

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

**SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORUN
DOĞRUSAL OLMAYAN VE UYARLAMALI GERİ
ADIMLI HIZ DENETİMİ**

DOKTORA TEZİ

Elk. Y. Öğrt. Murat KARABACAK

Enstitü Anabilim Dalı : ELEKTRONİK BİLGİSAYAR EĞİTİMİ

Tez Danışmanı : Yrd. Doç. Dr. Halil İbrahim ESKİKURT

Mayıs 2012

T.C.
SAKARYA ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORUN
DOĞRUSAL OLMAYAN VE UYARLAMALI GERİ
ADIMLI HIZ DENETİMİ

DOKTORA TEZİ

Elk. Y. Öğrt. Murat KARABACAK

Enstitü Anabilim Dalı : ELEKTRONİK BİLGİSAYAR
EĞİTİMİ

Bu tez 04 / 05 / 2012 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Oybirliği ile kabul edilmiştir.

Prof. Dr. Abdullah
FERİKOĞLU

Jüri Başkanı

Prof. Dr. Hasan
ÇİMEN

Üye

Doç. Dr. Ayhan
ÖZDEMİR

Üye

Doç. Dr. Kayhan
GÜLEZ

Üye

Yrd. Doç. Dr. Halil
İBRAHİM ESKİKURT

Üye (Danışman)

ÖNSÖZ

Sürekli Mıknatıslı Senkron Motor (SMSM)'lar, diğer elektrik motorlarına göre daha verimli, uzun ömürlü ve yüksek güç yoğunluğuna sahip olmaları nedeniyle, hız ve konum denetim uygulamaları başta olmak üzere ev uygulamaları ve otomotiv endüstrisi gibi çok çeşitli alanlarda yaygın biçimde kullanılmaya başlanmıştır. Dolayısıyla, bu motorların yüksek performanslı denetimi günümüzün en çok çalışılan güncel konularından biri haline gelmiştir. Bu tez çalışmasında belirsiz SMSM için yeni bir doğrusal olmayan ve uyarlamalı geri adımlı hız izleme denetleyici tasarımı önerilmektedir.

Doktora ders ve tez çalışmalarım süresince değerli bilgileri, tecrübesi ve anlayışı ile bana destek olan danışman hocam Sayın Yrd. Doç. Dr. Halil İBRAHİM ESKİKURT'a, tez çalışmasının olgunlaşmasında büyük katkıları olan tez izleme komitesi başkanı ve üyesi Sayın Prof. Dr. Abdullah FERİKOĞLU ve Sayın Doç. Dr. Ayhan ÖZDEMİR'e, tezin deneysel çalışmalarında sağladığı önemli katkılardan dolayı Sayın Yrd. Doç. Dr. Metin KESLER'e, değerli hocam Sayın Yrd. Doç. Dr. Bilal SARAÇOĞLU'na, tez çalışmalarım boyunca sabırla bana destek olan sevgili eşim Neslihan KARABACAK'a ve ömür boyu desteklerini esirgemeyen sevgili aileme teşekkür eder, saygılarımı sunarım.

Tezin deneysel çalışmalarında, ölçüm alma aşamasında malzeme desteği sağlayan National Instrument Asia Minor LTD Şirketi'ne de, desteklerinden ötürü içtenlikle teşekkür ederim.

Yapmış olduğum bu tez çalışmasının, bu alanda ileride yapılacak olan çalışmalara ışık tutmasını, bilime ve ülkemeye yararlı olmasını dilerim.

Bu tez, Sakarya Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Komisyonu tarafından desteklenmiştir. (Proje No: 2010-05-02-006)

İÇİNDEKİLER

ÖNSÖZ	ii
İÇİNDEKİLER	iii
SİMGELER VE KISALTMALAR LİSTESİ	vi
ŞEKİLLER LİSTESİ	x
TABLolar LİSTESİ	xiii
ÖZET	xiv
SUMMARY	xv
BÖLÜM 1.	
GİRİŞ	1
BÖLÜM 2.	
SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORLAR	12
2.1. Giriş	12
2.2. SMSM'lerin Rotor Yapılarına Göre Sınıflandırılması	12
2.3. SMSM'un Dinamik d-q Modelinin Elde Edilmesi	14
2.4. SMSM'un Vektör Denetimi	22
2.5. Üç Fazlı İki Seviyeli Gerilim Ara Devreli Evirici	25
2.6. Uzay Vektör Darbe Genişlik Ayarı	28
2.6.1. Giriş	28
2.6.2. Üç fazlı iki seviyeli eviricilerde UVDGA yöntemi	28
2.6.3. Anahtarlama zamanlarının hesaplanması	31
2.6.4. Genlik ayarı	34
2.6.5. Anahtarlama sırası	37
2.7. Sinüzoidal Darbe Genişlik Ayarı	39

2.7.1. Anahtarlama zamanlarının hesaplanması.....	39
2.7.2. Genlik ayarı.....	39

BÖLÜM 3.

SMSM'UN DOĞRUSAL VE DOĞRUSAL OLMAYAN UYARLAMALI GERİ ADIMLI HIZ DENETİMİ

3.1. Giriş	43
3.2. SMSM için Doğrusal Olmayan ve Uyarlamalı Geri Adımlı Hız	
İzleyici Denetleyicisi Tasarımları	44
3.2.1. R, L, J, B ve T_L uyarlamalı geri adımlı denetleyici tasarımı	44
3.2.2. Kararlılık analizi	48
3.2.2.1. Kararlılık analizi sonucu	51
3.2.2.2. LaSalle'nin değişmeyen küme teoreminin denetim	
sisteminin kararlılık analizinde kullanılması	51
3.2.2.3. LaSalle'nin değişmeyen küme teoremi	52
3.2.2.4. Barbalat'ın yardımcı teoreminin denetim sisteminin	
kararlılık analizinde kullanılması	55
3.2.2.5. Düzgün süreklilik teoremi	56
3.2.2.6. Barbalat'ın yardımcı teoremi	56
3.2.3. R, L, λ_m , J, B ve T_L uyarlamalı geri adımlı denetleyici tasarımı ..	58
3.2.4. Kararlılık analizi	61
3.2.4.1. Kararlılık analizi sonucu	63
3.2.4.2. LaSalle'nin değişmeyen küme teoreminin denetim	
sisteminin kararlılık analizinde kullanılması	64
3.2.4.3. Barbalat'ın yardımcı teoreminin denetim sisteminin	
kararlılık analizinde kullanılması	65
3.3. SMSM' un Hız Denetimi için PI Denetleyici Tasarımı.....	67

BÖLÜM 4.

GERÇEK ZAMANLI DENEYSEL UYGULAMA	72
4.1. Giriş	72
4.2. Önerilen Denetleyicilerin Simülasyon ve Gerçek Zamanlı Uygulama Şemaları	73
4.3. Deneysel Donanım Birimleri	75
4.4. Önerilen Denetleyicinin Gerçek Zamanlı Uygulanması.....	80
4.5. Deneysel Çalışma Kısıtlılıkları.....	84

BÖLÜM 5.

SONUÇLAR	85
5.1. Simülasyon Çalışmalarına ait Sonuçlar	86
5.1.1. SMSM' un PI denetleyici ile hız denetimine ait simülasyon	
sonuçları	86
5.1.2. SMSM'un önerilen ikinci denetleyici ile hız denetimine ait	
sonuçlar	93
5.2. Deneysel Çalışmalara ait Sonuçlar	104
5.3. Sonuçların Yorumlanması	114
5.3.1. PI denetleyici ve önerilen geri adımlı denetleyici simülasyon	
sonuçlarının karşılaştırılması	115
5.3.2. Önerilen geri adımlı denetleyici için simülasyon ve deneysel	
çalışma sonuçlarının karşılaştırılması	115
5.4. Deneysel Çalışmaya ait C Yazılımı	118

BÖLÜM 6.

TARTIŞMA VE ÖNERİLER	131
KAYNAKLAR	133
ÖZGEÇMİŞ	139

SİMGELER VE KISALTMALAR LİSTESİ

ASM	: Asenkron motor
DGA	: Darbe genişlik ayarı
PI	: Oransal-integral denetleyici
PID	: Oransal-integral-türev denetleyici
SDGA	: Sinüzoidal darbe genişlik ayarı
SMSM	: Sürekli mıknatıslı senkron motor
UVDGA	: Uzay vektör darbe genişlik ayarı
B	: Viskoz sürtünme sabiti [Nms]
B_N	: Viskoz sürtünme sabitinin nominal değeri [Nms]
D	: Toplu dış bozucu [Nm]
d	: Senkron çatıda d eksen
d^s	: Durağan çatıda d eksen
f_e	: Elektriksel frekans [Hz]
i_a	: SMSM'un a fazı akımı [A]
\vec{i}_{abc}	: SMSM'un üç faz akım vektörü [A]
i_b	: SMSM'un b fazı akımı [A]
i_c	: SMSM'un c fazı akımı [A]
i_d	: Senkron çatıda d eksen akımı [A]
i_d^s	: Durağan çatıda d eksen akımı [A]
i_{d_d}	: Senkron çatıda d eksen referans akımı [A]
i_q	: Senkron çatıda q eksen akımı [A]
i_{qdes}	: Senkron çatıda q eksen referans akımı [A]
i_q^s	: Durağan çatıda q eksen akımı [A]
J	: Rotor eylemsizlik momenti [kgm^2]
J_{min}	: Rotor eylemsizlik momentinin mümkün olan en küçük değeri [kgm^2]
K_{iq}	: q eksen akım PI denetleyicisinin integral katsayısı

K_{id}	: d eksenı akım PI denetleyicisinin integral katsayısı
K_{io}	: Hız PI denetleyicisinin integral katsayısı
K_{pd}	: d eksenı akım PI denetleyicisinin oransal katsayısı
K_{pq}	: q eksenı akım PI denetleyicisinin oransal katsayısı
K_{po}	: Hız PI denetleyicisinin oransal katsayısı
L	: SMSM'un faz öz endüktansı [H]
L_{aa}	: SMSM'un a fazı öz endüktansı [H]
L_{ab}	: SMSM'un a ve b fazı arasındaki karşılıklı endüktans [H]
L_{abc}	: SMSM'un üç faz endüktans matrisi [H]
L_{ac}	: SMSM'un a ve c fazı arasındaki karşılıklı endüktans [H]
L_{ba}	: SMSM'un b ve a fazı arasındaki karşılıklı endüktans [H]
L_{bb}	: SMSM'un b fazı öz endüktansı [H]
L_{bc}	: SMSM'un b ve c fazı arasındaki karşılıklı endüktans [H]
L_{ca}	: SMSM'un c ve a fazı arasındaki karşılıklı endüktans [H]
L_{cb}	: SMSM'un c ve b fazı arasındaki karşılıklı endüktans [H]
L_{cc}	: SMSM'un c fazı öz endüktansı [H]
m	: Genlik ayarı katsayısı
m_{max}	: Genlik ayarı katsayısının maksimum değeri
P	: Çift kutup sayısı
p	: Türev operatörü
R	: SMSM'un faz direnci [Ω]
R_a	: SMSM'un a fazının direnci [Ω]
R_{abc}	: SMSM'un üç faz direnç matrisi [Ω]
R_b	: SMSM'un b fazının direnci [Ω]
R_{br}	: Fireleme direnci [Ω]
R_c	: SMSM'un c fazının direnci [Ω]
S_a	: a faz bacağına anahtarlama durumu
S_b	: b faz bacağına anahtarlama durumu
S_c	: c faz bacağına anahtarlama durumu
T_a	: Referans vektörün bulunduğu sektördeki alt vektörün uygulanma süresi [s]
T_b	: Referans vektörün bulunduğu sektördeki üst vektörün uygulanma

	süresi [s]
T_{ind}	: Elektromekanik moment [Nm]
T_L	: Yük momenti [Nm]
T_{LN}	: Yük momentinin nominal değeri [Nm]
T_s	: Anahtarlama periyodu [s]
T_0	: Sıfır durum vektörünün uygulanma süresi [s]
q	: Senkron çatıda q eksenini
q^s	: Durağan çatıda q eksenini
V_a	: a fazı gerilimi [V]
V_{a0}	: a fazı kutup gerilimi [V]
V_{a0}^*	: a fazı referans sinüzoidal dalgası
V_{a01}	: a fazı kutup geriliminin temel bileşeni [V]
V_{a01max}	: a fazı kutup geriliminin temel bileşeninin maksimum değeri [V]
V_{ab}	: a ve b fazları arasındaki gerilim [V]
V_{ab1}	: a ve b fazları arasındaki gerilimin temel bileşeni [V]
V_{ab1rms}	: a ve b fazları arasındaki gerilimin temel bileşeninin etkin değeri [V]
$V_{ab1rmsmax}$: a ve b fazları arasındaki gerilimin temel bileşeninin etkin büyüklüğünün maksimum değeri [V]
\vec{V}_{abc}	: Üç faz gerilim vektörü [V]
V_{ac}	: a ve c fazları arasındaki gerilim [V]
V_{aN}	: a fazı gerilimi [V]
V_{aNmax}	: Faz geriliminin maksimum değeri [V]
V_b	: b fazı gerilimi [V]
V_{b0}	: b fazı kutup gerilimi [V]
V_{b0}^*	: b fazı referans sinüzoidal dalgası
V_{bc}	: b ve c fazları arasındaki gerilim [V]
V_{bN}	: b fazı gerilimi [V]
V_c	: c fazı gerilimi [V]
V_{c0}	: c fazı kutup gerilimi [V]
V_{c0}^*	: c fazı referans sinüzoidal dalgası
V_{cN}	: c fazı gerilimi [V]
V_d	: Senkron çatıda d eksenini gerilimi [V]

