



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

HIZ-ALGILAYICISIZ ASENKRON MOTOR KONTROLÜ İÇİN MODELE
UYARLAMALI SİSTEM YAKLAŞIMLARININ KARŞILAŞTIRILMASI

İLTERİŞ ALP ŞAHİN

Ağustos 2019

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

HIZ-ALGILAYICISIZ ASENKRON MOTOR KONTROLÜ İÇİN MODELE
UYARLAMALI SİSTEM YAKLAŞIMLARININ KARŞILAŞTIRILMASI

İLTERİŞ ALP ŞAHİN

Yüksek Lisans Tezi

Danışman

Doç. Dr. Murat BARUT

Ağustos 2019

İlteriş Alp ŞAHİN tarafından **Doç. Dr. Murat BARUT** danışmanlığında hazırlanan “**Hız-Algilayıcısız Asenkron Motor Kontrolü İçin Modele Uyarlamalı Sistem Yaklaşımlarının Karşılaştırılması**” adlı bu çalışma jürimiz tarafından Niğde Ömer Halisdemir Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü **Elektrik-Elektronik Mühendisliği** Ana Bilim Dalı’nda Yüksek Lisans tezi olarak kabul edilmiştir.

Başkan : Prof. Dr. Ferhat DALDABAN, Erciyes Üniversitesi



Üye : Doç. Dr. Murat BARUT, Niğde Ömer Halisdemir Üniversitesi



Üye : Dr. Öğr. Üyesi Emrah ZERDALI, Niğde Ömer Halisdemir Üniversitesi



ONAY:

Bu tez, Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulunca belirlenmiş olan yukarıdaki jüri üyeleri tarafından/....../20.... tarihinde uygun görülmüş ve Enstitü Yönetim Kurulu’nun/....../20.... tarih ve sayılı kararıyla kabul edilmiştir.

...../...../20...

Doç. Dr. Murat BARUT
MÜDÜR

TEZ BİLDİRİMİ

Tez içindeki bütün bilgilerin bilimsel ve akademik kurallar çerçevesinde elde edilerek sunulduğunu, ayrıca tez yazım kurallarına uygun olarak hazırlanan bu çalışmada bana ait olmayan her türlü ifade ve bilginin kaynağına eksiksiz atıf yapıldığını bildiririm.

İlteriş Alp ŞAHİN

ÖZET

HIZ-ALGILAYICISIZ ASENKRON MOTOR KONTROLÜ İÇİN MODELE UYARLAMALI SİSTEM YAKLAŞIMLARININ KARŞILAŞTIRILMASI

ŞAHİN, İlteriş Alp

Niğde Ömer Halisdemir Üniversitesi

Fen Bilimleri Enstitüsü

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Danışman : Doç. Dr. Murat BARUT

Ağustos 2019, 71 sayfa

Bu tez kapsamında, basit ve sağlam yapıları, kolay üretilebilmeleri ve bakım gerektirmemeleri vb. üstünlükleri nedeniyle endüstride yaygın olarak kullanılan asenkron motorların (ASM'lerin) yüksek başarılı hız-algılayıcısız kontrolünde kullanılan modele uyarlamalı sistemler (MUS) ile rotor hızı kestirimleri gerçekleştirilmiştir. İlk olarak ASM'ye ait dinamik model elde edilerek ASM'nin yüksek başarılı kontrol yöntemlerinden olan doğrudan vektör kontrol (DVK), hız-algılayıcı olarak benzetim ortamında gerçekleştirilmiştir. Daha sonra, literatüde mevcut olan rotor akısı, zıt elektromotor kuvveti, reaktif güç ve stator akımı temelli MUS yöntemleri doğrudan vektör kontrol sistemine dahil edilerek benzetim ortamında ve dSPACE 1104 kontrolör kartı kullanılarak gerçek-zamanlı olarak gerçekleştirilmiştir. Son olarak, tasarlanan MUS tabanlı hız-algılayıcısız yöntemlerin başarımları, stator direnci, rotor direnci ve yük momentindeki değişimler altında test edilmiş ve karşılaştırılmıştır.

Anahtar Sözcükler: Asenkron motor, modele uyarlamalı sistem, hız-algılayıcısız kontrol

SUMMARY

THE COMPARISON OF MODEL REFERENCE ADAPTIVE SYSTEM APPROACHS FOR SPEED-SENSORLESS CONTROL OF INDUCTION MOTOR

ŞAHİN, İlteriş Alp

Nigde Omer Halisdemir University

Graduate School of Natural and Applied Sciences

Department of Electrical and Electronics Engineering

Supervisor : Associate Professor Dr. Murat BARUT

August 2019, 71 pages

In this thesis, the estimations of rotor speed are performed by model reference adaptive systems (MRAS) used in high performance speed-sensorless control of induction motors (IMs), which are commonly utilized in industry due to simple and robust structures, easy to produce and maintenance-free, and so on. Firstly, obtaining the dynamic model of IM, direct vector control (DVC), which is one of the high performance control methods of IM, is realized by the utilization of speed-sensor in simulation. Next, rotor flux, back electromotive force, reactive power, and stator current based MRAS methods available in the literature are implemented in the simulation by directly including them to the DVC system and in the real-time by the utilization of dSPACE 1104 controller board. Thus, the high performance speed-sensorless control systems of IMs are obtained. Finally, the performances of the realized MRAS-based speed-sensorless methods are tested and compared under variations in stator resistance, rotor resistance and load torque.

Keywords: Induction motor, model reference adaptive system, speed-sensorless control

ÖN SÖZ

Bu yüksek lisans tez çalışmasında, literatürde mevcut olan farklı MUS yapıları (rotor akıllı, zıt elektromotor kuvvetli, aktif ve reaktif güç, stator akımlı) doğrudan vektör kontrol sistemine dahil edilerek benzetim ortamında ve gerçek zamanlı olarak gerçekleştirilmiştir. Gerçekleştirilen farklı MUS yapılarında parametre değişiklikleri yapılarak hızlarında oluşan değişimler incelenmiş ve bu yapıların birbirleri arasındaki farkları belirlenmiştir.

Yüksek lisans tez çalışmam süresince, çalışmalarına yön veren, bilgi ve yardımlarını esirgemeyen ve bana her türlü desteği sağlayan danışman hocam, Sayın Doç. Dr. Murat BARUT'a en içten teşekkürlerimi sunarım. Yüksek lisans tez çalışmam esnasında bilgi, tecrübe ve yardımlarına başvurduğum desteklerini benden esirgemeyen Sayın Dr. Öğr. Üyesi Emrah ZERDALI'ye müteşekkir olduğumu ifade etmek isterim. Teşekkürlerin az kalacağı diğer üniversite hocalarıma da bana üniversite hayatım boyunca kazandırdıkları her şey için ve beni gelecekte söz sahibi yapacak bilgilerle donattıkları için teker teker teşekkürlerimi sunuyorum. Tüm eğitim hayatım boyunca benden maddi ve manevi desteğini esirgemeyen, her zaman yanımda olan, sevgi ve saygı kelimelerinin anlamını bilerek bu günlere kadar gelmemi sağlayan babam Cemal ŞAHİN ve annem Tülay ŞAHİN başta olmak üzere her biri benim için çok özel olan sevgili aileme ve tüm zorlukları benimle birlikte göğüsleyerek her zaman yanımda olan sevgili hayat arkadaşım Elif GÜNTÜRKÜN ŞAHİN'e sonsuz teşekkür ederim.

İÇİNDEKİLER

ÖZET	iv
SUMMARY	v
ÖN SÖZ	vi
İÇİNDEKİLER	vii
ŞEKİLLER DİZİNİ	ix
SİMGE VE KISALTMALAR	xii
BÖLÜM I GİRİŞ	1
BÖLÜM II MODELE UYARLAMALI SİSTEMLER	10
2.1 Rotor Akısı Temelli MUS.....	13
2.2 Zıt EMK Temelli MUS.....	18
2.3 Reaktif Güç Temelli MUS	19
2.4 Stator Akım Temelli MUS.....	22
BÖLÜM III MUS BENZETİM ÇALIŞMALARI.....	25
3.1 Rotor Akı Temelli MUS	25
3.1.1 Sıfır hız, anma hızı ve hız terslendirmelerinde RA-MUS'un başarımı	27
3.1.2 Orta hız bölgesinde (750 dev/dk) RA-MUS'un yük momenti, stator direnci ve rotor direnci değişimlerine karşı başarımı	28
3.1.3 Sıfır hız bölgesinde (0 dev/dk) RA-MUS'un yük momenti, stator direnci ve rotor direnci değişimlerine karşı başarımı	30
3.2 Zıt EMK Temelli MUS.....	32
3.2.1 Sıfır hız, anma hızı ve hız terslendirmelerinde ZEMK-MUS'un başarımı	33
3.2.2 Orta hız bölgesinde (750 dev/dk) ZEMK-MUS'un yük momenti, stator direnci ve rotor direnci değişimlerine karşı başarımı	34
3.2.3 Sıfır hız bölgesinde (0 dev/dk) ZEMK-MUS'un yük momenti, stator direnci ve rotor direnci değişimlerine karşı başarımı	37
3.3 Reaktif Güç Temelli MUS	37
3.3.1 Sıfır hız, anma hızı ve hız terslendirmelerinde RG-MUS'un başarımı	39
3.3.2 Orta hız bölgesinde (750 dev/dk) RG-MUS'un yük momenti, stator direnci ve rotor direnci değişimlerine karşı başarımı	40

3.3.3 Sıfır hız bölgesinde (0 dev/dk) RG-MUS'un yük momenti, stator direnci ve rotor direnci değişimlerine karşı başarımı	41
3.4 Stator Akım Temelli MUS.....	42
3.4.1 Sıfır hız, anma hızı ve hız terslendirmelerinde SA-MUS'un başarımı	44
3.4.2 Orta hız bölgesinde (750 dev/dk) SA-MUS'un yük momenti, stator direnci ve rotor direnci değişimlerine karşı başarımı	45
3.4.3 Sıfır hız bölgesinde (0 dev/dk) SA-MUS'un yük momenti, stator direnci ve rotor direnci değişimlerine karşı başarımı	47
BÖLÜM IV DENEYSEL ÇALIŞMALAR	49
4.1 Yüksüz Hız Terslendirmesi	51
4.2 Yüklü Hız Terslendirmesi.....	51
4.3 Rotor Direnci Değişimi.....	52
4.4 Stator Direnci Değişimi	52
BÖLÜM V SONUÇLAR VE ÖNERİLER	61
ÖZGEÇMİŞ	71

ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 1.1. Asenkron motorun doğrudan vektör kontrolü	1
Şekil 1.2. Asenkron motorun doğrudan moment kontrolü	2
Şekil 1.3. a) Lorenz ve Lawson (1990)'da verilen MUS yapısı, b) MUS tabanlı kontrol kestrim sisteminin geribesleme sistemi ve c) Rotor akısı tabanlı MUS sistemi	6
Şekil 1.4. Peng ve Fukao (1994)'de verilen ZEMF-MUS yapısı a) Duran referans çerçevesindeki koordinatlar ve b) Hız kestirimi için geri EMF hata tabanlı MRAS sisteminin yapısı	7
Şekil 1.5. Peng ve Fukao (1994)'de verilen reaktif güç MUS.....	7
Şekil 2.1. Eşdeğer doğrusal olmayan geri besleme sistemi	12
Şekil 2.2. Rotor akısı temelli MUS	13
Şekil 2.3. Rotor akısı temelli MUS şeması	17
Şekil 2.4. Hızlı ayarlama için rotor akısı ifadelerini kullanan MUS gözlemcisi	17
Şekil 2.5. Stator akımı hatası temelli MUS	24
Şekil 3.1. RA-MUS'a ait genel şema.....	25
Şekil 3.2. RA-MUS için MATLAB simulinkte oluşturulan referans model	26
Şekil 3.3. RA-MUS için MATLAB simulinkte oluşturulan uyarlamalı model.....	26
Şekil 3.4. Sıfır, anma hızı ve hız terslendirmeleri için RA-MUS'a ait benzetim sonuçları.....	27
Şekil 3.5. 750 dev/dk'da R_r , t_L ve R_s parametrelerinin değişimlerine karşı RA-MUS'a ait benzetim sonuçları	28
Şekil 3.6. 750 dev/dk'da t_L parametrelerinin değişimlerine karşı RA-MUS'a ait benzetim sonucu	29
Şekil 3.7. 0 dev/dk'da R_r , t_L ve R_s parametrelerinin değişimlerine karşı RA-MUS'ait benzetim sonuçları	30
Şekil 3.8. 0 dev/dk'da t_L parametrelesini değişimine karşı RA-MUS'a ait benzetim sonucu	31
Şekil 3.9. ZEMK-MUS'a ait genel şema	32
Şekil 3.10. ZEMK-MUS için MATLAB simulinkte oluşturulan referans model	33
Şekil 3.11. ZEMK-MUS için MATLAB simulinkte oluşturulan uyarlamalı model	33

Şekil 3.12. Sıfır, anma hızı ve hız terslendirmeleri için ZEMK-MUS'a ait benzetim sonuçları.....	34
Şekil 3.13. 750 dev/dk'da R_r , t_L ve R_s parametrelerinin değişimlerine karşı ZEMK MUS'a ait benzetim sonuçları	35
Şekil 3.14. 0 dev/dk'da R_r , t_L ve R_s parametrelerinin değişimlerine karşı ZEMK MUS'a ait benzetim sonuçları	36
Şekil 3.15. RG-MUS'a ait genel şema.....	37
Şekil 3.16. RG-MUS için MATLAB simulinkte oluşturulan referans model	38
Şekil 3.17. RG-MUS için MATLAB simulinkte oluşturulan uyarlamalı model.....	38
Şekil 3.18. Sıfır, anma hızı ve hız terslendirmeleri için RG-MUS'a ait benzetim sonuçları.....	39
Şekil 3.19. 750 dev/dk'da R_r , t_L ve R_s parametrelerinin değişimlerine karşı RG-MUS'a ait benzetim sonuçları	40
Şekil 3.20. 0 dev/dk'da R_r , t_L ve R_s parametrelerinin değişimlerine karşı RG-MUS'a ait benzetim sonuçları	42
Şekil 3.21. SA-MUS'a ait genel şema	43
Şekil 3.22. SA-MUS için MATLAB simulinkte oluşturulan uyarlamalı model	44
Şekil 3.23. Sıfır, anma hızı ve hız terslendirmeleri için SA-MUS'a ait benzetim sonuçları.....	45
Şekil 3.24. 750 dev/dk'da R_r , t_L ve R_s parametrelerinin değişimlerine karşı SA-MUS'a ait benzetim sonuçları	46
Şekil 3.25. 0 dev/dk'da R_r , t_L ve R_s parametrelerinin değişimlerine karşı SA-MUS'a ait benzetim sonuçları	48
Şekil 4.1. Gerçek zamanlı deney düzeneğinin elektriksel bağlantı şeması	50
Şekil 4.2. Yüksüz hız terslendirmesine ait gerçek zamanlı alınan motor hız sonuçları .	53
Şekil 4.3. Yüksüz hız terslendirmesine ait gerçek zamanlı alınan motor hız hatası sonuçları.....	54
Şekil 4.4. Yüklü hız terslendirmesine ait gerçek zamanlı alınan motor hız sonuçları....	55
Şekil 4.5. Yüklü hız terslendirmesine ait gerçek zamanlı alınan motor hız hatası sonuçları.....	56
Şekil 4.6. Rotor direnci değişimleri altında gerçek zamanlı alınan motor hız sonuçları	57
Şekil 4.7. Rotor direnci değişimleri altında gerçek zamanlı alınan motor hız hatası sonuçları.....	58

Şekil 4.8. Stator direnci değişimleri altında gerçek zamanlı alınan motor hız sonuçları.....	59
Şekil 4.9. Stator direnci değişimleri altında gerçek zamanlı alınan motor hız hatası sonuçları.....	60



SİMGE VE KISALTMALAR

Simgeler

Açıklama

$\hat{e}_\alpha, \hat{e}_\beta$	Kestirilen zıt EMK $\alpha\beta$ bileşenleri
$\hat{i}_{s\alpha}, \hat{i}_{s\beta}$	Kestirilen stator akımlarının $\alpha\beta$ bileşenleri
$\hat{\psi}_{r\alpha}, \hat{\psi}_{r\beta}$	Kestirilen rotor akılarının $\alpha\beta$ bileşenleri
$\hat{\omega}_r$	Kestirilen rotor açısal hızı (dev/dk)
L_{lr}	Rotor kaçak endüktansı
L_{ls}	Stator kaçak endüktansı
L_m	Mıknatıslanma endüktansı
L_r	Rotor endüktansı
L_s	Stator endüktansı
L'_s	Geçici stator endüktansı
L_σ	Stator geçici endüktansı
R_r	Rotor direnci
R_s	Stator direnci
e_n	Hız hatası (dev/dk)
e_α, e_β	Zıt EMK $\alpha\beta$ bileşenleri
i_{sd}, i_{sq}	Stator akımlarının dq bileşenleri
$i_{s\alpha}, i_{s\beta}$	Stator akımlarının $\alpha\beta$ bileşenleri
n_m	Rotor açısal hızı (dev/dk)
p_p	Kutup çifti sayısı
t_L	Bozucu yük momenti
v_{sd}, v_{sq}	Stator gerilimlerinin dq bileşenleri
$v_{s\alpha}, v_{s\beta}$	Stator gerilimlerinin $\alpha\beta$ bileşenleri
ψ_{rd}, ψ_{rq}	Rotor akılarının dq bileşenleri
$\psi_{r\alpha}, \psi_{r\beta}$	Rotor akılarının $\alpha\beta$ bileşenleri
ψ_{sd}, ψ_{sq}	Stator akılarının dq bileşenleri
$\psi_{s\alpha}, \psi_{s\beta}$	Stator akılarının $\alpha\beta$ bileşenleri
ω_r	Rotor açısal hızı (dev/dk)

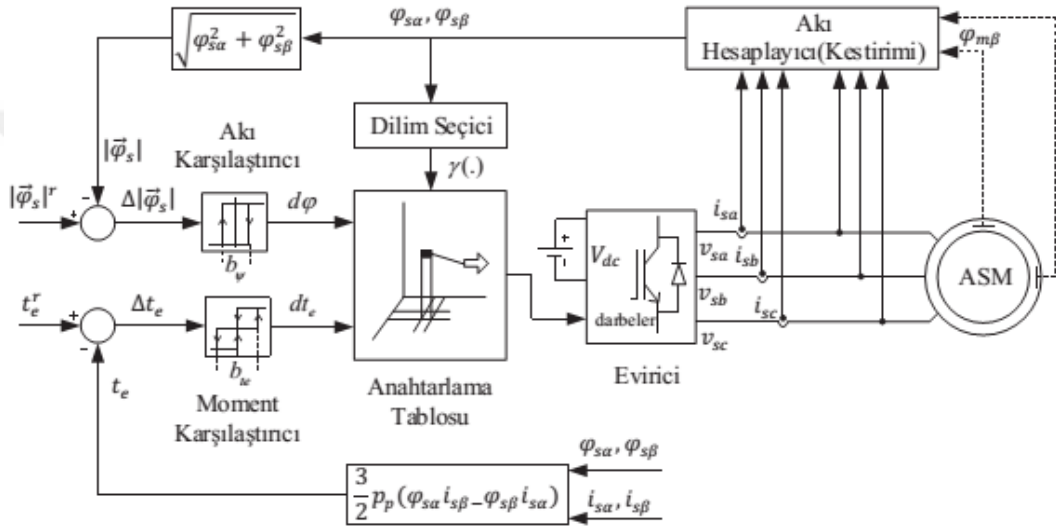
A	Sistem matrisi
d,q	Dönen eksen takımı bileşenleri
f	Anma frekansı
I	Anma akımı
I	Birim matris
P	Anma gücü
q	Reaktif güç
T	Örnekleme zamanı
t	Zaman
V	Anma gerilimi
α, β	Duran eksen takımı bileşenleri
ε	Hata terimi
σ	Kaçak yada kuplaj faktörü

Kısaltmalar

Açıklama

AA	Alternatif Akım
ASM	Asenkron Motor
DA	Doğru Akım
DMK	Doğrudan Moment Kontrolü
DVK	Doğrudan Vektör Kontrolü
EMK	Elektromanyetik Kuvvet
MUS	Modele Uyarlamalı Sistem
ÖEK	Özyinelemeli Enküçük Kareler
RA-MUS	Rotor Akı Temelli Modele Uyarlamalı Sistem
RG-MUS	Reaktif Güç Temelli Modele Uyarlamalı Sistem
SA-MUS	Stator Akım Temelli Modele Uyarlamalı Sistem
VK	Vektör Kontrolü
YSA	Yapay Sinir Ağları
ZEMK-MUS	Zıt EMK Temelli Modele Uyarlamalı Sistem

hız kontrol yöntemi önerilmiştir. Bu gelişmelere paralel olarak, kontrol başarımını iyileştirmek amacıyla diğer skalar kontrol yöntemleri sırasıyla tanıtılmıştır. Bu kontrol yöntemleri kontrol değişkenlerinin genlik değişimleri ile kontrolünü temel almaktadır. Ayrıca, kullanılan model sadece sürekli sinüzoidal hali içerdiğinden geçici hallerde düşük başarıma sahiptir. Skalar kontrollü sürücülerin orta dereceli başarımlarına rağmen, uygulamaya geçirilmesinin kolay ve ucuz olması bakımından endüstride yaygın olarak kullanılmaktadırlar (Bose, 1997; El-Hawary vd., 2002; Krause vd., 2002; Holtz, 2006; Holtz, 2002; Barut, 2005; Zerdali, 2016).



Şekil 1.2. Asenkron motorun doğrudan moment kontrolü (Zerdali, 2016)

Günümüzde, daha yüksek kontrol başarımının gerekli olduğu uygulamalarda, skalar kontrolü yerine, vektör kontrolü (VK) veya doğrudan moment kontrolü (DMK) gibi yüksek başarılı kontrol yöntemleri tercih edilmektedir (Barut, 2005). ASM'lerin serbest uyarmalı DA motorları gibi kontrol edilebileceğini gösteren VK ilk olarak 1969'da K. Hasse ve 1971'de F. Blascke tarafından tanıtılırken (Bose, 1997), DMK Takahashi ve Noguchi (1986) ve Depenbrock (1988) tarafından önerilmiştir. DMK'nın VK yöntemine göre daha basit yapıda olması ve başarımının VK yöntemlerine yakınlığından dolayı endüstride uygulama alanı bulmuştur. Ayrıca, geleneksel DMK cevabının VK'ninkine kıyasla daha hızlı olması, akım kontrol döngülerinin olmaması, koordinat dönüşümüne ve darbe genişlik modülasyon üreticine ihtiyaç duymamasından dolayı daha düşük maliyetle gerçekleştirilebilmektedir (Barut, 2005). ASM'lerin yüksek

başarımli kontrolünü sağlayan DVK ve DMK Şemaları sırasıyla Şekil 1.1 ve Şekil 1.2’de sunulmuştur (Barut, 2005; Zerdali, 2016).

ASM’ların yüksek başarımli kontrolünü sağlayan VK ve DMK’nın uygulanabilmesi için rotor açısıal hızına ek olarak rotor ya da stator akısının duran eksen takımına göre genlik ve konum bilgisine ihtiyaç duyulmaktadır. Kısacası yüksek hassasiyetli hız kontrolü için rotor hızı bilgisine gerek vardır. Rotor hız bilgisinin elde edilebilmesi için bir hız algılayıcısının kullanımı gerekmektedir. Geleneksel yaklaşımda akı vektörünün, araştırma bobinli veya Hall etkili algılayıcılar kullanılarak elde edilmesi, hem donanım maliyetini arttırmakta hem de bu algılayıcılar mekanik titreşimlerden ve sıcaklıktan olumsuz bir şekilde etkilenmektedirler (Barut,2005). Ayrıca tüm bu algılayıcıların kullanımları, harici maliyetlere neden olmasının yanı sıra harici montaj alanı ve kablolama gerektirmektedir. Literatürde algılayıcı kullanımından kaynaklanan sorunların üstesinden gelmek için bu değışkenleri ölçmek yerine kestirme ya da gözlemlleme yoluna gidilmektedir (Barut vd. 2012 Holtz, 2005; Schauder, 1992). Algılayıcı ve kablolamalarını devre dışı ederek oluşturulan algılayıcısız sürücü sistemleri düşük maliyet, küçültölmüş boyut ve donanım karmaşıklığının önlenmesi gibi üstünlöklere sahiptir.

ASM’lerin hız-algılayıcısız yüksek başarımli kontrolünde kullanılan kestirim yöntemleri Vas (1998)’de aşağıdaki gibi sınıflandırılmıştır:

1. Ölçölen stator akım/gerilimini kullanan açık-çevrim kestiriciler (Holtz, 2005; Jansen ve Lorenz, 1994),
2. Modele uyarlamalı sistemler (Schauder, 1992).
3. Gözlemeyiciler (Kalman, Luenberger, Kayma Kipli vb.) (Barut vd. 2012; Du vd., 1995; Lin vd., 1998),
4. Yapay zeka (bulanık ve/veya yapay sinir ağı tabanlı sistemler vb.) kullanan kestiricilerdir (Vas vd., 1998, Zerdali ve Barut, 2013).

Yukarıdaki yöntemlere ek olarak, ASM’nin farklı rotor çıkıntılarından kaynaklanan fiziksel olgusunu kullanan işaret ekleme yöntemleri de önerilmiştir. Bu yöntemler makine parametrelerindeki değışikliklere karşı duyarsızdır ve sıfıra yakın hız aralığında iyi bir başarıma sahiptir. Genellikle, eviricinin darbe genişlik modölasyonlu işaret

üzerine yerleştirilen bir taşıyıcı işaret kullanırlar. Rotor hızının kestirimi için en çok iki tür işaret sıklıkla kullanılır: negatif sıralı taşıyıcı işaret ve sıfır sıralı taşıyıcı işaret bileşenleri. Bununla birlikte, bu yöntemler motorun temel frekansında çok çeşitli değişikliklerde karmaşık işaret işleme gerektirir ve gürültü oranına duyarlıdırlar (Korzonek vd., 2019; Finch vd., 2008) .

Yapay sinir ağı kestricileri nöral modelleme veya sinir tanımlama yöntemlerine dayanmaktadır. Model tabanlı yöntemlerin aksine sinir ağı tabanlı yöntemlerin makinenin matematiksel modeline ihtiyacı yoktur ve bu sebeple motor parametresi değişikliklerine karşı da dayanıklıdırlar. Bununla birlikte, özellikle çevrimdışı eğitilmiş çok katmanlı sinir ağlarını kullanan sinir tabanlı kestricilerden yüksek başarımlar elde edebilmek için büyük eğitim ve veri setleri gerekmektedir (Korzonek vd., 2019; Orłowska-Kowalska, 2003).

Model tabanlı kestrim sistemleri en yaygın kullanılan yöntemlerdir. Bu gruba ait tüm kestrici türleri (açık çevrim kestriciler, gözlemleyiciler ve Kalman filtreleri) asenkron makinenin dinamik modeline dayanmaktadır. Durum değişkenli gözlemleyiciler ve Kalman filtreleri gibi kapalı çevrimli kestricilerde, parametre duyarlılığı geri besleme kazançlarının uygun tasarımı kullanılarak kontrol edilebilir. Bununla birlikte, bunların değerleri vektör kontrollü ASM sürücü sisteminin kapalı çevrim hız operasyonundaki kararlılık problemleri nedeniyle kullanımları sınırlı olmaktadır ve genellikle sürücünün referans hız değerine göre değiştirilmektedir. Özellikle Kalman filtresi algoritmaları hesaplama açısından karmaşıktır. Bu sorun gerçek zamanlı uygulamalarda rotor akısındaki ve hız kestrimindeki hataları azaltmak için seçilen motor parametrelerinin eşzamanlı kestrimini sağlayan genişletilmiş gözlemleyiciler veya genişletilmiş Kalman filtreleri kullanıldığında özellikle önem kazanmaktadır (Korzonek vd., 2019; Orłowska-Kowalska, 1989; Barut vd., 2007; Zerdali ve Barut, 2018; Vas, 1998; Pacas, 2011).

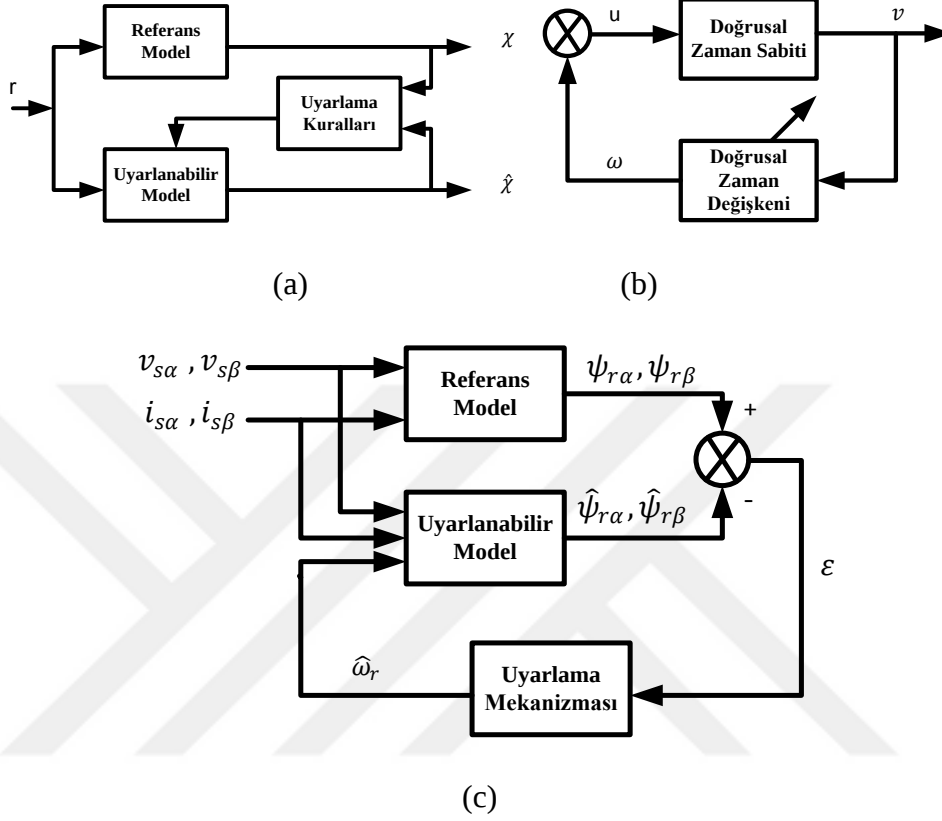
Farklı model tabanlı hız kestricileri arasında, modele uyarlamalı sistemler (MUS'lar) son zamanlarda basit yapıları, kolay gerçeklenmeleri ve düşük hesaplama yükleri nedeniyle artan bir öneme sahiptirler. MUS yönteminin ana fikri Landau (1979)'da önerildiği üzere bir uyarlamalı model olarak tanımlanan sistemin durum değişkenlerini referans modelinkine eşitlemek ve böylece istenilen fiziksel niceliği kestirmek amacıyla iki model arasındaki hatayı en aza indirmeye çalışan bir uyarlama mekanizması

belirlemektir. Şekil 1.3a'da Lorenz ve Lawson (1990)'da verilen MUS'un temel yapısı görülmektedir. Burada χ , sistemin durum değişkenini göstermektedir. Referans model kestirilecek parametreyi içermeyen bir eşitlik takımına dayanırken, uyarlamalı model kestrilecek parametreyi farklı girdileri kullanan farklı eşitlik takımıyla aynı durum değişkenlerini gözlemlemek için kullanılır. Model çıkışlarının seçimine bağlı olarak rotor akısı (RA-MUS) (Schauder, 1992; Vas, 1998; Rehman vd., 2001), zıt EMK (ZEMK-MUS) (Peng ve Fukao, 1994; Rashed vd., 2004), reaktif güç (RG-MUS)(Maiti vd., 2008; Ta vd., 2001; Said ve Benbouzid, 1999; Kojabadi, 2009; Garces, 1980; Peng vd., 1994), stator akımı hatası tabanlı MUS (SA-MUS) (Dybkowski ve Kowalska, 2008a) ve aktif güç veya elektromanyetik moment (Kojabadi, 2009; Rowan vd., 1991) tabanlı çeşitleri önerilmiştir. Literatürde, Popov'un yüksek kararlılık, Lyapunov kararlılık teoremi ve özyineli en düşük kareler algoritması gibi uyarlanabilir yasalar, hata işaretini en aza indirmek için kullanılmaktadır. Şekil 1.3b'de geribeslemeli sistemlerde iki bloklu yüksek kararlılık kuramına dayanan bir uyarlama mekanizması görülmektedir (Kumar vd., 2015).

