İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORLARIN MEKANİK ALGILAYICISIZ KONUM KONTROLÜ

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Boğaç Han ER

Anabilim Dalı : ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ

Programı : KONTROL VE OTOMASYON MÜHENDİSLİĞİ

HAZİRAN 2007

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORLARIN MEKANİK ALGILAYICISIZ KONUM KONTROLÜ

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Boğaç Han ER
(504051125)

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 7 Mayıs 2007
Tezin Savunulduğu Tarih : 12 Haziran 2007

Tez Danışmanı : Doç.Dr. Metin GÖKAŞAN
Diğer Jüri Üyeleri Prof.Dr. Serhat ŞEKER (İ.T.Ü.)
Yrd.Doç.Dr. Osman Kaan EROL (İ.T.Ü.)

HAZİRAN 2007

ÖNSÖZ

Çalışmalarım esnasından zamanını ve yardımlarını esirgemeyen Sayın Doç. Dr. Metin GÖKAŞAN'a, desteklerinden dolayı aileme teşekkür ederim.

Mayıs 2007 Boğaç Han ER

İÇİNDEKİLER

KISALTMALAR v
ŞEKİL LİSTESİ vi
SEMBOL LİSTESİ vii
ÖZET ix
SUMMARY x

1. GİRİŞ 1

2. SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORUN DİNAMİK MODELİ 6

3. VEKTÖR KONTROL VE SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTOR İÇİN KONTROL ŞEMALARI 11
3.1 Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorun Vektörel Hız Kontrolü 12
3.2 Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorun Vektörel Konum Kontrolü 14

4. SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORUN MEKANİK ALGILAYICISIZ VEKTÖREL KONTROLÜNE YÖNELİK HIZ KESTİRİM YÖNTEMLERİ 16
4.1 Açık Çevrimli Akı Kestiricisi Tabanlı Hız Kestirimi 17
4.2 Luenberger Gözleyicisi Tabanlı Hız Kestirimi 19
4.3 Kalman Filtresi Tabanlı Hız Kestirimi 21
4.4 Genişletilmiş Luenberger Gözleyicisi ile Hız Kestirimi 23
4.4.1 dq -Ekseninde Tanımlanan Genişletilmiş Luenberger Gözleyicisi 23
4.4.2 $\alpha\beta$ -Ekseninde Tanımlanan Genişletilmiş Luenberger Gözleyicisi 26
4.5 Genişletilmiş Kalman Filtresi ile Hız Kestirimi 27

5. HIZ KONTROLÜNE YÖNELİK BENZETİM ÇALIŞMALARI 31
5.1 Sistem Modelinin Doğrusal Olduğu Hız Kestirim Yöntemlerinin Karşılaştırılması 31
5.2 Sistem Modelinin Doğrusal Olmadığı Hız Kestirim Yöntemlerinin Karşılaştırılması 33
5.3 Benzetimler Sonrasında Elde Edilen Sonuçların Yorumlanması 36

6. SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORUN MEKANİK ALGILAYICISIZ VEKTÖREL KONTROLÜNE YÖNELİK KONUM KESTİRİM YÖNTEMLERİ 38
6.1 Genişletilmiş Luenberger Gözleyicisi ile Konum Kestirimi 38
6.2 Genişletilmiş Kalman Filtresi ile Konum Kestirimi 38

7. KONUM KONTROLÜNE YÖNELİK BENZETİM ÇALIŞMALARI 41

8. SONUÇLAR VE TARTIŞMA 42

KAYNAKLAR **43**

EKLER **48**

ÖZGEÇMİŞ **67**

KISALTMALAR

SMSM : Sürekli mıknatıslı senkron motor
DGM : Darbe genişlik modülasyonu
LG : Luenberger gözleyicisi
KF : Kalman filtresi
GLG : Genişletilmiş Luenberger gözleyicisi
GKF : Genişletilmiş Kalman filtresi
AÇAK : Açık çevrimli akı kestiricisi

ŞEKİL LİSTESİ

		Sayfa No
Şekil 2.1	**:** $\alpha\beta$- ve dq-Eksen Takımlarının Gösterimi	8
Şekil 2.2	**:** SMSM'un dq-Ekseni Dinamik Eşdeğer Devresi	10
Şekil 3.1	**:** SMSM'un Sürekli Hal Fazör Diyagramı ($i_d = 0$)	12
Şekil 3.2	**:** SMSM'un Hız Kontrol Şeması	13
Şekil 3.3	**:** SMSM'un Konum Kontrol Şeması	15
Şekil 4.1	**:** SMSM'da Akı Vektörünün $\alpha\beta$-Ekseninde Gösterimi ($i_d = 0$, $\psi_s = \psi_F$)	17
Şekil B.1	**:** AÇAK, LG ve KF Tabanlı Hız Kontrolüne İlişkin Benzetim Sonuçları ($T_{filtre} = 0.01sn$)	49
Şekil B.2	**:** LG ve KF Tabanlı Hız Kontrolüne İlişkin Benzetim Sonuçları ($T_{filtre} = 0.01sn$)	50
Şekil B.3	**:** LG ve KF Tabanlı Hız Kontrolüne İlişkin Benzetim Sonuçları ($T_{filtre} = 0.05sn$)	51
Şekil C.1	**:** GLG^3_{dq} İçin Dayanıklılığın Sınanmasına İlişkin Benzetim Sonuçları	52
Şekil C.2	**:** GLG^3_{dq} İçin Dayanıklılığın Sınanması ve GLG^3_{dq} ile Hız Kontrolüne İlişkin Benzetim Sonuçları	53
Şekil D.1	**:** GLG^4_{dq} İçin Dayanıklılığın Sınanmasına İlişkin Benzetim Sonuçları	54
Şekil D.2	**:** GLG^4_{dq} İçin Dayanıklılığın Sınanmasına İlişkin Benzetim Sonuçları	55
Şekil D.3	**:** GLG^4_{dq} ile Hız Kontrolüne İlişkin Benzetim Sonuçları	56
Şekil E.1	**:** $GLG^3_{\alpha\beta}$ ile Hız Kontrolüne İlişkin Benzetim Sonuçları	57
Şekil E.2	**:** $GLG^4_{\alpha\beta}$ ile Hız Kontrolüne İlişkin Benzetim Sonuçları	58
Şekil F.1	**:** GKF^4 ile Hız Kontrolüne İlişkin Benzetim Sonuçları	59
Şekil F.2	**:** GKF^5 ile Hız Kontrolüne İlişkin Benzetim Sonuçları	60
Şekil G.1	**:** $GLG_{\alpha\beta}$ ve GKF ile Hız Kontrolüne İlişkin Benzetim Sonuçlarının Bir Arada Gösterimi	61
Şekil H.1	**:** $GLG^3_{\alpha\beta}$ ile Konum Kontrolüne İlişkin Benzetim Sonuçları	62
Şekil H.2	**:** $GLG^4_{\alpha\beta}$ ile Konum Kontrolüne İlişkin Benzetim Sonuçları	63
Şekil I.1	**:** GKF^4 ile Konum Kontrolüne İişkin Benzetim Sonuçları	64
Şekil I.2	**:** GKF^5 ile Konum Kontrolüne İlişkin Benzetim Sonuçları	65
Şekil J.1	**:** $GLG_{\alpha\beta}$ ve GKF ile Konum Kontrolüne İlişkin Benzetim Sonuçlarının Bir Arada Gösterimi	66

SEMBOL LİSTESİ

B_r : Kalıcı akı yoğunluğu
H_c : Koersif kuvvet
v_a, v_b, v_c : Stator a, b, c-fazlarına ilişkin gerilimin ani değeri
i_a, i_b, i_c : Stator a, b, c-fazlarına ilişkin akımın ani değeri
ψ_a, ψ_b, ψ_c : Stator a, b, c-fazlarına ilişkin halkalama akıları
R_s : Stator sargı direnci
L_s : Stator sargı endüktansı
ω : Açısal hız
θ : Açısal yer değiştirme veya konum
ω_e : Rotorun elektriksel hızı
θ_e : Rotorun elektriksel konumu
ψ_F : Sürekli mıknatısların oluşturduğu manyetik akının statora indirgenmiş (alan akısının) genliği
ω_m : Rotorun mekanik hızı
T_{em} : Rotorda endüklenen elektriksel moment
T_L : Yük momenti
J_L : Motor ve motor miline bağlı yükün toplam eylemsizliği
B_L : Motor ve motor miline bağlı yükün viskoz sürtünme katsayısı
T_{fl} : Motor ve motor miline bağlı yükün Coulomb sürtünme katsayısı
$\alpha\beta$- : Stator a-fazı referanslı duran eksen takımı
dq- : Senkron hızla dönen eksen takımı
$_{d, q, o}$: d-, q-, o-bileşenleri
$_{\alpha, \beta}$: α-, β-bileşenleri
P : Kutup sayısı
K_T : Moment sabiti
φ : Güç faktörü açısı
δ : Yük açısı
X_s : Senkron relüktans
* : Referans büyüklükler
^ : Kestirilen büyüklükler
ω_L : Yük tarafına ilişkin mekanik hız
a : Dişli dönüştürme katsayısı
J_M : Motor ve motor miline indirgenmiş dişli eylemsizliği toplamı
Fi : Motorun viskoz sürtünme katsayısı
S_f : Motorun Coulomb sürtünme katsayısı
m : Kütle
l : Uzunluk
g : Yer çekimi ivmesi
θ_L : Yük tarafına ilişkin konum
Ξ : Dişli boşluğu etkisi
T_c : Örnekleme zamanı
k : Adım sayısı

$\dot{}$: Türev operatörü
x : Durum vektörü
u : Giriş vektörü
y : Çıkış vektörü
A : Sistem matrisi
B : Giriş matrisi
C : Çıkış matrisi
t : Zaman
G : Gözlenebilirlik matrisi
d : Gözlenemeyen durum sayısı
L : LG kazancı
$\mathbf{A_d}$: Ayrık zamanda sistem matrisi
$\mathbf{B_d}$: Ayrık zamanda giriş matrisi
$\mathbf{L_d}$: Ayrık zamanda LG kazancı
w : Sıfır ortalama değerli sistem gürültüsü
v : Sıfır ortalama değerli ölçme gürültüsü
z : Gürültü ilave edilmiş çıkış vektörü
$\hat{}$: Önceki durum kestirimi
e : Kestirim hatası
Q : Sistem gürültüsü kovaryans matrisi
R : Ölçme gürültüsü kovaryans matrisi
P : Kestirim hatası kovaryans matrisi
K(k+1) : KF kazancı
f, h : Doğrusal olmayan fonksiyonlar
F(k) : f fonksiyonunun Jacobian matrisi
H, **H**(k) : h fonksiyonunun Jacobian matrisi
s : Laplace operatörü
j : Durum sayısı
P_N : Anma gücü
ω_{mN} : Anma hızı
i_N : Anma akımı
T_N : Anma momenti
v_N : Anma gerilimi
J_{gh} : Motor miline indirgenmiş dişli eylemsizliği

SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORLARIN MEKANİK ALGILAYICISIZ KONUM KONTROLÜ

ÖZET

Bu çalışmada, sürekli mıknatıslı senkron motorların mekanik algılayıcısız hız ve konum kontrolüne ilişkin kestirim yöntemleri incelenmiştir. Senkron makine, stator geriliminin frekansına ve kutup sayısına bağlı olarak, sürekli olarak senkron hızda dönen sabit hızlı bir makinedir. Pratikte, açısal hızın ölçümünde çoğunlukla artımsal kodlayıcılar kullanılmaktadır. Ölçüm aygıtlarının kullanımı donanım karmaşıklığını ve maliyeti arttırmaktadır. Ayrıca bu algılayıcılar genellikle mekanik titreşimler, sıcaklık gibi çalışma koşullarından da olumsuz bir şekilde etkilenmektedir. Bu yüzden sürekli mıknatıslı senkron motorda vektör kontrolü gerçekleştirmek amacıyla hız ve konum bilgisinin kestiriciler ya da gözleyiciler yardımıyla elde edilmesi hedeflenmektedir. Bu doğrultuda tez kapsamında açık çevrimli akı kestiricisi, Luenberger gözleyicisi, Kalman filtresi, genişletilmiş Luenberger gözleyicisi ve genişletilmiş Kalman filtresi kullanılarak hız ve konum kontrolüne ilişkin benzetimler yapılmıştır. Gerçeğe daha yakın bir model elde etmek adına çoğu uygulamada ihmal edilen bir takım mekanik büyüklüklere de modelde yer verilmiştir. Ayrıca açısal hızın sabit parametre gibi düşünüldüğü önceki çalışmalardan farklı olarak hız, mekanik hareket eşitliğinin kullanımı ile bir durum olarak kestirilmiştir. Başarımı arttırmak adına, yük momenti ve kütle sabit birer parametre gibi ele alınarak gözleyici modelinde bu ifadelere de yer verilmiştir. Genişletilmiş Luenberger gözleyicisi tasarımı ayrıntılı olarak incelenmiş ayrıca genişletilmiş Kalman filtresi ile kıyaslama yapma olanağı sunulmuştur. Bu yöntemler kullanılarak sürekli mıknatıslı senkron motorun yüksek başarımlı kontrolü sağlanmıştır.

MECHANICAL SENSORLESS POSITION CONTROL OF PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTORS

SUMMARY

In this study mechanical sensorless control of permanent magnet synchronous motors are examined. The synchronous machine is a constant-speed machine which always rotates at a synchronous speed which depends on the supply frequency and on the number of poles. In practice, angular velocity is often obtained by incremental encoders. However, a problem with the utilization of measurement devices is the increased hardware complexity and cost. Additionally those sensors are usually affected by mechanical vibrations, high tempratures, etc. of the operating environment; thus, it is aimed to obtain the velocity and the position informations which are necessary to perform vector control of permanent magnet synchronous motor by estimators or observers. Hence in simulations, position and velocity controls are realized by using open-loop flux estimator, Luenberger observer, Kalman filter, extended Luenberger observer and finally extended Kalman filter. To achieve better accuracy in modeling, some mechanical expressions which are usually neglected are considered too. Also, unlike previous studies taking the angular velocity into consideration as a constant parameter, in this study, angular velocity is estimated as a state with the utilization of the equation of the motion. For improving observers' capacity, estimation of load torque or mass are performed as a constant and they are set as states in the observer model. Extended Luenberger observers are studied deeply and comparison with extended Kalman filter is permitted. By using these methods, high performance control of permanent magnet synchronous motor is succeeded.

1. GİRİŞ

Elektrik makinelerinde sürekli mıknatıslı uyarma sisteminin ilk kullanımı 19. yüzyılda gerçekleştirilmiştir. J. Henry (1831), H. Pixii (1832), W. Ritchie (1833), F. Watkins (1835), T. Davenport (1837) ve M. Jacobi (1839) bir takım deneyler yapmış fakat kullanılan malzemelerin, çelik veya tungsten çelik, manyetik özelliklerinin çok yetersiz oluşu Alnico'nun icat edilmesine kadar sürekli mıknatıslı uyarma fikrini rafa kaldırmıştır [1].

Günümüz elektrik makinelerinde kullanılan sürekli mıknatısları üç grupta inceleyebiliriz [2,3]. Bunlar:

- Alnico : Alüminyum, nikel, kobalt ve demir karışımından oluşan bu malzemenin kalıcı akı yoğunluğu (B_r) oldukça yüksektir. En yüksek çalışma sıcaklığı $520^{\circ}C$'dir. Sıcaklık katsayısı küçük yani ısıl karalılığı yüksektir (B_r için sıcaklık katsayısı $\%0.02/^{\circ}C$). Fakat mıknatıslama eğrisi doğrusal değildir ve koersif kuvvet (H_c) oldukça küçük olduğundan sürekli mıknatıslı makine tasarımı için yetersizdir. 1940 ve 1970 yılları arasında kullanılmış olup ticari ömrünü doldurmuştur.

- Ferritler (Seramikler) : Baryum içerikli ($BaOx6Fe_2O_3$) ve stronyum içerikli ($SrOx6Fe_2O_3$) ferrit olarak ikiye ayrılırlar. 1950 yılından beri kullanılmaktadırlar. Stronyum ferritin koersif kuvveti daha büyüktür. En yüksek çalışma sıcaklıkları $400^{\circ}C$'dir. Mıknatıslama eğrileri doğrusaldır. Alnico'ya göre daha yüksek kuvvete sahipken kalıcı akı yoğunlukları düşüktür bu da boyutlarının daha büyük olması demektir. Sıcaklık katsayısı B_r için $\%0.2/^{\circ}C$, H_c için $\%0.27/^{\circ}C$'dir. Doğada çok bulunan malzemeler olduklarından maliyetleri ucuzdur. Elektriksel dirençlerinin çok büyük olması sebebiyle sürekli mıknatısta eddy akımı kayıpları olmaz.

- Nadir malzemeler (rare-earth materials) : Bu isimle anılmalarının sebebi aslında doğada az bulunur olmaları değil çok karışık bileşimler halinde bulunmaları, dolayısıyla ayrıştırma işleminin zor ve pahalı olmasıdır. Samaryum veya neodmiyum içeriklidirler. Samaryum-kobalt; demir, nikel, kobalt ve samaryum ihtiva etmektedir.

1970 yılından beri kullanılmaktadır. Kalıcı akı, enerji yoğunluğu ve koersif kuvveti yüksektir. Doğrusal mıknatıslama eğrisine sahiptir. En yüksek çalışma sıcaklığı $300^{\circ}C$'dir. Isıl kararlılığı çok iyidir (sıcaklık katsayısı B_r için $\%0.03-0.045/^{\circ}C$ ve H_c için $\%0.14-0.4/^{\circ}C$'dir). Güç/ağırlık oranı yüksek, düşük eylemsizliğe sahip makine tasarımı için çok uygundur. Fakat hem samaryum hem de kobalt pahalı malzemelerdir. Neodmiyum-demir-boron (NeFeB) 1983 yılında icat edilmiş ve halen, özellikle ısıl özellikleri, iyileştirilmeye çalışılmaktadır. Çünkü en yüksek enerji ve kalıcı akı yoğunluğuna sahip malzemedir. Koersif kuvveti çok büyüktür. Fakat sıcaklık katsayısının yüksek oluşu (B_r için $\%0.095-0.15/^{\circ}C$ ve H_c için $\%0.4-0.7/^{\circ}C$) en yüksek çalışma sıcaklığını $150^{\circ}C$ ile sınırlamaktadır. Önlem alınmazsa paslanma olabilir. Manyetik özelliklerinin çok iyi olması sebebiyle günümüzde, muhtemelen gelecekte de, eğer yüksek verimlilik isteniyorsa en iyi seçimdir.

Senkron makineler, üç fazlı stator sargılarına (endüvi devresi) ve rotora yerleştirilmiş doğru akım taşıyan alan (uyarma) sargısına sahiptir. Bazı makinelerde amortisman sargıları da mevcuttur. Endüvi yapısı asenkron makineye çok benzemektedir. Senkron makine, stator geriliminin frekansına ve kutup sayısına bağlı olarak, sürekli olarak senkron hızda dönen sabit hızlı bir makinedir. Elektriksel uyarma devresi yani alan sargısı sürekli mıknatıslarla değiştirilebilir. Böylece komütatör ve fırça yapısı devre dışı bırakılarak alan sargısındaki bakır kayıpları ortadan kaldırılmış olur. Bunun sonucunda bakır ve demir kayıpları statorda toplanacağı için daha etkin bir soğutma sağlanabilir. Tüm bu etkenlerin bir araya gelmesiyle verimlilik artacak, boyut azalacak, imalat ve bakım daha kolay hale gelecektir. Hatta bazı durumlarda makine maliyetinin azaltılması bile söz konusu olacaktır. Ayrıca sürekli mıknatıslar arasındaki farklılıklar sayesinde aynı boydaki bir makine için çok farklı karakteristikler elde edilebilir [3,4].

Rotorunda mıknatıslar bulunan bir senkron makine, stator sargılarına uygulanan gerilim dalga şeklinin trapezoidal veya sinüzoidal değişmesine göre ikiye ayrılır [4]. İlki, fırçasız doğru akım makinesi olarak adlandırılır. Tez kapsamında sadece sinüzoidal besleme gerilimine sahip yani sürekli mıknatıslı senkron makine incelenecektir.

Sürekli mıknatıslı senkron makinenin rotoru, uzunluk/çap oranı büyük dolayısıyla mekanik zaman sabiti (ve eylemsizliği) küçük olan silindirik yapıda veya hafif, alüminyum (ya da sert plastik) bir disk biçiminde olabilir. Silindirik rotorlu makinede akı, makinenin yarıçapı boyuncadır ve bu sebeple radyal alanlı makine da denilmektedir. Çoğunlukla servo uygulamalarda kullanılır. Disk biçiminde rotora sahip ya da aksiyel alanlı makinede ise akı, rotor miline paraleldir ve genellikle robotik uygulamalarda tercih edilir [4]. Tez kapsamında silindirik rotorlu makine ele alınacaktır.

Silindirik rotorlu makinelerde sürekli mıknatıslar rotora farklı şekillerde yerleştirilebilir. En yaygın olanları sürekli mıknatısların rotor yüzeyine (surface magnet) veya rotor içine (interior magnet) dizilmesidir. Mıknatısların rotor yüzeyine yerleştirilmesi durumunda, etkin hava aralığının büyük olması sebebiyle mıknatıslama endüktansı düşük olacaktır yani endüvi reaksiyonu etkisi ihmal edilebilir. Böyle bir yerleşim makinenin yuvarlak kutuplu davranış göstermesine sebep olur. Mıknatısların rotor içine yerleştirilmesi ise daha dayanıklı bir yapı oluşturacağından çok daha yüksek hızlarda çalışmak mümkün olacaktır. Ancak makine çıkık kutup özelliği gösterecek ve etkin hava aralığı azaldıkça endüvi reaksiyonu etkisi artacaktır [2].

Serbest uyarmalı bir doğru akım makinesi hız kontrolünün kolayca yapılabilmesi nedeni ile sanayide yaygın olarak kullanılan değişken hızlı kontrol sistemleri sınıfında, uzun bir süre rakipsiz kalmıştır; ancak bu makinenin en büyük dezavantajları olan komütatör ve fırça yapısı, makinenin hem belirli aralıklarda bakım gereksinimine hem de fırça kollektör teması nedeni ile patlayıcı, parlayıcı ve tozlu ortamlarda kullanılamamasına, yüksek devir sayılarına çıkılamamasına neden olmuştur [5]. K. Hasse (1969) ve F. Blaschke (1971) tarafından vektör kontrol (ya da alan yönlendirmeli kontrol) fikrinin ortaya atılmasıyla, alternatif akım sürücülerinin doğru akım makinesi gibi kontrol edilebileceğinin gösterimi, bu sürücülere yeni bir bakış getirmiştir. Ancak bu kontrol yönteminin uygulanması, geri besleme işaretinin işlenmesi ve gerçekleştirilmesinin oldukça karmaşık olması nedeniyle, mikroişlemcilerin ve güç elektroniği devrelerinin gelişimine kadar gecikmiştir [6].

Vektör kontrollü bir sürekli mıknatıslı senkron motor (SMSM) kullanılarak:

- Hava aralığında yüksek akı yoğunluğu,

- Yüksek güç/ağırlık oranı,

- Hızlı ivmelenme sağlayan büyük moment/eylemsizlik oranı,

- Moment salınımları çok küçük olduğundan çok düşük hızlarda bile bozulmayan moment üretimi,

- Sıfır hızda moment kontrolü,

- Yüksek çalışma hızı,

- Verimliliğin ve güç faktörünün yüksek olması,

- Makine boyutunun küçük olması,

sağlanabilir [4]. Bu özelliklerinden dolayı birçok uygulamada SMSM; etkin hava aralığı küçük, frenleme ve ters yöne dönme esnasında rotor çubuklarının kırılma ihtimali bulunan, daha düşük verimliliğe ve güç faktörüne sahip olan asenkron motorun yerini alabilir [3].