V_{dc}	: Doğru akım hat gerilimi [V]
V_d^s	: Durağan çatıda d eksenli gerilimi [V]
V_p	: Üçgen dalgaının tepe değeri
\vec{V}_{ref}	: Referans üç faz gerilim vektörü [V]
V_{refmax}	: Referans gerilim vektörünün maksimum genliği [V]
V_T	: Referans sinüzoidal dalgaların tepe değeri
V_q	: Senkron çatıda q eksenli gerilimi [V]
V_q^s	: Durağan çatıda q eksenli gerilimi [V]
\vec{V}_k	: UVDGA yönteminde anahtarlama vektörünün gösterimi
$V_0 \dots V_7$: UVDGA yönteminde yedi anahtarlama vektörünün anahtarlama durumu
θ	: SMSM'un rotor açısı [rad]
θ_e	: Elektriksel açı [rad]
θ_{ref}	: Uzay vektörün açısı [rad]
ω	: SMSM'un rotor hızı [rad/s]
ω_d	: Referans hız [rad/s]
ω_e	: Elektriksel hız [rad/s]
λ_a	: SMSM'un a fazı toplam akısı [Wb]
$\vec{\lambda}_{abc}$: SMSM'un üç faz toplam akı vektörü [Wb]
$\vec{\lambda}_{abcm}$: SMSM'un üç faz rotor sabit mıknatıs akı vektörü [Wb]
λ_b	: SMSM'un b fazı toplam akısı [Wb]
λ_c	: SMSM'un c fazı toplam akısı [Wb]
λ_d	: SMSM'un senkron çatıda d eksenli toplam akısı [Wb]
λ_m	: SMSM'un rotor sabit mıknatıs akısı genliği [Wb]
λ_q	: SMSM'un senkron çatıda q eksenli toplam akısı [Wb]
Δ_B	: Viskoz sürtünme sabitinde meydana gelen değişim [Nms]
Δd	: Toplu dış bozucusunda meydana gelen değişim [Nm]
Δ_T	: Yük momentinde meydana gelen değişim [Nm]

ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil 2.1.	SMSM'ların rotor yapılarına göre sınıflanması.....	13
Şekil 2.2.	SMSM'un iki faz eşdeğeri.....	16
Şekil 2.3.	SMSM'un durağan ve senkron hızda dönen rotor eksen..... takımlarındaki eşdeğeri.....	19
Şekil 2.4.	SMSM'un birleşik yapıda dinamik d-q modeli.....	21
Şekil 2.5.	SMSM'un ayrık yapıda dinamik d-q modeli elektriksel eşdeğeri.	21
Şekil 2.6.	SMSM'un klasik vektör denetim şeması.....	22
Şekil 2.7.	SMSM'un vektör denetiminin sürekli durum vektörel diyagramı	25
Şekil 2.8.	Üç fazlı iki seviyeli eviricinin SMSM sürücü güç devresine yerleşimi	26
Şekil 2.9.	SMSM sürücü güç devresinin kapalı şeması.....	27
Şekil 2.10.	Bir üç fazlı iki seviyeli eviricide mümkün olan sekiz farklı anahtarlama durumu	29
Şekil 2.11.	Üç fazlı eviricinin durağan eksen takımındaki sekiz farklı anahtarlama vektörü (uzay vektör diyagramı).....	30
Şekil 2.12.	Maksimum genlik ayarı.....	36
Şekil 2.13.	UVDGA için genlik ayarı ile evirici çıkış geriliminin değişimi ...	37
Şekil 2.14.	Sektör 1 için UVDGA anahtarlama düzeni.....	38
Şekil 2.15.	SDGA yöntemi ve kutup ve faz-faz (hat) gerilimlerinin oluşumu	40
Şekil 2.16.	SDGA için genlik ayarı ile evirici çıkış geriliminin değişimi.....	42
Şekil 3.1.	Simülasyon çalışmalarında kullanılan ayrıştırma tabanlı PI denetimli SMSM vektör denetim şeması.....	68
Şekil 3.2.	Paralel yapıda PI denetleyici şeması	68
Şekil 3.3.	Kutup-sıfır yok etme yönteminde oluşan akım ve hız PI..... denetleyici şemaları	69
Şekil 4.1.	Deneysel çalışmanın kapalı devre şeması	72

Şekil 4.2.	Önerilen doğrusal olmayan ve uyarlamalı ilk denetleyicinin açık şeması.....	74
Şekil 4.3.	Önerilen doğrusal olmayan ve uyarlamalı ikinci denetleyicinin ... açık şeması.....	75
Şekil 4.4.	TMDSHVMTRPFCKIT'in görünümü	76
Şekil 4.5.	TMDSCNCD28335 kontrol kartı (F28335 kontrol kartı)	76
Şekil 4.6.	Deneysel çalışmada kullanılan SMSM'un görüntüsü.	77
Şekil 4.7.	NI USB 6221 veri toplama kartı.....	79
Şekil 4.8.	Önerilen ikinci denetleyicinin ayrık zaman algoritması.....	81
Şekil 4.9.	Kurulan deneysel düzeneğin görüntüsü.....	82
Şekil 4.10.	Deneysel düzeneğin kablo bağlantıları.....	83
Şekil 5.1.	Basamak referans hız profili ve gerçek hız	87
Şekil 5.2.	Referans ve gerçek hızın 30. s etrafında yakından görüntüsü	87
Şekil 5.3.	Referans ve gerçek hızın 50. s etrafında yakından görüntüsü	88
Şekil 5.4.	Referans ve gerçek hızın 60. s etrafında yakından görüntüsü	88
Şekil 5.5.	Referans ve gerçek hızın 80. s etrafında yakından görüntüsü	89
Şekil 5.6.	Referans ve gerçek hızın 100. s etrafında yakından görüntüsü	89
Şekil 5.7.	Referans ve gerçek hızın 110. s etrafında yakından görüntüsü	90
Şekil 5.8.	Referans ve gerçek hızın 130. s etrafında yakından görüntüsü	90
Şekil 5.9.	Hız izleme hatası e.....	91
Şekil 5.10.	"d-q" eksenini i_d ve i_q akımları.....	92
Şekil 5.11.	"d-q" eksenini V_d ve V_q gerilimleri	92
Şekil 5.12.	Basamak referans hız profili ve gerçek hız	93
Şekil 5.13.	Referans ve gerçek hızın 30. s etrafında yakından görüntüsü	94
Şekil 5.14.	Referans ve gerçek hızın 50. s etrafında yakından görüntüsü	94
Şekil 5.15.	Referans ve gerçek hızın 60. s etrafında yakından görüntüsü	95
Şekil 5.16.	Referans ve gerçek hızın 80. s etrafında yakından görüntüsü	95
Şekil 5.17.	Referans ve gerçek hızın 100. s etrafında yakından görüntüsü	96
Şekil 5.18.	Referans ve gerçek hızın 110. s etrafında yakından görüntüsü	96
Şekil 5.19.	Referans ve gerçek hızın 130. s etrafında yakından görüntüsü	97
Şekil 5.20.	Hız izleme hatası e.....	98
Şekil 5.21.	"d-q" eksenini i_d ve i_q akımları	98
Şekil 5.22.	Denetim girişleri V_d ve V_q gerilimleri.....	99

Şekil 5.23.	“d eksenı” akım izleme hatası e_d	99
Şekil 5.24.	“q eksenı” akım izleme hatası e_q	100
Şekil 5.25.	a_1 parametresi tahmini	101
Şekil 5.26.	a_2 parametresi tahmini	101
Şekil 5.27.	a_3 parametresi tahmini	102
Şekil 5.28.	b_1 parametresi tahmini	102
Şekil 5.29.	b_2 parametresi tahmini	103
Şekil 5.30.	b_3 parametresi tahmini	103
Şekil 5.31.	Basamak referans hız profili ve gerçek hız	105
Şekil 5.32.	Referans ve gerçek hızın 30. s etrafında yakından görüntüsü	105
Şekil 5.33.	Referans ve gerçek hızın 80. s etrafında yakından görüntüsü	106
Şekil 5.34.	Referans ve gerçek hızın 130. s etrafında yakından görüntüsü	107
Şekil 5.35.	Hız izleme hatası e	107
Şekil 5.36.	“d-q” eksenı i_d ve i_q akımları	108
Şekil 5.37.	“q eksenı” akım izleme hatası e_q	109
Şekil 5.38.	“d eksenı” akım izleme hatası e_d	110
Şekil 5.39.	Denetim girişleri V_d ve V_q gerilimleri.....	110
Şekil 5.40.	a_1 parametresi tahmini	111
Şekil 5.41.	a_2 parametresi tahmini	111
Şekil 5.42.	a_3 parametresi tahmini	112
Şekil 5.43.	b_1 parametresi tahmini	113
Şekil 5.44.	b_2 parametresi tahmini	113
Şekil 5.45.	b_3 parametresi tahmini	114

TABLolar LİSTESİ

Tablo 2.1.	Sekiz durum için anahtarlama vektörleri, faz ve hat büyüklüklerinin V_{dc} cinsinden birim değerleri	31
Tablo 2.2.	Sektörlerin fonksiyonu olarak evirici güç anahtarlarının doluluk süreleri.....	38
Tablo 4.1.	Deneysel çalışmada kullanılan SMSM'un parametreleri.....	78

ÖZET

Anahtar kelimeler: Sürekli Mıknatıslı Senkron Motor, geri adımlı denetim, belirsiz sistemler, doğrusal olmayan denetim, uyarlamalı denetim, güç elektroniği

Sürekli Mıknatıslı Senkron Motor (SMSM)'lar, doğru akım motorları ve asenkron motorlar gibi diğer elektrik motorlarına göre, daha verimli, daha uzun ömürlü ve daha yüksek güç yoğunluğuna sahiptir. Böyle önemli üstünlüklerinden dolayı, SMSM'lar hız ve konum denetim uygulamaları başta olmak üzere ev uygulamaları, robotlar ve elektrikli taşıtlar gibi çok çeşitli alanlarda yaygın biçimde kullanılmaktadır. Bununla birlikte, her elektromekanik sistem gibi, SMSM'lar da çalışma esnasında ölçülemeyen dış bozulculara ve parametre değişimlerine maruz kalmaktadır. Elektriksel parametreler sıcaklık ve manyetik doyum etkileri, mekanik parametreler ise uygulanan yük momenti ile çalışma esnasında değişmektedir. Bu bakış açısı altından, SMSM'ların parametre ve dış bozucu belirsizlikleri içeren doğrusal olmayan dinamiklere sahip olduğu açıkça anlaşılmaktadır.

Sabit kazançlı doğrusal denetleyiciler parametre değişimleri ve dış bozulculara karşı duyarlı oldukları için, SMSM'un hız ve/veya konum denetiminde yüksek performans gereksinimlerini karşılayamayabilirler. Bu tez çalışmasında, belirsiz SMSM'un yüksek performanslı hız izleme denetimi için, iki farklı ve yeni doğrusal olmayan ve uyarlamalı geri adımlı denetleyici tasarımları önerilmektedir. İlk denetleyici dört parametre belirsizliği altında ve ikinci denetleyici beş parametre belirsizliği altında tasarlanmıştır. Her iki denetleyici tasarımında da yük momenti belirsiz kabul edilmiştir. İkinci denetleyici, ilk denetleyicinin sahip olduğu bazı sakıncalara sahip değildir, bu yüzden sadece ikinci denetleyicinin gerçek zamanlı uygulaması yapılmıştır. Bu denetleyici tasarımında, kutup sayısı hariç olmak üzere diğer tüm parametreler ile yük momentinin bilinmediği kabul edilmekte ve bütün doğrusal olmayan dinamikler göz önüne alınmaktadır. Her iki denetleyici tasarımı için, kapalı çevrim denetim sisteminde SMSM'u besleyen üç fazlı akımlar ve rotor hızı ölçülmekte ve geri beslenmektedir. Uygun Lyapunov fonksiyonlarının seçimi ile parametre tahmin yasaları ve denetim girişleri tasarlanmaktadır. Tasarlanan denetleyiciler parametre aşımı ve sonsuzluk hatası sakıncalarına sahip değildir. Ayrıca, denetleyici tasarımlarında bağlanım matrisleri kullanılmamakta ve dolayısıyla tasarım karmaşıklığı azalmaktadır. Kararlılık analizi sonuçlarına göre, kapalı çevrim denetim sistemleri genel asimptotik kararlılığa sahiptir ve kapalı çevrim denetim sistemlerindeki tüm işaretler sınırlı kalmaktadır. Kutup-sıfır yok etme ve ayrıştırma tabanlı bir oransal-integral (PI) denetleyici tasarımı yapılmış ve ardından bu iki denetleyici arasında (önerilen ve PI) bir performans analizi de gerçekleştirilmiştir. Simülasyon çalışmaları temelinde yapılan performans analizine göre, önerilen yöntemin daha az model bilgisine ihtiyaç duyduğu, belirsizliklere karşı daha dayanıklı olduğu ve sonuçta genel olarak daha yüksek performansa sahip olduğu anlaşılmıştır.

DeneySEL çalışma sonuçları, herhangi bir başlangıç koşulu için, zamanla değişen bir referans hız profilinin asimptotik olarak yüksek performanslı bir şekilde izlendiğini, SMSM ve yük dinamiklerindeki tüm belirsizliklere karşı dayanıklılık sağlandığını ve önerilen denetleyicinin uygulanabilir olduğunu ispatlamaktadır.

NONLINEAR AND ADAPTIVE BACKSTEPPING SPEED CONTROL OF PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR

SUMMARY

Key Words: Permanent magnet synchronous motor, backstepping control, uncertain systems, nonlinear control, adaptive control, power electronics

Permanent Magnet Synchronous Motors (PMSMs) have high efficiency, long life and high power density over the other kinds of electric motors such as direct current motors and induction motors. By virtue of these superiorities, PMSMs are widely used in, primarily position and speed control, various fields such as home applications, robotics and electric vehicles. However, as all electromechanical systems, PMSMs are also subject to parameter variations and immeasurable external disturbances in the course of operation. During operation, electrical parameters vary with temperature and magnetic saturation effects, as for mechanical parameters, they vary with applied load torque. From this perspective, it is clearly understood that PMSMs have the nonlinear dynamics containing parameter and external disturbance uncertainties.

Since fixed gain linear controllers are sensitive to parameter variations and external disturbances, they may fail to meet the high performance requirements for position and/or speed tracking control of PMSMs. In this thesis study, two different and novel nonlinear and adaptive backstepping controller designs are proposed for high performance speed tracking control of an uncertain PMSM. The first controller design takes four parameter uncertainties into account and five parameter uncertainties are considered in the second controller design. Load torque is supposed to be uncertain in both controller designs. The second controller does not possess some drawbacks that the first controller has, for this reason; real time implementation of the second controller is only carried out. In this controller design, except for the pole pairs, all the other parameters together with load torque are assumed uncertain and all the nonlinear dynamics are taken into consideration. For both controller designs, in the closed loop control system, three phase currents feeding the PMSM and rotor speed are available for feedback. Control inputs and parameter estimation laws are designed by choosing appropriate Lyapunov functions. Proposed controllers do not have the drawbacks of singularity and overparameterization. In addition, regression matrices are not used in the design of the controllers and thereby the design complexity decreases. According to the result of the stability analysis, the closed loop control systems are globally asymptotically stable and all the signals in the closed loop control system stay bounded. The design of PI controller is carried out based on decoupling and pole-zero cancellation, and afterwards a performance analysis between these two controllers, the proposed and PI, is also concluded. According to the results of the performance analysis based on simulation studies, it is understood that the proposed controller requires less model knowledge, ensures more robustness against uncertainties and hence has a higher performance in general.

