuçlarından ise, rotor akı bileşenlerinin her üç algoritma için birbirine oldukça yakın bir hata tolerans bandı içerisinde kaldığı görülmektedir.



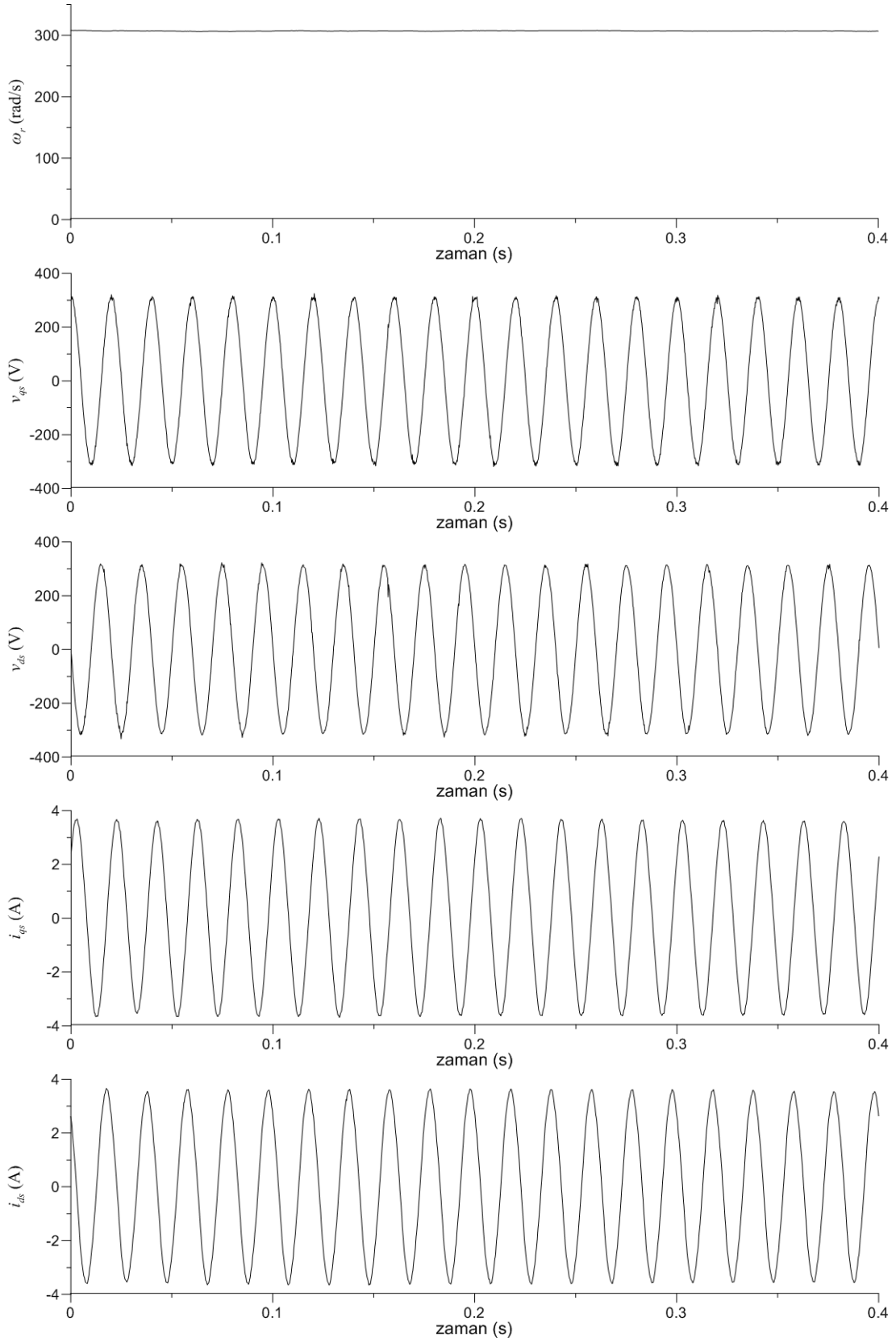
Şekil 4.59. Yüklü durumda indüksiyon motorun sinüzoidal besleme için geçici hal deneysel giriş/çıkış ölçüm verileri ($T_L=3$ Nm)



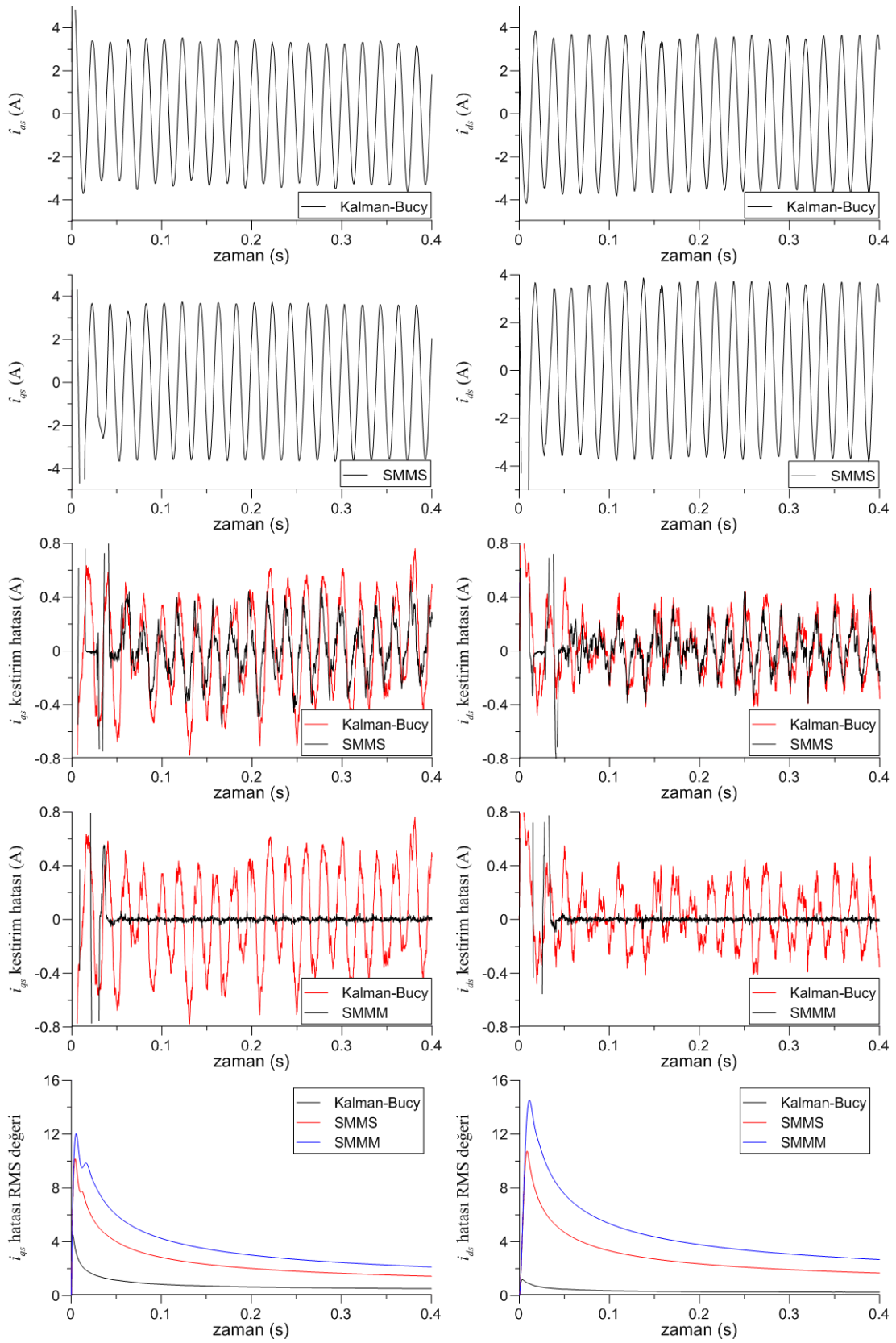
Şekil 4.60. Yüklü durumda indüksiyon motorun sinüzoidal besleme için deneysel verilere dayalı geçici hal akım kestirim sonuçları ($T_L=3$ Nm)



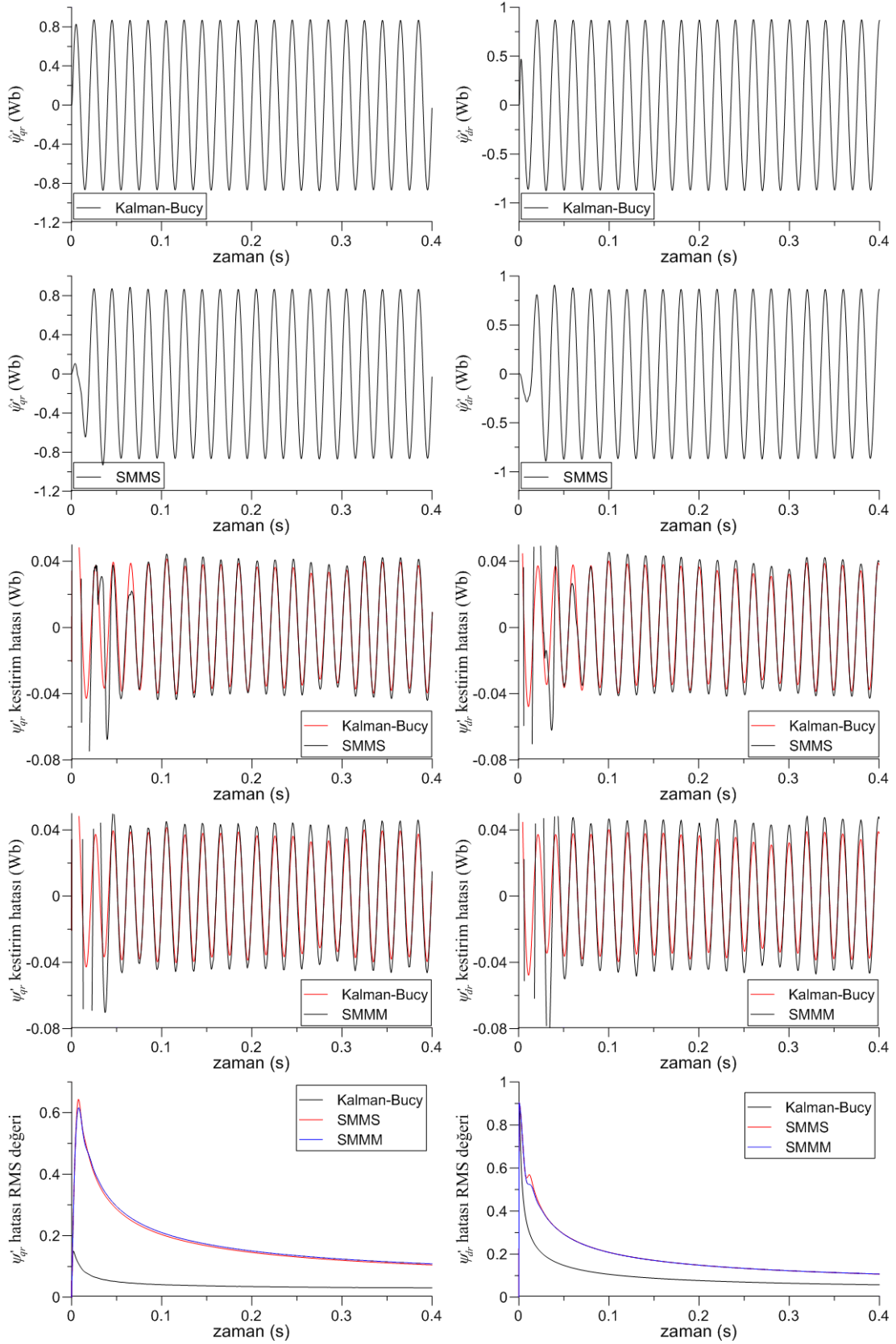
Şekil 4.61. Yüklü durumda indüksiyon motorun sinüzoidal besleme için deneysel verilere dayalı geçici hal akı kestirim sonuçları ($T_L=3$ Nm)



Şekil 4.62. Yüklü durumda indüksiyon motorun sinüzoidal besleme için sürekli hal deneysel giriş/çıkış ölçüm verileri ($T_L=3$ Nm)



Şekil 4.63. Yüklü durumda indüksiyon motorun sinüzoidal besleme için deneysel verilere dayalı sürekli hal akım kestirim sonuçları ($T_L=3$ Nm)



Şekil 4.64. Yüklü durumda indüksiyon motorun sinüzoidal besleme için deneysel verilere dayalı sürekli hal akı kestirim sonuçları ($T_L=3$ Nm)

4.4.1.2. 6-adım beslemeye ilişkin deneysel kestirim sonuçları

Şekil 4.65’de, yüklü durumda sinüzoidal besleme için geçici hal giriş/çıkış ölçümleri Şekil 4.66 ve Şekil 4.67 ise, bu ölçümlere dayalı akım ve akı kestirim sonuçları verilmiştir.

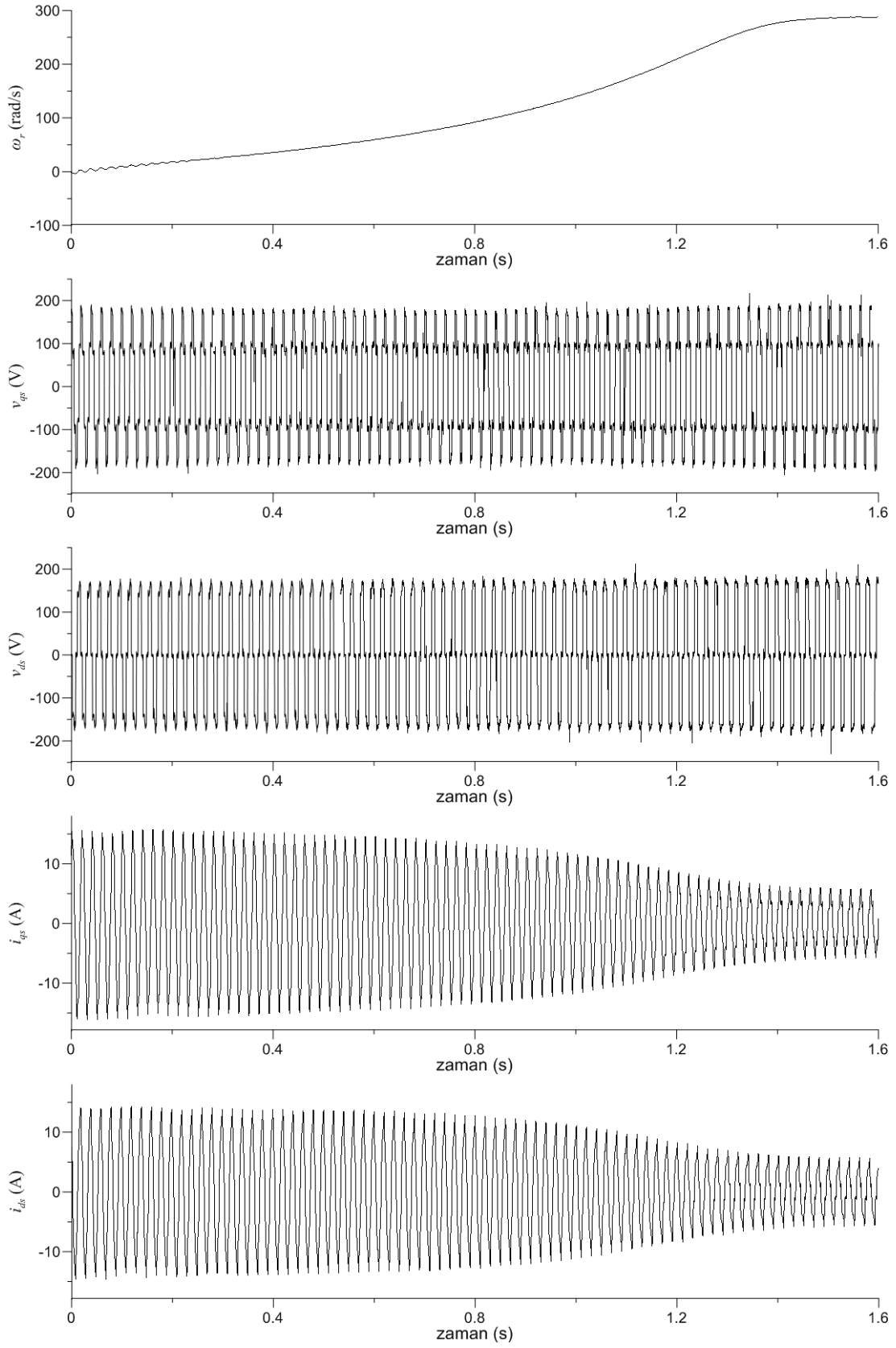
Şekil 4.66’da, akım kestirim hatalarının karşılaştırıldığı grafikler, SMMS ve SMMM filtrelerinin hata bantlarının, Kalman-Bucy filtresine göre daha dar bir aralıkta olduğunu göstermektedir.

Şekil 4.67 ile verilen akı kestirim hatası grafiklerine göre, Kalman-Bucy algoritmasının kestirim performansının daha iyi olduğu anlaşılmaktadır.

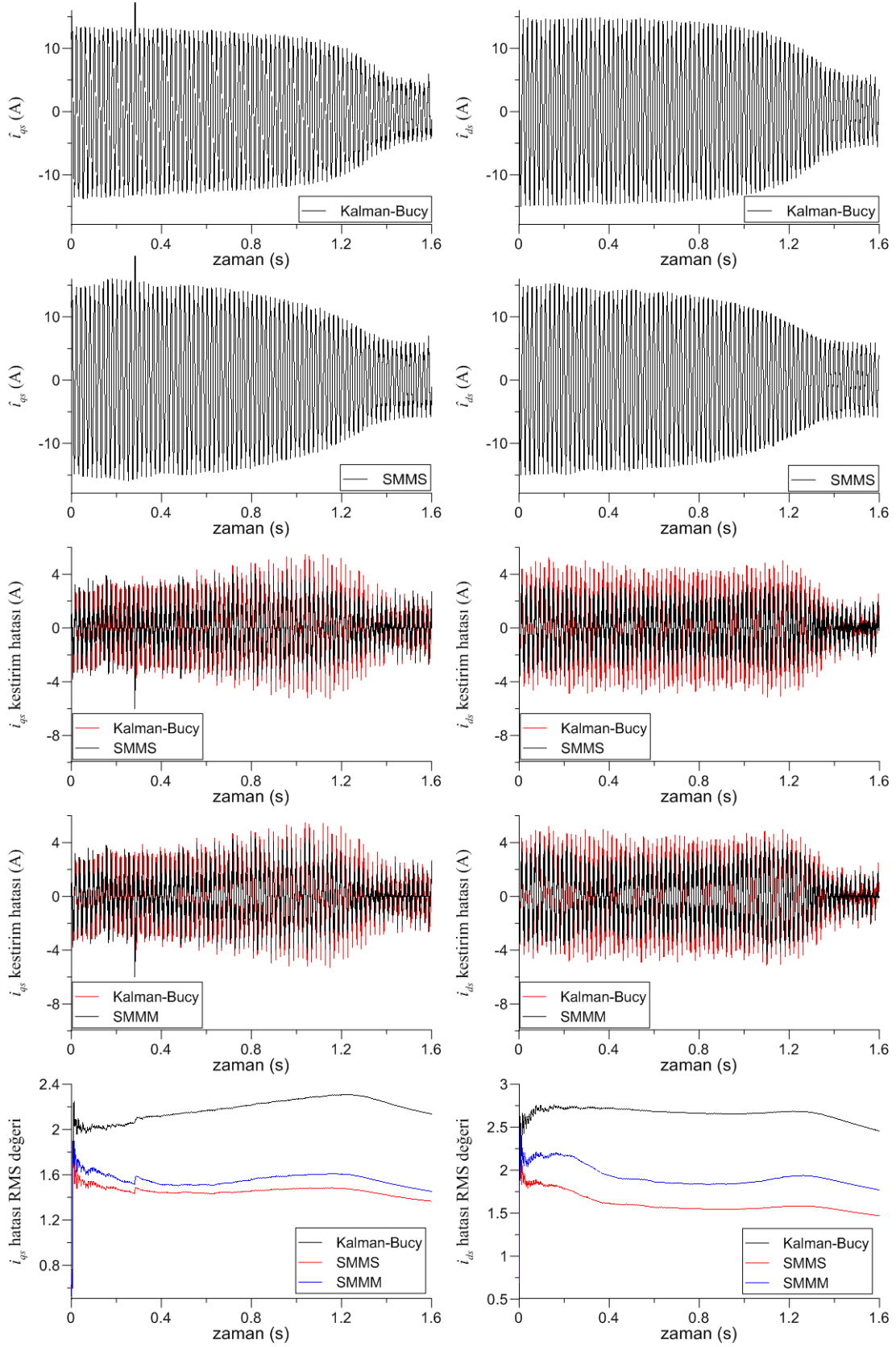
Şekil 4.68’de, yüklü durumda sinüzoidal besleme için sürekli hal giriş/çıkış ölçümleri Şekil 4.69 ve Şekil 4.70 ise, bu ölçümlere dayalı akım ve akı kestirim sonuçları verilmiştir.

Şekil 4.69’daki akım kestirim hatası grafiklerinde SMMS filtresi 0,02 s’de, SMMM filtresi 0,03 s’de kararlılığa ulaşmaktadır. Bu sürelerden sonra SMMS ve SMMM filtrelerine ait akım kestirim hatası ile Kalman-Bucy filtresine ait akım hatası birbirlerine yakın hata aralık bantlarında kalmışlardır.

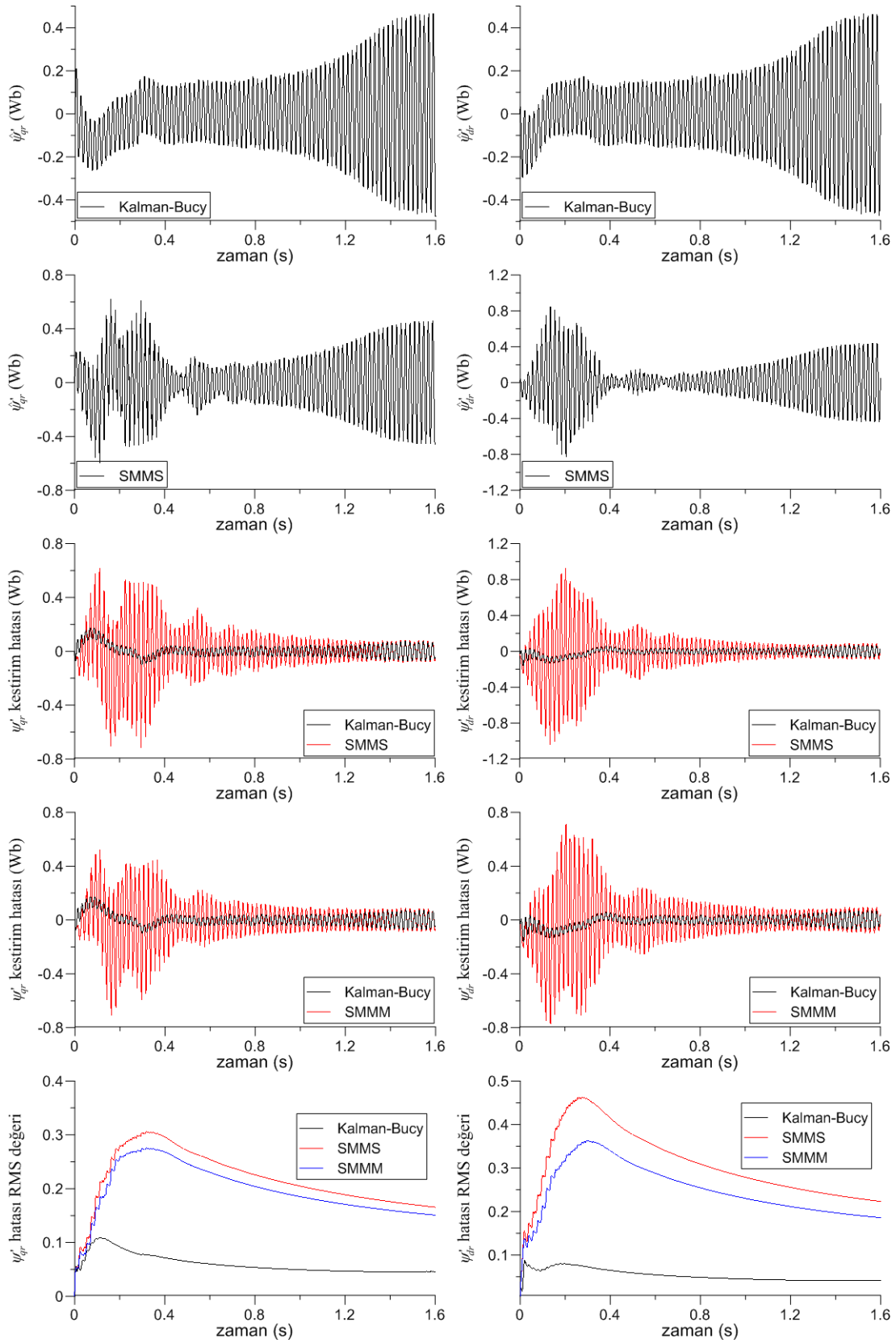
Şekil 4.70’de, Kalman-Bucy filtresinin akı kestiriminde diğer filtrelere göre daha iyi performans gösterdiği görülmektedir.



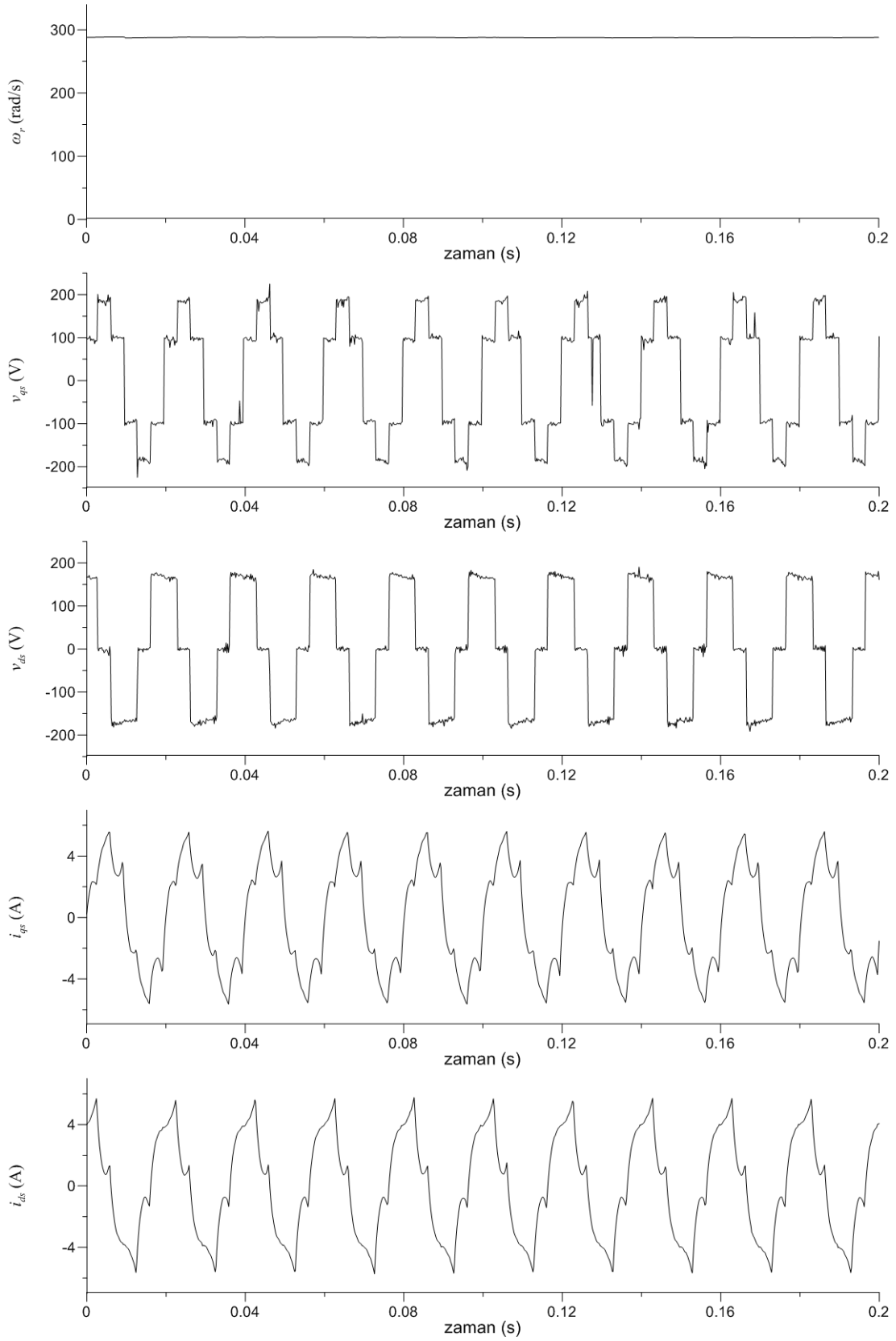
Şekil 4.65. Yüklü durumda indüksiyon motorun 6-adım besleme için geçici hal deneysel giriş/çıkış ölçüm verileri ($T_L=3,2$ Nm)



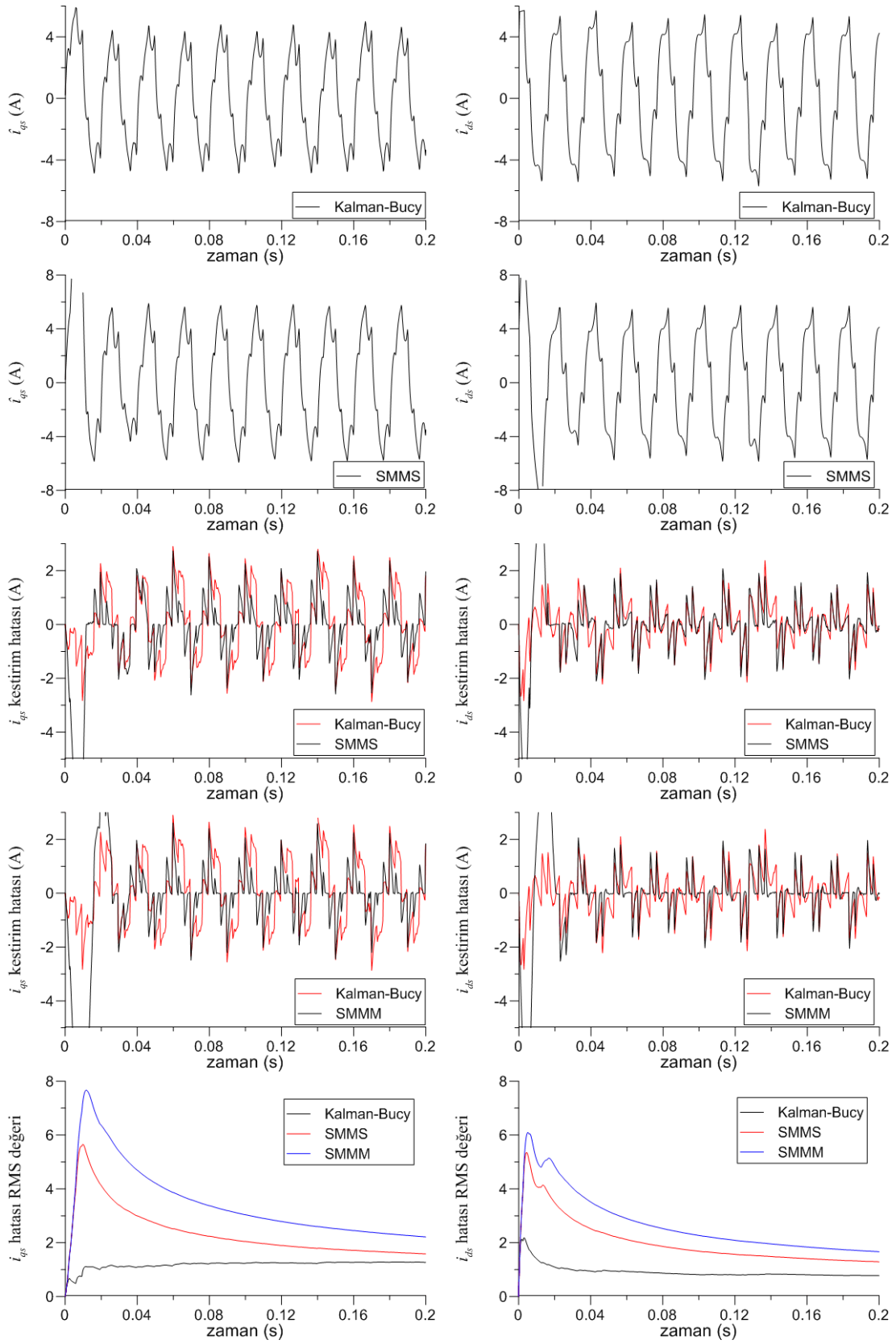
Şekil 4.66. Yüklü durumda indüksiyon motorun 6-adım besleme için deneysel verilere dayalı geçici hal akım kestirim sonuçları ($T_L=3,2$ Nm)