SMSM'un vektör kontrolünün gerçekleştirilebilmesi için rotor konumunun ani olarak bilinmesi gerekmektedir. Rotor konumunu ölçen algılayıcılar maliyeti, motor boyutunu, motorun eylemsizliğini arttırmakta ve kimi zaman ilave devrelere ihtiyaç duymaktadır. Bununla beraber çalışma hızları ve sıcaklıkları sınırlıdır. Ayrıca bu algılayıcıların yerleştirilmesi de ayrı bir sorun teşkil etmektedir. Tüm bu olumsuzlukları ortadan kaldırmak, bakım gereksinimlerini azaltmak, daha yüksek güvenilirlik ve mekanik mukavemet elde etmek, gürültü bağışıklığını arttırmak adına mekanik algılayıcıların devre dışı bırakıldığı vektör kontrollü sürücülerin tasarlanması hedeflenmektedir [7].

SMSM için mekanik algılayıcısız kontrol yöntemleri:

- Açık çevrimli kestiriciler,

- Gözleyici tabanlı kestiriciler,

- Endüktans değişimine dayalı kestiriciler,

kullanılarak sağlanmaktadır [4].

İlk yöntemde stator gerilim ve akım bilgileri kullanılarak akı vektörü oluşturulur ve böylelikle konum bilgisi elde edilmeye çalışılır. Bu yöntemle ilgili olarak ilk uygulamalar [8-12] olarak gösterilebilir.

İkinci yöntemde ise model tabanlı gözleyicilerden faydalanılarak daha doğru sonuçlar elde edilmiş, mekanik algılayıcısız vektör kontrolün başarımı çok iyi bir noktaya taşınmıştır. [13-22] bu yöntemlerin ilk örnekleridir ve günümüzdeki çalışmalar bu yöntemler, özellikle genişletilmiş Kalman filtresi tasarımı, üzerinde yoğunlaşmıştır.

Üçüncü yöntem ise mıknatısların rotor içinde yer alması durumunda kullanılabilmektedir. Çünkü böyle bir yapıda endüktans değişimi, rotor pozisyonun bir fonksiyonu olacağından konum bilgisi elde etmek mümkündür [23,24].

Model tabanlı gözleyicileri konu alan çalışmaların neredeyse tamamında [13-22,25-26] hız kontrolü üzerinde durulmuş ve yük momenti, sisteme ilişkin kestirilen durumlar arasında yer almamıştır. Bu noktada tez çalışması çerçevesinde model tabanlı genişletilmiş gözleyiciler için, başarımı arttırmak adına, yük momentinin ve kütlenin de bir durum olarak ele alındığı gözleyici modelleri ile hız ve konum kontrolüne yönelik çalışmalar yapılmıştır. Bununla beraber, özellikle asenkron motorlar üzerine birçok çalışma söz konusu [37-44] iken SMSM için herhangi bir benzetim veya pratik uygulamasına rastlanmamış olan, genişletilmiş Luenberger gözleyicisi tasarımına da ayrıntılı olarak yer verilmiştir. Ayrıca konum kontrolü uygulamalarında, çoğunlukla ihmal edilen, dişli boşluğu (backlash) etkisi de modele ilave edilerek daha gerçekçi benzetimlerin yapılması arzulanmıştır.

2. SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORUN DİNAMİK MODELİ

Vektör kontrollü sürücüleri anlamak veya tasarlamak için sürekli mıknatıslı senkron motor (SMSM)'a ilişkin dinamik modelin iyi bilinmesi gerekir. Bu model, gerilim ve akımın herhangi bir ani değeri için SMSM'un hem geçici hem de sürekli hal davranışını yeterince yansıtabilecek şekilde aşağıdaki varsayımlar göz önüne alınarak elde edilecektir [45,46,47]:

- Üç fazlı stator sargıları sinüzoidal bir hava aralığı akısı oluşturacak ve kutup sayısına bağlı olarak 120°'lik elektriksel açı sağlayacak biçimde stator çevresine düzgün yayılmıştır.

- Doyma ve diş etkileri ihmal edilmiştir.

- Histerezis ve fuko kayıpları ihmal edilmiştir.

- Deri olayı ihmal edilmiştir.

- Direnç ve endüktans değerleri sıcaklık ve frekanstan bağımsızdır.

- Rotor silindirik yapıda olup mıknatıslar rotor yüzeyine yerleştirilmiştir.

- Sürekli mıknatısların oluşturduğu toplam manyetik akı değeri sabit ve sıcaklıktan bağımsızdır.

Bu durumda gerilim ifadeleri Eşitlik 2.1'deki gibidir [46].

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix} \qquad \textbf{(2.1a)}$$

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + L_s \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \omega_e \psi_F \begin{bmatrix} \cos\theta_e \\ \cos(\theta_e - 120^\circ) \\ \cos(\theta_e + 120^\circ) \end{bmatrix} \qquad \textbf{(2.1b)}$$

v_a, v_b, v_c : Stator a, b, c-fazlarına ilişkin gerilimin ani değeri (V)

i_a, i_b, i_c : Stator a, b, c-fazlarına ilişkin akımın ani değeri (A)

ψ_a , ψ_b , ψ_c : Stator a, b, c-fazlarına ilişkin halkalama akıları (Wb)

R_s : Stator sargı direnci (Ω)

L_s : Stator sargı endüktansı (H)

ω_e : Rotorun elektriksel hızı (rad/sn)

θ_e : Rotorun elektriksel yer değiştirmesi veya konumu (rad)

ψ_F :Sürekli mıknatısların oluşturduğu manyetik akının statora indirgenmiş genliği (Wb)

Eşitlik 2.1b göstermektedir ki sürekli mıknatısların stator sargılarında endüklediği gerilimler sabit genlikli sinüzoidal gerilimler şeklindedir [46].

Mekanik hareket denkleminin genel ifadesi Eşitlik 2.2'deki gibidir [48].

$$\frac{d}{dt}\omega_m = \frac{T_{em} - T_L - B_1\omega_m - T_{f_1}\,\mathrm{sgn}(\omega_m)}{J_1} \tag{2.2}$$

$$\omega_m = \frac{2\omega_e}{P} \tag{2.3}$$

ω_m : Rotorun mekanik hızı (rad/sn)

T_{em} : Rotorda endüklenen elektriksel moment $(N.m)$

T_L : Yük momenti (Bozucu moment) $(N.m)$

J_1 : Motor ve motor miline bağlı yükün toplam eylemsizliği $(kg.m^2)$

B_1 : Motor ve motor miline bağlı yükün viskoz sürtünme katsayısı $(N.m.sn/rad)$

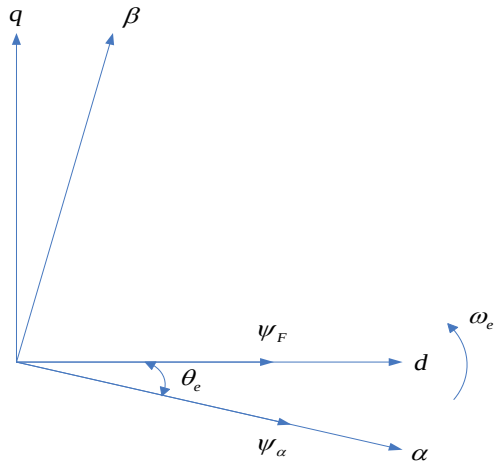
T_{f_1} : Motor ve motor miline bağlı yükün Coulomb sürtünme katsayısı $(N.m)$

Hız ve yer değiştirme arasındaki ilişki Eşitlik 2.3 ve Eşitlik 2.4'deki gibidir.

$$\omega = \frac{d}{dt}\theta \tag{2.4}$$

$$\theta = \int \omega.dt \tag{2.5}$$

Elektriksel yana ilişkin modelin kontrol algoritmalarında doğrudan kullanılabilir hale getirilmesi için stator a-fazı referanslı duran $\alpha\beta$- veya senkron hızla dönen dq-eksen takımında ifade edilmesi gerekir [6]. Eksen takımları arasındaki ilişki Şekil 2.1 ile gösterilmiştir.



Şekil 2.1: $\alpha\beta$- ve dq-Eksen Takımlarının Gösterimi

Burada daha genel olan ve basit bir şekilde diğer eksen takımlarına geçişleri sağlayan dönen dq-eksen takımına dönüşüm tercih edilmiştir. Park dönüşümü olarak da bilinen bu işlem Eşitlik 2.6 ve Eşitlik 2.7 ile tanımlanacaktır [2].

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_e & \sin\theta_e & 1 \\ \cos(\theta_e - 120^\circ) & \sin(\theta_e - 120^\circ) & 1 \\ \cos(\theta_e + 120^\circ) & \sin(\theta_e + 120^\circ) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_o \end{bmatrix} \tag{2.6}$$

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_o \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta_e & \cos(\theta_e - 120^\circ) & \cos(\theta_e + 120^\circ) \\ \sin\theta_e & \sin(\theta_e - 120^\circ) & \sin(\theta_e + 120^\circ) \\ 0.5 & 0.5 & 0.5 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \tag{2.7}$$

Gerilimler için yazılan ifadeler benzer şekilde akımlar ve akılar için de yazılabilir. Eşitlik 2.6 ve Eşitlik 2.7'de θ_e yerine sıfır konulursa $\alpha\beta$-eksenine dönüşüm yapılmış olur. dq- ve $\alpha\beta$- ekseni arasındaki ilişki Eşitlik 2.8 ve Eşitlik 2.9 ile tanımlanmıştır [2].

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_e & \sin\theta_e \\ -\sin\theta_e & \cos\theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad \textbf{(2.8)}$$

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_e & -\sin\theta_e \\ \sin\theta_e & \cos\theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} \quad \textbf{(2.9)}$$

Dengeli motora dengeli gerilimler uygulandığı zaman sıfırıncı bileşenler oluşmayacağı için dönüşüm ifadelerinden faydalanılarak motorun dq-ekseni dinamik modeli aşağıdaki gibi elde edilmiş olur [2].

$$v_d = R_s i_d - \omega_e \psi_q + L_d \frac{d}{dt} i_d \quad \textbf{(2.10)}$$

$$v_q = R_s i_q + \omega_e \psi_d + L_q \frac{d}{dt} i_q \quad \textbf{(2.11)}$$

$$\psi_d = L_d i_d + \psi_F \quad \textbf{(2.12)}$$

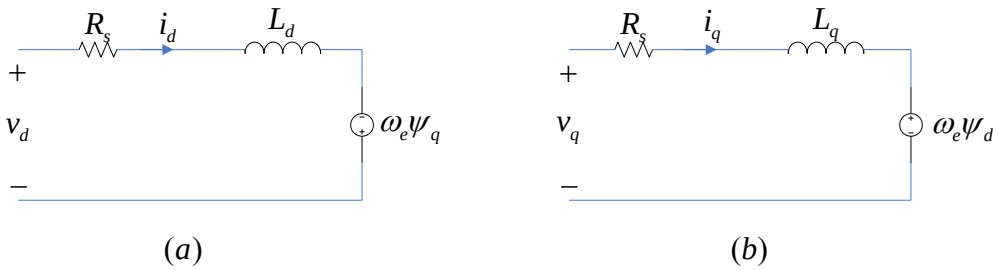
$$\psi_q = L_q i_q \quad \textbf{(2.13)}$$

Endüklenen moment ifadesi Eşitlik 2.14 ile verilmiştir.

$$T_{em} = \frac{3}{2}\frac{P}{2}\left(\psi_d i_q - \psi_q i_d\right) \quad \textbf{(2.14)}$$

P : Kutup sayısı

Mıknatıslar rotor yüzeyinde ise $L_d / L_q \cong 1$, rotorun içine yerleştirilmiş ise (çıkık kutuplu senkron motordakinin tam tersi biçimde) $L_q / L_d = 2 \div 2.5$ olacaktır [45]. İşlemlerde kolaylık sağlamak için $L_d / L_q = 1$ olduğu kabul edilecektir. SMSM'un dinamik modeline ilişkin eşdeğer devreler Şekil 2.2 ile gösterilmiştir [49].



(*a*) (*b*)

Şekil 2.2: SMSM'un dq-Ekseni Dinamik Eşdeğer Devresi

3. VEKTÖR KONTROL VE SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTOR İÇİN KONTROL ŞEMALARI

Genel olarak bir elektrik motoru, kontrollü moment kaynağı olarak düşünülebilir [50]. Momentin kontrolü ise sürücüler ile gerçekleştirilir.

Motorda üretilen moment endüvi sargılarındaki akım ile, rotor kısmında üretilen manyetik alan arasındaki iletişimin bir sonucudur. Alan, motorun manyetik devresinde doymaya sebebiyet vermeyecek ve moment/amper oranının yeteri kadar yüksek olmasını sağlayacak optimum bir seviyede sabit tutulur. Alanın sabit tutulması ile moment, endüvi akımı ile değiştirilir.

Alan ve endüvi akımlarının bağımsız kontrolü serbest uyarmalı doğru akım motorlarında iki ayrı sargının bağımsız iki ayrı kaynaktan beslenebilmesi nedeni ile kolayca yapılabilir. Bunun yanı sıra, motorun yapısı gereği bütün çalışma koşulları altında alan çizgilerinin sargı düzlemine paralel olduğu maksimum (ya da optimal) moment üretim koşulu her zaman sağlanır. Serbest uyarmalı doğru akım motoru için moment ifadesi aşağıdaki gibidir.

$$T_{em} = K_T' \psi_F i_a \qquad \textbf{(3.1a)}$$

$$T_{em} = K_T i_a \qquad \textbf{(3.1b)}$$

Burada K_T moment sabiti $(N.m/A)$, i_a endüvi akımının genliği, ψ_F alan akısının genliğidir.

Alternatif akım motorlarını serbest uyarmalı doğru akım motorlar gibi ayarlanabilir kazançlı doğrusal akım-moment dönüştürücüsüne çevirme yani alan (akı) kontrolünü moment kontrolünden bağımsızlaştırma amacıyla 1969'da K. Hasse ve 1971'de F. Blaschke tarafından vektör kontrol yöntemleri önerilmiştir [6]. Bu yöntemlerle doğru akım motorlu sürücülerdeki kadar iyi bir dinamikle hem geçici hem de sürekli halde akı, moment ve eklenen dış kontrol çevrimi ile de hız (veya konum) kontrolü yapılabilmektedir [2].

3.1 Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorun Vektörel Hız Kontrolü

SMSM'da akının sabit olması $(i_d = 0)$ durumu için endüklenen moment ifadesi yeniden yazılacak olursa Eşitlik 3.2 elde edilir [49].

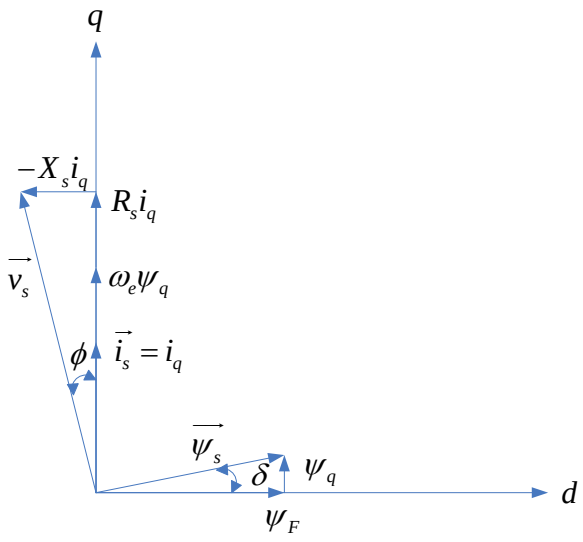
$$T_{em} = \frac{3}{2}\frac{P}{2}\left(\psi_d i_q - \psi_q i_d\right)\Big|_{i_d=0} \tag{3.2a}$$

$$T_{em} = \frac{3P}{4}\psi_F i_q \tag{3.2b}$$

$$T_{em} = K_T^{'}\psi_F i_q \tag{3.2c}$$

$$T_{em} = K_T i_q \tag{3.2d}$$

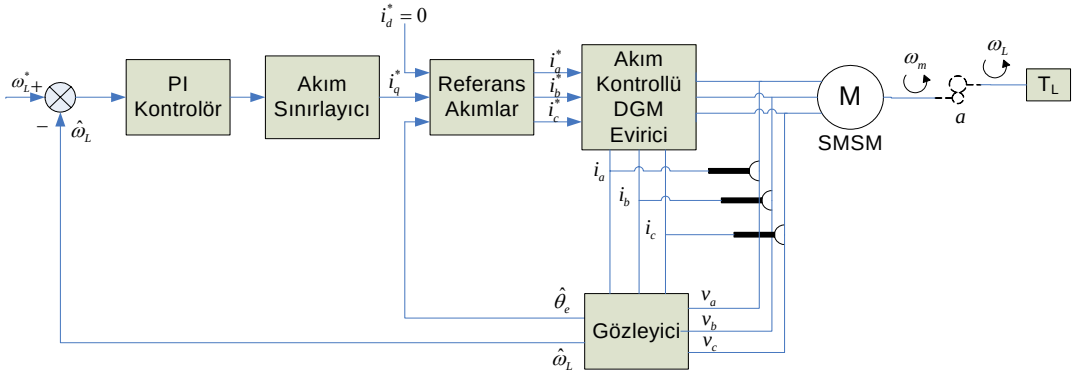
Eşitlik 3.2d göstermektedir ki eğer $i_d = 0$ koşulu sağlanırsa SMSM doğrusal bir akım-moment dönüştürücüsü halini alır [49]. Eğer $i_d < 0$ olursa alan zayıflama bölgesinde çalışma söz konusu olacaktır ama bu durum inceleme konusu dahilinde değildir. $i_d = 0$ koşulunda motora ilişkin fazör diyagramı Şekil 3.1 ile gösterilmiştir [4].



Şekil 3.1: SMSM'un Sürekli Hal Fazör Diyagramı $(i_d = 0)$

Burada ϕ güç faktörü açısı, δ yük açısı, $\vec{v_s}$ stator gerilim vektörü, $\vec{i_s}$ stator akım vektörü, $\vec{\psi_s}$ stator akı vektörü ve X_s senkron relüktanstır. Şekil 3.1 göstermektedir ki $i_d = 0$ olması durumunda güç faktörü açısı ile yük açısı birbirine eşit olacaktır. SMSM'da etkin hava aralığı çok büyük olduğundan L_q, dolayısıyla $\psi_q = L_q i_q$ akısı çok küçük olacaktır. Buradan hareketle $\vec{\psi_s} \cong \psi_F$ yazılabilir [2].

SMSM'un vektörel hız kontrol şeması Şekil 3.2 ile gösterilmiştir.



Şekil 3.2: SMSM'un Hız Kontrol Şeması

"*" referans büyüklükleri, "^" gözleyici çıkışlarını yani kestirilen büyüklükleri, ω_L yük tarafına ilişkin mekanik hızı (rad/sn) ve a katsayısı dişli dönüştürme oranını simgelemektedir. Rotor ve yük tarafına ilişkin mekanik hızlar arasındaki ilişki aşağıdaki gibi tanımlanmıştır.

$$\frac{\omega_m}{\omega_L} = a \qquad \textbf{(3.3)}$$

Akım kontrolörü olarak yaygın biçimde kullanılan PI kontrolör yapısı tercih edilmiş ve akım referansı sargılara zarar vermeyecek bir değerde sınırlandırılmıştır.

Akım kontrollü darbe genişlik modülasyonlu (DGM) eviricide referans akım ve gerçek akım değerleri çok hızlı karşılaştırıcılarla karşılaştırılır ve oluşan akım hatası eğer pozitif ise eviricinin üst kolundaki, negatif ise alt kolundaki anahtarlar iletime sokulur. Bu işlemde anahtarlama frekansını sınırlandırmak için en basit yöntem karşılaştırıcı çıkışında histerezis özelliğe sahip anahtarlama kullanmaktır [5].

Dişli dönüştürme oranını göz önüne alınarak hareket denklemi (Eşitlik 2.2) yeniden düzenlenecek olursa, yük tarafına ilişkin mekanik hız denklemi yine yük tarafına indirgenmiş büyüklükler cinsinden aşağıdaki şekilde bulunabilir [48].

$$\left[T_{em} - J_M \frac{d}{dt}\omega_m - Fi\omega_m - S_f \operatorname{sgn}(\omega_m)\right] a = T_L + J_L \frac{d}{dt}\omega_L \quad \textbf{(3.4a)}$$

$$aT_{em} - a^2 J_M \frac{d}{dt}\omega_L - a^2 Fi\omega_L - aS_f \operatorname{sgn}(\omega_L) = T_L + J_L \frac{d}{dt}\omega_L \quad \textbf{(3.4b)}$$

$$\frac{d}{dt}\omega_L = \frac{aT_{em} - T_L - a^2 Fi\omega_L - aS_f \operatorname{sgn}(\omega_L)}{a^2 J_M + J_L} \quad \textbf{(3.4c)}$$

J_M : Motor ve motor miline indirgenmiş dişli eylemsizliği toplamı

Fi : Motorun viskoz sürtünme katsayısı

S_f : Motorun Coulomb sürtünme katsayısı

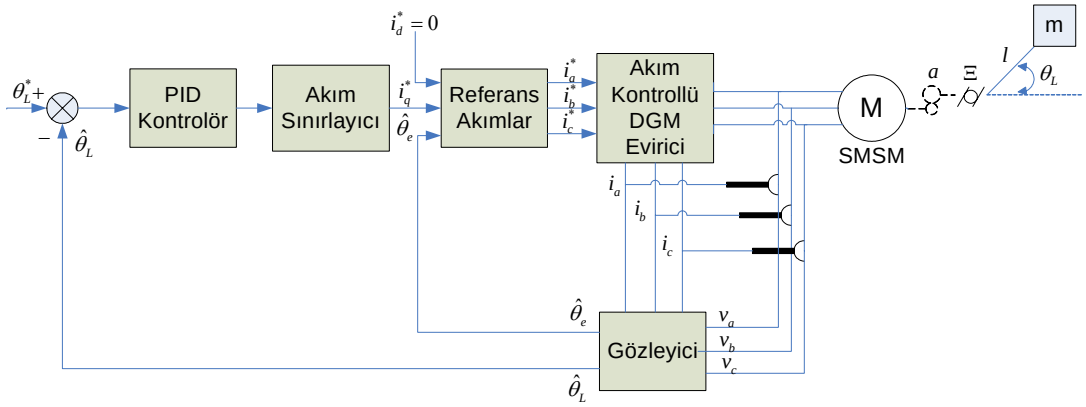
J_L : Yükün eylemsizliği

Eşitlik 3.4'ü daha yalın bir hale getirmek için $B = a^2 Fi$, $T_f = aS_f$ ve $J = a^2 J_M + J_L$ ifadeleri kullanılacak olursa Eşitlik 3.5 elde edilir.

$$\frac{d}{dt}\omega_L = \frac{aT_{em} - T_L - B\omega_L - T_f \operatorname{sgn}(\omega_L)}{J} \quad \textbf{(3.5)}$$

3.2 Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorun Vektörel Konum Kontrolü

Hız kontrolüne benzer biçimde bir konum kontrolü şeması oluşturulabilir.