The results of the experimental studies demonstrate, whatever the initial conditions, that the proposed controller ensures high performance asymptotic tracking of a time varying reference speed profile, robustness against all the uncertainties in both PMSM and load dynamics respectively and hence feasibility of the proposed controller.

BÖLÜM 1. GİRİŞ

Doğru akım motorları, sık arıza yapma, sık bakım gerektirme ve düşük verimlilik vb. gibi önemli sakıncalara sahip olmasına rağmen, denetimlerinin kolay olması nedeni ile endüstride uzun bir süre yaygın olarak kullanılmıştır. Yarı iletken ve mikroişlemci teknolojisinde meydana gelmiş olan hızlı gelişimlerin sonucunda, endüstrideki birçok doğru akım motor sürücü uygulamasının yerini, yapıları basit ve sağlam, ucuz ve daha az bakım gerektiren asenkron motor sürücü uygulamaları almıştır. Asenkron motorun vektör denetimi, doğru akım motorunda olduğu gibi moment ve akı bileşenleri birbirinden ayrı bir şekilde denetlenerek yapılmaktadır. Bu sayede, yüksek performanslı asenkron motor sürücü uygulamaları geliştirilebilmiştir.

Geleneksel üç fazlı senkron motorun rotorunda bulunan doğru akım uyarım sargıları sabit mıknatıslarla değiştirildiğinde küçük (kompakt) yapıda Sürekli Mıknatıslı Senkron Motor (SMSM)'ler elde edilir. Böylece bağlantı (kontak) bilezikleri ve fırçalara olan ihtiyaç da ortadan kalkmış olmaktadır. Yukarıda bahsedildiği gibi mikroişlemci ve yarı iletken teknolojisinde yaşanan ilerlemeler, SMSM'lerin üç fazlı iki seviyeli bir evirici ile elektronik komütasyonlu şekilde sürülebilmesini mümkün hale getirmiştir. Bu iki gelişim SMSM'lerin geliştirilmesine katkıda bulunan en önemli iki etkidir.

Günümüz endüstrisinde en çok kullanılan elektrik motoru, yukarıda sözü geçen üstünlükleri sebebiyle üç fazlı asenkron motor (ASM)'lardır. Bununla birlikte, SMSM'lar, asenkron motorlar ve diğer elektrik motorları ile karşılaştırıldığında, genel olarak aşağıdaki üstünlüklere sahiptir.

- Verimlilikleri yüksektir.
- Geniş moment atalet oranlarına sahiptirler ve bu yüzden dinamik cevap hızları ASM'lardan daha yüksektir.

- Yüksek güç yoğunluğuna sahiptirler.
- Yaklaşık olarak anma hızının üç katına kadar çıkabilirler. Bu durum SMSM'lerin oldukça geniş bir hız aralığında çalışabildiğini göstermektedir.
- Moment dalgalanmaları çok düşüktür.
- Servo uygulamalarda kullanılmaya ASM'lardan daha elverişlidir.

Verimli elektrik motorları daha fazla önem kazandıkça, SMSM'lar hızlı bir şekilde asenkron motorların yerini almaya başlamıştır. Bugün SMSM'lar, geniş bir hız aralığında hassas ve yüksek performanslı denetim gerektiren çok çeşitli endüstriyel alanlarda yaygın bir şekilde kullanılmaktadır. SMSM'ların yoğun bir şekilde kullanıldığı bu alanların başlıcaları; elektrikli taşıtlar, ev uygulamaları, robotlar, silah ve uzay sanayi ve servo uygulamalar olarak ortaya çıkmaktadır [1]. SMSM'un böyle yüksek performanslı uygulamaları geliştirilmiş olmasına rağmen, en büyük sakıncası; her elektromekanik sistem gibi parametre ve dış bozucu belirsizlikleri içeren doğrusal olmayan dinamiklere sahip olmasıdır.

SMSM dinamikleri incelendiğinde, d ve q eksenleri arasında çapraz bağlantı görülür. Durum değişkenlerinin birbirleri ile çarpımı sonucunda oluşan bu durum, SMSM'un doğrusal olmayan dinamiklere sahip olduğu anlamına gelmektedir. SMSM'un elektriksel parametrelerinin değerleri pratik şekilde ölçülerek veya hesaplanarak çok yaklaşık olarak bulunabilir. Fakat bu parametrelerin değerleri farklı çalışma noktalarında, öncelikle sıcaklık ve manyetik doyum etkileri ile zamanla değişirler. Mekanik parametrelerin ölçümü veya hesaplanması pratik şekilde mümkün değildir ve bu parametreler de farklı çalışma noktalarında, öncelikle yük momentinin değişimi ile zamanla değişirler. Yük momenti ise bir parametre değil, bir dış bozucudur. Pratik yollardan hesaplanması veya ölçülmesi mümkün olmayan yük momentinin değeri ise tamamen bir bilinmezdir. Buradan hareketle, SMSM sürücü sistemlerinin çalışma esnasında bazı önlenemez parametre değişimlerine ve değeri bilinmeyen dış bozuculara maruz kaldığı sonucuna ulaşılır. SMSM'un yüksek performanslı değişken hızlı denetimi için çok sayıda doğrusal ve doğrusal olmayan denetleyiciler önerilmiştir [2-51].

Oransal-İntegral (PI) ve Oransal-İntegral-Türev (PID) gibi sabit kazançlı doğrusal denetleyiciler, basitlikleri ve kolay uygulanabilirlikleri sayesinde birçok endüstriyel sürücü uygulamasında yaygın biçimde kullanılmaktadır [2]. Diğer bir taraftan, bu tür denetleyiciler parametre değişimlerine ve dış bozuculara karşı hassas oldukları için, endüstriyel servo ve hız izleme sürücü uygulamalarının yüksek performans ölçütlerini karşılayamayabilirler [3-5].

Endüstriyel servo ve hız izleme sürücü uygulamalarının yüksek performans ölçütlerini karşılayabilmek amacıyla modern denetim teoremlerine dayanan denetleyici tasarımları önerilmiştir. İlk defa Zadeh tarafından önerilen bulanık mantık yöntemi bunlardan bir tanesidir [6]. Bulanık mantık tabanlı denetleyiciler, denetlenen sistemin parametre bilgilerinden bağımsız olarak tasarlandığı için parametre ve dış bozucu belirsizliklerine karşı dayanıklıdır [7-9]. İyi tasarlanmış bir bulanık mantık denetleyici ile oldukça yüksek performans elde etmek mümkündür. Diğer bir taraftan, bu tasarımı başarmak için denetlenen sisteme ait güçlü bir uzman bilgisine ihtiyaç vardır.

Birçok araştırmacı, denetlenen sistemin model belirsizliği, parametre değişimleri ve dış bozucu belirsizliklerine karşı dayanıklı olması sebebiyle kayan kipli değişken yapılı denetim üzerine çalışmalar yapmıştır [10]. Kayan kipli denetimin en büyük sakıncası kararlı durumda denetim girişinin, denetim kazançları ile ilişkili olarak belirli bir çatırdamaya sahip olmasıdır. Bu durum, kayan kipli denetimin uygulanabilirliğini kısıtlayan en önemli engeldir. Kararlı durumda çatırdamayı azaltmak için, sınır katmanı yaklaşımı (boundary layer) ile kayan kipli denetleyiciler tasarlanmıştır [11,12]. Bu yöntemde, sürekli olmayan anahtarlama fonksiyonu (signum) sürekli yaklaşımı (saturation) ile değiştirilir. Böylece kayan yüzey etrafında bir sınır katmanı oluşturulmuş olur. Bu sınır katmanının dışında denetim röle karakteristiğine eşdeğerdir, içinde ise yüksek kazançlı doğrusal denetime eşdeğer olmaktadır [10]. Önerilen bu çalışmalarda temel amaç, geleneksel değişken yapılı denetim yasasını korurken, kayma yüzeyi üzerindeki denetim etkisini düzgün hale getirmeye çalışmaktır. Çalışmaların sonuçları çatırdamanın azaltılması üzerinde önemli bir ilerleme sağlamış olmasına rağmen, referans izleme ve dayanıklılık performansının geleneksel kayan kipli denetime göre düştüğü görülmektedir

[13,14,16]. Ayrıca, sınır katmanının geniş seçilmesi veya diğer bir deyişle doyum (saturation) fonksiyonunun eğiminin iyi ayarlanamaması modellenemeyen dinamiklerin uyarılmasına yol açar. Bu durum denetim girişinin düşük frekanslı salınımlar yapmasına ve/veya kalıcı durum hatasına neden olabilmekte ve denetim sistemi değişken yapılu davranışını kaybetmektedir. [10, 15, 16]. Çatırdamayı azaltmak için önerilen diğer bir yöntem eşdeğer denetim (equivalent control) girişi yaklaşımıdır. Bu yöntem, sistem durumu kayan yüzeye ulaştığında eşdeğer denetimin hesaplanmasını ve denetim girişi olarak uygulanması fikrini temel alır [17]. Bu yöntemin uygulanmasındaki en büyük sakınca ise eşdeğer denetim girişinin hesaplanmasında denetlenen sistemin parametre bilgilerine ihtiyaç duyulmasıdır [18]. Yukarıda belirtildiği gibi denetlenen sistemin parametreleri farklı çalışma noktalarında değişime uğramaktadır ve bu da eşdeğer denetim girişinin yanlış hesaplanması ile sonuçlanır. Çatırdamayı azaltmak için kullanılan en başarılı yöntemlerden biri bulanık kayan kipli denetimdir [19-22]. Unutulmaması gerekir ki, bu gibi iki veya üç tür denetleyicinin bir araya getirilmesi ile tasarlanan denetim şemalarının karmaşıklığı yüksek olmaktadır.

Yapay zekâ tabanlı PI ve PID denetleyici ayarlama yöntemleri, denetlenen sistemin matematiksel modeli ve parametre bilgilerinden bağımsız oldukları için, geliştirilen denetleyici şemaları ile parametre ve dış bozucu belirsizliklerine karşı dayanıklılık sağlanmaktadır [23-25]. SMSM sürücü sistemlerin yapay zekâ tabanlı denetimi için yapılmış olan bir inceleme çalışmasında, bulanık mantık ve yapay sinir ağları tabanlı denetim yöntemlerinin en yüksek performansı sağladığı belirtilmektedir [26]. Bu denetim yöntemlerinin en büyük sakıncası, algoritmalarının karmaşık olması ve hesaplama zamanlarının yüksek olmasıdır. Bu durum yapay zekâ tabanlı denetleyicilerin gerçek zamanlı uygulamalarını zorlaştıran bir etken olarak karşımıza çıkmaktadır.

SMSM sürücü sistemleri için önerilen bir diğer denetim yöntemi durum bağımlı rikkati denklemi (State Dependent Riccati Equation) yaklaşımı tabanlı denetleyicidir [27]. Önerilen yöntem rikkati denkleminin çözümünü gerektirmektedir [28]. Bu denetleyici ile yüksek performans elde edilmiştir fakat Rikkati denkleminin

çözümünün zor ve karmaşık olması, önerilen yöntemin algoritmasının oldukça karmaşık ve dolayısıyla hesaplama yoğunluğunun yüksek olmasına yol açmaktadır.

Yüksek performanslı bir SMSM sürücü uygulaması geliştirmek için, tüm doğrusal olmayan dinamikleri göz önüne almak, parametre ve dış bozucuları belirsizlik olarak kabul etmek gerekmektedir. Böylece, SMSM ve yük dinamiklerindeki tüm parametre ve dış bozucu belirsizliklerine ve değişimlerine karşı dayanıklı bir denetleyici tasarlanmış olacaktır. Parametre ve dış bozucu belirsizliği içeren doğrusal olmayan sistemlerin denetiminde dayanıklı veya uyarlamalı denetleyiciler tercih edilmektedir.

Dayanıklı denetimde, denetlenen sistemin nominal modeli uzayda bir nokta olarak kabul edilir. Model belirsizlikleri ise nominal modeli de içeren bir dairenin içindeki noktalar olarak düşünülür. Dayanıklı denetim, bu belirsizlik dairesindeki herhangi bir model için denetimin amacını yerine getirmeyi amaçlar. Uyarlamalı denetimde ise model belirsizliği, bilinmeyen parametreler ve dış bozucular cinsinden nitelenmektedir. Denetim sisteminin çalışması esnasında bu parametre ve dış bozucuların çevrim içi olarak tahmin edilmesi ve geri beslenmesi amaçlanır. Böylece, denetlenen sisteme uygulanan gerçek denetim girişleri parametre ve dış bozucu tahmin yasalarından meydana gelmiş olur [29, 30]. Bundan başka, dayanıklı ve uyarlamalı denetleyici yöntemlerinin bir araya getirildiği melez veya karışık denetleyici şemaları da mevcuttur. Fakat bu şemalarda denetim sisteminin performansının artması ile birlikte, beraberinde tasarım karmaşasının da oldukça arttığı görülmektedir [31].