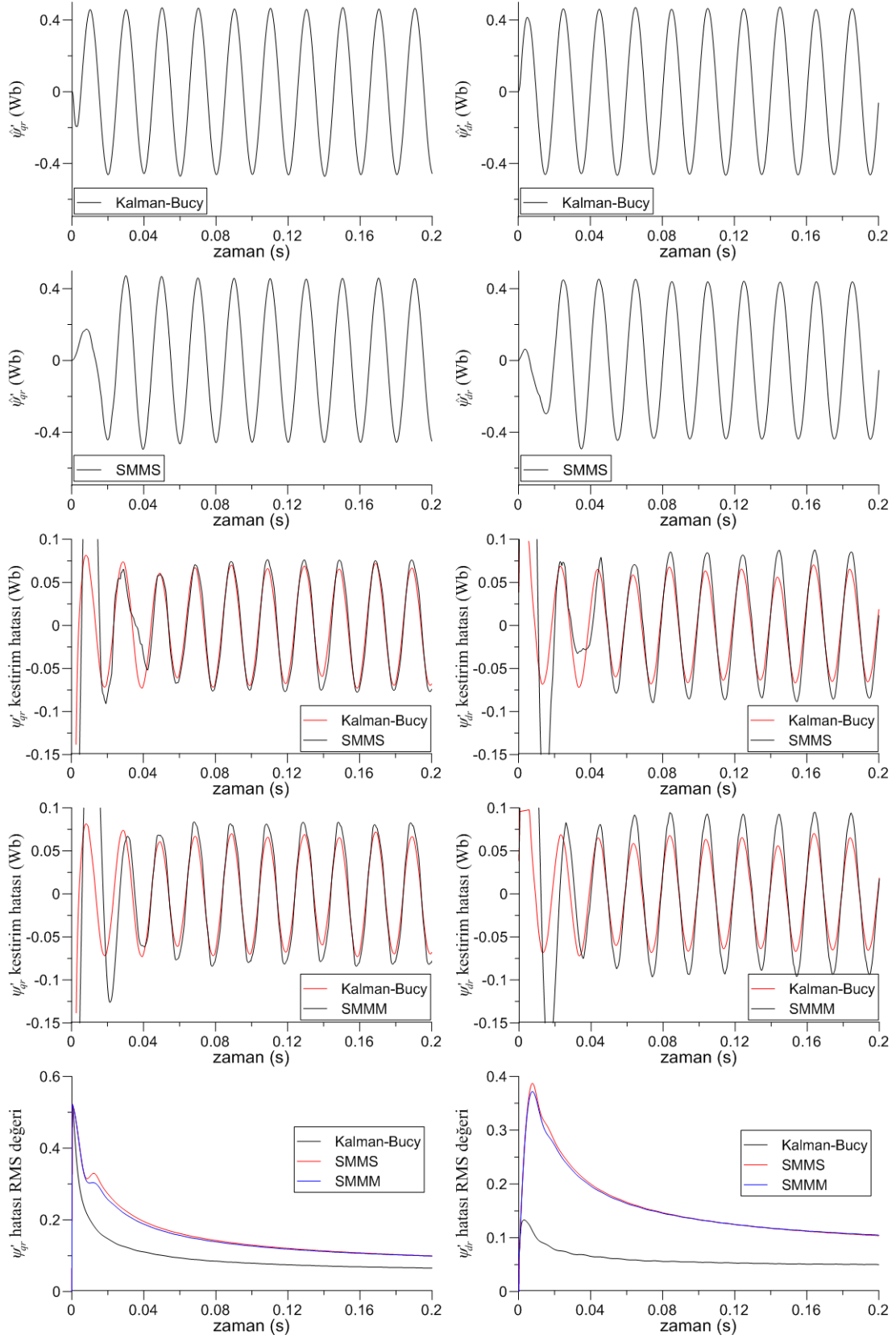
Şekil 4.67. Yüklü durumda indüksiyon motorun 6-adım besleme için deneysel verilere dayalı geçici hal akı kestirim sonuçları ($T_L=3,2$ Nm)



Şekil 4.68. Yüklü durumda indüksiyon motorun 6-adım besleme için sürekli hal deneysel giriş/çıkış ölçüm verileri ($T_L=3,2$ Nm)



Şekil 4.69. Yüklü durumda indüksiyon motorun 6-adım besleme için deneysel verilere dayalı sürekli hal akım kestirim sonuçları ($T_L=3,2$ Nm)



Şekil 4.70. Yüklü durumda indüksiyon motorun 6-adım besleme için deneysel verilere dayalı sürekli hal akı kestirim sonuçları ($T_L=3,2$ Nm)

4.4.2. Hız ve yük momentine ilişkin deneysel sonuçlar

4.4.2.1. Sinüzoidal beslemeye ilişkin deneysel kestirim sonuçları

50 Hz'lik sinüzoidal besleme ile beslenen indüksiyon motorun akım, akı gibi durum değişkenlerinin yanı sıra, rotor hızı ve yük momentine de deneysel giriş-çıkış verilerine dayalı olarak kestirilmeye çalışılmıştır.

Yüklü durumda sinüzoidal beslemeli indüksiyon motorun geçici hal giriş/çıkış ölçümleri, Şekil 4.59'da verilmiştir. Şekil 4.71, Şekil 4.72 ve Şekil 4.73 ise, bu ölçümlere dayalı akım, akı, rotor hızı ve yük momentine ilişkin kestirim sonuçlarını vermektedir. Yükte çalışmada geçici hal için kestirim algoritmaları başlangıç koşulları ve parametreleri aşağıda belirtilmiştir.

Kalman-Bucy algoritması başlangıç koşulları ve kovaryans matrisleri;

$$\mathbf{P}(0) = 10\mathbf{I}, \quad \hat{\mathbf{x}}(0) = \begin{bmatrix} i_{qs}(0) \\ i_{ds}(0) \\ [0]_{4 \times 1} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{R} = \begin{bmatrix} 0,0004\mathbf{I}_{2 \times 2} & [0]_{2 \times 2} \\ [0]_{2 \times 2} & \mathbf{I}_{2 \times 2} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} 0,04\mathbf{I}_{2 \times 2} & [0]_{2 \times 2} \\ [0]_{2 \times 2} & \mathbf{I}_{2 \times 2} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} \frac{1}{(L_s - L_0)}\mathbf{I}_{2 \times 2} & [0]_{2 \times 1} & [0]_{2 \times 1} \\ [0]_{2 \times 2} & [0]_{2 \times 1} & [0]_{2 \times 1} \\ [0]_{1 \times 2} & 10000 & 0 \\ [0]_{1 \times 2} & 0 & 1 \end{bmatrix},$$

ve kayma kipli ortalama-kare filtresi için başlangıç koşulları ve parametreleri,

$$\mathbf{Q}_{SMMS}(0) = [0]_{4 \times 4}, \quad \mathbf{m}(0) = \begin{bmatrix} i_{qs}(0) \\ i_{ds}(0) \\ [0]_{2 \times 1} \end{bmatrix}, \quad k_{SMMS} = 0,01, \quad \lambda_0 = 500,$$

$$K_p = 0,1, \quad K_I = 0,2$$

Kayma kipli ortalama-modül filtresi için başlangıç koşulları ve parametreleri ise;

$$\mathbf{Q}_{SMMM}(0) = [0]_{4 \times 4}, \mathbf{m}(0) = \begin{bmatrix} i_{qs}(0) \\ i_{ds}(0) \\ [0]_{2 \times 1} \end{bmatrix}, k_{SMMM} = 0,1, \lambda_0 = 1000,$$

$$K_p = 0,1, K_I = 0,2$$

olarak seçilmiştir.

Şekil 4.62'de, yüklü durumda sinüzoidal besleme için sürekli hal giriş/çıkış ölçümleri verilmiştir. Şekil 4.74, Şekil 4.75 ve Şekil 4.76'da ise, bu ölçümlere dayalı akım, akı, rotor hızı, yük momentı kestirim sonuçları verilmiştir. Yüklü çalışmada sürekli hal için kestirim algoritmaları başlangıç koşulları ve parametreleri aşağıda belirtilmiştir.

Kalman-Bucy algoritması için başlangıç koşulları ve kovaryans matrisleri;

$$\mathbf{P}(0) = 10\mathbf{I}, \hat{\mathbf{x}}(0) = \begin{bmatrix} i_{qs}(0) \\ i_{ds}(0) \\ [0]_{4 \times 1} \end{bmatrix}, \mathbf{R} = \begin{bmatrix} 0,0004\mathbf{I}_{2 \times 2} & [0]_{2 \times 2} \\ [0]_{2 \times 2} & \mathbf{I}_{2 \times 2} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} 0,04\mathbf{I}_{2 \times 2} & [0]_{2 \times 2} \\ [0]_{2 \times 2} & \mathbf{I}_{2 \times 2} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} \frac{1}{(L_s - L_0)}\mathbf{I}_{2 \times 2} & [0]_{2 \times 1} & [0]_{2 \times 1} \\ [0]_{2 \times 2} & [0]_{2 \times 1} & [0]_{2 \times 1} \\ [0]_{1 \times 2} & 10000 & 0 \\ [0]_{1 \times 2} & 0 & 1 \end{bmatrix},$$

kayma kipli ortalama-kare filtresi için başlangıç koşulları ve parametreleri,

$$\mathbf{Q}_{SMMS}(0) = [0]_{4 \times 4}, \mathbf{m}(0) = \begin{bmatrix} i_{qs}(0) \\ i_{ds}(0) \\ [0]_{2 \times 1} \end{bmatrix}, k_{SMMS} = 1, \lambda_0 = 500,$$

$$K_p = 0,1, K_I = 0,2$$

kayma kipli ortalama-modül filtresi başlangıç koşulları ve parametreleri,

$$\mathbf{Q}_{SMMM}(0) = [0]_{4 \times 4}, \mathbf{m}(0) = \begin{bmatrix} i_{qs}(0) \\ i_{ds}(0) \\ [0]_{2 \times 1} \end{bmatrix}, k_{SMMM} = 1, \lambda_0 = 500,$$

$$K_p = 0,1, K_I = 0,2$$

olarak seçilmiştir.

Şekil 4.71'deki akım kestirim hatalarını gösteren grafiklerde, Kalman-Bucy filtresinin kestirim performansının diğerlerine göre daha iyi olduğu görülmektedir.

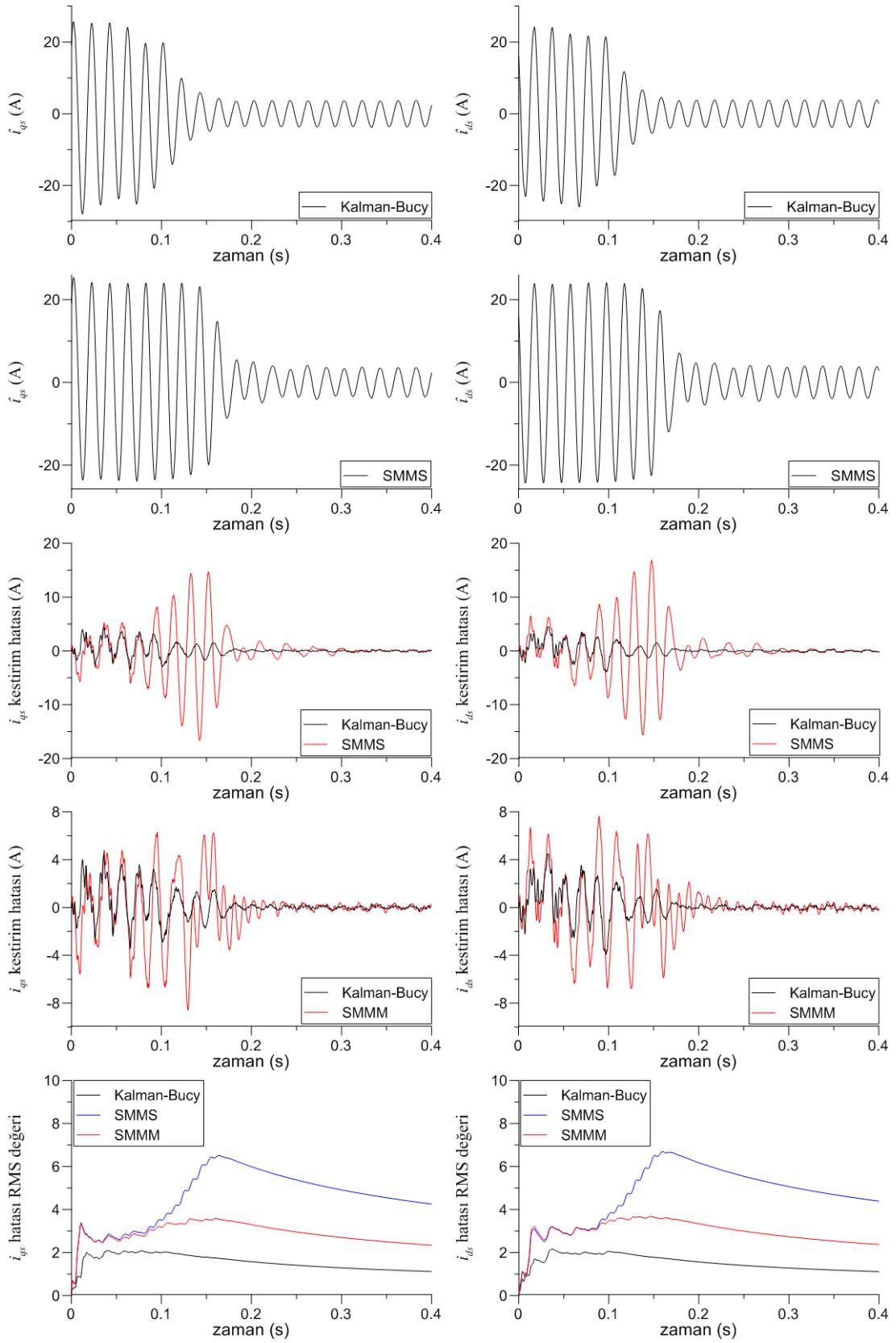
Şekil 4.72'de akı kestirim hatalarının RMS değerlerini karşılaştıran grafikte, SMMM filtresinin performansı diğerlerine göre daha iyi görünmekle birlikte, tüm filtrelerin kestirimlerinin aynı sürede kararlı hale ulaştığı görülmektedir.

Rotor hızı ve yük momentini kestirim sonuçlarının karşılaştırıldığı Şekil 4.73'de, Kalman-Bucy filtresinin rotor hızı ve yük momentini kestirimini, öngörülen filtrelere göre daha kısa sürede gerçekleştirdiği görülmektedir.

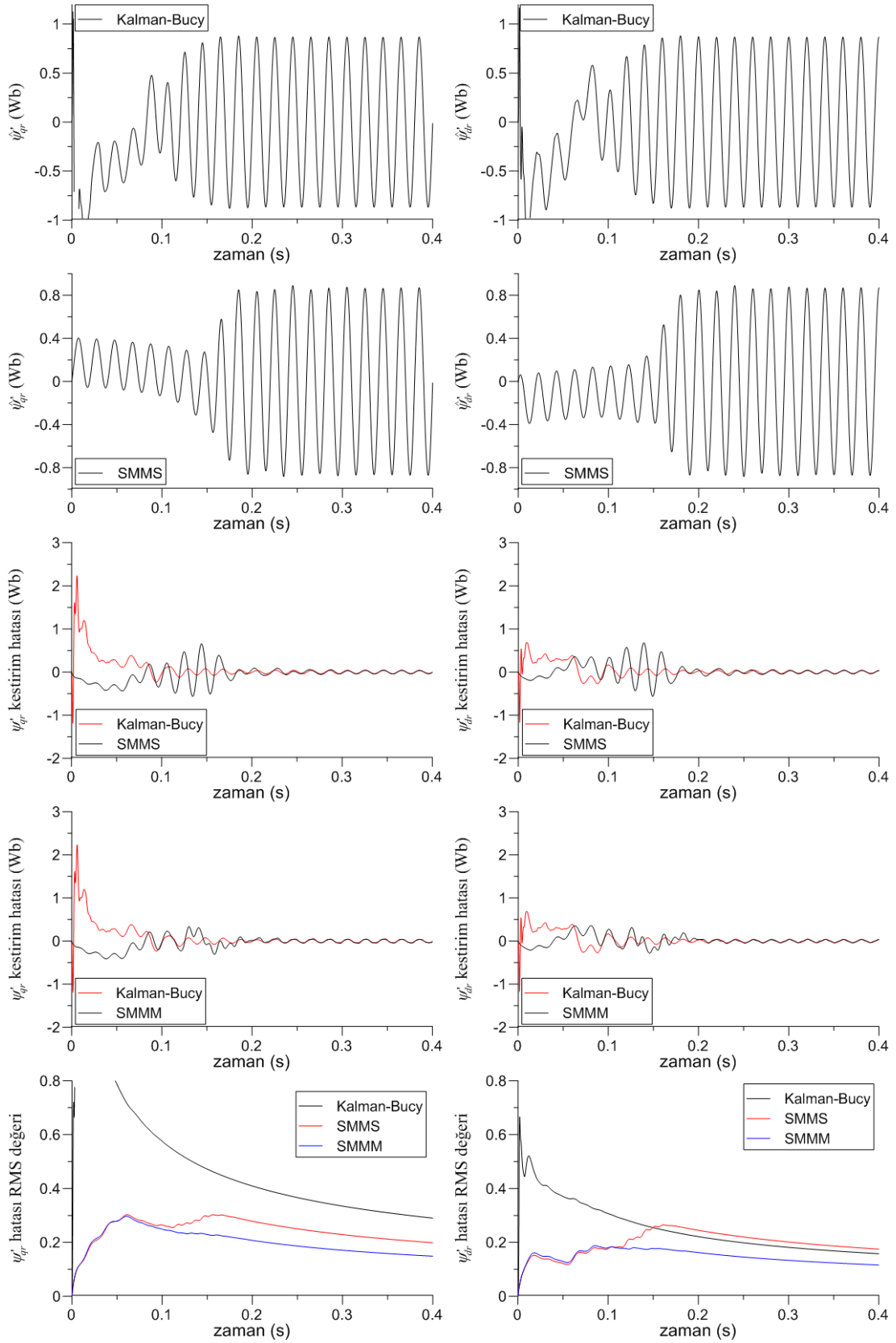
Şekil 4.74'deki kestirim sonuçlarından, öngörülen kestirim algoritmalarının stator akım bileşenlerini, Kalman-Bucy filtresinden daha kısa sürede kestirdiği görülmektedir.

Şekil 4.75'deki kestirim sonuçlarından, her üç filtrenin de nihai hata tolerans bandı yaklaşık aynı genlikte olup, öngörülen algoritmalara bu tolerans bandına daha kısa sürede ulaşmaktadır.

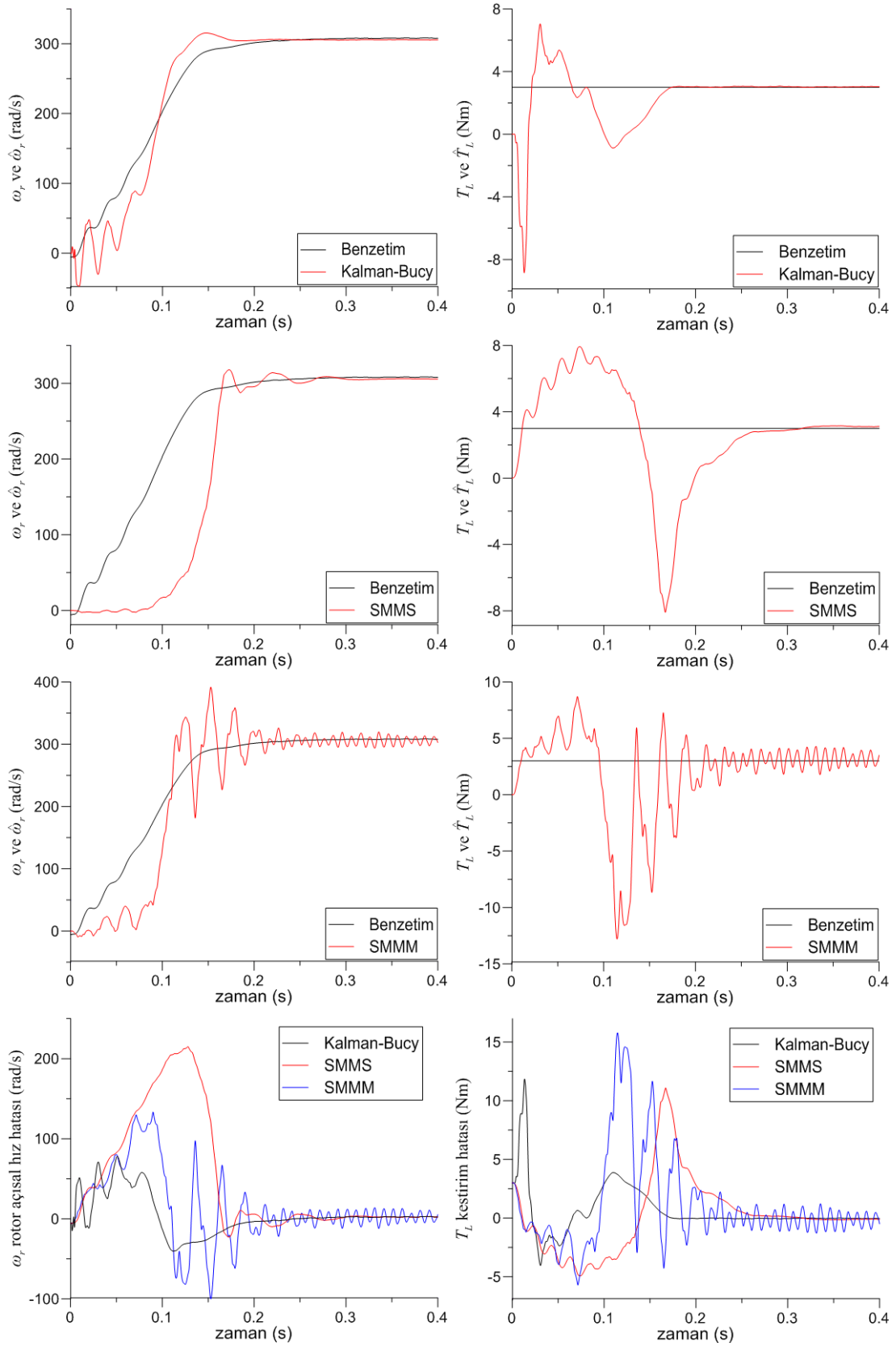
Rotor hızı ve yük momentini kestirim sonuçlarına ilişkin Şekil 4.76'dan; öngörülen SMMS ve SMMM filtrelerinin rotor hızı kestirim hatalarının Kalman-Bucy'ye göre daha kısa sürede sifıra yakınsadığı, yük momentine ilişkin kestirim hatasının ise her üç algoritma içinde yaklaşık aynı sürede sifıra yakınsadığı görülmektedir.



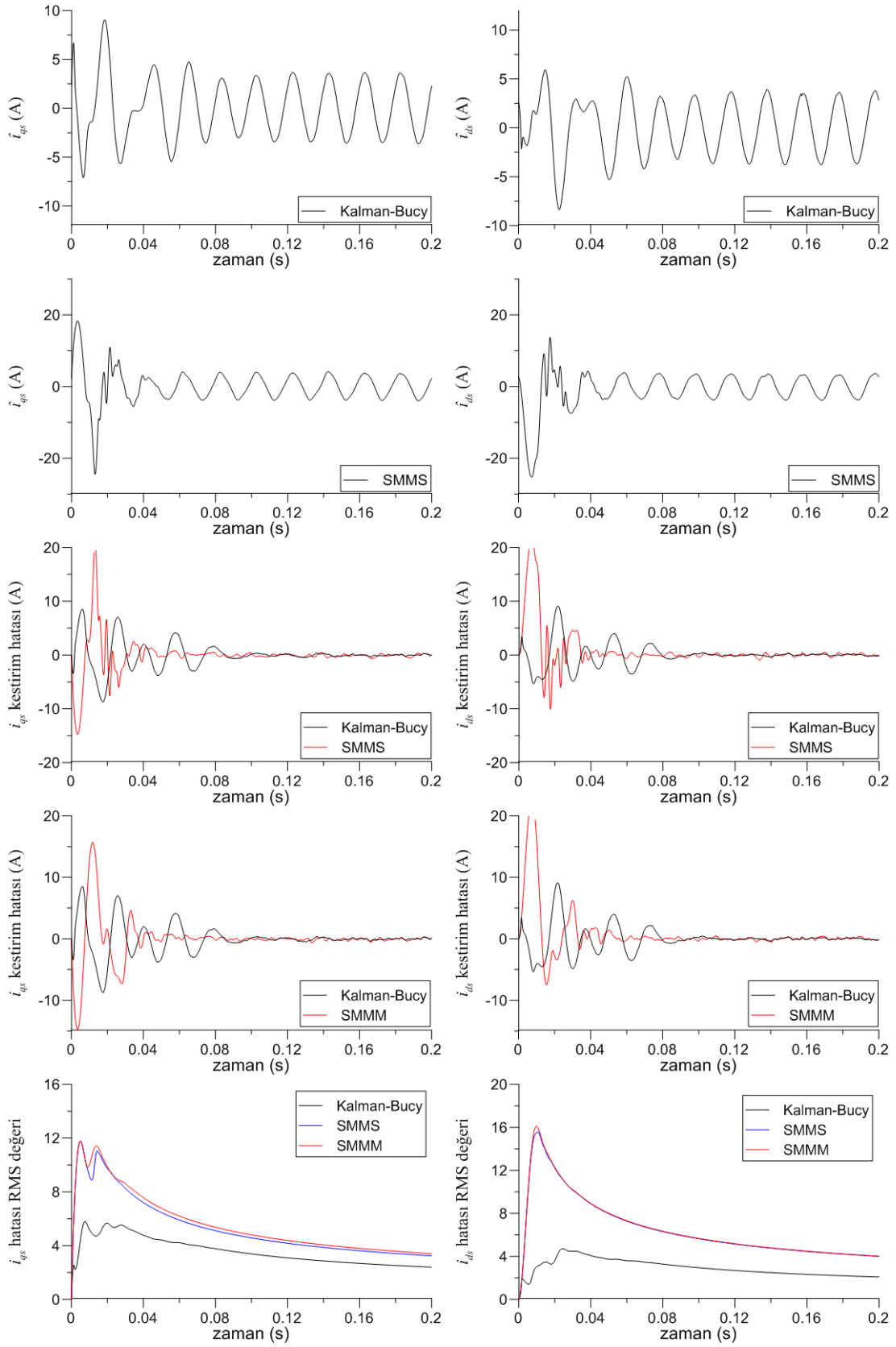
Şekil 4.71. Yüklü durumda indüksiyon motorunun sinüzoidal besleme için deneysel verilere dayalı geçici hal akım kestirim sonuçları ($T_L=3$ Nm)



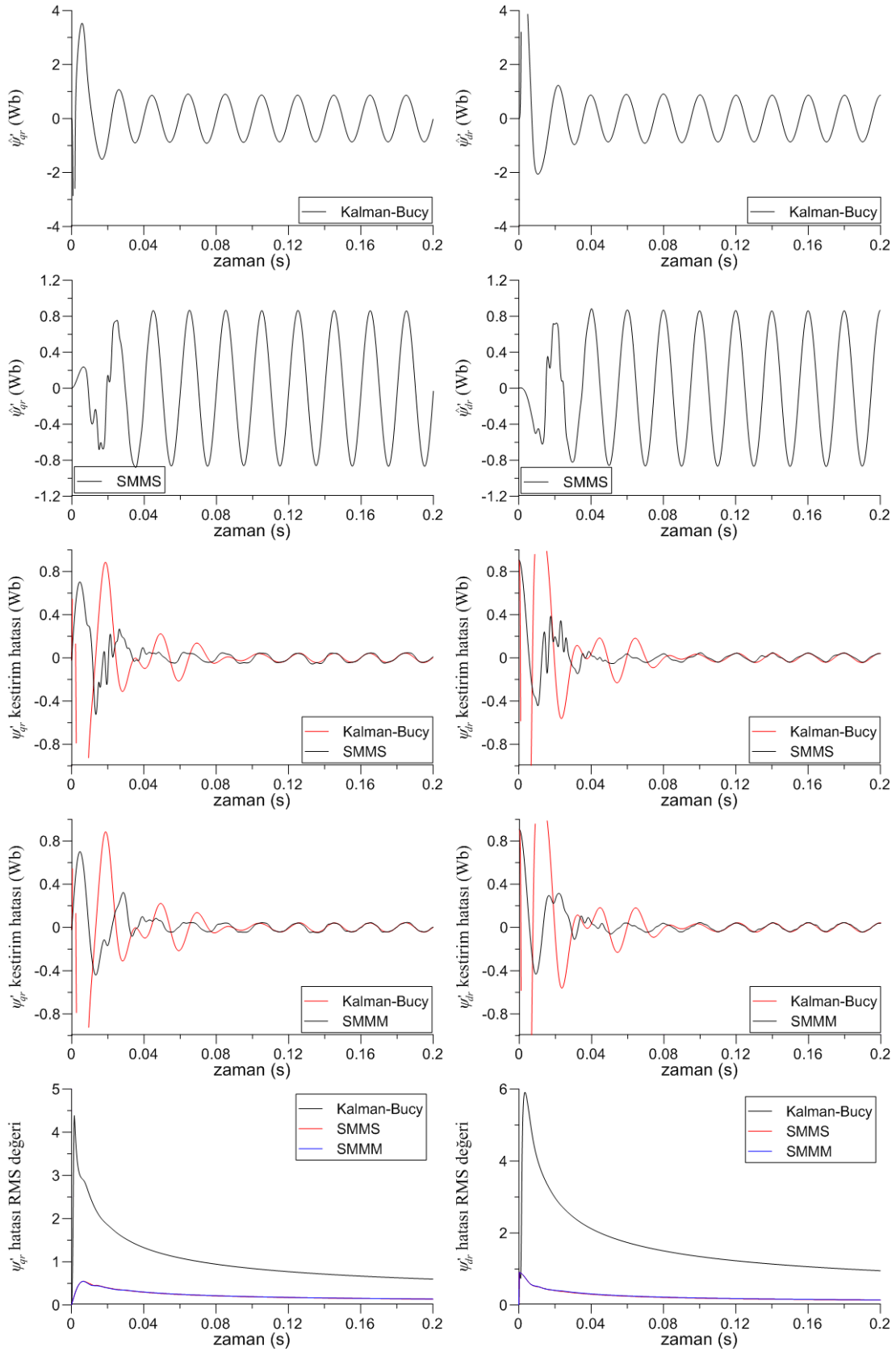
Şekil 4.72. Yüklü durumda indüksiyon motorun sinüzoidal besleme için deneysel verilere dayalı geçici hal akı kestirim sonuçları ($T_L=3$ Nm)