Şekil 1.3c'de ise RA-MUS'un temel yapısı görülmektedir. Burada, rotor hızından bağımsız referans model motor terminal gerilim ve akım işaretlerini kullanarak rotor akısını ($\hat{\psi}_r$) hesaplarken, rotor hızına bağlı olan uyarlanabilir model rotor akısını (ψ_r) kestirir. Daha sonra bu iki durum değişkeni arasındaki hata (ε), kestirilen hızı veren bir uyarlama mekanizmasını sürmek için kullanılır (Kumar vd., 2015; Tamai vd., 1985; Armstrong vd., 2010; Haddoun vd., 2008).

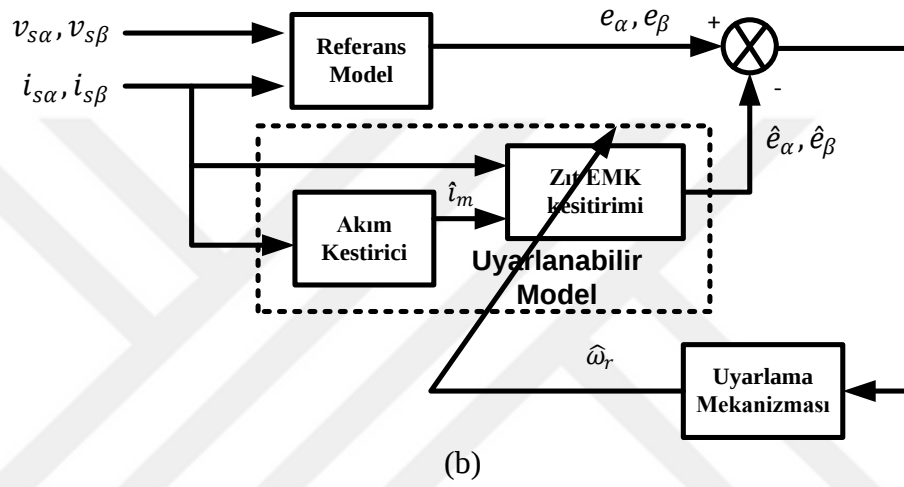
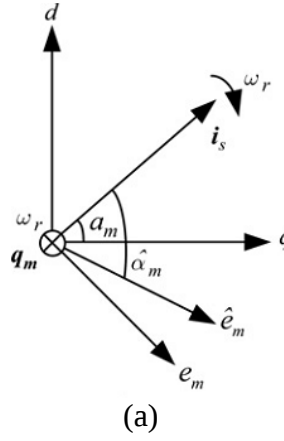
Tamai vd., (1985) ve Tamai (1987)'deki çalışmalarda model tabanlı yöntemi kullanan RA-MUS hız kestirimi yöntemi basit olmakla birlikte, rotor zaman sabitinin hatalı bilinmesinden dolayı ortaya çıkan hız uyarlama hatası ile ilgili sorunlara sahiptir. Buna ek olarak, özellikle düşük çalışma hızında stator direncindeki sıcaklık bağımlı değişim nedeniyle bir hata da üretilir (Soltani ve Mizaeian, 1998). Schauder 1989 (Schauder, 1992)'da, hem rotor akısını yeniden yapılandırmak hem de rotor hızını kestirmek için referans ve uyarlamalı modele yüksek geçiren bir filtre sunmuştur. Önerilen fikir, önceki yaklaşımdan daha az karmaşık ve daha etkilidir. Bu yaklaşım Kisch vd. (1997) ve Kowalska ve Dybkowski (2006)'daki çalışmalarda da kullanılmıştır. Bununla birlikte, önerilen akım-gerilim modellerinde rotor akısının yüksek duyarlılığı nedeniyle, bu yöntem motor parametre değişkenlerine karşı oldukça hassastır (Ohyama vd., 2006;

Ohyama vd., 1999). Ayrıca, düşük hız bölgesinde stator direnci üzerindeki gerilim düşümü yüzünden kestirimin kötüleşmesi ve saf integratör teriminden kaynaklı sorunlara da sahiptir (Kumar vd., 2015).

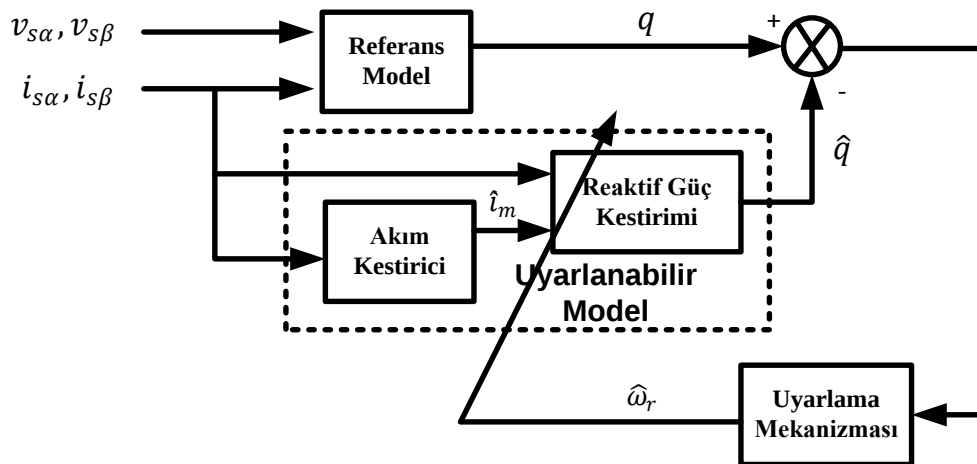


Şekil 1.3. a) Lorenz ve Lawson (1990)'da verilen MUS yapısı (Lorenz ve Lawson,1990) b) MUS tabanlı kontrol kestirim sisteminin geribesleme sistemi (Ta vd.,2001) ve c) Rotor akısı tabanlı MUS sistemi (Boulghasou vd., 2010).

1994 yılında Peng ve Fukao, zıt EMK kullanarak hızı kestirmek için Şekil 1.4'te sunulan alternatif yeni bir MUS şeması önermiştir. Zıt EMK tabanlı MUS tekniği, referans ve uyarlanabilir modellerinde herhangi bir saf integrasyon gerektirmemektedir. Rotor akılarını referans ve uyarlamalı modellerde kullanmak yerine, zıt EMK kestirilir ve bir hız hata düzeltme işareti üretmek için ölçülen değer ile karşılaştırılır (Peng, ve Fukao, 1994; Kisch vd., 1997; Marwali ve Keyhani, 1997; Nitayotan ve Sangwongwanich, 2001). Rotor akısı tabanlı MUS'taki saf integratör dışında, Zıt EMK temelli MUS, RA-MUS ile benzer sorunlara sahiptir.



Şekil 1.4. Peng ve Fukao (1994)'de verilen ZEMF-MUS yapısı a) Duran referans çerçevesindeki koordinatlar (Peng ve Fukao vd. 1994) ve b) Hız kestirimi için geri EMF hata tabanlı MRAS sisteminin yapısı (Peng ve Fukao vd. 1994)



Şekil 1.5. Peng ve Fukao (1994)'de verilen reaktif güç MUS (Peng ve Fukao vd. 1994)

MUS'daki hata parametresi olarak reaktif güç seçimi, sistemi stator dirençlerindeki değişimlere karşı bağımsızlık kazandırır (Bin vd., 2004; Perng vd., 1998). Ayrıca, anlık ve kararlı durum reaktif gücü ile MUS'ın eşsiz yapısı, hesaplama sürecinde herhangi bir akı kestirime ihtiyacı ortadan kaldırmaktadır (Maiti vd., 2008). Böylece, bu yöntem kayma ve doyma gibi integratörden kaynaklı sorunlara karşı daha az hassastır. Düşük devirde, uygulanan stator geriliminin genliği küçük olduğundan, direnç üzerinde düşen gerilim, uygulanan gerilimle karşılaştırılabilir bir değere gelir ve ölçme gürültüleri ile birlikte bu durum integratörün kararlı bir şekilde çalışmasına engel olmaktadır. Bu sorunun üstesinden gelmek için, Peng ve Fukao (1994)'te önerildiği gibi anlık reaktif güç hem referans hem de uyarlamalı modeller için bir durum değişkeni olarak seçilmektedir. Bu durum iyileştirilmiş geçici hal başarımı da sağlamaktadır (Maiti ve Chakraborty, 2010). Peng ve Fukao (1994)'te önerilen MUS yapısı Şekil 1.5'te görülmektedir (Kumar, 2015).

ASM sürücülerinde kullanılmak üzere rotor hızını kestirmek için önerilen diğer bir yöntem stator akım hatası tabanlı MUS'tur (Dybkowski and Kowalska, 2008a). Önerilen şemada, doğrudan referans model olarak kabul edilen ölçülen stator akımı bileşenleri ile rotor akısı tabanlı stator akım modeli yardımıyla kestirilen stator akımı bileşenleri arasındaki farklar ve rotor akısı bileşenleri kullanılarak hata terimi türetilmektedir. Dybkowski and Kowalska (2008a)'de gerçekleştiren kararlılık çalışmasında, rotor direnci veya stator ve rotor reaktanslarındaki %50 değişimler altında ve her iki PI kontrolör katsayılarının değişimlerinde dahi kararlılık sorununun olmadığı belirtilmiştir. Bu yapıda referans model olarak sadece ölçülen stator akımı bileşenleri kullanıldığından, referans model integratörden ve değişen motor parametrelerinden kaynaklı sorunlardan arındırılmıştır. Dybkowski and Kowalska (2008b)'de geleneksel PI kontrolör yerine, bulanık tabanlı PI kontrolör tasarlanmış ve stator reaktans değişimlerine karşı daha güçlü bir kestirici gerçekleştirilmiştir. Gadoue vd. (2011)'de akım modelden elde edilen rotor akısı bilgisinin kullanıldığı iki katmanlı bir yapay sinir ağı uyarlamalı model olarak kullanılmış ve düşük hız bölgesinde daha iyi kestirim başarımı elde edilmiştir. Ancak, önerilen stator akım hatası tabanlı MUS yapısı rejeneratif çalışma modunda kararsızlık göstermektedir.

Literatürde ASM'lerin hız kestirimi için farklı MUS yapılarını inceleyen karşılaştırma çalışmaları değerlendirildiğinde, bu çalışmaların mevcut MUS yöntemlerini benzetim

ve gerçek-zamanlı olarak stator direnci, rotor direnci ve yk momentindeki değişimler altında birlikte test edilerek karşılaştırılmadığı görülmektedir.

Bu tez çalışmasında, seçilen dört adet MUS yapısı (rotor akısı, zıt EMK, reaktif güç ve stator akım temelli MUS) detaylı olarak incelenmiş, daha sonra DVK yöntemi kullanarak, benzetim ortamında farklı çalışma bölgeleri ve parametre değişimleri altında karşılaştırılmıştır. Daha sonra, adil bir karşılaştırma yapmak amacıyla gerçek-zamanlı deneylerde bu dört MUS algoritması aynı akım ve gerilimlerle beslenerek paralel bir şekilde dSPACE 1104 kontrolör kartı ile çalıştırılarak başarımlarının değerlendirmesi birlikte yapılmıştır.

Bu tez çalışmasının řu şekilde düzenlenmiştir: Bölüm II, incelenen dört farklı MUS yapısına ait ayrıntıları sunmaktadır. Bölüm III ve Bölüm IV sırasıyla karşılaştırılan MUS'lara ait benzetim ve gerçek-zamanlı kestirim başarımlarını içermektedir. Son olarak, Bölüm V elde edilen sonuçlara ait yorumlara yer vermektedir.

BÖLÜM II

MODELE UYARLAMALI SİSTEMLER

ASM sürücülerinde hızı kestirmek ve kontrol etmek için kullanılan MUS teknikleri sadeliği ve doğrudan fiziksel yorumu nedeniyle en çok dikkat çeken algılayıcısız tekniklerden biridir (Shoudao vd., 2005). Landau tarafından 1979 yılında önerilen MUS tekniğinin temel fikri, sisteme ait aynı durum değişkenlerini üreten iki farklı alt model (referans model ve uyarlamalı model) çıkışlarının ve bu çıkışlar arasındaki fark olarak tanımlanan bir hata teriminin belirlenmesidir (Landau 1979). Daha sonra, elde edilen hata terimini sıfıra çekecek bir uyarlama mekanizması yardımıyla elde edilmek istenen parametre kestirilmektedir. MUS'un temel yapısı, Şekil 1.3a'da gösterilmekte ve burada χ , sistemin durum değişkenini temsil etmektedir (Lorenz ve Lawson, 1990). Referans model olarak adlandırılan eşitlik kestirilecek parametreyi içermezken, uyarlamalı model kestirilmek istenen parametreye ek olarak farklı girdileri de kullanan farklı bir eşitlik takımı yardımıyla referans model ile aynı durum değişkenlerini elde etmek için kullanılır. Literatürde yaygın olarak kullanılan hata terimleri rotor akısı, zıt EMK, reaktif güç ve stator akımı kullanılarak elde edilmektedir. Bu hata işaretini kullanarak çıkışında kestirilen parametreyi veren uyarlama mekanizmaları Popov'un yüksek kararlılık (hyperstability) koşulu, Lyapunov kararlılık teoremi ve özyinelemeli en küçük kareler algoritması gibi uyarlanabilir yasalar kullanılarak elde edilmektedir (Tan vd., 2000; Beguenane vd., 2004; Wai ve Lin, 2005; Yang vd., 2008). Geri besleme sistemlerinde iki bloklu yüksek kararlılık kavramına dayanan böyle bir uyarlama mekanizması Şekil 1.3b'de gösterilmiştir. Doğrusal zamanla değişmeyen ileri-beslemeli transfer matrisinin kesin pozitif olması ve doğrusal olmayan geri beslemenin yüksek kararlılık için Popov'un koşulunu sağlaması durumunda sistemin asimptotik olarak yüksek kararlı olduğu söylenmektedir. Lyapunov kararlılık teorisine dayanan uyarlama yasası düşük dereceli sistemler için tasarlanırken, Özyinelemeli En Küçük Kareler (ÖEK) algoritmasına dayanan uyarlama yasası düşük ve yüksek dereceli sistemler için uygundur. ÖEK temelli uyarlama yasasını kullanan uyarlama mekanizması hızlı bir yakınsama oranı sağlamaktadır. Bununla birlikte, ÖEK temelli uyarlama yasasına sahip MUS, yörünge izlemede ve model takip etmede daha iyi bir başarımlı göstermektedir (Kumar vd., 2015; Popov, 1973; Fnaiech vd., 2010).

Bir MUS kestiricisi genel olarak Şekil 2.1'deki gibi ileri beslemeli zamanla değişmeyen doğrusal bir alt sistem ile geri beslemeli doğrusal olmayan zamanla değişen bir alt sistem ile ifade edilebilir (Kumar vd, 2015).

Rotor hızı kestirim algoritması (uyarlama mekanizması) doğrusal zamanla değişmeyen alt sistemin transfer fonksiyonu matrisi kesin pozitif olması ve doğrusal olmayan zamanla değişen geri beslemeli alt sistemin Popov'un integral eşitsizliğini ($[0, t_1]$ aralığında tüm $t_1 \geq 0$ değerleri için $\int v^T w dt \geq 0$) sağlaması sayesinde Popov'un yüksek kararlılık teorisine göre seçilmektedir. Böylece, uyarlama mekanizmasını elde etmek için, ilk önce doğrusal zamanla değişmeyen ileri beslemeli alt sisteminin transfer fonksiyonu $F(s)$ elde edilmelidir (Vas, 1998).

Referans modelin durum değişkeni eşitliklerinden uyarlamalı modelin durum değişkeni eşitlikleri çıkartılarak elde edilen hata eşitliklerinin durum değişken formu aşağıdaki gibidir:

$$\frac{dv}{dt} = Av - w \quad (2.1)$$

$$0 = R_r I_r + \frac{d\psi_r'}{dt} - j\omega_r \psi_r' \quad (2.2)$$

$$\psi_r' = \int \left\{ \left[-\frac{1}{T_r} + j\omega_r \right] \psi_r' + \frac{L_m}{T_r} \bar{I}_s \right\} dt \quad (2.3)$$

$$\frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} = \frac{L_r}{L_m} \left(v_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha} - L_s' \frac{di_{s\alpha}}{dt} \right) \quad (2.4)$$

$$\frac{d\psi_{r\beta}}{dt} = \frac{L_r}{L_m} \left(v_{s\beta} - R_s i_{s\beta} - L_s' \frac{di_{s\beta}}{dt} \right) \quad (2.5)$$

$$\bar{\psi}_r' = \frac{L_r}{L_m} \left[\int (\bar{v}_s - R_s i_s) dt - L_s' i_s \right] \quad (2.6)$$

$$L_s' = L_{ls} + L_{lr} \quad (2.7)$$

Uyarlamalı model (rotor modeli) eşitlikleri (2.2)'deki rotor akımı uzay vektörünün elenmesi ile elde edilen duran eksen takımındaki rotor gerilim eşitlikleridir. Böylece, (2.3) elde edilir ve daha sonra iki eksen bileşenleri ayrıştırılır. Referans model (stator modeli) eşitlikleri (2.4) ve (2.5) ile ifade edilen duran eksen takımındaki iki eksenli stator gerilim eşitlikleridir ve bunun uzay vektör formu ise (2.6)'da verilmiştir. Hata eşitliklerinin ortaya çıkan durum değişkeni formunda, durum matrisi A, (2.8)'deki gibidir (Vas, 1998).

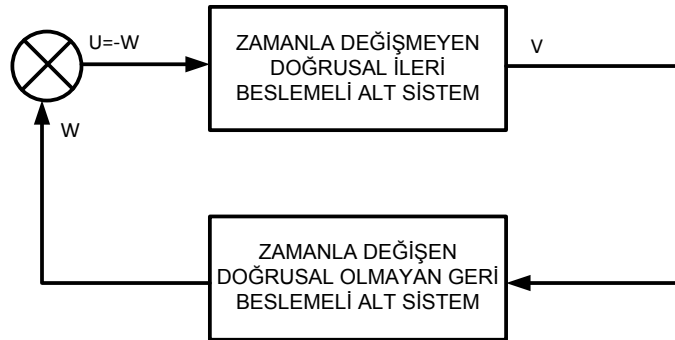
$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -\omega_r \\ \omega_r & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

$$F(s) = [sI - A]^{-1} \quad (2.9)$$

$$w = [\hat{\omega}_r - \omega_r] [-\hat{x}_\beta x_\alpha]^T \quad (2.10)$$

$$\int v^T w dt \geq 0 \quad (2.11)$$

$$\hat{\omega}_r = \left(K_p + \frac{K_i}{p} \right) \varepsilon \quad (2.12)$$



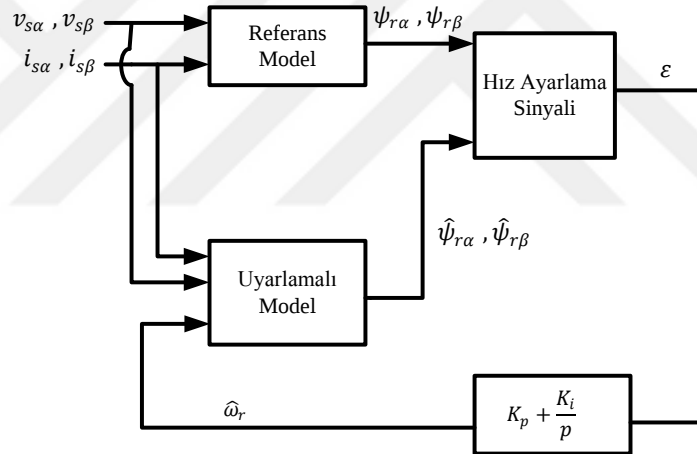
Şekil 2.1. Eşdeğer doğrusal olmayan geri besleme sistemi (Vas vd. 1998)

Şekil 2.1'de gösterilen doğrusal zamanla değişmeyen alt sistemin ileri besleme yolu transfer matrisi (2.9)'daki gibidir. Buradaki I birim matristir. Bunu (2.10)'daki hata durum eşitliği w'nın türetilmesi takip eder. Daha sonra, w Popov'un (2.11)'deki integral eşitsizliği içerisine yerleştirildiğinde, bu eşitsizlik (2.12)'deki PI formu ile

sağlanabilmektedir. Burada, $1/p$ integratörünü ve ε ise uygun hız ayarlama işaretini temsil etmektedir. Referans ve uyarlamalı modellerin çıktıları olarak belirli bir durum değişkeni kullanıldığında, Popov'un integral eşitsizliği yardımıyla belirli bir forma karşılık gelen hız ayarlama işareti elde edilebilir. Yukarıda da belirtildiği üzere, kestirilecek olan rotor hızı referans model ve uyarlamalı model arasındaki fark sıfır olacak şekilde değiştirildiğinde, kestirilen rotor hızı gerçek hıza eşit olacaktır. Hata işareti, bu hatanın asimptotik olarak sifıra yaklaşmasını sağlayan rotor hızı tanımlama algoritmasını çalıştırmayı gerekli kılar (Vas, 1998).

2.1 Rotor Akısı Temelli MUS

ASM'ler için rotor akı hatası temelli MUS ilk önce Tamai tarafından 1985'te önerilmiştir. Rotor akısı temelli MUS'un temel yapısı Şekil 2.2'de gösterilmiştir.



Şekil 2.2. Rotor akısı temelli MUS (Vas, 1998)

Stator duran eksen takımındaki rotor akısı bileşenlerini bağımsız olarak kestiren iki kestirici (Referans model temelli kestirici ve uyarlamalı model temelli kestirici) ve bu kestirilen akı bileşenleri arasındaki fark kullanılarak rotor hızını kestirmek mümkündür.

Duran eksek takımındaki rotor akısı eşitlikleri ASM'nin stator gerilim eşitliklerini kullanarak (2.13) ve (2.14)'deki gibi elde edilebilir. (2.13) ve (2.14) rotor akı eşitlikleri yeniden düzenlenerek (2.16) ve (2.18) elde edilir.

$$\frac{d\psi_{r\alpha}(t)}{dt} = \frac{L_r}{L_m} \left(v_{s\alpha}(t) - R_s i_{s\alpha}(t) - L'_s \frac{di_{s\alpha}(t)}{dt} \right) \quad (2.13)$$

$$\frac{d\psi_{r\beta}(t)}{dt} = \frac{L_r}{L_m} \left(v_{s\beta}(t) - R_s i_{s\beta}(t) - L'_s \frac{di_{s\beta}(t)}{dt} \right) \quad (2.14)$$

$$\frac{\psi_{r\alpha}(t) - \psi_{r\alpha}(t-1)}{T} = \frac{L_r}{L_m} \left(v_{s\alpha}(t) - R_s i_{s\alpha}(t) - \sigma L_s \left(\frac{i_{s\alpha}(t) - i_{s\alpha}(t-1)}{T} \right) \right) \quad (2.15)$$

$$\begin{aligned} \psi_{r\alpha}(t) = & \psi_{r\alpha}(t-1) + \left(\frac{L_m + L_{lr}}{L_m} \right) \left(T v_{s\alpha}(t) - \left(L_m + L_{ls} - \frac{L_m^2}{L_m + L_{lr}} - R_s T \right) i_{s\alpha}(t) + \right. \\ & \left. \left(L_m + L_{ls} - \frac{L_m^2}{L_m + L_{lr}} \right) i_{s\alpha}(t-1) \right) \end{aligned} \quad (2.16)$$

$$\frac{\psi_{r\beta}(t) - \psi_{r\beta}(t-1)}{T} = \frac{L_r}{L_m} \left(v_{s\beta}(t) - R_s i_{s\beta}(t) - \sigma L_s \left(\frac{i_{s\beta}(t) - i_{s\beta}(t-1)}{T} \right) \right) \quad (2.17)$$

$$\begin{aligned} \psi_{r\beta}(t) = & \psi_{r\beta}(t-1) + \left(\frac{L_m + L_{lr}}{L_m} \right) \left(T v_{s\beta}(t) - \left(L_m + L_{ls} - \frac{L_m^2}{L_m + L_{lr}} - R_s T \right) i_{s\beta}(t) - \right. \\ & \left. \left(L_m + L_{ls} - \frac{L_m^2}{L_m + L_{lr}} \right) i_{s\beta}(t-1) \right) \end{aligned} \quad (2.18)$$

Burada, L'_s stator geçici endüktansdır. Bu iki eşitlik rotor hızını içermediğinden referans modeli temsil eder ve makinenin terminal gerilim ve akım işaretlerinden rotor akısını hesaplamaktadır (Vas, 1998).

Bununla birlikte, ASM'nin rotor gerilim eşitlikleri duran eksen takımında ifade edildiğinde, rotor gerilim eşitlikleri rotor akısı ve rotor hızını da içermektedir. Uyarlamalı model eşitliklerini elde etmek için (2.19) kullanılmaktadır. Bu eşitlik içerisinde rotor akımı uzay vektörü (2.20) kullanılarak sadeleştirme yapılmaktadır. Başka bir yöntem olarak (2.21), (2.22), (2.23) ve (2.24) dikkate alınarak (2.25) ve (2.27) elde edilmektedir (Vas, 1998).

$$0 = R_r I_r(t) + \frac{d\psi'_r(t)}{dt} - j\omega_r(t)\psi'_r(t) \quad (2.19)$$

$$i_r'(t) = (\psi_r'(t) - L_m i_s(t))/L_r \quad (2.20)$$

$$T_r \frac{di_{r\alpha}(t)}{dt} = i_{s\alpha}(t) - i_{r\alpha}(t) - \omega_r(t) T_r i_{r\beta}(t) \quad (2.21)$$

$$T_r \frac{di_{r\beta}(t)}{dt} = i_{s\beta}(t) - i_{r\beta}(t) - \omega_r(t) T_r i_{r\alpha}(t) \quad (2.22)$$

$$\psi_{r\alpha}(t) = L_m i_{r\alpha}(t) \quad (2.23)$$

$$\psi_{r\beta}(t) = L_m i_{r\beta}(t) \quad (2.24)$$

$$\frac{\hat{\psi}_{r\alpha}(t) - \hat{\psi}_{r\alpha}(t-1)}{T} = -\hat{\omega}_r \hat{\psi}_{r\beta}(t-1) - \frac{1}{T_r} \hat{\psi}_{r\alpha}(t-1) + \frac{L_m}{T_r} i_{s\alpha}(t) \quad (2.25)$$

$$\hat{\psi}_{r\alpha}(t) = \left(1 - \frac{TR_r}{(L_m + L_{lr})}\right) \hat{\psi}_{r\alpha}(t-1) + \frac{L_m R_r}{(L_m + L_{lr})} T i_{s\alpha}(t) - p_p \omega_r T \hat{\psi}_{r\beta}(t-1) \quad (2.26)$$

$$\frac{\hat{\psi}_{r\beta}(t) - \hat{\psi}_{r\beta}(t-1)}{T} = \hat{\omega}_r \hat{\psi}_{r\alpha}(t-1) - \frac{1}{T_r} \hat{\psi}_{r\beta}(t-1) + \frac{L_m}{T_r} i_{s\beta}(t) \quad (2.27)$$

$$\hat{\psi}_{r\beta}(t) = \left(1 - \frac{TR_r}{(L_m + L_{lr})}\right) \hat{\psi}_{r\beta}(t-1) + \frac{L_m R_r}{(L_m + L_{lr})} T i_{s\beta}(t) + p_p \omega_r T \hat{\psi}_{r\alpha}(t-1) \quad (2.28)$$

$$\varepsilon = \psi_{r\beta}(t) \hat{\psi}_{r\alpha}(t) - \psi_{r\alpha}(t) \hat{\psi}_{r\beta}(t) \quad (2.29)$$

Rotor hızına bağlı olarak uyarlamalı model rotor akısı kestirilebilmektedir. (2.26) ve (2.28) rotor hızını içeren rotor akı değerleri oldukları için uyarlamalı model eşitlikleridir. Buradaki T_r rotor zaman sabitidir.

Referans ve uyarlamalı modeller rotor akı bağlantılarını kestirmek için kullanılmaktadır. Bu iki model ile kestirilen çıkışların açısal farkları hız ayarlama işareti olarak kullanılmaktadır ve (2.29)'da verilmiştir. Bu ayarlama işareti Şekil 2.2'de gösterildiği gibi kestirilen rotor hızını veren doğrusal kontrolöre (PI kontrolör) giriş olarak uygulanmaktadır (Vas, 1998).