Şekil 3.3: SMSM' un Konum Kontrol Şeması

Konum kontrolü çalışmasında bir robot kol örneği ele alınmıştır. Dişli boşluğu (baclash) etkisine de yer verilmiştir. Bu yapıya ilişkin ifadeler Eşitlik 3.6 ve Eşitlik 3.7 ile tanımlanmıştır [34].

$$T_L = mgl\sin(\theta_L) \tag{3.6}$$

$$J_L = ml^2 \tag{3.7}$$

m : Kütle (kg)

l : Kol uzunluğu (m)

g : Yer çekimi ivmesi (m/sn^2)

θ_L : Robot kolun konumu

Ξ : Dişli boşluğu $(arc.dk)$

4. SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORUN MEKANİK ALGILAYICISIZ VEKTÖREL KONTROLÜNE YÖNELİK HIZ KESTİRİM YÖNTEMLERİ

Şekil 3.2 ve Şekil 3.3'e dikkat edilecek olursa SMSM için vektörel kontrolün gerçekleştirilebilmesi, rotor konumunun (dolayısıyla rotor hızının) anlık olarak bilinmesine bağlıdır. Bu büyüklüklerin ölçülmesindeki fiziksel güçlükler ve maliyet göz önüne alındığında SMSM' un mekanik algılayıcısız kontrolüne yönelik birçok kestirim yöntemi tasarlanmıştır.

Bu kontrol yöntemlerinde çoğunlukla $\alpha\beta$-ekseninde tanımlanan ifadeler kullanılacağı için öncelikle SMSM'a ilişkin $\alpha\beta$-eksen modeli tanıtılmalıdır. Bu modele ilişkin elektriksel ifadeler Eşitlik 4.1-4.4 ile gösterilmiştir [2].

$$v_\alpha = R_s i_\alpha + \frac{d}{dt}\psi_\alpha \tag{4.1}$$

$$v_\beta = R_s i_\beta + \frac{d}{dt}\psi_\beta \tag{4.2}$$

$$\psi_\alpha = L_s i_\alpha + \psi_F \cos\theta_e \tag{4.3}$$

$$\psi_\beta = L_s i_\beta + \psi_F \sin\theta_e \tag{4.4}$$

Eşitlik 4.1 ve Eşitlik 4.2 düzenlenecek olursa aşağıdaki ifadeler elde edilecektir.

$$v_\alpha = R_s i_\alpha + L_s \frac{d}{dt} i_\alpha - \omega_e \psi_F \cos\theta_e \tag{4.5}$$

$$v_\beta = R_s i_\beta + L_s \frac{d}{dt} i_\beta + \omega_e \psi_F \sin\theta_e \tag{4.6}$$

Rotorun elektriksel hız ifadesi Eşitlik 4.7'deki gibidir.

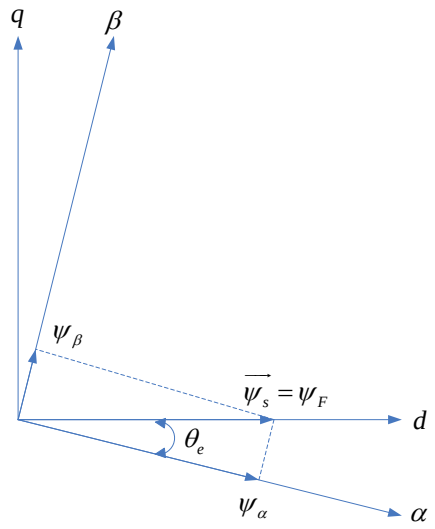
$$\frac{d}{dt}\omega_e = \frac{P}{2}\frac{a^2 K_T\left[-i_\alpha \sin\theta_e + i_\beta \cos\theta_e\right] - aT_L - \dfrac{2B\omega_e}{P} - aT_f \operatorname{sgn}(\omega_e)}{J} \tag{4.7}$$

Konum kontrolüne giden yol, yüksek başarımlı bir hız kontrolünden geçtiği için öncelikle hız kestirim yöntemleri incelenecek ve yapılacak benzetimler sonucunda bu yöntemlerden hangilerinin konum kontrolü için uygun olduğuna karar verilecektir.

4.1 Açık Çevrimli Akı Kestiricisi Tabanlı Hız Kestirimi

Bu yöntemle $\alpha\beta$-ekseni akıları hesaplanacak daha sonra birtakım geometrik ifadelerden faydalanılarak rotorun elektriksel hızı ω_e bulunacaktır. Yapılan işlem aslında geri beslemesiz integral alma işlemidir.

Şekil 3.1'den yola çıkılarak, $\overrightarrow{\psi_s} = \psi_F$ kabulü yapılırsa, stator akısı için fazör diyagramı tekrar çizilecek olursa Şekil 4.1 elde edilir.



Şekil 4.1: SMSM'da Akı Vektörünün $\alpha\beta$-Ekseninde Gösterimi $(i_d = 0, \overrightarrow{\psi_s} = \psi_F)$

Bu fazör diyagramı için Eşitlik 4.8-4.11 yazılabilir.

$$\hat{\psi}_s = \left|\overrightarrow{\hat{\psi}_s}\right| = \sqrt{\hat{\psi}_\alpha^2 + \hat{\psi}_\beta^2} \tag{4.8}$$

$$\sin\hat{\theta}_e = \frac{\hat{\psi}_\beta}{\hat{\psi}_s} \tag{4.9}$$

$$\cos\hat{\theta}_e = \frac{\hat{\psi}_\alpha}{\hat{\psi}_s} \tag{4.10}$$

$$\tan\hat{\theta}_e = \frac{\hat{\psi}_\beta}{\hat{\psi}_\alpha} \tag{4.11}$$

Eşitlik 4.11'in türevi alınır ve gerekli düzenlemeler yapılırsa rotorun kestirilen elektriksel hızı $\hat{\omega}_e$ için aşağıdaki ifadeler yazılabilir [2].

$$\hat{\omega}_e = \frac{d}{dt}\hat{\theta}_e = \frac{\dot{\hat{\psi}}_\beta\hat{\psi}_\alpha - \dot{\hat{\psi}}_\alpha\hat{\psi}_\beta}{\hat{\psi}_s^2} \tag{4.12a}$$

$$\hat{\omega}_e = \frac{d}{dt}\hat{\theta}_e = \frac{(v_\beta - R_s i_\beta)\hat{\psi}_\alpha - (v_\alpha - R_s i_\alpha)\hat{\psi}_\beta}{\hat{\psi}_s^2} \tag{4.12b}$$

Bu işlemlerin pratikte gerçekleştirilmesinde sayısal işaret işleyici kullanılacağı düşünülürse, T_c (sn) örnekleme zamanı olmak üzere, ifadelerin ayrık zamanda yazılması gerekmektedir. Ayrık zamandaki akı, hız ve konum ifadeleri aşağıdaki gibidir [4].

$$\hat{\psi}_\alpha(k+1) = \hat{\psi}_\alpha(k) + T_c\left[v_\alpha(k) - R_s i_\alpha(k)\right] \tag{4.13}$$

$$\hat{\psi}_\beta(k+1) = \hat{\psi}_\beta(k) + T_c\left[v_\beta(k) - R_s i_\beta(k)\right] \tag{4.14}$$

$$\hat{\omega}_e(k+1) = \frac{\hat{\psi}_\alpha(k)\hat{\psi}_\beta(k+1) - \hat{\psi}_\beta(k)\hat{\psi}_\alpha(k+1)}{T_c\left[\hat{\psi}_\alpha^2(k+1) + \hat{\psi}_\beta^2(k+1)\right]} \tag{4.15}$$

$$\hat{\theta}_e(k+1) = \hat{\theta}_e(k) + T_c\hat{\omega}_e(k) \tag{4.16}$$

k : Adım sayısı

Hızın elde edilmesinde izlenebilecek bir diğer yol, Eşitlik 4.11'den faydalanarak konumun bulunması ve bulunan bu değerin türevi alınarak hız ifadesinin elde edilmesidir. Fakat türev alma işleminin pratikte doğurabileceği olumsuz sonuçlardan kaçınmak amacıyla böyle bir yol izlenmemiştir [4].

4.2 Luenberger Gözleyicisi Tabanlı Hız Kestirimi

Gözleyiciler, durum değişkenleri yaklaşımına dayanan, modern kontrol teorisinin gelişimi ile birlikte ortaya çıkmış bir kavramdır. Kontrol edilen sistemin durumlarına fiziksel olarak erişilemediği hallerde veya erişilebilen durumların çok sayıda olması ve bu durumların ölçülmesini sağlayan düzeneklerin kontrol sisteminin maliyetini arttırması nedeniyle sistemin diğer durumlarını kestirmek ya da gözlemek için kullanılırlar [51].

Bir gözleyicinin tasarlanabilmesi, ilk defa R. Kalman tarafından ortaya atılan gözlenebilirlik genel koşulunun kontrol edilen sistem tarafından sağlanmasına bağlıdır. Gözlenebilirlik ifadesini daha detaylı olarak inceleyebilmek adına aşağıdaki sistem ele alınacaktır.

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t) \tag{4.17}$$

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{C}\mathbf{x}(t) \tag{4.18}$$

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

Eğer $t_0 \le t \le t_f$ sonlu zaman aralığında sistem her bir durumu, $\mathbf{u}(t)$ girişi için $\mathbf{y}(t)$ çıkışı ile belirlenebilirse, sistem tümüyle gözlenebilir denir. Bu koşul ise Eşitlik 4.19 ile ifade edilen gözlenebilirlik matrisi rankının n olması ile sağlanır [52].

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} \mathbf{C} \\ \mathbf{CA} \\ \vdots \\ \mathbf{CA}^{n-1} \end{bmatrix}_{nk\times n} \tag{4.19}$$

Sistemdeki gözlenemeyen durumların sayısı ise Eşitlik 4.20 ile bulunabilir [53].

$$d = n - rank(\mathbf{G}) \tag{4.20}$$

Bu ve bundan sonraki başlıklarda tasarlanacak gözleyici yapıları ile açık çevrimli akı kestiricisi arasındaki en temel fark, bir düzeltme teriminin bulunmasıdır [4]. Bu

düzeltme terimi, ölçülen ve kestirilen çıkış vektörlerinin farkının gözleyici kazancı ile çarpımından ibarettir.

Luenberger gözleyicisi (LG) zamanla değişmeyen, doğrusal sistemler için tasarlanmış belirgin (deterministic) model tabanlı bir gözleyicidir [54]. Eşitlik 4.17 ve Eşitlik 4.18 ile tanımlanan sistem için gözleyici modeli aşağıdaki gibidir.

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t) + \mathbf{L}\left[\mathbf{y}(t) - \hat{\mathbf{y}}(t)\right] \tag{4.21}$$

$$\hat{\mathbf{y}}(t) = \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}}(t) \tag{4.22}$$

$\mathbf{L}$: LG kazancı

Söz konusu olan sistemin bir SMSM olduğu düşünülürse Eşitlik 4.21 ve Eşitlik 4.22 aşağıdaki hale getirilebilir.

$$\begin{aligned}\frac{d}{dt}\underbrace{\begin{bmatrix}\hat{i}_\alpha\\ \hat{i}_\beta\\ \hat{\psi}_\alpha\\ \hat{\psi}_\beta\end{bmatrix}}_{\dot{\hat{\mathbf{x}}}} &= \underbrace{\begin{bmatrix}-\frac{R_s}{L_s} & 0 & 0 & 0\\ 0 & -\frac{R_s}{L_s} & 0 & 0\\ -R_s & 0 & 0 & 0\\ 0 & -R_s & 0 & 0\end{bmatrix}}_{\mathbf{A}}\underbrace{\begin{bmatrix}\hat{i}_\alpha\\ \hat{i}_\beta\\ \hat{\psi}_\alpha\\ \hat{\psi}_\beta\end{bmatrix}}_{\hat{\mathbf{x}}} + \underbrace{\begin{bmatrix}\frac{1}{L_s} & 0 & \frac{\hat{\omega}_e \sin\hat{\theta}_e}{L_s}\\ 0 & \frac{1}{L_s} & -\frac{\hat{\omega}_e \cos\hat{\theta}_e}{L_s}\\ 1 & 0 & 0\\ 0 & 1 & 0\end{bmatrix}}_{\mathbf{B}}\underbrace{\begin{bmatrix}v_\alpha\\ v_\beta\\ \psi_F\end{bmatrix}}_{\mathbf{u}}\\ &+ \mathbf{L}\left(\underbrace{\begin{bmatrix}i_\alpha\\ i_\beta\end{bmatrix}}_{\mathbf{y}} - \underbrace{\begin{bmatrix}\hat{i}_\alpha\\ \hat{i}_\beta\end{bmatrix}}_{\hat{\mathbf{y}}}\right)\end{aligned} \tag{4.23}$$

$$\underbrace{\begin{bmatrix}\hat{i}_\alpha\\ \hat{i}_\beta\end{bmatrix}}_{\hat{\mathbf{y}}} = \underbrace{\begin{bmatrix}1 & 0 & 0 & 0\\ 0 & 1 & 0 & 0\end{bmatrix}}_{\mathbf{C}}\underbrace{\begin{bmatrix}\hat{i}_\alpha\\ \hat{i}_\beta\\ \hat{\omega}_e\\ \hat{\theta}_e\end{bmatrix}}_{\hat{\mathbf{x}}} \tag{4.24}$$

Gözleyici modeli ayrık zamanda tanımlanacak olursa aşağıdaki ifade elde edilir.

$$\hat{\mathbf{x}}(k+1) = \mathbf{A_d}\hat{\mathbf{x}}(k) + \mathbf{B_d}\mathbf{u}(k) + \mathbf{L_d}\left[\mathbf{y}(k) - \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}}(k)\right] \tag{4.25}$$

Tasarlanacak olan diğer gözleyici yapılarında da benzer bir yaklaşım izlenecektir.

Sistem matrisi ve giriş matrisinin ayrık zamanda gösterimleri Eşitlik 4.26 ve Eşitlik 4.27'deki gibidir [4].

$$\mathbf{A_d} = e^{\mathbf{A}T_c} \cong \mathbf{I} + \mathbf{A}T_c + \overbrace{\frac{(\mathbf{A}T_c)^2}{2} + \cdots}^{ihmal\ edilebilir} \tag{4.26}$$

$$\mathbf{B_d} = \int_0^{T_c} \left(e^{\mathbf{A}T_c}\right)\mathbf{B}d\tau \cong \mathbf{B}T_c + \overbrace{\mathbf{AB}T_c^2 + \cdots}^{ihmal\ edilebilir} \tag{4.27}$$

$$\mathbf{L_d} = \mathbf{L}T_c \tag{4.28}$$

Yüksek dereceli seri açılımlar kullanmak Eşitlik 4.26 ve Eşitlik 4.27'yi daha doğru hale getirecektir fakat örnekleme zamanın da arttırılması gerekebileceğinden birinci dereceden açılımlar uygun olacaktır. Son olarak, kestirilen elektriksel hız ve konumun bulunmasında Eşitlik 4.15 ve Eşitlik 4.16'dan faydalanılacaktır.

4.3 Kalman Filtresi Tabanlı Hız Kestirimi

Kalman filtresi [55], LG'den farklı olarak olasıl (stochastic) model tabanlı bir gözleyicidir. Bu sebepten sistemin ayrık zamandaki modeli yeniden tanımlanmalıdır.

$$\mathbf{x}(k+1) = \mathbf{A_d}\mathbf{x}(k) + \mathbf{B_d}\mathbf{u}(k) + \mathbf{w}(k) \tag{4.29}$$

$$\mathbf{z}(k+1) = \mathbf{H}\mathbf{x}(k+1) + \mathbf{v}(k+1) \tag{4.30}$$

Burada $\mathbf{w}(k)$ ve $\mathbf{v}(k+1)$, sırasıyla, sistem ve ölçme gürültülerini temsil etmektedir. Birbirinden bağımsız, sıfır ortalama değerli, beyaz ve Gauss'yen biçimli gürültülerdir.

Pratikte sistem gürültüsü kovaryans matrisi $\mathbf{Q}$ ve ölçme gürültüsü kovaryans matrisi $\mathbf{R}$, her adımda değişmelidir fakat burada sabit oldukları kabul edilmiştir.

$\hat{\mathbf{x}}^-(k) \in \mathbb{R}^n$ önceki (priori), $\hat{\mathbf{x}}(k) \in \mathbb{R}^n$ ise sonraki (posteriori) durum kestirimi olarak adlandırılır. Kestirim hataları Eşitlik 4.31 ve Eşitlik 4.32 ile tanımlanır.

$$\mathbf{e}^-(k) \equiv \mathbf{x}(k) - \hat{\mathbf{x}}^-(k) \tag{4.31}$$

$$\mathbf{e}(k) \equiv \mathbf{x}(k) - \hat{\mathbf{x}}(k) \tag{4.32}$$

Bu kestirim hatalarının kovaryans matrisleri ise, sırasıyla, $\mathbf{P}^{-}(k)$ ve $\mathbf{P}(k)$ ile gösterilmektedir.

Kalman filtresi (KF) algoritması iki aşamada gerçekleşmektedir. Bu aşamalar zaman güncellemesi (ya da öngörü) ve ölçme güncellemesi (ya da düzeltme) olarak adlandırılır [56].

$$\hat{\mathbf{x}}^{-}(k+1) = \mathbf{A_d}\hat{\mathbf{x}}(k) + \mathbf{B_d}\mathbf{u}(k) \tag{4.33}$$

$$\mathbf{P}^{-}(k+1) = \mathbf{A_d}\mathbf{P}(k)\mathbf{A_d^T} + \mathbf{Q} \tag{4.34}$$

$$\mathbf{K}(k+1) = \mathbf{P}^{-}(k+1)\mathbf{H}^{\mathbf{T}}\left[\mathbf{H}\mathbf{P}^{-}(k+1)\mathbf{H}^{\mathbf{T}} + \mathbf{R}\right]^{-1} \tag{4.35}$$

$$\hat{\mathbf{x}}(k+1) = \hat{\mathbf{x}}^{-}(k+1) + \mathbf{K}(k+1)\left[\mathbf{z}(k+1) - \mathbf{H}\hat{\mathbf{x}}^{-}(k+1)\right] \tag{4.36}$$

$$\mathbf{P}(k+1) = \left[\mathbf{I} - \mathbf{K}(k+1)\mathbf{H}\right]\mathbf{P}^{-}(k+1) \tag{4.37}$$

$\mathbf{K}(k+1)$: KF kazancı

Eşitlik 4.33 ve Eşitlik 4.34, zaman güncellemesine ait adımları oluşturmaktadır.

Hız ve konum kestirimi, LG'ne benzer biçimde, Eşitlik 4.15 ve Eşitlik 4.16'dan faydalanılarak elde edilir.

Eşitlik 4.38-4.41 ile LG ve KF için alternatif bir sistem modeli oluşturulabilir [33].

$$\frac{d}{dt}i_\alpha = -\frac{R_s}{L_s}i_\alpha + \frac{\omega_e\psi_F\sin\theta_e}{L_s} + \frac{v_\alpha}{L_s} \tag{4.38}$$

$$\frac{d}{dt}i_\beta = -\frac{R_s}{L_s}i_\beta - \frac{\omega_e\psi_F\cos\theta_e}{L_s} + \frac{v_\beta}{L_s} \tag{4.39}$$

$$\frac{d}{dt}\sin\theta_e = \omega_e\cos\theta_e \tag{4.40}$$

$$\frac{d}{dt}cos\theta_e = -\omega_e\sin\theta_e \tag{4.41}$$

Alternatif model için hız kestirimi ise aşağıdaki gibi yapılmaktadır.

$$\hat{\omega}_e = -\sin\hat{\theta}_e \frac{d}{dt}\cos\hat{\theta}_e + \cos\hat{\theta}_e \frac{d}{dt}\sin\hat{\theta}_e \tag{4.42}$$

4.4 Genişletilmiş Luenberger Gözleyicisi İle Hız Kestirimi

LG'nin SMSM gibi doğrusal olmayan sistemlere uygulanmış halidir [37]. Genişletilmiş gözleyici yapılarında, daha önceki yöntemlerden farklı olarak hız ve kimi zaman konum ile yük momenti de durum vektörü içinde yer alacaktır.

Belirgin model tabanlı gözleyicilerin, $\alpha\beta$-ekseni yerine dq-ekseninde tanımlanırsa daha doğru sonuç verdiğini gösteren çalışmalar mevcuttur [38,41]. Bu yüzden genişletilmiş Luenberger gözleyicisi (GLG) dq-ekseninde tanımlanan GLG_{dq} ve $\alpha\beta$-ekseninde tanımlanan $\text{GLG}_{\alpha\beta}$ şeklinde her iki eksen takımı için de tasarlanacaktır.

Sistemin doğrusal olmayan bir yapıda yeniden modellenmesi gerekmektedir.

$$\mathbf{x}(k+1) = f\left(\mathbf{x}(k), \mathbf{u}(k)\right) = \mathbf{A_d}\left(\mathbf{x}(k)\right)\mathbf{x}(k) + \mathbf{B_d}\mathbf{u}(k) \tag{4.43}$$

$$\mathbf{y}(k+1) = h\left(\mathbf{x}(k+1)\right) = \mathbf{H}\mathbf{x}(k) \tag{4.44}$$

f, h : Doğrusal olmayan fonksiyonlar

4.4.1 dq-Ekseninde Tanımlanan Genişletilmiş Luenberger Gözleyicisi

Hız kontrolü için genişletilmiş gözleyici tasarımında iki yöntem incelenmiştir. Bu yöntemler, rotorun elektriksel hızının değişiminin yavaş olduğu $\left(\dot{\omega}_e = 0\right)$ ve yük momenti değişiminin yavaş olduğu $\left(\dot{T}_L = 0\right)$ kabulüne dayanmaktadır. İkinci yöntemde kestirilen hız ifadesinde Coulomb sürtünmesi ihmal edilecektir. Konum, durum vektörü içerisinde yer almamıştır. Çünkü böyle bir yaklaşımda sistemin gözlenebilirlik matrisinin rankı n olmamaktadır. Bunun yerine rotorun elektriksel yer değiştirmesi, Eşitlik 4.16 yardımıyla bulunacaktır. Bu kabuller altında durum

vektörü, $\mathbf{x} = \begin{bmatrix} i_d & i_q & \omega_e \end{bmatrix}^{\mathbf{T}}$ ve $\mathbf{x} = \begin{bmatrix} i_d & i_q & \omega_e & T_L \end{bmatrix}^{\mathbf{T}}$ biçiminde oluşturulacaktır. İlk olarak $\mathbf{x} = \begin{bmatrix} i_d & i_q & \omega_e \end{bmatrix}^{\mathbf{T}}$ olması halindeki sistem modeli elde edilecektir.

$$\underbrace{\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \omega_e \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & \omega_e & 0 \\ -\omega_e & -\frac{R_s}{L_s} & -\frac{\psi_F}{L_s} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \omega_e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix}}_{f(\mathbf{x},\mathbf{u})} \tag{4.45}$$

$$\underbrace{\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}}_{\mathbf{y}} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \omega_e \end{bmatrix}}_{h(\mathbf{x})} \tag{4.46}$$

F matrisi, f fonksiyonun Jacobian matrisidir ve Eşitlik 4.47 ile gösterilmiştir [56].

$$\mathbf{F}(k) = \left.\frac{\partial f}{\partial \mathbf{x}}\right|_{\mathbf{x}=\hat{\mathbf{x}}(k)} \tag{4.47a}$$

$$\mathbf{F}(k) = \begin{bmatrix} 1-\frac{T_c R_s}{L_s} & T_c\hat{\omega}_e(k) & T_c\hat{i}_q(k) \\ -T_c\hat{\omega}_e(k) & 1-\frac{T_c R_s}{L_s} & -T_c\hat{i}_d(k)-\frac{T_c\psi_F}{L_s} \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \tag{4.47b}$$

H matrisi, h fonksiyonunun Jacobian matrisidir ve Eşitlik 4.48 ile tanımlanır [56].

$$\mathbf{H}(k) = \left.\frac{\partial h}{\partial \mathbf{x}}\right|_{\mathbf{x}=\hat{\mathbf{x}}(k)} \tag{4.48a}$$

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \tag{4.48b}$$

$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} i_d & i_q & \omega_e & T_L \end{bmatrix}^{\mathbf{T}}$ olması halinde sistem modeli ve Jacobian matrisler Eşitlik 4.49-4.52 ile tanımlanmıştır.

$$\underbrace{\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \omega_e \\ T_L \end{bmatrix}}_{\dot{\mathbf{x}}} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & \omega_e & 0 & 0 \\ -\omega_e & -\frac{R_s}{L_s} & -\frac{\psi_F}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{Pa^2 K_T}{2J} & -\frac{B}{J} & -\frac{Pa}{2J} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \omega_e \\ T_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix}}_{f(\mathbf{x},\mathbf{u})} \tag{4.49}$$

$$\underbrace{\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}}_{\mathbf{y}} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \omega_e \\ T_L \end{bmatrix}}_{h(\mathbf{x})} \tag{4.50}$$

$$\mathbf{F}(k) = \begin{bmatrix} 1-\frac{T_c R_s}{L_s} & T_c\hat{\omega}_e(k) & T_c\hat{i}_q(k) & 0 \\ -T_c\hat{\omega}_e(k) & 1-\frac{T_c R_s}{L_s} & -T_c\hat{i}_d(k)-\frac{T_c\psi_F}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{T_c Pa^2 K_T}{2J} & 1-\frac{T_c B}{J} & -\frac{T_c Pa}{2J} \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \tag{4.51}$$

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{4.52}$$

GLG kazancının elde edilmesinde aşağıdaki yol izlenmiştir [41]:

- s-düzlemindeki hedeflenen gözleyici kutupları belirlenir ve z-düzlemine dönüştürülür $(i = 1,\ldots, j)$. Burada j, durum sayısıdır.

$$z_i = e^{s_i T_c} \tag{4.53}$$

- Hedeflenen polinom oluşturulur.

$$p_h(z) = \prod_{i=1}^{j} (z - z_i) \tag{4.54}$$

- Gerçek sistemin karakteristik polinomu oluşturulur.

$$p_k(z) = \det\left[z\mathbf{I} - \left(\mathbf{F}(k) - \mathbf{L_d}\left(\hat{\mathbf{x}}(k)\right)\mathbf{H} \right) \right] \tag{4.55}$$

-Hedeflenen polinom ile karakteristik polinom katsayıları eşitlenerek GLG kazancı $\mathbf{L_d}\left(\hat{\mathbf{x}}(k)\right)$ hesaplanır.