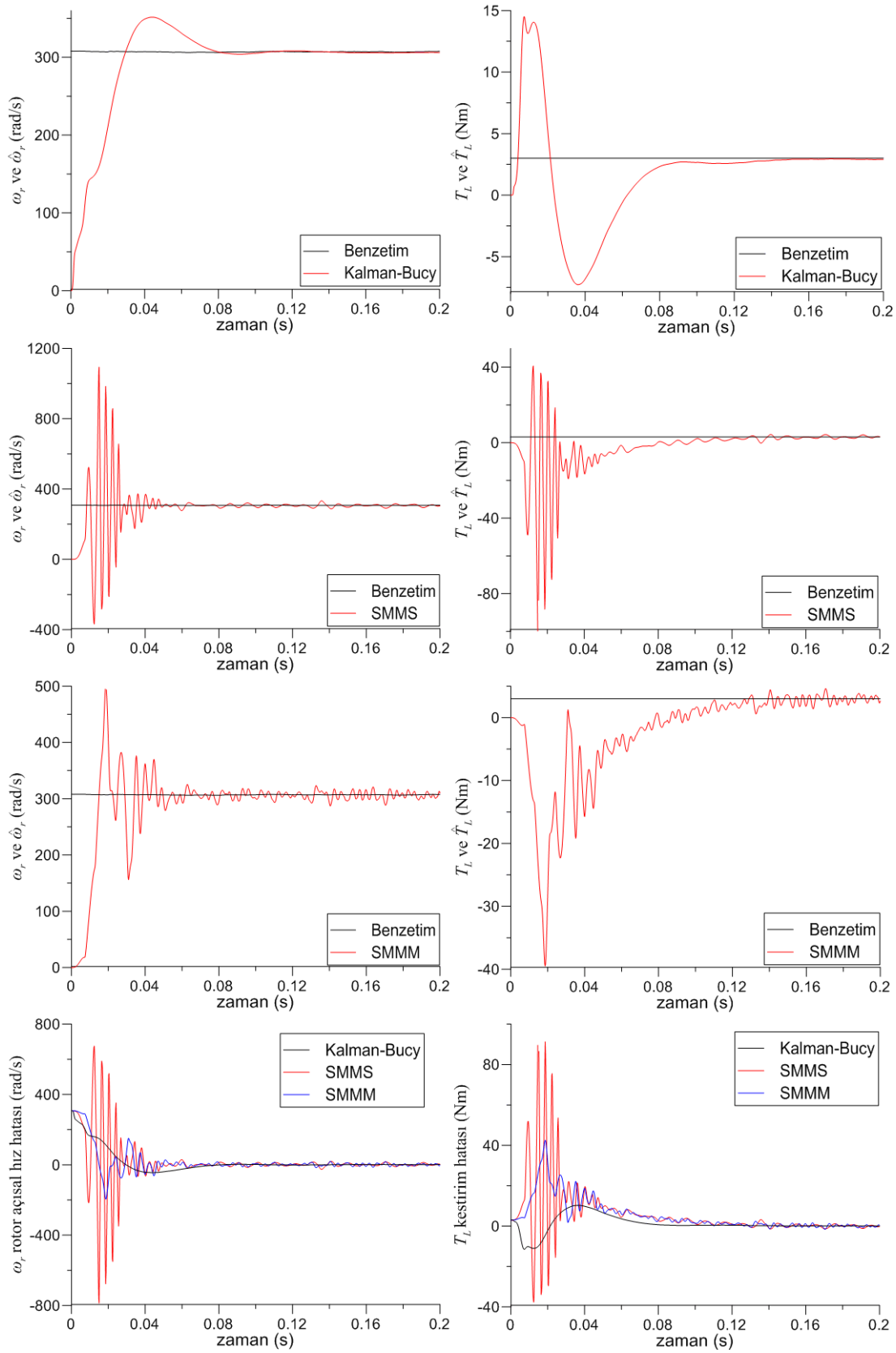
Şekil 4.73. Yüklü durumda indüksiyon motorun sinüzoidal besleme için deneysel verilere dayalı geçici hal rotor hızı ve yük momenti kestirim sonuçları ($T_L=3$ Nm)



Şekil 4.74. Yüklü durumda indüksiyon motorun sinüzoidal besleme için deneysel verilere dayalı sürekli hal akım kestirim sonuçları ($T_L=3$ Nm)



Şekil 4.75. Yüklü indüksiyon motorun sinüzoidal besleme için deneysel verilere dayalı sürekli hal akı kestirim sonuçları ($T_L=3$ Nm)



Şekil 4.76. Yüklü durumda indüksiyon motorun sinüzoidal besleme için deneysel verilere dayalı sürekli hal rotor hızı ve yük momenti kestirim sonuçları ($T_L=3$ Nm)

4.4.2.2. 6-adım beslemeye ilişkin deneysel kestirim sonuçları

Şekil 4.65, 6-adım besleme için yüklü durumdaki motorun geçici hal giriş/çıkış ölçümlerini vermektedir. Şekil 4.77, Şekil 4.78 ve Şekil 4.79 ise, bu ölçümlere dayalı akım, akı rotor hızı ve yük momentine ilişkin kestirim sonuçlarını vermektedir. Yüklü çalışmada, geçici hal için kestirim algoritmaları başlangıç koşulları ve parametreleri aşağıda belirtilmiştir.

Kalman-Bucy algoritması için başlangıç koşulları ve kovaryans matrisleri;

$$\mathbf{P}(0) = 10\mathbf{I}, \quad \hat{\mathbf{x}}(0) = \begin{bmatrix} i_{qs}(0) \\ i_{ds}(0) \\ [0]_{4x1} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{R} = \begin{bmatrix} 0,0004\mathbf{I}_{2x2} & [0]_{2x2} \\ [0]_{2x2} & \mathbf{I}_{2x2} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} 0,04\mathbf{I}_{2x2} & [0]_{2x2} \\ [0]_{2x2} & \mathbf{I}_{2x2} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} \frac{1}{(L_s - L_0)}\mathbf{I}_{2x2} & [0]_{2x2} \\ [0]_{2x2} & [0]_{2x2} \\ [0]_{2x2} & \mathbf{I}_{2x2} \end{bmatrix},$$

kayma kipli ortalama-kare filtresi için başlangıç koşulları ve parametreleri,

$$\mathbf{Q}_{SMMS}(0) = [0]_{4x4}, \quad \mathbf{m}(0) = \begin{bmatrix} i_{qs}(0) \\ i_{ds}(0) \\ [0]_{2x1} \end{bmatrix}, \quad k_{SMMS} = 0,01, \quad \lambda_0 = 1000,$$

$$K_p = 0,1, \quad K_I = 0,2$$

ve kayma kipli ortalama-modül filtresi için başlangıç koşulları ve parametreleri,

$$\mathbf{Q}_{SMMM}(0) = [0]_{4x4}, \quad \mathbf{m}(0) = \begin{bmatrix} i_{qs}(0) \\ i_{ds}(0) \\ [0]_{2x1} \end{bmatrix}, \quad k_{SMMM} = 0,01, \quad \lambda_0 = 2000,$$

$$K_p = 0,1, \quad K_I = 0,2,$$

olarak seçilmiştir.

Şekil 4.68’de, yüklü durumda 6-adım beslenen indüksiyon motorun sürekli hal giriş/çıkış ölçümleri verilmiştir. Şekil 4.80, Şekil 4.81 ve Şekil 4.82’de ise, bu ölçümlere dayalı olarak akım, akı, rotor hızı ve yük momenti kestirim sonuçları verilmiştir. Yüklü çalışmada, sürekli hal için kestirim algoritmaları başlangıç koşulları ve parametreleri aşağıda belirtilmiştir.

Kalman-Bucy algoritması için başlangıç koşulları ve kovaryans matrisleri;

$$\mathbf{P}(0) = 10\mathbf{I}, \quad \hat{\mathbf{x}}(\mathbf{0}) = \begin{bmatrix} i_{qs}(0) \\ i_{ds}(0) \\ [0]_{4 \times 1} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{R} = \begin{bmatrix} 0,0004\mathbf{I}_{2 \times 2} & [0]_{2 \times 2} \\ [0]_{2 \times 2} & \mathbf{I}_{2 \times 2} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} 0,04\mathbf{I}_{2 \times 2} & [0]_{2 \times 2} \\ [0]_{2 \times 2} & \mathbf{I}_{2 \times 2} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} \frac{1}{(L_s - L_0)}\mathbf{I}_{2 \times 2} & [0]_{2 \times 1} & [0]_{2 \times 1} \\ [0]_{2 \times 2} & [0]_{2 \times 1} & [0]_{2 \times 1} \\ [0]_{1 \times 2} & 10000 & 0 \\ [0]_{1 \times 2} & 0 & 100 \end{bmatrix},$$

kayma kipli ortalama-kare filtresi için başlangıç koşulları ve parametreleri,

$$\mathbf{Q}_{SMMS}(0) = [0]_{4 \times 4}, \quad \mathbf{m}(\mathbf{0}) = \begin{bmatrix} i_{qs}(0) \\ i_{ds}(0) \\ [0]_{2 \times 1} \end{bmatrix}, \quad k_{SMMS} = 0,01, \quad \lambda_0 = 1000,$$

$$K_P = 0,1, \quad K_I = 0,2,$$

ve kayma kipli ortalama-modül filtresi için başlangıç koşulları ve parametreleri,

$$\mathbf{Q}_{SMMM}(0) = [0]_{4 \times 4}, \quad \mathbf{m}(\mathbf{0}) = \begin{bmatrix} i_{qs}(0) \\ i_{ds}(0) \\ [0]_{2 \times 1} \end{bmatrix}, \quad k_{SMMM} = 0,1, \quad \lambda_0 = 200,$$

$$K_P = 0,1, \quad K_I = 0,2$$

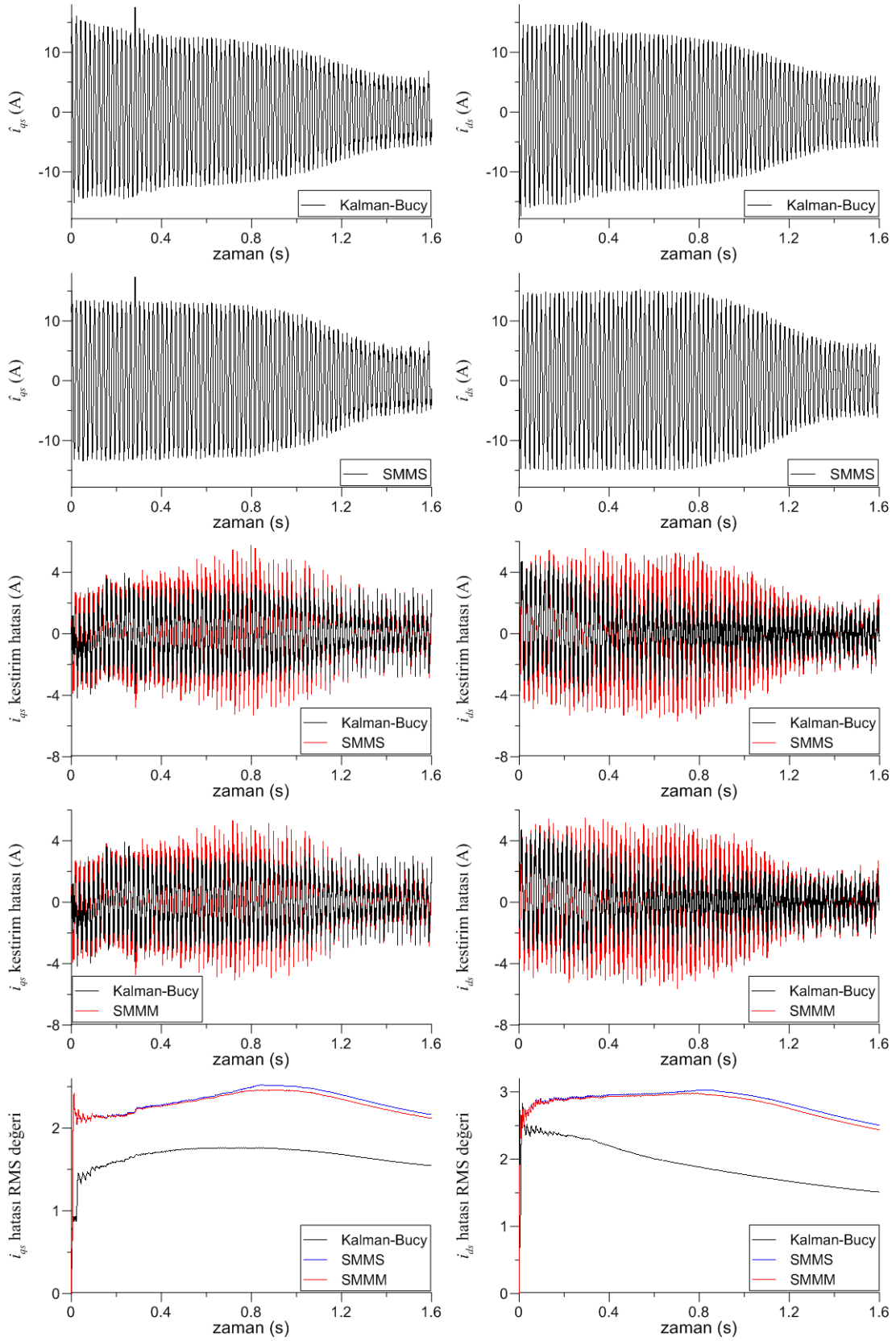
olarak seçilmiştir.

Şekil 4.77'deki akım kestirim sonuçlarından, öngörülen koşullarda Kalman-Bucy filtresinin, Şekil 4.78'deki akı kestirim sonuçlarından ise, öngörülen filtrelerin kestirim performansının daha iyi olduğu görülmektedir.

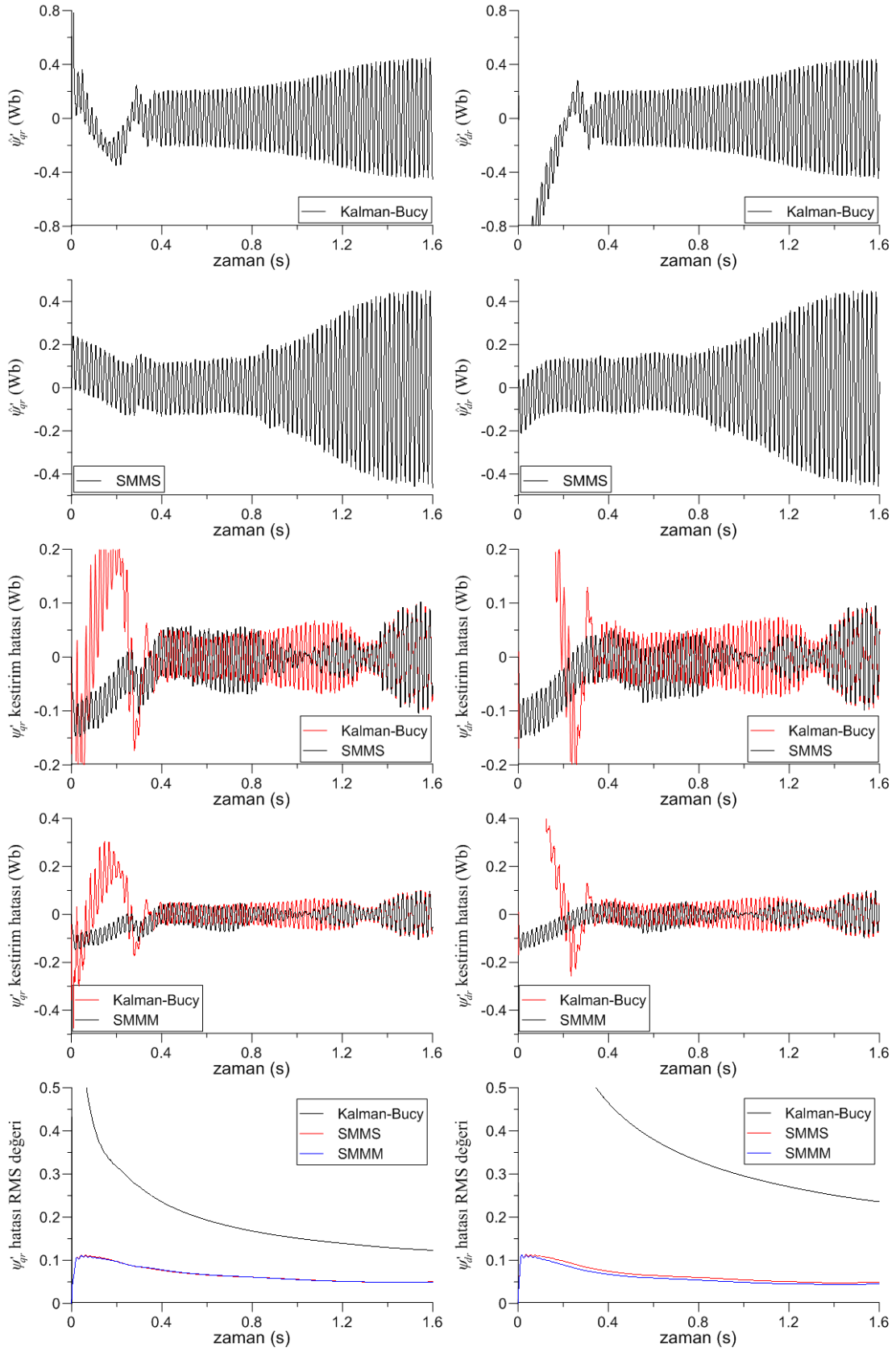
Şekil 4.79'daki kestirim sonuçlarından, öngörülen koşullarda rotor hızı kestiriminde 1,2 s sonra sürekli hale ulaşıttan sonra üç algoritmanın da kestirim değerlerinin sıfıra yakın tolerans bandı içerisinde kaldığı, yük momenti kestiriminde ise Kalman-Bucy filtresinin daha iyi sonuç verdiği görülmektedir.

Şekil 4.80'deki kestirim sonuçlarından, öngörülen koşullarda sürekli halde akım bileşenlerinin kestiriminde, Kalman-Bucy algoritmasının daha iyi performans gösterdiği; Şekil 4.81'deki kestirim sonuçlarından ise, öngörülen koşullarda Kalman-Bucy kestirim algoritmasının SMMS ve SMMM'ye göre daha kısa sürede aynı genlikli hata tolerans bandına ulaştığı görülmektedir.

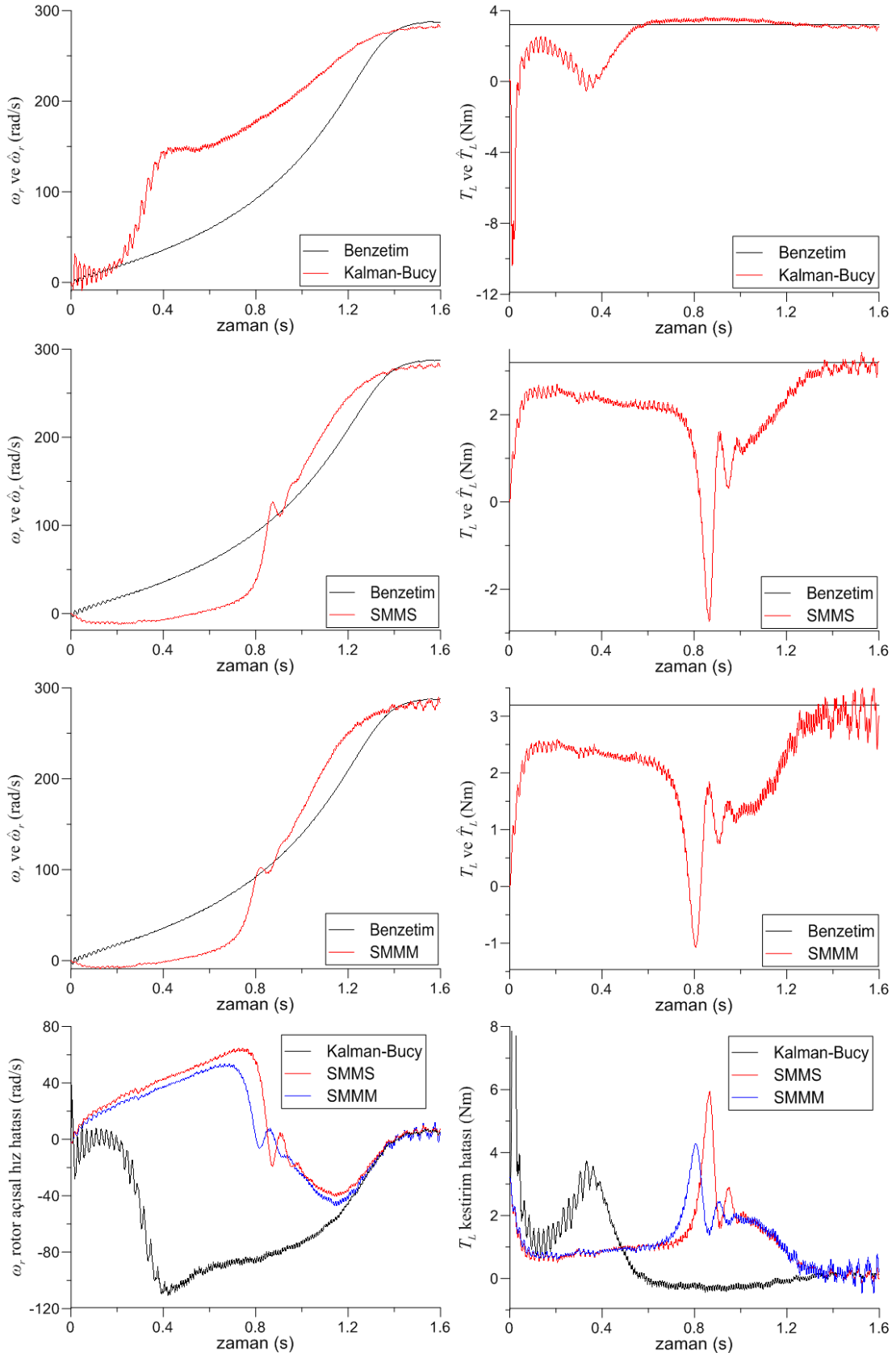
Şekil 4.82'deki öngörülen koşullardaki rotor açısal hızına ilişkin kestirim sonuçlarından, Kalman-Bucy filtresinin en kısa sürede sürekli hale ulaştığı, ancak hata tolerans bandının öngörülen filtrelere göre daha geniş ve dalgalı olduğu, SMMS algoritmasının ise Kalman-Bucy'e göre daha uzun sürede sürekli hale ulaştığı ve Kalman-Bucy'e göre daha küçük ve sabit değerli kestirim hatasına sahip olduğu görülmektedir. Sonuç olarak, öngörülen koşullarda SMMS algoritmasının en iyi kestirim performansına sahip olduğu söylenebilir. Yük momentine ilişkin kestirim sonuçlarından ise, öngörülen koşullarda SMMS filtresinin en iyi kestirim performansına sahip olduğu açıkça görülmektedir.



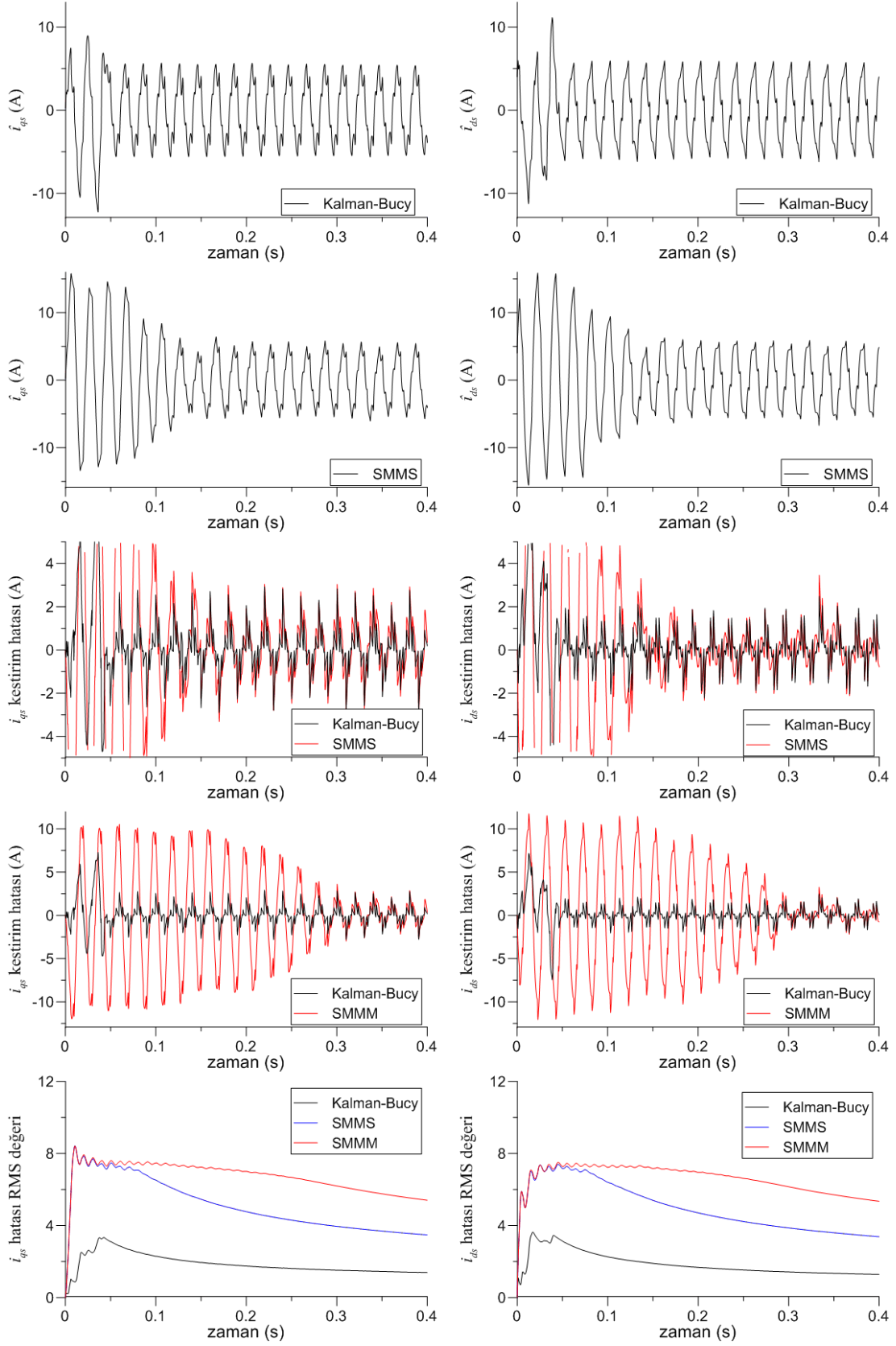
Şekil 4.77. Yüklü durumda indüksiyon motorun 6-adım besleme için deneysel verilere dayalı geçici hal akım kestirim sonuçları ($T_L=3,2$ Nm)



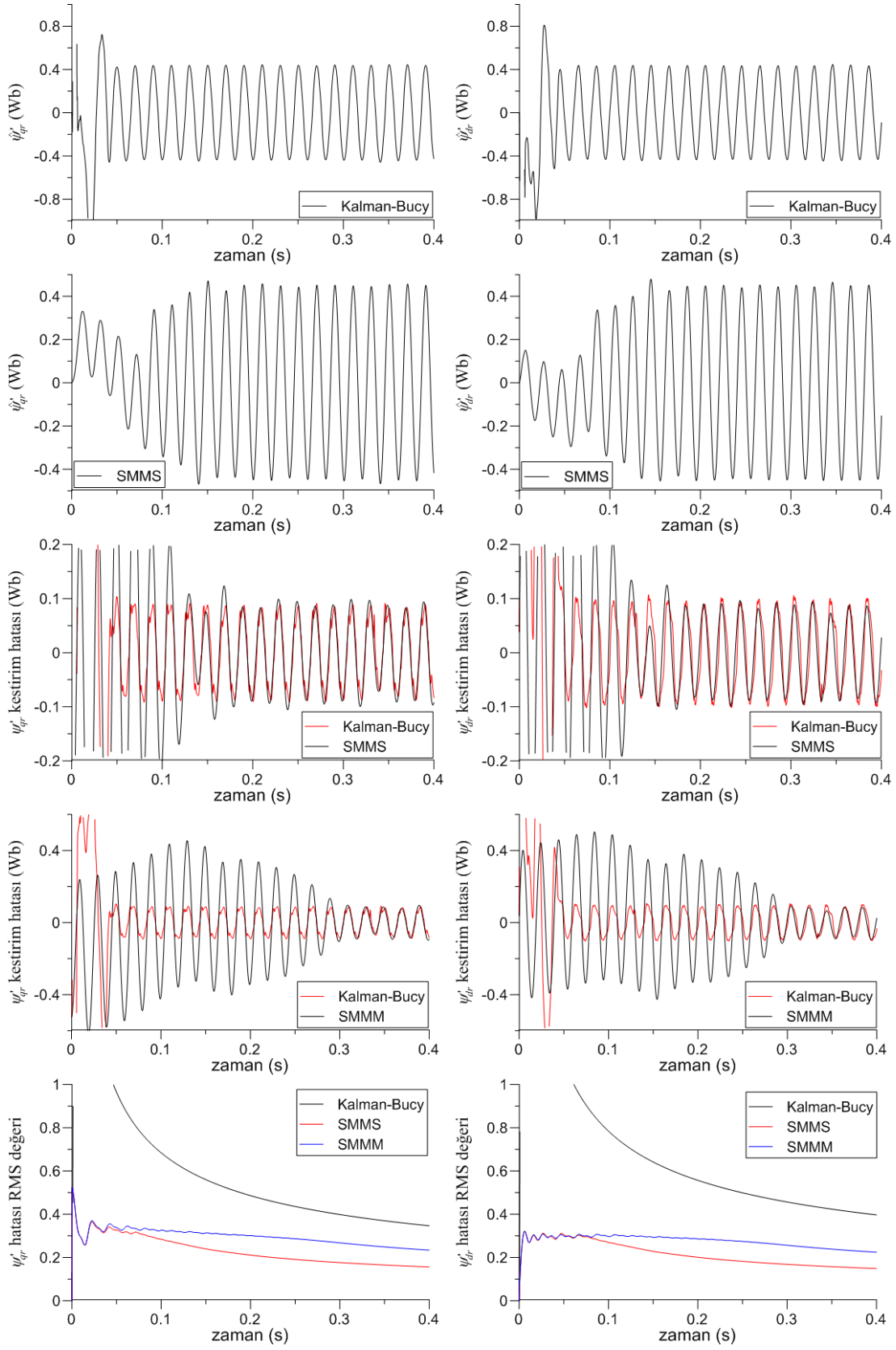
Şekil 4.78. Yüklü durumda indüksiyon motorun 6-adım besleme için deneysel verilere dayalı geçici hal akı kestirim sonuçları ($T_L=3,2$ Nm)