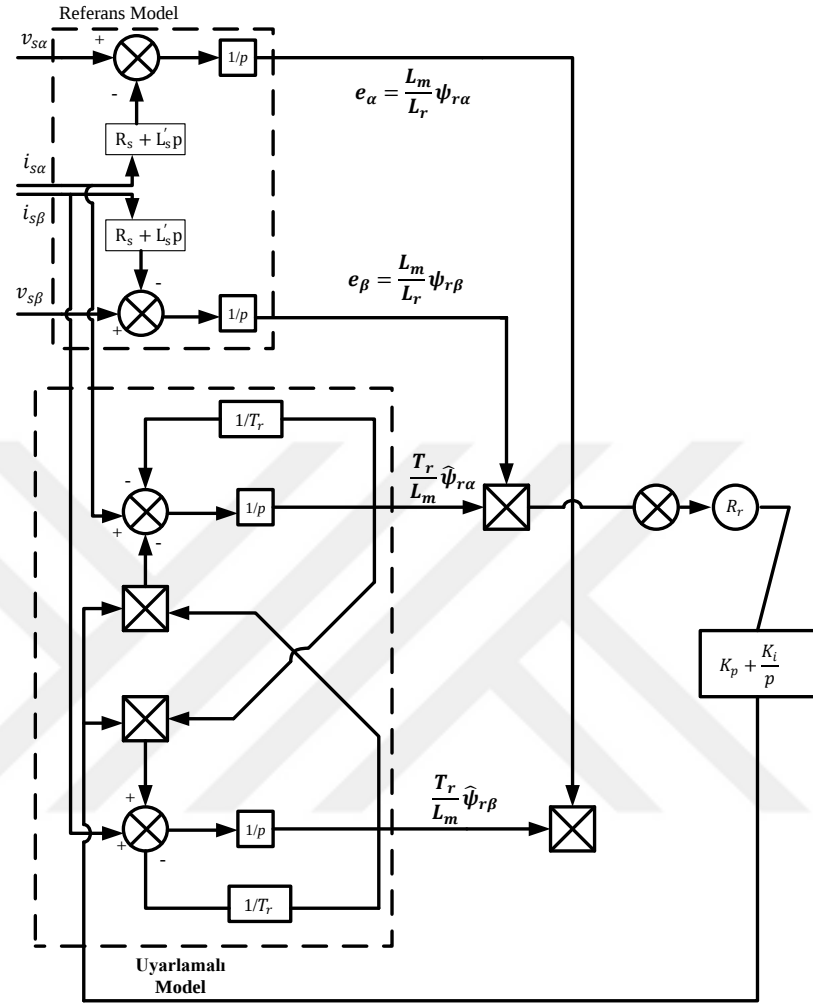
PI kontrolör ve (2.29)'un kullanılmasının nedeni, bunun doğrusal olmayan kararlı bir geri besleme sistemi vermesinin ve Popov'un yüksek kararlılık ölçütü kullanılarak kanıtlanmasıdır. Doğrusal kontrolör iki rotor akı modeli arasındaki fark sıfır olana kadar rotor hızını ayarlamaktadır. Diğer bir ifadeyle, uyarlamalı modele giriş olarak verilen kestirilmiş olan rotor hızı, referans model ile uyarlamalı model arasındaki fark sıfır olacak şekilde değiştirildiğinde kestirilen rotor hızı gerçek rotor hızına eşit olmaktadır. Hata işareti hatayı sıfıra yaklaştırmak için rotor hızı tanımlama algoritmasını harekete geçirmektedir. Bunun için algoritma hızlı ve kararlı bir cevap verecek şekilde seçilmelidir (Vas, 1998).

$$\hat{\omega}_r = K_p \varepsilon + K_i \int \varepsilon dt \quad (2.30)$$

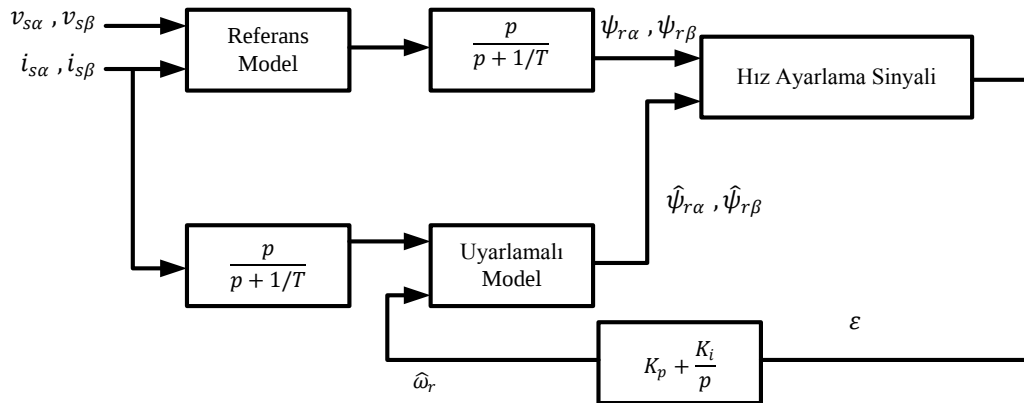
Şekil 2.2'de belirtilen şemadaki uyarlama mekanizması olarak kullanılan (2.30)'un tatmin edici bir başarımlı verebilmesi için K_p ve K_i 'nin keyfi kullanılmadığı, doğrusallaştırılmış durum değişkenli eşitlikler kullanılarak gösterilebileceği görülmektedir. Şekil 2.3'de RA-MUS kestiricisinin şeması verilmektedir. Şekil 2.3'de hız ayarlama işareti $1/R_r$ ile çarpılmaktadır ve dolayısı ile hata işaretinin elde edilmesi için tekrar R_r ile de çarpılmaktadır. Bununla beraber bu ayrı çarpma işlemi gerekli değildir çünkü R_r doğrusal kontrolörün oransal ve integral kazanç sabitlerine dahil edilebilmektedir. Stator gerilimleri, ASM'nin terminal gerilimlerinden elde edilebilmektedir (Vas, 1998).

Her ne kadar önerilen rotor akısı temelli MUS yöntemi Tamai tarafından model tabanlı yöntem kullanılarak tasarlanırsa da, hız kestiriminde hatalar mevcuttur. Özellikle rotor zaman sabitinin yanlış bilinmesinden ve düşük hızlarda stator direncindeki sıcaklıktan kaynaklı değişimlerden dolayı hız kestirme sorunları meydana gelmektedir. Daha sonra Schauder, Tamai ve arkadaşlarının fikrini, hem rotor akısını yeniden düzenlemek hem de rotor hızını doğru kestirebilmek için hem referans hem de uyarlamalı modelde yüksek geçiren filtre kullanarak değiştirmiştir (Kumar vd., 2015). Uygulamada, başlangıç değerleri ve sapma sorunları olan saf integratörlü eşitliklerden dolayı istenen referans modelini uygulamak zordur. Bununla birlikte, bu problemlerden kaçınmak için uygulamada, saf bir integratör yerine $1 / (p + 1/T)$ transfer fonksiyonu ile birlikte alçak geçiren bir filtre kullanılabilmektedir. Referans model doğası gereği

saf integratör içerdiğinden ($1 / (p + 1/T) = (1/p)(p / (p + 1/T))$), Şekil 2.4'teki blok şemasında gösterildiği gibi yüksek geçiren bir filtre kullanılmaktadır (Vas, 1998).



Şekil 2.3. Rotor akısı temelli MUS şeması (Vas 1998)



Şekil 2.4. Hızlı ayarlama için rotor akısı ifadelerini kullanan MUS gözlemcisi (Vas 1998)

2.2 Zıt EMK Temelli MUS

Hız ayarlama işaretindeki rotor akısı bağlantı kestirimini kullanmak yerine zıt EMK, reaktif güç veya stator akımı gibi bazı diğer şemaları da kullanmak mümkündür. Zıt EMK temelli MUS (ZEMK-MUS) kullanıldığı zaman referans modeldeki integretörlerle ilgili sorunların üstesinden gelinmektedir. Çünkü bu durumda referans modelde hiçbir integratör yer almamaktadır. Zıt EMK için eşitlikler (2.13) ve (2.14) şeklinde türetilmekte ve bu eşitliklerden (2.31) ve (2.33) elde edilmektedir.

$$e_{\alpha}(t) = \frac{L_m}{L_r} \frac{d\psi_{r\alpha}(t)}{dt} = v_{s\alpha}(t) - R_s i_{s\alpha}(t) - L'_s \frac{di_{s\alpha}(t)}{dt} \quad (2.31)$$

$$e_{\alpha}(t) = v_{s\alpha}(t) - R_s i_{s\alpha}(t) - \left(L_m + L_{ls} - \frac{L_m^2}{L_m + L_{lr}} \right) \left(\frac{i_{s\alpha}(t) - i_{s\alpha}(t-1)}{T} \right) \quad (2.32)$$

$$e_{\beta}(t) = \frac{L_m}{L_r} \frac{d\psi_{r\beta}(t)}{dt} = v_{s\beta}(t) - R_s i_{s\beta}(t) - L'_s \frac{di_{s\beta}(t)}{dt} \quad (2.33)$$

$$e_{\beta}(t) = v_{s\beta}(t) - R_s i_{s\beta}(t) - \left(L_m + L_{ls} - \frac{L_m^2}{L_m + L_{lr}} \right) \left(\frac{i_{s\beta}(t) - i_{s\beta}(t-1)}{T} \right) \quad (2.34)$$

Görüldüğü gibi zıt EMK bileşenleri e_{α} ve e_{β} integralsız bir şekilde elde edilmektedir. Önceki bölümde tarif edilen şemaya benzer şekilde doğrudan ve dörtlü eksen stator gerilimleri, izlenen terminal gerilimlerinden veya evirici beslemeli sürücünden elde edilebilmektedir (Vas, 1998).

Bu sisteme karşılık gelen zıt EMK eşitlikleri (2.25) ve (2.27)'den elde edilir. (2.36) ve (2.38)'de uyarlamalı modelde kullanılmaktadır. Bu sistemde hız ayarlama işareti, zıt EMK'ların, uyarlanabilir ve referans değerlerinin arasındaki açısal çarpımlarının farkı olan (2.39)'dur (Vas 1998).

Bu şema hız algılayıcısız vektör kontrollü bir sürücüde kullanıldığında, referans modeli integratör içermediğinden stator direncinin doğru değeri kullanılırsa tatmin edici bir başarımla elde edilir. Bununla birlikte, stator direnci sıcaklığa göre değişim göstermektedir ve bu durum, özellikle çok düşük hızlarda, hız gözlemleyicisinin kararlılığını ve başarımlarını etkilemektedir. Stator direncini içermeyen eşitliklerden bir

MUS tasarlanabilirse, bu MUS stator direnci değişimlerine duyarsız olacaktır. Böyle bir MUS'tan elde edilen bir hız uyarlama işareti daha başarılı olacaktır (Vas, 1998).

$$\hat{e}_\alpha(t) = \frac{L_m}{L_r} \frac{d\hat{\psi}_{r\alpha}(t)}{dt} = \frac{L_m (L_m i_{s\alpha}(t) - \psi_{r\alpha}(t) - \omega_r T_r \psi_{r\beta}(t))}{L_r T} \quad (2.35)$$

$$\hat{e}_\alpha(t) = \frac{L_m}{L_r} \frac{d\hat{\psi}_{r\alpha}}{dt} = \frac{L_m}{L_m + L_{lr}} \left(\frac{L_m R_r}{L_m + L_{lr}} i_{s\alpha}(t) - \frac{R_r}{L_m + L_{lr}} \psi_{r\alpha}(t) - p_p \omega_r \psi_{r\beta}(t) \right) \quad (2.36)$$

$$\hat{e}_\beta(t) = \frac{L_m}{L_r} \frac{d\hat{\psi}_{r\beta}}{dt} = \frac{L_m (L_m i_{s\beta}(t) - \psi_{r\beta}(t) + \omega_r T_r \psi_{r\alpha}(t))}{L_r T} \quad (2.37)$$

$$\hat{e}_\beta(t) = \frac{L_m}{L_r} \frac{d\hat{\psi}_{r\beta}}{dt} = \frac{L_m}{L_m + L_{lr}} \left(\frac{L_m R_r}{L_m + L_{lr}} i_{s\beta}(t) - \frac{R_r}{L_m + L_{lr}} \psi_{r\beta}(t) + p_p \omega_r \psi_{r\alpha}(t) \right) \quad (2.38)$$

$$\varepsilon = e_\beta(t) \hat{e}_\alpha(t) - e_\alpha(t) \hat{e}_\beta(t) \quad (2.39)$$

1994 yılında Peng ve Fukao tarafından geliştirilen yöntem stator direnci bağımlılığı nedeniyle başlama hızı da dahil olmak üzere sıfır hızlı bölgelerde hızı kesin olarak kestirememektedir. Ayrıca, bu MUS kestiricisi, stator akımlarının türevli olmasından dolayı tatmin edici başarımlar göstermemektedir. Bu sistemde türev problemi alçak geçiren filtre kullanılarak aşılabilmektedir. Fakat bu seferde kazanç sabitlerini ayarlama zorluğu nedeniyle sınırlı bir hız izleme başarımları elde edilmektedir. Ayrıca, integrasyon kazancı (K_i) 1'den 100'e çıkarılırken orantılı kazanç (K_p) 0.1'de sabit tutulursa izleme başarımlarında iyileşme görülmektedir. (K_p) 0.1'den 0.8'e çıkartılırken (K_i) 100'de sabit tutulursa sürekli hal hatası artmaktadır (Kumar vd., 2015; Peng ve Fukao, 1994; Kisch vd., 1997; Marwali ve Keyhani, 1997; Nitayotan ve Sangwongwanich, 2001; Vas, 1998; Gimenez vd., 1996; Chao ve Liaw, 2000).

2.3 Reaktif Güç Temelli MUS

Yukarıda açıklanan iki şemada hız uyarlama işaretleri sırasıyla (2.29) ve (2.39)'daki gibi elde edilmiştir. Bu şemada ise, hız uyarlama işareti (2.40)'daki gibi seçilmektedir. Burada, sırası ile (2.41), (2.42), (2.43) ve (2.44) kullanılarak (2.45) elde edilmektedir. Bu eşitlikler stator direnci içermemektedir. Bu da reaktif gücün neden hız ayarlama

işaretinin bir bileşeni olarak seçildiğini göstermektedir. Diğer bir ifadeyle, stator gerilim uzay vektörü $R_s i_s$, $L'_s (di_s(t))/dt$ ve (2.46)'nın toplamına eşittir. Bu nedenle vektörel çarpım $\bar{l}_s \times \bar{v}_s$ stator direnci içermemektedir ve (2.47) gibi olmaktadır. Eşitliğin sağ tarafındaki ilk terim reaktif giriş gücüdür. Önceki iki bölümde tartışılan diğer iki şemaya benzer şekilde, stator gerilim bileşenleri $v_{s\alpha}$ ve $v_{s\beta}$ görüntülenen hat gerilimlerinden veya evirici beslemeli ASM sürücüsünden elde edilebilmektedir (Vas, 1998).

$$\varepsilon = \bar{l}_s \times \Delta \bar{e} \quad (2.40)$$

$$\varepsilon = \bar{l}_s \times \bar{e} - \bar{l}_s \times \hat{e} \quad (2.41)$$

$$\bar{e} = e_\alpha + j e_\beta \quad (2.42)$$

$$\bar{v}_s = v_{s\alpha} + j v_{s\beta} \quad (2.43)$$

$$\bar{l}_s = i_{s\alpha} + j i_{s\beta} \quad (2.44)$$

$$q = \bar{l}_s \times \bar{e} = \bar{l}_s \times \left(\bar{u}_s - L'_s \frac{d\bar{l}_s(t)}{dt} \right) \quad (2.45)$$

$$\bar{e} = (L_m/L_r) d\bar{\psi}_r(t)/dt \quad (2.46)$$

$$\bar{l}_s \times \bar{v}_s = \bar{l}_s \times L'_s \frac{d\bar{l}_s(t)}{dt} + \bar{l}_s \times \bar{e} \quad (2.47)$$

$$\bar{e} = e_\alpha + j e_\beta \quad (2.48)$$

Uyarlamalı modelin çıktısı, (2.36), (2.38) ve (2.48) göz önüne alınarak (2.49) elde edilir.

$$\hat{q} = \bar{l}_s \times \bar{\hat{e}} = \bar{l}_s \times \frac{L_m}{L_r} \left[\frac{L_m}{T_r} \bar{l}_s + \frac{\psi'_r(j\omega_r - 1)}{T_r} \right] = \frac{L_m}{L_r} \left[\frac{1}{T_r} \psi'_r \times \bar{l}_s + \omega_r (\bar{l}_s \times j \bar{\psi}'_r) \right] \quad (2.49)$$

$$\varepsilon_{\Delta e} = lm(\Delta \bar{e} \bar{l}_s) \quad (2.50)$$

Bu sistemde hız ayarlama işareti olarak (2.50) kullanılırken, referans model ve uyarlamalı model sırasıyla (2.45) ve (2.49) olarak elde edilmiştir. Eşitliklerin bileşen biçimleri değiştirildiğinde (2.51) ve (2.53) elde edilebilir.

$$q = \bar{i}_s \times \bar{e} = v_{s\beta}(t)i_{s\alpha}(t) - v_{s\alpha}(t)i_{s\beta}(t) - L'_s \left(i_{s\alpha}(t) \frac{di_{s\beta}(t)}{dt} - i_{s\beta}(t) \frac{di_{s\alpha}(t)}{dt} \right) \quad (2.51)$$

$$q = v_{s\beta}(t)i_{s\alpha}(t) - v_{s\alpha}(t)i_{s\beta}(t) - \left(L_m + L_{ls} - \frac{L_m^2}{L_m + L_{lr}} \right) \left(\frac{i_{s\alpha}(t-1)i_{s\beta}(t) - i_{s\beta}(t-1)i_{s\alpha}(t)}{T} \right) \quad (2.52)$$

$$\hat{q} = \bar{i}_s \times \bar{e} = i_{s\alpha}\hat{e}_\beta - i_{s\beta}\hat{e}_\alpha = \frac{L_m}{L_r} \left[\frac{1}{T_r} (\psi_{r\alpha}(t)i_{s\beta}(t) - \psi_{r\beta}(t)i_{s\alpha}(t)) + \omega_r (\psi_{r\alpha}(t)i_{s\alpha}(t) + \psi_{r\beta}(t)i_{s\beta}(t)) \right] \quad (2.53)$$

$$\hat{q} = \frac{L_m}{L_m + L_{lr}} \left(\frac{R_r}{L_m + L_{lr}} (\psi_{r\alpha}(t)i_{s\beta}(t) - \psi_{r\beta}(t)i_{s\alpha}(t)) + p_p \omega_r (\psi_{r\alpha}(t)i_{s\alpha}(t) + \psi_{r\beta}(t)i_{s\beta}(t)) \right) \quad (2.54)$$

Son olarak, (2.51) ve (2.53) rotor hız kestirici uygulamasında kullanılabilir. Bu kestirici vektör kontrollü bir sürücüde kullanıldığında, çok düşük hızlarda bile tatmin edici bir başarımla elde edilmektedir. Kestirici, gerçek motor hızını sadece gürültü ile sınırlanan bir bant genişliği ile izleyebilir, bu nedenle PI kontrolör katsayıları mümkün olduğunca büyük olmalıdır. Bu şema stator direnci değişimlerine karşı duyarsızdır. Bununla birlikte sistem geçici stator endüktansına ve mıknatıslanma endüktansına duyarlıdır. Fakat mıknatıslanma endüktansı sıcaklık ile değişmediği için büyük bir sorun oluşturmamaktadır. Sistemde T_r 'nin doğru değerinden sapması kestirilen hızda bir sürekli hal hatası üretmektedir ve bu hata düşük hızlarda hız kestiriminde hatalara yol açmaktadır (Vas 1998).

Reaktif güç temelli MUS (RG-MUS) daha öncede belirttiğimiz gibi stator direnci değişimlerine karşı duyarsızdır. Dahası, RG-MUS'un anlık ve kararlı durumdaki benzersiz yapısı, hesaplama sürecinde herhangi bir akı kestirimine ihtiyaç duymamaktadır. Bu da düşük hızlarda hız kestirimin daha doğru olmasını sağlamaktadır. Düşük hızda uygulanan stator gerilim değerleri düşük olduğu için direnç

değişimleri uygulanan gerilim değerlerini etkiler hale gelir bu da kararlı çalışmayı sürdürmekte zorluğa yol açmaktadır. Bu zorluğun önüne geçmek için referans ve uyarlamalı modellerde anlık reaktif güç durum değişkeni olarak seçilmektedir. Bunun için (2.52) tanımlanmıştır. (2.51) ve (2.53) tanımlandığında stator ve rotor direnci, sıcaklık değişimlerine karşı tamamen dayanıklı bir reaktif güç temelli MUS elde edilir. Referans modelde anlık reaktif güç kullanımı onu makine parametrelerinden tamamen bağımsız bir hale getirmektedir. Diğer taraftan, uyarlamalı modelde sürekli hal reaktif güç seçimi türev terimlerini ortadan kaldırmaktadır. Bu nedenle kestirilen ifadedeki doğruluk artmaktadır. Böylece, referans ve uyarlamalı modeller sırasıyla (2.52) ve (2.54) gibi tanımlanmaktadır. Bu iki ifadeninde en önemli özelliği stator dirençlerinden arındırılmış olmalarıdır (Kumar vd., 2015; Perng vd., 1998; Bin vd., 2004; Rao, 2013; Maiti vd., 2008; Ta vd., 2001; Peng ve Fukao, 1994; Maiti ve Chakroborty, 2010; Maiti vd., 2007 Chakroborty vd., 2003).

2.4 Stator Akım Temelli MUS

Stator akımı temelli bir MUS (SA-MUS) kestiricisi ASM'nin ölçülen stator akımı ile rotor akı vektörünün kullanıldığı stator akım modeli ile kestirilen stator akımı arasındaki farkı kullanarak hız kestirimini gerçekleştirmektedir. Stator akımının matematiksel ifadeleri gerilim ve akım modellerinin bir arada kullanılması ile (2.55) ve (2.56)'daki gibi türetilmektedir. Önerilen MUS kestiricisinde, rotor akısı vektörü (2.57) ve (2.58)'den hıza bağlı akım modeline dayanarak hesaplanmaktadır. Hem stator akım modeli hem de rotor akısı modeli Şekil 2.5'teki gibi kestirilen rotor hızı yardımıyla ayarlanır. SA-MUS'ta uyarlama algoritması geleneksel çözümden (2.59)'daki gibi çıkartılır. (2.59)'da kestirilen hızda kullanılan hız hata işareti, (2.60)'da gösterildiği gibi stator akımları arasındaki hatanın akı bileşenleri ile çarpımlarının farkından oluşmaktadır (Kumar vd., 2015; Dybkowski and Kowalska, 2008a; Dybkowski and Kowalska, 2008b; Zorgani vd., 2012; Kowalska, 2003; Vas 1998).

$$\hat{i}_{s\alpha}(t) = \left(1 - \left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{L_m^2 R_r}{\sigma L_s L_r^2}\right)T\right) \hat{i}_{s\alpha}(t-1) + \frac{L_m R_r T \hat{\psi}_\alpha(t-1)}{\sigma L_s L_r^2} + \frac{L_m p_p \omega_r T \hat{\psi}_\beta(t-1)}{\sigma L_s L_r} + \frac{T v_{s\alpha}(t)}{\sigma L_s} \quad (2.55)$$

$$\hat{i}_{s\beta}(t) = \left(1 - \left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{L_m^2 R_r}{\sigma L_s L_r^2}\right)T\right) \hat{i}_{s\beta}(t-1) + \frac{L_m R_r T \hat{\psi}_\beta(t-1)}{\sigma L_s L_r^2} - \frac{L_m p_p \omega_r T \hat{\psi}_\alpha(t-1)}{\sigma L_s L_r} + \frac{T v_{s\beta}(t)}{\sigma L_s} \quad (2.56)$$

$$\hat{\psi}_{r\alpha}(t) = \frac{R_r L_m T \hat{i}_{s\alpha}(t-1)}{L_r} + \left(1 - \frac{R_r T}{L_r}\right) \hat{\psi}_{r\alpha}(t-1) - p_p \omega_r T \hat{\psi}_{r\beta}(t-1) \quad (2.57)$$

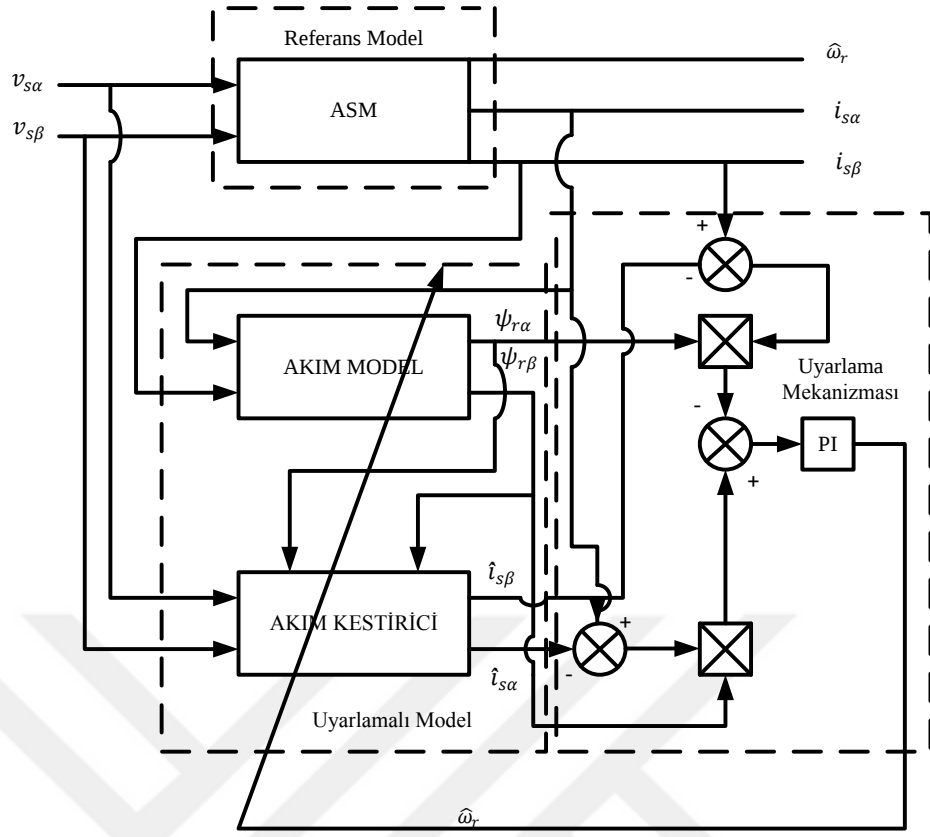
$$\hat{\psi}_{r\beta}(t) = \frac{R_r L_m T \hat{i}_{s\beta}(t-1)}{L_r} + \left(1 - \frac{R_r T}{L_r}\right) \hat{\psi}_{r\beta}(t-1) - p_p \omega_r T \hat{\psi}_{r\alpha}(t-1) \quad (2.58)$$

$$\hat{\omega}_r = K_p(\varepsilon) + K_i \int (\varepsilon) dt \quad (2.59)$$

$$\varepsilon = (i_{s\alpha}(t) - \hat{i}_{s\alpha}(t)) \hat{\psi}_{r\beta}(t) - (i_{s\beta}(t) - \hat{i}_{s\beta}(t)) \hat{\psi}_{r\alpha}(t) \quad (2.60)$$

SA-MUS kestiricisinde rotor ve stator direnci değişimlerinden kestirici kararlılığı çok fazla etkilenmemektedir. Bunun en büyük nedeni referans model olarak motorun ölçülen stator akımlarının kullanılmasıdır (Kumar vd., 2015; Schauder, 1992; Tamai vd., 1985).

Dybkowski and Kowalska (2008b)'da önerilen SA-MUS yönteminde uyarlama mekanizmasında geleneksel PI kontrolör kullanmak yerine, bulanık mantık tabanlı bir kontrolör tasarlanmıştır. Bu bulanık kontrolör motor parametrelerinin anma değerlerinde geleneksel PI kontrolör olarak çalışmaktadır. Fakat motor parametrelerinde oluşan değişimler karşısında, bulanık kontrolör stator reaktansı değişimlerine karşı daha dayanıklıdır. Ayrıca, Gadoue vd., (2011)'de önerilen uyarlamalı model yerine iki katmanlı bir yapay sinir ağı (YSA) kullanılan bir SA-MUS ile düşük hızda daha iyi bir hız kestirim başarımı elde edilmiştir. (Kumar vd., 2015; Dybkowski and Kowalska, 2008b; Gadoue vd., 2011).



Şekil 2.5. Stator akımı hatası temelli MUS (Dybkowski and Kowalska, 2008a)

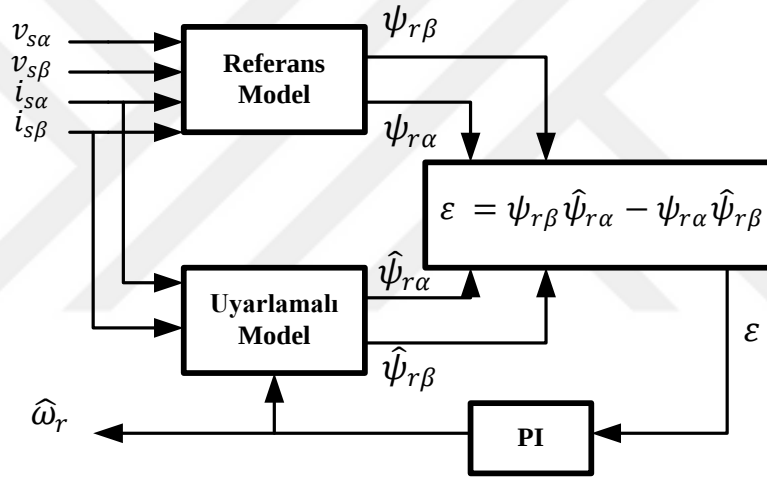
BÖLÜM III

MUS BENZETİM ÇALIŞMALARI

Bu bölümde dört farklı MUS yapısı ASM'lerin DVK'sında kullanılarak geniş bir hız aralığında R_r , t_L ve R_s değişimleri ile test edilmiş ve sonuçları karşılaştırmıştır.

3.1 Rotor Akı Temelli MUS

ASM'lerin hız kestirimi için tasarlanan RA-MUS'a ait genel şema Şekil 3.1'de gösterilmektedir.