En genel anlamda, dayanıklı denetleyiciler için değişken yapılı kayan kipli denetim [32,33], uyarlamalı denetleyiciler için ise model referans uyarlamalı [38] veya uyarlamalı geri adımlı denetim [34] örnek olarak verilebilir. Çoğu elektromekanik sistemde, denetlenen sistemde var olan parametre belirsizlikleri çalışma esnasında zamanla yavaş bir şekilde değişir. Bu tür sistemler için uyarlamalı denetim yöntemleri ile yüksek performanslar elde etmek mümkündür. Uyarlamalı denetim ile denetlenen sisteme ait parametre belirsizliklerinin üst ve/veya alt sınır bilgilerini kullanmadan asimptotik kararlı denetleyiciler tasarlanabilmesi, böyle sistemlerin denetiminde uyarlamalı denetim yöntemlerini en uygun seçeneklerden biri haline

getirmektedir [34]. Denetlenen sistemde parametre belirsizliği değil model belirsizliği mevcutsa, diğer bir deyişle denetlenen sistem yüksek seviyede modellenemeyen dinamikler içeriyorsa, dayanıklı denetim yöntemleri daha uygun bir tercih olarak ortaya çıkmaktadır. Eğer belirsizlikler çalışma esnasında zamanla hızlı bir şekilde değişiyorsa ve/veya denetim sistemine uygulanan referans zamanla hızlı bir değişime sahipse, yine dayanıklı denetim yöntemleri daha çok tercih edilmektedir. Dayanıklı denetim yöntemlerinin iki büyük sakıncası vardır. Bunların ilki, bir sistemin asimptotik kararlı denetimini sağlayabilmek için o sisteme ait olan model belirsizliğinin sınırlarının belirli olması ve bilinmesi gerekliliğidir, bu durum denetim veya geri besleme kazançlarının tasarımını zorlaştırır. İkincisi ise, birçok dayanıklı denetim yönteminin doğası gereği çatırdama sakıncasına sahip olmasıdır. Bunlara ek olarak, çoğu zaman denetim veya geri besleme kazançları, dayanıklılık sağlamak için model belirsizlik seviyesinin daha üstünde seçilir. Bu durumda, gerekenden, yani optimum büyüklükten, daha yüksek denetleme çabası (control effort) harcanmakta ve dolayısıyla çatırdama etkisi artmaktadır. Uyarlamalı denetimde ise belirsizliklerin sınırlarının bilinmesine gerek yoktur [29,30,35,36].

Model referans uyarlamalı sistemler, doğrusal veya doğrusal olmayan sistemlerin denetiminde, ölçülmesi ve geri beslenmesi mümkün olmayan durum değişkenlerini ve/veya değeri bilinmeyen parametreleri, ölçülebilen ve geri beslenebilen diğer durum değişkenleri ve değeri bilinen diğer parametre bilgilerini kullanarak tahmin etmek amacıyla sıklıkla kullanılmaktadır [37]. İç mıknaatıslı SMSM'un doğrusal olmayan denetimi, giriş-çıkış doğrusallaştırma bağlamında, model referans uyarlamalı parametre tahmin sistemi kullanarak gerçekleştirilmiştir [38]. Doğrusallaştırma yöntemlerini kullanabilmek için, denetlenen sistemin modelinde bulunan ve yok edilmek istenen doğrusal olmayan terimlere ait parametrelerin tam değerlerinin bilinmesi gerekir. Bu parametre bilgileri kullanılarak o sistemin modelinde bulunan doğrusal olmayan terimler yok edilir. Böylece, yaygın bir şekilde bilinen doğrusal denetim teoremlerini kullanarak denetleyici tasarımı yapılabilir. Fakat önceden belirtildiği gibi, denetlenen sistemin bütün parametreleri çalışma esnasında zamanla değişmektedir. Bu durum doğrusal olmayan terimlerin tam yok edilmesini engeller ve denetlenen sistem hatasız bir şekilde doğrusallaştırılamamış olur. Ayrıca, doğrusal olmayan faydalı bileşenlerin de yok edilme ihtimali vardır. Bu

durumda, denetlenen sistem için tasarlanan denetleyicinin performansının düşeceği açıktır [34,41]. Bu sakıncanın önüne geçebilmek için doğrusallaştırma terimlerinin içerdiği parametreler model referans uyarlamalı şema ile tahmin edilmiştir [38]. Fakat geliştirilen denetleyici şeması hâlâ denetlenen sisteme ait kısmi parametre bilgisine ihtiyaç duymaktadır.

Geri adımlı denetim, eşleşmeyen belirsizlikler içeren doğrusal olmayan sistemlerin geri beslemeli denetimi için önerilmiş yeni bir Lyapunov tabanlı, tekrarlamalı ve sistematik bir uyarlamalı denetleyici tasarım yöntemidir [39,40]. Lyapunov tabanlı denetim sistemlerinde en zor noktalardan biri, denetim sistemi için bir denetim Lyapunov fonksiyonunun (control Lyapunov function) en doğru şekilde belirlenmesidir. Bu yöntem, sistem derecesini asla aşmayan tekrarlamalı sistematik adımlarla, bir denetim Lyapunov fonksiyonu elde etmedeki bu zorluğu ortadan kaldırmaktadır. Her adımda, denetlenen yüksek dereceli sistemi basit hale getiren bir sanal denetim değişkeni üretilir. Bu sanal denetim değişkenleri ve uygun Lyapunov fonksiyonları kullanılarak, denetlenen sisteme uygulanacak gerçek denetim giriş yasaları ile birlikte dış bozucu ve parametre belirsizliklerine ait tahmin kuralları tasarlanır.

Bu yöntemi kullanarak, uyarlamalı geri adımlı bir denetleyici SMSM'un hız denetimi için önerilmektedir [41,42]. Önerilen denetleyici stator direnci, viskoz sürtünme katsayısı ve yük momenti dış bozucusu belirsizlerini tahmin etmektedir ve dolayısı ile bu belirsizliklerin değişimine karşı dayanıklıdır. Fakat denetleyici tasarımında geri besleme doğrusallaştırma kullanılmaktadır. Önceden belirtildiği gibi doğrusallaştırma yöntemleri önemli sakıncalara sahiptir. Ayrıca, geliştirilen denetleyici kısmi model belirsizliklerini göz önüne almaktadır ve bu nedenle rotor sabit mıknatıs akısı, stator direnci ve rotor eylemsizlik momenti parametrelerinin tam değerlerine ihtiyaç duymaktadır. Mekanik parametrelerin pratik ölçümünün mümkün olmadığı yukarıda belirtilmiştir. Bu parametreleri ölçerek tam değerlerine ulaştığımızı ve denetleyici tasarımında kullandığımızı varsaysak bile, SMSM'un çalışması esnasında ilgili parametrelerin değerleri değişmektedir. Sonuç olarak, bu durum denetleyici performansının düşmesi ile sonuçlanmaktadır. SMSM için

önerilmiş olan, doğrusallaştırma yöntemlerinin kullanılmadığı geri adımlı uyarlamalı denetleyiciler aşağıda verilmektedir [43-51].

Hız izleme hatasının integralinin nihai Lyapunov fonksiyonuna yerleştirilmesi ile elde edilen geliştirilmiş geri adımlı uyarlamalı denetleyici, SMSM'un hız denetimi için önerilmiştir [43]. Önerilen denetleyicinin en büyük sakıncası, tam model bilgisine ihtiyaç duymasıdır. SMSM için başka bir doğrusal olmayan geri adımlı denetleyici tasarımı sadece stator direnci ve yük momenti dış bozucusu tahminleri ile önerilmiştir [44]. Görüldüğü gibi, önerilen denetleyici gerçek denetim girişlerinin değerlerini hesaplayabilmek için kısmi model bilgisine ihtiyaç duymaktadır.

SMSM'un hız denetimi için, viskoz sürtünme sabiti, rotor eylemsizlik momenti ve yük momenti dış bozucusu belirsizlikleri altında bir uyarlamalı geri adımlı denetleyici tasarımı önerilmektedir [45,46]. SMSM'un hız izleme denetimi için stator direnci, stator endüktansı, viskoz sürtünme sabiti, rotor eylemsizlik momenti ve yük momenti dış bozucusu belirsizliklerine karşı, başka bir uyarlamalı geri adımlı denetleyici tasarımı daha önerilmektedir [47]. Bu denetleyici tasarımları geri kalan tüm parametrelerin tam değerlerine ihtiyaç duymaktadır. Ayrıca bu denetleyici tasarımlarında nihai Lyapunov fonksiyonunun türevi tanımsız (negatif veya pozitif tanımlı olmayan) terimler içermektedir. Bu terimlerin nihai Lyapunov fonksiyonunun türevinin negatif yarı tanımlılığını bozma tehlikesi vardır ve bu gerçekleştiği takdirde denetim sistemi kararsızlığa düşmektedir. Denetim sisteminin kararsızlığa düşmesini engellemek ve asimptotik kararlılığı sağlayabilmek için iki denetim kazancının, sınırını rotor eylemsizlik momenti ve rotor sabit mıknatıslama akısının belirlediği bir değerden yüksek olması gerekmektedir.

Bu durumda ortaya iki yeni sakınca çıkmaktadır. Bunların ilki; eğer nihai Lyapunov fonksiyonunun türevi negatif tanımlı olmayan terimler içeriyorsa, bu terimlerin kapsadığı SMSM parametrelerinin değişim sınırlarının bilinmesi gerekmektedir. İkincisi ise, denetleyiciye ait bazı denetim veya geri besleme kazançlarının bu sınırlarla ilgili bazı eşitsizlikleri sağlayacak şekilde seçilmesi zorunluluğudur. Eğer daha ileri seviyede bir analiz yapılmak istenirse, bu şekilde yüksek seçilmek zorunda kalan geri besleme kazançlarının denetim sisteminin çok hızlanmasına yol açacağı

söylenbilir. Bu tür denetim sistemleri değeri çok küçük olan dış bozuculara bile ani ve yüksek genlikli cevaplar üretir. Bu sakınca, böyle denetim sistemlerinin gerçek zamanlı uygulamasını kısıtlayıcı bir unsur teşkil etmektedir.

SMSM'un hız izleme denetimi için tüm parametre ve yük momenti dış bozucu belirsizlikleri altında, bir uyarlamalı geri adımlı denetleyici tasarımı önerilmektedir [48]. Geliştirilen denetleyici ayarlama fonksiyonları (tuning functions) kullanmaktadır. Bu fonksiyonlar aracılığı ile parametre aşımı (overparameterization) azaltılmış fakat tamamıyla önlenememiştir. Ayrıca, denetleyici tasarımında bağlanım matrislerinin kullanılması, karmaşıklığı oldukça artırmıştır.

Parametre aşımı, tasarlanan denetleyicinin dinamik derecesini artırır, ayrıca geri besleme, parametre ve dış bozucu tahmin yasalarına ait katsayıları ayarlamak çok zorlaşır. Bu bağlamda, tüm parametre ve yük momenti dış bozucusu belirsizliklerine karşı, parametre aşımının gerçekleşmediği başka bir uyarlamalı geri adımlı denetleyici tasarımı önerilmektedir [49]. Geliştirilen denetleyici SMSM'un açısız rotor ivmesini ölçülebilir ve geri beslenebilir kabul etmektedir. Açısız rotor ivmesinin ölçülebilir ve geri beslenebilir kabul edilmesi, gerçek zamanlı uygulamalarda mümkün değildir. Sayısal olarak hesaplanabilir kabul edilmesi ise, hız bilgisinin gürültü içermesi nedeniyle sakıncalı olmaktadır.

Uyarlamalı denetim yöntemlerinde görülen en önemli sakıncalardan bir tanesi de, sonsuzluk (singularity) hatasıdır. Sonsuzluk hatası, tahmin edilen bir parametrenin, herhangi bir denetim girişine ait herhangi bir terimin paydasında yer alması ile oluşmaktadır. Sonsuzluk hatası sakıncasına sahip bir denetleyicide, paydada yer alan parametre tahmini sıfıra yakın çok küçük sayısal değerlere yakınsadığında, ilgili denetim girişinin değeri sonsuza gitmektedir. Bu sakınca, gerçek zamanlı uygulamalarda kullanılan mikroişlemcinin, bilgisayar tabanlı benzetim çalışmasında ise, ilgili benzetim programının matematik hatası üretmesine neden olur. SMSM'un hız denetimi için önerilen başka bir geri adımlı denetleyici, bahsedilen bu sonsuzluk hatası sakıncasına sahiptir [50].

Yapılmış olan çalışmalar, diğer doğrusal olmayan denetim yöntemleri arasında geri adımlı denetleyicilerin, parametre ve dış bozucu belirsizliklerine karşı dayanıklılık, geçici ve sürekli durum çalışması ve gerçek zamanlı olarak uygulanabilirlik açısından yüksek performanslı olduğunu göstermektedir. Bununla birlikte, denetleyici tasarımında izlenen yola göre bazı önemli problemler oluşmaktadır. Bu problemlerin hepsi yukarıda anlatılmış ve aşağıdaki gibi özetlenmiştir:

Problem 1. Denetleyici tasarımında kısmi veya tam model bilgisine ihtiyaç duyulması.

Problem 2. Denetim girişlerinde sonsuzluk hatası ihtimalinin oluşması.

Problem 3. Parametre aşımının gerçekleşmesi.

Problem 4. Nihai Lyapunov fonksiyonu türevinin negatif tanımlı olmayan terimler içermesi.

Problem 5. Denetleyici tasarımında kullanılan bağlanım (regression) matrislerinin neden olduğu karmaşıklık.

Problem 6. Denetleyici tasarımında doğrusallaştırma yöntemlerinin kullanılması.

Bu tez çalışmasında, genel asimptotik kararlılığa (globally asymptotically stable) sahip yukarıdaki problemleri barındırmayan bir doğrusal olmayan ve uyarlamalı geri adımlı denetleyici tasarımı, belirsiz bir SMSM'un yüksek performanslı hız izleme denetimi için önerilmektedir. Önerilen denetleyicinin gerçek zamanlı uygulaması yapılmış, hız ve akım izleme hatalarının asimptotik olarak yüksek performanslı bir şekilde sifira yakınsadığı görülmüştür. Ayrıca, elde edilen deneysel sonuçlar, önerilen yöntemin yüksek performanslı ve uygulanabilir olduğunu ortaya koymaktadır.

Bu tez çalışmasının geri kalan kısmı şu şekilde düzenlenmiştir. İkinci bölümde, SMSM'un dinamikleri açıklanmıştır. Özellikle, rotor yapılarına göre nasıl sınıflandırıldıkları ayrıntılı bir şekilde verilmiştir. Buna ek olarak, SMSM'un rotor hızında dönen d-q eksen takımında modellenmesi de bu kısımda anlatılmıştır. Üçüncü bölümde, tasarlanan denetleyicinin kararlılık analizinde kullanılan teoremler, önerilen denetleyicilerin tasarımı, PI denetleyici tasarımı ve son olarak da kararlılık analizi sonuçları verilmektedir. Dördüncü bölümde ise deneysel çalışma donanımına

ait bilgiler verilmektedir. Beşinci bölümde, simülasyon ve deneysel çalışma sonuçları sunulmuştur. Simülasyon çalışmalarında klasik PI denetimle önerilen doğrusal olmayan ve uyarlamalı denetleyici birbirleri ile performans kriterleri açısından karşılaştırılmıştır. Ayrıca, simülasyon ve deneysel çalışmalarda aynı referans hız profili ve aynı denetleyici katsayıları kullanıldığı için, önerilen yöntemim simülasyon ve deneysel çalışma sonuçları da karşılaştırılmıştır. Son bölüm ise, sonuçların yorumlanmasına ve tartışılmasına ayrılmıştır.