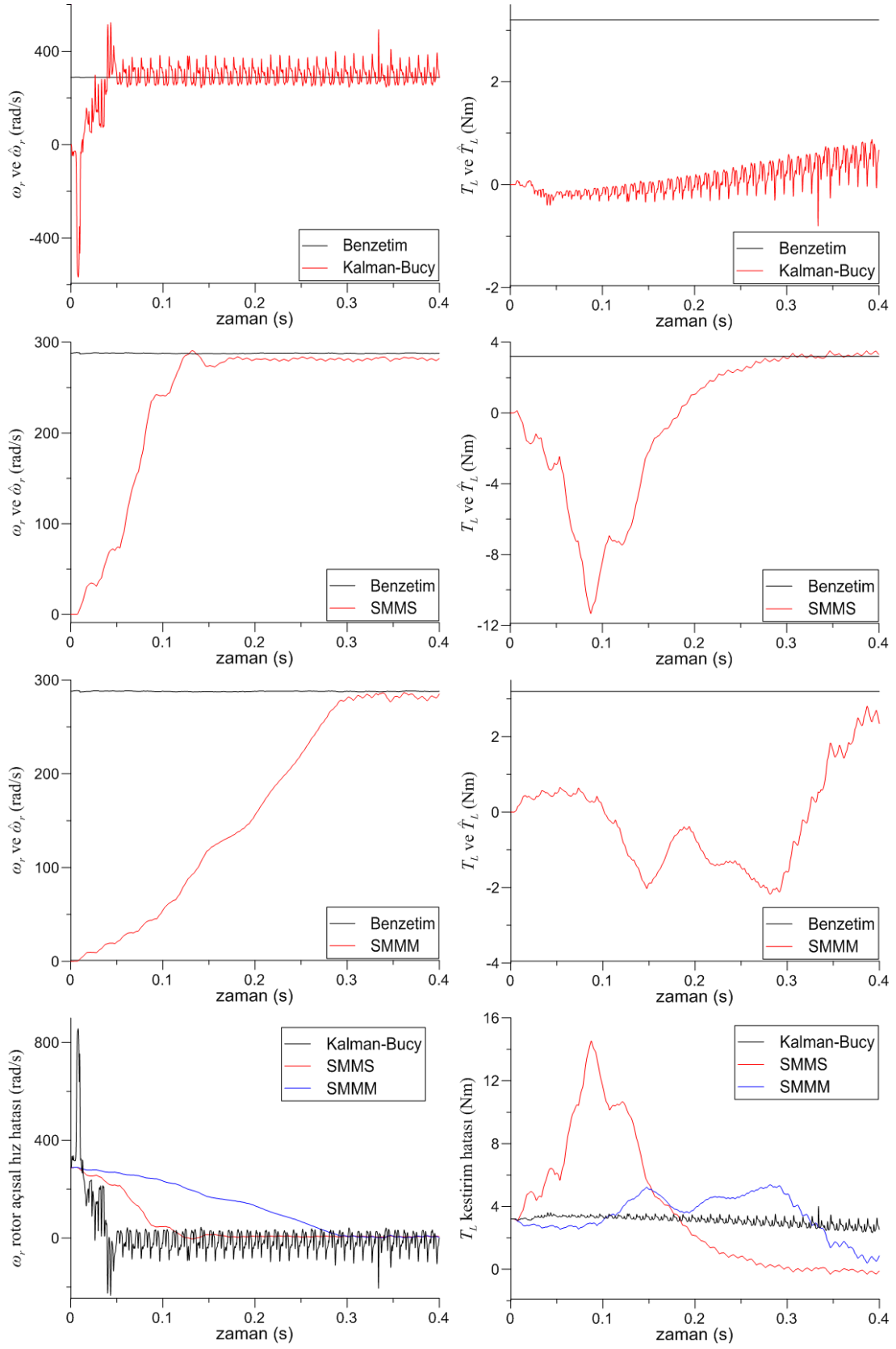
Şekil 4.79. Yüklü durumda indüksiyon motorun 6-adım besleme için deneysel verilere dayalı geçici hal rotor hızı ve yük momenti kestirim sonuçları ($T_L=3,2$ Nm)



Şekil 4.80. Yüklü durumda indüksiyon motorun 6-adım besleme için deneysel verilere dayalı sürekli hal akım kestirim sonuçları ($T_L=3,2$ Nm)



Şekil 4.81. Yüklü durumda indüksiyon motorun 6-adım besleme için deneysel verilere dayalı sürekli hal akı kestirim sonuçları ($T_L=3,2$ Nm)



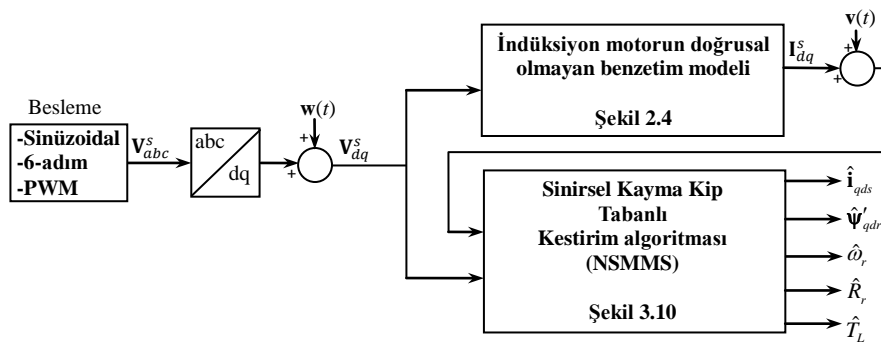
Şekil 4.82. Yüklü durumda indüksiyon motorun 6-adım besleme için deneysel verilere dayalı sürekli hal rotor hızı ve yük momentini kestirim sonuçları ($T_L=3,2$ Nm)

4.5. Sinirsel Kayma Kipli Gözlemleyici (Neural Sliding Mode Mean-Square - NSMMS) Tabanlı Durum ve Parametre Kestirimi

Dik iniş algoritmasına ve kayma kipli ortalama-kare filtresine dayalı olarak geliştirilen ve Bölüm 3.2.2.2’de, Şekil 3.10 ile verilen algoritma, indüksiyon motorun benzetim modelinden ve deneysel ölçümlerden elde edilen verilere dayalı olarak test edilmiştir. Literatürde mevcut olan ve daha önce üzerine çok defa çalışılmış ayrık zamanda genişletilmiş Kalman filtresi (Extended Kalman Filter-EKF) ile, indüksiyon motorun durum ve parametre kestirimi de gerçekleştirilerek [49-51,131-133], öngörülen filtrelerin sonuçları ile benzetim ve deneysel sonuçlar ayrı ayrı karşılaştırılmıştır. Algoritmalar sinüs, 6-adım ve PWM beslemeli indüksiyon motor için ayrı ayrı uygulanmıştır.

4.5.1. Benzetim modeline dayalı kestirim

Sinirsel kayma kip gözlemleyicinin; benzetim modeline dayalı kestirim uygulamalarında indüksiyon motorun durum değişkenleri ile birlikte rotor hızı, rotor direnci ve yük momentinin eş zamanlı olarak kestirimi amaçlanmıştır. Söz konusu algoritma ile parametre ve durum kestirimine ilişkin blok diyagramı Şekil 4.83 ile verilmiştir.



Şekil 4.83. Sinirsel kayma kip tabanlı kestirim algoritması ile parametre ve durum kestirimi

4.5.1.1. Sinüzoidal beslemeye ilişkin benzetim modeline dayalı durum ve parametre kestirimi

Burada, 50 Hz'lik sinüzoidal besleme için indüksiyon motorun geçici haldeki davranış verileri kullanılarak akım, akı gibi durum değişkenlerinin yanı sıra, rotor hızı, rotor direnci ve yük momentini de kestirilmeye çalışılmıştır. Motorun 3 Nm'lik yük altında, 0 rad/s açısal hızdan nominal hıza ulaşınca kadarki geçici hal giriş/çıkış verilerine (Şekil 4.3) dayalı kestirim sonuçları, Şekil 4.84 - Şekil 4.86'da verilmiştir. Algoritmaya ilişkin başlangıç koşulları ve parametreler aşağıda belirtilmiştir.

Genişletilmiş Kalman filtresi için başlangıç koşulları ve parametreler;

$$\mathbf{P}(0) = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{4 \times 4} & 0 \\ 0 & 1000\mathbf{I}_{3 \times 3} \end{bmatrix}, \hat{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} i_{qs}(0) \\ i_{ds}(0) \\ [0]_{5 \times 1} \end{bmatrix}, \mathbf{Q} = \mathbf{I}_{2 \times 2}, \mathbf{R} = \mathbf{I}_{2 \times 2},$$

ve sinirsel kayma kipli gözlemleyici için başlangıç koşulları ve parametreler;

$$\mathbf{Q}_{SMMS} = [0]_{4 \times 4}, \mathbf{m}(0) = \begin{bmatrix} i_{qs}(0) \\ i_{ds}(0) \\ [0]_{2 \times 1} \end{bmatrix}, \mathbf{\Gamma}(0) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0,0001 \end{bmatrix}, \mathbf{\theta}(0) = \begin{bmatrix} 0 \\ 0,1 \end{bmatrix}, \hat{\omega}_r(0) = 0,$$

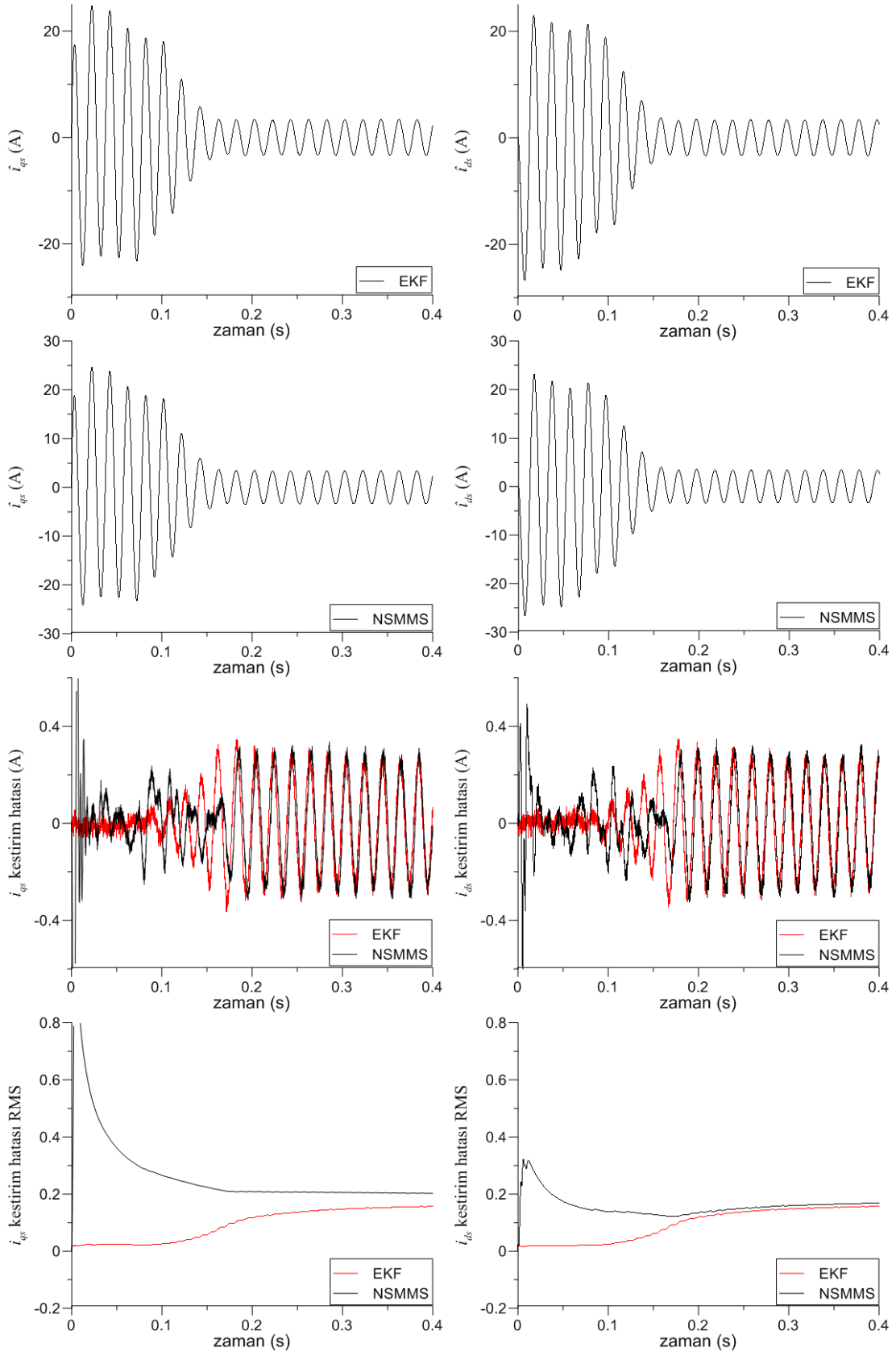
$$k_{SMMS} = 1, \boldsymbol{\eta}_\phi = 0,5\mathbf{I}, K_P = 0,1, K_I = 0,2$$

olarak seçilmiştir.

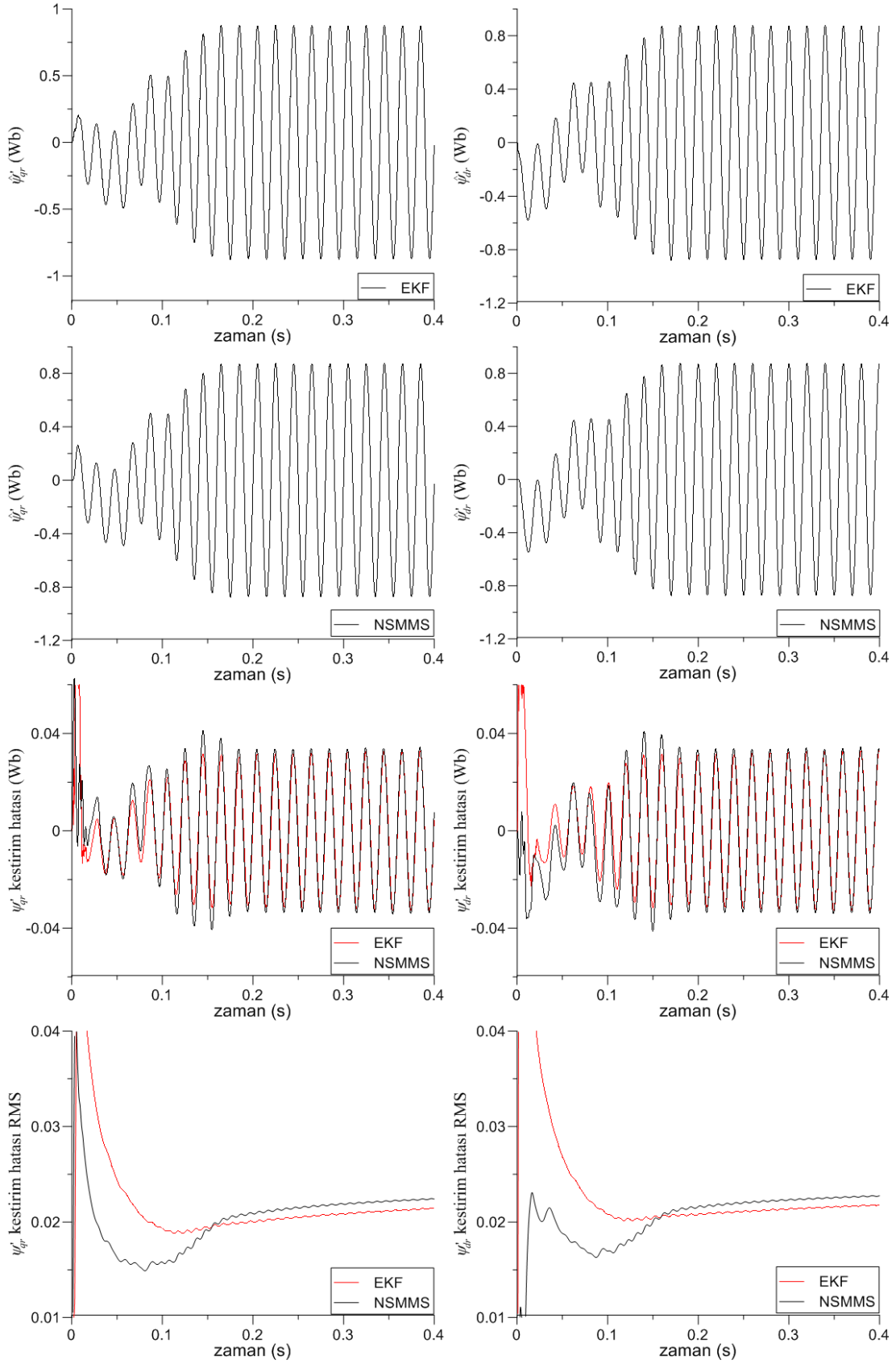
Şekil 4.84'de görüldüğü gibi, akım hatalarının RMS değerlerine göre, EKF algoritması daha performanslı görünmektedir, ancak akım hatalarının karşılaştırıldığı grafiklere göre 0,2 s sonunda akımlar aynı hata bandında yer almaktadırlar.

Şekil 4.85'deki öngörülen koşullardaki kestirim sonuçlarından, EKF algoritmasının NSMMS algoritması ile aynı kestirim performansına sahip olduğu görülmektedir.

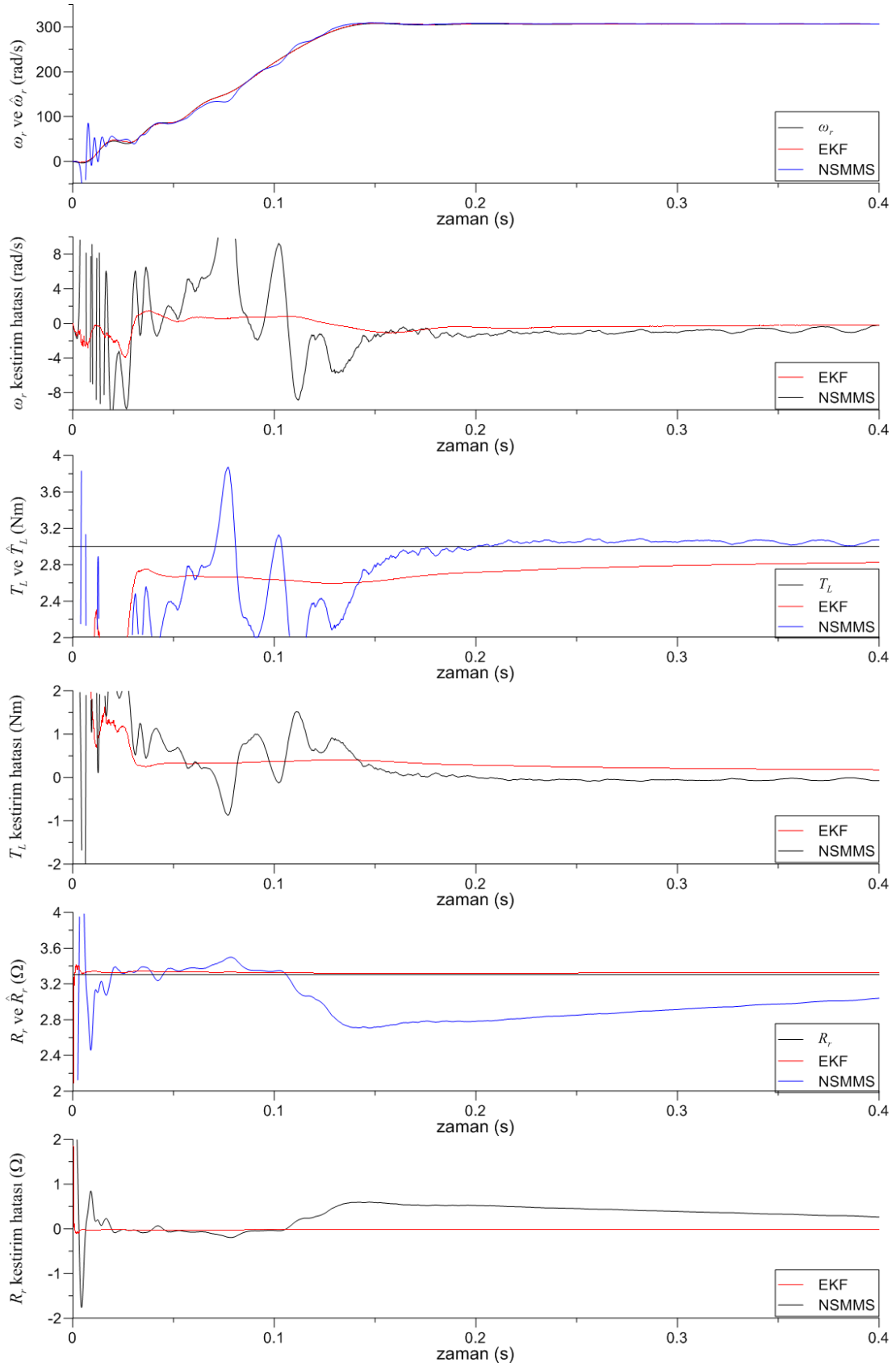
Şekil 4.86'daki öngörülen koşullardaki kestirim sonuçlarından; yük momenti kestiriminde öngörülen NSMMS algoritmasının, rotor hızı ve rotor direnci kestiriminde ise EKF filtreleme algoritmasının daha iyi performans gösterdiği görülmektedir.



Şekil 4.84. Yüklü durumda indüksiyon motorun sinüzoidal beslemeye ilişkin benzetim modeline dayalı geçici hal akım kestirim sonuçları ($T_L=3$ Nm)



Şekil 4.85. Yüklü durumda indüksiyon motorun sinüzoidal beslemeye ilişkin benzetim modeline dayalı geçici hal akı kestirim sonuçları ($T_L=3$ Nm)



Şekil 4.86. Yüklü durumda indüksiyon motorun sinüzoidal beslemeye ilişkin benzetim modeline dayalı geçici hal rotor hızı, yük momenti ve rotor direnci kestirim sonuçları ($T_L=3$ Nm)

4.5.1.2. 6-adım beslemeye ilişkin benzetim modeline dayalı durum ve parametre kestirimi

Burada, 50 Hz'lik, 6-adımlı besleme kaynağı ile beslenen indüksiyon motorun geçici haldeki davranış verileri kullanılarak, sinirsel kayma kip tabanlı kestirim algoritması test edilmiştir. Motor 3,2 Nm'lik yük altında, 0 rad/s açısız hızdan nominal hıza ulaşıncaya kadarki geçici hal giriş/çıkış verilerine (Şekil 4.12) dayalı kestirim sonuçları, Şekil 4.87 - Şekil 4.89'da verilmiştir. Algoritmaya ilişkin başlangıç koşulları ve parametreler aşağıda belirtilmiştir.

Genişletilmiş Kalman filtresi için başlangıç koşulları;

$$\mathbf{P}(0) = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{4 \times 4} & 0 \\ 0 & 1000\mathbf{I}_{3 \times 3} \end{bmatrix}, \hat{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} i_{qs}(0) \\ i_{ds}(0) \\ [0]_{5 \times 1} \end{bmatrix}, \mathbf{Q} = \mathbf{I}_{2 \times 2}, \mathbf{R} = \mathbf{I}_{2 \times 2},$$

ve sinirsel kayma kipli gözlemleyici için başlangıç koşulları;

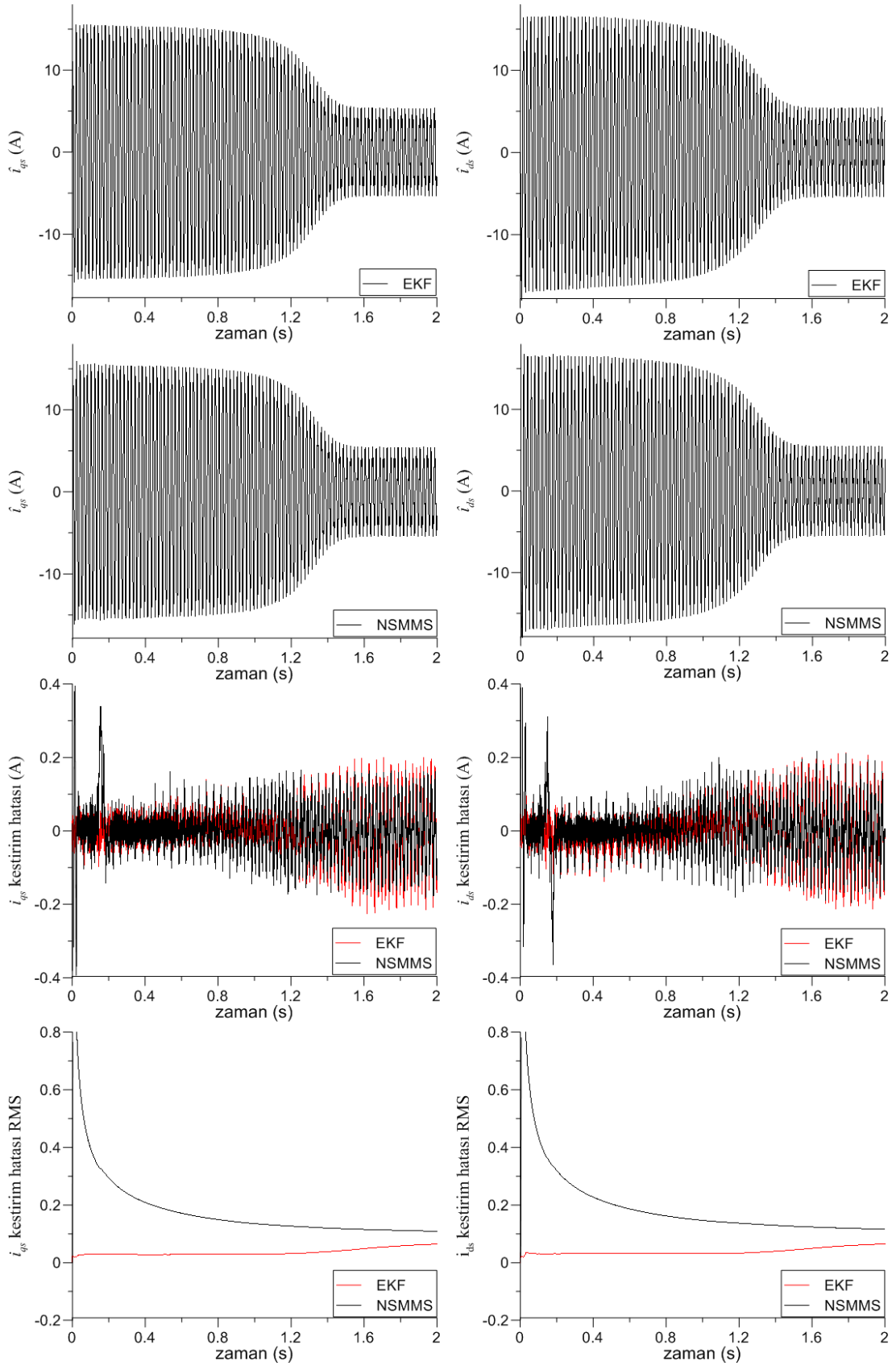
$$\mathbf{Q}_{SMMS} = [0]_{4 \times 4}, \quad \mathbf{m}(0) = \begin{bmatrix} i_{qs}(0) \\ i_{ds}(0) \\ [0]_{2 \times 1} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{\Gamma}(0) = \begin{bmatrix} 0,1 & 0 \\ 0 & 0,00001 \end{bmatrix}, \quad \boldsymbol{\theta}(0) = \begin{bmatrix} 0 \\ 0,1 \end{bmatrix},$$

$$\hat{\omega}_r(0) = 0, k_{SMMS} = 100, \boldsymbol{\eta}_\phi = 0,5\mathbf{I}, K_p = 0,1, K_I = 0,2$$

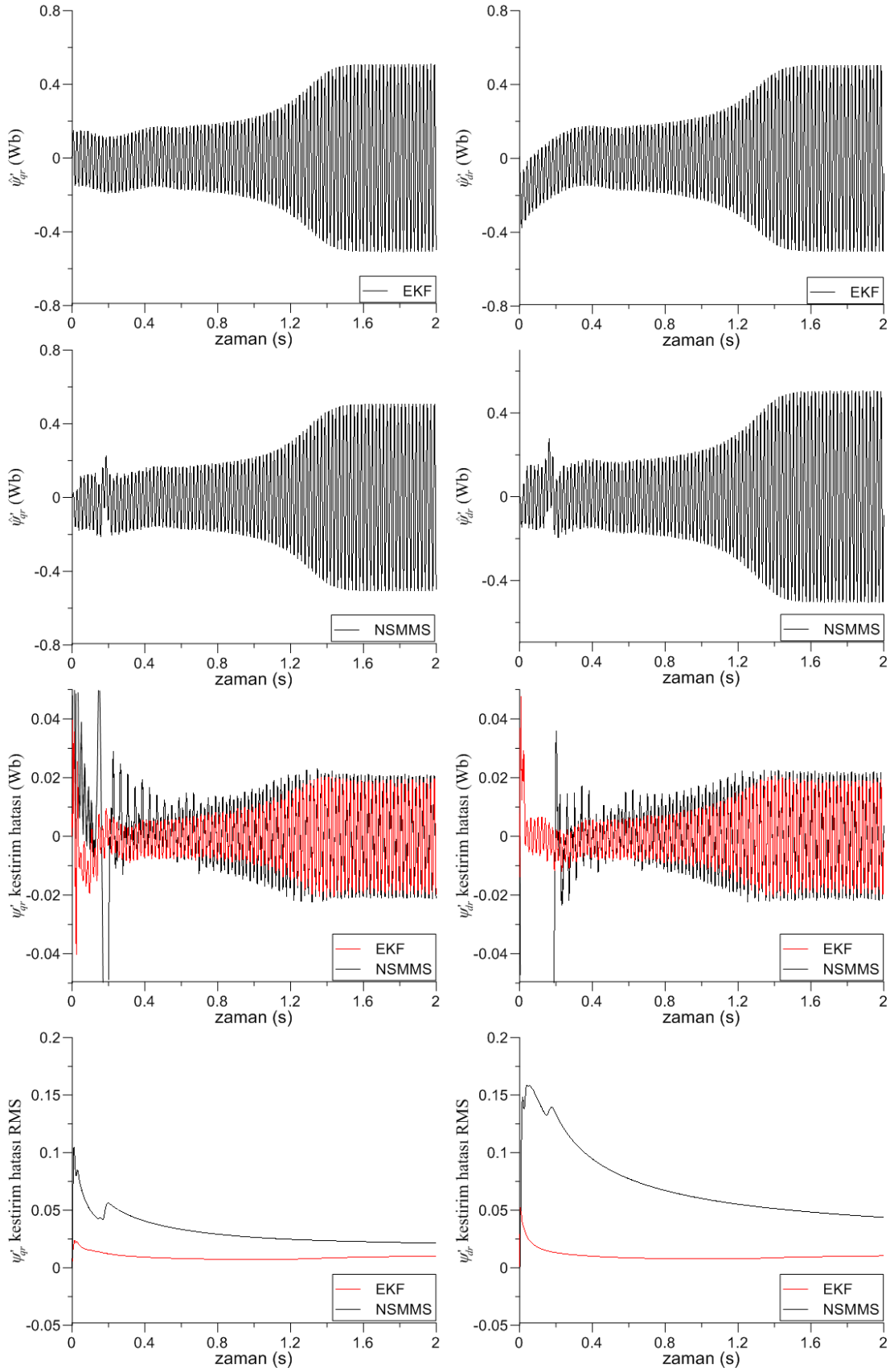
olarak seçilmiştir.