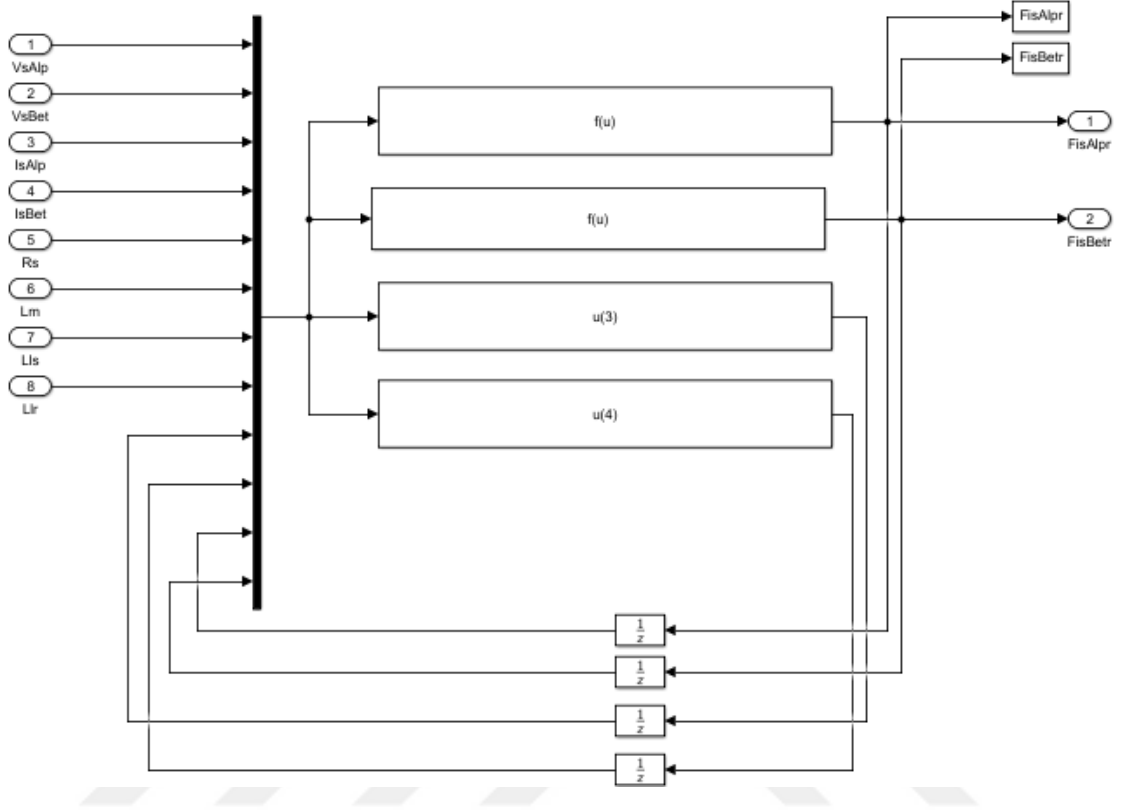
Şekil 3.1. RA-MUS'a ait genel şema

Şekil 3.1'de gösterilen referans model eşitlik (2.15) ve (2.17) kullanılarak, uyarlamalı model ise eşitlik (2.25) ve (2.27) kullanılarak MATLAB benzetim ortamında elde edilmiştir. Referans ve uyarlamalı modele ait bloklar Şekil 3.2 ve Şekil 3.3'te sunulmuştur.

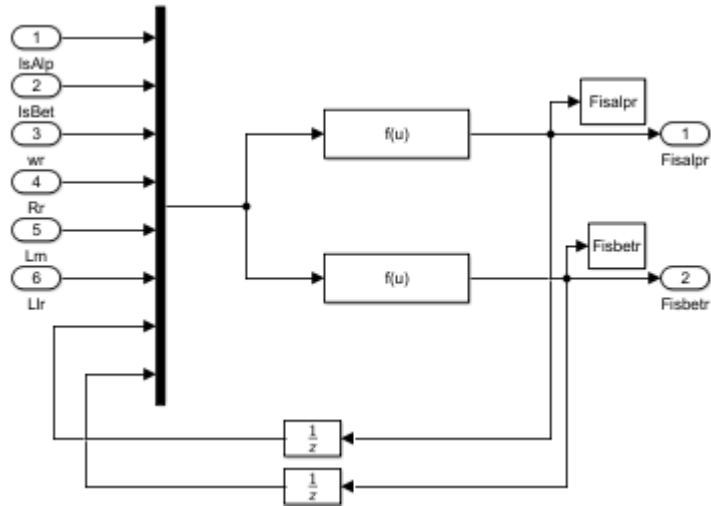
RA-MUS'u test etmek için aşağıda verilen üç farklı senaryo üretilmiştir;

- Sıfır hız, Anma hızı ve hız terslendirmelerinde RA-MUS'un başarımı
- Orta Hız Bölgesinde (750 dev/dk) RA-MUS'un Yük Momenti, Stator Direnci ve Rotor Direnci Değişimlerine Karşı Başarımı

- Sıfır Hız Bölgesinde (0 dev/dk) RA-MUS'un Yük Momenti, Stator Direnci ve Rotor Direnci Değişimlerine Karşı Başarımı



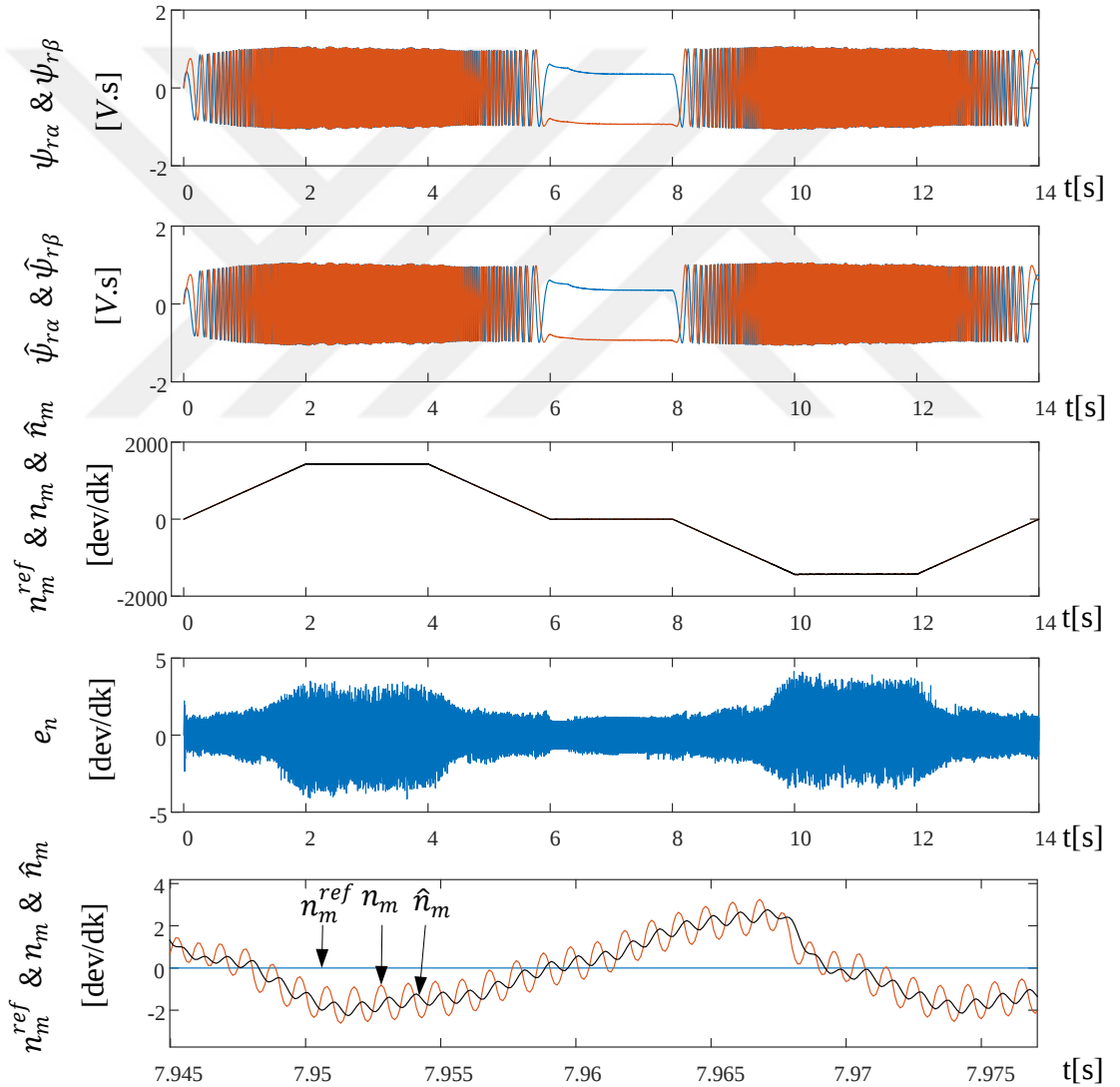
Şekil 3.2. RA-MUS için MATLAB simulinkte oluşturulan referans model



Şekil 3.3. RA-MUS için MATLAB simulinkte oluşturulan uyarlamalı model

3.1.1 Sıfır hız, anma hızı ve hız terslendirmelerinde RA-MUS'un başarımı

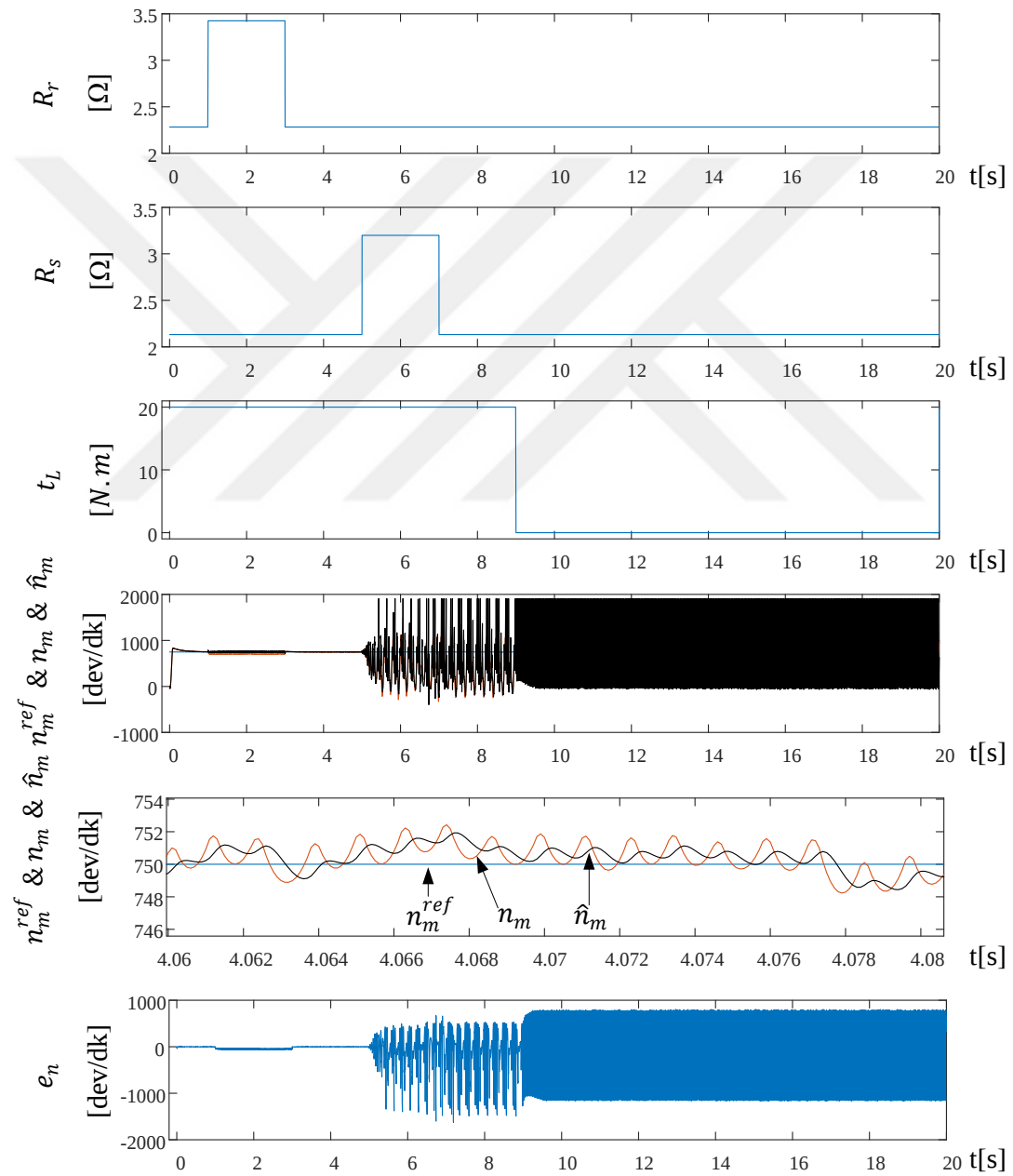
Bu senaryoda ASM yüksüz bir şekilde ilk olarak 0 dev/dk'dan 1430 dev/dk'ya hızlandırılmıştır ($0 \leq t \leq 2$) ve burada sabit tutulmuştur ($2 \leq t \leq 4$). Sonra ASM'nin hızı 1430 dev/dk'dan 0 dev/dk'ya düşürülmüş ($4 \leq t \leq 6$) ve 0 dev/dk'da sabit tutulmuştur ($6 \leq t \leq 8$). Daha sonra ASM -1430 dev/dk'ya hızlandırılmış ($8 \leq t \leq 10$) ve orada sabit tutulmuştur ($10 \leq t \leq 12$). Son olarak ASM'nin hızı -1430 dev/dk'dan 0 dev/dk'ya düşürülmüştür ($12 \leq t \leq 14$). Bu senaryoya ait benzetim sonuçları Şekil 3.4'te verilmiştir.



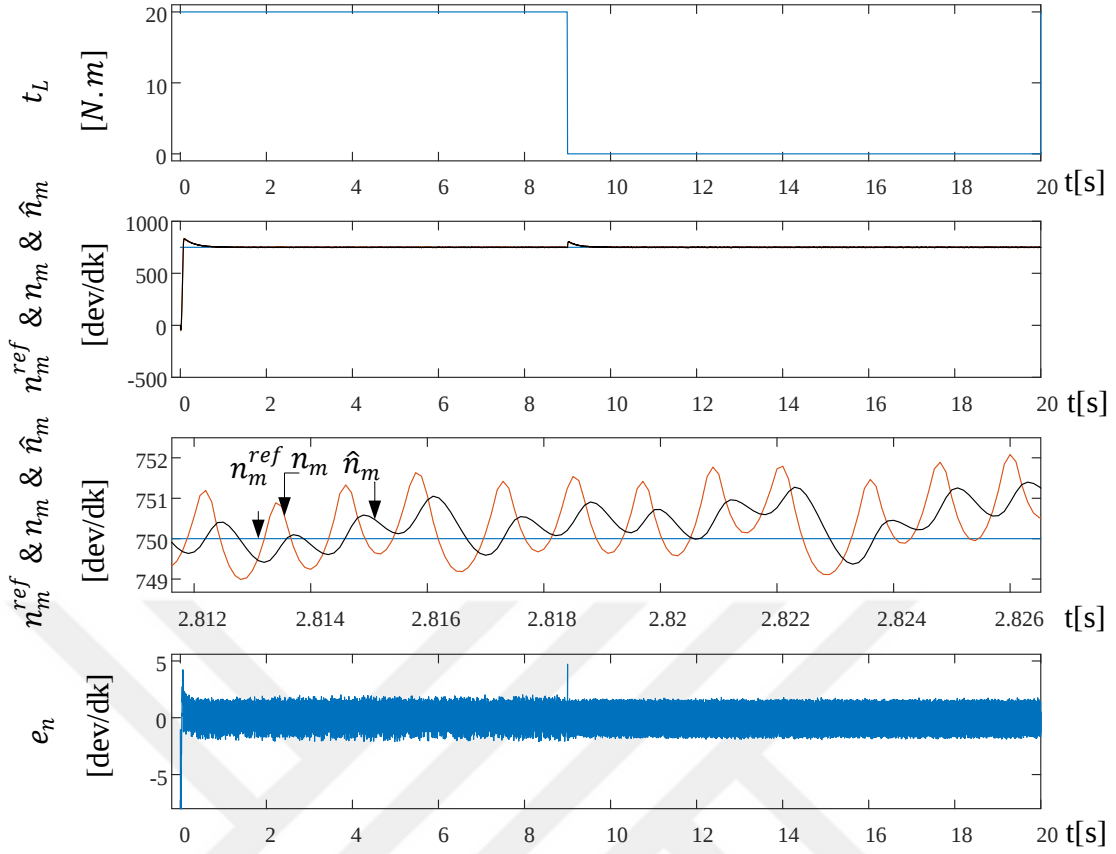
Şekil 3.4. Sıfır, anma hızı ve hız terslendirmeleri için RA-MUS'a ait benzetim sonuçları

3.1.2 Orta hız bölgesinde (750 dev/dk) RA-MUS'un yük momenti, stator direnci ve rotor direnci değişimlerine karşı başarımı

Bu senaryoda RA-MUS'un orta hız bölgesindeki parametre değişimlerine karşı başarımı test edilmiştir. Bu amaç için ASM 750 dev/dk hızla döndürülürken MATLAB simulink ortamında R_s , R_r ve t_L değerlerinde değişiklikler yapılarak RA-MUS'un bu değişimlere karşı gösterdiği başarımlar Şekil 3.5'te sunulmuştur.

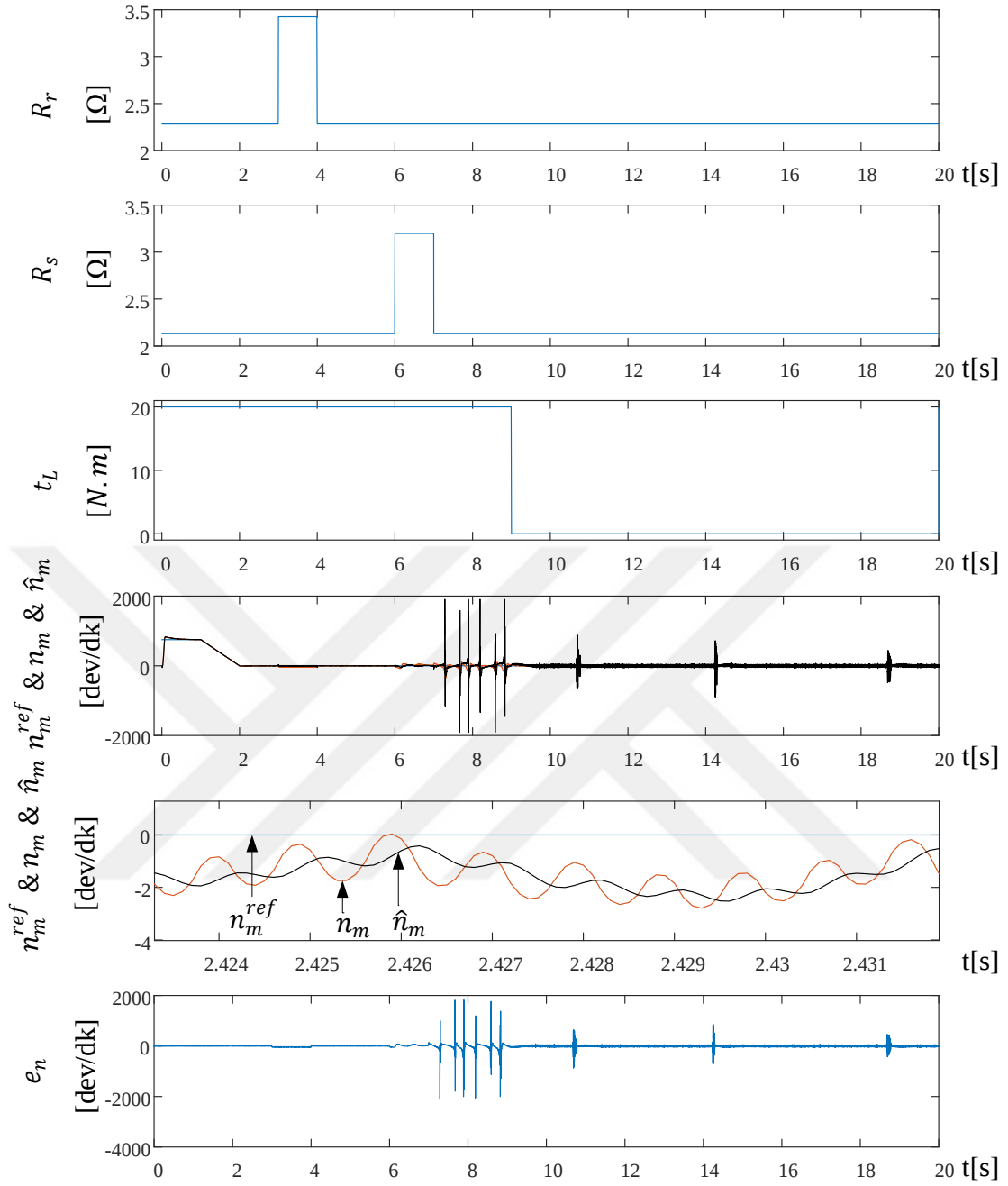


Şekil 3.5. 750 dev/dk'da R_r , t_L ve R_s parametrelerinin değişimlerine karşı RA-MUS'a ait benzetim sonuçları



Şekil 3.6. 750 dev/dk’da t_L parametrelerinin değişimlerine karşı RA-MUS’a ait benzetim sonucu

İlk olarak ASM 750 dev/dk’da sürülürken motor modelinde 1.sn’de R_r 2,283 Ω ’dan 3,4245 Ω ’a yükseltilmiştir. Bu durumda hızda 50 dev/dk’lık hata meydana gelmiştir. Daha sonra 3. sn’de R_r değeri 3,4245 Ω ’dan 2,283 Ω değerine indirildiğinde hatalı kestirilen hız eski değerine yakınsamıştır. Daha sonra 5. Sn’de R_s değeri 2,133 Ω ’dan 3,1995 Ω ’a yükseltilmiştir. RA-MUS R_s değişimini yanlış bildiği için hız kestiriminde hata yapmıştır. Daha sonra 7. sn’de R_s değeri 3,1995 Ω ’dan 2,133 Ω değerine indirildiğinde yani anma değerine getirildiğinde hız bilgisi referans değerine yakınsamamıştır. Bu durumda algoritma kendini toplayamamıştır. Bunun sonucunda t_L değerinin değişimi bu senaryoda gözlemlenememiştir. Bu sebepten R_r ve R_s değerleri değiştirilmeden sadece t_L değerinin değiştirildiği başka bir senaryo hazırlanmıştır. Bu senaryoya ait başarımlar Şekil 3.6’da gösterilmiştir. 750 dev/dk’da sürülen motor modelinde 9.sn’de t_L değeri 20 N.m’den 0 N.m’ye indirilmiştir. Bu durumda hızda çok kısa süre 5 dev/dk’lık hata meydana gelmiştir. Daha sonra algoritma kendini toplamıştır.

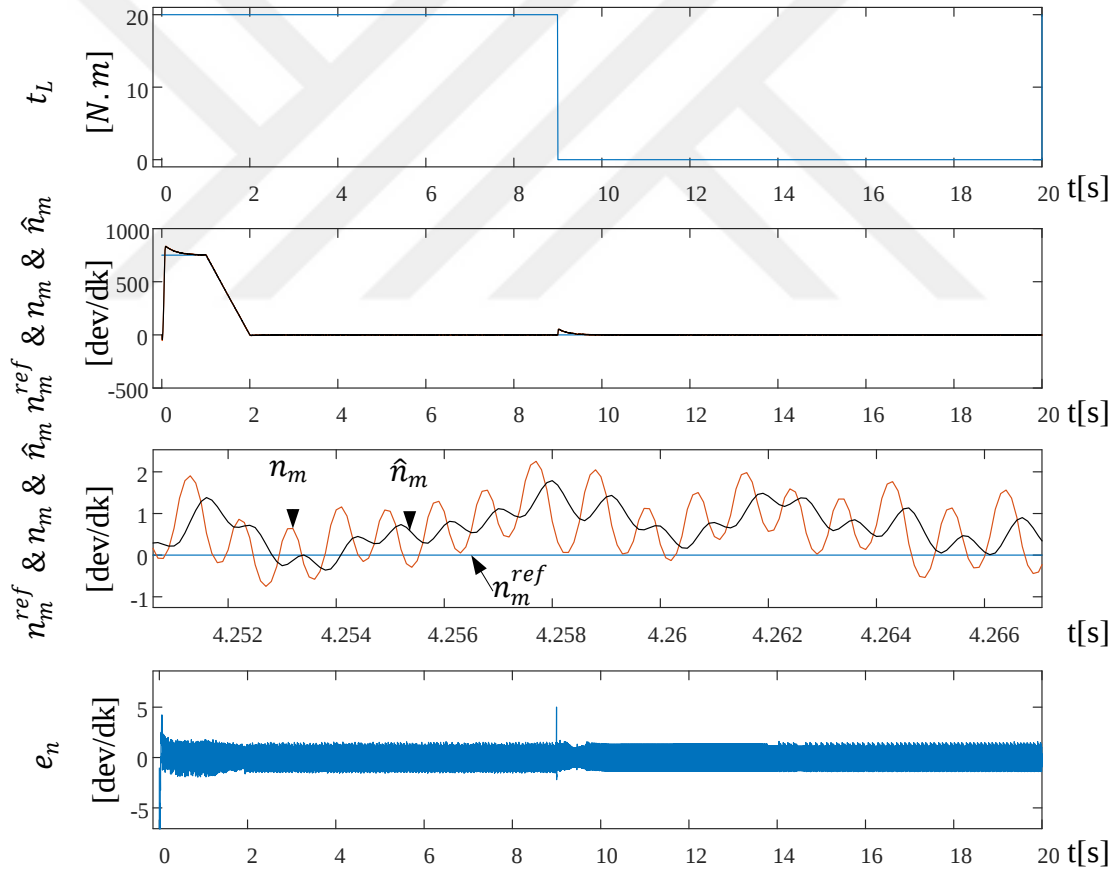


Şekil 3.7. 0 dev/dk'da R_r , t_L ve R_s parametrelerinin değişimlerine karşı RA-MUS'ait benzetim sonuçları

3.1.3 Sıfır hız bölgesinde (0 dev/dk) RA-MUS'un yük moment, stator direnci ve rotor direnci değişimlerine karşı başarımı

Bu senaryoda ASM sıfır hızda tutulurken R_r , t_L ve R_s 'de değişimler meydana gelmiş ve bu değişimlere karşı RA-MUS'un başarımı test edilmiştir. RA-MUS'un bu değişimlere karşı gösterdiği başarımlar Şekil 3.7'de sunulmuştur. Bu amaç için ilk olarak 3. sn'de R_r

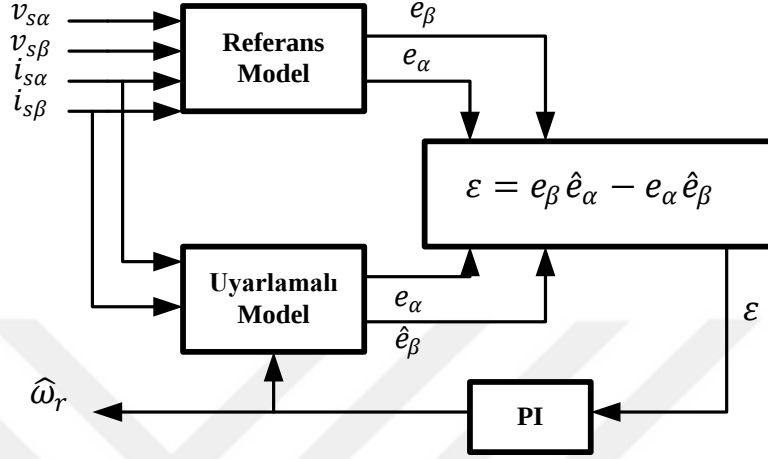
değeri $2,283 \Omega$ 'dan $3,4245 \Omega$ 'a çıkarılmıştır. Bu durumda hız'da 30 dev/dk'lık hata meydana gelmiştir. Daha sonra R_r değeri başlangıçtaki değerine getirildiğinde hatalı kestirilen hız eski değerine yakınsamıştır. Daha sonra R_s değeri $2,133 \Omega$ 'dan $3,1995 \Omega$ 'a yükseltilmiştir. Bu durumda kestirilen hız değeri çok fazla hata yapmıştır. R_s değeri $3,1995 \Omega$ 'dan $2,133 \Omega$ 'a yani anma değerine getirildiğinde kestirilen hız değeri referans değerine yakınsamamıştır. Algoritma kendini toplayamadığı için t_L değerinin değişimi gözlemlenememiştir. Bu sebepten R_r ve R_s değerleri değiştirilmeden sadece t_L değerinin değiştirildiği başka bir senaryo hazırlanmıştır. Bu senaryoya ait başarımlar Şekil 3.8'de gösterilmiştir. 0 dev/dk'da sürülen motor modelinde 9.sn'de t_L değeri 20 N.m'den 0 N.m'ye indirilmiştir. Bu durumda hızda çok kısa süre 5 dev/dk'lık hata meydana gelmiştir. Daha sonra algoritma kendini toplamıştır.



Şekil 3.8. 0 dev/dk'da t_L parametrelesine karşı RA-MUS'a ait benzetim sonucu

3.2 Zıt EMK Temelli MUS

ASM'lerin hız kestirimi için tasarlanan ZEMK-MUS'a ait genel şema Şekil 3.9'da gösterilmektedir.

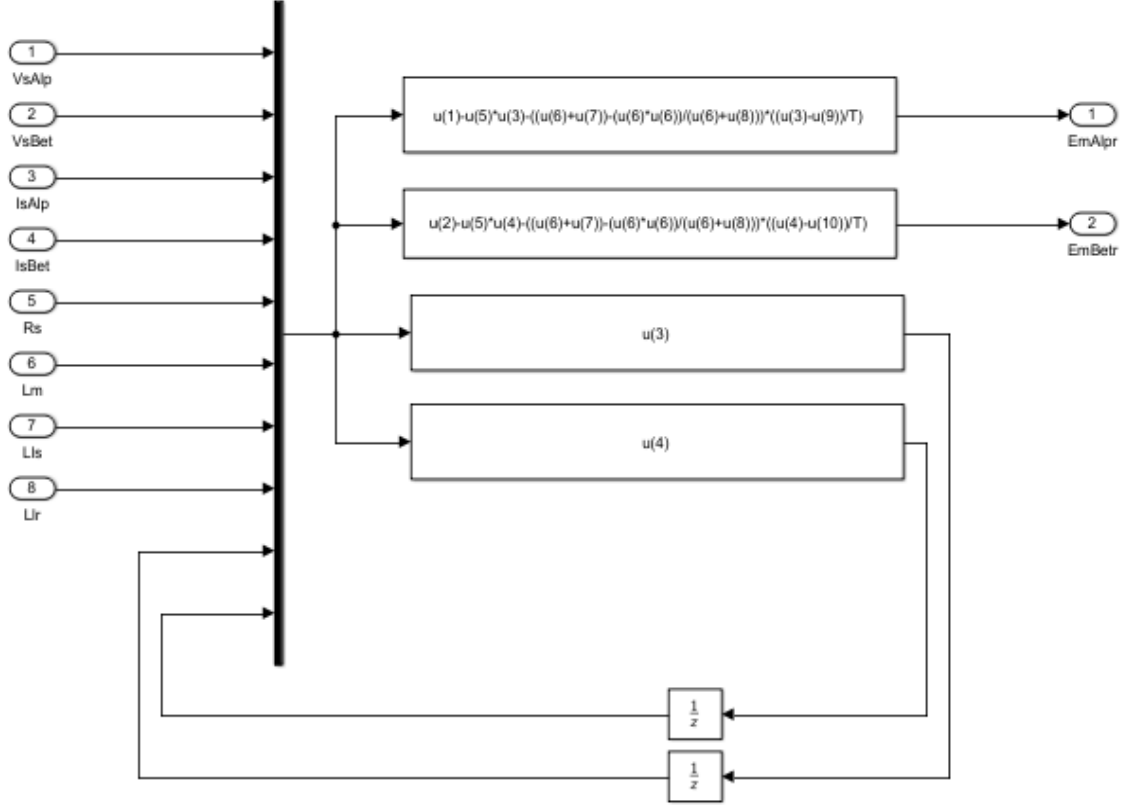


Şekil 3.9. ZEMK-MUS'a ait genel şema

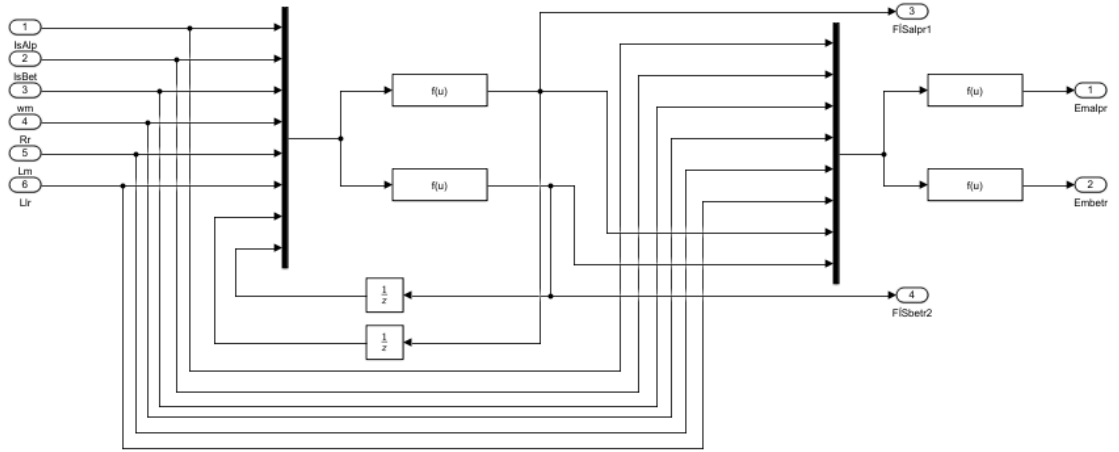
Şekil 3.9'da gösterilen referans model eşitlik (2.31) ve (2.33) kullanılarak, uyarlamalı model de eşitlik (2.35) ve (2.37) kullanılarak MATLAB simulink ortamında elde edilmiştir. Referans ve uyarlamalı modele ait alt bloklar Şekil 3.10 ve Şekil 3.11'de sunulmuştur.