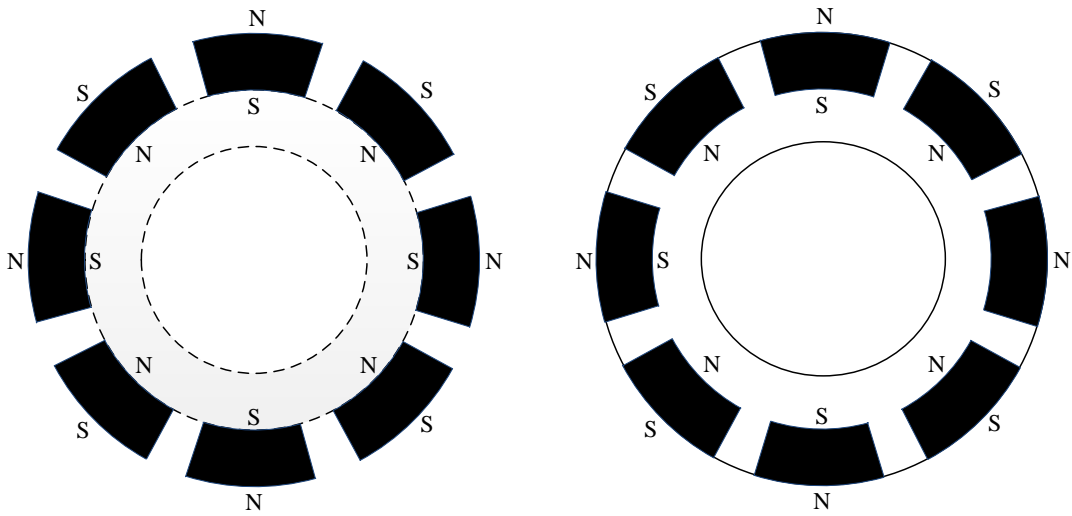
BÖLÜM 2. SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORLAR

2.1. Giriş

SMSM'lar yapısal olarak iki farklı şekilde imal edilirler, bunlar yüzey mıknatıslı ve iç mıknatıslı SMSM olarak adlandırılır. Yüzey mıknatıslı SMSM'da rotorda bulunan sabit mıknatıslar, rotorun yüzeyine yerleştirilir. İç mıknatıslı SMSM'da ise mıknatıslar rotorun içinde gömülü durumdadır. Rotorla yerleştirilen bu sabit mıknatıslar sayesinde, klasik uyarım sargılı senkron motorda var olan rotor kayıpları yok edilmiş olur. Böylece aynı güç değeri için, klasik uyarım sargılı senkron motora göre, daha basit yapıda, daha düşük ağırlık ve boyutta, daha yüksek güç/atalet oranına, daha verimli ve daha yüksek performanslı bir senkron motor elde edilmiş olmaktadır.

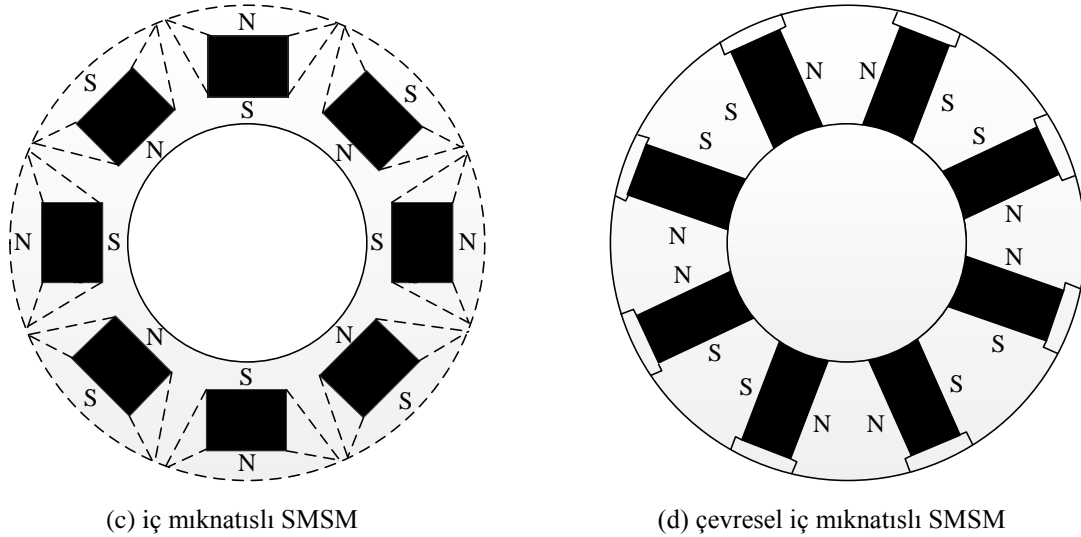
2.2. SMSM'ların Rotor Yapılarına Göre Sınıflandırılması

Şekil 2.1'de yüzey ve iç mıknatıslı SMSM'lar için, mıknatısların rotora yerleşim şekilleri verilmektedir.



(a) yüzey mıknatıslı SMSM

(b) içten yüzey mıknatıslı SMSM



Şekil 2.1. SMSG'lerin rotor yapılarına göre sınıflanması

Şekil 2.1a'da yüzey mıknatıslı SMSG'un rotor yapısı verilmektedir. Bu SMSG türünde q ve d eksenli endüktansları arasındaki fark ihmal edilebilecek seviyededir ve dolayısı ile sıfır kabul edilmektedir. Mıknatısların rotor yüzeyine yerleştirilmesi, bu tür SMSG'lerin üretiminin kolay olmasını sağlar. Fakat mekanik dayanıklılığı zayıf olduğu için düşük devirlerde, genellikle 3000d/dk altında, kullanılmaya daha elverişlidir.

Şekil 2.1b'de ise içten yüzey mıknatıslı SMSG'un rotor yapısı verilmektedir. Mıknatısların bir tarafı rotor dairesel yüzeyinde, diğer tarafı ise rotorun içindedir. Bu yerleşimle q ve d eksenli endüktansları arasındaki oran, yaklaşık olarak 2 ile 2,5 arasında bir değer almaktadır. Görüldüğü gibi, q ve d eksenli endüktansları arasındaki fark ihmal edilemeyecek kadar büyüktür. Ayrıca, mıknatısların bu şekilde yerleşimi mekanik dayanıklılığı artırmakta ve bu tür SMSG'lerin, yüzey mıknatıslı SMSG'lardan daha yüksek hızlara çıkabilmelerini sağlamaktadır.

Şekil 2.1c ve 2.1d'de iç mıknatıslı SMSG'lar verilmektedir. İç mıknatıslı SMSG'lerin üretimi yüzey mıknatıslı olanlara göre çok daha karmaşık ve dolayısı ile zordur. Şekil 2.1c'de verilen SMSG'da mıknatıslar rotorun içinde dairesel bir yerleşime sahiptir. Mıknatısların arasında akı dolaşımını engellemek için, her komşu iki mıknatısların arasına manyetik akı bariyerleri yerleştirilmiştir. Bu tasarımda, q ve d eksenli endüktansları arasındaki oran

yaklaşık olarak 3 civarında değişmektedir. Mekanik dayanıklılığı çok yüksek olan bu tasarım, çok yüksek hızlarda çalışmaya uygundur.

Şekil 2.1d’de verilen iç mıknatıslı SMSM’da mıknatıslar rotor içine çevresel biçimde yerleştirilmiştir. Şekilden de anlaşıldığı gibi, en yüksek hacme bu tasarımda kullanılan mıknatıslar sahiptir. Doğal olarak bu yapıdaki motorların maliyeti daha yüksektir. En yüksek rotor mıknatıslanma akısına bu tür SMSM sahiptir. Böylece, diğer SMSM türlerine göre, daha düşük stator uyarımı ile aynı güç çıkışı elde edilebilmektedir. Bu durum verimin arttığını göstermektedir [51].

Her iki yapıdaki motorun da çalışma prensibinin aynı olmasına rağmen her iki motor için tasarlanan denetleyicilerin farklı özelliklere sahip olması gerekir. İki yapının da birbirlerine göre üstünlükleri ve sakıncaları vardır. Yüzey mıknatıslı SMSM’lar düşük hızlarda çalışmaya, iç mıknatıslı olanlar ise yüksek hızlarda çalışmaya daha uygundur. İç mıknatıslı SMSM, yüzey mıknatıslıdan daha dayanıklı bir mekanik yapıya sahiptir ve üretimi daha zor ve maliyetlidir. Ayrıca, iç mıknatıslı SMSM’un q eksenini endüktansı d eksenini endüktansından, ihmal edilemeyecek seviyede daha büyüktür. Aynı durum, içten yüzey mıknatıslı SMSM için de geçerlidir. Bu durum, bu SMSM’ların relüktans momenti de üretebilmesini sağlar. Bununla birlikte, q ve d eksenini endüktansları arasındaki bu farkın, denetleyici tasarımında dikkate alınması gerekmektedir ve bu durum da denetleyici tasarımının daha karmaşık olmasına yol açmaktadır.

Yüzey mıknatıslı SMSM endüstride daha çok kullanım alanı bulmaktadır çünkü üretimi ve denetimi, iç mıknatıslı olanlara göre daha ucuz ve az karmaşıktır. Bu yüzden bu tez çalışmasında yüzey mıknatıslı SMSM çalışılmıştır. Tezin bundan sonraki kısımlarında, “yüzey mıknatıslı” tabiri kullanılmamış, sadece “SMSM” kısaltması kullanılmıştır.

2.3. SMSM’un Dinamik d-q Modelinin Elde Edilmesi

Gerçek zamanlı çalışan bir SMSM sürücü sisteminde, motora uygulanan üç fazlı gerilimler/akımlar, bu gerilimlerin frekansı ve yük momenti sürekli değişmektedir.

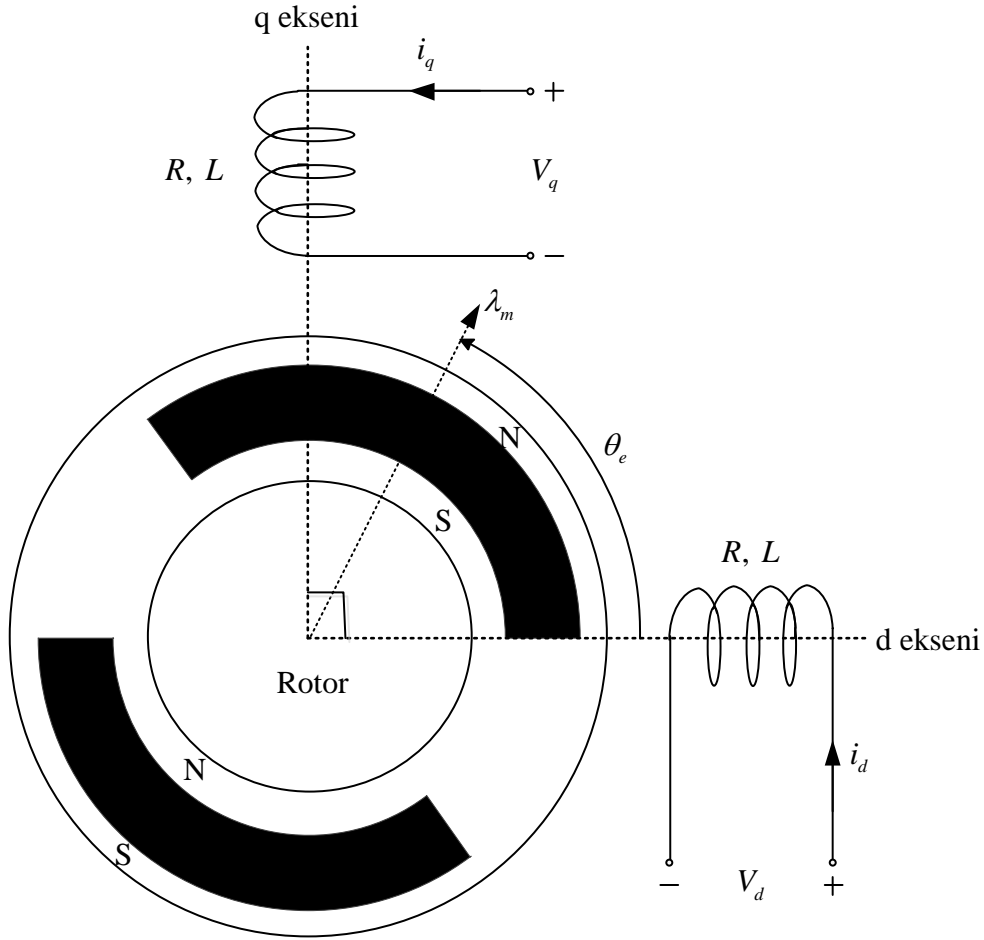
Bu değişimlerin motor ve sürücü sistemi üzerindeki etkilerini değerlendirebilmek için, bir dinamik matematiksel modele ihtiyaç duyulur.

Bu amaçla SMSM'un dinamik matematiksel modeli çıkartılır. Dinamik model motorun d ve q eksenlerindeki iki faz eşdeğeri kullanılarak türetilir ve d-q model olarak adlandırılır. SMSM'un stator referanslı d-q modeli, stator üç fazlı sargı endüktanslarının değerleri rotor pozisyonuna bağlı olarak değiştii için, motorun dinamik analizinde kullanışlı değildir. SMSM'un rotor referanslı d-q modelinde, stator üç fazlı sargıları rotorun elektriksel hızı ile dönen sanal iki fazlı d-q eksen sargıları ile değiştirilir. Böylece, stator sargılarının d-q eksen takımı üzerindeki sanal karşılığı için, rotor pozisyonuna bağlı olmayan sabit endüktans değerleri elde edilmiş olur. Bu durum rotor referanslı dinamik d-q SMSM modelinin, motorun analizine daha uygun olduğunu göstermektedir.

Rotor hızı senkron hıza eşit olduğu için, SMSM'un rotor referanslı d-q modeline, senkron referanslı d-q model de denilmektedir.