Şekil 4.87'deki öngörülen koşullarda kestirim sonuçlarından, her iki algoritmanın da kestirim hatalarının birbirlerine oldukça yakın olduğu; Şekil 4.88'deki öngörülen koşullardaki kestirim sonuçlarından ise, NSMMS algoritması ile hesaplanan kestirim hatalarının EKF'den biraz daha küçük genlikli olduğu görülmektedir.

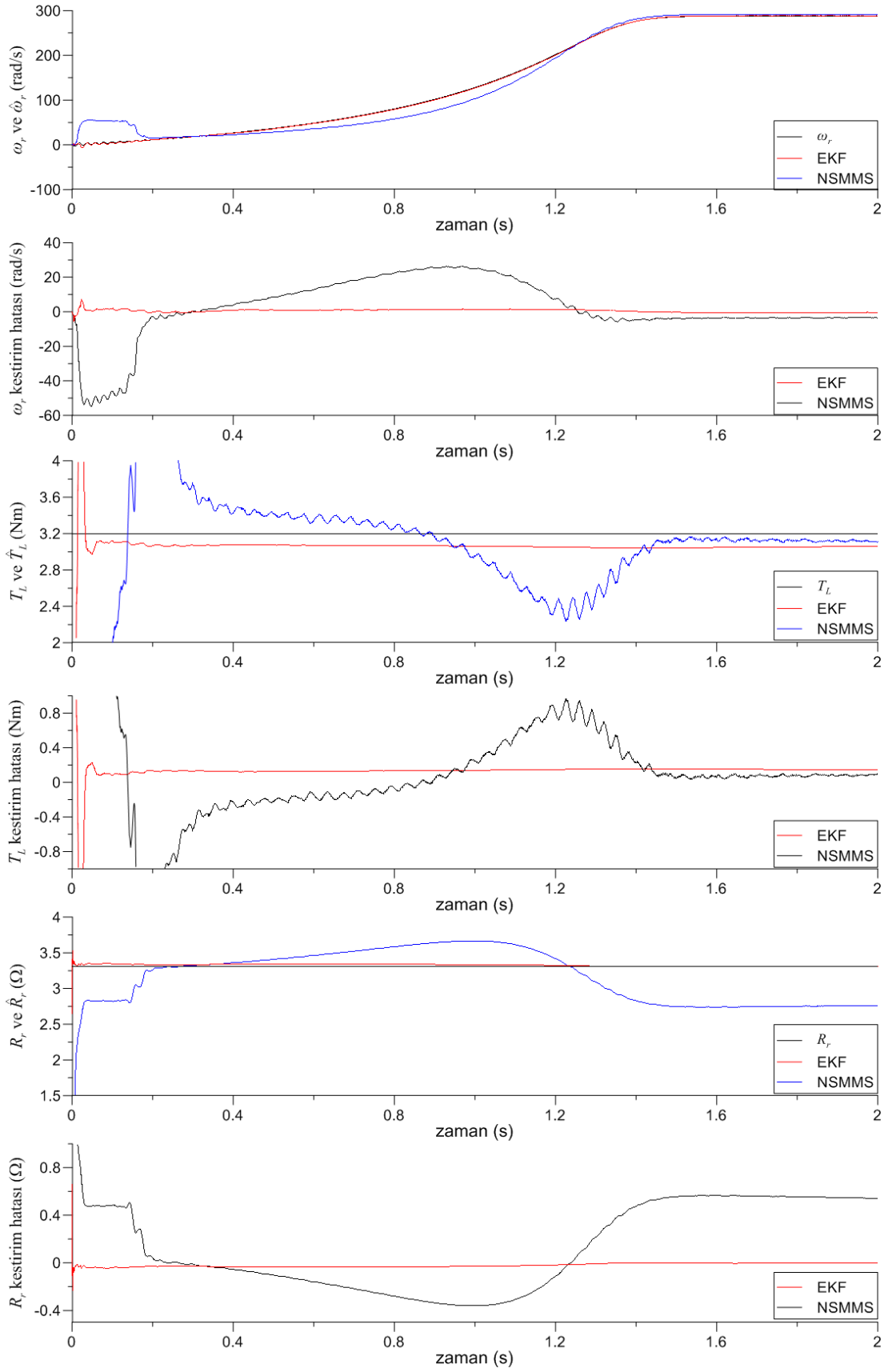
Şekil 4.89'da rotor hızı ve rotor direnci kestiriminde, EKF algoritmasının, yük momenti kestiriminde ise NSMMS algoritmasının daha iyi performans gösterdiği görülmektedir.



Şekil 4.87. Yüklü durumda indüksiyon motorun 6-adım beslemeye ilişkin benzetim modeline dayalı geçici hal akım kestirim sonuçları ($T_L=3,2 \text{ Nm}$)



Şekil 4.88. Yüklü durumda indüksiyon motorun 6-adım beslemeye ilişkin benzetim modeline dayalı geçici hal akı kestirim sonuçları ($T_L=3,2$ Nm)



Şekil 4.89. Yüklü durumda indüksiyon motorun 6-adım beslemeye ilişkin benzetim modeline dayalı geçici hal rotor hızı, yük momenti ve rotor direnci kestirim sonuçları ($T_L=3,2$ Nm)

4.5.1.3. PWM beslemeye ilişkin benzetim modeline dayalı parametre ve durum kestirimi

Burada 500 Hz taşıyıcı frekansa sahip 50 Hz'lik PWM besleme kaynağı ile beslenen indüksiyon motorun geçici haldeki davranış verileri kullanılarak, sinirsel kayma kip tabanlı kestirim algoritması test edilmiştir. Motor mili 3,2 Nm yük altında motorun 0 rad/s açısal hızdan nominal hıza gelinceye kadarki geçici hal giriş/çıkış verilerine (Şekil 4.21) dayalı kestirim sonuçları, Şekil 4.90 - Şekil 4.92'de verilmiştir. Algoritmaya ilişkin başlangıç koşulları ve parametreler aşağıda belirtilmiştir.

Genişletilmiş Kalman filtresi için başlangıç koşulları ve kovaryans matrisler;

$$\mathbf{P}(0) = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{4 \times 4} & 0 \\ 0 & 1000\mathbf{I}_{3 \times 3} \end{bmatrix}, \hat{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} i_{qs}(0) \\ i_{ds}(0) \\ [0]_{5 \times 1} \end{bmatrix}, \mathbf{Q} = \mathbf{I}_{2 \times 2}, \mathbf{R} = \mathbf{I}_{2 \times 2},$$

ve sinirsel kayma kipli gözlemleyici için başlangıç koşulları;

$$\mathbf{Q}_{SMMS} = [0]_{4 \times 4}, \quad \mathbf{m}(0) = \begin{bmatrix} i_{qs}(0) \\ i_{ds}(0) \\ [0]_{2 \times 1} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{\Gamma}(0) = \begin{bmatrix} 0,1 & 0 \\ 0 & 0,00001 \end{bmatrix}, \quad \boldsymbol{\theta}(0) = \begin{bmatrix} 0 \\ 0,1 \end{bmatrix},$$

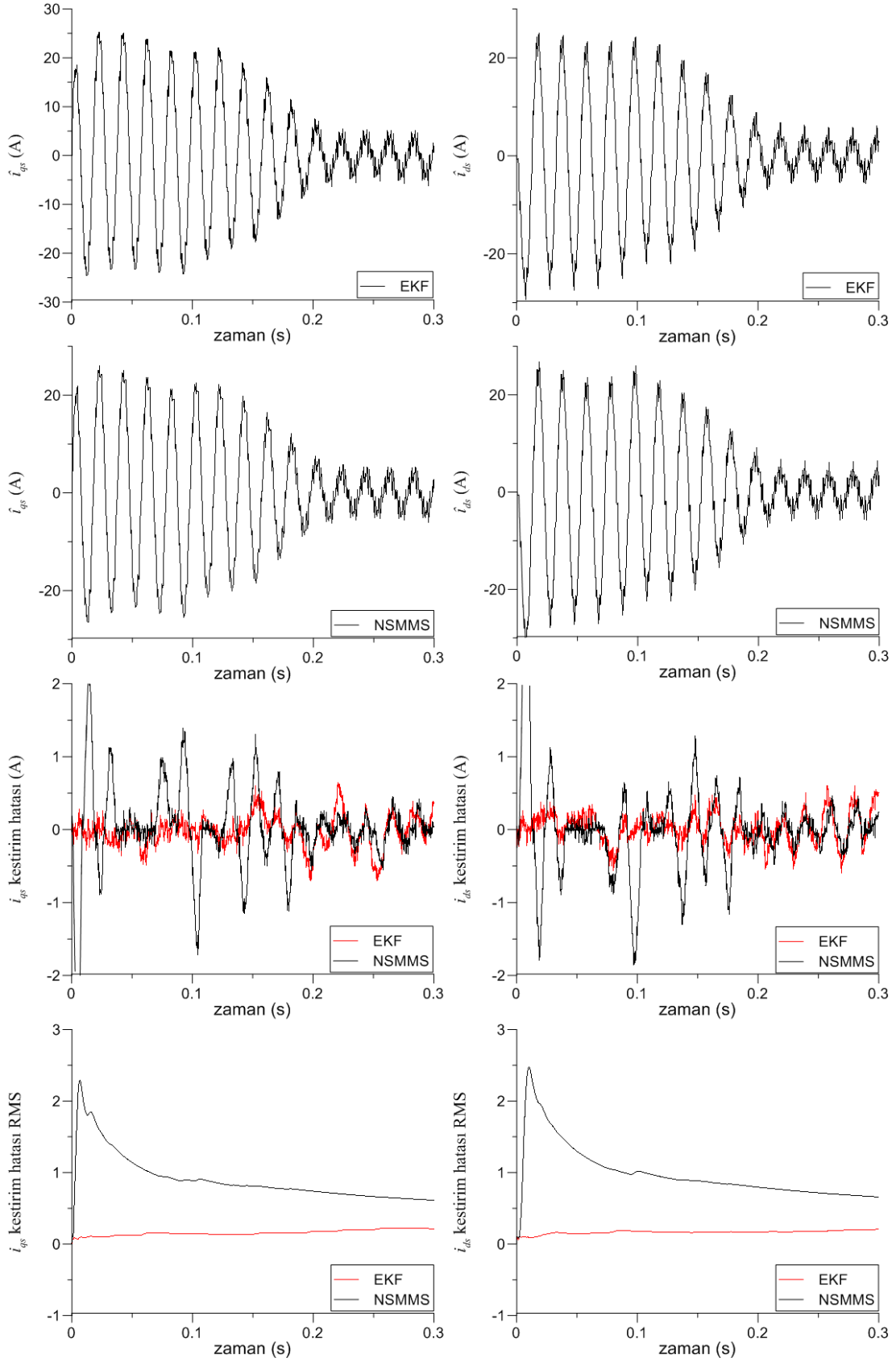
$$\hat{\omega}_r(0) = 0, k_{SMMS} = 100, \boldsymbol{\eta}_\phi = 0,12\mathbf{I}, K_P = 0,1, K_I = 0,2$$

olarak seçilmiştir.

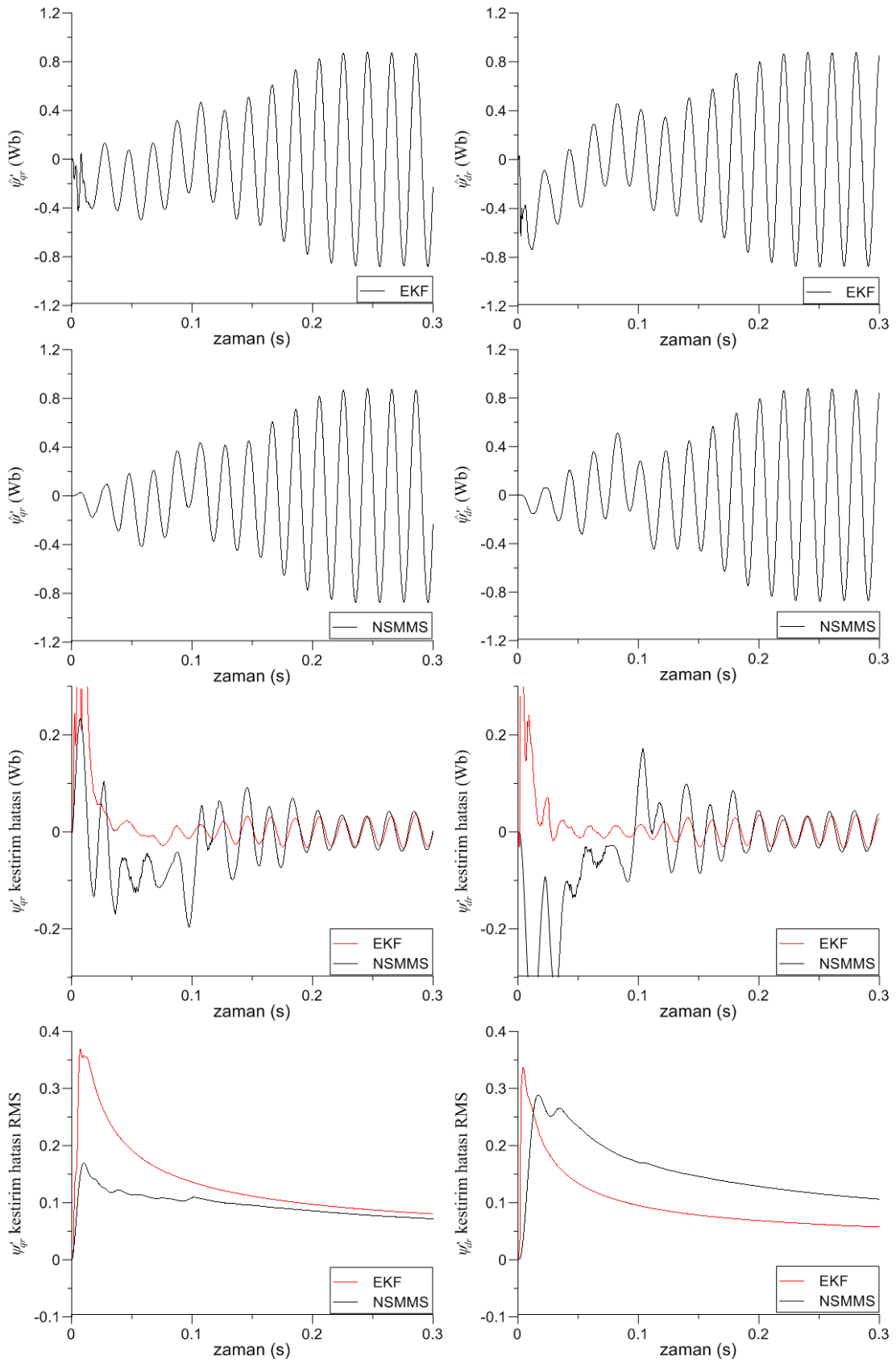
Şekil 4.90 ve Şekil 4.91'deki öngörülen koşullardaki akım ve akı kestirimi sonuçlarından, özellikle 0,2 s'den sonra her iki algoritmanın da birbirine yakın kestirim performansına sahip olduğu görülmektedir.

Şekil 4.92'deki öngörülen koşullardaki kestirim sonuçlarından, rotor hızı kestiriminde 0,2 s sonra algoritmaların kestirim performansları birbirlerine yaklaşmaktadır. Yük momenti kestirimi için ise, 0,25 s sonra NSMMS algoritmasına ilişkin nihai kestirim hatasının EKF'ye göre daha küçük olduğu görülmektedir. Rotor

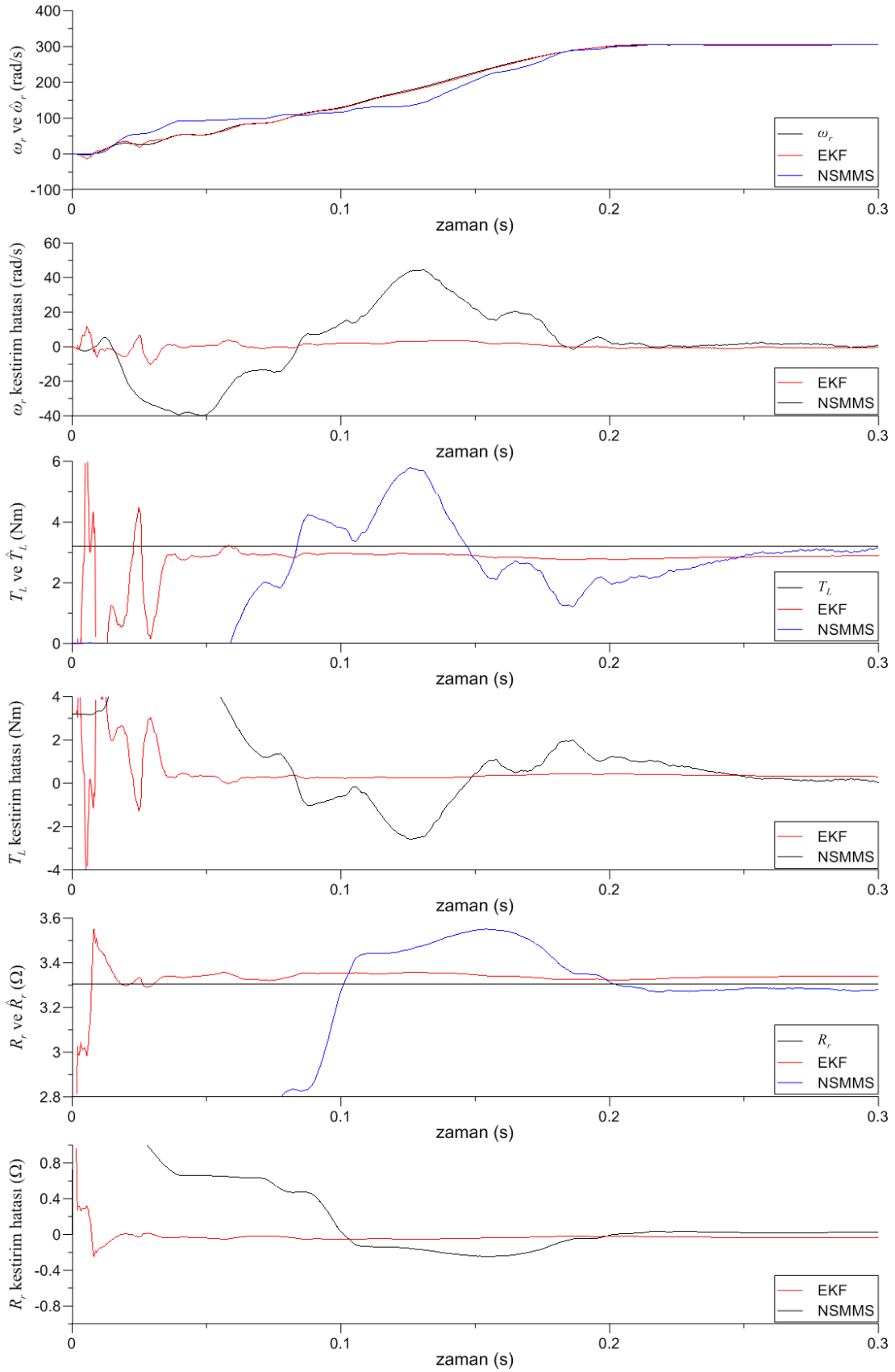
direnci kestiriminde ise her iki algoritma 0,2 s sonra birbirlerine oldukça yakın kestirim hatasına sahiptirler.



Şekil 4.90. Yüklü durumda indüksiyon motorun PWM beslemeye ilişkin benzetim modeline dayalı geçici hal akım kestirim sonuçları ($T_L=3,2$ Nm)



Şekil 4.91. Yüklü durumda indüksiyon motorun PWM beslemeye ilişkin benzetim modeline dayalı geçici hal akı kestirim sonuçları ($T_L=3,2$ Nm)



Şekil 4.92. Yüklü durumda indüksiyon motorun PWM beslemeye ilişkin benzetim modeline dayalı geçici hal rotor hızı, yük momenti ve rotor direnci kestirim sonuçları ($T_L=3,2$ Nm)

4.5.2. Deneysel verilere dayalı kestirim

Bu bölüm, indüksiyon motorun Şekil 4.58'deki ölçüm düzeneği ile elde edilen giriş/çıkış verileri kullanılarak motorun akım, akı, rotor hızı, rotor direnci ve yük momentine ilişkin kestirim sonuçlarını içermektedir.

4.5.2.1. Sinüzoidal beslemeye ilişkin deneysel verilere dayalı parametre ve durum kestirimi

Burada, 50 Hz'lik sinüzoidal besleme ile beslenen indüksiyon motorun geçici haldeki davranışından elde edilen deneysel veriler kullanılarak, sinirsel kayma kipli kestirim algoritması test edilmiştir. Akım, akı gibi durum değişkenlerinin yanı sıra rotor hızının, rotor direncinin ve yük momentinin deneysel giriş/çıkış verilerine dayalı olarak kestirimi de incelenmiştir.

Sinüzoidal besleme için boşa çalışmada geçici hal giriş/çıkış ölçümleri, Şekil 4.93'de verilmiştir. Söz konusu ölçümlere ilişkin akım, akı, rotor hızı, rotor direnci ve yük momenti kestirim sonuçları, Şekil 4.94 - Şekil 4.96'da verilmiştir. Boşa çalışmada algoritmaya ilişkin başlangıç koşulları ve parametreler aşağıda belirtilmiştir.

Genişletilmiş Kalman filtresi için başlangıç koşulları ve kovaryans matrisleri;

$$\mathbf{P}(0) = \mathbf{I}_{7 \times 7}, \hat{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} i_{qs}(0) \\ i_{ds}(0) \\ [0]_{5 \times 1} \end{bmatrix}, \mathbf{Q} = \mathbf{I}_{2 \times 2}, \mathbf{R} = \mathbf{I}_{2 \times 2}$$

ve sinirsel kayma kipli gözlemleyici için başlangıç koşulları;

$$\mathbf{Q}_{SMMS} = [0]_{4 \times 4}, \mathbf{m}(0) = \begin{bmatrix} i_{qs}(0) \\ i_{ds}(0) \\ [0]_{2 \times 1} \end{bmatrix}, \mathbf{\Gamma}(0) = \begin{bmatrix} 0,01 & 0 \\ 0 & 0,00001 \end{bmatrix}, \boldsymbol{\theta}(0) = \begin{bmatrix} 0 \\ 0,1 \end{bmatrix},$$

$$\hat{\omega}_r(0) = 0, k_{SMMS} = 1, \boldsymbol{\eta}_\phi = 0,0147\mathbf{I}, K_p = 0,1, K_I = 0,2$$

olarak seçilmiştir.

Yüklü çalışmada sinüzoidal besleme için geçici hal giriş/çıkış ölçümleri, Şekil 4.59'da verilmiştir. Söz konusu ölçümlere ilişkin akım, akı, rotor hızı, rotor direnci ve yük momenti kestirim sonuçları, Şekil 4.97 - Şekil 4.99'de verilmiştir. Yüklü çalışmada algoritmaya ilişkin başlangıç koşulları ve parametreler ise aşağıda belirtilmiştir.

Genişletilmiş Kalman filtresi için başlangıç koşulları ve kovaryans matrisleri;

$$\mathbf{P}(0) = \mathbf{I}_{7 \times 7}, \hat{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} i_{qs}(0) \\ i_{ds}(0) \\ [0]_{5 \times 1} \end{bmatrix}, \mathbf{Q} = \mathbf{I}_{2 \times 2}, \mathbf{R} = \mathbf{I}_{2 \times 2},$$

ve sinirsel kayma kipli gözlemleyici için başlangıç koşulları,

$$\mathbf{Q}_{SMMS} = [0]_{4 \times 4}, \mathbf{m}(0) = \begin{bmatrix} i_{qs}(0) \\ i_{ds}(0) \\ [0]_{2 \times 1} \end{bmatrix}, \mathbf{\Gamma}(0) = \begin{bmatrix} 0,01 & 0 \\ 0 & 0,000001 \end{bmatrix}, \boldsymbol{\theta}(0) = \begin{bmatrix} 0 \\ 0,1 \end{bmatrix},$$

$$\hat{\omega}_r(0) = 0, k_{SMMS} = 1, \boldsymbol{\eta}_\phi = 0,1\mathbf{I}, K_P = 0,1, K_I = 0,2$$

olarak seçilmiştir.

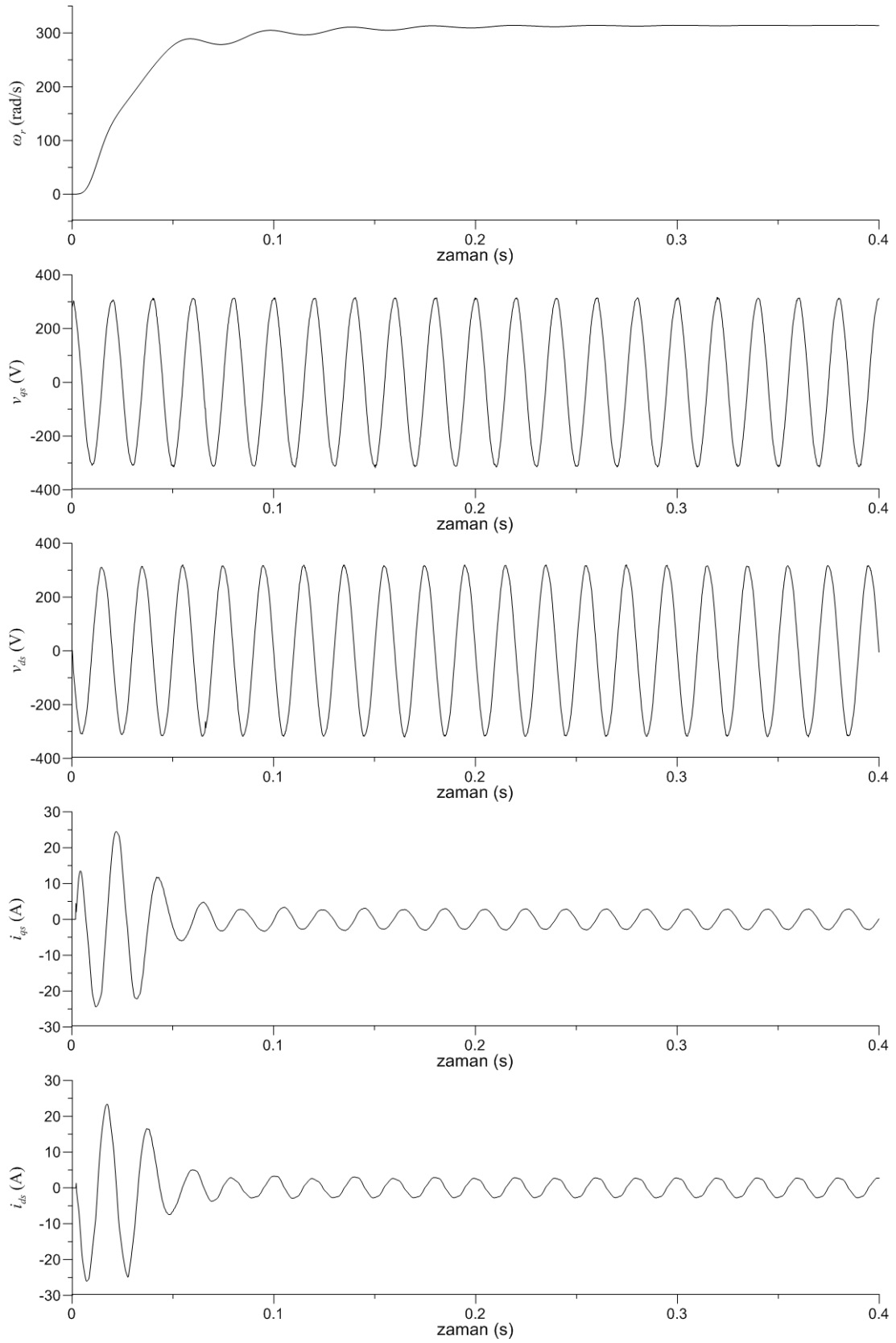
Şekil 4.94 ve Şekil 4.95'de, öngörülen koşullar için yüksüz durumdaki akım ve akı kestirim sonuçlarından, NSMMS algoritması ile elde edilen kestirim sonuçlarının sürekli durumda EKF algoritmasından daha küçük genlikli hata bandı içerisinde kaldığı görülmektedir.

Şekil 4.96'daki öngörülen kestirim sonuçlarına göre, yüksüz durumda rotor hızı, yük momenti ve rotor direnci kestiriminde NSMMS algoritması, EKF algoritmasına göre oldukça iyi performans sergilemektedir.

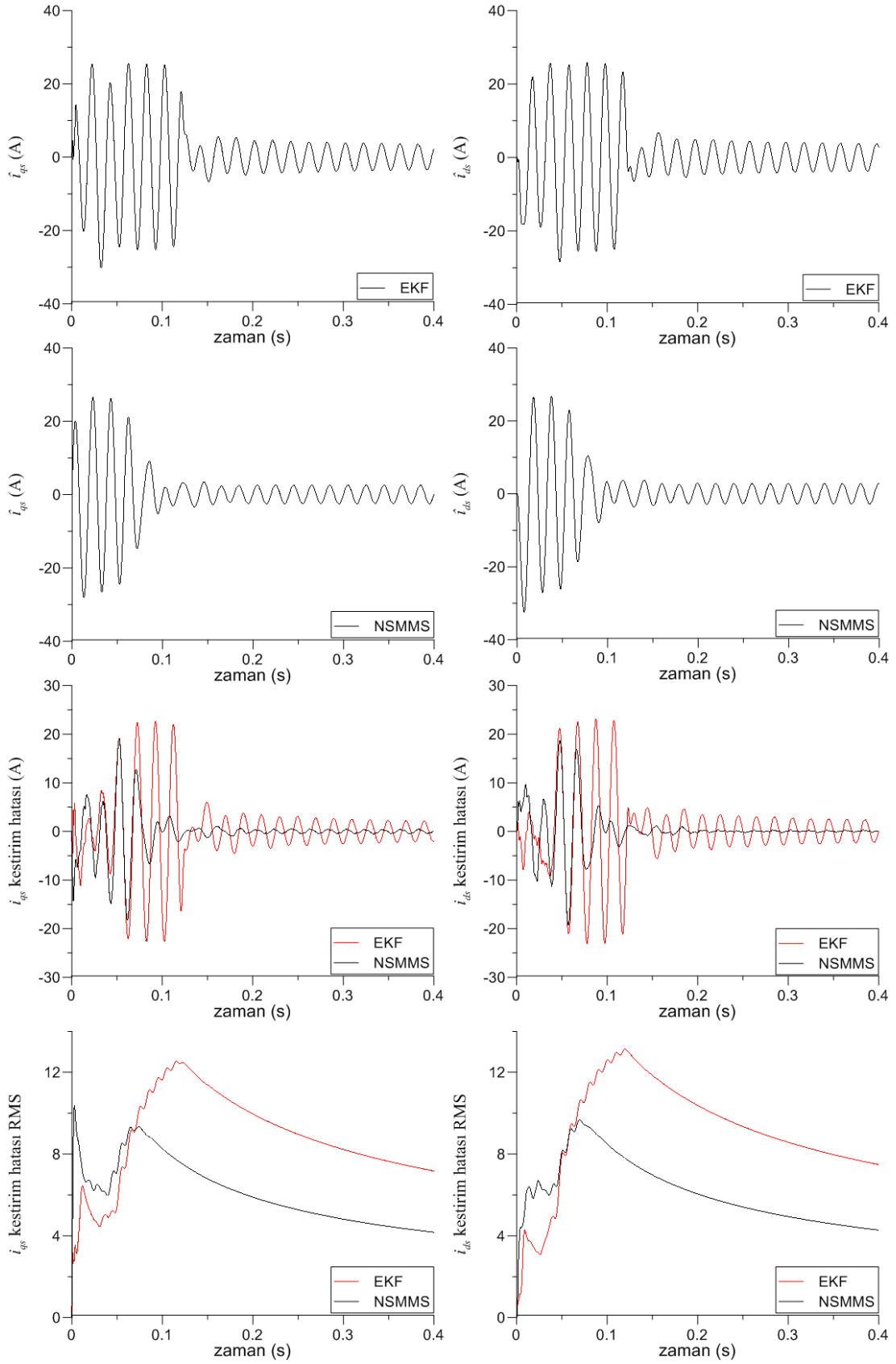
Şekil 4.97 ve Şekil 4.98'deki öngörülen koşullarda, yüklü durum için kestirim sonuçlarına göre; 0,25 s sonra stator akım bileşenlerine ilişkin NSMMS kestirim hata

bandının EKF'ye göre daha dar aralıkta olduğu gör÷lmektedir. Akı bileşenlerine ilişkin kestirim hatalarının ise 0,25 s sonra her iki algoritma için birbirine oldukça yakın olduğu gör÷lmektedir.