ZEMK-MUS'u test etmek için aşağıda verilen üç farklı senaryo üretilmiştir;

- Sıfır hız, Anma hızı ve hız terslendirmelerinde ZEMK-MUS'un başarımı
- Orta Hız Bölgesinde (750 dev/dk) ZEMK-MUS'un Yük Momenti, Stator Direnci ve Rotor Direnci Değişimlerine Karşı Başarımı
- Sıfır Hız Bölgesinde (0 dev/dk) ZEMK-MUS'un Yük Momenti, Stator Direnci ve Rotor Direnci Değişimlerine Karşı Başarımı



Şekil 3.10. ZEMK-MUS için MATLAB simulinkte oluşturulan referans model

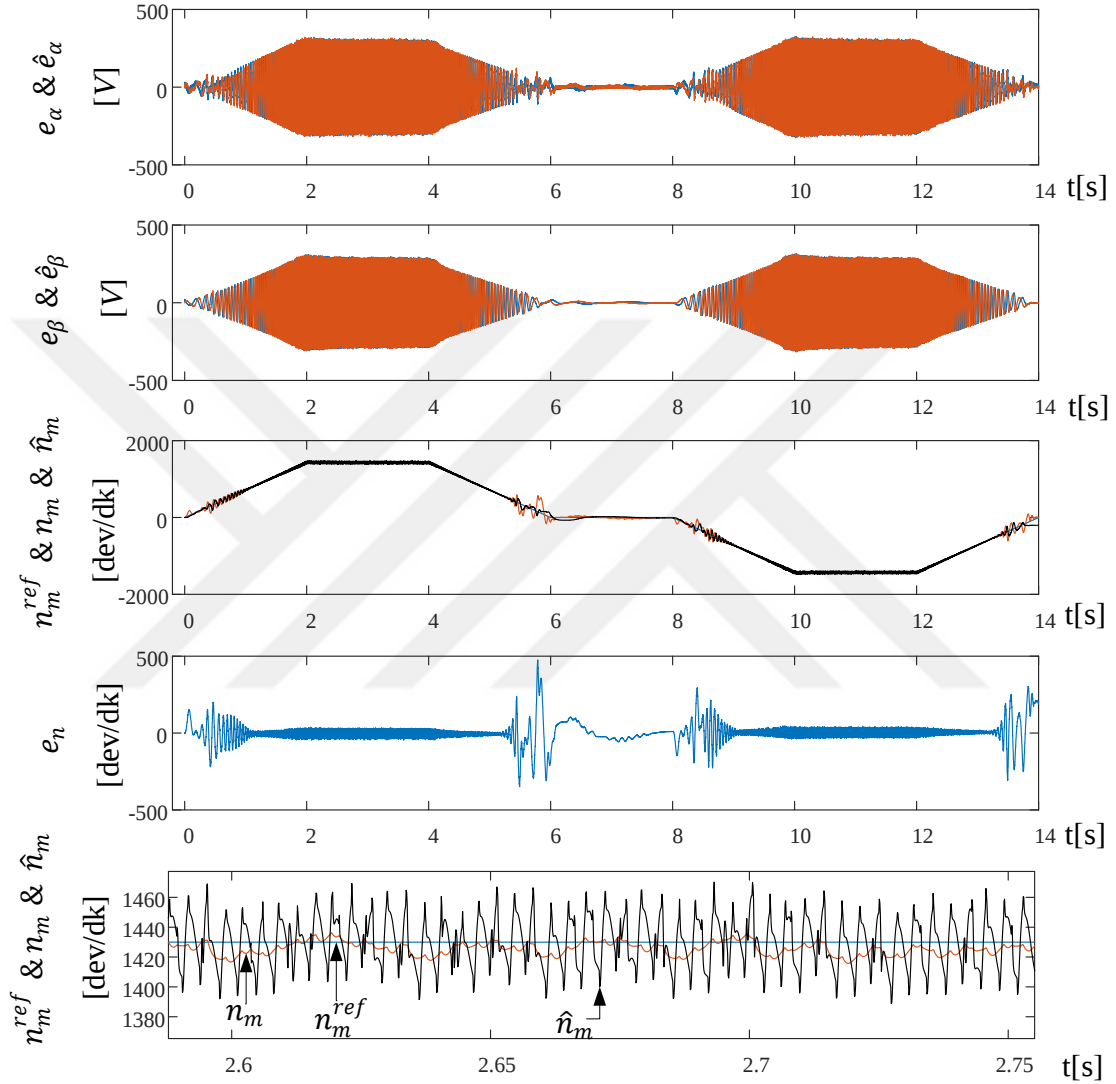


Şekil 3.11. ZEMK-MUS için MATLAB simulinkte oluşturulan uyarlamalı model

3.2.1 Sıfır hız, anma hızı ve hız terslendirmelerinde ZEMK-MUS'un başarımı

Bu senaryoda ASM yüksüz bir şekilde ilk olarak 0 dev/dk'dan 1430 dev/dk'ya hızlandırılmıştır ($0 \leq t \leq 2$) ve burada sabit tutulmuştur ($2 \leq t \leq 4$). Sonra ASM'nin hızı 1430 dev/dk'dan 0 dev/dk'ya düşürülmüş ($4 \leq t \leq 6$) ve 0 dev/dk'da sabit

tutulmuştur ($6 \leq t \leq 8$). Daha sonra ASM -1430 dev/dk'ya hızlandırılmış ($8 \leq t \leq 10$) ve orada sabit tutulmuştur ($10 \leq t \leq 12$). Son olarak ASM'nin hızı -1430 dev/dk'dan 0 dev/dk'ya düşürülmüştür ($12 \leq t \leq 14$). Bu seneryayoya ait benzetim sonuçları Şekil 3.12'de verilmiştir.

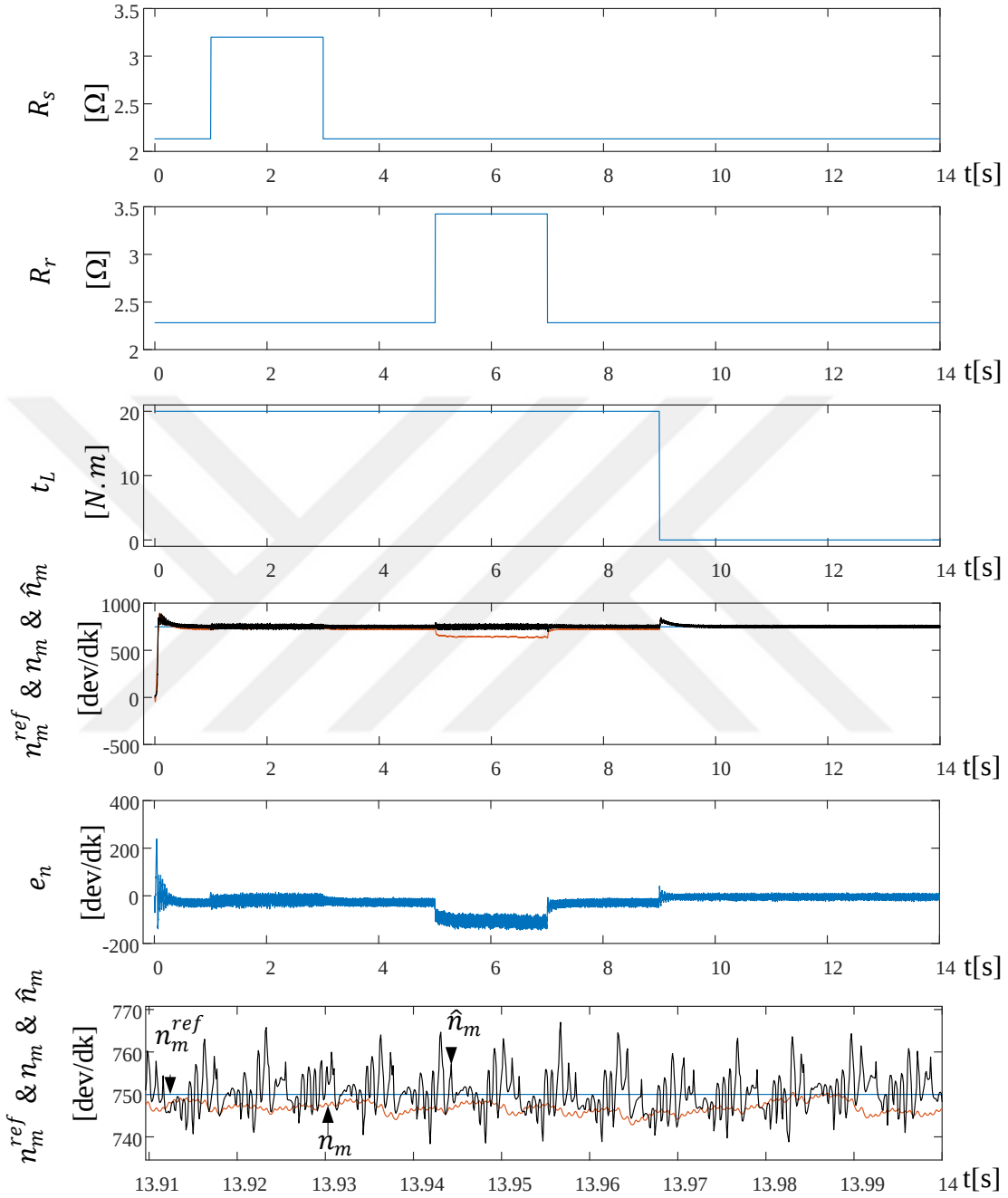


Şekil 3.12. Sıfır, anma hızı ve hız terslendirmeleri için ZEMK-MUS'a ait benzetim sonuçları

3.2.2 Orta hız bölgesinde (750 dev/dk) ZEMK-MUS'un yük momenti, stator direnci ve rotor direnci değişimlerine karşı başarımı

Bu senaryoda ZEMK-MUS'un orta hız bölgesindeki parametre değişimlerine karşı başarımı test edilmiştir. Bu amaç için ASM 750 dev/dk hızla döndürülürken MATLAB

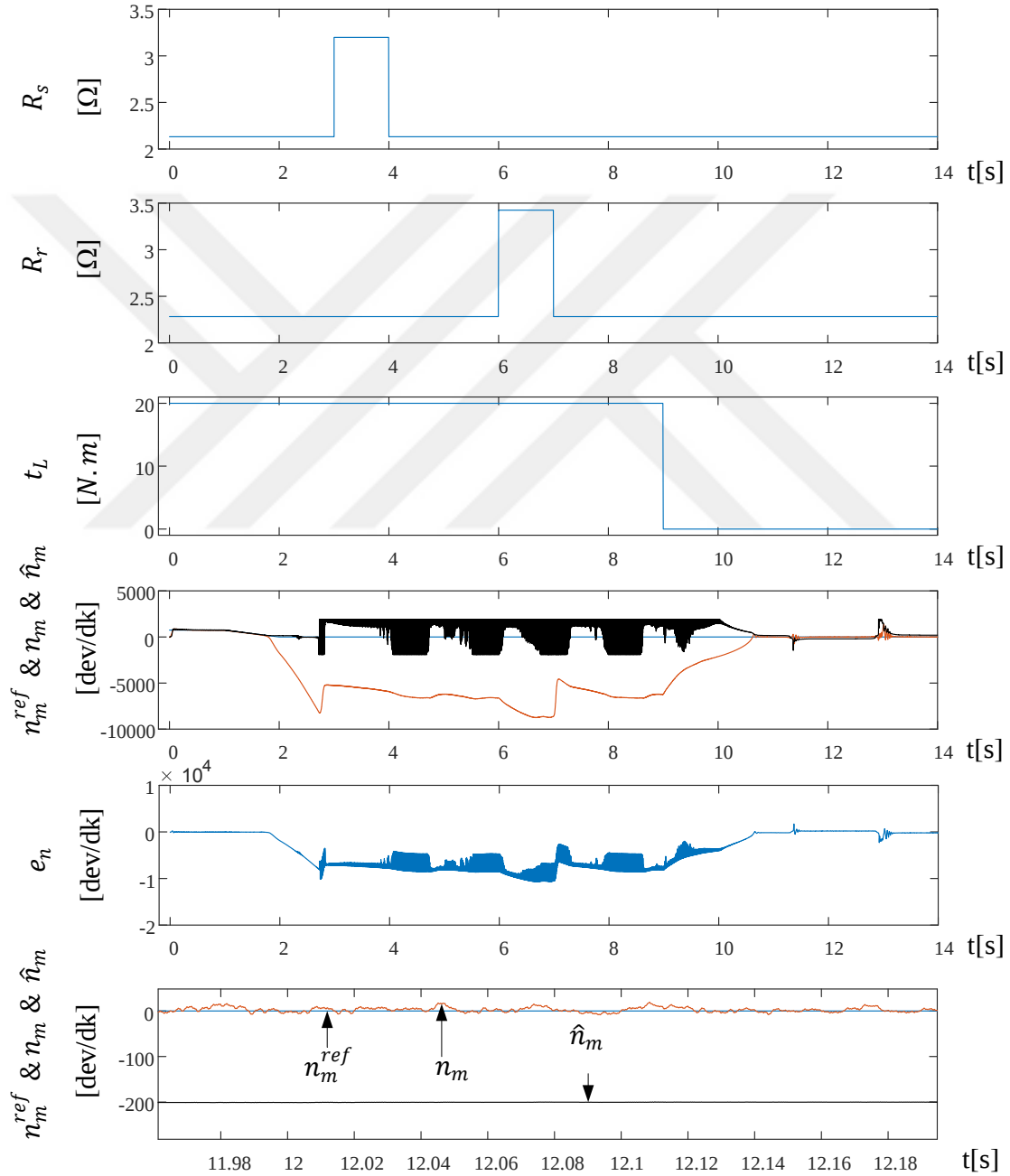
simulink ortamında R_r , t_L ve R_s değerlerinde değişiklikler yapılarak ZEMK-MUS'un bu değişimlere karşı gösterdiği başarımlar Şekil 3.13'te sunulmuştur.



Şekil 3.13. 750 dev/dk'da R_r , t_L ve R_s parametrelerinin değişimlerine karşı ZEMK-MUS'a ait benzetim sonuçları

İlk olarak ASM 750 dev/dk'da sürülürken motor modelinde 1.sn'de R_s değeri 2,133 Ω 'dan 3,1995 Ω 'a yükseltilmiştir. Bu durumda kayda değer bir bozulma meydana gelmemiştir. Ardından 3. sn'de R_s değeri 3,1995 Ω 'dan 2,133 Ω değerine indirildiğinde

hız bilgisi referans değerine yakınsamıştır. Daha sonra 5. sn'de R_r değeri 2,283 Ω 'dan 3,4245 Ω 'a yükseltilmiştir. Bu durumda hızda yaklaşık 100 dev/dk bozulma meydana gelmiştir. Daha sonra 7. sn'de R_r 3,4245 Ω 'dan tekrar 2,283 Ω 'a indirildiğinde kestirilen hız eski değerine yakınsamıştır. Algoritma kendisini toplamıştır. 9. sn'de t_L değeri 20 N.m'den 0 N.m'ye indirilmiştir. Bu durumda yaklaşık 40 dev/dk'lık hata meydana gelmiştir. Fakat bu geçici durumdan sonrada algoritma kendini toplamıştır.



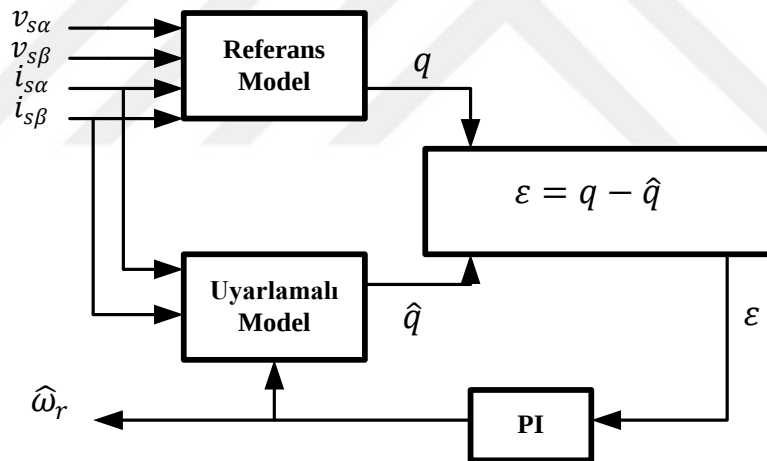
Şekil 3.14. 0 dev/dk'da R_r , t_L ve R_s parametrelerinin değişimlerine karşı ZEMK-MUS'a ait benzetim sonuçları

3.2.3 Sıfır hız bölgesinde (0 dev/dk) ZEMK-MUS'un yük momenti, stator direnci ve rotor direnci değişimlerine karşı başarımı

Bu senaryoda ASM sıfır hızda tutulurken R_r , t_L ve R_s 'de değişimler meydana gelmiş ve bu değişimlere karşı ZEMK-MUS'un başarımı test edilmiştir. ZEMK-MUS'un bu değişimlere karşı gösterdiği başarımlar Şekil 3.14'te sunulmuştur. Fakat ZEMK-MUS 0 dev/dk hız bölgesinde hız kestiriminde bozulma meydana getirmiştir. Bundan sonra algoritma kendini toplayamamıştır. Bu sebepten 0 hız bölgesinde ZEMK-MUS'da hız kestirimi yapılamamıştır.

3.3 Reaktif Güç Temelli MUS

ASM'lerin hız kestirimi için tasarlanan RG-MUS'a ait genel şema Şekil 3.15'de gösterilmektedir.

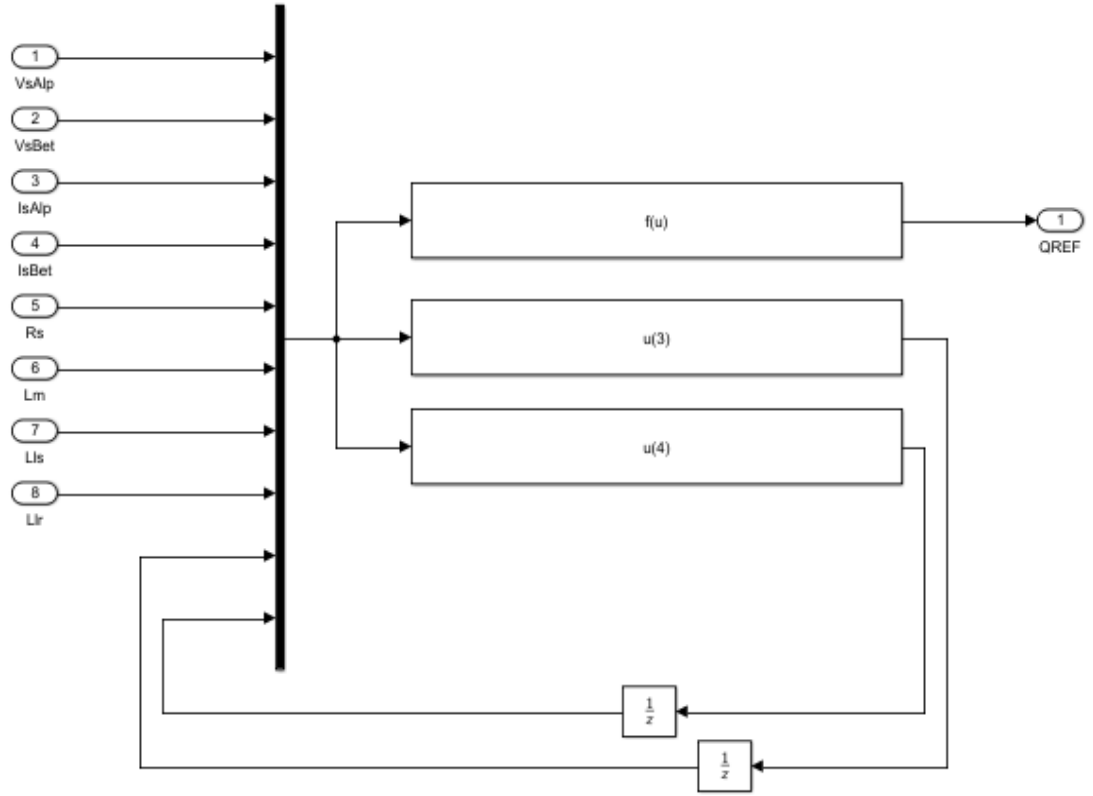


Şekil 3.15. RG-MUS'a ait genel şema

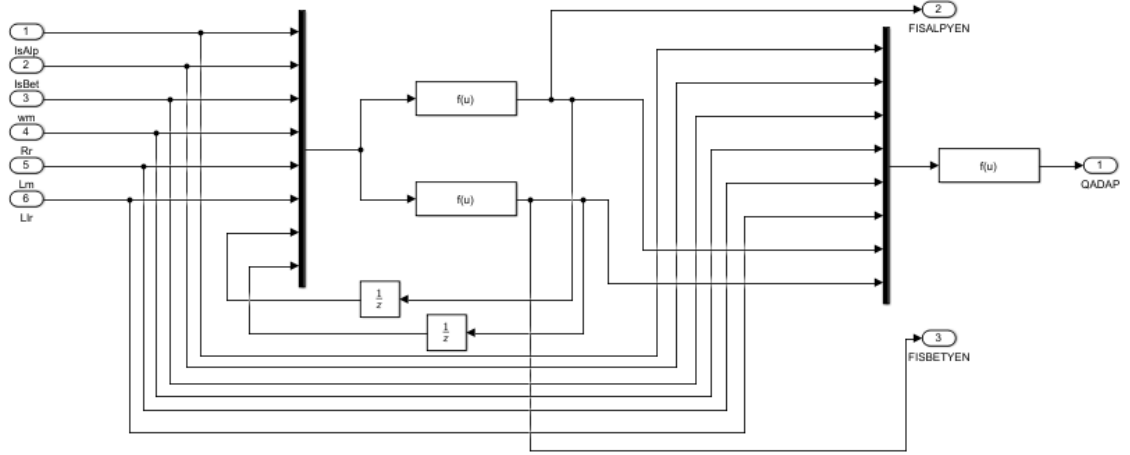
Şekil 3.15'te gösterilen referans model eşitlik (2.51) kullanılarak, uyarlamalı model ise eşitlik (2.53) kullanılarak MATLAB simulink ortamında elde edilmiştir. Referans ve uyarlamalı modele ait bloklar Şekil 3.16 ve Şekil 3.17'de sunulmuştur.

RG-MUS'u test etmek için aşağıda verilen üç farklı senaryo üretilmiştir;

- Sıfır hız, Anma hızı ve hız terslendirmelerinde RG-MUS'un başarımı



Şekil 3.16. RG-MUS için MATLAB simulinkte oluşturulan referans model

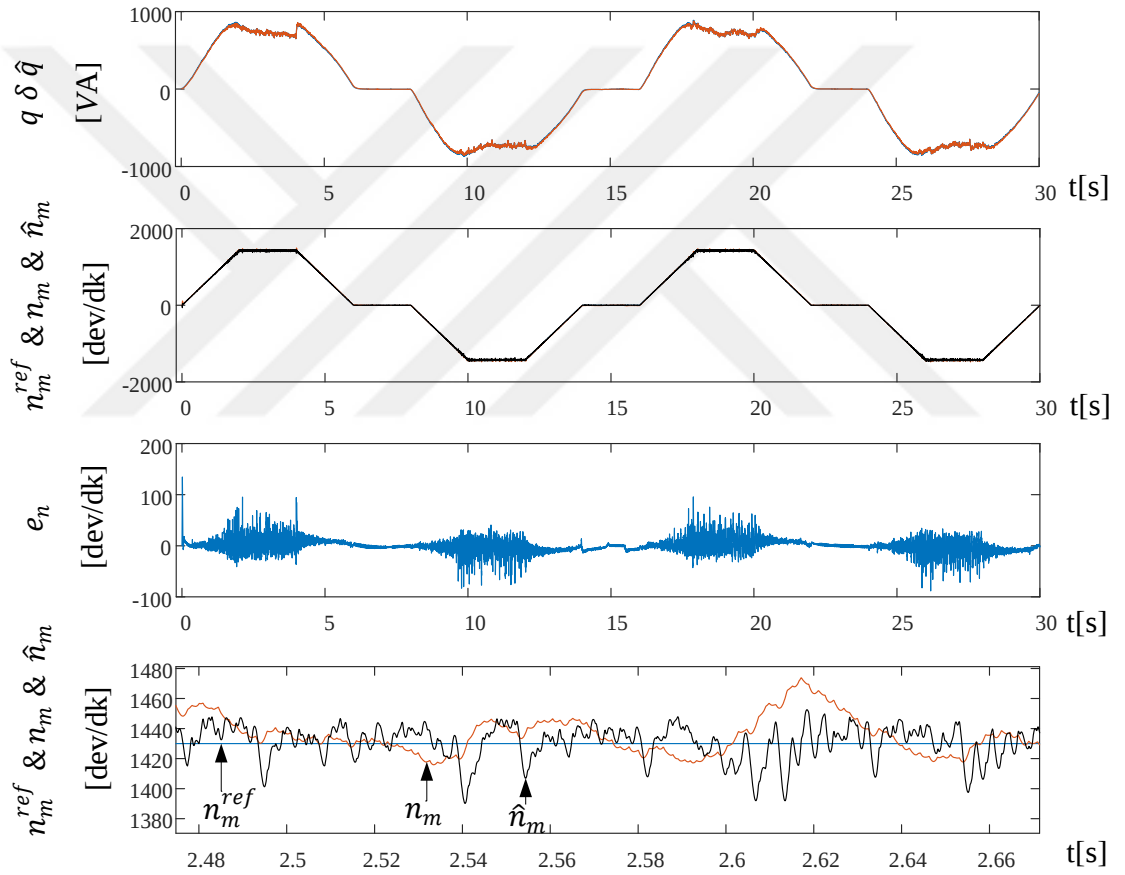


Şekil 3.17. RG-MUS için MATLAB simulinkte oluşturulan uyarlamalı model

- Orta Hız Bölgesinde (750 dev/dk) RG-MUS'un Yük Momenti, Stator Direnci ve Rotor Direnci Değişimlerine Karşı Başarımı
- Sıfır Hız Bölgesinde (0 dev/dk) RG-MUS'un Yük Momenti, Stator Direnci ve Rotor Direnci Değişimlerine Karşı Başarımı

3.3.1 Sıfır hız, anma hızı ve hız terslendirmelerinde RG-MUS'un başarımı

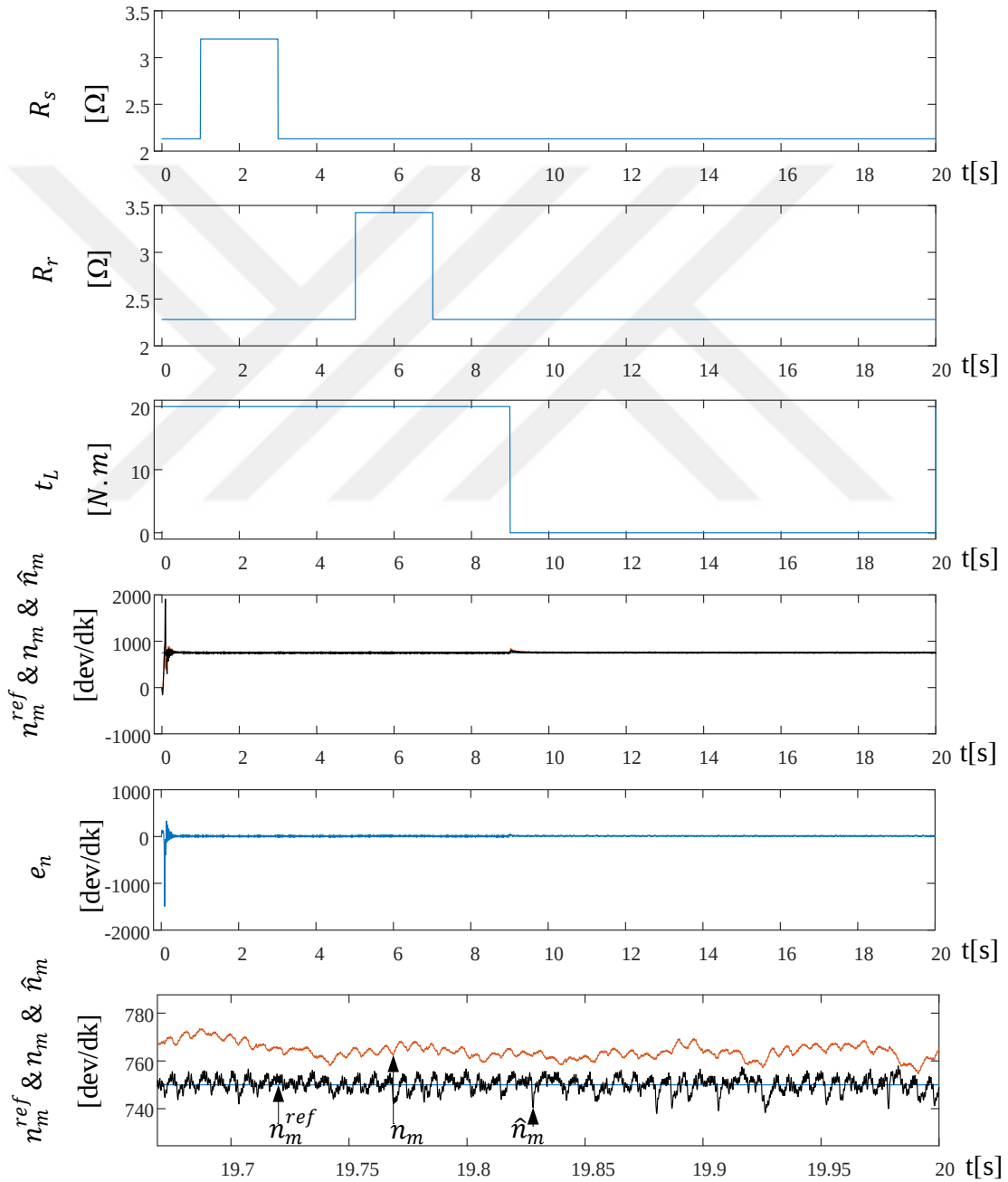
Bu senaryoda ASM yüksüz bir şekilde ilk olarak 0 dev/dk'dan 1430 dev/dk'ya hızlandırılmıştır ($0 \leq t \leq 2$) ve burada sabit tutulmuştur ($2 \leq t \leq 4$). Sonra ASM'nin hızı 1430 dev/dk'dan 0 dev/dk'ya düşürülmüş ($4 \leq t \leq 6$) ve 0 dev/dk'da sabit tutulmuştur ($6 \leq t \leq 8$). Daha sonra ASM -1430 dev/dk'ya hızlandırılmış ($8 \leq t \leq 10$) ve orada sabit tutulmuştur ($10 \leq t \leq 12$). Son olarak ASM'nin hızı -1430 dev/dk'dan 0 dev/dk'ya düşürülmüştür ($12 \leq t \leq 14$). Bu seneryayoya ait benzetim sonuçları Şekil 3.18'de verilmiştir.