4.4.2 $\alpha\beta$ -Ekseninde Tanımlanan Genişletilmiş Luenberger Gözleyicisi

Durum vektörünün $\mathbf{x} = \begin{bmatrix} i_\alpha & i_\beta & \omega_e \end{bmatrix}^{\mathbf{T}}$ olması halinde sistem modeli aşağıdaki gibidir.

$$\underbrace{\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ \omega_e \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & 0 & \frac{\psi_F \sin\theta_e}{L_s} \\ 0 & -\frac{R_s}{L_s} & -\frac{\psi_F \cos\theta_e}{L_s} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ \omega_e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix}}_{f(\mathbf{x},\mathbf{u})} \tag{4.56}$$

$$\underbrace{\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}}_{\mathbf{y}} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ \omega_e \end{bmatrix}}_{h(\mathbf{x})} \tag{4.57}$$

Durum vektörünün $\mathbf{x} = \begin{bmatrix} i_\alpha & i_\beta & \omega_e & T_L \end{bmatrix}^{\mathbf{T}}$ olması halinde ise sistem modeli Eşitlik 4.58 ve Eşitlik 4.59 ile verilmiştir.

$$\frac{d}{dt}\underbrace{\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ \omega_e \\ T_L \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}} = f(\mathbf{x},\mathbf{u}) = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & 0 & \frac{\psi_F \sin\theta_e}{L_s} & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_s} & -\frac{\psi_F \cos\theta_e}{L_s} & 0 \\ -\frac{Pa^2 K_T \sin\theta_e}{2J} & \frac{Pa^2 K_T \cos\theta_e}{2J} & -\frac{B}{J} & -\frac{Pa}{2J} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}(\mathbf{x})} \underbrace{\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ \omega_e \\ T_L \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}} \underbrace{\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix}}_{\mathbf{u}} \quad \textbf{(4.58)}$$

$$\underbrace{\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}}_{\mathbf{y}} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{h(\mathbf{x})} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ \omega_e \\ T_L \end{bmatrix} \quad \textbf{(4.59)}$$

Rotorun elektriksel yer değiştirmesi, $\mathbf{F}(k)$, $\mathbf{H}$ ve gözleyici kazancı GLG_{dq} tasarımındakine benzer biçimde hesaplanacaktır.

4.5 Genişletilmiş Kalman Filtresi İle Hız Kestirimi

Kalman filtresinin doğrusal olmayan sistemlere uygulanmış halidir [56]. Genişletilmiş Luenberger gözleyicisi tasarımına benzer biçimde iki ayrı gözleyici tasarlanacaktır.

Genişletilmiş Kalman filtresi (GKF) için sistemin ayrık zamandaki modeli Eşitlik 4.60 ve Eşitlik 4.61 ile verilmiştir.

$$\mathbf{x}(k+1) = f\left(\mathbf{x}(k),\mathbf{u}(k),\mathbf{w}(k)\right) = \mathbf{A}_\mathbf{d}\left(\mathbf{x}(k)\right)\mathbf{x}(k) + \mathbf{B}_\mathbf{d}\mathbf{u}(k) + \mathbf{w}(k) \quad \textbf{(4.60)}$$

$$\mathbf{z}(k+1) = h\left(\mathbf{x}(k+1),\mathbf{v}(k+1)\right) = \mathbf{H}\mathbf{x}(k+1) + \mathbf{v}(k+1) \quad \textbf{(4.61)}$$

Hız değişiminin yavaş olduğu kabul edilirse Eşitlik 4.62 ve Eşitlik 4.63 yazılabilir [2].

$$\underbrace{\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ \omega_e \\ \theta_e \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} i_\alpha + \frac{\omega_e \psi_F \sin\theta_e}{L_s} \\ -\frac{R_s}{L_s} i_\beta - \frac{\omega_e \psi_F \cos\theta_e}{L_s} \\ 0 \\ \omega_e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} + \mathbf{w}}_{f(\mathbf{x},\mathbf{u},\mathbf{w})} \tag{4.62}$$

$$\underbrace{\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}}_{\mathbf{z}} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ \omega_e \\ \theta_e \end{bmatrix}}_{h(\mathbf{x},\mathbf{v})} + \mathbf{v} \tag{4.63}$$

Bu durumda $\mathbf{F}(k)$ ve $\mathbf{H}$ matrisleri Eşitlik 4.64 ve Eşitlik 4.65 ile tanımlanır. Aslında $\mathbf{H}$ matrisi, Eşitlik 4.48a'dakine benzer biçimde fakat $\mathbf{x} = \hat{\mathbf{x}}^-(k)$ için elde edilmelidir ancak sonuç değişmeyecektir.

$$\mathbf{F}(k) = \begin{bmatrix} 1 - \frac{T_c R_s}{L_s} & 0 & \frac{T_c \psi_F \sin\hat{\theta}_e(k)}{L_s} & \frac{T_c \hat{\omega}_e(k) \psi_F \cos\hat{\theta}_e(k)}{L_s} \\ 0 & 1 - \frac{T_c R_s}{L_s} & -\frac{T_c \psi_F \cos\hat{\theta}_e(k)}{L_s} & \frac{T_c \hat{\omega}_e(k) \psi_F \sin\hat{\theta}_e(k)}{L_s} \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & T_c & 1 \end{bmatrix} \tag{4.64}$$

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{4.65}$$

Yük değişiminin yavaş olduğu kabulü altında sistem modeli ve Jacobian matrisleri Eşitlik 4.66-4.69 ile tanımlanır [8].

$$\underbrace{\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ \omega_e \\ \theta_e \\ T_L \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} i_\alpha + \frac{\omega_e \psi_F \sin\theta_e}{L_s} \\ -\frac{R_s}{L_s} i_\beta - \frac{\omega_e \psi_F \cos\theta_e}{L_s} \\ \frac{P}{2}\frac{a^2 K_T\left[-i_\alpha \sin\theta_e + i_\beta \cos\theta_e\right] - aT_L - \frac{2B\omega_e}{P}}{J} \\ \omega_e \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} + \mathbf{w}}_{f(\mathbf{x},\mathbf{u},\mathbf{w})} \quad \textbf{(4.66)}$$

$$\underbrace{\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}}_{\mathbf{z}} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ \omega_e \\ \theta_e \\ T_L \end{bmatrix} + \mathbf{v}}_{h(\mathbf{x},\mathbf{v})} \quad \textbf{(4.67)}$$

$$\mathbf{F}(k) = \begin{bmatrix} 1-\frac{T_c R_s}{L_s} & 0 & \frac{T_c \psi_F \sin\hat{\theta}_e(k)}{L_s} \\ 0 & 1-\frac{T_c R_s}{L_s} & -\frac{T_c \psi_F \cos\hat{\theta}_e(k)}{L_s} \\ -\frac{T_c P a^2 K_T \sin\hat{\theta}_e(k)}{2J} & \frac{T_c P a^2 K_T \cos\hat{\theta}_e(k)}{2J} & 1-\frac{T_c B}{J} \\ 0 & 0 & T_c \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$
$$\begin{bmatrix} \frac{T_c \hat{\omega}_e(k) \psi_F \cos\hat{\theta}_e(k)}{L_s} & 0 \\ \frac{T_c \hat{\omega}_e(k) \psi_F \sin\hat{\theta}_e(k)}{L_s} & 0 \\ -\frac{T_c P a^2 K_T\left[\hat{i}_\alpha(k)\cos\hat{\theta}_e(k) + \hat{i}_\beta(k)\sin\hat{\theta}_e(k)\right]}{2J} & -\frac{T_c P a}{2J} \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad \textbf{(4.68)}$$

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \textbf{(4.69)}$$

GKF algoritması, KF algoritmasına benzer biçimde olacaktır.

$$\hat{\mathbf{x}}^{-}(k+1) = f\left(\hat{\mathbf{x}}(k), \mathbf{u}(k), 0\right) \tag{4.70}$$

$$\mathbf{P}^{-}(k+1) = \mathbf{F}(k)\mathbf{P}(k)\mathbf{F}^{\mathbf{T}}(k) + \mathbf{Q} \tag{4.71}$$

$$\mathbf{K}(k+1) = \mathbf{P}^{-}(k+1)\mathbf{H}^{\mathbf{T}}\left[\mathbf{H}\mathbf{P}^{-}(k+1)\mathbf{H}^{\mathbf{T}} + \mathbf{R}\right]^{-1} \tag{4.72}$$

$$\hat{\mathbf{x}}(k+1) = \hat{\mathbf{x}}^{-}(k+1) + \mathbf{K}(k+1)\left[\mathbf{z}(k+1) - h\left(\hat{\mathbf{x}}^{-}(k+1), 0\right)\right] \tag{4.73}$$

$$\mathbf{P}(k+1) = \left[\mathbf{I} - \mathbf{K}(k+1)\mathbf{H}\right]\mathbf{P}^{-}(k+1) \tag{4.74}$$

5. HIZ KONTROLÜNE YÖNELİK BENZETİM ÇALIŞMALARI

Bu kısımda hız kontrolüne yönelik gözleyici yapıları için MATLAB®/Simulink paket programı yardımıyla gerçekleştirilen benzetim sonuçlarına yer verilecektir. Tasarlanan yöntemler, kullanılan sistem (dolayısıyla gözleyici) modelinin doğrusallığına göre iki ayrı kısımda incelenecektir.

Benzetimlerde kullanılan motora ilişkin anma değerleri ile diğer büyüklüklere Ek A'da yer verilmiştir.

Tez içerisinde yer alan bütün benzetimlerde $t \leq 0$ için motorun duruyor olduğu varsayılmış ve durum vektörünün başlangıç şartı buna göre seçilmiştir. Örnekleme zamanı $T_c = 100 \mu sn$ alınmıştır. Sisteme herhangi bir yüksek frekanslı işaret eklenmesi söz konusu değildir.

Hız kontrolü uygulamalarında başarım incelenirken hız terslendirilmiş ve motor basamak şeklinde yüklenmiştir. Şöyle ki referans hız; ilk $3sn$'de motor anma hızına çıkartılmış $(\omega_L^* = \omega_{mN}/a)$, $3sn$ bu değerde kalınmış, sonraki $3sn$'de hız sıfır yapılmış, takip eden $3sn$ boyunca hız anma değerine terslendirilmiş, yine $3sn$ bu değerde kalınmış ve son olarak da hız $3sn$ içerisinde sıfıra getirilmiştir. Bu esnada motor ilk $5sn$ boyunca anma değeriyle yüklenmiş $(T_L = aT_N)$, $5-13sn$ arasında hiç bir yük uygulanmamış, $13-18sn$ arasında terslendirilmiş anma değeri $(T_L = -aT_N)$ ile yüklenmiştir.

Gözleyici başarımı incelenirken gerçek değerler ile kestirilen değerler arasındaki farka, kontrolör başarımı incelirken referans değerler ile kestirilen değerler arasındaki fark bakılmalıdır.

5.1 Sistem Modelinin Doğrusal Olduğu Hız Kestirim Yöntemlerin Karşılaştırılması

İlk olarak açık çevrimli akı kestiricisi (AÇAK), LG ve KF tabanlı hız kestirim yöntemleri incelenecektir. Bu yöntemler düşük hızlarda (genellikle nominal hızın

%5'i veya 1-2 Hz'den düşük değerlerde) kullanılamamaktadır [2,4]. Çünkü bu bölgede R_s direnci üzerindeki gerilim düşümü oldukça etkin bir hale gelir. Güç elektroniği devrelerindeki gerilim düşümleri, stator direncinin sıcaklıkla değişimi, ölü zaman etkileri ve gerilimdeki dalgalanmalar gibi faktörler de bu yöntemlerin yüksek başarımlı uygulamalarda kullanılmasını olanaksız kılmaktadır. Eğer analog integratörler söz konusuysa kayma (drift) etkisi için de ayrıca önlem alınmalıdır. Tüm bunların yanında Eşitlik 4.15 ve Eşitlik 4.16 ile ifade edilen kestirilen hız, doğrudan geri besleme işareti olarak kullanılamaz [4]. Sisteme mutlaka alçak geçiren bir filtre ilave edilmelidir [4]. Filtre katsayısının belirlenmesindeki zorluklar ve filtrenin sistem dinamiği üzerindeki etkileri diğer olumsuzluklardır.

Bahsedilen bu sebeplerden ötürü sistem modelinin doğrusal olduğu yöntemlerle hız kestirimi yapılırken motora belirli bir hıza ulaşıncaya kadar açık çevrimli kontrol uygulanması (ve referans işaretin rampa biçiminde değiştirilmesi), akı kestiriminde yeterli doğruluk sağlanınca kapalı çevrimli kontrole geçilmesi önerilmektedir [2].

Benzetimler esnasında bu yöntemler çevrimdışı olarak çalıştırılmıştır yani kestirilen ifadeler geri besleme işareti olarak kullanılmamıştır. Fakat genişletilmiş gözleyicilerde eşzamanlı bir çalışma söz konusudur. Filtre zaman sabiti olarak (T_{filtre}) $0.01sn$ ve $0.05sn$ seçilmiştir.

LG için bütün elemanları 0.1 olan 4×2 boyutunda bir gözleyici kazanç matrisi ($\mathbf{L}$) uygun görülmüştür.

KF tasarımındaki en kritik nokta kovaryans matrislerinin başlangıç değerlerinin seçimidir. Kestirilen durum sayısının dört olduğu varsayılsın (örneğin $\mathbf{x}=\begin{bmatrix} i_\alpha & i_\beta & \omega_e & \theta_e \end{bmatrix}$). Bu da demektir ki $\mathbf{Q}$, $\mathbf{R}$ ve $\mathbf{P}$ matrislerinin boyutları sırasıyla 4×4, 2×2 ve 4×4 olacaktır. Öyleyse toplam 36 tane kovaryans matrisi elemanı seçimi söz konusudur. Gürültü sinyallerinin birbirinden bağımsız olduğu düşünülürse bu matrisler diagonal hale gelecektir. Ayrıca matris elemanlarının $\alpha\beta$-eksenine bağlı olmadığı göz önüne alınırsa $\mathbf{Q}$, $\mathbf{R}$ ve $\mathbf{P}$ matrisleri için ilk değerler aşağıdaki gibi olacaktır.

$$\mathbf{Q}=\mathbf{Q}(0)=diag\begin{bmatrix} Q1 & Q1 & Q2 & Q3 \end{bmatrix} \quad \textbf{(5.1)}$$

$$\mathbf{R}=\mathbf{R}(0)=diag\begin{bmatrix} R1 & R1 \end{bmatrix} \quad \textbf{(5.2)}$$

$$\mathbf{P}(0) = diag\begin{bmatrix} P1 & P1 & P2 & P3 \end{bmatrix} \quad \textbf{(5.3)}$$

$Q1, Q2, Q3, R1, P1, P2, P3$: Matris elemanları

Görüldüğü üzere tasarım parametrelerinin sayısında oldukça büyük bir azalma $(36 \rightarrow 7)$ olmuştur [4]. Bir adım daha öteye gidilecek olursa, $R1$ değeri kullanılan ölçme düzeneklerinden yola çıkılarak bilinebilmektedir ve $\mathbf{P}(0)$ matrisinin elemanlarını aynı seçmenin, bu çalışmada, gözleyici dinamiği üzerinde neredeyse hiçbir etkisinin olmaması sebebiyle tasarım parametresi olarak sadece $\mathbf{Q}$ matrisi ele alınabilir. Bu sebepten $\mathbf{Q}$ matrisi, kestirim hatası ve yakınsama süresini mümkün olduğunca azaltacak biçimde deneme-yanılma yoluyla belirlenmiştir. Literatürde [4,13,28,29,57,58] kovaryans matrislerinin seçimiyle ilgili bir takım yorumlar yapılsa da çalışmalarda deneme-yanılma yoluna gidilmiştir.

Bu durumda LKF uygulaması için kovaryans matrislerinin değerleri aşağıdaki gibi seçilmiştir.

$$\mathbf{Q} = diag\begin{bmatrix} 10^{-6} & 10^{-6} & 10^{-2} & 10^{-2} \end{bmatrix} \quad \textbf{(5.4)}$$

$$\mathbf{R} = diag\begin{bmatrix} 10^{-6} & 10^{-6} \end{bmatrix} \quad \textbf{(5.5)}$$

$$\mathbf{P}(0) = diag\begin{bmatrix} 10 & 10 & 10 & 10 \end{bmatrix} \quad \textbf{(5.6)}$$

Sistem modelinin doğrusal olduğu hız kestirim yöntemleri için elde edilen benzetim sonuçlarına Şekil B.1-3'de yer verilmiştir.

5.2 Sistem Modelinin Doğrusal Olmadığı Hız Kestirim Yöntemlerinin Karşılaştırılması

GLG'nin dayanıklılığını sınamak için üç farklı benzetim yapılmıştır.Bu benzetimler sadece GLG_{dq} için yapılmış olup izlenilmesi istenilen hız işareti ile yük momentindeki değişimler aşağıdaki gibidir söz konusudur.

$$D1 = \begin{cases} 0-3sn \rightarrow \omega_L^* = \omega_{mN}/a \\ 0-3sn \rightarrow T_L = aT_N \end{cases} \quad \textbf{(5.7)}$$

$$D2=\begin{cases}0-3sn\rightarrow \omega_L^*=a\omega_{mN}\\ 0-2.4sn\rightarrow T_L=aT_N\\ 2.4-3sn\rightarrow T_L=\dfrac{aT_N}{2}\end{cases} \tag{5.8}$$

$$D3=\begin{cases}0-3sn\rightarrow \omega_L^*=a\omega_{mN}\\ 0-2.4sn\rightarrow T_L=aT_N\\ 2.4-3sn\rightarrow T_L=0\end{cases} \tag{5.9}$$

Gözleyici kutuplarının seçiminde motorun zaman sabitlerinden faydalanılmıştır. SMSM'un kutupları rotor hızıyla beraber değişmektedir. Tez kapsamında gözleyici kutupları sabit alınmıştır. Hızla beraber değişen kutuplar seçilerek gözleyici performansını arttırmak mümkün olabilir [39]. GLG kazancının elde edilmesinde MATLAB'ın kutup yerleştirme algoritması kullanılmıştır [39,41,44]. Bu durumda GLG kazancının bulunması için aşağıdaki ifadenin MATLAB komut satırına yazılması gerekmektedir [53].

$$place\left(F',H',\exp\left(T_c\times\begin{bmatrix}s_1 & s_2 & \dots & s_j\end{bmatrix}\right)\right).' \tag{5.10}$$

GLG tasarımında hedeflenen gözleyici kutup değerleri aşağıdaki gibidir.

$$\mathbf{p_1}=\begin{bmatrix}s_1 & s_2 & s_3\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}-250 & -250 & -275\end{bmatrix} \tag{5.11}$$

Benzer biçimde iki farklı gözleyici kutup değeri daha oluşturulmuştur.

$$\mathbf{p_2}=\begin{bmatrix}-750 & -750 & -825\end{bmatrix} \tag{5.12}$$

$$\mathbf{p_3}=\begin{bmatrix}-2500 & -2500 & -5000\end{bmatrix} \tag{5.13}$$

Eğer $\dot{T}_L=0$ kabulü söz konusu ise $\mathbf{p_1}$, $\mathbf{p_2}$ ve $\mathbf{p_3}$ genişletilerek $\mathbf{p_4}$, $\mathbf{p_5}$ ve $\mathbf{p_6}$ elde edilmiştir.

$$\mathbf{p}_4=\begin{bmatrix}-250 & -250 & -275 & -10\end{bmatrix} \tag{5.14}$$

$$\mathbf{p}_5=\begin{bmatrix}-750 & -750 & -825 & -10\end{bmatrix} \tag{5.15}$$

$$\mathbf{p}_6 = \begin{bmatrix} -2500 & -2500 & -5000 & -10 \end{bmatrix} \quad \textbf{(5.16)}$$

GKF kovaryans matrisleri, KF'ndeki yaklaşımla seçilmiştir. Benzetimler esnasında, kestirilen durum sayısı dört ise Eşitlik 5.17-5.19, beş ise Eşitlik 5.20-5.22 ile gösterilen kovaryans matrisleri kullanılmıştır.

$$\mathbf{Q} = diag\begin{bmatrix} 10^{-9} & 10^{-9} & 8\times10^{-7} & 10^{-9} \end{bmatrix} \quad \textbf{(5.17)}$$

$$\mathbf{R} = diag\begin{bmatrix} 10^{-6} & 10^{-6} \end{bmatrix} \quad \textbf{(5.18)}$$

$$\mathbf{P}(0) = diag\begin{bmatrix} 10 & 10 & 10 & 10 \end{bmatrix} \quad \textbf{(5.19)}$$

$$\mathbf{Q} = diag\begin{bmatrix} 10^{-9} & 10^{-9} & 8\times10^{-7} & 10^{-9} & 8\times10^{-7} \end{bmatrix} \quad \textbf{(5.20)}$$

$$\mathbf{R} = diag\begin{bmatrix} 10^{-6} & 10^{-6} \end{bmatrix} \quad \textbf{(5.21)}$$

$$\mathbf{P}(0) = diag\begin{bmatrix} 10 & 10 & 10 & 10 & 10 \end{bmatrix} \quad \textbf{(5.22)}$$

GLG için hedeflenen gözleyici kutupları ve dayanıklılık sınanıyorsa yük momenti değişimi şekillerde ifade edilmiştir. Yazımda kolaylık sağlamak adına sistemin durum vektörüne ilişkin bilgi, gözleyici isimlerinde yer alacaktır. Örneğin $\mathbf{x} = \begin{bmatrix} i_d & i_q & \omega_e \end{bmatrix}^{\mathbf{T}}$ iken tasarlanan GLG, bundan böyle GLG_{dq}^{3} biçiminde gösterilecektir. Diğer genişletilmiş gözleyiciler için de aynı yazım biçimi kullanılacaktır.