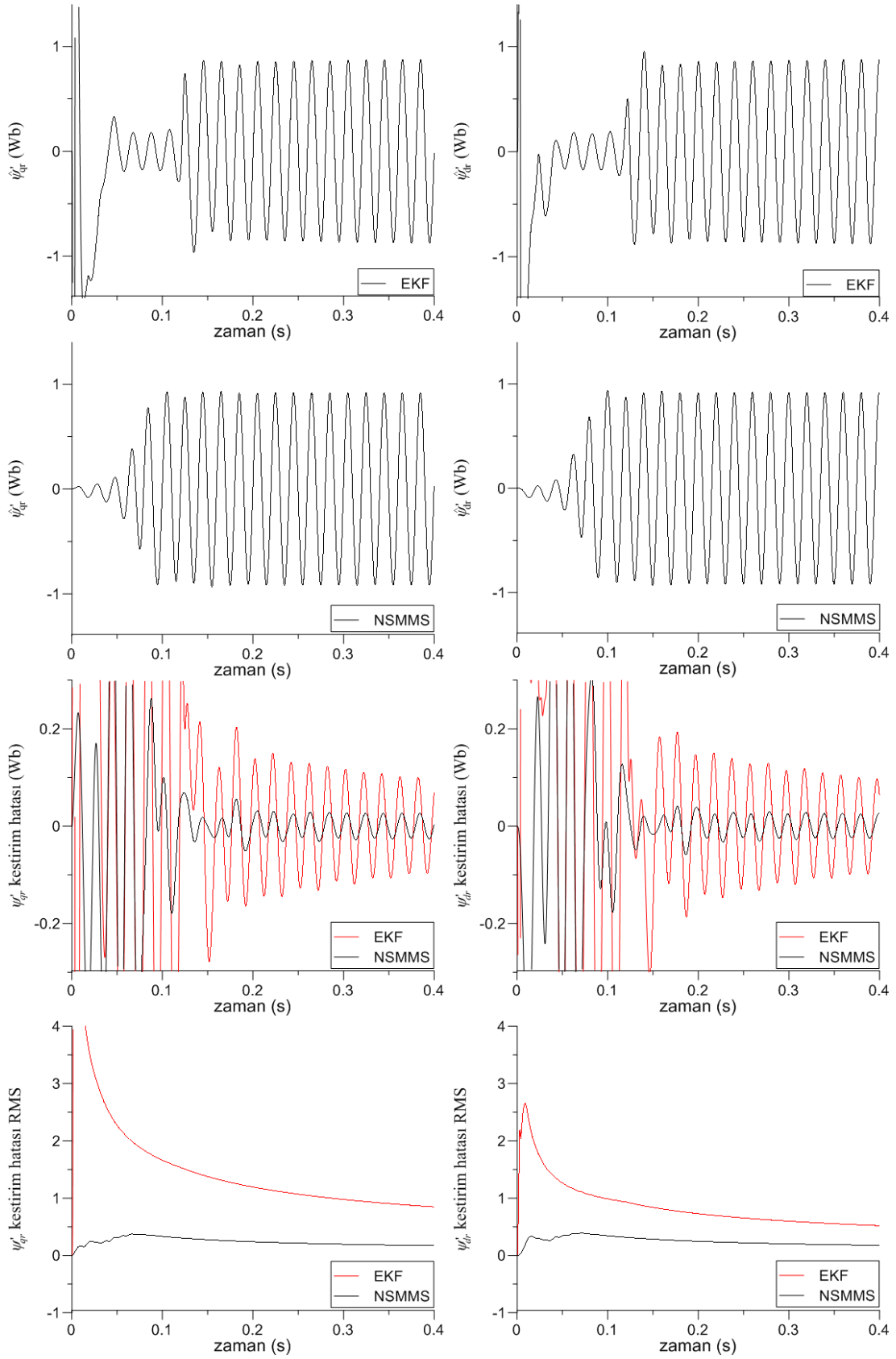
Şekil 4.99'da öngör÷len koşullar için, yüklü durumda rotor hızı, yük momenti ve rotor direnci kestirimleri karşılaştırılmıştır. Rotor hızı kestiriminde 0,3 s sonra algoritmaların kestirim sonuçlarının birbirine yakın olduğu gör÷lmektedir. Yük momenti ve rotor direnci kestiriminde ise, NSMMS algoritması EKF algoritmasına göre daha iyi kestirim performansı sergilemektedir.



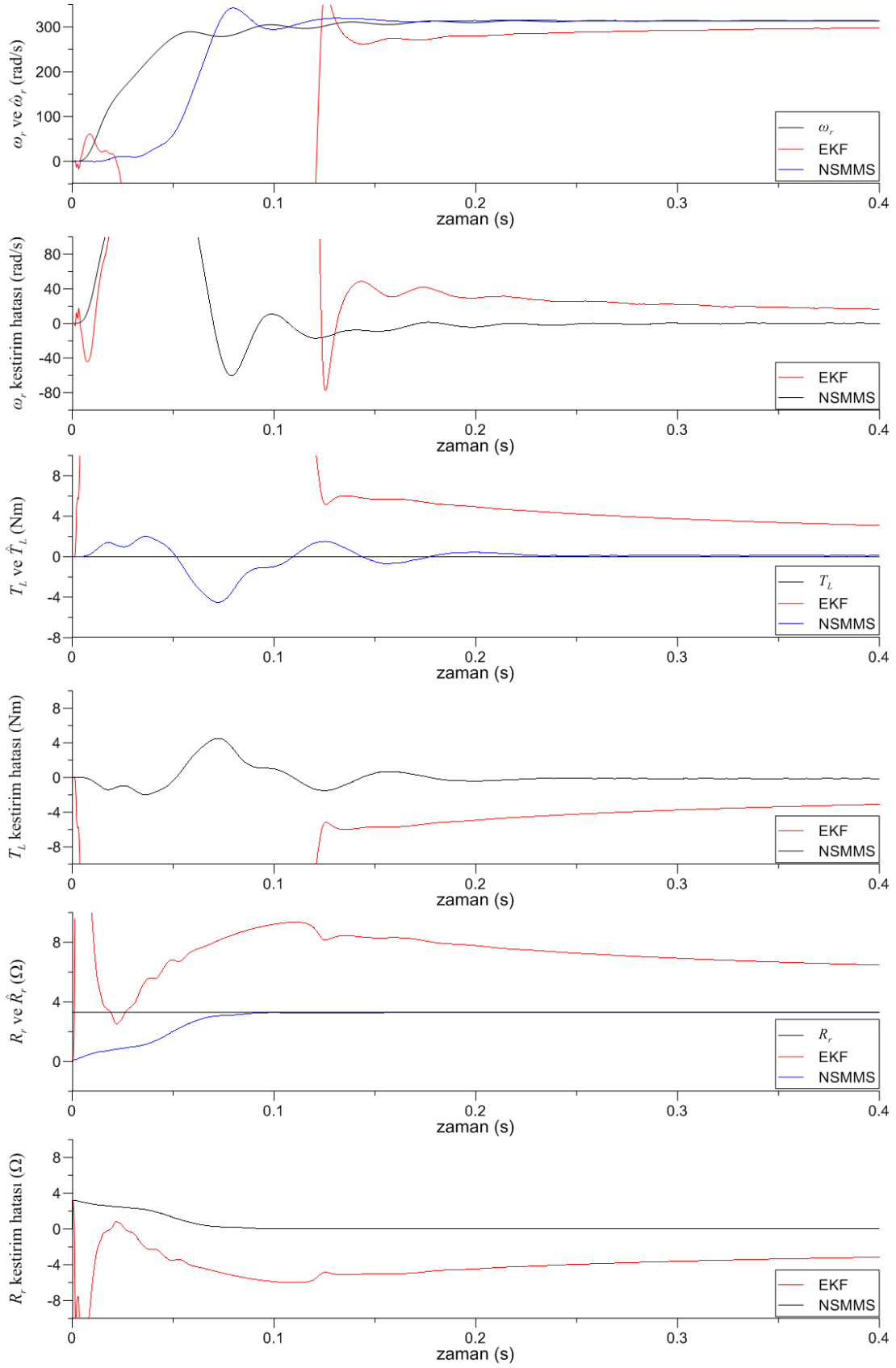
Şekil 4.93. Yüksüz durumda indüksiyon motorun sinüzoidal besleme için geçici hal deneysel giriş/çıkış ölçüm verileri ($T_L=0$ Nm)



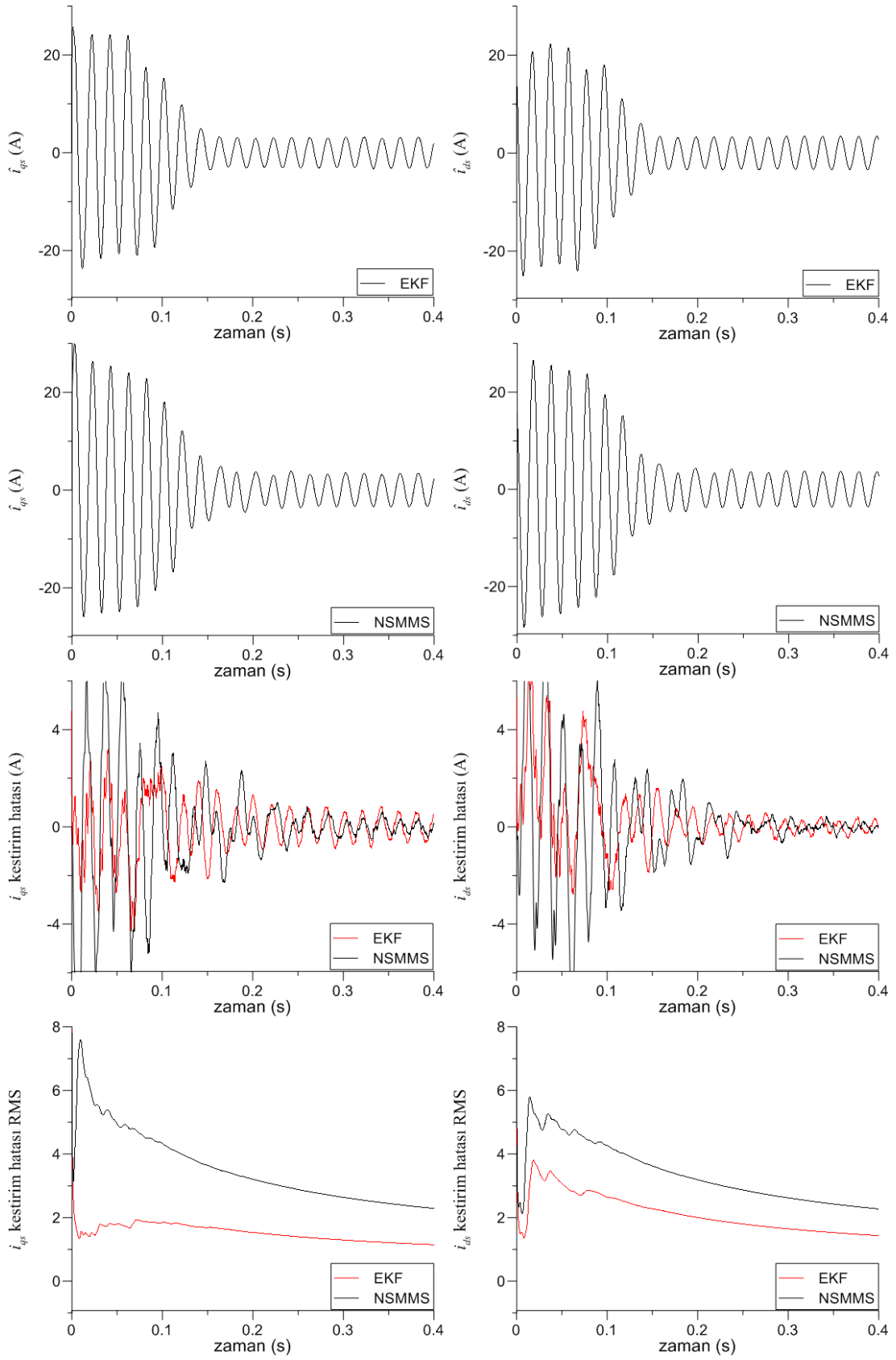
Şekil 4.94. Yüksüz durumda indüksiyon motorun sinüzoidal beslemeye ilişkin deneysel verilere dayalı geçici hal akım kestirim sonuçları ($T_L=0$ Nm)



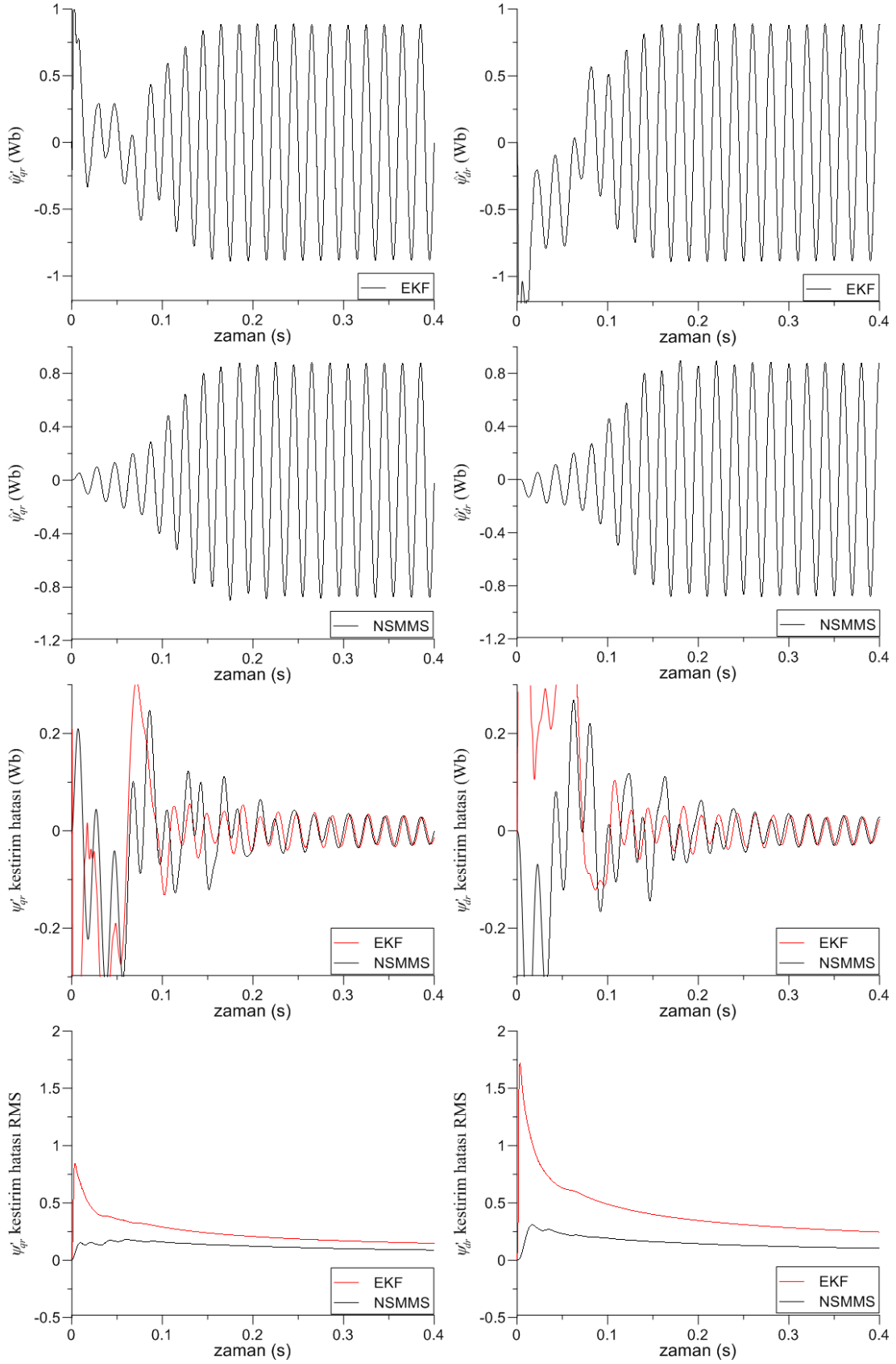
Şekil 4.95. Yüksüz durumda indüksiyon motorun sinüzoidal beslemeye ilişkin deneysel verilere dayalı geçici hal akı kestirim sonuçları ($T_L=0$ Nm)



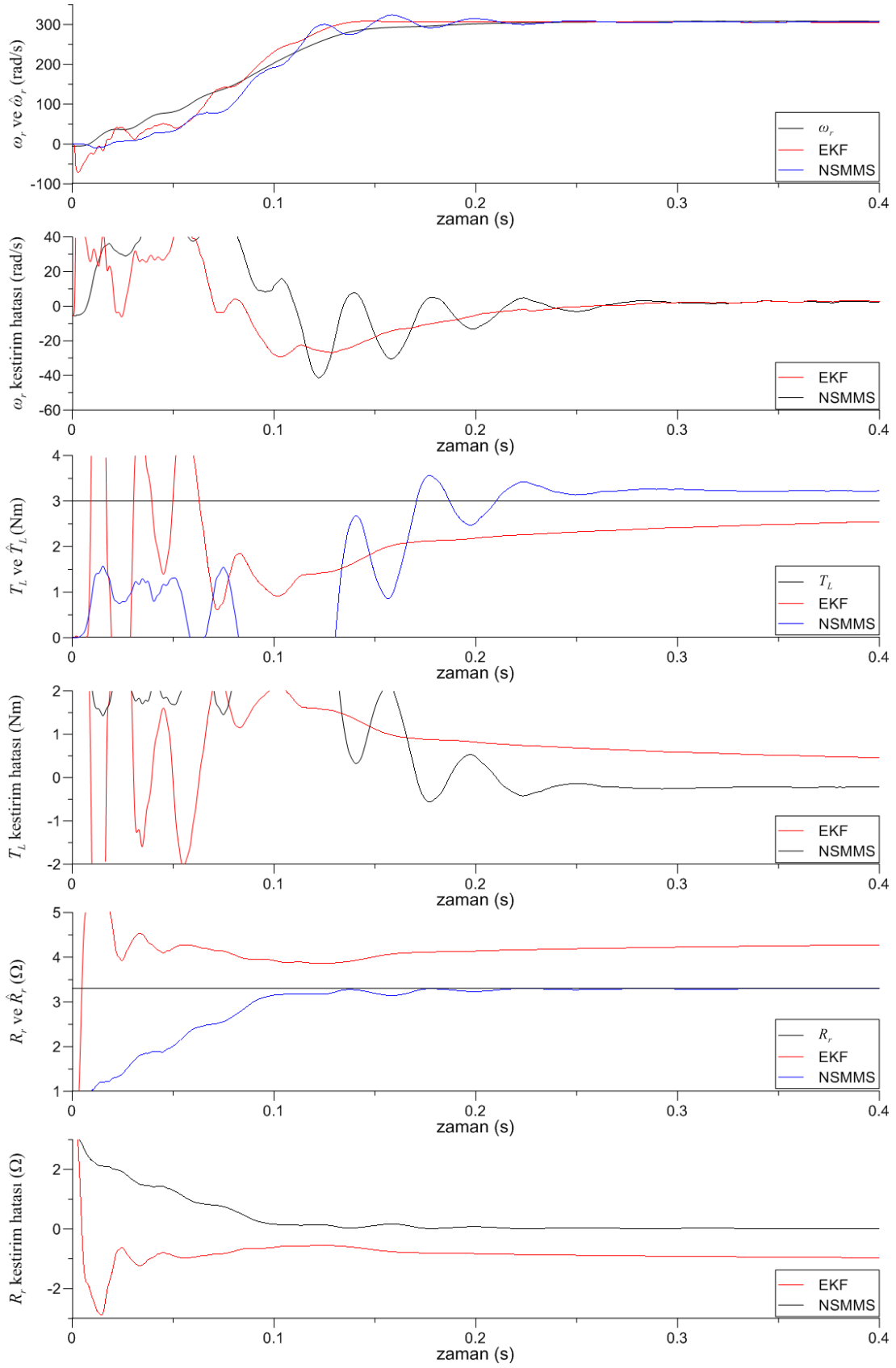
Şekil 4.96. Yüksüz durumda indüksiyon motorun sinüzoidal beslemeye ilişkin deneysel verilere dayalı geçici hal rotor hızı, yük momenti ve rotor direnci kestirim sonuçları ($T_L=0$ Nm)



Şekil 4.97. Yüklü durumda indüksiyon motorunun sinüzoidal beslemeye ilişkin deneysel verilere dayalı geçici hal akım kestirim sonuçları ($T_L=3$ Nm)



Şekil 4.98. Yüklü durumda indüksiyon motorun sinüzoidal beslemeye ilişkin deneysel verilere dayalı geçici hal akı kestirim sonuçları ($T_L=3$ Nm)



Şekil 4.99. Yüklü durumda indüksiyon motorun sinüzoidal beslemeye ilişkin deneysel verilere dayalı geçici hal rotor hızı, yük momenti ve rotor direnci kestirim sonuçları ($T_L=3$ Nm)

4.5.2.2. 6-adım beslemeye ilişkin deneysel verilere dayalı parametre ve durum kestirimi

Boşta çalışmada, 6-adım besleme için geçici hal giriş/çıkış ölçümleri Şekil 4.100'de verilmiştir. Söz konusu ölçümlere ilişkin akım, akı, rotor hızı ve yük momenti kestirim sonuçları ise, Şekil 4.101 - Şekil 4.103'de verilmiştir. Boşta çalışmada algoritmaya ilişkin başlangıç koşulları ve parametreler aşağıda belirtilmiştir.

Genişletilmiş Kalman filtresi için başlangıç koşulları ve kovaryans matrisleri;

$$\mathbf{P}(0) = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{4 \times 4} & 0 \\ 0 & 1000\mathbf{I}_{3 \times 3} \end{bmatrix}, \hat{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} i_{qs}(0) \\ i_{ds}(0) \\ [0]_{5 \times 1} \end{bmatrix}, \mathbf{Q} = \mathbf{I}_{2 \times 2}, \mathbf{R} = \mathbf{I}_{2 \times 2},$$

ve sinirsel kayma kipli gözlemleyici için başlangıç koşulları,

$$\mathbf{Q}_{SMMS} = [0]_{4 \times 4}, \quad \mathbf{m}(0) = \begin{bmatrix} i_{qs}(0) \\ i_{ds}(0) \\ [0]_{2 \times 1} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{\Gamma}(0) = \begin{bmatrix} 0,1 & 0 \\ 0 & 0,00001 \end{bmatrix}, \quad \boldsymbol{\theta}(0) = \begin{bmatrix} 0 \\ 0,1 \end{bmatrix},$$

$$\hat{\omega}_r(0) = 0, k_{SMMS} = 1, \boldsymbol{\eta}_\phi = 0,026\mathbf{I}, K_p = 0,1, K_I = 0,2$$

olarak seçilmiştir.

Yüklü çalışmada, 6-adım besleme için geçici hal deneysel giriş/çıkış ölçümleri, Şekil 4.65'de verilmiştir. Söz konusu ölçümlere ilişkin akım, akı, rotor hızı ve yük momenti kestirim sonuçları ise, Şekil 4.104 - Şekil 4.106'da verilmiştir. Yüklü çalışmada algoritmaya ilişkin başlangıç koşulları ve parametreler aşağıda belirtilmiştir.

Genişletilmiş Kalman filtresi için başlangıç koşulları ve kovaryans matrisleri;

$$\mathbf{P}(0) = \mathbf{I}_{7 \times 7}, \hat{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} i_{qs}(0) \\ i_{ds}(0) \\ [0]_{5 \times 1} \end{bmatrix}, \mathbf{Q} = \mathbf{I}_{2 \times 2}, \mathbf{R} = \mathbf{I}_{2 \times 2},$$

ve sinirsel kayma kipli gözlemleyici için başlangıç koşulları,

$$\mathbf{Q}_{SMMS} = [0]_{4 \times 4}, \quad \mathbf{m}(0) = \begin{bmatrix} i_{qs}(0) \\ i_{ds}(0) \\ [0]_{2 \times 1} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{\Gamma}(0) = \begin{bmatrix} 0,01 & 0 \\ 0 & 0,0000001 \end{bmatrix}, \quad \boldsymbol{\theta}(0) = \begin{bmatrix} 0 \\ 0,1 \end{bmatrix},$$

$$\hat{\omega}_r(0) = 0, \quad k_{SMMS} = 1, \quad \boldsymbol{\eta}_\phi = 0,1\mathbf{I}, \quad K_P = 0,1, \quad K_I = 0,2$$

olarak seçilmiştir.

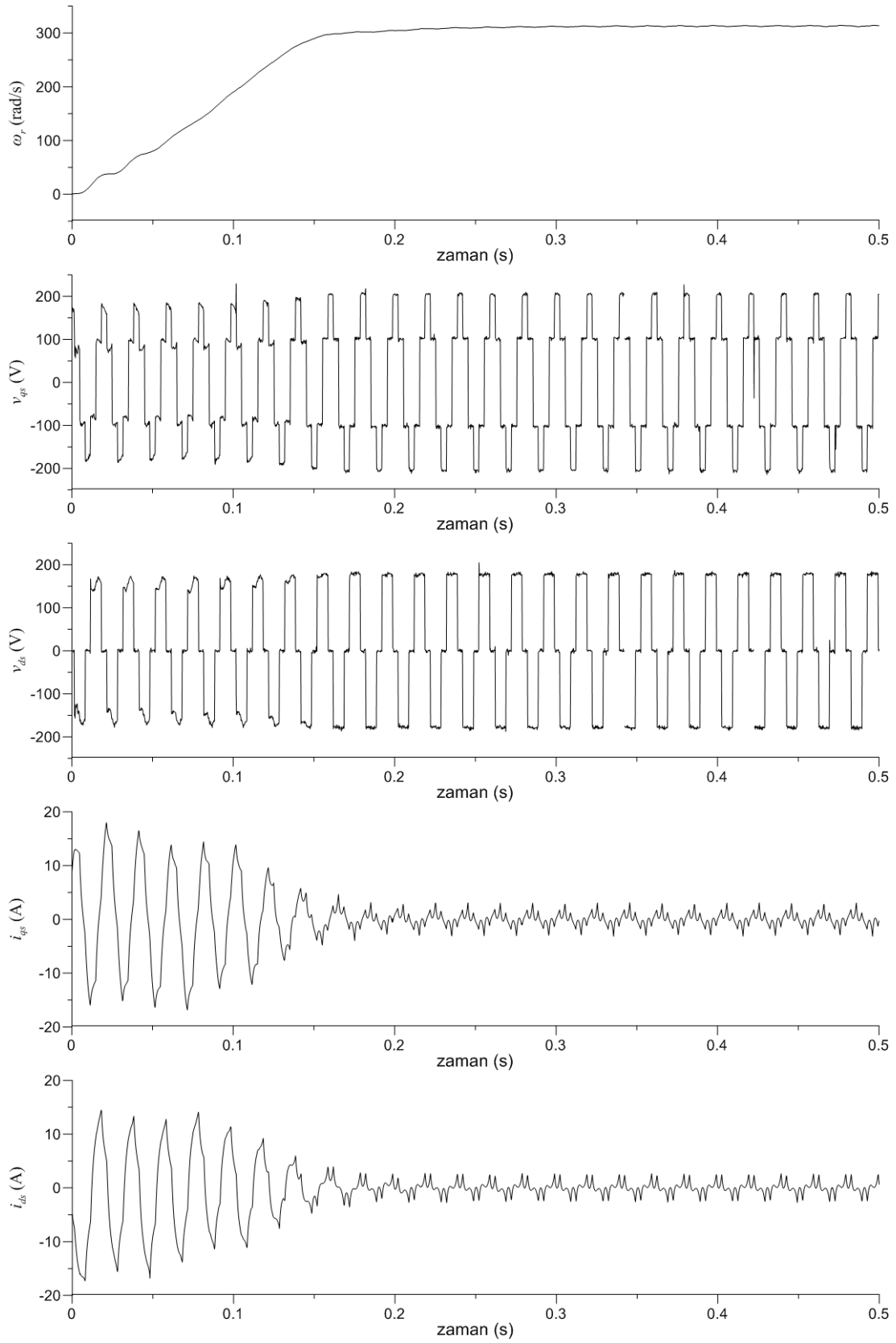
Şekil 4.101 ve Şekil 4.102’de, öngörülen koşullardaki kestirim sonuçlarından, NSMMS algoritması ile hesaplanan stator akım ve rotor akı bileşenlerine ilişkin kestirim hatalarının EKF’ye göre daha kısa sürede nihai hata bandı içerisine girmektedir.

Şekil 4.103’deki kestirim sonuçlarından; öngörülen algoritma ile elde edilen açısız hız, yük momenti ve rotor direncine ilişkin nihai kestirim hatalarının, EKF’ye göre oldukça küçük olduğu görülmektedir.