Şekil 3.18. Sıfır, anma hızı ve hız terslendirmeleri için RG-MUS'a ait benzetim sonuçları

3.3.2 Orta hız bölgesinde (750 dev/dk) RG-MUS'un yük moment, stator direnci ve rotor direnci değişimlerine karşı başarımı

Bu senaryoda RG-MUS'un orta hız bölgesindeki parametre değişimlerine karşı başarımı test edilmiştir. Bu amaç için ASM 750 dev/dk hızla döndürülürken MATLAB simulink ortamında R_r , t_L ve R_s değerlerinde değişiklikler yapılarak RG-MUS'un bu değişimlere karşı gösterdiği başarımlar Şekil 3.19'da sunulmuştur.



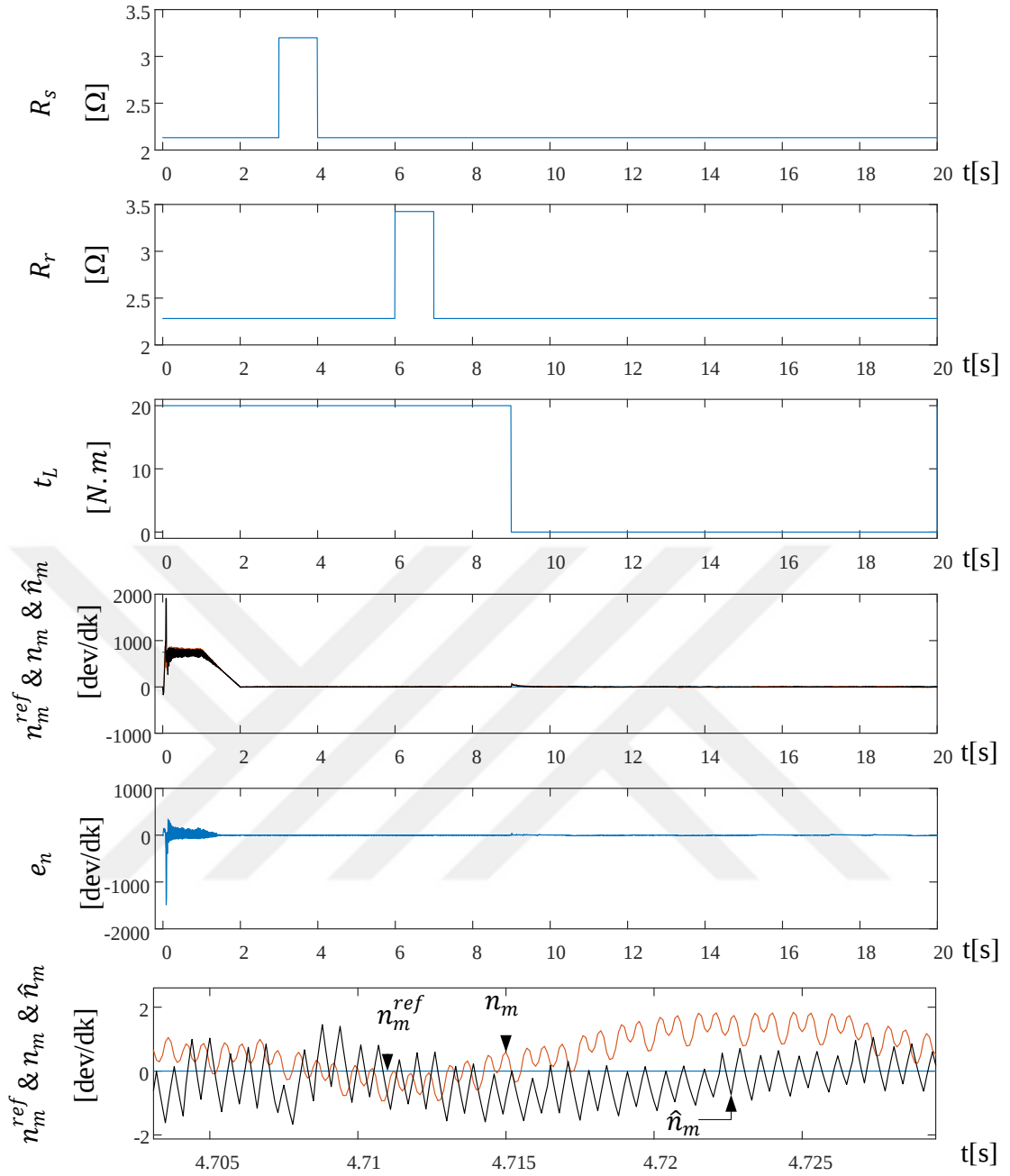
Şekil 3.19. 750 dev/dk'da R_r , t_L ve R_s parametrelerinin değişimlerine karşı RG-MUS'a ait benzetim sonuçları

İlk olarak ASM 750 dev/dk'da sürülürken ilk başlangıç noktasında yaklaşık 1500 dev/dk'lık kısa süreli bozulmaya uğramış tekrar referans değere yakınsamıştır. ASM'ye ait motor modelinde 1.sn'de R_s değeri 2,133 Ω 'dan 3,1995 Ω 'a yükseltilmiştir. Bu durumda hızda kayda değer bir bozulma meydana gelmemiştir. Daha sonra 3. sn'de R_s değeri 3,1995 Ω 'dan 2,133 Ω değerine indirildiğinde hız bilgisi referans değerine yakınsamıştır. Daha sonra 5. sn'de R_r değeri 2,283 Ω 'dan 3,4245 Ω 'a yükseltilmiştir. Bu durumda da hızda kayda değer bir değişim gözlemlenmemiştir. Daha sonra 7. Sn'de R_r 3,4245 Ω 'dan tekrar 2,283 Ω ' a indirildiğinde kestirilen hız eski değerine yakınsamıştır. Bu durumda algoritma kendisini toplamıştır. 9. sn'de t_L değeri 20 N.m'den 0 N.m'ye indirilmiştir. Bu durumda yaklaşık 60 dev/dk'lık hata meydana gelmiştir. Fakat bu geçici durumdan sonrada algoritma kendini toplamıştır.

3.3.3 Sıfır hız bölgesinde (0 dev/dk) RG-MUS'un yük momenti, stator direnci ve rotor direnci değişimlerine karşı başarımı

Bu senaryoda ASM sıfır hızda tutulurken R_r , t_L ve R_s 'de değişimler meydana gelmiş ve bu değişimlere karşı RG-MUS'un başarımı test edilmiştir. RG-MUS'un bu değişimlere karşı gösterdiği başarımlar Şekil 3.20'de sunulmuştur.

Bu senaryoda ilk olarak ASM 0 dev/dk'da sürülürken ilk başlangıç noktasında yaklaşık 1500 dev/dk'lık kısa süreli bozulmaya uğramış tekrar referans değere yakınsamıştır. ASM'ye ait motor modelinde 3.sn'de R_s değeri 2,133 Ω 'dan 3,1995 Ω 'a yükseltilmiştir. Bu durumda hızda kayda değer bir bozulma meydana gelmemiştir. Daha sonra 4. sn'de R_s değeri 3,1995 Ω 'dan 2,133 Ω değerine indirildiğinde hız bilgisi referans değerine yakınsamıştır. Daha sonra 6. sn'de R_r değeri 2,283 Ω 'dan 3,4245 Ω 'a yükseltilmiştir. Bu durumda da hızda kayda değer bir değişim gözlemlenmemiştir. Daha sonra 7. Sn'de R_r 3,4245 Ω 'dan tekrar 2,283 Ω ' a indirildiğinde kestirilen hız eski değerine yakınsamıştır. Bu durumda algoritma kendisini toplamıştır. 9. sn'de t_L değeri 20 N.m'den 0 N.m'ye indirilmiştir. Bu durumda yaklaşık 50 dev/dk'lık hata meydana gelmiştir. Fakat bu geçici durumdan sonrada algoritma kendini toplamıştır.



Şekil 3.20. 0 dev/dk’da R_r , t_L ve R_s parametrelerinin değişimlerine karşı RG-MUS’a ait benzetim sonuçları

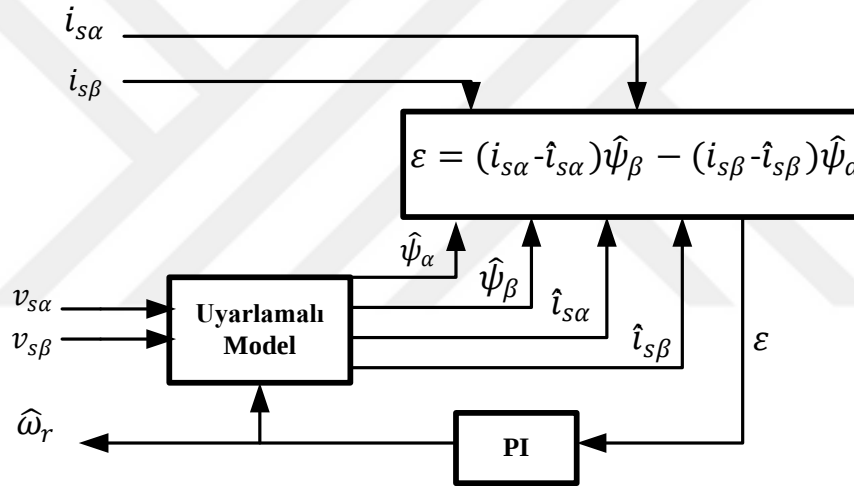
3.4 Stator Akım Temelli MUS

ASM’lerin hız kestirimi için tasarlanan SA-MUS’a ait genel şema Şekil 3.21’de gösterilmiştir.

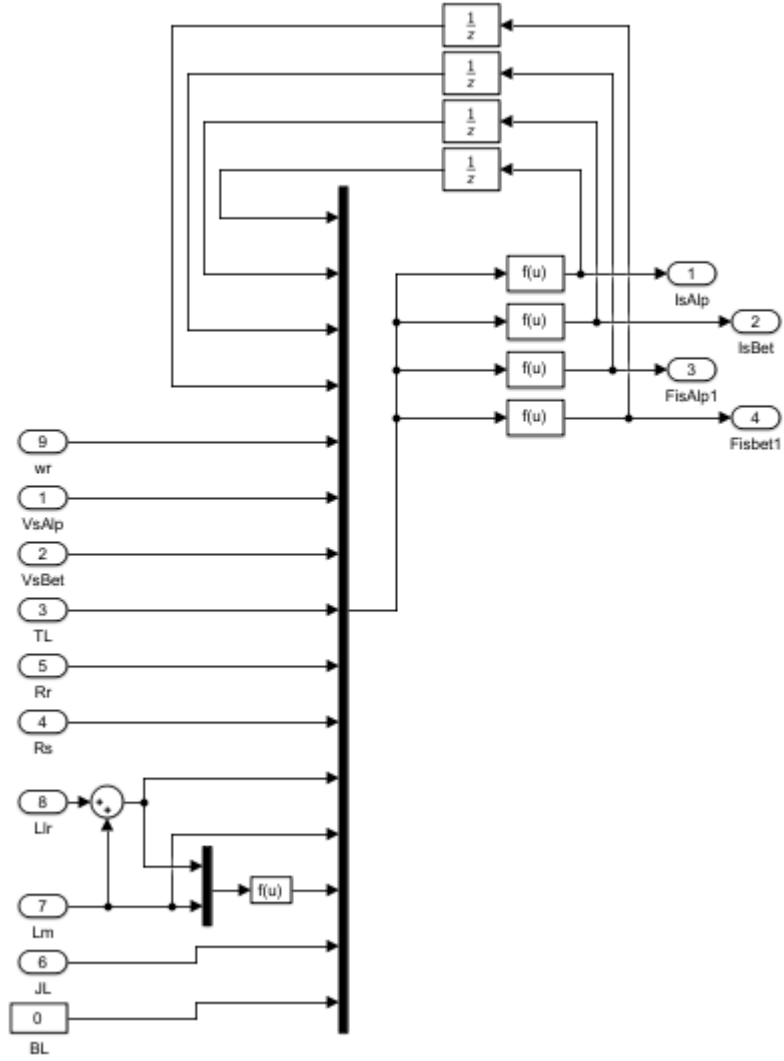
Şekil 3.21’de referans model motorun kendi parametreleri kullanılarak, uyarlamalı modelde (2.54), (2.55), (2.56), (2.57) kullanılarak MATLAB benzetim ortamında elde edilmiştir. Uyarlamalı modele ait blok Şekil 3.22’de gösterilmiştir.

SA-MUS’u test etmek için aşağıda verilen üç farklı senaryo üretilmiştir;

- Sıfır hız, Anma hızı ve hız terslendirmelerinde SA-MUS’un başarımı
- Orta Hız Bölgesinde (750 dev/dk) SA-MUS’un Yük Momenti, Stator Direnci ve Rotor Direnci Değişimlerine Karşı Başarımı
- Sıfır Hız Bölgesinde (0 dev/dk) SA-MUS’un Yük Momenti, Stator Direnci ve Rotor Direnci Değişimlerine Karşı Başarımı



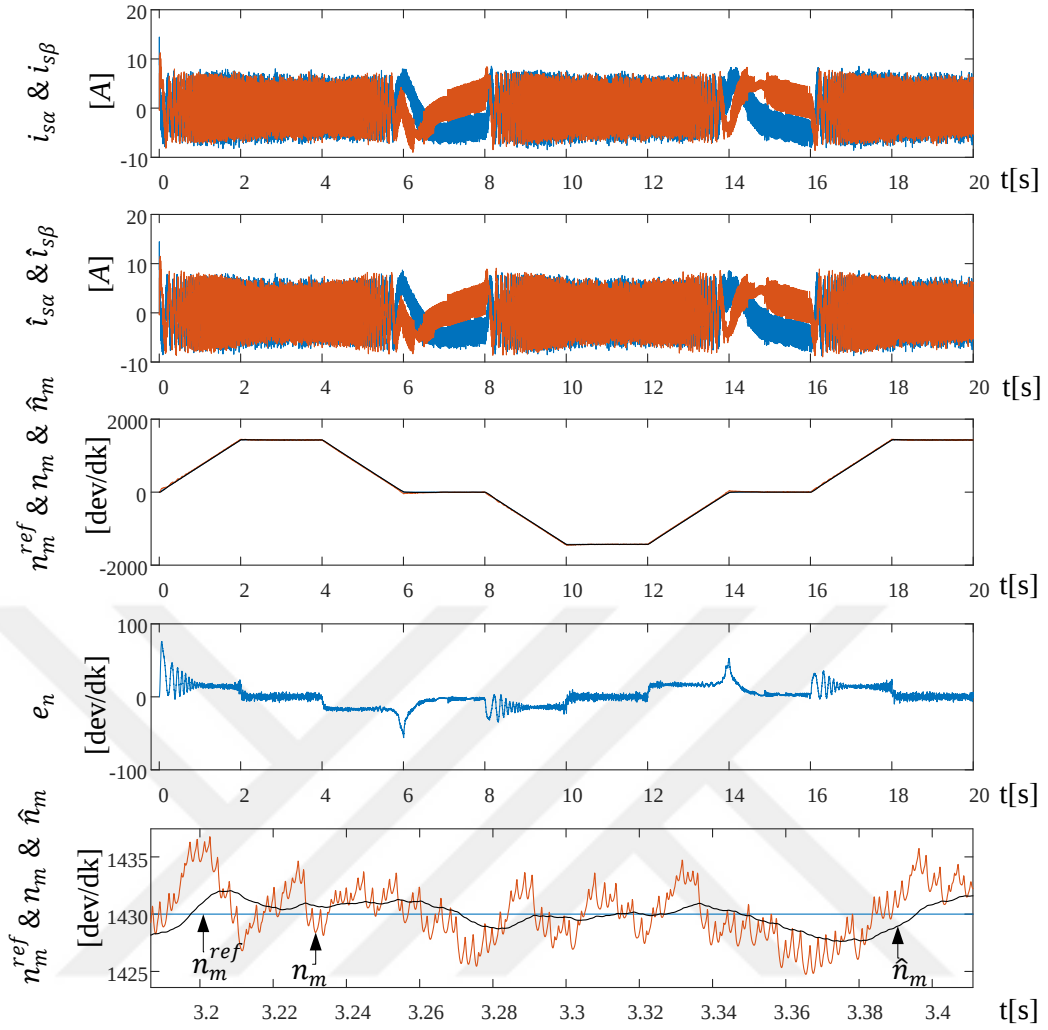
Şekil 3.21. SA-MUS’a ait genel şema



Şekil 3.22. SA-MUS için MATLAB simulinkte oluşturulan uyarlamalı model

3.4.1 Sıfır hız, anma hızı ve hız terslendirmelerinde SA-MUS'un başarımı

Bu senaryoda ASM yüksüz bir şekilde ilk olarak 0 dev/dk'dan 1430 dev/dk'ya hızlandırılmıştır ($0 \leq t \leq 2$) ve burada sabit tutulmuştur ($2 \leq t \leq 4$). Sonra ASM'nin hızı 1430 dev/dk'dan 0 dev/dk'ya düşürülmüş ($4 \leq t \leq 6$) ve 0 dev/dk'da sabit tutulmuştur ($6 \leq t \leq 8$). Daha sonra ASM -1430 dev/dk'ya hızlandırılmış ($8 \leq t \leq 10$) ve orada sabit tutulmuştur ($10 \leq t \leq 12$). Son olarak ASM'nin hızı -1430 dev/dk'dan 0 dev/dk'ya düşürülmüştür ($12 \leq t \leq 14$). Bu senaryoya ait benzetim sonuçları Şekil 3.23'te verilmiştir.



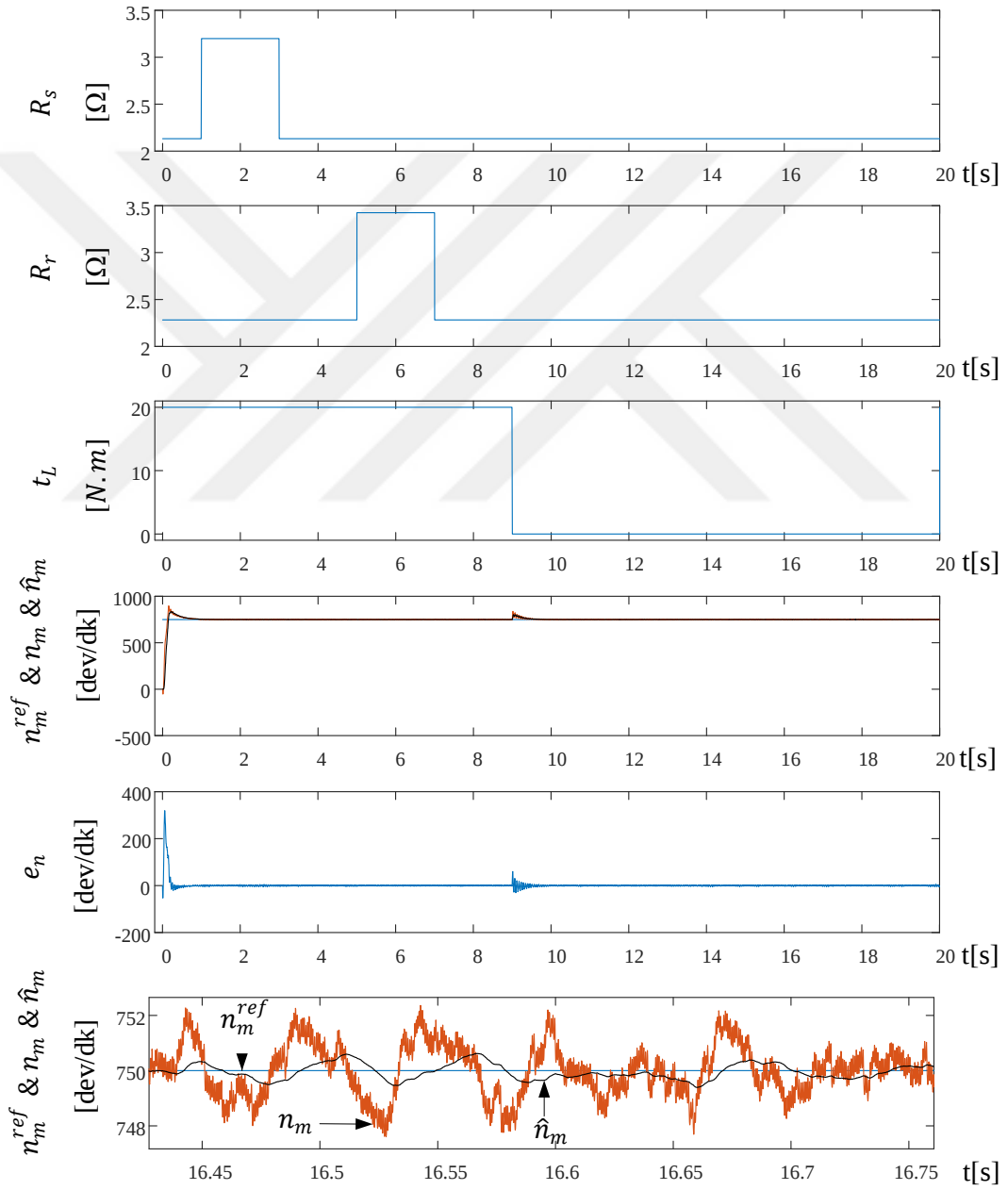
Şekil 3.23. Sıfır, anma hızı ve hız terslendirmeleri için SA-MUS’a ait benzetim sonuçları

3.4.2 Orta hız bölgesinde (750 dev/dk) SA-MUS’un yük momenti, stator direnci ve rotor direnci değişimlerine karşı başarımı

Bu senaryoda SA-MUS’un orta hız bölgesindeki parametre değişimlerine karşı başarımı test edilmiştir. Bu amaç için ASM 750 dev/dk hızla döndürülürken MATLAB benzetim ortamında R_r , t_L ve R_s değerlerinde değişiklikler yapılarak SA-MUS’un bu değişimlere karşı gösterdiği başarımlar Şekil 3.24’te sunulmuştur.

İlk olarak ASM 750 dev/dk’da sürülürken ilk başlangıç noktasında yaklaşık 300 dev/dk’lık kısa süreli bozulmaya uğramış tekrar referans değere yakınsamıştır. ASM’ye ait motor modelinde 1.sn’de R_s değeri 2,133 Ω ’dan 3,1995 Ω ’a yükseltilmiştir. Bu durumda hızda kayda değer bir bozulma meydana gelmemiştir. Daha sonra 3. sn’de R_s

değeri $3,1995 \Omega$ 'dan $2,133 \Omega$ değerine indirildiğinde hız bilgisi referans değerine yakınsamıştır. Daha sonra 5. sn'de R_r değeri $2,283 \Omega$ 'dan $3,4245 \Omega$ 'a yükseltiştir. Bu durumda da hızda kayda değer bir bozulma gözlemlenmemiştir. Daha sonra 7. Sn'de R_r $3,4245 \Omega$ 'dan tekrar $2,283 \Omega$ 'a indirildiğinde kestirilen hız eski değerine yakınsamıştır. Bu durumda algoritma kendisini toplamıştır. 9. sn'de t_L değeri 20 N.m'den 0 N.m'ye indirilmiştir. Bu durumda yaklaşık 60 dev/dk'lık hata meydana gelmiştir. Fakat bu geçici durumdan sonrada algoritma kendini toplamıştır.



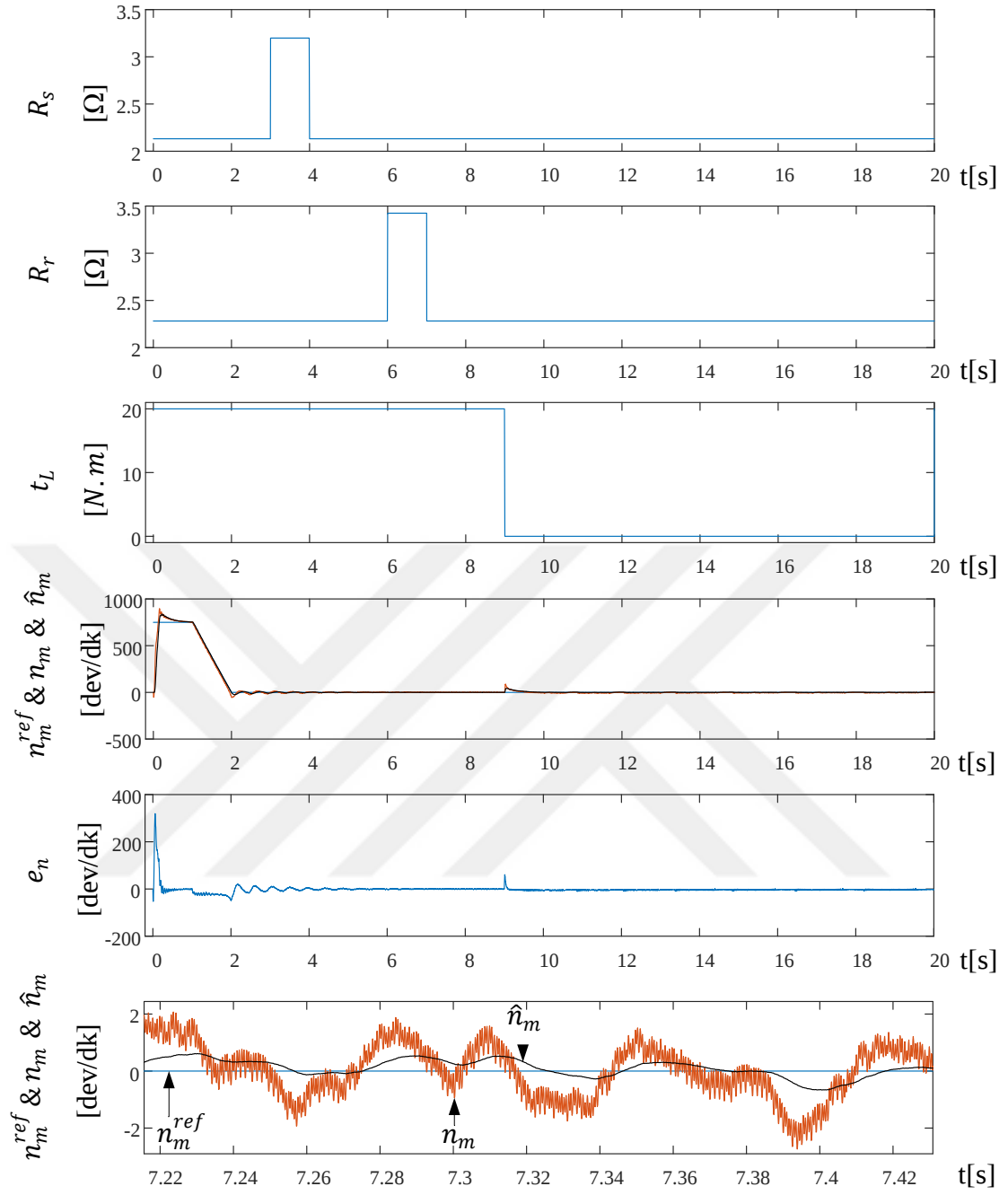
Şekil 3.24. 750 dev/dk'da R_r , t_L ve R_s parametrelerinin değişimlerine karşı SA-MUS'a ait benzetim sonuçları

3.4.3 Sıfır hız bölgesinde (0 dev/dk) SA-MUS'un yük momenti, stator direnci ve rotor direnci değişimlerine karşı başarımı

Bu senaryoda ASM sıfır hızda tutulurken R_r , t_L ve R_s 'de değişimler meydana gelmiş ve bu değişimlere karşı SA-MUS'un başarımı test edilmiştir. SA-MUS'un bu değişimlere karşı gösterdiği başarımlar Şekil 3.25'de sunulmuştur.

Bu senaryoda ilk olarak ASM 0 dev/dk'da sürülürken ilk başlangıç noktasında yaklaşık 300 dev/dk'lık kısa süreli bozulmaya uğramış tekrar referans değere yakınsamıştır. ASM'ye ait motor modelinde 3.sn'de R_s değeri 2,133 Ω 'dan 3,1995 Ω 'a yükseltilmiştir. Bu durumda hızda kayda değer bir bozulma meydana gelmemiştir. Daha sonra 4. sn'de R_s değeri 3,1995 Ω 'dan 2,133 Ω değerine indirildiğinde hız bilgisi referans değerine yakınsamıştır. Daha sonra 6. sn'de R_r değeri 2,283 Ω 'dan 3,4245 Ω 'a yükseltilmiştir. Bu durumda da hızda kayda değer bir değişim gözlemlenmemiştir. Daha sonra 7. Sn'de R_r 3,4245 Ω 'dan tekrar 2,283 Ω 'a indirildiğinde kestirilen hız eski değerine yakınsamıştır. Bu durumda algoritma kendisini toplamıştır. 9. sn'de t_L değeri 20 N.m'den 0 N.m'ye indirilmiştir. Bu durumda yaklaşık 50 dev/dk'lık hata meydana gelmiştir. Fakat bu geçici durumdan sonrada algoritma kendini toplamıştır.