Şekil C.1-2 ve Şekil D.1-3'de, sırasıyla GLG_{dq}^{3} ve GLG_{dq}^{3} için, dayanıklılık ve başarım sonuçları gösterilmiştir. Şekil E.1-2 ve Şekil F.1-2'de ise $\text{GLG}_{\alpha\beta}$ ve GKF için başarım sonuçlarına yer verilmiştir. EK E ve EK F'de elde edilen sonuçların toplu gösterimi, Şekil G.1'de mevcuttur.

5.3 Benzetimler Sonrasında Elde Edilen Sonuçların Yorumlanması

Hız kontrolüne ilişkin benzetim çalışmalarından yola çıkılarak aşağıdaki sonuçlara varılmıştır:

- AÇAK, LG, KF tabanlı hız kestirim yöntemlerinde hızın terslendirildiği veya motorun yüklendiği anlarda yani ani değişimlerde kestirim hataları artmaktadır. Bu beklenen bir sonuçtur. Ayrıca kestirimin başarımı filtre katsayısının doğru olarak bilinebilmesine bağlıdır. KF'nde gözleyici kazanç matrisi değişken olduğundan elde edilen sonuçlar bu katsayıya çok bağlı değilken LG için bunu söylemek mümkün değildir. Elde edilen veriler ışığında bu üç yöntemin konum kontrolü için uygun olmadığı söylenilebilir.

- dq-ekseninde tasarlanan GLG için dayanıklılığa ilişkin çeşitli benzetimler yapılmış, burada yük değişimi söz konusuyken kestirimin doğru sonuçlar vermediği ve değişimin artmasıyla kestirim hatalarının da arttığı gözlenmiştir. GLG_{dq} kullanılarak yüksek başarımlı bir hız kontrolü sağlanamamıştır. Fakat hedeflenen gözleyici kutuplarının s-düzleminde sola kaydırılmasının başarımı bir derece arttırdığı söylenebilir. Bu bilgi doğrultusunda $\mathrm{GLG}_{\alpha\beta}$ benzetimleri için sadece $\mathbf{p}_3$ ve $\mathbf{p}_6$ kullanılmıştır.

- $\mathrm{GLG}_{\alpha\beta}$ ve GKF ile hız kestiriminin yüksek doğrulukla yapılabildiği görülmüştür. Ancak hızın terslendirildiği bölgede $\mathrm{GLG}^3_{\alpha\beta}$ için hız kestirim hatası çok büyük bir değere çıkmıştır. Hareket denkleminin de gözleyici modelinde yer alması ile kestirim hatalarını azaltmak mümkündür.

- Yükün ani değişimleri esnasında (5. ve 13.sn'de) $\mathrm{GLG}^4_{\alpha\beta}$, GKF^5'e göre daha küçük hız kestirim hatasına sahiptir. Bunun sebebi yakınsama hızının daha yüksek oluşudur. Fakat tüm süre göz önüne alındığında en iyi sonucun GKF^5 ile elde edildiği görülmüştür.

- Gözleyici yöntemlerinin MATLAB® ortamında koşturularak, hesaplama zamanlarının karşılaştırıldığı çalışmalar mevcuttur [6,59]. Burada ilginç olan GKF ile yapılan benzetim sonuçlarının GLG ile yapılan çalışmaya göre daha kısa sürmüş olmasıdır. Oysa GLG ve GKF algoritmalarının kullanıldığı deneysel çalışmalarda

[39-41] bu iki yöntem arasındaki en büyük farkın gerektirdikleri hesap yükü olduğu ortaya konmuştur.

Bu sonuçlardan hareketle, konum kontrolü uygulamalarında iyi bir başarıma ve dayanıklılığa sahip olduğu görülen GLG $_{\alpha\beta}$ ve GKF ele alınacaktır.

6. SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORUN MEKANİK ALGILAYICISIZ VEKTÖREL KONTROLÜNE YÖNELİK KONUM KESTİRİM YÖNTEMLERİ

Bu kısımda tasarlanacak gözleyici yapıları daha önce tasarlanan ve vektörel hız kontrolü uygulamalarında kullanılan gözleyicilerle benzer olacaktır. Aralarındaki fark yük momenti denkleminin (Eşitlik 3.5) ifadelere yansıtılma şeklidir. Hız değişiminin yavaş olduğu ve başarımı arttırmak için kütle değişiminin sınırlandırıldığı $(\dot{m} = 0)$ şeklinde iki kabul yapılacak ve gözleyiciler bu kabullere göre tasarlanacaktır.

6.1 Genişletilmiş Luenberger Gözleyicisi İle Konum Kestirimi

Sadece $\mathrm{GLG}_{\alpha\beta}$ ele alınacaktır ve ifadelerde herhangi bir değişim söz konusu değildir. Çünkü burada kütle, durum vektöründe yer alamayacaktır.

6.2 Genişletilmiş Kalman Filtresi İle Konum Kestirimi

Hız değişiminin yavaş olduğu kabulü için tasarlanan gözleyici denklemlerinde herhangi bir değişiklik olmayacaktır.

$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} i_\alpha & i_\beta & \omega_e & \theta_e & m \end{bmatrix}^{\mathrm{T}}$ koşulu için sistem modeli ve Jacobian matrisler elde edilmiştir.

$$\frac{d}{dt}\underbrace{\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ \omega_e \\ \theta_e \\ m \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} i_\alpha + \frac{\omega_e \psi_F \sin\theta_e}{L_s} \\ -\frac{R_s}{L_s} i_\beta - \frac{\omega_e \psi_F \cos\theta_e}{L_s} \\ \frac{P}{2} \frac{a^2 K_T \left[-i_\alpha \sin\theta_e + i_\beta \cos\theta_e \right] - amgl \sin\left(\frac{2\theta_e}{Pa} \right) - \frac{2B\omega_e}{P}}{a^2 J_M + ml^2} \\ \omega_e \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} + \mathbf{w}}_{f(\mathbf{x},\mathbf{u},\mathbf{w})} \tag{6.1}$$

$$\underbrace{\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}}_{\mathbf{z}} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ \omega_e \\ \theta_e \\ m \end{bmatrix} + \mathbf{v}}_{h(\mathbf{x},\mathbf{v})} \tag{6.2}$$

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{6.3}$$

$$\mathbf{F}(k)=\begin{bmatrix} 1-\frac{T_c R_s}{L_s} & 0 & \frac{T_c\psi_F \sin\hat{\theta}_e(k)}{L_s} \\ 0 & 1-\frac{T_c R_s}{L_s} & -\frac{T_c\psi_F \cos\hat{\theta}_e(k)}{L_s} \\ -\frac{T_c P a^2 K_T \sin\hat{\theta}_e(k)}{2\left[a^2 J_M+\hat{m}(k)l^2\right]} & \frac{T_c P a^2 K_T \cos\hat{\theta}_e(k)}{2\left[a^2 J_M+\hat{m}(k)l^2\right]} & 1-\frac{T_c B}{\left[a^2 J_M+\hat{m}(k)l^2\right]} \\ 0 & 0 & T_c \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \frac{T_c\hat{\omega}_e(k)\psi_F \cos\hat{\theta}_e(k)}{L_s} & 0 \\ \frac{T_c\hat{\omega}_e(k)\psi_F \sin\hat{\theta}_e(k)}{L_s} & 0 \\ -\frac{T_c P a^2 K_T\left[\hat{i}_\alpha(k)\cos\hat{\theta}_e(k)+\hat{i}_\beta(k)\sin\hat{\theta}_e(k)\right]}{2\left[a^2 J_M+\hat{m}(k)l^2\right]} - \frac{T_c\hat{m}(k)gl\cos\left(\frac{2\hat{\theta}_e(k)}{Pa}\right)}{\left[a^2 J_M+\hat{m}(k)l^2\right]} & \mathbf{F}_{3\times 5} \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad \textbf{(6.4)}$$

$$\mathbf{F}_{3\times 5}=-T_c\frac{\left\{Pagl\sin\left(\frac{2\hat{\theta}_e(k)}{Pa}\right)\left[a^2 J_M+\hat{m}(k)l^2\right]\right\}}{2\left[a^2 J_M+\hat{m}(k)l^2\right]^2} \quad \textbf{(6.5)}$$
$$-T_c\frac{\left\{Pl^2\left[a^2 K_T\left(-\hat{i}_\alpha(k)\sin\hat{\theta}_e(k)+\hat{i}_\beta(k)\cos\hat{\theta}_e(k)\right)-a\hat{m}(k)gl\sin\left(\frac{2\hat{\theta}_e(k)}{Pa}\right)-\frac{2B\hat{\omega}_e(k)}{P}\right]\right\}}{2\left[a^2 J_M+\hat{m}(k)l^2\right]^2}$$

7. KONUM KONTROLÜNE YÖNELİK BENZETİM ÇALIŞMALARI

$GLG_{\alpha\beta}$ ve GKF için benzetimler yapılmıştır. Yöntemlerin karşılaştırılmasında şöyle bir yol izlenmiştir: Yük tarafına ilişkin referans mekanik açı θ_L^*, $0-1sn$ arasında 30°, $1-3sn$ arasında 120° ve $3-5sn$ arasında 90° olarak uygulanmıştır. Kütle ise $2-4sn$ arasında $6kg$, diğer sürelerde $12kg$ olacak şekilde değiştirilmiştir.

Şekil H.1-2' de $GLG_{\alpha\beta}$'ne ilişkin sonuçlara yer verilmiştir. Şekil I.1-2'de GKF'ne ilişkin sonuçlar, Şekil J.1'de ise konum kontrolüne yönelik tasarlanan gözleyicilerin kıyaslanmasını sağlayacak biçimde kestirim ve kontrolör hataları gösterilmiştir.

Benzetim sonuçların elde edilen bilgiler doğrultusunda şu yorumları yapabiliriz:

- Her iki yöntemde de kestirimin doğruluğu ve kararlılığı oldukça iyidir. Ayrıca her koşulda gözlenebilirlik şartı sağlanmıştır.

- Konumun ve kütlenin ani değişimlerinde bile oldukça iyi sonuçlar elde edilmiştir.

Benzetimler sonucunda elde edilen bilgilerden yola çıkılarak en yüksek doğrulukla konum kontrolünün, tıpkı hız kontrolünde olduğu gibi, GKF^5 ve daha sonra GKF^4 kullanılarak elde edildiği söylenebilir.

8. SONUÇLAR VE TARTIŞMA

Bu çalışmada, SMSM'un mekanik algılayıcısız vektör kontrolü için AÇAK, LG, KF tabanlı hız kestirim yöntemleri ve bunlarla beraber genişletilmiş gözleyiciler (GLG, GKF) tasarlanmıştır. Mekanik model elde edilirken çoğunlukla göz ardı edilen bir takım büyüklükler de modele dahil edilerek daha gerçekçi sonuçların elde edilmesi arzulanmıştır. Bu amaçla bahsedilen yöntemler kullanılarak, çıkış olarak ölçülen stator akımlarının yanı sıra (AÇAK hariç) yüksek başarımlı kontrol açısından önemli olan hız, konum, yük momenti veya kütle miktarı kestirimleri benzetimlerle gerçekleştirilmiştir.

Özellikle mekanik hareket denkleminin kullanıldığı genişletilmiş gözleyici yapıları ile kestirilen durumların ani değişimlerinde bile oldukça iyi sonuçlar alınmıştır. Ayrıca, daha önce asenkron motorlar için yapılan çalışmalara benzer biçimde, GLG tasarımı ayrıntılı olarak incelenmiş ve elde edilen sonuçların GKF kullanılarak yapılan kestirimlerle karşılaştırılmasına olanak sağlanmıştır. Hız kontrolüne yönelik bir çok uygulaması bulunan GLG ve GKF ile konum kontrolü gerçekleştirilmiştir.

Ancak genişletilmiş gözleyici yapılarında GLG için hedeflenen gözleyici kutuplarının, GKF için kovaryans matrislerinin seçiminde bir takım zorluklar mevcuttur. Bu değerlerin hesaplama yönteminden daha ziyade deneme-yanılma yoluyla belirlenmesi, özellikle kestirilen durum sayısı arttıkça daha sorunlu hale gelmektedir. Bu yüzden bir takım yeni yaklaşımlara gereksinim duyulmaktadır.

Ayrıca GKF'nin SMSM'un doğrusal olmayan yapısına daha uygun olduğu görülmüştür. Örneğin konum kontrolü uygulamasından GLG için sistem modeli değiştirilememişken GKF için hız kontrolünden daha farklı bir sistem modeli ele alınmıştır.

Sayısal işaret işleyicilerin işlem kapasitelerinin artması ve beraberinde maliyetlerinin düşmesiyle şu an için gerçekleştirilmesi zor olan GKF algoritmaları, motor kontrol uygulamalarında daha kolay kullanılabilecektir.

KAYNAKLAR

[1] **Bowers, B.,** 1975. *Philips Technical Review*, **35(4),** 77-95.

[2] **Bose, B.K.,** 2002. Modern Power Electronics and AC Drives, Prentice Hall PTR, New Jersey.

[3] **Gieras, J.F. and Mitchell, W.,** 1997. Permanent Magnet Motor Technology Design and Applications, Marcel Dekker, Inc., New York.

[4] **Vas, P.,** 1998. Sensorless Vector And Direct Torque Control, Oxford University Press, Inc., New York.

[5] **Sarıoğlu, M.K., Gökaşan, M. ve Boğosyan, S.,** 2003. Asenkron Makinalar ve Kontrolü, Birsen Yayınevi, İstanbul.

[6] **Barut, M.,** 2005. Sincap kafesli asenkron motorların algılayıcısız yüksek başarımlı kontrolüne yönelik genişletilmiş kalman filtresi tasarım ve uygulaması, *Doktora Tezi*, İ.T.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.

[7] **Rajashekara, K., Atsuo, K. and Kouki, M.,** 1996. Sensorless Control of AC Drives: Speed and Position Sensorless Operation, IEEE Press, New York.

[8] **Wu, R. and Slemon, G.R.,** 1990. A permanent magnet motor drive without a shaft sensor, *Conference Record of IEEE IAS Annual Meeting*, 553-558.

[9] **Liu, T.H. and Cheng, C.P.,** 1992. Adaptive control for a sensorless permanent magnet synchronous motor drive, *IEEE IECON*, 413-418.

[10] **Liu, T.H. and Cheng, C.P.,** 1993. Controller design for a sensorless permanent magnet synchronous drive system, *IEE Proceedings-B*, **140(6),** 369-378.

[11] **Naidu, M. and Bose, B.K.,** 1992. Rotor position estimation scheme of a permanent magnet synchronous machine for high performance variable speed drive, *Conference Record of IEEE IAS Annual Meeting*, 48-53.

[12] **Ertugrul, N. and Acarnley, P.P.,** 1994. A new algorithm for sensorless operation of permanent magnet motors, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **30(1),** January/February 1994, 126-133.

[13] **Dhaouadi, R., Mohan, N. and Norum, L.,** 1991. Design and implementation of an extended kalman filter for the state estimation of a permanent magnet synchronous motor, *IEEE Transactions on Power Electronics*, July 1991, 491-497.

[14] **Schroedl, M.,** 1991. An improved position estimator for sensorless controlled permanent magnet synchronous motors, *4th European Conference on Power Electronics and Applications*, 418-423.

[15] **Bado, A., Bolognani, S. and Zigliotto, M.,** 1992. Effective estimation of speed and rotor position of a PM synchronous motor drive by a kalman filtering technique, *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 951-957.

[16] **Brunsbach, B.J., Henneberger, G. and Klepsch, Th.,** 1993. Position controlled permanent excited sychronous motor without mechanical sensors, *EPE*, 38-43.

[17] **Schroedl, M.,** 1993. Digital implementation of a sensorless algoritm for permanent magnet synchronous motors, *EPE Conference*, 430-435.

[18] **Schroedl, M.,** 1994. Sensorless control of permanent magnet synchronous motors, *Electric Machines and Power Systems*, **22,** 173-185.

[19] **Meshkat, S.,** 1993. Sensorless brushless DC motor using DSPs and kalman filtering, *DSP Applications*, 59-63.

[20] **Jones, L.A. and Lang, J.H.,** 1989. A state observer for the permanent magnet synchronous motor, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **36(3),** 374-382.

[21] **Moynihan, J.F., Egan, M.G. and Murphy, J.M.D.,** 1994. The application of state observers in current regulated PM synchronous drives, *IEEE IECON Proceedings*, 20-25.

[22] **Consoli, A., Musumeci, S., et al.,** 1994. Sensorless vector and speed control of brushless motor drives, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **41(1),** February 1994, 96.

[23] **Binns, K.J., Shimmin, D.W. and Al-Aubidi, K.M.,** 1991. Implicit rotor position sensing using motor winding for a self commutating permanent magnet drive system, *IEE Proceeding*, *Part B*, **138(1),** January 1991, 28-34.

[24] **Kulkarni, A.B. and Ehsani, M.,** 1992. A novel position sensor elimination technique for the interior permanent magnet synchronous motor drive, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **28(1),** January/February 1991, 144-150.

[25] **Bolognani, S., Oboe, R. and Zigliotto, M.,** 1994. DSP-based extended kalman filter estimation of speed and rotor position of a PM synchronous motor, *IECON'94*, **3**, 2097-2102.

[26] **Bolognani, S., Oboe, R. and Zigliotto, M.,** 1999. Sensorless full-digital PMSM drive with EKF estimation of speed and rotor position, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **46(1),** February 1999, 184-192.

[27] **Bolognani, S., Zigliotto, M. and Zordan, M.,** 2001. Extended-range PMSM sensorless speed drive based on stochastic filtering, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **16(1),** January 2001, 110-117.

[28] **Bolognani, S., Tubiana, L. and Zigliotto, M.,** 2002. Extended kalman filter tuning in sensorless PMSM drives, *PCC-Osaka*, 276-281.

[29] **Bolognani, S., Tubiana, L. and Zigliotto, M.,** 2003. Extended kalman filter tuning in sensorless PMSM drives, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **39(6),** November/December 2003, 1741-1747.

[30] **Qiu, A. and Wu, B.,** 2004. Sensorless control of permanent magnet synchronous motor using extended kalman filter, *CCECE 2004-CCGEI 2004*, Niagara Falls, May 2004, 1557-1562.

[31] **Schroedl, M.,** 1990. Operation of the permanent magnet synchronous machine without a mechanical sensor, *4th Conference on Power Electronics and Variable-Speed Drives*, 51-56.

[32] **Nahid-Mobarakeh, B., Meibody-Tabar, F. and Sargos., F.M.,** 2004. State and disturbance observers in mechanical sensorless control of PMSM, *2004 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, 181-186.

[33] **Stasi, S., Salvatore, L. and Cupertino, F.,** 2002. Sensorless control of PM synchronous motors based on LKF estimation of rotor position, *IEEE IECON'02*, **1**, 686-691.

[34] **Bogosyan, O.S., Gokasan, M. and Hajiyev, C.,** 2001. An application of EKF for the position control of a single link arm, *IECON'01: The 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 564-569.

[35] **Bogosyan, O.S. and Gokasan, M.,** 2003. An EKF based solution for the compensation of load, friction and torque ripple in direct drive systems, *IEEE IECON'03*, 1414-1418.

[36] **Lee, K., Song, J., Choy, I. and Yoo, J.,** 2003. An inertia identification using ROELO for low speed control of electric machine, *APEC 2003*, 1052-1055.

[37] **Orlowska-Kowalska, T.,** 1989. Application of extended luenberger observer for flux and rotor time-constant estimation in induction motor drives, *IEE Proceedings*, **136(D-6),** November 1989, 324-330.

[38] **Du, T. and Bryds, M.A.,** 1993. Implementation of extended luenberger observers for joint state and parameter estimation of PWM induction motor drive, *5th European Conference on Power Electronics and Applications*, 439-444.

[39] **Du, T., Vas, P. and Stronach, F.,** 1995. Design and application of extended observers for joint state and parameter estimation in high-performance AC drives, *IEE Proc.-Electr. Power Appl.*, **142(2),** March 1995, 71-77.

[40] **Wade, S., Dunnigan, M.W. and Williams, B.W.,** 1995. Comparison of stochastic and deterministic parameter identification algoritms for indirect vector control, *1995 The Institution of Electrical Engineers*, 2/1-2/5.

[41] **Wade, S., Dunnigan, M.W. and Williams, B.W.,** 1997. Improving the accuracy of the rotor resistance estimate for vector-controlled induction machines, *IEE Proc.-Electr. Power Appl.*, **144(5),** September 1997, 285-294.

[42] **Song, J., Lee, K., Song, J., Choy, I. and Kim, K.,** 2000. Sensorless vector control of induction motor using a novel reduced-order extended luenberger observer, *IEEE Industry Applications Conference*, 1828-1834.

[43] **Elmas, Ç. and Parra, Z.,** 1993. Position sensorless operation of a switched reluctance drive based on observer, *5th European Conference on Power Electronics and Applications*, 82-87.

[44] **Elmas, Ç. and Parra, Z.,** 1996. Application of a full-order extended luenberger observer for a position sensorless operation of a switched reluctance motor drive, *IEE Proc.-Control Theory Appl.*, **143(5),** September 1996, 401-408.

[45] **Krishnan, R.,** 2001. Electric Motor Drives: Modeling, Analysis, and Control, Prentice Hall, Inc., Upper Saddle River, New Jersey.

[46] **Krause, P.C., Wasynczuk, O. and Sudhoff, S.D.,** 2002. Analysis of Electric Machinery and Drive Systems, IEEE Press, New Jersey.

[47] **Ong, C.-M.,** 1998. Dynamic Simulation of Electric Machinery Using MATLAB®/Simulink, Prentice Hall, New Jersey.

[48] **Mohan, N.,** 2000. Electric Drives: An IntegrativeApproach, MNPERE, Minneapolis.

[49] **Pillay, P. and Krishnan, R.,** 1988. Modeling of permanent magnet motor drives, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **35(4),** 537-541.

[50] **Trzynadlowski, M.A.,** 1994. The Field Orientation Principle in Control of Induction Motors, Kluwer Academic Publishers, Massachusetts.

[51] **Bir, A.,** 1999. Otomatik Kontrol Sistemleri, Literatür Yayıncılık, İstanbul.

[52] **Sarıoğlu, M.K.,** 1996. Otomatik Kontrol II, Sistem Yayıncılık, İstanbul.

[53] MATLAB® Help File.

[54] **Luenberger, D.G.,** 1971. An introduction to observers, *IEEE Transactions on Automatic Control*, **16(6)**, 596-602.

[55] **Kalman, R.E.,** 1960. A new approach to linear filtering and prediction problems, *Transactions of the ASME-Journal of Basic Engineering*, **82(D)**, 34-45.

[56] **Welch, G. and Bishop, G.,** 2006. An Introduction to the Kalman Filter, UNC-Chapel Hill, Chapel Hill.

[57] **Welch, G. and Bishop, G.,** 2001. An Introduction to the Kalman Filter, UNC-Chapel Hill, Chapel Hill.