Clarke ve Park dönüşümleri kullanılarak, üç fazlı gerilim, akım ve akı değişkenleri üç fazdan senkron hızda dönen rotor referanslı iki faza dönüştürülür. Üç fazlı SMSM ile iki fazlı eşdeğerinin arasında güç değişmezliği ilkesi vardır. Bu ilke temelinde, üç fazlı değişkenlerin iki fazlı eşdeğerleri kullanarak SMSM'un elektromanyetik momenti hesaplanabilir hale gelmektedir. Benzer şekilde, iki fazdan üç faza ilgili dönüşümler yapılırken ters Clarke ve Park dönüşümleri kullanılmaktadır.

Modelleme bakış açısı altından, SMSM'un rotor referanslı d-q modelinin (kısaca SMSM'un d-q modeli) doğru akım motorunun gerçek zamanlı modeline eşdeğer hale geldiği açıktır. Bu durum, SMSM'un vektör denetimi olarak bilinen yöntemin, serbest uyarımlı doğru akım motorunun denetimine eşdeğer olduğunu göstermektedir. Daha açık anlatılmak istenirse, serbest uyarımlı doğru akım motorunda uyarım akımı ile motorun manyetik akısı, armatür akımı ile ise momenti birbirinden bağımsız şekilde denetlenebilmektedir. SMSM'un vektör denetiminde de benzer şekilde, d eksen akımı ile motorun manyetik akısı, q eksen akımı ile de moment bileşenleri birbirinden bağımsız şekilde denetlenebilir. [52,53]. Şekil 2.2'de üç fazlı SMSM'un d-q eksen takımındaki eşdeğeri verilmektedir.



Şekil 2.2. SMSM'un iki faz eşdeğeri

SMSM'un dinamik d-q modeli elde edilirken, aşağıdaki standart varsayımların doğru olduğu kabul edilir.

- Stator sargıları ve bu sargılardaki sinüzoidal zıt elektromotor kuvvetleri dengelidir.
- Manyetik doyum ve parametre değişimleri ihmal edilmektedir.

Bu varsayımlar altında, SMSM'un üç fazlı stator faz gerilim denklemleri, anlık üç fazlı akım ve akılar cinsinden denklem (2.1)'deki gibi yazılabilmektedir.

$$\vec{V}_{abc} = R_{abc} \vec{i}_{abc} + \frac{d\vec{\lambda}_{abc}}{dt} \quad (2.1)$$

Bu denklemde:

$$\begin{aligned}\vec{V}_{abc} &= [V_a \quad V_b \quad V_c]^T & \vec{\lambda}_{abc} &= [\lambda_a \quad \lambda_b \quad \lambda_c]^T \\ \vec{i}_{abc} &= [i_a \quad i_b \quad i_c]^T & R_{abc} &= \text{diag}[R_a \quad R_b \quad R_c]\end{aligned}\quad (2.2)$$

Denklem (2.2)'deki toplam faz akılarının eşitlikleri aşağıdaki gibi verilmektedir.

$$\vec{\lambda}_{abc} = L_{abc}\vec{i}_{abc} + \vec{\lambda}_{abcm} \quad (2.3)$$

Bu denklemdeki sabit mıknatıs akı matrisi aşağıdaki denklemde verilmektedir.

$$\vec{\lambda}_{abcm} = \lambda_m \begin{bmatrix} \sin(\theta_e) \\ \sin(\theta_e - 2\pi/3) \\ \sin(\theta_e + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

$$\omega = \frac{d\theta}{dt}, \quad \omega_e = \frac{d\theta_e}{dt}, \quad \omega_e = P\omega, \quad \theta_e = P\theta$$

Denklem (2.1) daha açık şekilde aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left\{ \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \lambda_m \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) \\ \cos(\theta_e - 2\pi/3) \\ \cos(\theta_e + 2\pi/3) \end{bmatrix} \right\} \quad (2.5)$$

Denklem (2.5)'e Clarke dönüşümü uygulandığında, SMSM'un stator faz gerilimleri, durağan eksen takımında ifade edilmiş olur. Son olarak, durağan eksen takımında elde edilen bu gerilim denklemlerine Park dönüşümü uygulanır ve SMSM'un dinamik d-q modeline ulaşılır. Clarke dönüşüm matrisi aşağıdaki gibi verilmektedir.

$$\begin{bmatrix} T_{qd0}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & -\sqrt{3}/2 & \sqrt{3}/2 \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

Benzer şekilde ters Clarke dönüşümü de aşağıdaki gibi ifade edilmektedir.

$$\left[T_{qd0}^s \right]^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Denklem (2.6)'deki durağan eksen dönüşümü, denklem (2.5)'e uygulanarak, yüzey mıknatıslı SMSM'un durağan eksen takımındaki stator faz gerilimlerinin aşağıdaki ifadesine ulaşılır.

$$\begin{bmatrix} V_q^s \\ V_d^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q^s \\ i_d^s \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left\{ \begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q^s \\ i_d^s \end{bmatrix} + \lambda_m \begin{bmatrix} \sin(\theta_e) \\ \cos(\theta_e) \end{bmatrix} \right\} \quad (2.8)$$

Yukarıda görüldüğü gibi 0 nolu bileşen, üç fazlı sistem dengeli olduğu için yok olmaktadır. İki fazlı durağan eksen takımından, senkron hızda dönen rotor referanslı eksen takımına geçmek için aşağıdaki dönüşüm matrisi kullanılır. Bu dönüşüm, Park dönüşümü olarak bilinmektedir.

$$\left[T_{qd0} \right] = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

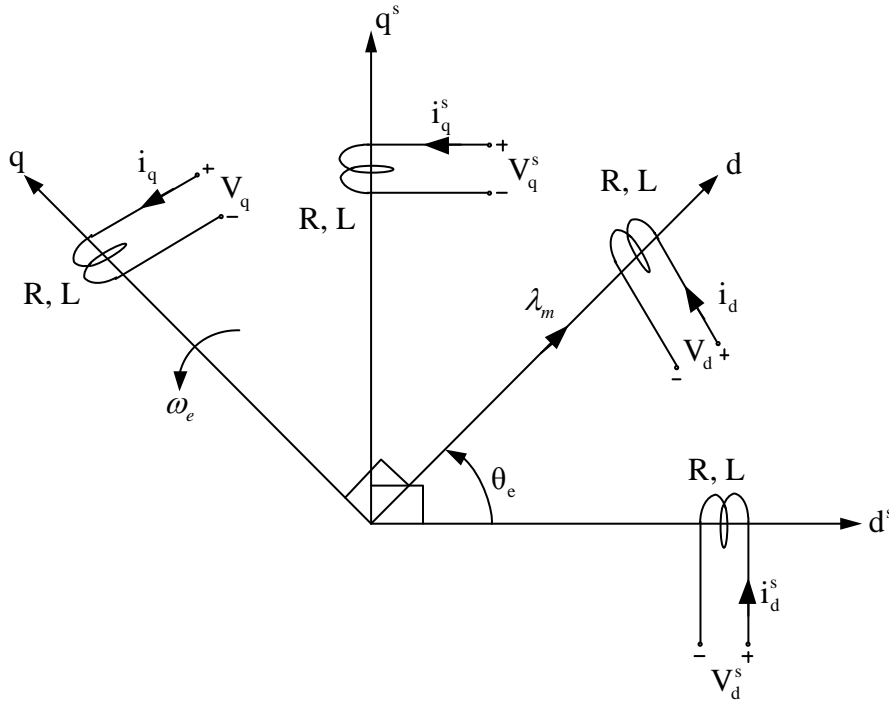
Benzer şekilde, ters Park dönüşümü de denklem (2.10)'daki gibi ifade edilmektedir.

$$\left[T_{qd0} \right]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

Denklem (2.9)'da verilen Park dönüşümü, SMSM'un durağan eksen takımındaki gerilim denklemi olan (2.8)'e uygulanarak, SMSM'un senkron hızda dönen rotor referanslı d ve q eksen gerilimleri, denklem (2.11)'deki gibi elde edilir.

$$\begin{bmatrix} V_q \\ V_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R+Lp & L\omega_e \\ -L\omega_e & R+Lp \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q \\ i_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \omega_e \lambda_m \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

Denklem 2.11'deki p türev operatörüdür. Aşağıdaki SMSM'un d-q vektör diyagramı, üç fazlı büyüklüklerin iki fazlı durağan eksen ve senkron hızda dönen rotor eksen takımlarındaki ifadelerini göstermektedir.



Şekil 2.3. SMSM'un durağan ve senkron hızda dönen rotor eksen takımlarındaki eşdeğeri

SMSM'un elektromekanik moment denklemi ise, diğer elektrik motorlarında olduğu gibi, aşağıdaki denklemde verilmektedir.

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J} T_{ind} - \frac{B}{J} \omega - \frac{T_L}{J} \quad (2.12)$$

Yukarıdaki denklemde indüklenen momentin ifadesine ulaşmak gereklidir. Bunun için, üç faz ile d-q model arasındaki güç değişmezliği ilkesinden faydalanılmalıdır.

Güç değişmezliği ilkesine göre, SMSM'un giriş gücü için aşağıdaki denklem yazılır.

$$P_{in} = [V_a \quad V_b \quad V_c] \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \frac{3}{2} [V_q \quad V_d] \begin{bmatrix} i_q \\ i_d \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

Yukarıdaki denkleme, denklem (2.11)'den çekilen d ve q eksen gerilimleri yerleştirilir. Elde edilen yeni denklemden, direnç kayıpları ve manyetik enerjinin değişimi ile ilgili terimler silinirse, momenti oluşturan elektromekanik güç aşağıdaki gibi bulunur.

$$P_{em} = \frac{3P}{2} \omega (\lambda_d i_q - \lambda_q i_d) \quad (2.14)$$

Elektromekanik güç rotor hızına bölünürse, elektromekanik moment aşağıdaki gibi hesaplanmış olmaktadır.

$$T_{ind} = \frac{3P}{2} (\lambda_d i_q - \lambda_q i_d) \quad (2.15)$$

SMSM'un nihai dinamik d-q modeli, üç durum değişkeni için üç ayrı denklem ile denklem (2.16), (2.17) ve (2.18)'de olduğu gibi verilmektedir. Bu denklemler ışığında, SMSM'un dinamik d-q modeli Şekil 2.4'de elde edilmiştir.

$$\frac{di_q}{dt} = -\frac{R}{L} i_q - \omega_e i_d - \frac{\lambda_m}{L} \omega_e + \frac{1}{L} V_q \quad (2.16)$$

$$\frac{di_d}{dt} = -\frac{R}{L} i_d + \omega_e i_q + \frac{1}{L} V_d \quad (2.17)$$

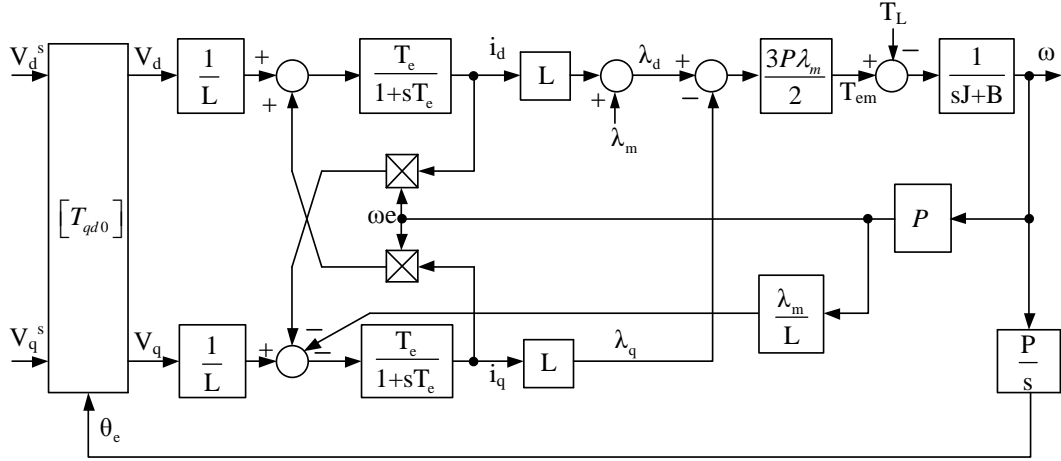
$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{3P}{2J} (\lambda_d i_q - \lambda_q i_d) - \frac{B}{J} \omega - \frac{T_L}{J} \quad (2.18)$$

Burada d ve q eksen toplam akı değerleri aşağıdaki gibi verilmektedir.

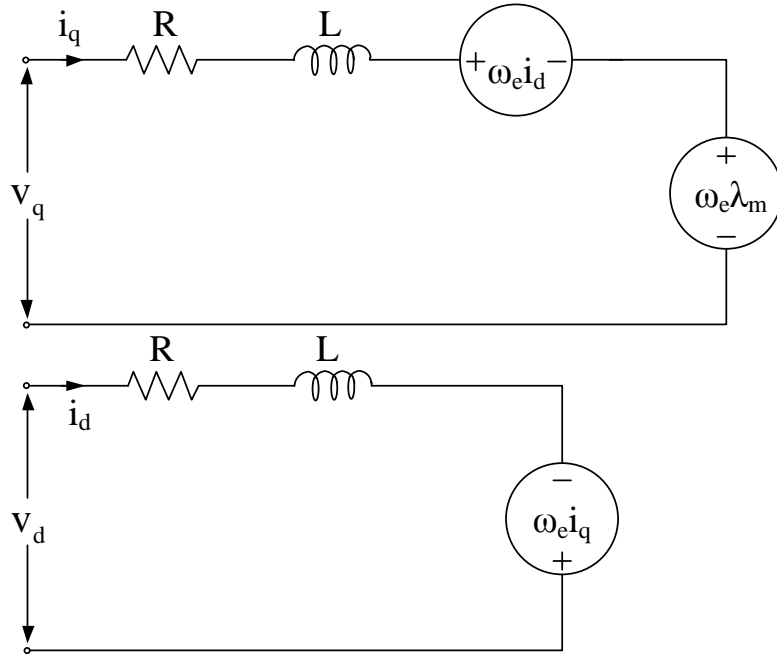
$$\lambda_d = L i_d + \lambda_m \quad (2.19)$$

$$\lambda_q = L i_q \quad (2.20)$$

Şekil 2.4’de, SMSM’un d-q modeli birleşik yapıda verilmektedir. Şekil 2.5’de ise SMSM’un demir kayıpları ihmal edilmiş d-q modelinin elektriksel eşdeğeri verilmektedir. Şekil 2.4 ve 2.5’de görüldüğü gibi, SMSM’un d-q modeli çapraz bağlantı içermektedir. Bu durum, farklı durum değişkenlerinin birbirleri ile çarpımından kaynaklanmaktadır. Bu çarpımlar SMSM’un doğrusal olmayan bir sistem olmasına yol açmaktadır [54-56]. Şekil 2.4’de $T_e=L/R$ ‘dir.