Özetle, gerçekleştirilen MATLAB benzetim sonuçlarına göre rotor akısı temelli MUS stator direncine karşı duyarlı olduğu için stator direnci değişimlerinde algoritma kendini toplayamamaktadır. Zıt EMK temelli MUS benzetim ortamında alınan sonuçlara göre sıfır hız bölgesinde karasız durum sergilemektedir. Bu durumda kestirilen hızın doğruluğunun tespit edilmesini zorlaştırmaktadır. MATLAB benzetim ortamında gerçekleştirilen dört adet sistemimiz arasında en sağlıklı çalışanlar reaktif güç temelli ve stator akım temelli MUS yöntemlerimizdir. Bu iki sistem ile kurulan algoritmalar parametre değişimleri sonucunda oluşan bozulmalara karşı kendisini kısa sürede toplamaktadır. Fakat stator akım temelli MUS reaktif güç temelli MUS 'a göre referans hıza daha fazla yakınsamaktadır.



Şekil 3.25. 0 dev/dk'da R_r , t_L ve R_s parametrelerinin değişimlerine karşı SA-MUS'a ait benzetim sonuçları

BÖLÜM IV

DENEYSEL ÇALIŞMALAR

Bu bölümde, BÖLÜM III'te MATLAB benzetim ortamında gerçekleştirilen hız algılayıcısız ASM kontrolü için model uyarlamalı sistemlerin, gerçek zamanlı uyarlamalarda kullanılmak üzere ds1104 kontrolör kartı kullanılarak doğrulamaları ve gerçek zamanda elde edilen sonuçların karşılaştırmaları yapılmıştır.

MUS'u test etmek için aşağıda verilen dört farklı senaryo uygulanmıştır;

- Yüksüz hız terslendirmesi
- Yüklü hız terslendirmesi
- Rotor direnci değişimleri
- Stator direnci değişimleri

Gerçek zamanlı deney düzeneğine ait elektriksel bağlantı şeması Şekil 4.1'de gösterilmiştir.

Bu tez çalışmasında gerçek zamanlı uygulamaların gerçekleştirildiği deney düzeneğinde kullanılan malzemelerin bilgileri aşağıdaki sunulmuştur;

- 2.2[kw]/950[rpm] sincap kafesli asenkron motor (Arçelik),
- 30 [Nm]'lik fuko fren (Fensan),
- Gerilim değerlerini ölçmek için LV 100-400 algılayıcı. (LEM),
- Akım değerlerini ölçmek için LA 55-SP1 algılayıcı. (LEM),
- Rotor açısı hızını ölçmek için ERN120 5000 dilimlik artımsal kodlayıcı. (Heidenhain),
- Yük momenti verilerini ölçmek için DBRK-50 50 [Nm]'lik moment ölçer (ETH),
- Darbe genişlik modülasyonlu besleme gerilim uygulamak için 7.5 [kW]'lık undrive (Control Technique),

- Simulink benzetim ortamında çalıştırılan algoritmaları gerçek zamanlı çalıştırmak ve elde edilen sonuçları karşılaştırmak adına DS 1104 kontrol kartı (Control Desk),
- 2.53 GHz işlemci hızına sahip bilgisayar.

Şekil 4.1. Gerçek zamanlı deney düzeneğinin elektriksel bağlantı şeması

Bu veriler eşliğinde hazırlanan dört adet senaryonun sonuçlarını veren şekillerde kullanılan kısaltmaların açıklamaları aşağıdaki gibidir;

- R_r = Rotor direnci
- R_{rn} = Nominal rotor direnci
- t_L = Yük momenti
- n_m = Ölçülen motor hızı
- n_{RA} = RA-MUS tarafından kestirilen rotor hızı
- n_{ZEMK} = ZEMK-MUS tarafından kestirilen rotor hızı
- n_{RG} = RG-MUS tarafından kestirilen rotor hızı
- n_{SA} = SA-MUS tarafından kestirilen rotor hızı
- e_n^{RA} = RA-MUS tarafından kestirilen rotor hızı ile ölçülen hız arasındaki hata
- e_n^{ZEMK} = ZEMK-MUS tarafından kestirilen rotor hızı ile ölçülen hız arasındaki hata
- e_n^{RG} = RG-MUS tarafından kestirilen rotor hızı ile ölçülen hız arasındaki hata
- e_n^{SA} = SA-MUS tarafından kestirilen rotor hızı ile ölçülen hız arasındaki hata

4.1 Yüksüz Hız Terslendirmesi

Bu senaryoda laboratuvar ortamında yapılan gerçek zamanlı sonuçlar neticesinde ASM yüksüz bir şekilde ilk olarak 1000 dev/dk'ya sabit tutulmuştur ($0 \leq t \leq 12,5$). Sonra ASM'nin hızı 1000 dev/dk'dan -1000 dev/dk'ya hızlandırılmıştır ($12,5 \leq t \leq 15,5$) ve -1000 dev/dk'da sabit tutulmuştur ($15,5 \leq t \leq 38$). Daha sonra ASM -1000 dev/dk'dan 1000 dev/dk'ya hızlandırılmış ($38 \leq t \leq 41$) ve orada sabit tutulmuştur ($41 \leq t \leq 50$). Bu senaryoya ait hız verilerinde olan değişim sonuçları Şekil 4.2'de verilmiştir. Hız verilerinde oluşan hata sonuçları Şekil 4.3'te verilmiştir. Reaktif güç temelli MUS hariç bütün MUS yöntemleri yüksüz durumda yüksek hızlarda doğru hız bilgisine yakınsamıştır, fakat reaktif güç temelli MUS yapısında yaklaşık 17 dev/dk kadar sapma olmuştur. Sıfır hız geçişlerinde bütün MUS yöntemlerinde kısa süreli bozulma meydana gelmiş fakat algoritma kendini toplamıştır.

4.2 Yüklü Hız Terslendirmesi

Bu senaryoda laboratuvar ortamında yapılan gerçek zamanlı sonuçlar neticesinde ASM 10 N.m yük altında ilk olarak 1000 dev/dk'ya sabit tutulmuştur ($0 \leq t \leq 13$). Sonra ASM'nin hızı 1000 dev/dk'dan -1000 dev/dk'ya hızlandırılmıştır ($13 \leq t \leq 16$) ve -

1000 dev/dk'da sabit tutulmuştur ($16 \leq t \leq 38$). Daha sonra ASM -1000 dev/dk'dan 1000 dev/dk'ya hızlandırılmış ($38 \leq t \leq 41$) ve orada sabit tutulmuştur ($41 \leq t \leq 50$). Bu senaryoya ait hız verilerinde olan değişim sonuçları Şekil 4.4'te verilmiştir. Hız verilerinde oluşan hata sonuçları Şekil 4.5'te verilmiştir. Bu senaryoda bütün hız kestirimleri ölçülen hız değerine yakınsamıştır, fakat sırasıyla 8 dev/dk, 11 dev/dk, 5 dev/dk, 3 dev/dk'luk sapmalar meydana gelmiştir. Sıfır hız geçişlerinde bütün MUS yöntemlerinde kısa süreli bozulma meydana gelmiş fakat algoritma kendini toplamıştır.

4.3 Rotor Direnci Değişimi

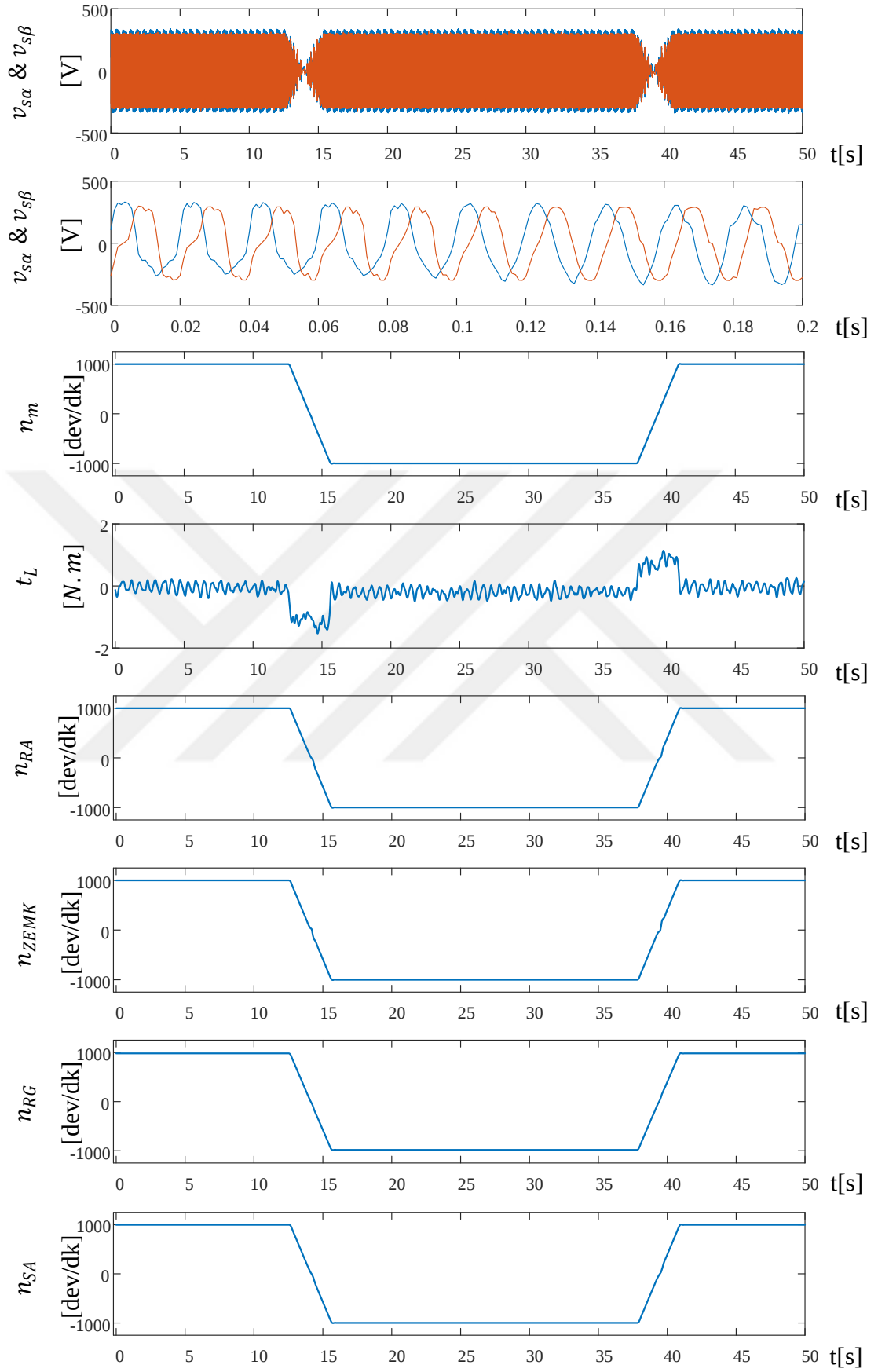
Bu senaryoda ASM orta hızda sabit tutulurken R_r 'de değişimler meydana gelmiş ve bu değişimlere karşı dört MUS tekniğinin aynı anda başarımları test edilmiştir. Bu senaryoya ait hız değişimleri Şekil 4.6'da verilmiştir. Hızda oluşan hatalar Şekil 4.7'de gösterilmiştir.

Bu senaryoda ilk olarak ASM orta hızda sürülürken 10.sn'de R_r iki katına çıkartılmıştır. 20.sn'de R_r tekrar nominal değere düşürülmüştür. 30.sn'de R_r nominal değer yarısına düşürülmüştür. 40.sn'de R_r tekrar nominal değere yükseltilmiştir. Zıt EMK temelli MUS rotor direnci değişimlerine karşı dayanıklı değildir ve bozulma meydana gelmiştir.

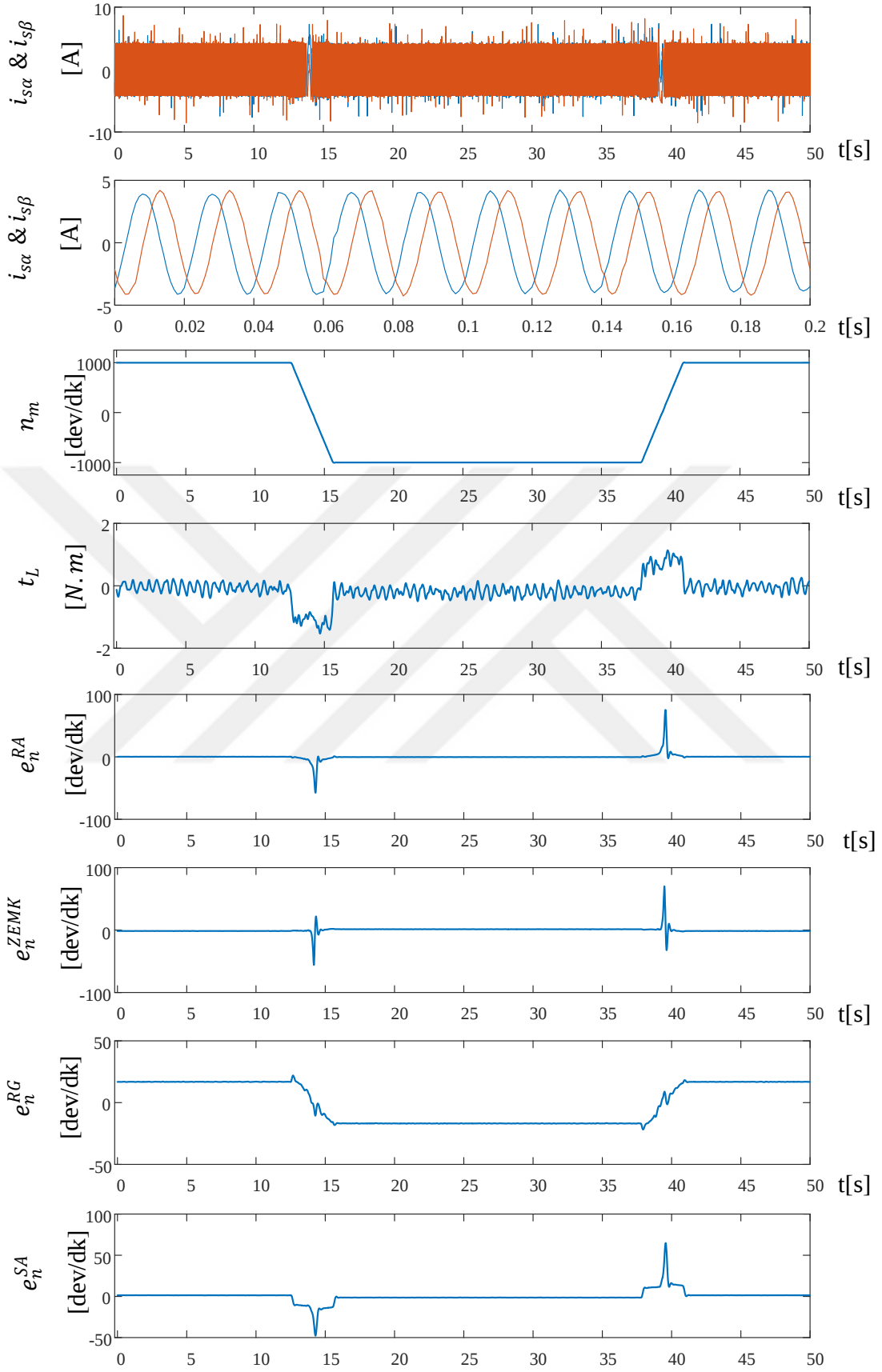
4.4 Stator Direnci Değişimi

Bu senaryoda ASM orta hızda sabit tutulurken R_s 'de değişimler meydana gelmiş ve bu değişimlere karşı dört MUS tekniğinin aynı anda başarımları test edilmiştir. Bu senaryoya ait hız değişimleri Şekil 4.8'de verilmiştir. Hızda oluşan hata Şekil 4.9'da sunulmuştur.

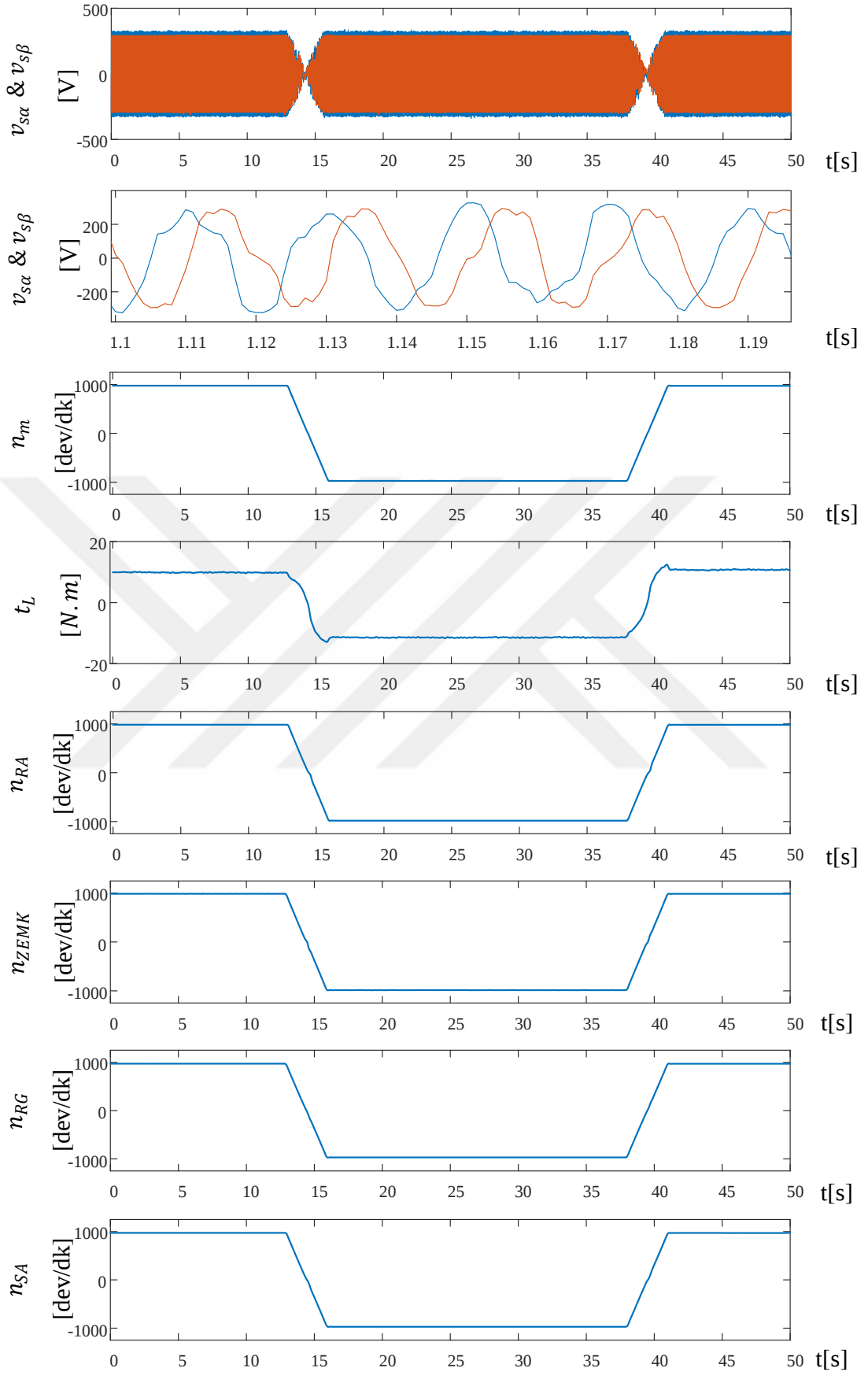
Bu senaryoda ilk olarak ASM orta hızda sürülürken 10.sn'de R_s iki katına çıkartılmıştır. 20.sn'de R_s tekrar nominal değere düşürülmüştür. 30.sn'de R_s nominal değer yarısına düşürülmüştür. 40.sn'de R_s tekrar nominal değere yükseltilmiştir. Stator direnci değişimlerine karşı gerçek hıza en çok yakınsayan sistem stator akım temelli MUS'dur.



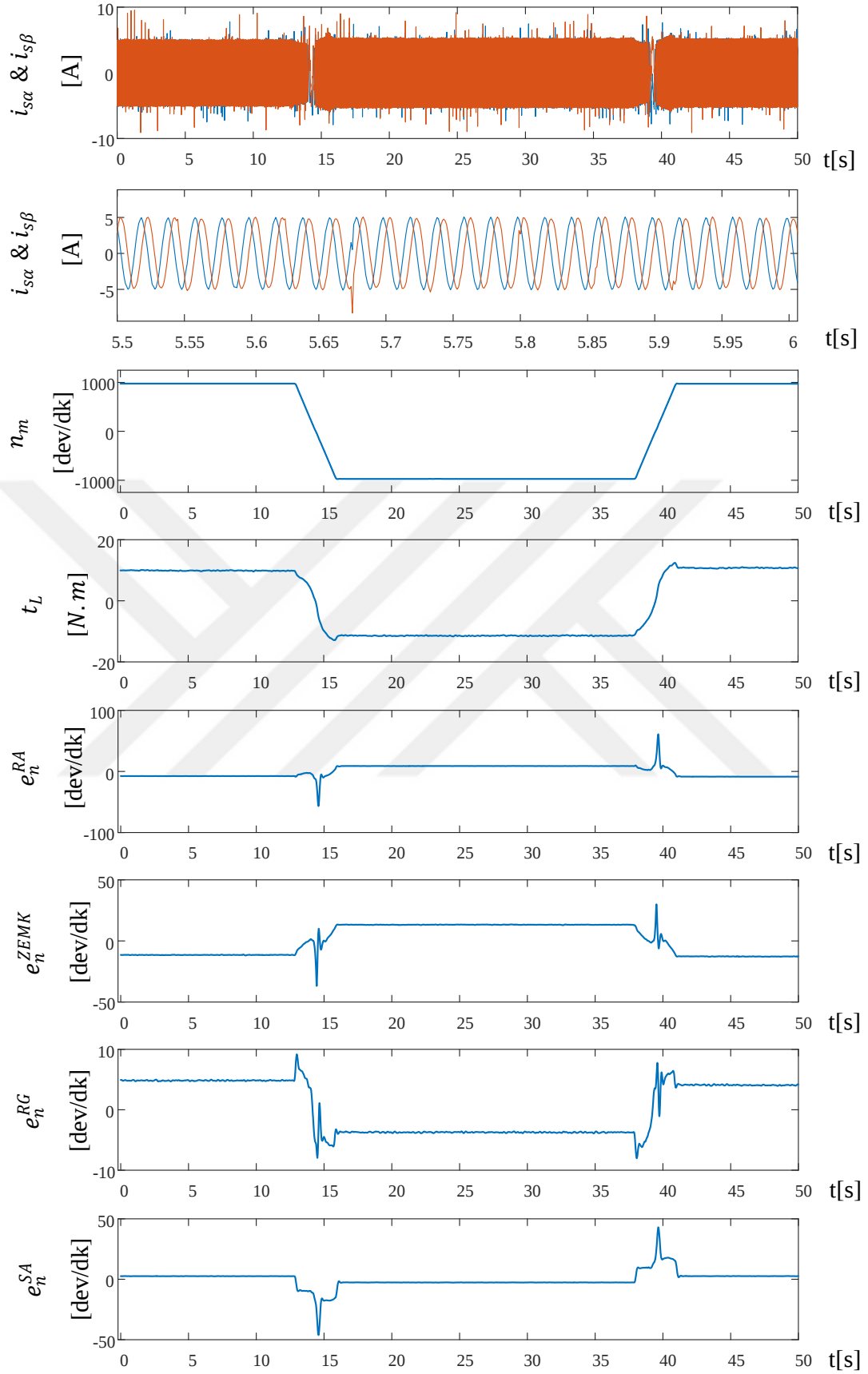
Şekil 4.2. Yüksüz hız terslendirmesine ait gerçek zamanlı alınan motor hız sonuçları



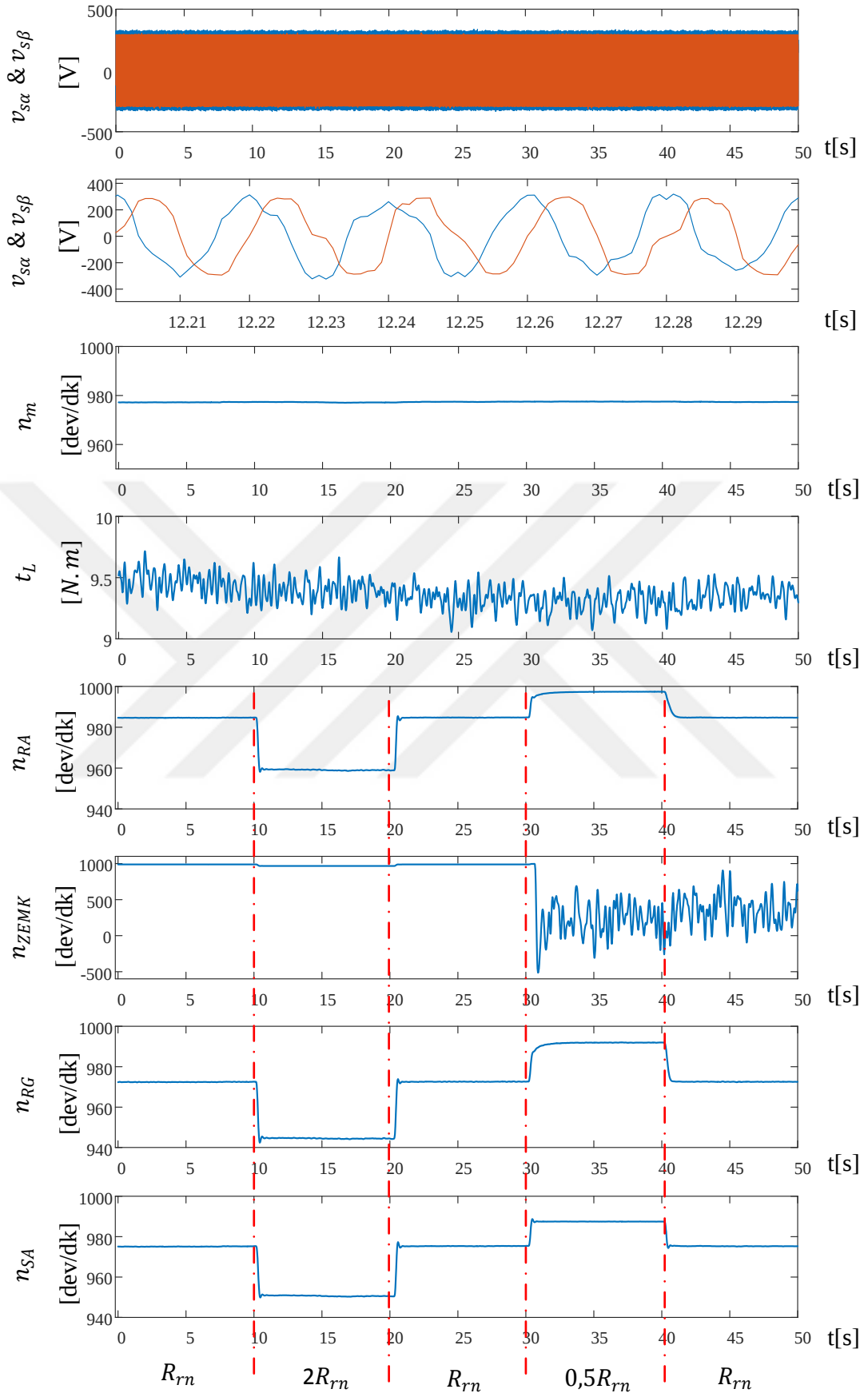
Şekil 4.3. Yüksüz hız terslendirmesine ait gerçek zamanlı alınan motor hız hatası sonuçları



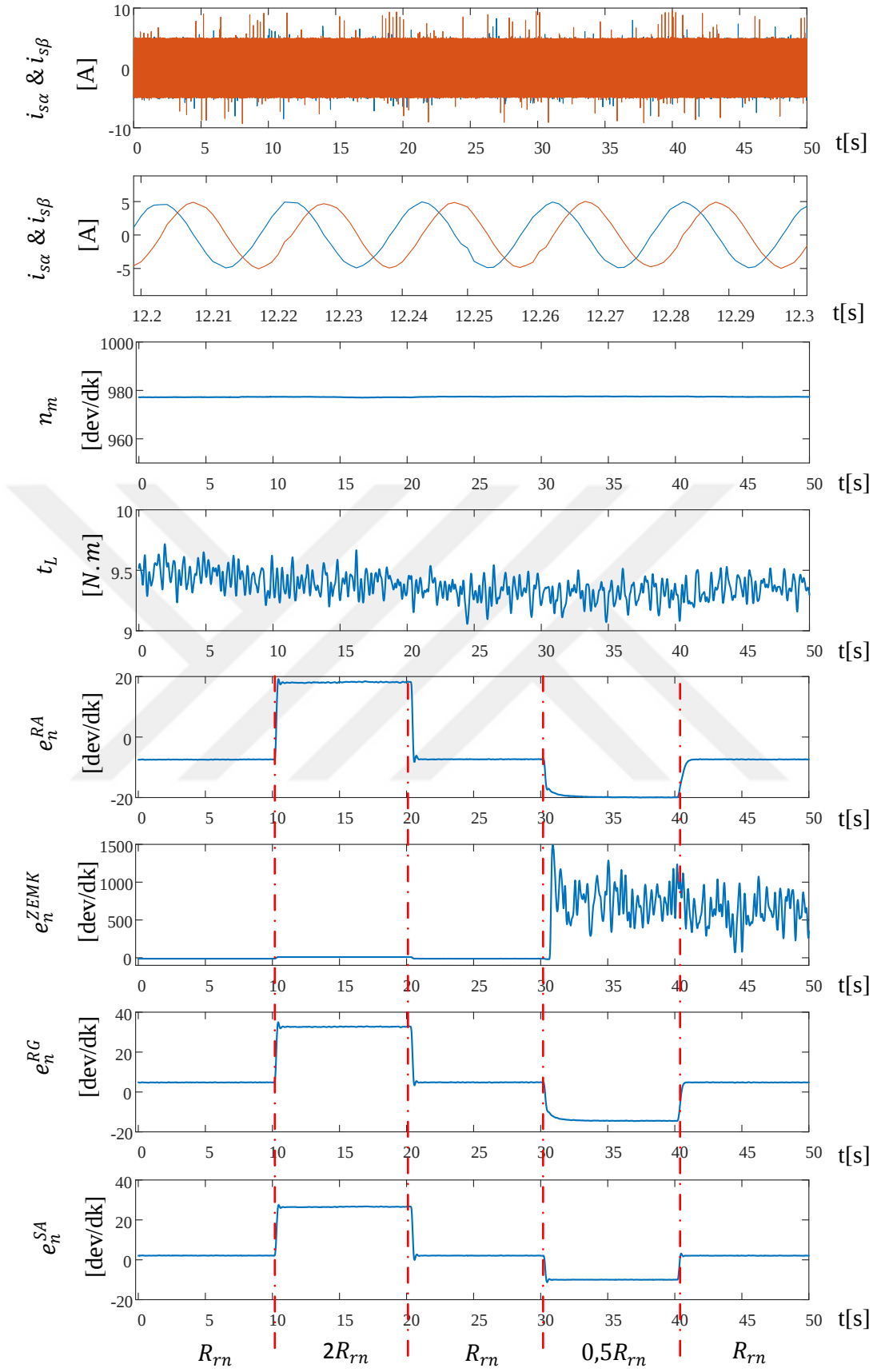
Şekil 4.4. Yüklü hız terslendirmesine ait gerçek zamanlı alınan motor hız sonuçları