[58] **Hen-Geul, Y.,** 1990. Kalman filter with a floating-point processor DSP32, IEEE *Transactions on Industrial Electronics*, **37(1)**, February 1990, 13-18.

EK A

Benzetim çalışmalarında "Kollmorgen GOLDLINE Series B-402-B" modeli SMSM kullanılmıştır. Bu motora ilişkin anma değerleri ve benzetimler esnasında kullanılan diğer büyüklükler aşağıda verilmiştir.

$P_N = 2.2 \ (kW)$

$\omega_{mN} = 100\pi \ (rad/sn)$

$i_N = 6.4 \ (A)$

$T_N = 6.14 \ (N.m)$

$K_T = 1.11 \ (N.m/A)$

$v_N = 250 \ (V)$

$R_s = 1.43 \ (\Omega)$

$L_s = 25 \ (mH)$

$J_m = 0.000323 \ kg.m^2$

$Fi = 0.000143 \ (N.m.sn/rad)$

$S_f = 0.24 \ (N.m)$

$P = 4$

$a = 10$

$J_{gh} = 0.00029 \ (kg.m^2)$

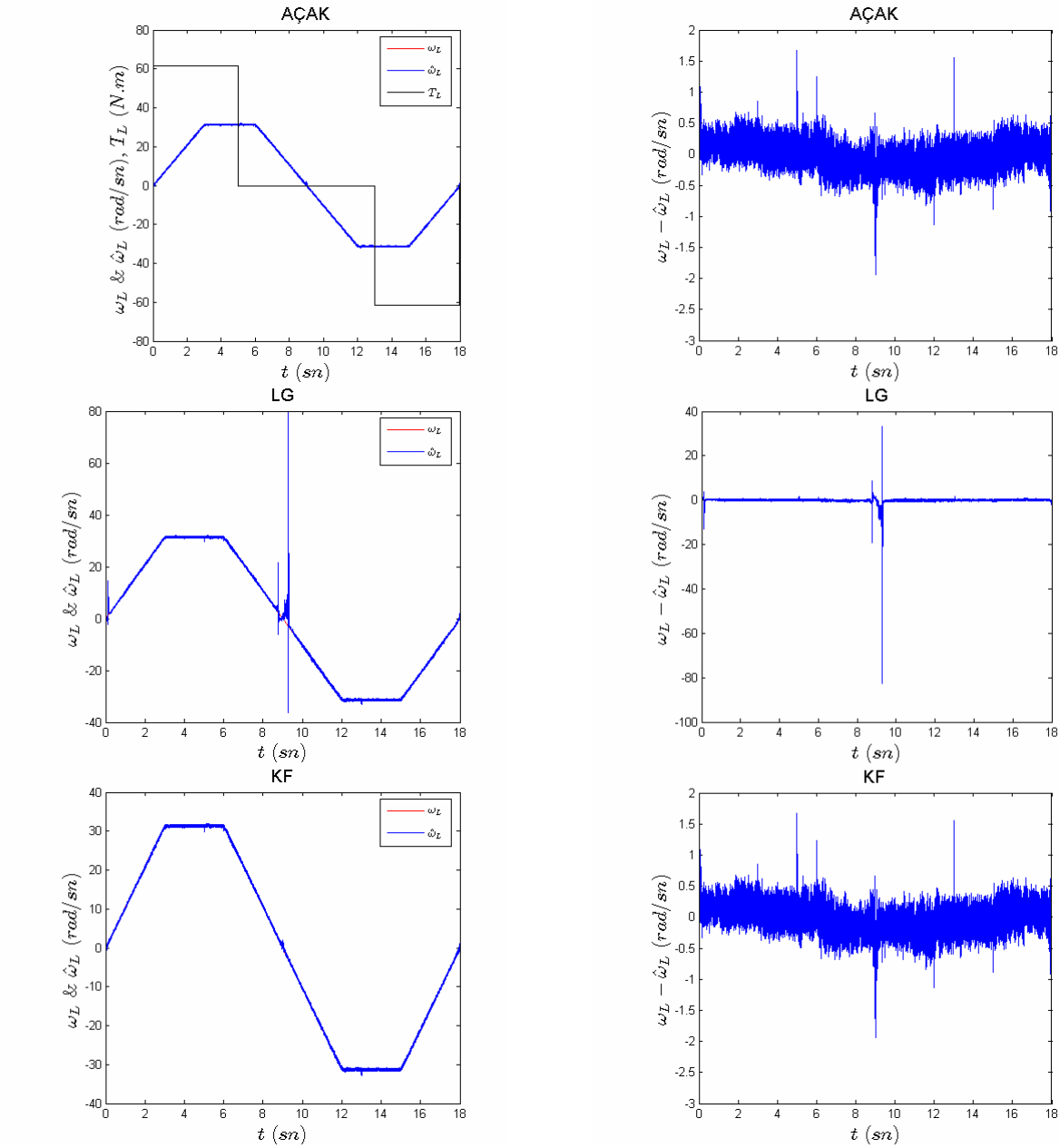
$m = 12 \ (kg)$

$l = 0.5 \ (m)$

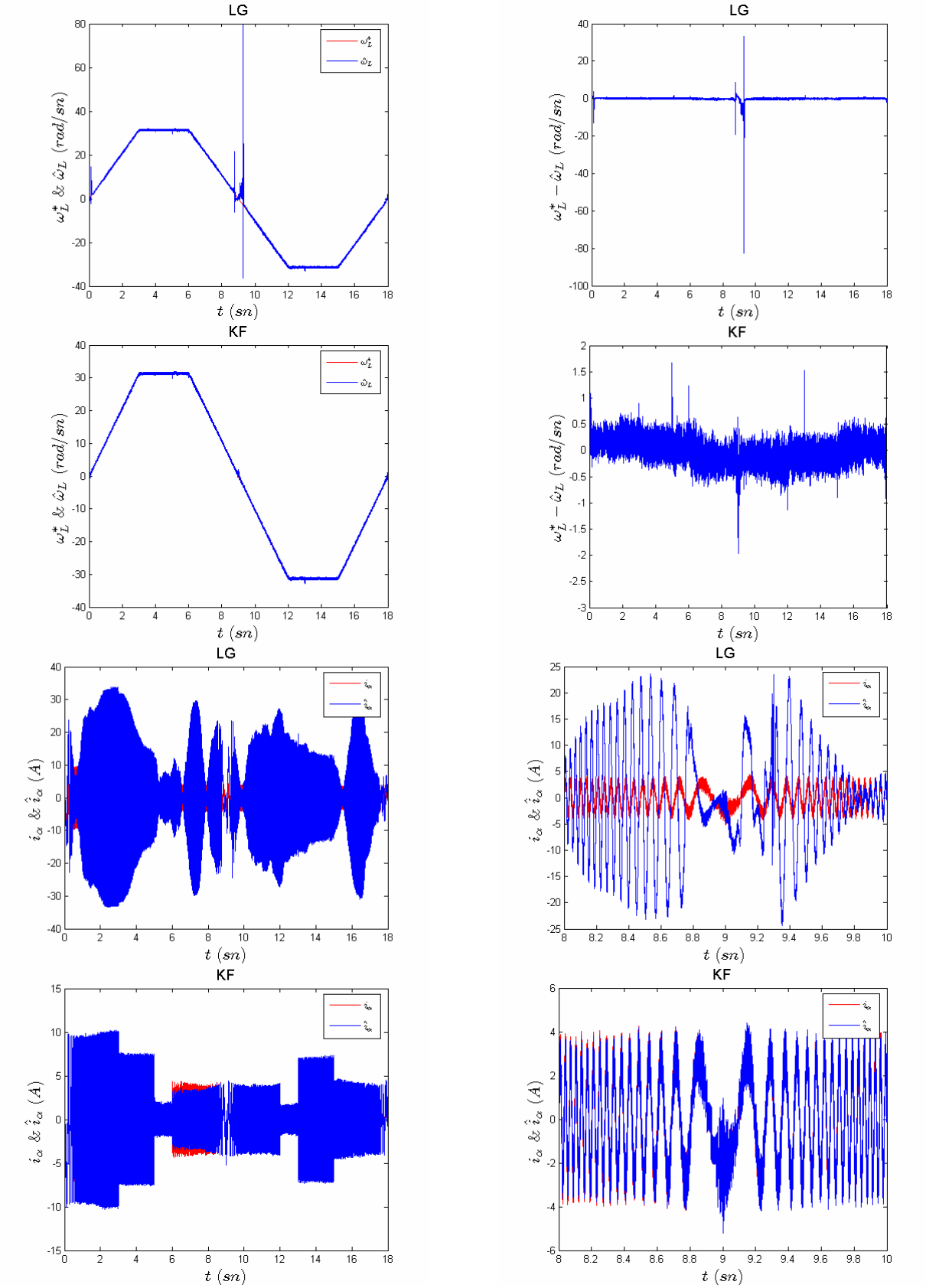
$g = 9.81 \ (m/s^2)$

$\Xi = 6 \ (arc.dk)$

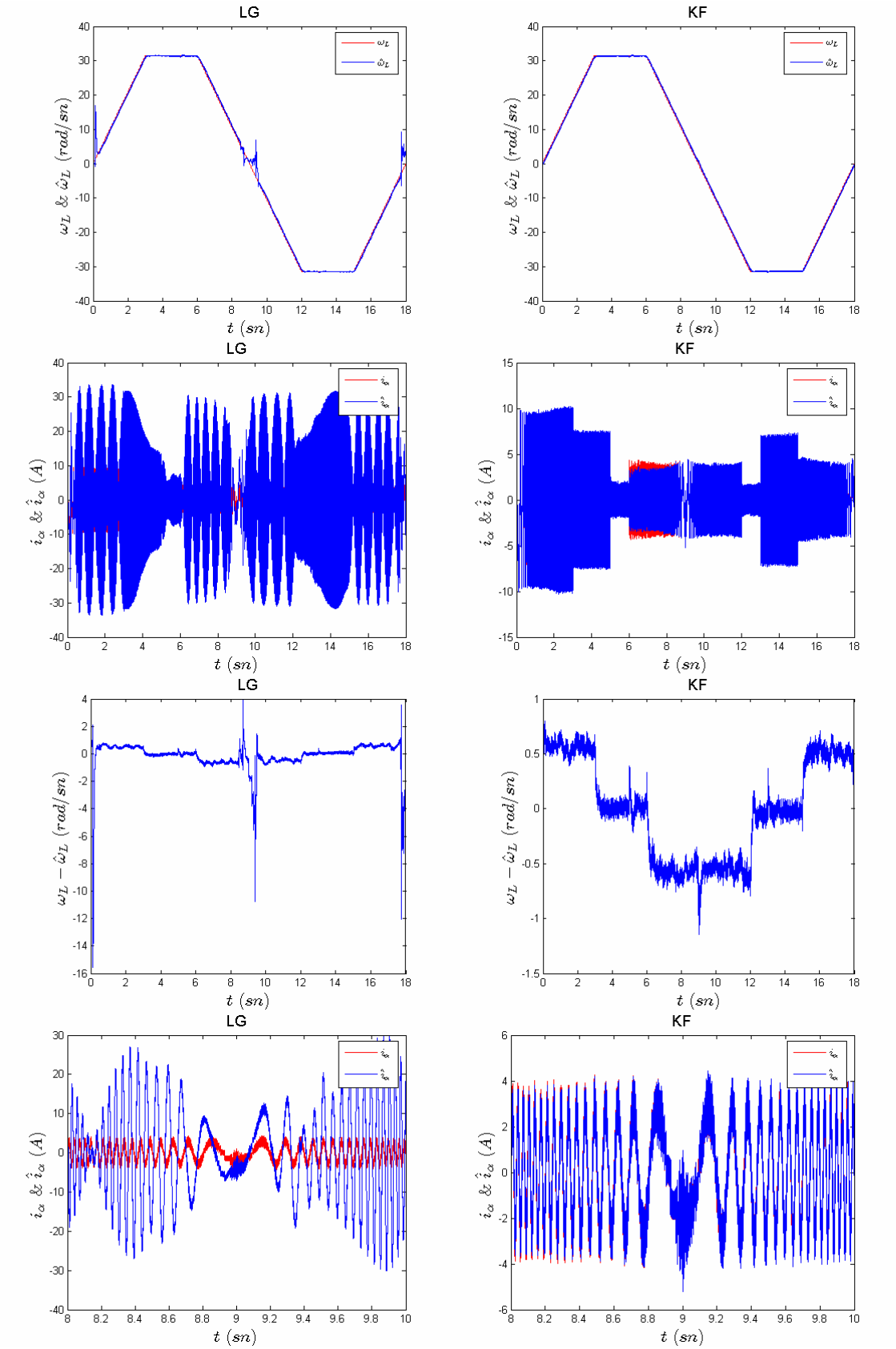
EK B



Şekil B.1: AÇAK, LG ve KF Tabanlı Hız Kontrolüne İlişkin Benzetim Sonuçları ($T_{filtre} = 0.01sn$)

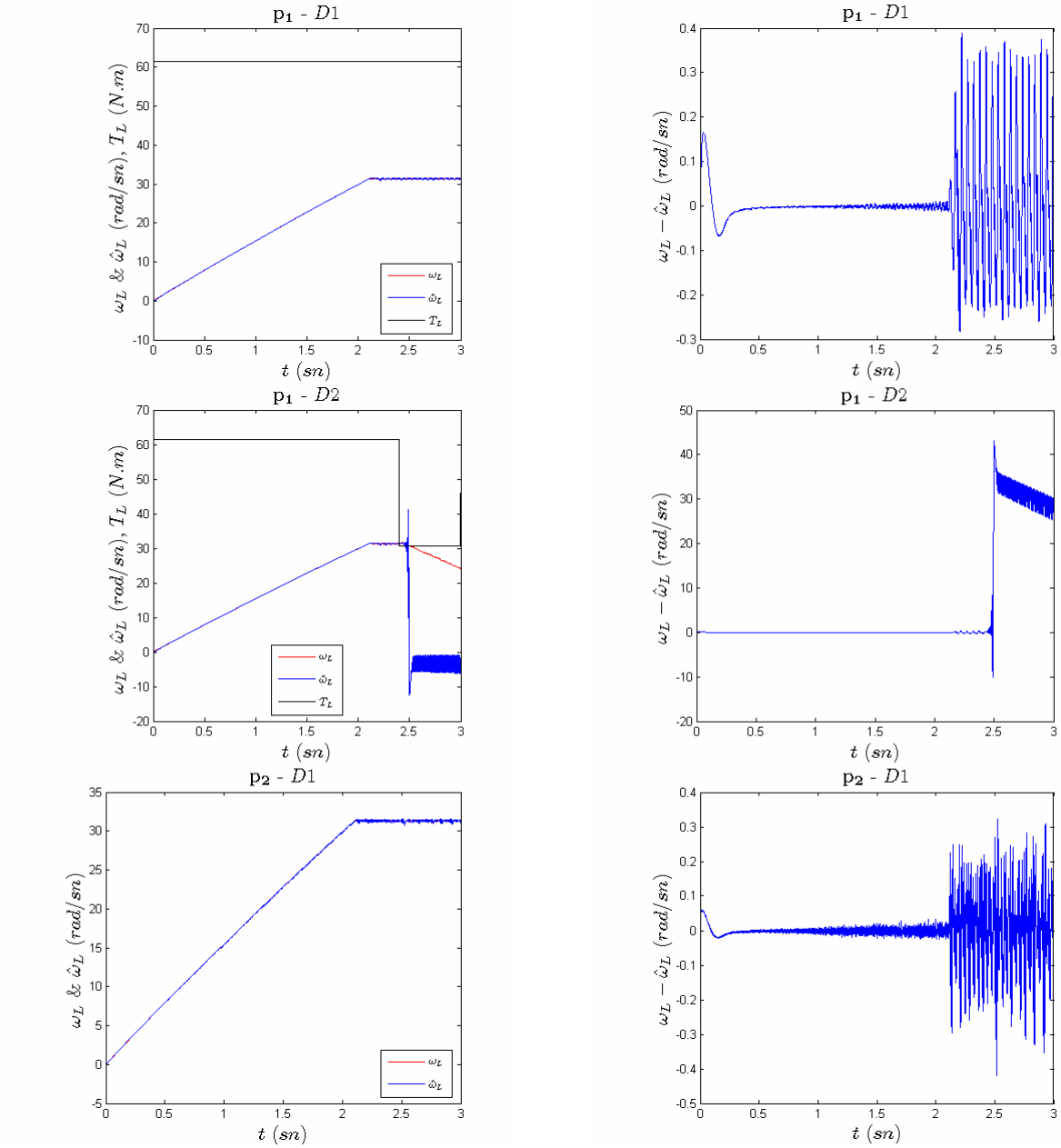


Şekil B.2: LG ve KF Tabanlı Hız Kontrolüne İlişkin Benzetim Sonuçları ($T_{filtre} = 0.01sn$)

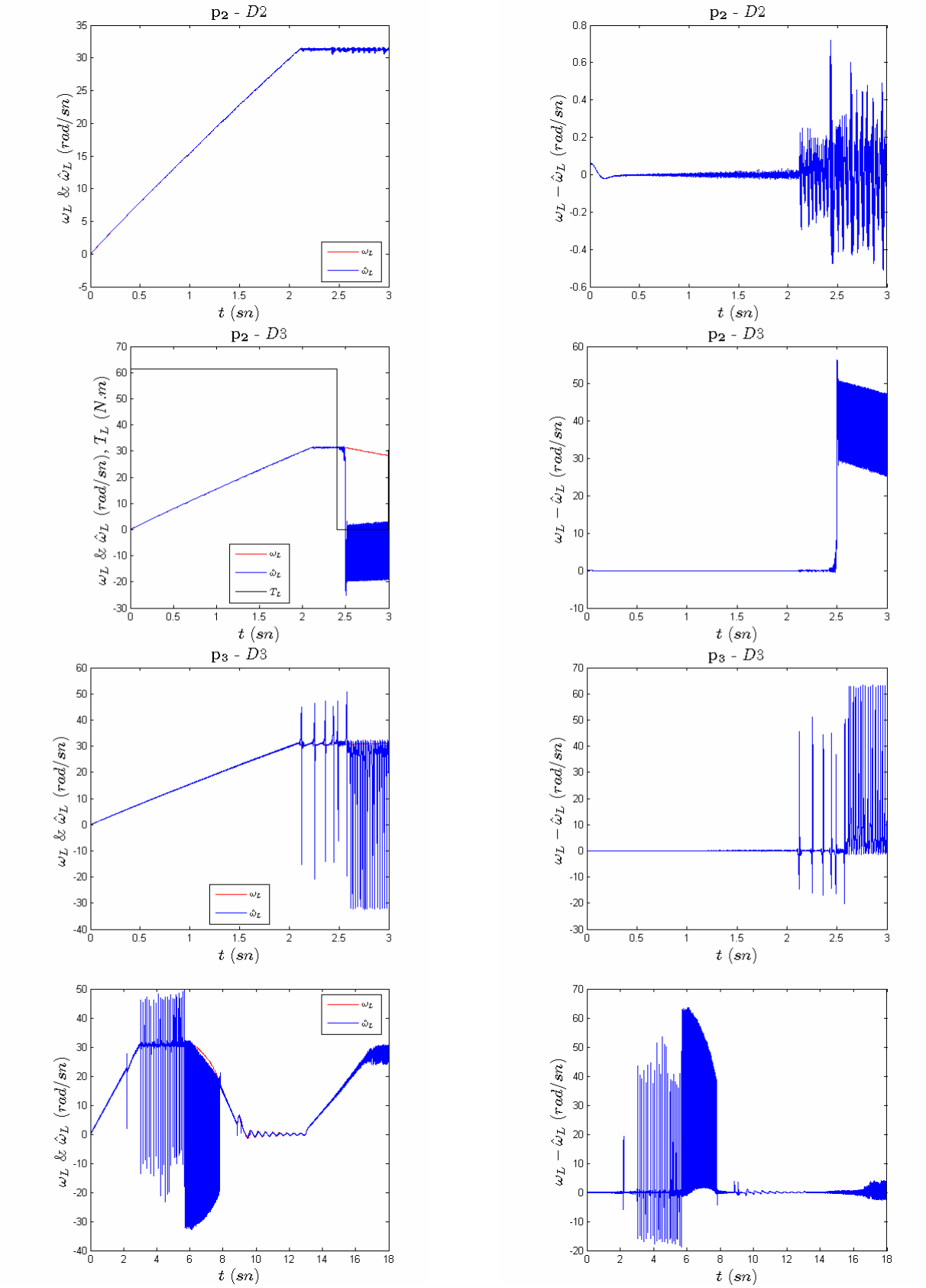


Şekil B.3: LG ve KF Tabanlı Hız Kontrolüne İlişkin Benzetim Sonuçları ($T_{filtre} = 0.05sn$)

EK C

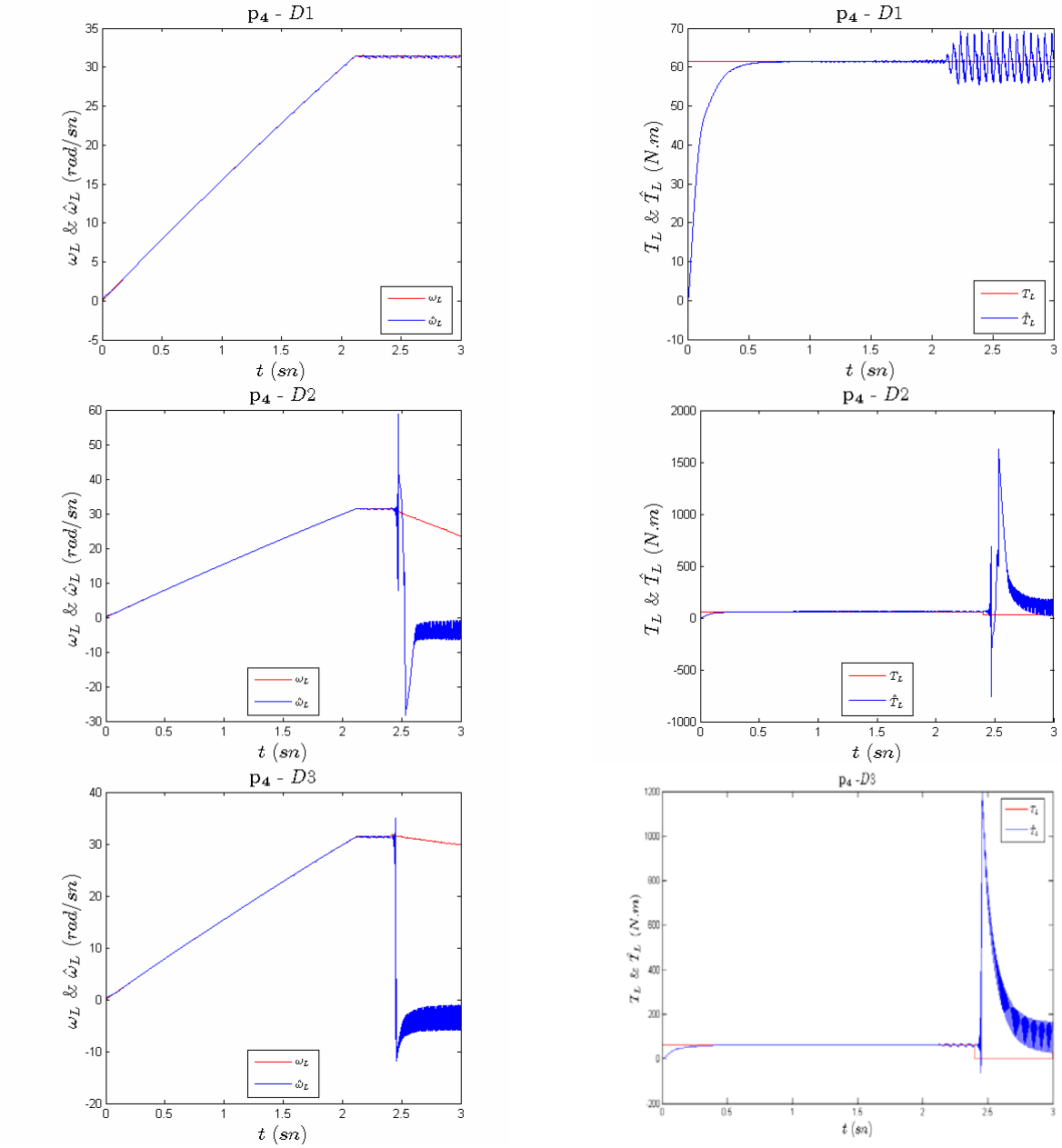


Şekil C.1: GLG^{3}_{dq} İçin Dayanıklılığın Sınanmasına İlişkin Benzetim Sonuçları