Şekil 2.4. SMSM’un birleşik yapıda dinamik d-q modeli

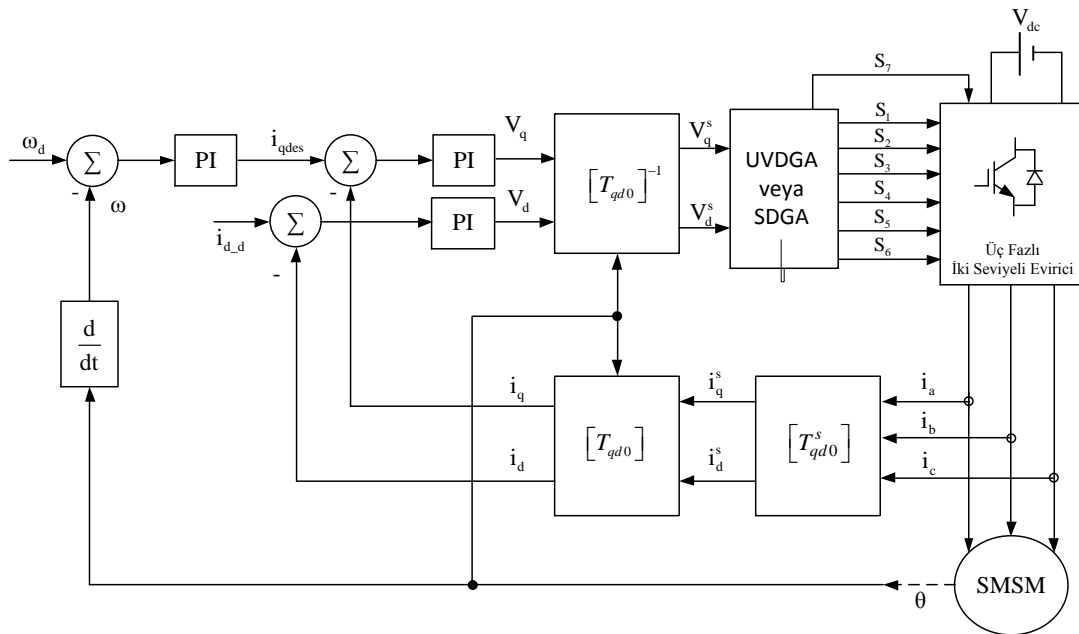


Şekil 2.5. SMSM’un ayrık yapıda dinamik d-q modelinin elektriksel eşdeğeri

2.4. SMSM'un Vektör Denetimi

SMSM'un vektör denetimi, d-q model esas alınarak geliştirilmiştir. Diğer SMSM denetim yöntemleri arasında, en genel amaçlı denetim şekli vektör denetimdir. Bu yüzden endüstride en yaygın kullanım alanını vektör denetim yöntemi bulmuş ve en çok bilinen yöntem haline gelmiştir. Bu denetim yöntemine, vektör denetimden başka alan yönlendirmeli denetim de denilmektedir [57,58].

Bu denetim şeklinde, d eksenı akımı ile manyetik alanın genliği, q eksenı akımı ile de elektromekanik momentin büyüklüğü, birbirinden bağımsız şekilde denetlenebilir hale gelmektedir. Bu haliyle denetim sisteminin yapısı, serbest uyarımlı doğru akım motorunun denetimine eşdeğerdır. Sabit moment çalışma durumunda, motorun hızı etiket değeriinin altındadır. Bu bölgede, d eksenı akımı için referans değeri 0 girilir. Eğer etiket hızının üstünde çalışılması gerekiyorsa, d eksenı akımı için 0'dan farklı bir referans değeriinin sağlanması gerekmektedir. Bu çalışma durumuna, alan zayıflatma veya sabit güç bölgesi çalışma durumu denilmektedir [59-61].



Şekil 2.6. SMSM'un klasik vektör denetim şeması

Bu tez çalışmasında SMSM sadece sabit moment bölgesinde çalıştırılmaktadır ve bu yüzden d eksenı akımı için referans değeri her zaman 0 olarak alınmıştır. "d eksenı"

akımına ait referansın her zaman 0 olduğu vektör denetim şekline, sabit moment açılı denetim veya sıfır d eksen akımı denetimi de denilmektedir [59]. Bu tez çalışmasında bu durum için kısaca vektör denetim teknik terimi kullanılmıştır. Şekil 2.6’da SMSM’un vektör denetim şeması verilmektedir.

Şekil 2.6’da görüldüğü gibi, SMSM sürücü sistemine bir hız referansı verilmekte, ardından motorun gerçek hızı rotor miline bağlı bir hız algılayıcısı ile ölçülerek geri beslenmektedir. Referans hızdan gerçek rotor hızı çıkarılarak elde edilen hız hatası, hız PI denetleyicisine uygulanmakta ve bu denetleyicinin çıkışından q eksen akımı için referans değeri elde edilmektedir. “d eksen” akımı için referans değeri yukarıda belirtildiği gibi 0’dır. Motoru besleyen üç fazlı akımlar ölçüldükten sonra, sırasıyla Clarke ve Park dönüşümleri ile d ve q eksen akımlarının gerçek değerlerine ulaşılmaktadır. d ve q eksen akımlarının gerçek değerleri referans değerlerden çıkarılarak d ve q eksen akım hataları bulunmaktadır. Bu hatalar akım PI denetleyicilerine uygulanmakta ve bu denetleyicilerin çıkışlarından, uygulanan yük momentine rağmen, motoru istenilen hızda döndürecek üç fazlı gerilimlerin rotor referanslı d ve q eksen eşdeğerleri elde edilmektedir. Yukarıdaki şemada yer alan PI denetleyicilerin denklemleri aşağıda verilmektedir.

$$i_{qdes} = (\omega_d - \omega) \left(K_{p\omega} + \frac{K_{i\omega}}{s} \right)$$

$$V_q = (i_{qdes} - i_q) \left(K_{pq} + \frac{K_{iq}}{s} \right) \quad (2.21)$$

$$V_d = (i_{d_d} - i_d) \left(K_{pd} + \frac{K_{id}}{s} \right)$$

Hız ve akım PI denetleyicilerine ait kazançların uygun değerlere ayarlandığı varsayıldığında, akım PI denetleyicilerinin çıkışlarından alınan d ve q eksen gerilimleri V_d ve V_q ile denetimin amacı yerine getirilmiş olmaktadır. Fakat burada başka bir önemli nokta ortaya çıkmaktadır. “d ve q eksen” gerilimleri sanal gerilimlerdir, dolayısıyla SMSM’a uygulanamaz. Bu gerilimlere uygun bir darbe genişlik ayarı yöntemi uygulandığında, bir üç fazlı iki seviyeli gerilim ara devreli

eviricinin 6 adet güç anahtarına ait tetikleme işaretleri elde edilir. Bu tetikleme işaretlerinin bahsedilen eviriciye uygulanması ile akım PI denetleyicilerin çıkışından elde edilen d ve q eksenli gerilimlerinin üç faz eşdeğeri gerilimler elde edilmiş ve SMSM'a uygulanmış olmaktadır.

Bu amaçla, rotor referanslı d ve q eksenli gerilimlerine ters Clarke dönüşümü uygulanmakta ve durağan eksen takımında d ve q eksenli gerilimleri elde edilmektedir. Bu gerilimler uzay vektör darbe genişlik ayarı (UVDGA) için giriş değerlerini temsil etmektedir. Sonrasında UVDGA yöntemi işletilerek, sabit bir tetikleme frekansı ve doğru akım bara gerilimi için, bir üç fazlı iki seviyeli gerilim ara devreli eviricide bulunan altı adet güç anahtarına ait tetikleme işaretleri elde edilmektedir. UVDGA yerine, sinüzoidal darbe genişlik ayarı (SDGA) yöntemi de kullanılabilir. Vektör denetimli SMSM sürücü sisteminin, sabit bir hız referansı ve yük momenti için, sürekli durumda dinamik denklemleri aşağıda açıklanmaktadır. “d eksenli” akımının sifıra çekilmesi ile, denklem (2.19)'da verilen d eksenli toplam akısı, sürekli durumda aşağıdaki ifadesine eşit olmaktadır.

$$\lambda_d = \lambda_m \quad (2.22)$$

Denklem (2.15)'de verilen elektromekanik moment ifadesi ise, yine d eksenli akımı sifıra çekildiği için aşağıdaki halini almaktadır.

$$T_{ind} = \frac{3P}{2} \lambda_m i_q \quad (2.23)$$

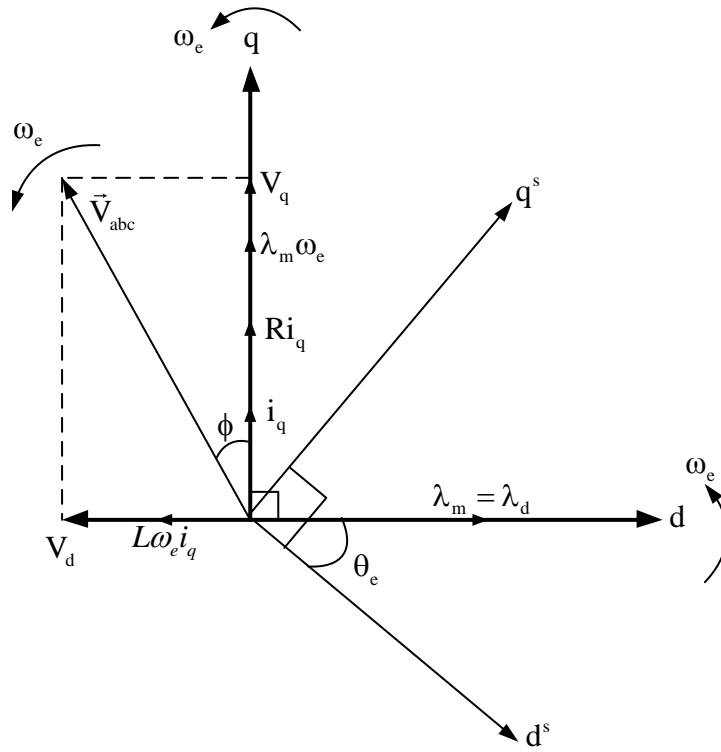
d ve q eksenli gerilimleri ise denklem (2.23) ve (2.24)'de olduğu gibi verilmektedir.

$$V_d = -L\omega_e i_q \quad (2.24)$$

$$V_q = \lambda_m \omega_e + R i_q \quad (2.25)$$

Bu durumda, vektör denetimli SMSM sürücü sisteminin vektörel diyagramı Şekil 2.7'de verildiği gibi oluşmaktadır. Şekilde görüldüğü gibi, q eksenli akımı ile rotor

sabit mıknatıs toplam akısı arasında 90° vardır. Ayrıca, q eksenini akımının değeri, üç fazlı akımların tepe değerine eşittir.



Şekil 2.7. SMSM'un vektör denetiminin sürekli durum vektörel diyagramı

Denklem (2.23) dikkate alındığında, vektör denetimle sürülen bir SMSM'un elektromekanik denklemi, aşağıdaki halini almaktadır.

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{3P\lambda_m}{2J} i_q - \frac{B}{J} \omega - \frac{T_L}{J} \quad (2.26)$$

Aynı zamanda, diğer durum değişkenlerine ait olan denklem (2.16) ve (2.17) değişmeden kalmaktadır.

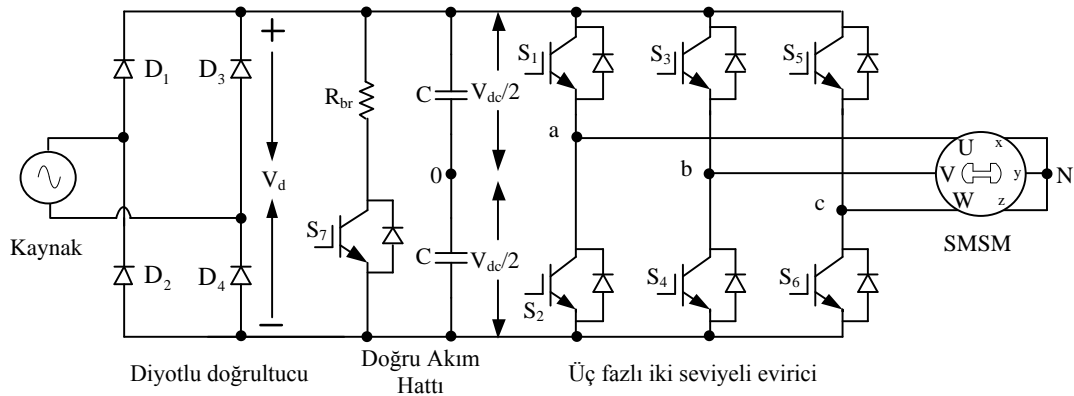
2.5. Üç Fazlı İki Seviyeli Gerilim Ara Devreli Evirici

Gerilim ara devreli eviriciler, sabit bir doğru gerilimden genliği ve frekansı değişebilen alternatif gerilim ve akımlar elde etmek için kullanılmaktadır. Üç fazlı

dengeli kaynak gerilimler bir doğrultucu ile doğrultulur ve bir doğru gerilim elde edilir. Doğrultucu olarak genelde denetimsiz tek fazlı veya üç fazlı diyotlu doğrultucu seçilir. Doğrultucunun tek fazlı veya üç fazlı seçilmesi, sürülecek yükün etiket gerilimi ile doğrudan ilgilidir. Doğrultucunun çıkışındaki doğru akım hattında elde edilen dalga şekli, mutlak değeri alınmış sinüzoidal işarete denk gelmektedir. Bu sinüzoidal işaretin tepe değeri, diyotlu doğrultucunun girişine bağlı olan üç fazlı dengeli kaynak gerilimlerin tepe değeri ile aynıdır.

Doğru akım hattındaki bu gerilim düzgün bir doğru gerilim olmadığı için, doğru akım hattına paralel bir kondansatör bağlanır. Bu kondansatöre filtre kondansatörü denir ve kapasitesi yükü besleyecek olan üç fazlı akımların genliğine uygun büyüklükte seçilmelidir. Böylece doğru akım hattında düzgün bir doğru gerilim elde edilmiş olur. Bu doğru gerilim, üç fazlı iki seviyeli eviricinin bacaklarında bulunan altı adet güç anahtarının terminallerine uygun şekilde bağlanır.