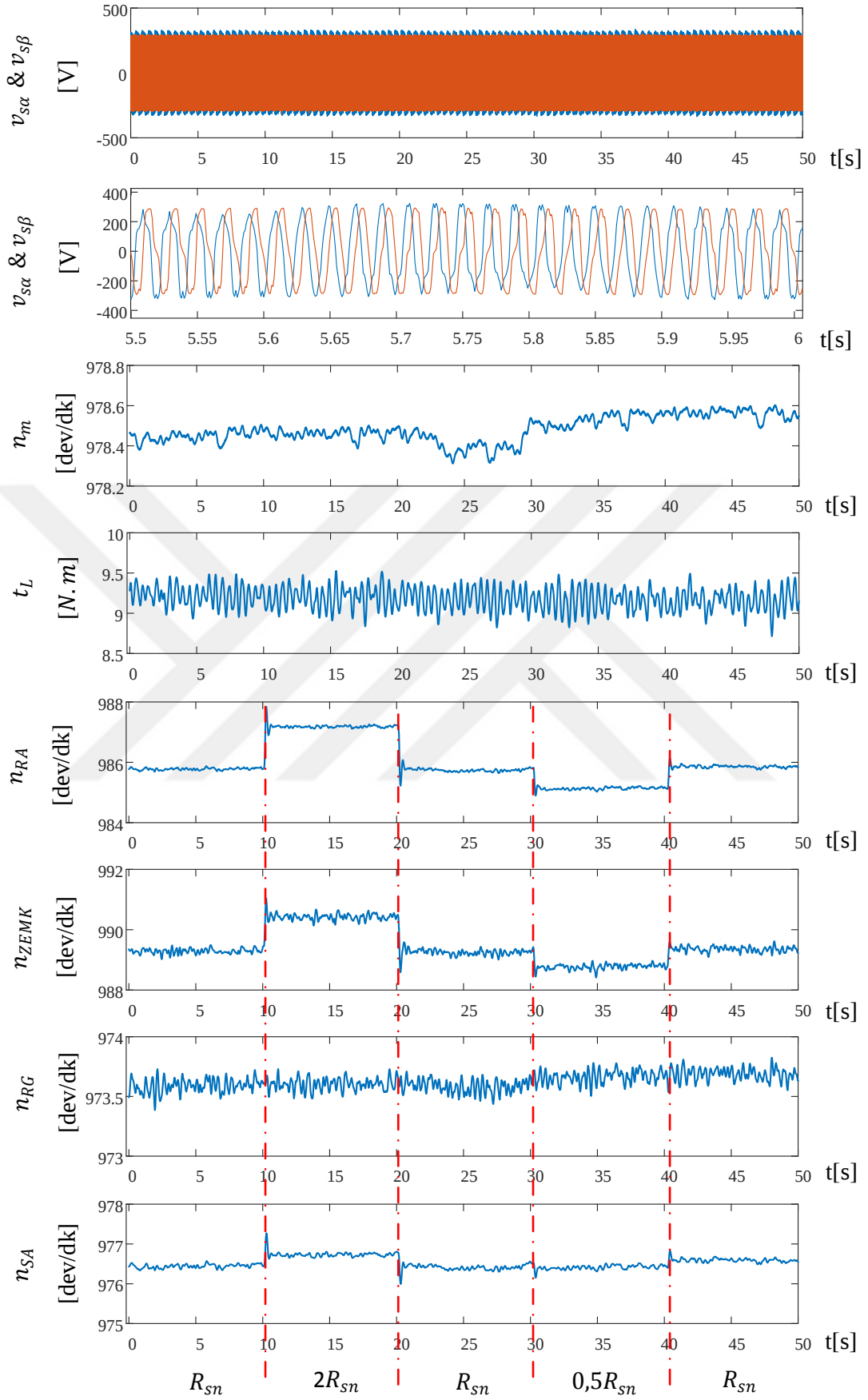
Şekil 4.5. Yüklü hız terslendirmesine ait gerçek zamanlı alınan motor hız hatası sonuçları



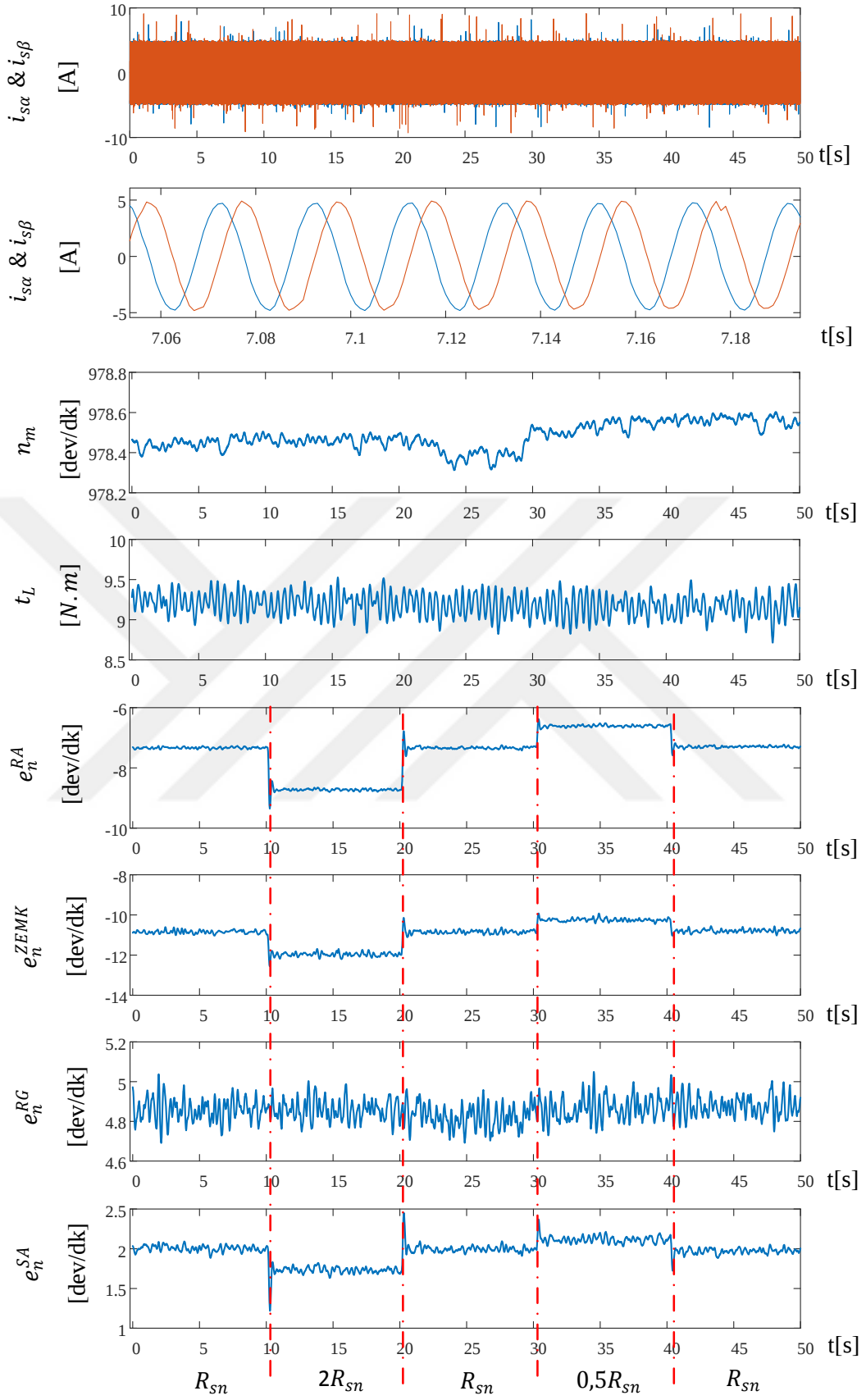
Şekil 4.6. Rotor direnci değişimleri altında gerçek zamanlı alınan motor hız sonuçları



Şekil 4.7. Rotor direnci değişimleri altında gerçek zamanlı alınan motor hız hatası sonuçları



Şekil 4.8. Stator direnci değişimleri altında gerçek zamanlı alınan motor hız sonuçları



Şekil 4.9. Stator direnci değişimleri altında gerçek zamanlı alınan motor hız hatası sonuçları

BÖLÜM V

SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Bu tez çalışması kapsamında, hesap yükü açısından diğer algoritmalara kıyasla daha az ve gerçeklemesi daha kolay olduğu için ASM'lerin hız-algılayıcısız kontrolü ile ilgili literatürde yaygın olarak kullanılan MUS yöntemlerinden; rotor akısı, zıt elektromotor kuvveti, reaktif güç ve stator akımı temelli MUS yöntemleri doğrudan vektör kontrol sistemine dahil edilerek benzetim ortamında ve dSPACE 1104 kontrolör kartı kullanılarak gerçek-zamanlı olarak gerçekleştirilmiştir. Tasarlanan MUS tabanlı hız-algılayıcısız yöntemlerin başarımları mevcut literatürde ilk kez stator direnci, rotor direnci ve yük momentinde değişimler oluşturularak test edilmiş ve karşılaştırılmıştır.

Elde edilen sonuçlar, ASM'nin yüksüz olarak çalıştırılması durumunda RA-MUS, SA-MUS ve RG-MUS'tan elde edilen hız kestirim sonuçlarında dalgalanmalara yol açmadığı ama özellikle ASM hızı sıfır hıza yaklaştıkça ZEMK-MUS sistemi ile elde edilen hız kestiriminde dalgalanmaların arttığını göstermektedir. Diğer taraftan stator direnci ve rotor direnci değişimleri oluştuğunda ise en dayanıklı yaklaşımların RG-MUS ve SA-MUS yapıları olduğu gözlemlenmiştir. Diğer taraftan, incelen MUS yöntemlerinin tamamında yük değişimleri oluştuğu anda kısa süreli bir dalgalanma oluşmakta ve sonrasında hız kestirimi sürekli halde sabit değerine yakınsamaktadır. ZEMK-MUS ile yapılan hız kestirimi, yüksek hız değerinde stator direnci değişimine karşı dayanıklı ama rotor direnci değişimlerine duyarlı olup hız kestiriminde az bir oranda hataya yol açmaktadır. Ayrıca, ASM'nin sıfır hız değerine yakın bölgelerde çalışması durumunda kararsız hız-kestirimleri elde edilmektedir. RA-MUS yapısında yapılan deneylerde sadece stator direncine karşı bir duyarlılık olduğu tespit edilmiştir. Rotor direncinin kestirimindeki hatalardan meydana gelen bozulmalar rotor direncinin çevrim içi ayarlanması ile üstesinden gelinebilir olduğu fakat stator direnci çevrim içi ayarlanamadığından kestirim başarımını olumsuz yönde etkilediği gözlemlenmiştir.

Yapılan MATLAB benzetim sonuçlarına göre bu sistemler arasında RA-MUS stator direncine karşı duyarlılık göstermektedir. Stator direncinde değişim meydana geldiğinde sistem bozulmaktadır. Bu sebepten bu durumlarda doğru bir hız kestirim yapılamamaktadır. ZEMK-MUS sistemi ise sıfır hız bölgesinde kararsız durum

sergilemektedir. Bu durumda sıfır hıza yakınlaştıkça doğru hız kestirimi yapılamamaktadır. Benzetim sonuçlarına göre parametre değişimlerine karşı en dayanıklı olan yöntemler RG-MUS ve SA-MUS yöntemleridir. Bu yöntemler arasında da SA-MUS yöntemi gerçek hız değerine RG-MUS yöntemine göre daha fazla yakınsamaktadır. Diğer bir ifadeyle SA-MUS yöntemi diğer yöntemlere göre daha iyi hız kestirimi yapmaktadır.

Laboratuvar ortamında yapılan gerçek zamanlı çalışmalarda yüksüz hız terslendirmelerinde RG-MUS yaklaşık 17 dev/dk'lık sapma ile hız tahmini gerçekleştirmektedir. Bu senaryoda bütün MUS yöntemlerinde sıfır hız geçişlerinde kısa süreli bozulmalar gözlemlenmiştir. Yüklü hız terslendirmelerinde RG-MUS yönteminin hız kestirimi doğru değere daha fazla yaklaşırken diğer MUS yöntemlerinde yüksüz hız terslemesine oranla sapmalar meydana gelmiştir. Fakat buna rağmen doğru hız değerine en yakın hız kestirimi yapan MUS, SA-MUS'tur. Bu senaryoda da bütün MUS yöntemlerinde sıfır hız geçişlerinde kısa süreli bozulmalar meydana gelmiştir. Rotor ve stator direnci değişimleri altında yapılan incelemelerde ZEMK-MUS rotor direnci değişimlerinde hata vermiş ve doğru değere yakınsayamamıştır. Bu değişimler altında da gerçek değere en yakın hız kestirimi yapan sistemimiz SA-MUS yöntemidir.

Benzetim ortamında ve gerçek zamanlı olarak uygulanan senaryolar sonucunda gerçek hız değerine en yakın hız kestirimi yapan sistem SA-MUS kestiricisidir.

Genel olarak incelenen MUS yöntemleri arasındaki farklılığın referans ve uyarlamalı olarak seçilen modellerden ve bu modellerden elde edilen gerçek ile hesaplanan durumlar arasındaki fark olarak tanımlanan hatayı sıfır yapmak üzere geliştirilmiş uyarlama mekanizmalarından kaynaklandığı anlaşılmaktadır.

Özellikle düşük ve sıfır hız bölgeleri ile birlikte alan zayıflama bölgesinde oluşan mıknatıslama endüktansındaki değişimleri de dikkate alan yeni çalışmalara hala ihtiyaç olduğu belirtilebilir.

KAYNAKLAR

Armstrong, G.J., Atkinson, D.J. and Acarnley, P.P., ‘A comparison of estimation techniques for sensorless vector controlled induction motor drives’, ***Int. Conf. Power Electronics Drive Systems***, Vol. 1, 110–116, 1997.

Barut, M., Sincap kafesli asenkron motorların algılayıcısız yüksek başarılı kontrolüne yönelik genişletilmiş Kalman filtresi tasarım ve uygulaması, Doktora Tezi, ***İstanbul Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü***, İstanbul, 2005.

Barut, M., Bogosyan, S. ve Gokasan, M., Speed-sensorless estimation for induction motors using extended Kalman filters, ***IEEE Trans Ind Electron***, 54, 272–80, 2007.

Barut, M., Demir, R., Zerdali, E. and Inan, R., “Real-Time Implementation of Bi InputExtended Kalman Filter-Based Estimator for Speed-Sensorless Control of Induction Motors”, ***IEEE Transactions on Industrial Electronics*** 59(11), 4197–4206, 2012.

Beguenane, R., Ouhrouche, M.A. and Trzynadlowski, A.M., ‘Stator resistance tuningin an adaptive direct field-orientation induction motor drive at low speeds’, ***30th Annual Conf. IEEE Industrial Electronics Society***, vol. 1, 68–73, 2004.

Bin, H., Wenlong, Q. and Haifeng, L., “A Novel On-Line Rotor Resistance Estimation Method for Vector Controlled Induction Motor Drive”, ***Fourth Int. Power Electronics Motion Control Conf.***, vol. 2, 655–660, 2004.

Bose, B.K., Power Electronics and Variable Frequency Drives, ***IEEE Press.***, New York, 1997.

Boulghasou, Z., Elbacha, A., Elwarraki, E. and Yousfi, D. “Robustness of Fuzzy Controller Based Adaptation Mechanism for Mras Sensorless Im Drives”. ***XIXInt. Conf. Electrical Machines***, 1–6, 2010.

Chakraborty, C., Ta, C.M. and Hori, Y., ‘Speed sensorless, efficiency optimized control of induction motor drives suitable for EV applications’, **29th Annual Conf. IEEE Industrial Electronics Society**, vol. 1, 913–918, 2003.

Chao, K.H. and Liaw, C.M., ‘Speed sensorless control performance improvement of induction motor drive using uncertainty cancellation’, **IEE Proc., Electr. Power Appl.**, 147, 251–262, 2000.

Depenbrock, M., ‘Direct Self-Control (Dsc) of Inverter-Fed Induction Machine’, **IEEE Transactions on Power Electronics** 3(4), 420–429, 1988.

Du, T., Vas, P. and Stronach, F., ‘Design and Application of Extended Observers for Joint State and Parameter Estimation in High-Performance Ac Drives’, **IEE Proceedings-Electric Power Applications**, 142(2), 71–78, 1995.

Dybkowski, M. and Kowalska, T.O., ‘Application of the stator current-based MRAS speed estimator in the sensorless induction motor drive’, **13th Power Electron Motion Control Conf.**, 2306–2311, 2008a.

Dybkowski, M. and Kowalska, T.O., ‘Low-speed performance of the stator current-based MRAS estimator with FL controller in the sensorless induction motor drive’, **11th Int. Conf. Optimization of Electrical and Electronic Equipment**, 75–80, 2008b.

El-Hawary, M.E., Principles of Electric Machines with Power Electronic Applications, **IEEE Press**, New York, 2002.

Fnaiech, M.A., Betin, F. and Capolino, G.A., ‘MRAS applied to sensorless control of a six phase induction machine’, **IEEE Int. Conf. Industrial Technology**, 1519–1524, 2010.

Finch, J. W. and Giaouris, D., Controlled AC electrical drives, **IEEE Trans Ind Electron**, 55, 481–91, 2008.

Gadoue, S. M., Giaouris, D. and Finch, J.W., ‘An experimental assessment of a statorcurrent MRAS based on neural networks for sensorless control of inductionmachines’, **Symp. Sensorless Control for Electrical Drives**, 102–106, 2011.

Garces, L. J., ‘Parameter adaptation for the speed-controlled static AC drive with a squirrel-cage induction motor’, **IEEE Trans. Ind. Appl.**, 16, 173–178, 1980.

Gimenez, R. B., Asher, G. M., Sumner, M. and Bradley, K. J., ‘Dynamic performance limitations of MRAS based sensorless induction motor drives. Part 1: stability analysis for the closed loop drive’, **IEE Proc., Electr. Power Appl.**, 143, (2), 113–122, 1996.

Haddoun, A., Benbouzid, M. E. H., Diallo, D., Abdessemed, R., Ghouili, J. and Srairi,K., ‘Comparative analysis of estimation techniques of SFOC inductionmotor for electric vehicles’, **18th Int. Conf. Electrical Machines**, 1–6, 2008.

Holtz, J., Sensorless control of induction motor drives, **Proceedings of The IEEE**, 90 (8), 1359–1394, 2002.

Holtz, J., “Sensorless Control of Induction Machines -With or Without Signal Injection”, **IEEE Transactions on Industrial Electronics** 53(1), 7–30, 2005.

Holtz, J., Sensorless control of induction machines—with or without signal injection?, **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 53 (1), 7–30, 2006.

Jansen, P. L. and Lorenz, R. D., “A Physically Insightful Approach to the Design and Accuracy Assessment of Flux Observers for Field Oriented Induction Machine Drives”, **IEEE Transactions on Industry Applications**, 30(1), 101–110, 1994.

Kisch, D.O., Ghinea, M., Sirbu, G. and Kisch, M., “Real-Time Sensorless Control for Rotor Field Oriented Induction Motor”. **Proc. EPE**, Tsondheim, Norway, 4504–4507, 1997.

Kojabadi, H. M., “Active Power and MRAS Based Rotor Resistance Identification of an IM Drive”, **Simul. Model. Pract. Theory**, 17, (2), 376–389, 2009.

Korzonek, M., Tarchala, G. and Orłowska-Kowalska, T., A review on MRAS-type speed estimators for reliable and efficient induction motor drives, *ISA Transactions*, 1-13, 2019.

Kowalska, T.O., ‘Sensorless induction motor drives’, *Wroclaw University of Technology Press*, Wroclaw, 2003.

Kowalska, T. O. and Dybkowski, M., “Improved MRAS-Type Speed Estimator For The Sensorless Induction Motor Drive”, *Proc. 19th Symp. EPNC*, 105–106, 2006.

Krause, P.C., Wasynczuk O. and Sudhoff S.D., Analysis of Electrical Machinery and Drive Systems, *Wiley-IEEE Press*, 2002.

Kumar, R., Das S., Syam, P. and Chattopadhyay, A.K., “Review on Model Reference Adaptive System for Sensorless Vector Control of Induction Motor Drives”, *IET Electric Power Applications*, 9(7), 496-511, 2015.

Landau, Y.P., “Adaptive Control the Model Reference Approach”, *Marcel Dekker*, New York, 1979.

Lin, F.-J., Fung, R.-F. and Wai, R.-J., “Comparison of sliding-mode and fuzzy neural network control for motor-toggle servomechanism”, *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics* 3(4), 302–318, 1998.

Lorenz, R. D. and Lawson, D. B., “A Simplified Approach to Continuous On-Line Tuning Offfield Oriented Induction Motor Drives”, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 26, (3), 420–424, 1990.

Maiti, S., Chakraborty, C. and Sengupta, S., ‘Adaptive estimation of speed and rotortime constant for the vector controlled induction motor drive using reactivepower’, *33rd Annual Conf. IEEE Industrial Electronics Society*, 286–291, 2007.

Maiti, S., Chakraborty, C., Hori, Y. and Ta, C.M., “Model Reference Adaptive Controller-Based Rotor Resistance and Speed Estimation Techniques for Vector Controlled Induction Motor Drive Utilizing Reactive Power”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 55, (2), 594–601, 2008.

Maiti, S. and Chakraborty, C., “A New Instantaneous Reactive Power Based MRAS for Sensorless Induction Motor Drive”, *Simul. Model. Pract. Theory*, 18, (9), 1314–1326, 2010.

Marwali, M. N. and Keyhani, A., “A Comparative Study of Rotorflux Based MRAS and Back-EMF Based MRAS Speed Estimators For Speed Sensorless Vector Control Of Induction Machines’, *32nd IAS Conf. Record IEEE Industrial Applications*, LA, vol. 1, 160–166, 1997.

Nitayotan, C. and Sangwongwanich, S., “A filtered Back EMF Based Speed-Sensorless Induction Motor Drive”, *36-IAS Annual Meeting IEEE*, vol. 2, 1224–1231, 2001.

Ohyama, K. Asher, G.M. and Sumner, M., “Comparative Analysis of Experimental Performance and Stability of Sensorless Induction Motor Drives”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 53, (1), 178–186, 2006

Ohyama, K. Asher, G.M. and Sumner, M., “Comparative Experimental Assessment for High-Performance Sensorless Induction Motor Drives”, *IEEE Int. Symp. Ind. Electron.*, 1, 386–391, 1999.

Orlowska-Kowalska, T., Application of extended Luenberger observer for flux and rotor time constant estimation in induction motor drives, *IEE Proc D*, 136, 324–30, 1989.

Orlowska-Kowalska, T., Sensorless induction motor drives, *Poland: Wroclaw University of Technology Press*, 2003.

Pacas, M., Sensorless drives in industrial applications, *IEEE Ind Electron Magn*, 5, 16–23, 2011.

Peng, F.Z. and Fukao, T., “Robust Speed Identification for Speed Sensorless Vector Control of Induction Motors”, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 30, (5), 1234–1240, 1994.

Peng, F.Z., Fukao, T. and Lai, J.H.: ‘Low-speed performance of robust speed identification using instantaneous reactive power for tachless vector control of induction motors’. *Conf. Record IEEE Industrial Applications Society Annual Meeting*, Vol. 1, 509–514, 1994.

Peng, S. S., Lai, Y. S. and Liu, C. H., “Sensorless Vector Controller for Induction Motor Drives with Parameter Identification”, *Proc. 24th Annual Conf. IEEE Industrial Electronics Society, Aachen*, Vol. 2, 1008–1013, 1998.

Popov, V. M., ‘Hyperstability of control systems’, *Springer-Verlag*, New York, 1973.

Rao, P., Nakka, J. and Shekar, R., ‘Sensorless vector control of induction machine using MRAS techniques’, *Int. Conf. Circuits, Power and Computing Technology*, 167–175, 2013.

Rashed, M. and Stronach, A.F., “A Stable Back-Emf MRAS-Based Sensorless Low-Speed Induction Motor Drive Insensitive to Stator Resistance Variation”, *IEE Electr. Power Appl. Proc.*, 151, (6), 685–693, 2004.

Rehman, H. U., Derdiyok, A., Guven, M. K. and Longya, X., “An Mras Scheme for On-Line Rotor Resistance Adaptation of an Induction Machine”, *Proc. Power Electronics Specialist Conf.*, Vancouver, vol. 2, 817–822, 2001.

Rowan, T. M., Kerkman, R.J. and Leggate, D., “A Simple On Line Adaptation for Indirect Field Oriented of an Induction Machine”, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 27, (4), 720–727, 1991.

Said, M. S. N. and Benbouzid, M. E. H., “Induction Motors Direct Field Oriented Control with Robust On-Line Tuning of Rotor Resistance”, *IEEE Trans. Energy Convers.*, 14, 1038–1042, 1999.

Schauder, C., “Adaptive Speed Identification for Vector Control of Induction Motors without Rotational Transducers”, *IEEE Transactions on Industry Applications* 28(5), 1054–1061, 1992.

Shoudao, H., Yaonan, W., Jian, G., Jiantao, L. and Sihai, Q., ‘The vector controlbased on MRAS speed sensorless induction motor drive’, *Fifth World Congress Intelligent Control and Automation*, vol. 5, 4550–4553, 2005.

Soltani, J. and Mizaeian, B., “Simultaneous Speed and Rotor Time Constant Identification of an Induction Motor Drive Based on the Model Reference Adaptive System Combined with A Fuzzy Resistance Estimator”, *Int. Conf. Power Electronic Drives and Energy Systems for Industrial Growth*, vol. 2, 739–744, 1998.

Ta, C. M., Uchida, T. and Hori, Y., ‘MRAS-Based Speed Sensorless Control for Induction Motor Drives Using Instantaneous Reactive Power’, *27th Annual Conf. IEEE Industrial Electronics Society*, vol. 2, 1417–1422, 2001.

Takahashi, I. and Noguchi, T., “A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-22(5), 820–827, 1986.

Tamai, S., Sugimoto, H. and Yano, M., “Speed Sensorless Vector Control of Induction Motor Applied Model Reference Adaptive System”, *Conf. Record IEEE/MS Annual Meeting*, 613–620, 1985.

Tamai, S., “Speed Sensorless Vector Control of Induction Motor with Model Reference Adaptive System”, *Int. Ind. Appl. Soc.*, 189–195, 1987.

Tan, Z., Li, Y. and Ji, Z., ‘Speed sensorless DTC and parameter estimation of induction motor based on a full-order MRAS method’, *Third Int. Power Electronics and Motion Control Conf.*, vol. 3, pp. 1202–1206, 2000.

Vas, P., Stronach, A. and Neuroth, M., “Dsp-Based Speed-Sensorless Vector Controlled Induction Motor Drives using A1-Based Speed Estimator and Two Current Sensors”, ***Seventh International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives***, 442–446, 1998.

Vas, P., “Sensorless Vector and Direct Torque Control”, ***Oxford University Press***, New York, 1998.

Wai, R. J. and Lin, K. M., ‘Robust decoupled control of direct field-oriented inductionmotor drive’, ***IEEE Trans. Ind. Electron.***, 52, 837–854, 2005.

Yang, Q., Xue, Y., Yang, S.X., Li, Q., Li, R. and Meng, M.Q.H., ‘An embedded structure of model reference adaptive system’, ***Tenth Int. Conf. Control, Automation, Robotics and Vision***, 256–261, 2008.

Zerdali, E., Hız-algılayıcısız genişletilmiş kalman filtresi tabanlı kestirici tasarımının genetic algoritma ile optimizasyonu, Yüksel Lisans Tezi, ***Ömer Halisdemir Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü***, Niğde, 1-2, 2011

Zerdali, E., Asenkron motor kontrolü için yapay zeka tabanlı algoritmaların geliştirilmesi ve gerçek-zamanlı uygulamaları, Doktora Tezi, ***Ömer Halisdemir Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü***, Niğde, 2-3, 2016

Zerdali, E. and Barut, M., ‘MRAS based real-time speed-sensorless control of induction motor with optimized fuzzy-PI controller’, ***IEEE Int. Symp. Sensorless Control of Electrical Drives and Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics***, 1–5, 2013.

Zerdali E. and Barut M., Extended Kalman filter based speed-sensorless loadtorque and inertia estimations with observability analysis for inductionmotors, ***Power Electron Drives***, 3, 115–27, 2018.

Zorgani, Y.A., Koubaa, Y. and Boussak, M., ‘Sensorless speed control with MRAS for induction motor drive’, ***XXth Int. Conf. Electrical Machines***, 2259–2265, 2012.

ÖZGEÇMİŞ

İlteriş Alp ŞAHİN 17.06.1988 tarihinde Denizli’de doğdu. İlk, orta ve lise öğretimini Denizli’de tamamladı. 2006 yılında Niğde Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü’nü kazandı. 01.06.2012 tarihinde lisans eğitimini tamamladı. 2012 yılında Niğde Ömer Halisdemir Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü’nde Yüksek Lisans Öğrenimine başladı. 28.08.2018 tarihinde Aksaray Üniversitesi İş Sağlığı ve Güvenliği Anabilim Dalı’nda yüksek lisans eğitimine başladı. 24.08.2016 tarihinde Aksaray Üniversitesi İş Sağlığı ve Güvenliği Anabilim Dalı’nda yüksek lisans eğitimini tamamladı. 07/2012-12/2013 tarihleri arasında MEDAŞ bünyesinde çalışan İntesan Mühendislik firmasında Arıza-Bakım Mühendisi olarak çalıştı. 01/2014-10/2017 tarihleri arasında MEDAŞ bünyesinde çalışan Elit Mühendislik firmasında Şebeke Mühendisi olarak çalıştı. 06/2018-03/2019 tarihleri arasında MEDAŞ’ın tesis yenileme işini yapan Yılmazlar inşaat firmasında Tesis Mühendisi olarak çalıştı.