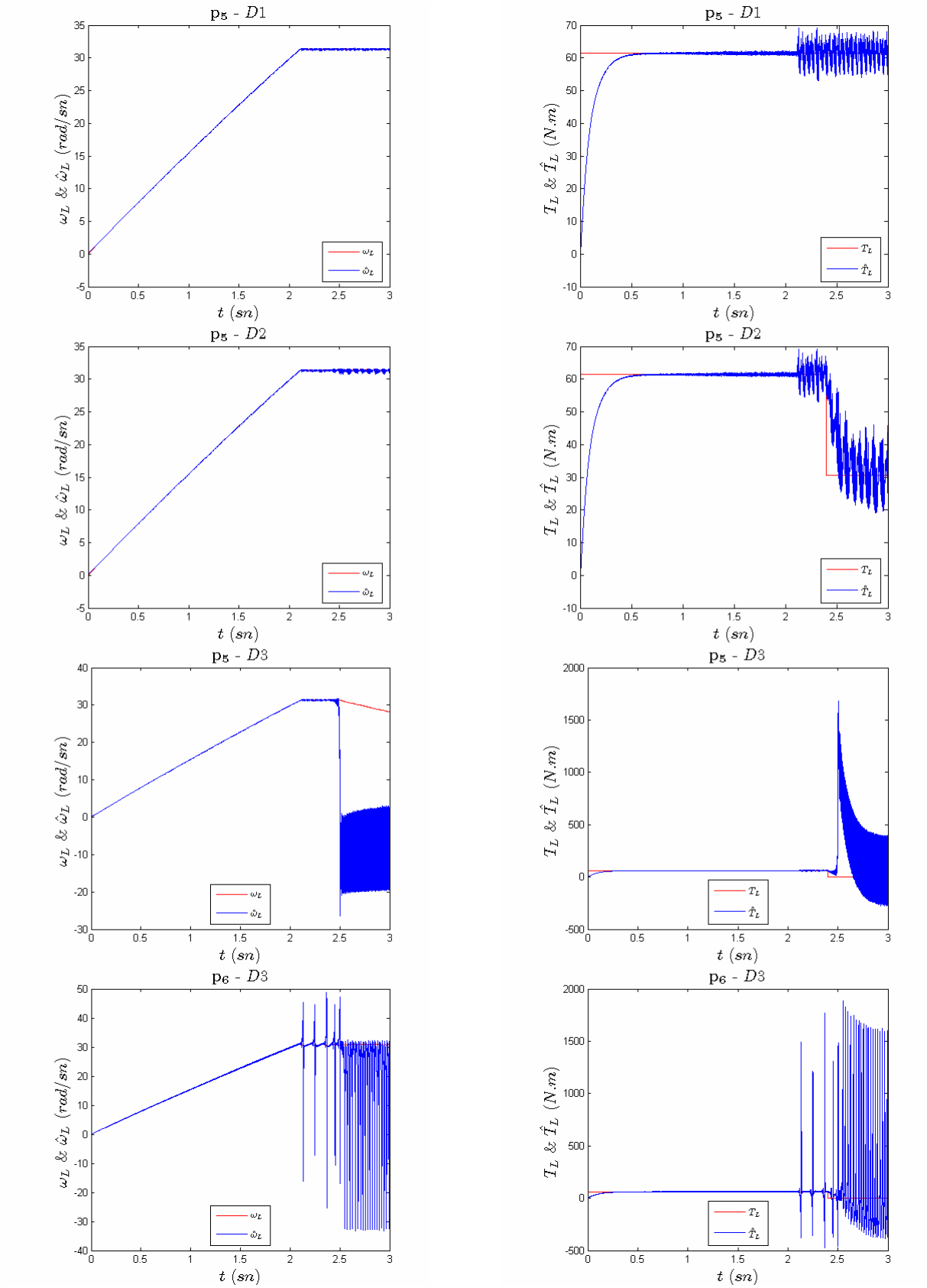


Şekil C.2: GLG^3_{dq} İçin Dayanıklılığın Sınanması ve GLG^3_{dq} ile Hız Kontrolüne İlişkin Benzetim Sonuçları

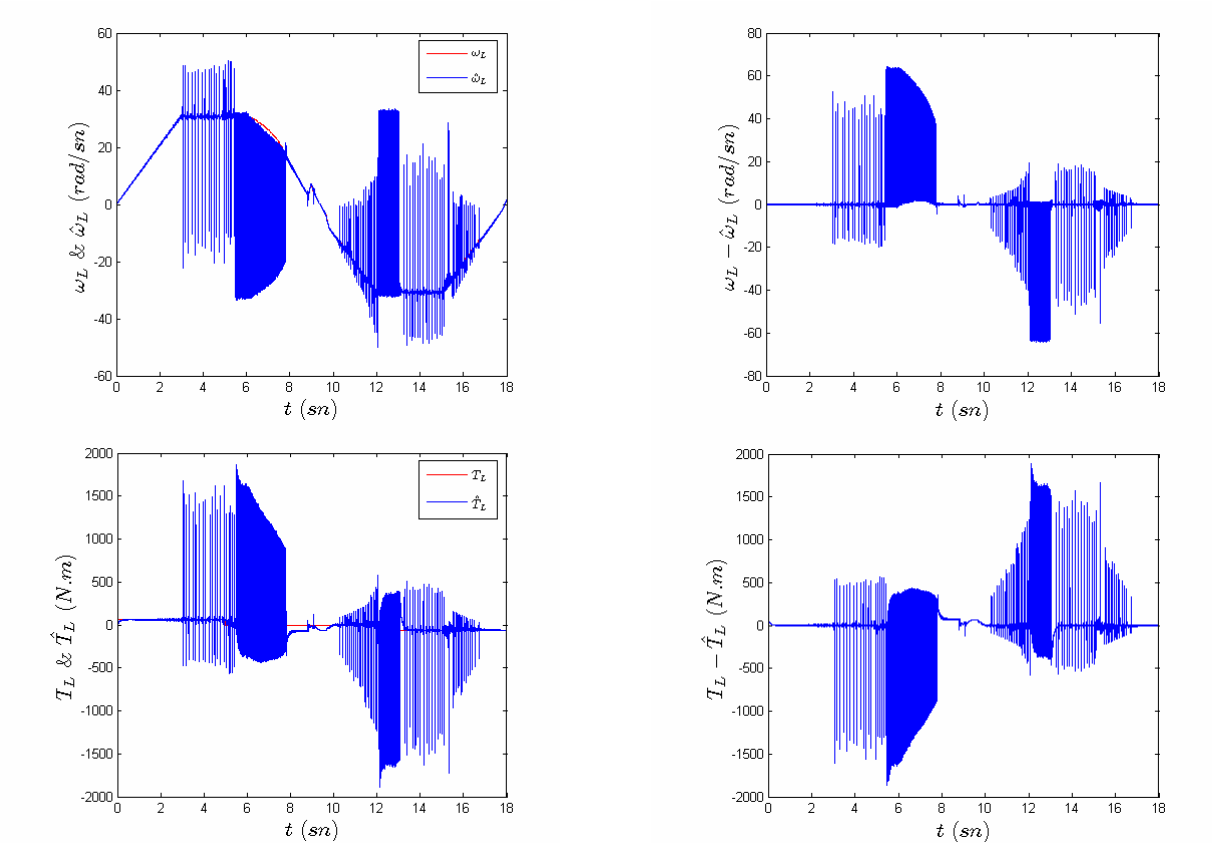
EK D



Şekil D.1: GLG^{4}_{dq} İçin Dayanıklılığın Sınanmasına İlişkin Benzetim Sonuçları

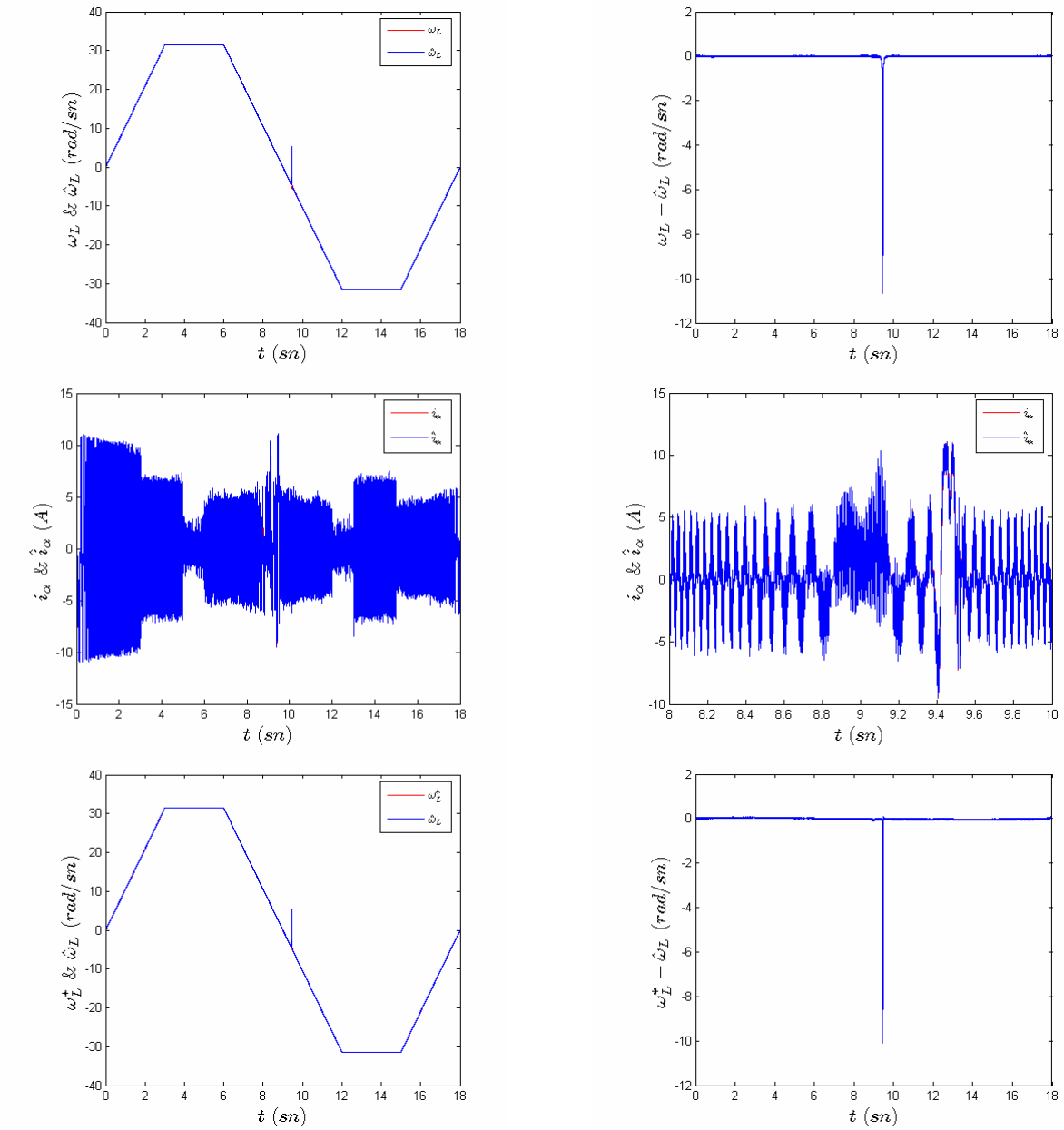


Şekil D.2: GLG_{dq}^{4} İçin Dayanıklılığın Sınanmasına İlişkin Benzetim Sonuçları

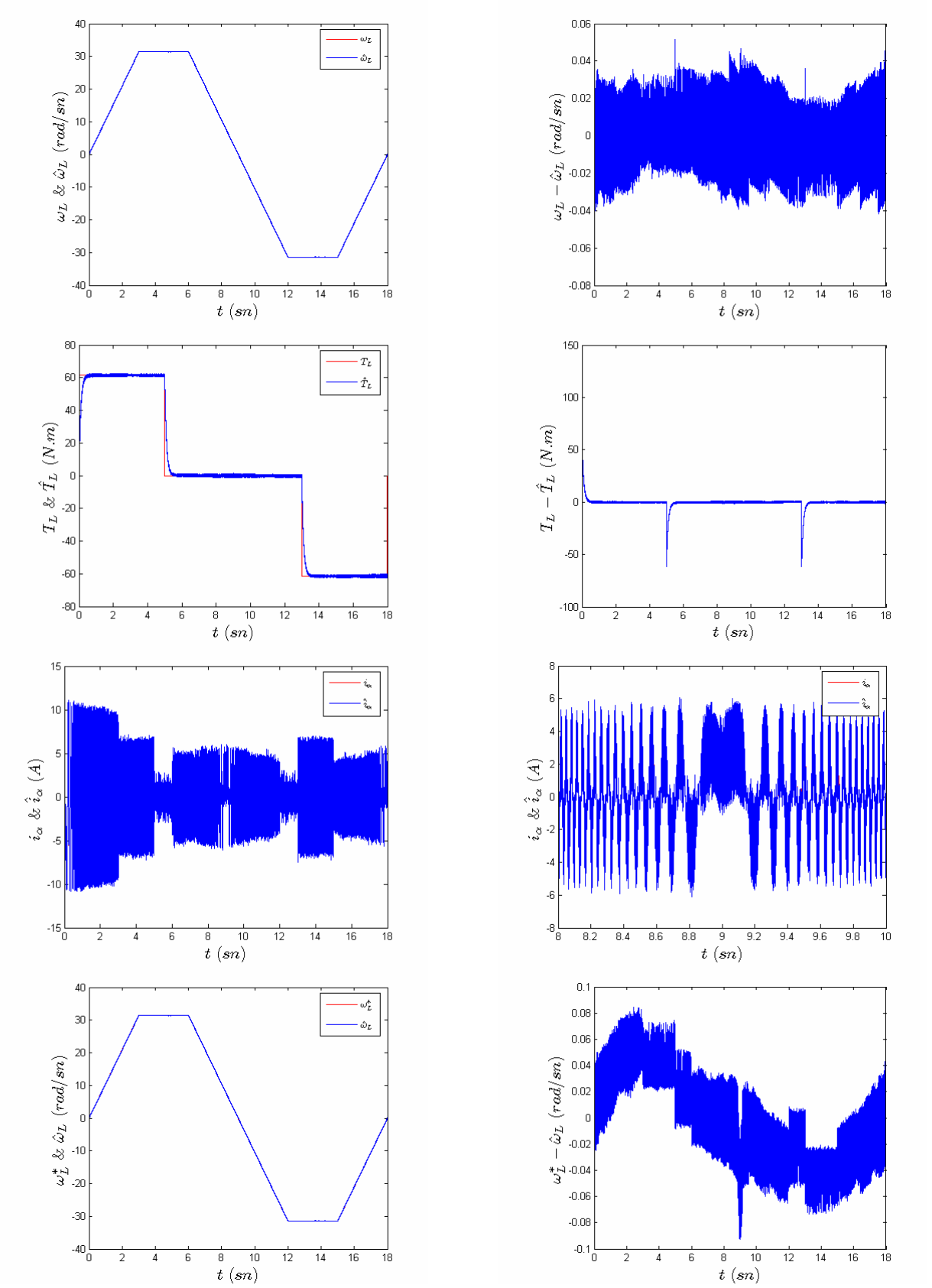


Şekil D.3: GLG $^{4}_{dq}$ ile Hız Kontrolüne İlişkin Benzetim Sonuçları

EK E

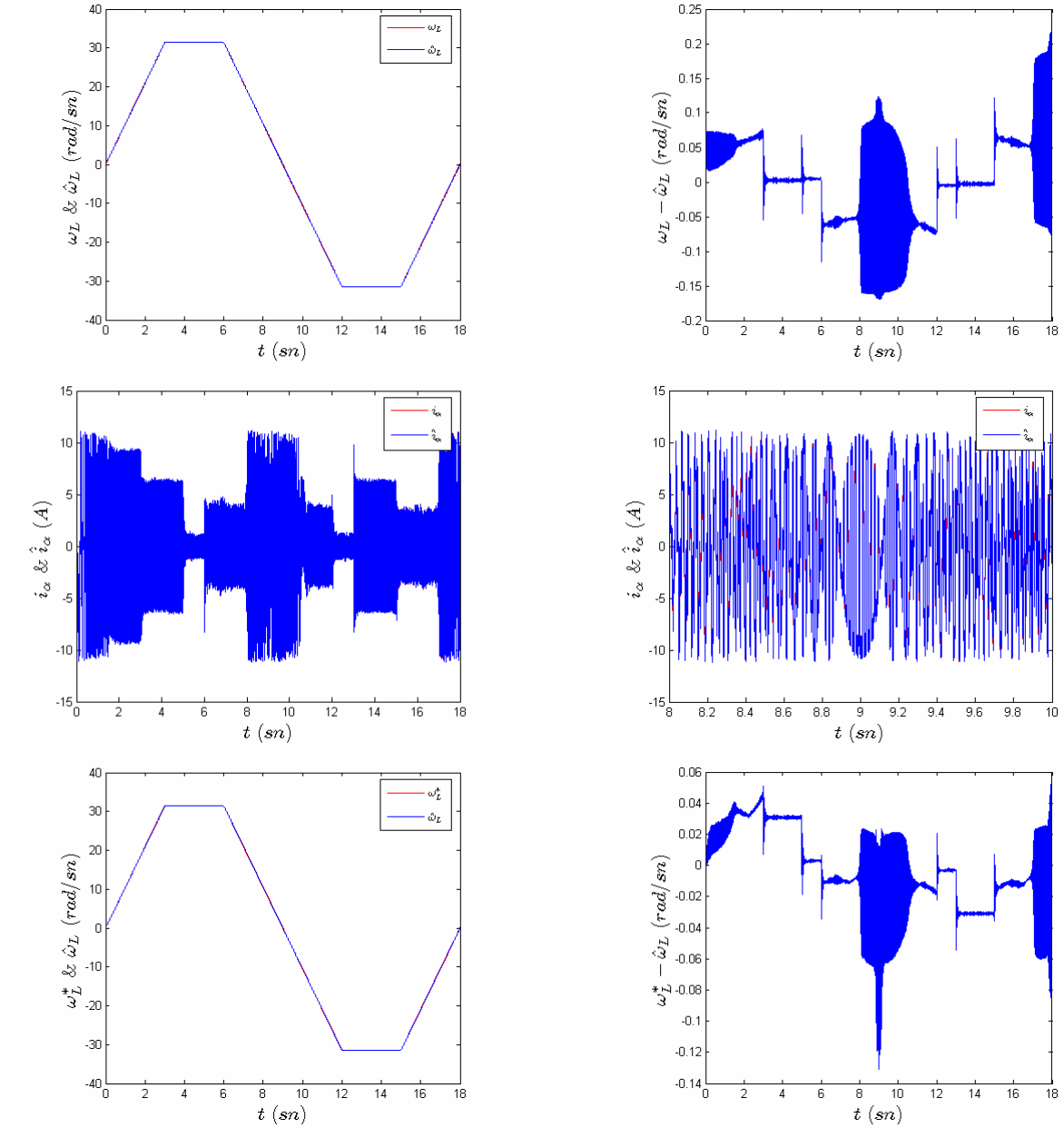


Şekil E.1: $GLG^3_{\alpha\beta}$ ile Hız Kontrolüne İlişkin Benzetim Sonuçları

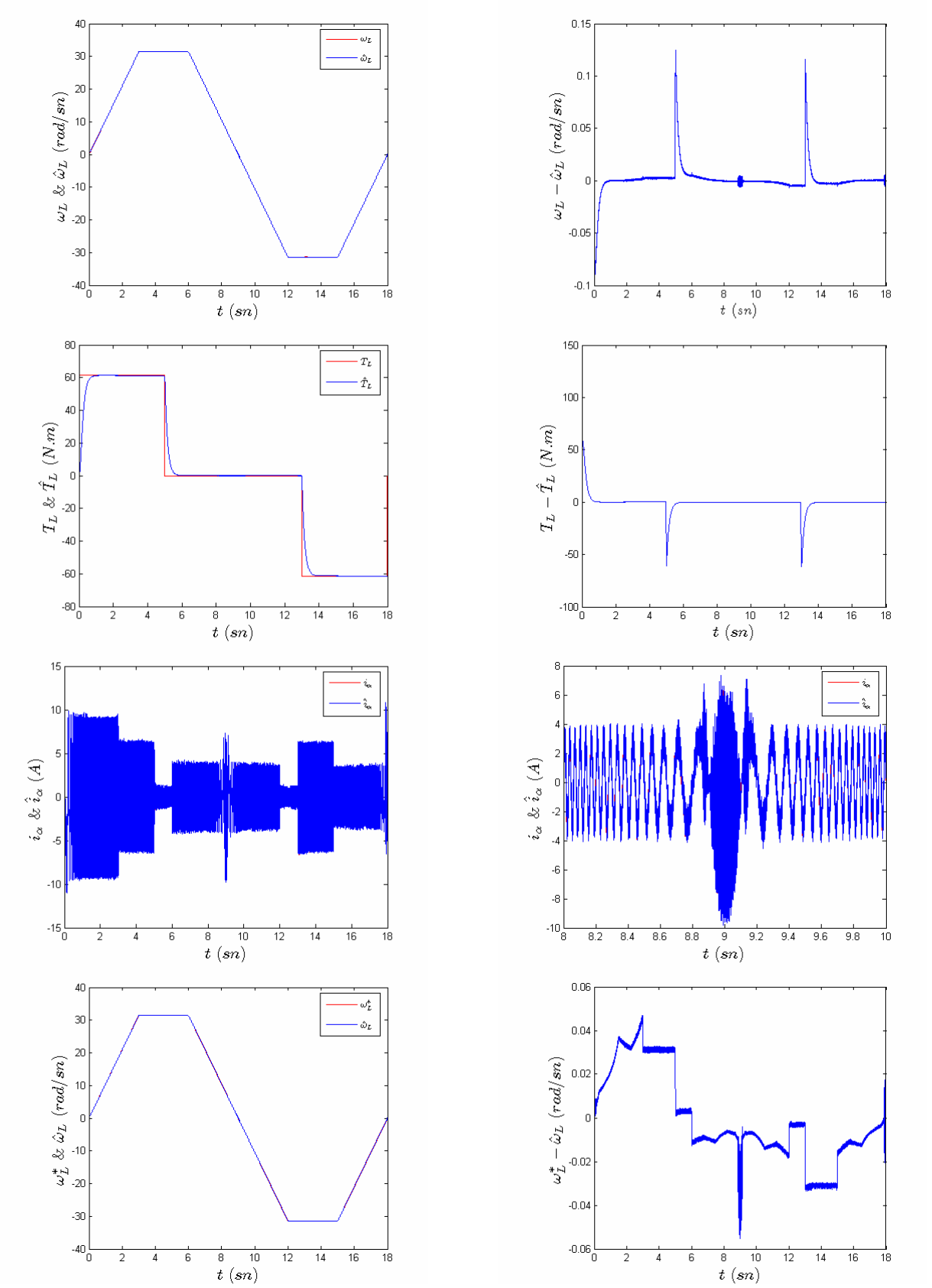


Şekil E.2: GLG $^{4}_{\alpha\beta}$ ile Hız Kontrolüne İlişkin Benzetim Sonuçları