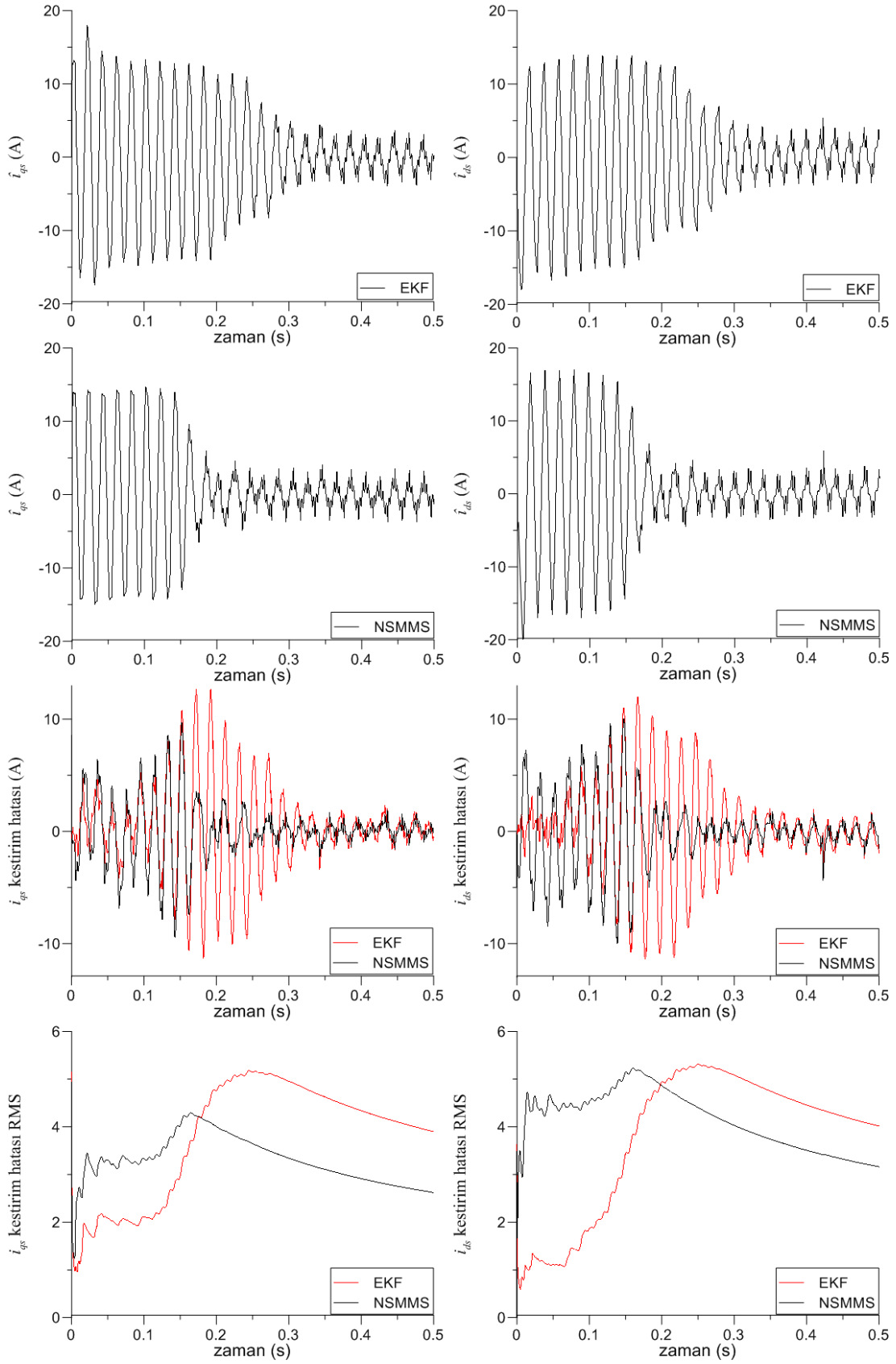
Şekil 4.104 ve Şekil 4.105’deki öngörülen koşullarda, her iki algoritmanın akım ve akı kestirim hatalarının birbirine yakın oldukları görülmektedir.

Şekil 4.106’da yüklü durumda rotor hızı, yük momenti ve rotor dirençlerinin kestirim performansları karşılaştırılmıştır. Söz konusu kestirim hatası eğrilerinden, öngörülen algoritma ile elde edilen kestirim hatalarının EKF algoritmasından daha küçük olduğu görülmektedir.

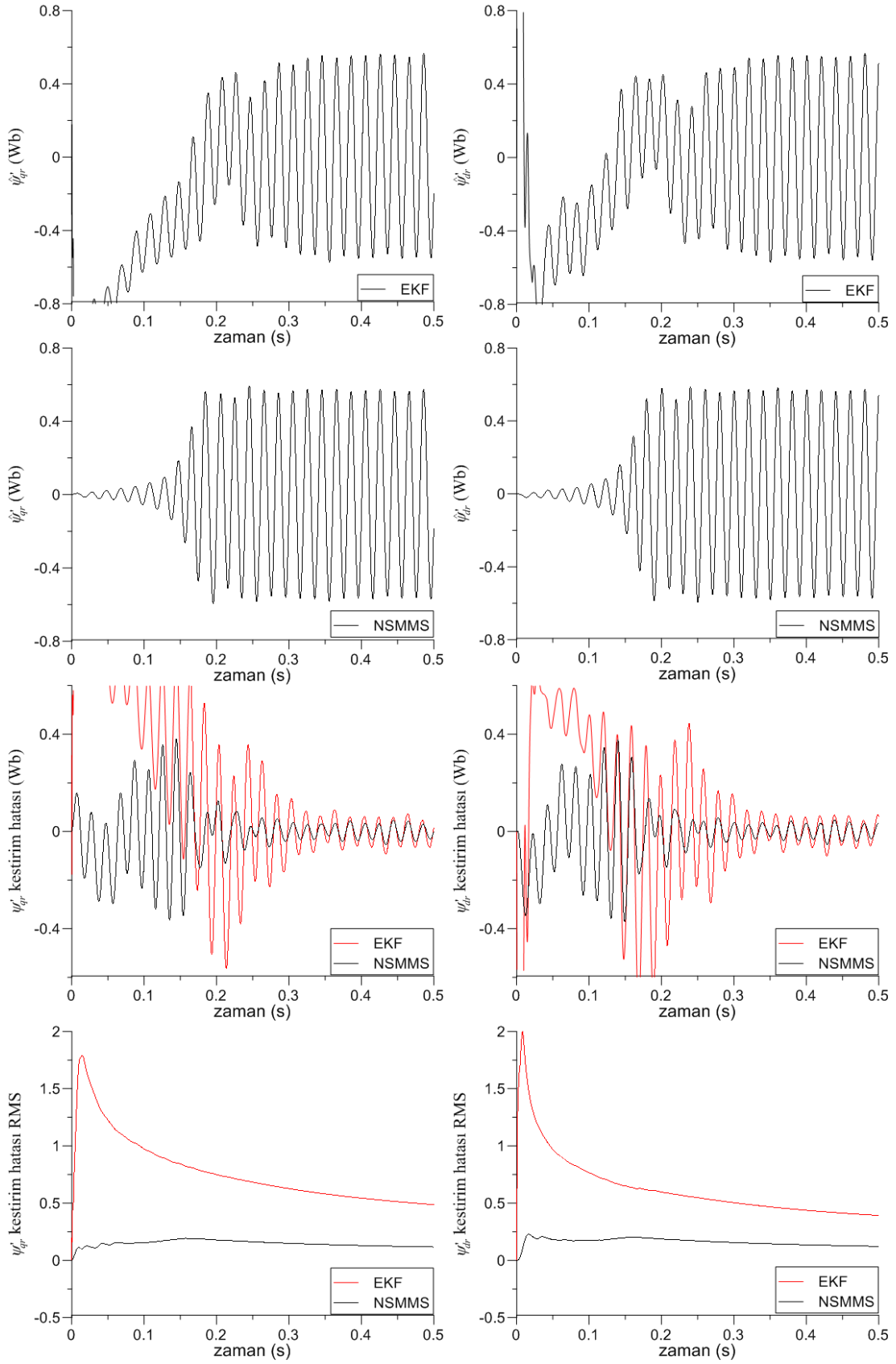
Sonuç olarak, bu bölümde verilmiş olan değişik çalışma koşullarındaki kestirim sonuçlarından önerilen sinirsel kayma kip tabanlı yeni kestirim algoritmasının, EKF algoritmasına göre daha iyi kestirim performansına sahip olduğu söylenebilir.



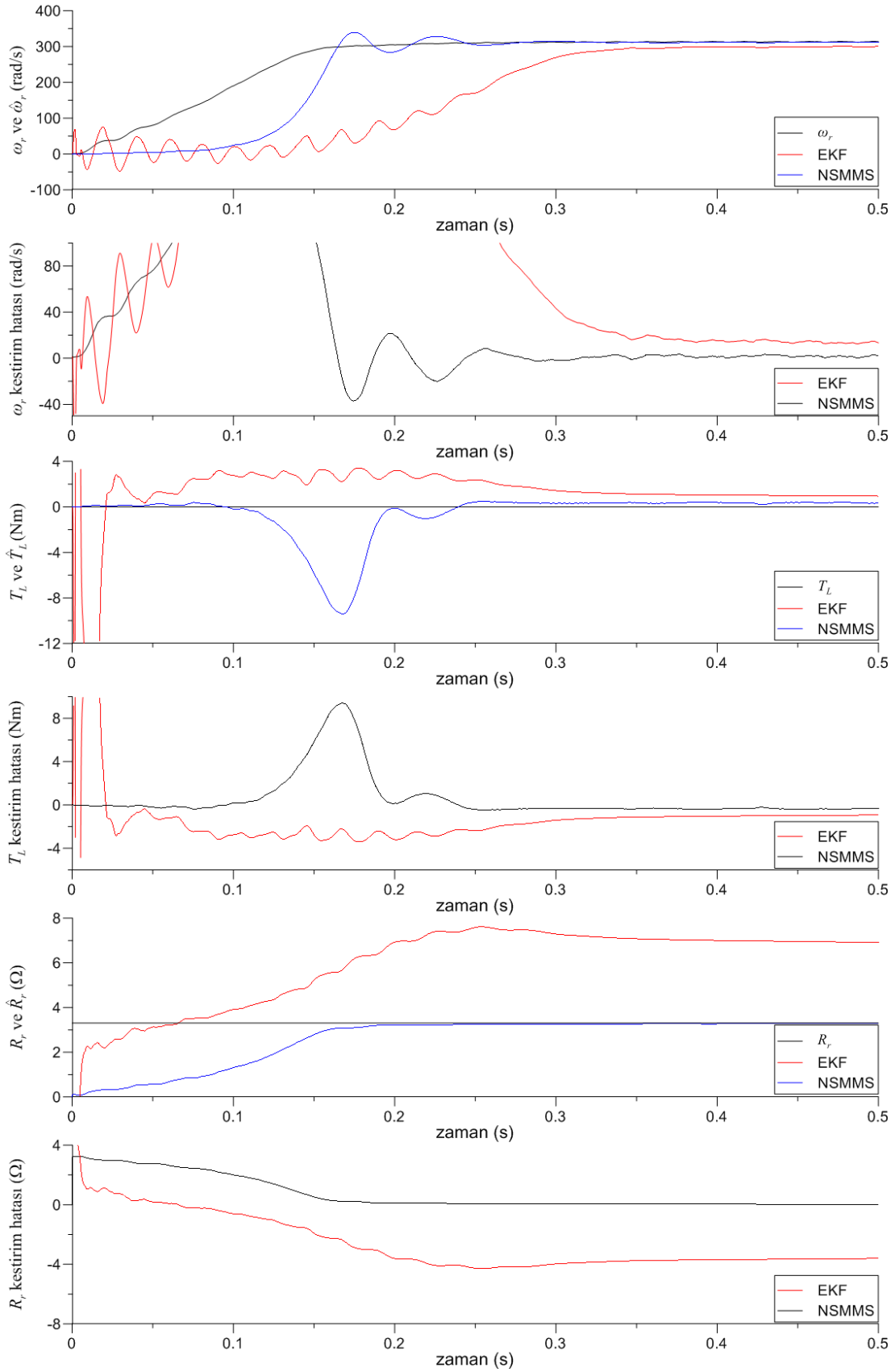
Şekil 4.100. Yüksüz durumda indüksiyon motorun 6-adım besleme için geçici hal deneysel giriş/çıkış ölçüm verileri ($T_L=0$ Nm)



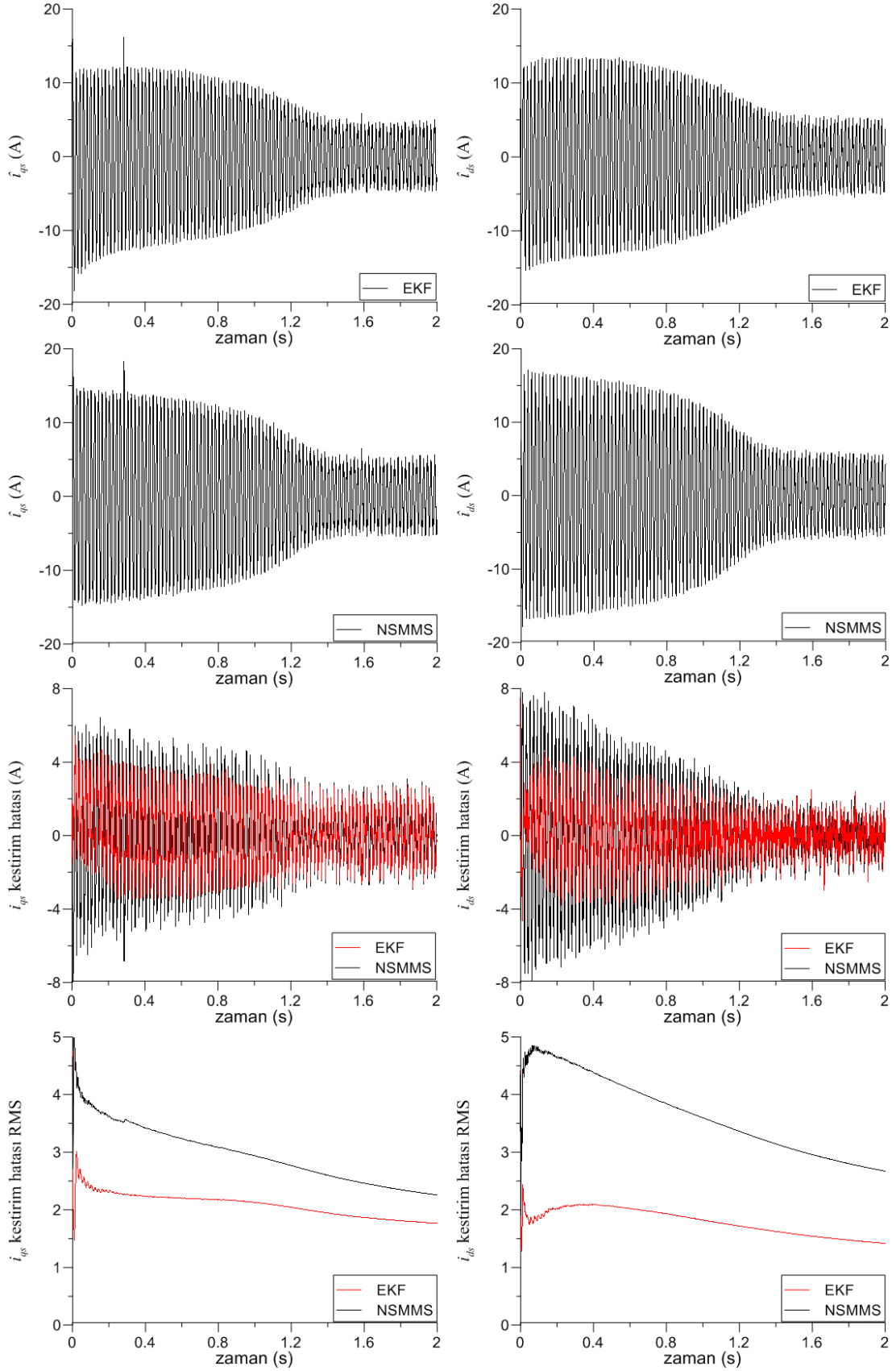
Şekil 4.101. Yüksüz durumda indüksiyon motorun 6-adım beslemeye ilişkin deneysel verilere dayalı geçici hal akım kestirim sonuçları ($T_L=0$ Nm)



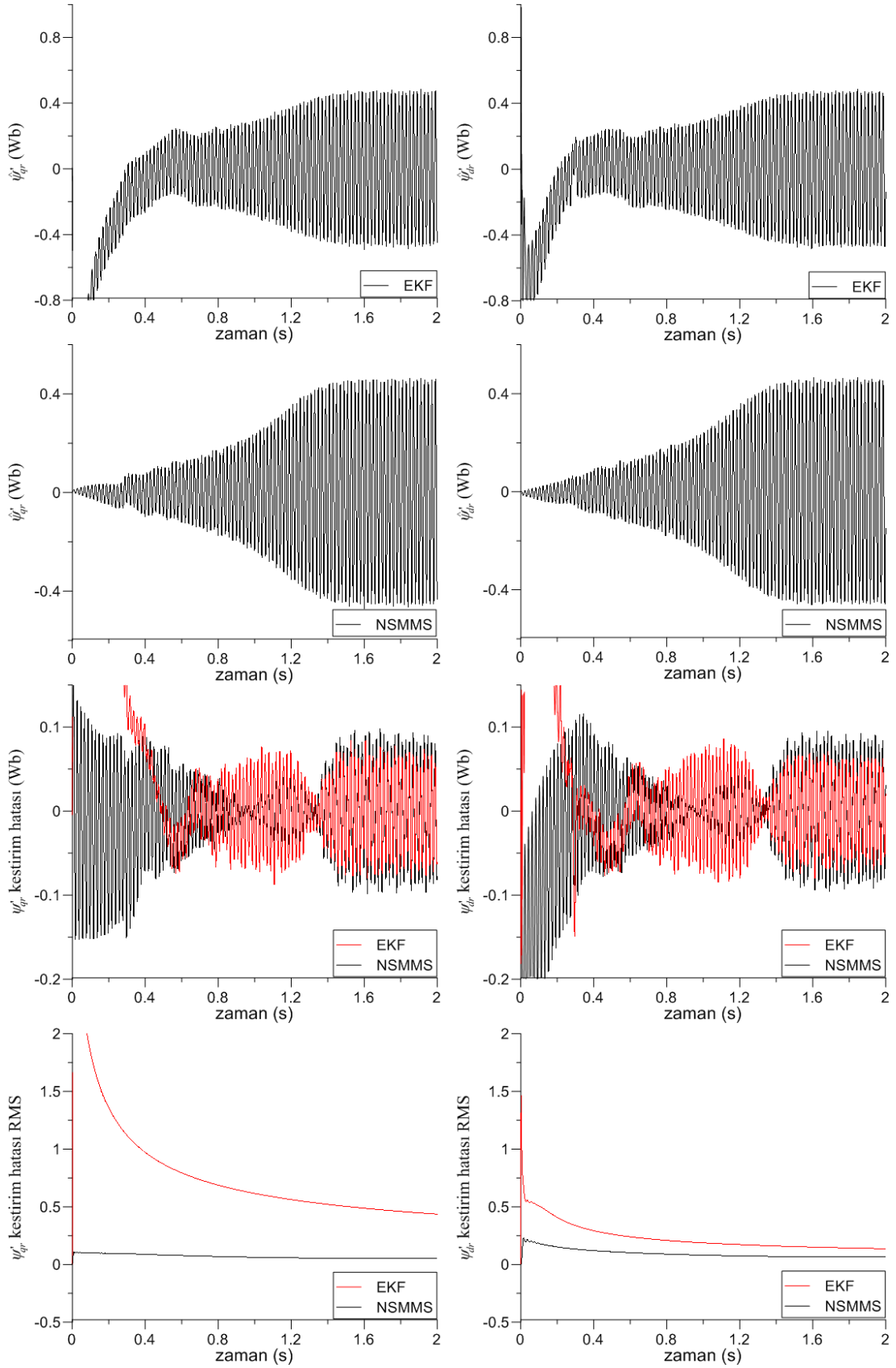
Şekil 4.102. Yüksüz durumda indüksiyon motorun 6-adım beslemeye ilişkin deneysel verilere dayalı geçici hal akı kestirim sonuçları ($T_L=0$ Nm)



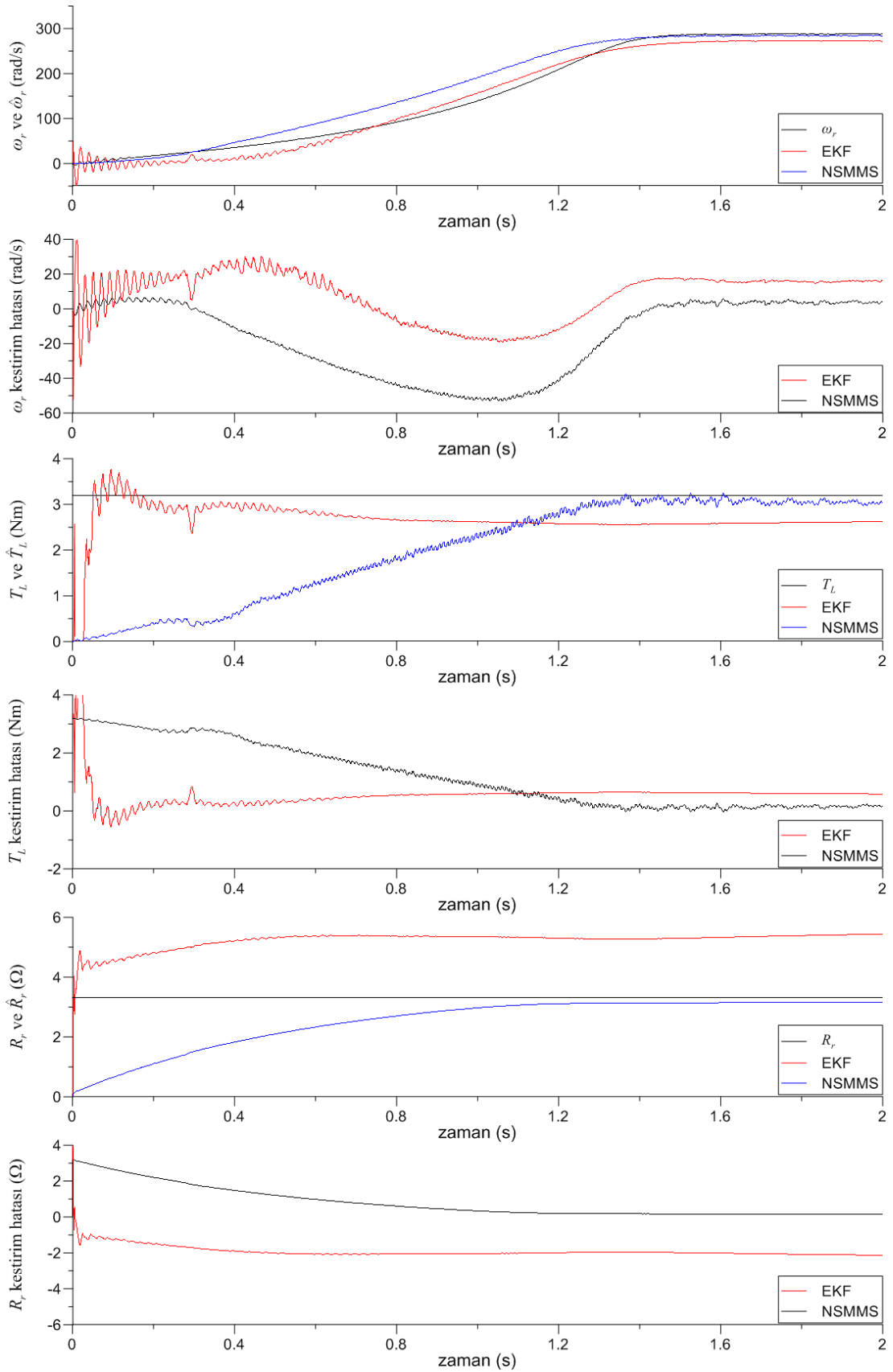
Şekil 4.103. Yüzsüz durumda indüksiyon motorun 6-adım beslemeye ilişkin deneysel verilere dayalı geçici hal rotor hızı, yük momentini ve rotor direnci kestirim sonuçları ($T_L=0$ Nm)



Şekil 4.104. Yüklü durumda indüksiyon motorun 6-adım beslemeye ilişkin deneysel verilere dayalı geçici hal akım kestirim sonuçları ($T_L=3,2 \text{ Nm}$)



Şekil 4.105. Yüklü durumda indüksiyon motorun 6-adım beslemeye ilişkin deneysel verilere dayalı geçici hal akı kestirim sonuçları ($T_L=3,2$ Nm)



Şekil 4.106. Yüklü durumda indüksiyon motorun 6-adım beslemeye ilişkin deneysel verilere dayalı geçici hal rotor hızı, yük momenti ve rotor direnci kestirim sonuçları ($T_L=3,2$ Nm)

BÖLÜM 5. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

5.1. Sonuçlar

Bu tez çalışmasında öncelikle indüksiyon motor kontrolü için literatürde mevcut kestirim algoritmalarından en çok bilinen Luenberger, Kalman filtresi, kayma kip tabanlı gözlemleyici, en küçük kareler yöntemi ve sinir ağı tabanlı kestirim algoritmaları incelenmiştir.

Kalman-Bucy filtresi ve kayma kipli gözlemleyicilere dayalı olarak Basin ve arkadaşlarının [106] geliştirdiği kayma kipli ortalama-kare (Sliding Mode Mean Square - SMMS) ve kayma kipli ortalama-modül (Sliding Mode Mean Module - SMMM) filtreleme algoritmaları, ilk kez bu tez çalışmasında indüksiyon motorun durum değişkenlerinin kestirimi için kullanılmıştır. Kestirim için rotor açısal hızının ölçüldüğü varsayılarak, indüksiyon motorun doğrusal modeli kullanılmıştır. Sinüzoidal, 6-adım ve PWM besleme gerilimleri için farklı çalışma koşullarında indüksiyon motorun benzetim modelinden beyaz gürültü enjekte edilerek elde edilen verilere ve deneysel verilere dayalı kestirim sonuçları, Kalman-Bucy algoritmasından elde edilen kestirim sonuçları ile karşılaştırılmıştır.

Kestirim sonuçlarından, önerilen SMMS ve SMMM algoritmalarının farklı çalışma koşullarında Kalman-Bucy filtresine oldukça yakın, bazı koşullarda ise daha iyi kestirim performansına sahip oldukları görülmüştür. Ayrıca bir iterasyon için, öngörülen kestirim algoritmalarının, Kalman-Bucy algoritmasına göre yaklaşık %40 oranında daha az işleme gerek duymaları, gerçek zaman (real time) uygulamalarında önemli bir üstünlük sağlamaktadır.

İndüksiyon motorun durum değişkenleri ile eş zamanlı olarak rotor açısal hızının ve yük momentinin de kestirimi için indüksiyon motorun doğrusal olmayan modeline

ihtiyaç duyulmaktadır. Nitekim SMMS ve SMMM filtreleme algoritmalarına doğrudan kestirim yöntemi ve PI denetleyicisi kombine edilerek, doğrusal olmayan modele genişletilen iki özgün kestirim algoritması geliştirilmiştir. Geliştirilen bu yeni algoritmalar için, farklı besleme gerilimleri ve çalışma koşullarında benzetim ve deneysel veriler kullanılarak elde edilen kestirim sonuçları, Kalman-Bucy algoritması ile elde edilen kestirim sonuçları ile karşılaştırılmıştır. Kestirim sonuçlarından, geliştirilen algoritmaların durum değişkenlerinin yanı sıra, rotor hızı ve yük momentinin kestirimi için de başarılı bir şekilde kullanılabileceği görülmüştür.

Durum değişkenleri ve hız kestiriminin yanı sıra, indüksiyon motorun yüksek performanslı vektör denetiminde, sıcaklık başta olmak üzere çalışma koşullarına göre sürekli değişen rotor direncinin kestirimi de önem arz etmektedir. Bu amaçla durum değişkenleri ile eş zamanlı olarak rotor açısal hızı, yük momenti ve rotor direncinin kestirimi için sinirsel kayma kip tabanlı yeni bir kestirim algoritması (NSMMS) önerilmiştir. Önerilen bu algoritmada moment-hız bağıntısının ayrık modelinden elde edilen hız bilgisi ile kestirilen hız bilgisinin farkından oluşan moment eşitliği kullanılarak, PI parametrelerini içeren moment kestirim eşitliği oluşturulmuştur. Önerilen NSMMS algoritması için, farklı besleme gerilimleri ve çalışma koşullarında elde edilen kestirim sonuçları, literatürde yaygın olarak kullanılan genişletilmiş Kalman filtresi (Extended Kalman Filter) ile elde edilen kestirim sonuçları ile karşılaştırılmıştır. Kestirim sonuçları, öngörülen algoritmanın EKF algoritmasına göre daha iyi sonuç verdiğini göstermiştir.

Önerilen kestirim algoritmalarının deneysel verilere dayalı kestirim sonuçlarının Kalman-Bucy ve EKF algoritmalarına ilişkin benzetim verilerine dayalı kestirim sonuçlarında oldukça iyi olduğu görülmektedir. Bunun nedeni ise deneysel verilerdeki gerçek gürültünün benzetim sonuçlarında kullanılan Gauss gürültüsü ile aynı olmayışıdır.

5.2. Öneriler

Dik iniş algoritması indüksiyon motorun ayrık modeline uygulanmıştır. Dik iniş yöntemiyle tez kapsamındaki kayma kipli tabanlı filtrelerin bir arada kullanılarak ortaya çıkan yeni filtrenin sürekli zamandaki başarısı irdelenebilir. Bunun için durum değişkenleri hatasından elde edilen performans ölçütünün sürekli zamanda olması gerekir.

Tez kapsamında dik iniş algoritması ve kayma kipli ortalama-kare filtresiyle oluşturulan algorithmada, dik iniş algoritmasına ait parametre yenileme kuralında η_ϕ katsayı matrisi sabit olarak atanmıştır. Söz konusu kestirim algoritmasının daha uyarlamalı bir yapı kazanabilmesi için, η_ϕ katsayı matrisi sistemin durum değişkenlerinden elde edilen bir performans ölçütünden uyarlanabilir. Bu durumda algoritma daha esnek bir yapı kazanacaktır.

Kayma kipli ortalama-kare ve kayma kipli ortalama-modül filtreleri, bulanık mantık, genetik algoritmalar gibi teknikler ile birleştirilerek yeni algoritma kombinasyonları oluşturulup test edilebilir.

KAYNAKLAR

- [1] Barnes, M. Practical variable speed drives and power electronics. V. Mehra, Ed. Burlington, Great Britain: Elsevier, 36-67, 2003.
- [2] Ong, C.-M. Dynamic simulation of electric machinery. New Jersey, U.S.A.: Prentice Hall, 163-258, 1998.
- [3] Bose, B. K. Modern power electronics and AC drives. New Jersey, U.S.A.: Prentice Hall, 29-74,625-657, 2002.
- [4] Quang, N. P., Dittrich, J.-A. Vector control of three-phase AC machines. Berlin, Germany: Springer, 1-15, 2008.
- [5] Krishnan, R. Electric motor drives, modeling analysis and control. New Jersey, U.S.A: Prentice Hall, 174-257,411-511, 2001.
- [6] Blaschke, F. The principle of field orientation as applied to the new transvector closed loop control system for rotating field machines. Siemens Review, 39(5): 217-220, 1972.
- [7] Popescu, M. Induction motor modelling for vector control purposes. Department of Electrical and Communications Engineering, Laboratory of Electromechanics, Helsinki University of Technology, Helsinki, Report ISBN 951-22-5219-8, 9-64, 2000.
- [8] Hasse, K. Zum dynamischen verhalten der asynchronmaschine bei betriek mit variabler standerfrequenz und standerspannung. ETZ-A, 89(4): 77, 1968.
- [9] Vas, P. Sensorless vector and direct torque control. USA: Oxford University Press, 263-298, 1998.
- [10] Maes J., Melkebeek, J. A. Speed-sensorless direct torque control of induction motors using an adaptive flux observer. IEEE Transactions on Industry Applications, 36(3):778-785, May/June 2000.
- [11] Jeon, S. H., Oh, K. K., Choi, J. Y. Flux observer with online tuning of stator and rotor resistances for induction motors. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 49(3): 653-664, June 2002.

- [12] Kao, Y.-T., Liu, C.-H. Analysis and design of microprocessor-based vector-controlled induction motor drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 39(1): 46-54, February 1992.
- [13] Mitronikas, E. D., Safacas, A. N. An improved sensorless vector-control method for an induction motor drive. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 52(6): 1660-1668, December 2005.
- [14] Choi, J.-S., Han, Y.-S., Kim, Y.-S. A new speed estimation scheme of the induction motor considering the flux saturation. *IEEE Transactions on Magnetics*, 36(5): 3595-3598, September 2000.
- [15] Toliyat, H. A., Levi, E., Raina, M. A review of RFO induction motor parameter estimation techniques. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 18(2): 271-283, June 2003.
- [16] Seok, J.-K., Sul, S.-K. Induction motor parameter tuning for high-performance drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 37(1): 35-41, Jan./Feb. 2001.
- [17] Matsuo, T., Lipo, T. A. A rotor parameter identification scheme for vector-controlled induction motor drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-21(3): 624-632, May 1985.
- [18] Sugimoto, H., Tamai, S. Secondary resistance identification of an induction-motor applied model reference adaptive system and its characteristics. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-23(2): 296-303, Mar./Apr. 1987.
- [19] Cerruto, E., Consoli, A., Raciti, A., Testa, A. Slip gain tuning in indirect field oriented control drives. *Electric Machines and Power Systems*, 23(1): 63-79, Jan./Feb. 1995.
- [20] Derusso, P. M., Roy, R. J., Close, C. M., Desrochers, A. A. *State variables for engineers*, 2nd ed. New York, U.S.A.: John Wiley & Sons, 361-434, 1998.
- [21] Luenberger, D. G. An introduction to observers. *IEEE Transactions on Automatic Control*, AC-16(6): 596-602, December 1971.
- [22] Siouris, G. M. *An engineering approach to optimal control and estimation theory*. U.S.A.: John Wiley & Sons, 92-120, 1996.
- [23] Crassidis, J. L., Junkins, J. L. *Optimal estimation of dynamic systems*. U.S.A.: CRC Press LLC, 243-320, 2004.
- [24] Simon, D. *Optimal state estimation*. New Jersey, U.S.A.: John Wiley & Sons, 123-144, 229-259, 2006.

- [25] Alanis, A. Y., Sanchez, E. N., Loukianov, A. G., Perez, M. A., Real time recurrent neural state estimation. *IEEE Transactions on Neural Networks*, 22(3): 497-505, March 2011.
- [26] Cirrincione, M., Pucci, M., Cirrincione, G., Capolino, G.-A. Sensorless control of induction machines by a new neural algorithm: The TLS EXIN. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 54(1): 127-149, February 2007.
- [27] Bechouche, A., Sediki, H., Abdeslam, D. O., Haddad, S. A novel method for identifying parameters of induction motors at standstill using ADALINE. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 27(1): 105-116, March 2012.
- [28] Cirrincione, M., Accetta, A., Pucci, M., Vitale, G. MRAS speed observer for high-performance linear induction motor drives based on linear neural networks. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 28(1): 123-134, January 2013.
- [29] Bose, B. K., Patel, N. R. Quasi-fuzzy estimation of stator resistance of induction motor. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 13(3): 401-409, May 1998.
- [30] Karanayil, B., Rahman, M. F., Grantham, C., Stator and rotor resistance observers for induction motor drive using fuzzy logic and artificial neural networks, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 20(4): 771-780, December 2005.
- [31] LIU, P., HUNG, C.-Y., CHIU, C.-S., LIAN, K.-Y. Sensorless linear induction motor speed tracking using fuzzy observers. *IET Electric Power Applications*, 5(4): 325-334, 2011.
- [32] Lee, K.-B., Blaabjerg, F. Improved sensorless vector control for induction motor drives fed by a matrix converter using nonlinear modeling and disturbance observer, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 21(1): 52-59, March 2006.
- [33] Durán, M. J., Durán, J. L., Pérez, F., Fernández, J. Induction motor sensorless vector control with online parameter estimation and overcurrent protection. *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, 53(1): 154-161, February 2006.
- [34] Comanescu, M., Xu, L. Sliding-mode MRAS speed estimators for sensorless vector control of induction machine, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 53(1): 146-153, February 2006.
- [35] Jemli, M., Azza, H. B., Boussak, M., Gossa, M. Sensorless indirect stator field orientation speed control for single-phase induction motor drive. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 24(6): 1618-1627, June 2009.

- [36] Gadoue, S., Giaouris, D., Finch, J. W. MRAS Sensorless vector control of an induction motor using new sliding-mode and fuzzy logic adaptation mechanisms. *IEEE Transactions of Energy*, 25(2): 394-402, June 2010.
- [37] Marques, G. D., Sousa, D. M. Air-gap-power-vector-based sensorless method for DFIG control without flux estimator. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58(10): 4717-4726, October 2011.
- [38] Patel, C., Ramchand, R., Sivakumar, K., Das, A., Gapokumar, K. A rotor flux estimation during zero and active vector periods using current error space vector from a hysteresis controller for a sensorless vector control of IM drive. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58(6): 2334-2344, June 2011.
- [39] Teja, A. V. R., Chakraborty, C., Maiti, S., Hori, Y. A new model reference adaptive controller for four quadrant vector controlled induction motor drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 59(10): 3757-3767, October 2012.
- [40] Sun, X., Chen, L., Yang, Z., Zhu, H. Speed-sensorless vector control of a bearingless induction motor with artificial neural network inverse speed observer. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 18(4): 1357-1366, August 2013.
- [41] Verma, V., Chakraborty, C., Maiti, S., Hori, Y. Speed sensorless vector controlled induction motor drive using single current sensor. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 28(4): 938-950, December 2013.
- [42] Kwon, T.-S., Shin, M.-H., Hyun, D.-S. Speed sensorless stator flux-oriented control of induction motor in the field weakening region using Luenberger observer. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 20(4): 864-869, July 2005.
- [43] Li, M., Chiasson, J., Bodson, M., Tolbert, L. M. A differential-algebraic approach to speed estimation in an induction motor. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 51(7): 1172-1177, July 2006.
- [44] Saritra B., Janakiraman, P. A. An observer for three-phase current estimation using nonuniform current samples. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 22(2): 686-692, March 2007.
- [45] Hasan, S. M. N., Husain, I. A Luenberger-Sliding mode observer for online parameter estimation and adaptation in high-performance induction motor drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 45(2): 772-781, March/April 2009.

- [46] Vicente, I., Endemaño, A., Garin, X., Brown, M. Comparative study of stabilising methods for adaptive speed sensorless full-order observers with stator resistance estimation. *IET Control Theory and Applications*, 4(6): 993-1004, 2010.
- [47] Accetta, A., Cirrincione, M., Pucci, M., Vitale, G. Neural sensorless control of linear induction motors by a full-order Luenberger observer considering the end effects. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 50(3): 1891-1904, May/June 2014.
- [48] Akin, B., Orguner, U., Ersak, A., Ehsani, M. Simple derivative-free nonlinear state observer for sensorless AC drives. *IEEE/ACME Transactions on Mechatronics*, 11(5): 634-643, October 2006.
- [49] Barut, M., Bogosyan, S., Gokasan, M. Speed-sensorless estimation for induction motors using extended Kalman filters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 54(1): 272-280, February 2007.
- [50] Barut, M., Bogosyan, S., Gokasan, M. Experimental evaluation of braided EKF for sensorless control of induction motors. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 55(2): 620-632, February 2008.
- [51] Laroche, E., Sedda, E., Durieu, C. Methodological insights for online estimation of induction motor parameters. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 16(5): 1021-1028, September 2008.
- [52] Santana, E. S., Bim, E., Amaral, W. C. A predictive algorithm for controlling speed and rotor flux of induction motor. *IEEE transactions on Industrial Electronics*, 55(12): 4398-4407, December 2008.
- [53] Zhang, P., Du, Y., Lu, B., Habetler, T. G. A DC signal injection-based thermal protection scheme for soft-starter-connected induction motors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 45(4): 1351-1358, July/August 2009.
- [54] Szabat, K., Orłowska-Kowalska, T., Dybkowski, M. Indirect adaptive control of induction motor drive system with an elastic coupling. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(10): 4038-4042, October 2009.
- [55] Salvatore, N., Caponio, A., Neri, F., Stasi, S., Castella, G. L. Optimization of delayed-state Kalman-filter-based algorithm via differential evolution for sensorless control of induction motors, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 57(1): 385-394, January 2010.
- [56] Barut, M., Demir, R., Zerdali, E., Inan, R. Real-time implementation of bi input Extended Kalman Filter-based estimator for speed-sensorless control of induction motors. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 59(11): 4197-4206, November 2012.

- [57] Jafarzadeh, S., Cristian, L. Fadali, M. S. Square root unscented Kalman filters for state estimation of induction motor drives. *IEEE Transactions On Industry Applications*, 49(1): 92-99, Jan./Feb. 2013.
- [58] Alonge, F., D'Ippolito, F., Sferlazza, A. Sensorless control of induction-motor drive based on robust Kalman filter and adaptive speed estimation. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 61(3): 1444-1453, March 2014.
- [59] Yin, Z.-G., Zhao, C., Zhong, Y.-R., Liu, J. Research on robust performance of speed-sensorless vector control for the induction motor using an interfacing multiple-model extended Kalman filter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 29(6): 3011-3019, June 2014.
- [60] Lascu, C., Andreescu, G.-D. Sliding-mode observer and improved integrator with DC-offset compensation for flux estimation in sensorless-controlled induction motors, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 53(3): 785-794, June 2006.
- [61] Proca, A. B., Keyhani, A. Sliding-mode flux observer with online rotor parameter estimation for induction motors. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 54(2): 716-723, April 2007.
- [62] Zaky, M. S., Khater, M. M., Shokralla, M. M., Yasin, H. A. Wide-speed-range estimation with online parameter identification schemes of sensorless induction motor drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(5): 1699-1707, May 2009.
- [63] Rao, S., Buss, M., Utkin, V. Simultaneous state and parameter estimation in induction motors using first- and second-order sliding modes. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(9): 3369-3376, September 2009.
- [64] Hajian, M., Soltani, J., Markadeh, G. A., Hosseinnia, S. Adaptive nonlinear direct torque control of sensorless IM drives with efficiency optimization. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 57(3): 975-985, March 2010.
- [65] Domínguez, J. R., Mora-Soto, C., Ortega-Cisneros, S., Panduro, J. J. R., Loukianov, A. G. Copper and core loss minimization for induction motors using high-order sliding-mode control. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 59(7): 2877-2889, July 2012.
- [66] Davari, S. A., Khaburi, D. A., Wang, F., Kennel, R. M. Using full order and reduced order observers for robust sensorless predictive torque control of induction motors. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 27(7): 3424-3433, July 2012.

- [67] Zhang, X. Sensorless induction motor drive using indirect vector controller and sliding-mode observer for electric vehicle. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 62(7): 3010-3018, September 2013.
- [68] Comanescu, M. Single and double compound manifold sliding mode observers for flux and speed estimation of the induction motor drive. *IET Electric Power Applications*, 8(1): 29-38, 2014.
- [69] Zhao, L., Huang, J., Liu, H., Li, B., Kong, W. Second-order sliding-mode observer with online parameter identification for sensorless induction motor drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 61(10) :5280-5289, October 2014.
- [70] Vieira, R. P., Gastaldini, C. C., Azzolin, R. Z., Gründling, H. A. Sensorless sliding-mode rotor speed observer of induction machines based on magnetizing current estimation. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 61(9): 4573-4582, September 2014.
- [71] Wlas, M., Krzemiński, Z., Toliyat, H. A. Neural-network-based parameter estimations of induction motors. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 55(4): 1783-1794, April 2008.
- [72] Gadoue, S. M., Giaouris, D., Finch, J. W. Sensorless control of induction motor drives at very low and zero speeds using neural network flux observers. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(8): 3029-3039, August 2009.
- [73] Wai, R.-J., Duan, R.-Y., Lee, J.-D., Chang, H.-H. Wavelet neural network control for induction motor drive using sliding-mode design technique. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 50(4): 733-748, August 2003.
- [74] Chairez, I., Pozynak, A., Pozynak, T. New sliding-mode learning law for dynamic neural network observer. *IEEE Transactions on Circuits and Systems —II: EXPRESS BRIEFS*, 53(12): 1338-1342, December 2006.
- [75] Resendiz, J., Yu, W., Fridman, L. Two-stage neural observer for mechanical systems. *IEEE Transactions on Circuits and Systems—II: EXPRESS BRIEFS*, 55(10): 1076-1080, October 2008.
- [76] Krause, P. C., Wasynczuk, O., Sudhoff, S. D. *Analysis of electric machinery and drive systems*, 2nd ed. New York, USA: John Wiley & Sons, 141-187 2002.
- [77] Park, R. H. Two-reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis-part I. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, 48(3): 716-727, July 1929.

- [78] Stanley, H. C. An analysis of the induction machine. Transactions of the American Institute of Electrical Engineers, 57(12): 751-757, Dec. 1938.
- [79] Brereton, D. S., Lewis, D. G., Young, C. C. Representation in induction-motor loads during power-system stability studies. Transactions of the American Institute of Electrical Engineers Power Apparatus and Systems, Part III., 76(3): 451-460, April 1957.
- [80] Krause, P. C., Thomas, C. H. Simulation of symmetrical induction machinery. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, 84(11): 1038-1053, November 1965.
- [81] Stengel, R. F. Optimal control and estimation. New York, U.S.A.: Dover Publications, 299-416, 1994.
- [82] Luenberger, D. G. Observing the state of a linear system. IEEE Transactions on Military Electronics, 8(2): 74-80, April 1964.
- [83] Luenberger, D. G. Observers for multivariable systems. IEEE Transactions on Automatic Control, AC-11(2): 190-197, April 1966.
- [84] Marino, R., Tomei, P., Verrelli, C. M. Induction motor control design. Grimble, M. J., Johnson, M. A. Eds. London, U.K.: Springer-Verlag, 1-59,133-165, 2010.
- [85] Holtz, J. Sensorless control of induction machines -with or without signal injection?. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 53(1): 7-30, February 2006.
- [86] Maiti, S., Verma, V., Chackraborty, C., Hori, Y. An adaptive speed sensorless induction motor drive with artificial neural network for stability enhancement. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 8(4): 757-766, November 2012.
- [87] Karthikeyan, A., Nagamani, C., Chaudhury, A. B. R., Ilango, G. S. Implicit position and speed estimation algorithm without the flux computation for the rotor side control of doubly fed induction motor drive. IET Electric Power Applications, 6(4): 243-252, 2012.
- [88] Chen, B., Wang, T., Yao, W., Lee, K., Lu, Z. Speed convergence rate-based feedback gains design of adaptive full-order observer in sensorless induction motor drives. IET Electric Power Applications, 8(1): 13-22, 2014.
- [89] Gadoue, S. M., Giaouris, D., Finch, J. W. Stator current model reference adaptive systems speed estimator for regenerating-mode low-speed operation of sensorless induction motor drives, IET Electric Power Applications, 7(7): 597-606, 2013.

- [90] Abdellatif, M., Debbou, M., Slama-Belkhodja, I., Pietrzak-David, M. Simple low-speed sensorless dual DTC for double fed induction machine drive. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 61(8): 3915-3922, August 2014.
- [91] Kalman, R. E. A new approach to linear filtering and prediction problems. *Transaction on ASME Series D-Journal of Basic Engineering*, 82: 35-45, 1960.
- [92] Kalman, R. E., Bucy, R. S. New results in linear filtering and prediction theory. *Journal of Basic Engineering*, 83(1): 95-108, March 1961.
- [93] Hughes, R. S. *Analog automatic control loops in radar and EW*. Dedham, U.S.A: Artech House, 1988.
- [94] Ostertag, E. *Mono- and multivariable control and estimation*. C. Hillermeier et al., Eds. Berlin, Germany: Springer, 213-232, 2011.
- [95] Sabanovic, A., Fridman, L. M., Spurgeon, S. Eds. *Variable structure systems: from principles to implementation*. 1st ed. London, U.K.: The Institution of Engineering and Technology, 2004.
- [96] Edwards, C., Spurgeon, S. K. *Sliding mode control theory and application*. Boca Raton, U.S.A.: CRC Press, 65-67,127-154, 1998.
- [97] Itkis, U. *Control systems of variable structure*, 1st ed.: Wiley, 1976.
- [98] Utkin, V. Variable structure systems with sliding modes. *IEEE Transactions on Automatic Control*, AC-22(2): 212-222, April 1977.
- [99] Drakunov, S. V. An adaptive quasi-optimal filter with discontinuous parameters. *Automation Remote Control*, 44(9): 1167-1175, 1983.
- [100] Slotine, J.-J. E., Hedrick, J. K., Misawa, E. A. On sliding observers for nonlinear systems. *ASME J. DSCMC*, 109: 245-252, 1987.
- [101] Utkin, V. Principles of identification using sliding regimes. *Soviet Physics Doklady*, 26: 271-272, 1981.
- [102] Utkin, V. *Sliding modes in control and optimization*. Dickinson, B. W. et al., Eds. Berlin: Springer, 206-223, 1992.
- [103] Utkin, V., Guldner, J., Shi, J. *Sliding mode control in electro-mechanical systems*, Lewis, F. L., Ge, S. S. Eds. Boca Raton, U.S.A.: CRC Press, 93-138 2009.

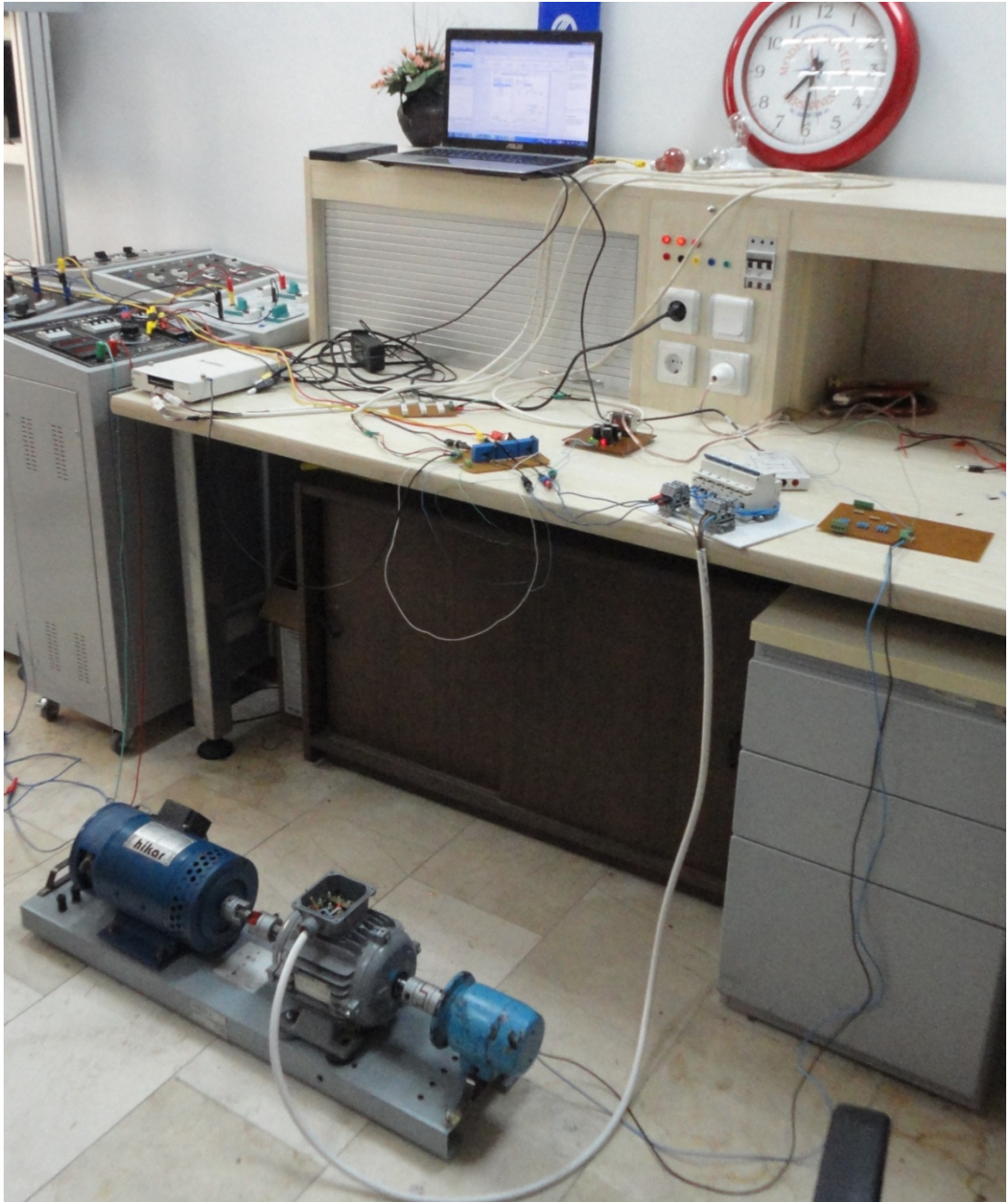
- [104] Basin, M., Rodriguez-Ramirez, P. Sliding mode mean-square filtering for linear stochastic systems. IEEE International Conference on Industrial Technology, 1781-1784, 2010.
- [105] Basin, M., Rodriguez-Ramirez, P. Sliding mode mean-module filtering for linear stochastic systems. IEEE International Conference on Industrial Technology, Vi a del Mar, 1777-1780, 2010.
- [106] Basin, M. V., Rodriguez-Ramirez, P. C. Sliding-mode filter design for linear systems with unmeasured states. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 58(8): 3616-3622, August 2011.
- [107] Walcott, B. L., Žak, S. H. State observation of nonlinear uncertain dynamical systems. IEEE Transactions on Automatic Control, AC-32: 166-170, 1987.
- [108] Walcott, B. L., Zak, S. H. Combined observer controller synthesis for uncertain dynamical systems with applicaitons. IEEE Transactions on Systems, 18(1): 88-104, 1988.
- [109] Emel'yanov, S. V. Design of variable structure control systems with discontinuos switching functions. Engineering Cybern, 1: 156-160, 1964.
- [110] Emel'yanov, S. V. Automatic control systems of variable structure. Moscow, Russia: Nauka, 1967.
- [111] Utkin, V. Sliding mode control design principles and applications to electric drives. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 40(1):23-36, February 1993.
- [112] Hung, J. Y., Gao, W., Hung, J. C. Variable structure control: A survey, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 40(1):2-22, February 1993.
- [113] Edwards, C., Colet, E. F., Fridman, L. Eds. Advances in variable structure and sliding mode control, 334. Berlin, Germany: Springer, 2006.
- [114] Harris, C. J., Billings, S. A. Eds., Self-tuning and adaptive control theory and application, 2nd ed.: Peter Peregrinus Ltd., 1985.
- [115] Carlo, R. A., Zak, S. H., Drakunov, S. V. Control systems advanced methods, 2nd ed., Levine, W. S. Ed., Boca Raton, U.S.A.: CRC Press, 8-10, 2011.
- [116] Kubota, H., Matsuse, K. Speed sensorless field-oriented control of induction motor with rotor resistance adaptation, IEEE Transactions on Industry Applications, 30(5): 1219-1224, September/October 1994.

- [117] Jevremovic, V. R., Vasic, V., Marcetic, D. P., Jeftenic, B. Speed-sensorless control of induction motor based on reactive power with rotor time constant identification, *IET Electric Power Applications*, 4(6): 462-473, 2010.
- [118] Kenné, G., Simo, R. S., Lamnabhi-Lagarrigue, F., Arzandé, A., Vannier, J. C. An online simplified rotor resistance estimator for induction motors, *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 18(5): 1188-1194, September 2010.
- [119] Terras, T., Hadjeri, S., Mezouar, A., Chikouche, T. M. Robust speed control with rotor resistance estimation, *Canadian Journal of Electrical and Computer Engineering*, 36(2): 43-51, 2013.
- [120] Salmasi, F. R., Najafabadi, T. A. An adaptive observer with online rotor and stator resistance estimation for induction motors with one phase current sensor. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 26(3): 959-966, September 2011.
- [121] Ahmed-Ali, T., Floret, F., Lamnabhi-Lagarrigue, F. Robust identification and control with time-varying parameter perturbations. *Mathematical and computer modelling of dynamical systems: methods, tools and applications in engineering and related sciences*, 10(3-4):201-215, 2004.
- [122] Kenné, G., Ahmed-Ali, T., Lamnabhi-Lagarrigue, F., Arzandé, A. Nonlinear systems time-varying parameter estimation: Application to induction motors. *Electric Power Systems Research*, 78(11): 1881-1888, 2008.
- [123] Meghnous, A. R., Pham, M. T., Lin-Shi, X. Dynamic identification of a synchronous machine using an extended sliding mode observer. *Mathematics And Computers In Simulation*, 90:45-59, April 2013.
- [124] Shin, Y. C., Xu, C. *Intelligent systems: modeling, optimization and Control*. Boca Raton, U.S.A.: Taylor & Francis Group, 2009.
- [125] Minsky, M., Seymour, P. *Perceptrons*. England: M.I.T. Press, 1969.
- [126] Rumelhart, D. E., Hinton, G. E., Williams, R. J. Learning representations by back-propagation errors. *Nature*, 323: 533-536, 1986.
- [127] Cirstea, M. N., Dinu, A., Khor, J. G., McCormick, M. *Neural and fuzzy logic control of drives and power systems*. Great Britain: Newness Press, 56-71 2002.
- [128] Ben-Brahim, L. Motor speed identification via neural networks. *IEEE Industry Application Magazine*, 1(1): 28-32, January/February 1995.

- [129] Karanayil, B., Rahman, M. F., Grantham, C. Online stator and rotor resistance estimation scheme using artificial neural networks for vector controlled speed sensorless induction motor drive. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 54(1): 167-176, February 2007.
- [130] Poznyak, A., Shtessel, Y., Fridman, L., Davilla, J., Escobar, J., Advances in Variable Structure and sliding mode control 334. İçinde: Identification of parameters in dynamic systems via sliding-mode techniques. Edwards, C., Colet, E. F., Fridman, L. Ed. Berlin Heidelberg, Germany: Springer Berlin Heidelberg, 313-347, 2006.
- [131] Atkinson, D. J., Acarnley, P. P., Finch, J. W. Observers for induction motor state and parameter estimation, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 27(6): 1119-1127, November/December 1991.
- [132] Shi, K. L., Chan, T. F., Wong, Y. K., Ho, S. L. Speed estimation of an induction motor drive using an optimized Extended Kalman Filter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 49(1): 124-133, February 2002.
- [133] Jafarzadeh, S., Lasca, C., Fadali, M. S. State estimation of induction motor drives using the unscented Kalman filter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 59(11): 4207 - 4216, November 2012.
- [134] Lewis, F. L., Xie, L., Popa, D. Optimal and Robust Estimation with an introduction to stochastic control theory, 2nd ed. Boca Raton, U.S.A.: CRC Press, 2008.
- [135] Lasca, C., Andreescu, G.-D. Sliding mode observer and improved integrator with DC-offset compensation for flux estimation in sensorless-controlled induction motors. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 53(3): 785-794, June 2006.
- [136] Basin, M., Rodriguez-Gonzalez, J. Comparative study of Kalman-Bucy an sliding mode filters performance for linear stochastic systems. *IEEE International Symposium on Intelligent Control*, Houston, Texas, 553-558, 2003.
- [137] Floret-Pontet, F., Lamnabhi-Lagarrigue, F. Parametric identification methodology using sliding mode observer. *International Journal of Control*, 74(18): 1743-1753, 2001.

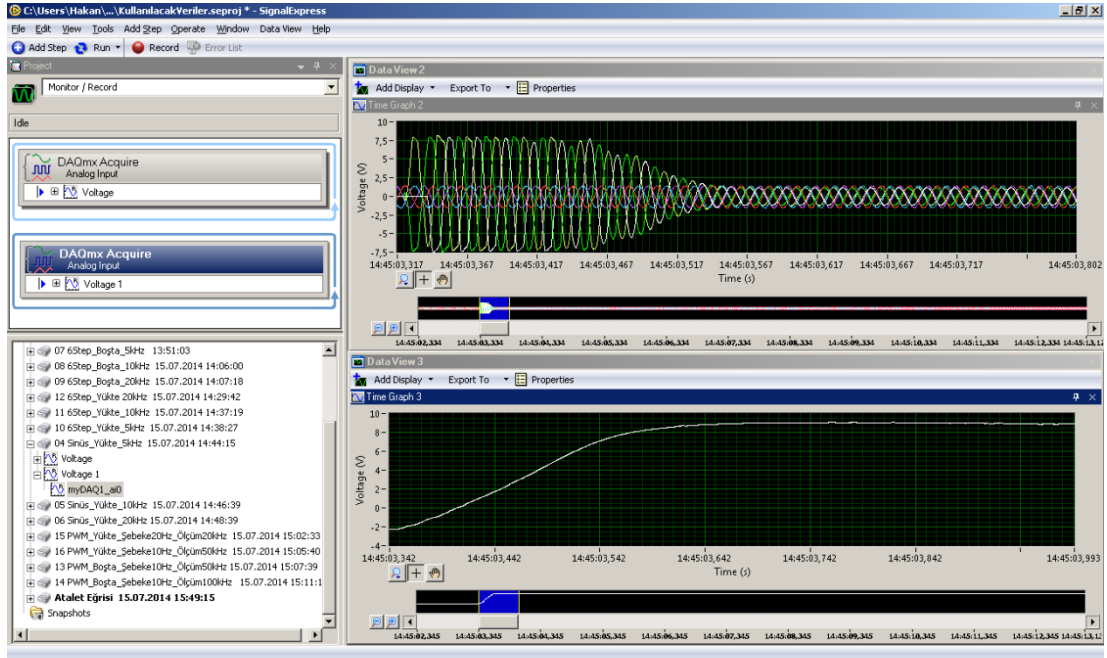
EKLER

EK A: Deney Düzeneği



Şekil A.1. Deney düzeneği

EK B: Veri toplama programı



Şekil B.1. Veri toplama programı (Signal Express)

ÖZGEÇMİŞ

Hakan KIZMAZ, 28.10.1984 Sakarya Merkez doğumludur. İlköğrenimini Yukarı Kirazca İlkokulu'nda, orta öğrenimini Merkez Atatürk İlköğretim Okulu'nda tamamlamıştır. Lise öğrenimini yine Sakarya'da Figen Sakallıoğlu Anadolu Lisesi'nde tamamlayıp 2002 yılında Sakarya Üniversitesi Elektrik ve Elektronik Mühendisliği bölümünde lisans eğitimine başlamış ve 2006'da lisans eğitimini bitirmiştir. 2006'da Sakarya Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsünde; Elektronik Enstitü Bilim Dalı'nda yüksek lisans eğitimi almaya başlamış ve 2009'da tamamlamıştır. Bu arada 2007-2009 yılları arasında Kromel Makine A.Ş.'de otomasyon sorumlusu mühendis olarak çalışmıştır. Daha sonra buradan ayrılıp Sakarya Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği bölümünde 2009 yılında doktora eğitimine başlamış, birkaç ay sonra da aynı bölümde araştırma görevlisi olarak göreve başlamıştır. Şu anda araştırma görevlisi olarak görevine devam etmektedir.