EK F

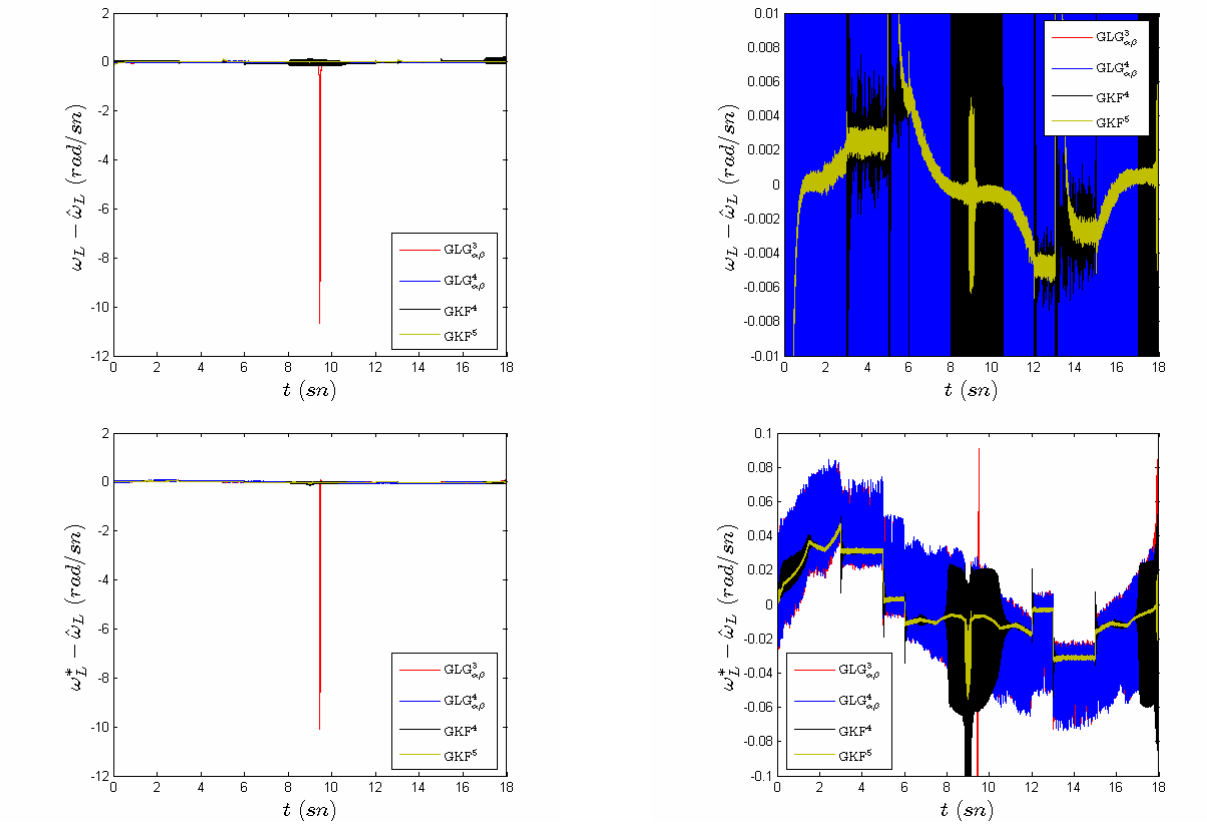


Şekil F.1: GKF[4] ile Hız Kontrolüne İlişkin Benzetim Sonuçları



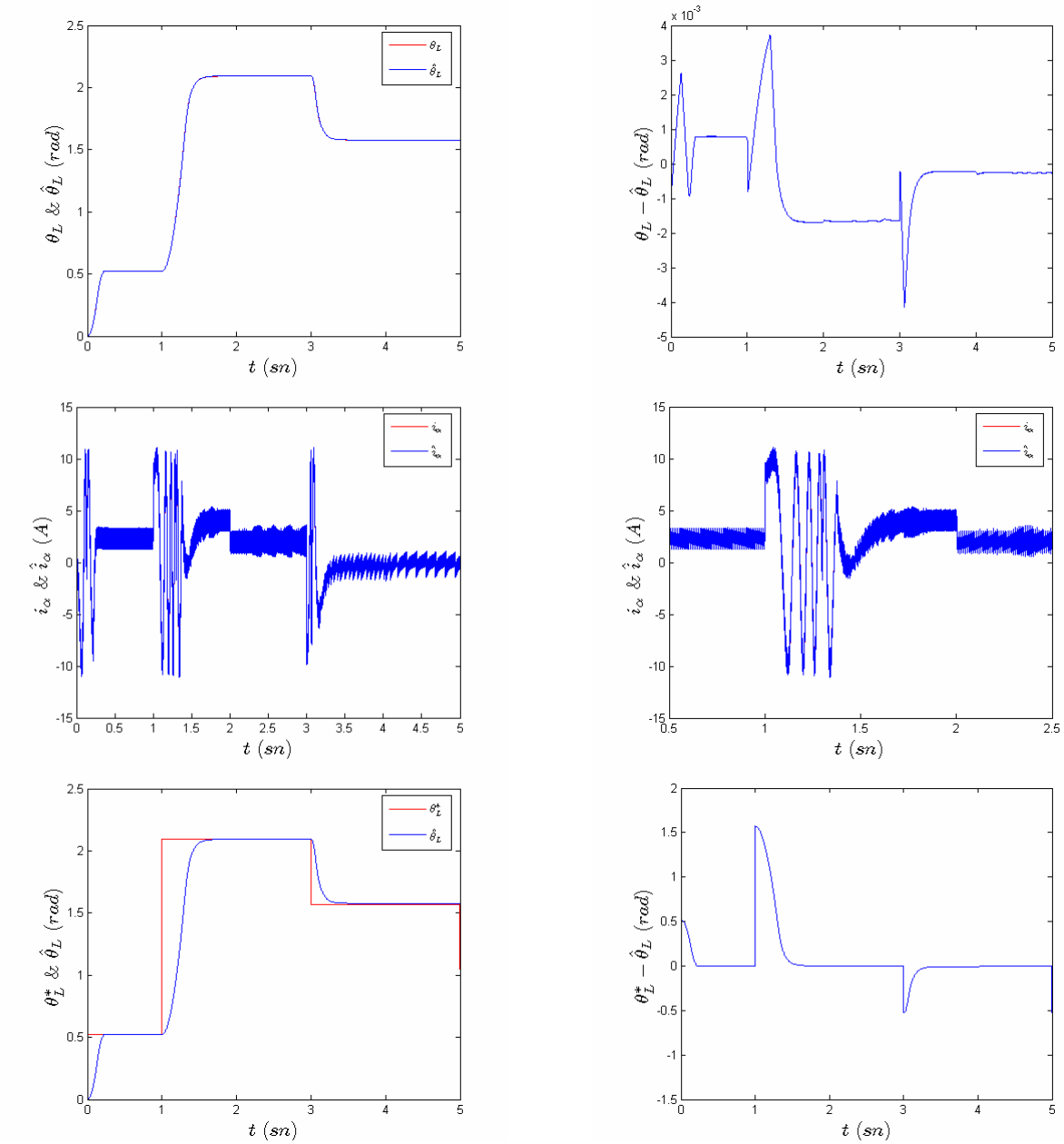
Şekil F.2: GKF[5] ile Hız Kontrolüne İlişkin Benzetim Sonuçları

EK G

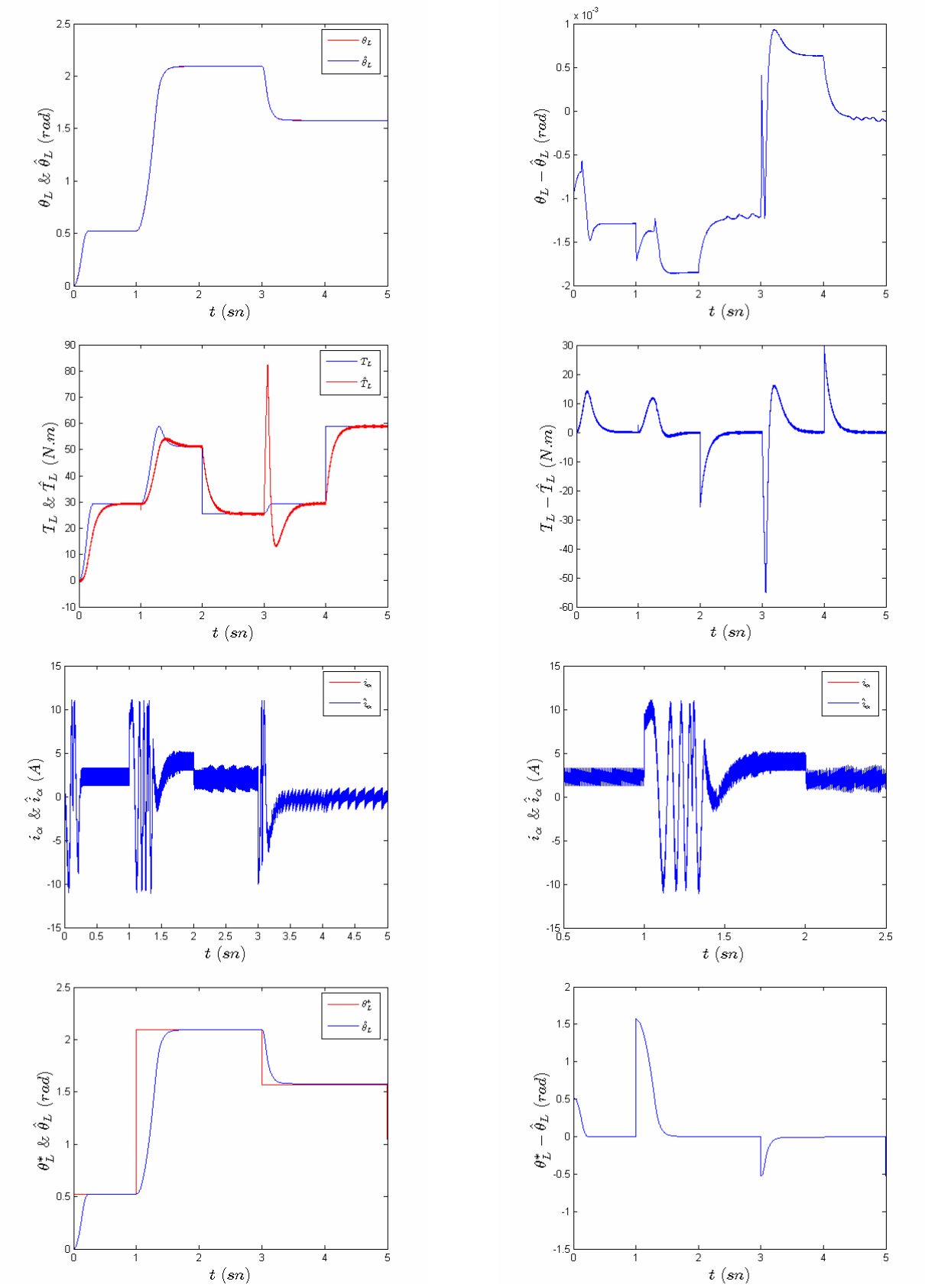


Şekil G.1: GLG $_{\alpha\beta}$ ve GKF ile Hız Kontrolüne İlişkin Benzetim Sonuçlarının Bir Arada Gösterimi

EK H

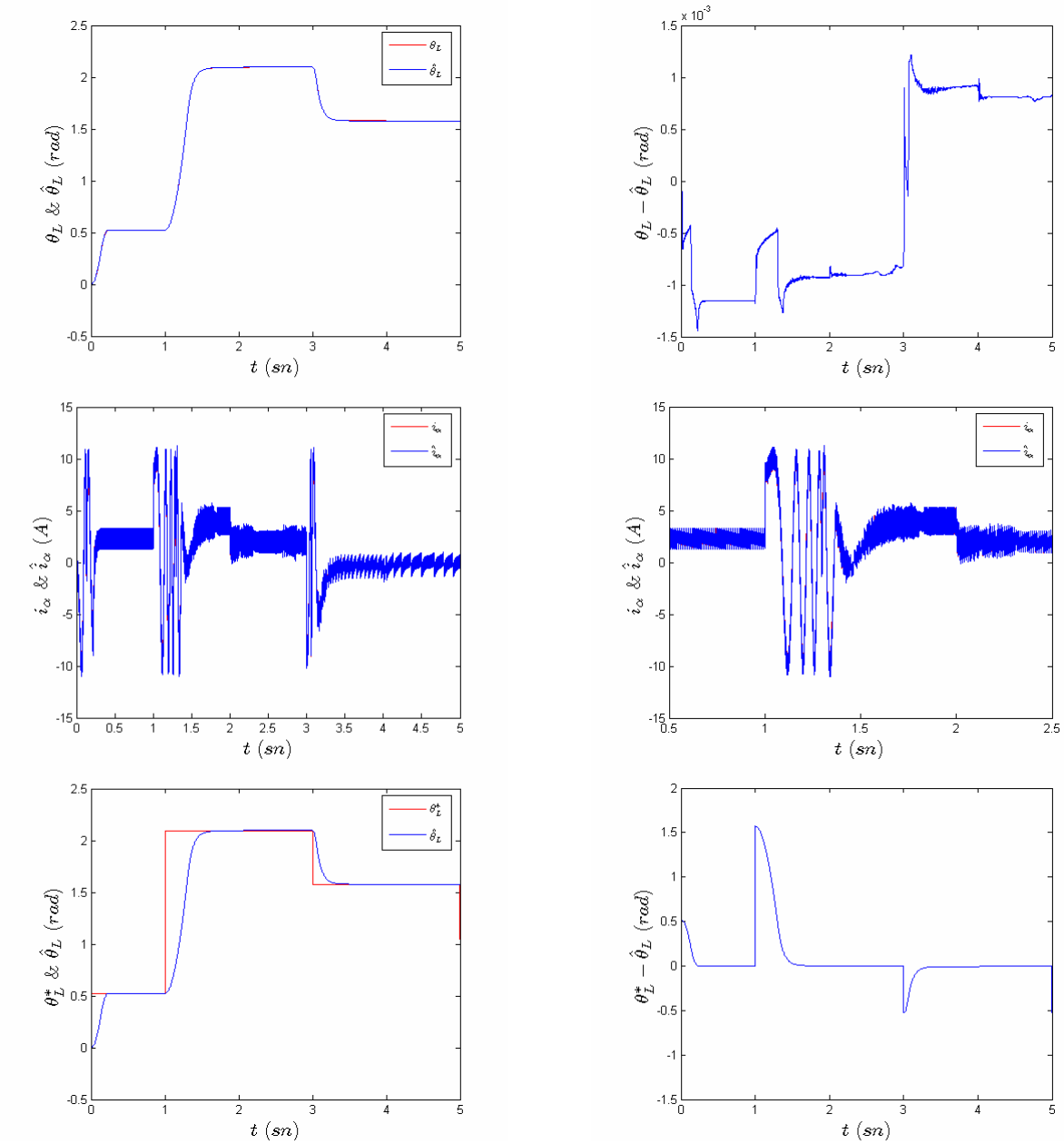


Şekil H.1: GLG$^3_{\alpha\beta}$ ile Konum Kontrolüne İlişkin Benzetim Sonuçları

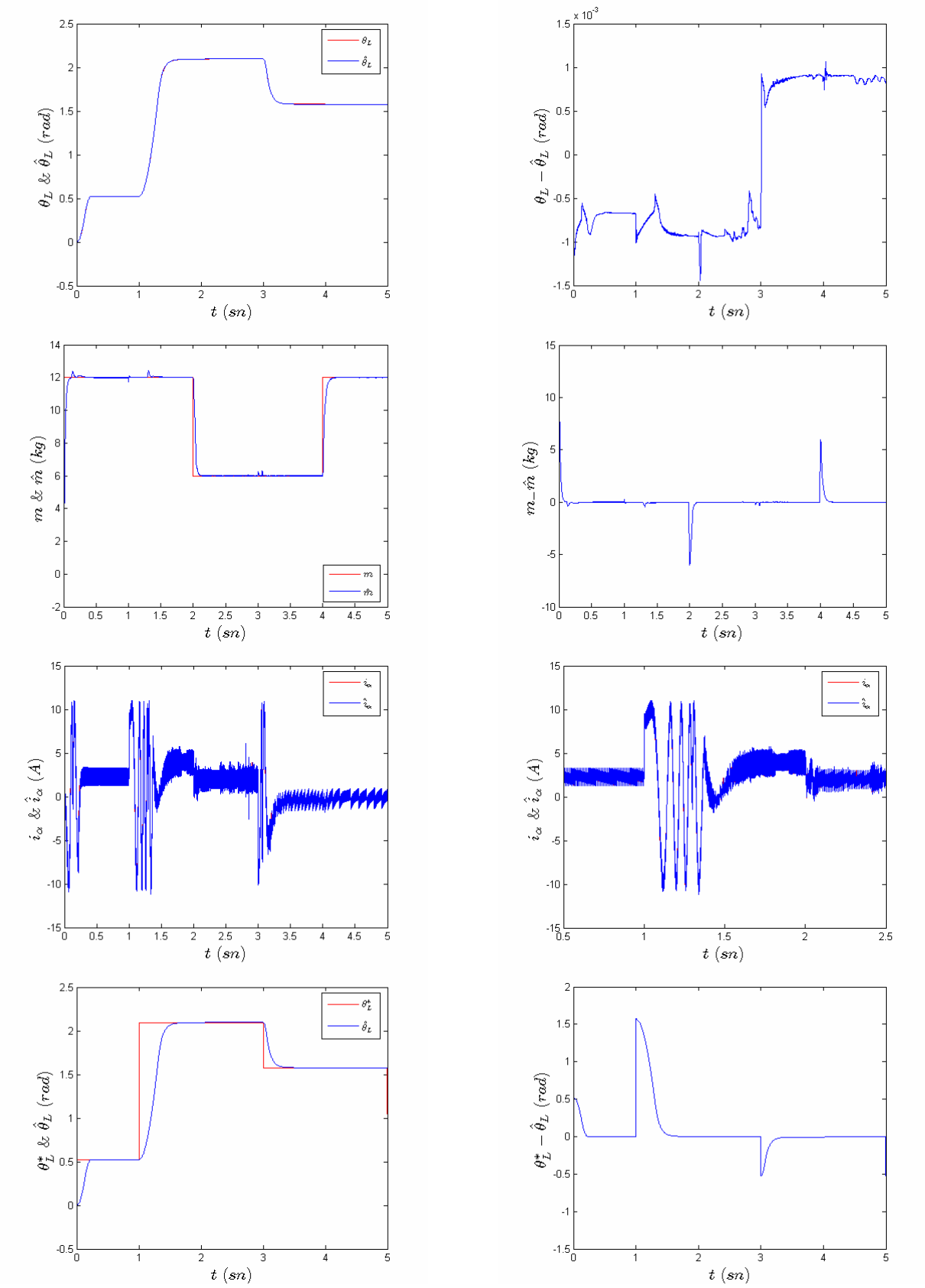


Şekil H.2: GLG $^{4}_{\alpha\beta}$ ile Konum Kontrolüne İlişkin Benzetim Sonuçları

EK I

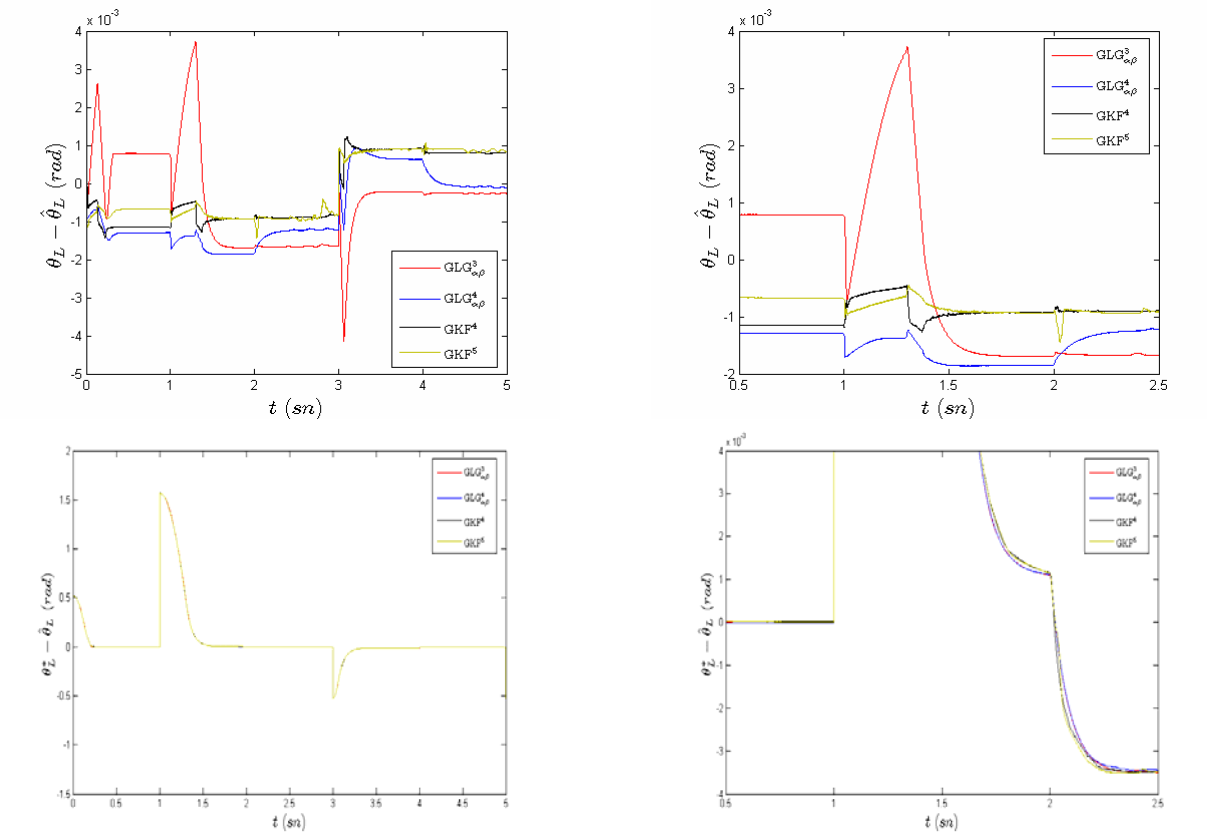


Şekil I.1: GKF[4] ile Konum Kontrolüne İlişkin Benzetim Sonuçları



Şekil I.2: GKF[5] ile Konum Kontrolüne İlişkin Benzetim Sonuçları

EK J



Şekil J.1: GLG $_{\alpha\beta}$ ve GKF ile Konum Kontrolüne İlişkin Benzetim Sonuçlarının Bir Arada Gösterimi

ÖZGEÇMİŞ

Boğaç Han ER 1983 yılında Elazığ'da doğdu. İlk ve orta öğrenimini Elazığ'da tamamladıktan sonra 2000 yılında Fırat Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği bölümünde yüksek öğrenime, 2005 yılında aynı bölümde yüksek lisans çalışmasına başladı. Şu anda İ.T.Ü. Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği programında yüksek lisans eğitimine devam etmektedir.