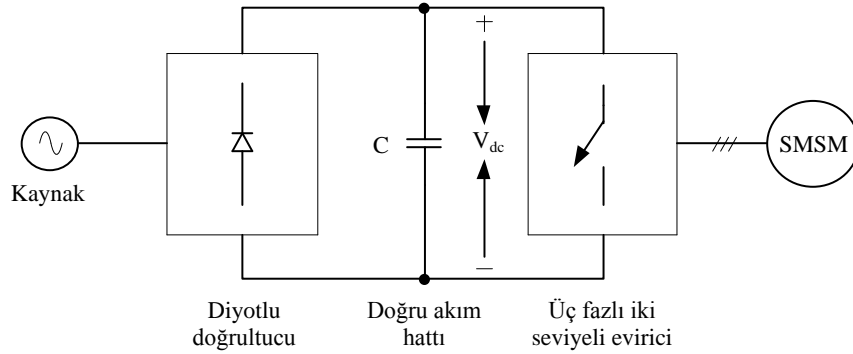
Şekil 2.8’de, bir SMSM sürücü sisteminin donanım şeması, motora ait durum değişkenlerinin geri beslemeleri gösterilmeden açık halde verilmiştir. Şekil 2.9’da ise aynı şema kapalı halde verilmektedir.



Şekil 2.8. Üç fazlı iki seviyeli eviricinin SMSM sürücü güç devresine yerleşimi

Evirici devredeki güç anahtarları ilettime geçirildiğinde, SMSM’u besleyen üç fazlı hat akımları güç anahtarlarının üzerinden akar. Güç anahtarları kesime girdiğinde ise, hat akımları güç anahtarlarına ters paralel bağlı serbest geçiş diyotları üzerinden akar. Böylece SMSM’u besleyen üç fazlı akımların sürekliliği sağlanmış olur. Bu

çalışma şekline sürekli akımda çalışma denilmektedir [62]. Doğru akım hattına paralel bağlı olan S_7 güç anahtarı tetiklenerek R_{br} direnci devreye alınır ve böylece olası durumlarda doğru akım hat geriliminin referans değerini aşmaması sağlanır. Burada unutulmaması gereken durum, S_7 ile doğru akım hattındaki gerilimin sadece aşmalara karşı denetlenebilir olduğudur. Eğer doğru akım hat gerilimi azalır, bu güç anahtarının denetimi ile doğru akım hat gerilimi artırılmaz.



Şekil 2.9. SMSM sürücü güç devresinin kapalı şeması

Eviricinin bacaklarındaki altı adet güç anahtarının uygun şekilde tetiklenmesi ile evirici çıkışından genliği ve frekansı değişebilen üç fazlı gerilimler elde edilebilmektedir. Bu işlem, darbe genişlik ayarı (DGA) olarak bilinir.

Evirici çıkışı gerilim dalga şekli, doluluk oranı değişen bir kare dalgadır ve evirici denetiminde kullanılan DGA yöntemine bağlı olarak harmonikler içerir. Fakat bu harmonikler, SMSM'un üç fazlı stator sargılarındaki direnç ve endüktanslardan oluşan alçak geçiren filtrelerde süzülür ve harmonik etkileri üç fazlı akımlarda daha azalmış bir biçimde ortaya çıkar. Stator üç fazlı sargıları yeterince büyüklükte endüktans değerine sahipse, evirici çıkışında sinüzoidal dalga şekline yakın bir dalga şekline sahip hat akımları elde edilebilir. Akım dalga şeklinin sinüzoidal dalga şekline yakın olması nedeni ile gerilim ara devreli eviriciler alternatif akım motorlarının moment ve hız denetiminde çok yaygın olarak kullanılmaktadır.

Üç fazlı eviricilerin denetimi için önerilmiş birçok DGA yöntemi vardır. Bunların en bilinenleri ve en çok kullanılanları, SDGA, üçüncü harmonik katkılı SDGA ve UVDGA'dır. UVDGA yöntemi verimli DA bara kullanımı ve üstün harmonik

performansı ile öne çıkmaktadır [59]. Bununla birlikte, SDGA yöntemi ve türevleri basitlik ve kolay uygulanabilirlikleri ile öne çıkmaktadır.

2.6. Uzay Vektör Darbe Genişlik Ayarı

2.6.1. Giriş

UVDGA yöntemi kullanılarak üç fazlı evirici devrelerin çıkışlarında istenilen genlik ve frekansta üç fazlı gerilimler elde edilebilmektedir. UVDGA yöntemi, yüksek harmonik performans, geniş doğrusal ayar aralığı ve doğru akım hattındaki gerilimin verimli kullanımı gibi önemli üstünlüklere sahiptir [63].

2.6.2. Üç fazlı iki seviyeli eviricilerde UVDGA yöntemi

Üç fazlı eviriciler için UVDGA yönteminde üç fazlı gerilimler, Clarke dönüşümü kullanılarak, kartezyen koordinat sisteminde (q^s - d^s uzayı) bir gerilim uzay vektörü ile temsil edilmektedir. Vektörün genliği ve faz açısı, bu üç fazlı büyüklüklerin anlık değerleri ile belirlenir. Eğer üç fazlı büyüklükler dengeli ise, uzay vektör sabit genlik ve açısal hıza sahip olmaktadır [63]. Üç fazlı gerilimler dengeli kabul edildiğinde denklem (2.26) türetilir.

$$V_{aN}(t) + V_{bN}(t) + V_{cN}(t) = 0 \quad (2.27)$$

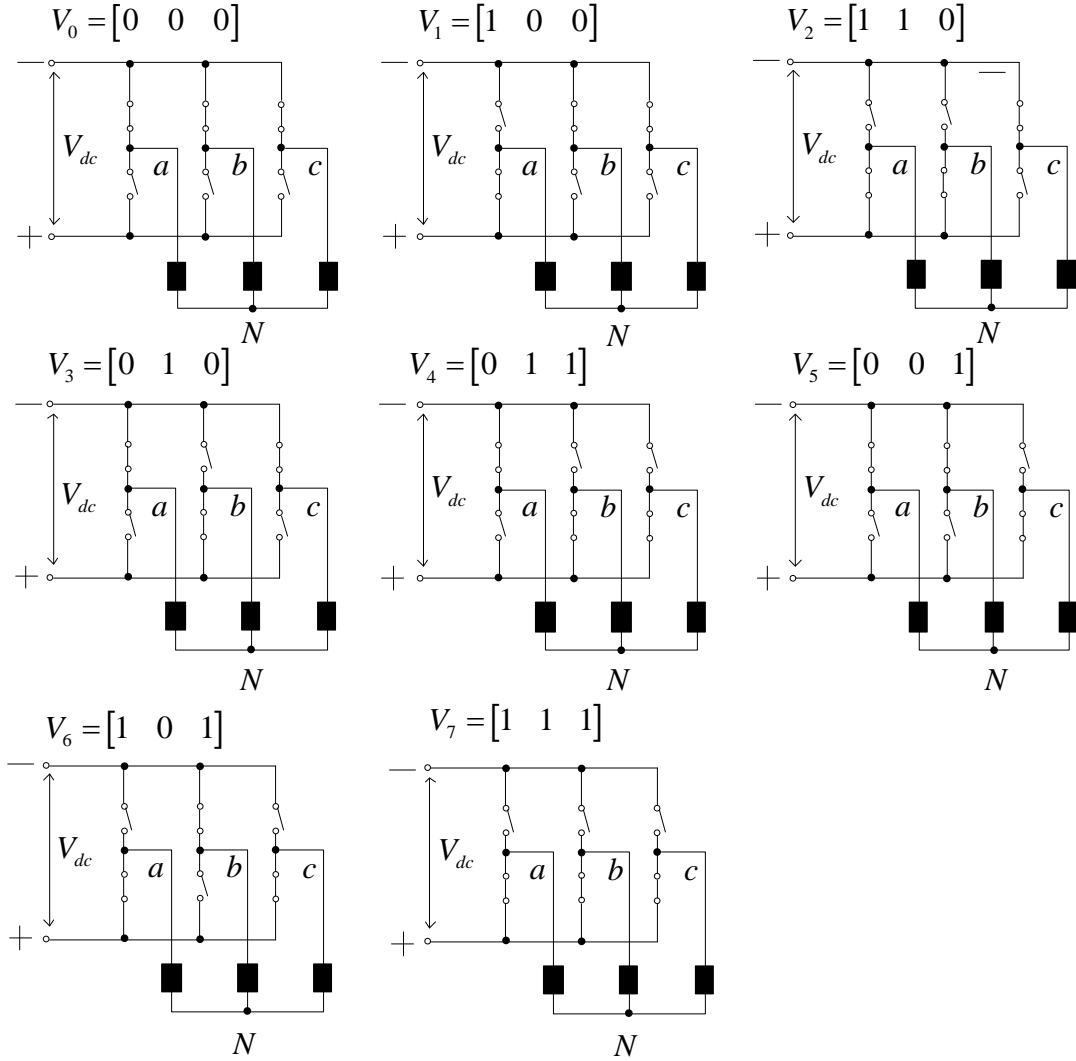
Eviricide bulunan güç anahtarlarının en fazla sekiz çeşit anahtarlama durumu mevcuttur. Bu anahtarlama durumları Şekil 2.10'da verilmektedir. Her anahtarlama durumu bir vektörü ifade etmektedir. Bu vektörler, aktif ve sıfır durum vektörleri olarak Şekil 2.11'de gösterilmektedir. Örneğin \vec{V}_1 anahtarlama durumu için, Şekil 2.10'dan faz gerilimleri,

$$V_{aN} = \frac{2}{3}V_{dc} \quad V_{bN} = V_{cN} = -\frac{1}{3}V_{dc} \quad (2.28)$$

olarak bulunur. Bahsedilen ilişki her faz için, denklem (2.29)'da verilmektedir.

$$\begin{bmatrix} V_{aN} \\ V_{bN} \\ V_{cN} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

Bu çalışma durumuna karşılık gelen aktif vektör, Şekil 2.11'deki \vec{V}_1 vektörüdür.



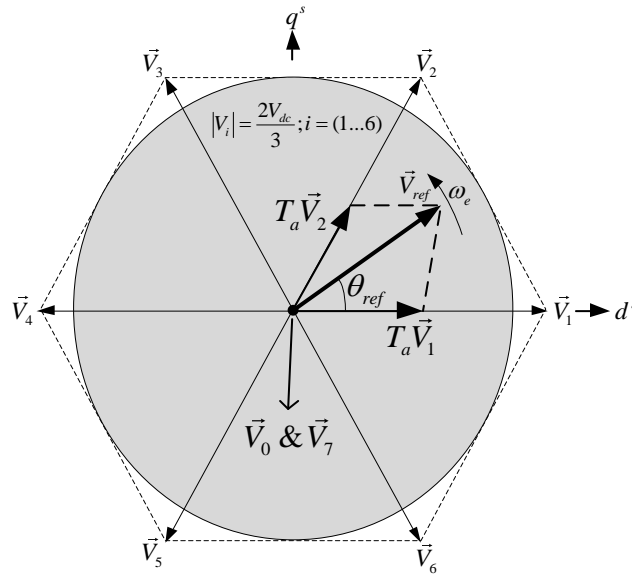
Şekil 2.10. Bir üç fazlı iki seviyeli eviricide mümkün olan sekiz farklı anahtarlama durumu

Burada S_{abc} anahtarlama vektörlerini göstermektedir. Örneğin, $S_{abc}=100$ anahtarlama vektörü (\vec{V}_1) denklem (2.29)'da yerine yazıldığında denklem (2.28) elde edilir ve bu durumda hat gerilimleri $V_{ab} = V_{dc}$ $V_{bc} = 0$ $V_{ac} = -V_{dc}$ olarak bulunur.

Şekil 2.10'da verilen bir üç fazlı iki seviyeli evirici devrenin mümkün olan sekiz farklı anahtarlama durumu, Şekil 2.11'deki sekiz adet uzay vektörünü temsil eder. Ayrıca, bu anahtarlama vektörleri sayısal olarak Tablo 2.1'de sunulmaktadır. Bu vektörler genelleştirilmiş bir denklem ile aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$\vec{V}_k = \frac{2V_{dc}}{3} e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}} \quad (2.30)$$

Burada ki k , 1'den 6'ya kadar olan aktif vektörleri temsil eder. Diğer bir deyişle, aktif vektör numarası da denilebilir. Dönüşüm matris formunda yazılacak olursa denklem (3.26)'daki eşitlikler elde edilir. Uzay vektörün ifadesi denklem (2.30) ile genliği denklem (2.31) ile açısı ise denklem (2.32) ile bulunmaktadır.



Şekil 2.11. Üç fazlı eviricinin durağan eksen takımındaki sekiz farklı anahtarlama vektörü (uzay vektör diyagramı)

$$|V_{ref}| = \sqrt{(V_q^s)^2 + (V_d^s)^2} \quad (2.31)$$

$$\theta_{ref} = \arctan^{-1} \left(\frac{V_q^s}{V_d^s} \right) \quad (2.32)$$

UVDGA yönteminde kare dalga çalışma şeklinde bulunan altı aktif vektöre ek olarak, iki adet de sıfır durum vektörü bulunur. Bu vektörler \vec{V}_0 ve \vec{V}_7 vektörleridir. Şekil 2.10'daki sekiz farklı anahtarlama durumu, Tablo 2.1.'de V_{dc} cinsinden birim değer olarak özetlenmiştir [64].

Tablo 2.1. Sekiz durum için anahtarlama vektörleri, faz ve hat büyüklüklerinin V_{dc} cinsinden birim değerleri

Gerilim Vektörleri	Anahtarlama Vektörleri			Faz Gerilimleri			Hat Gerilimleri			θ_{ref}
	a	b	c	V_{aN}	V_{bN}	V_{cN}	V_{ab}	V_{bc}	V_{ca}	
V_0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0°
V_1	1	0	0	$2/3$	$-1/3$	$-1/3$	1	0	-1	0°
V_2	1	1	0	$1/3$	$1/3$	$-2/3$	0	1	-1	60°
V_3	0	1	0	$-1/3$	$2/3$	$-1/3$	-1	1	0	120°
V_4	0	1	1	$-2/3$	$1/3$	$1/3$	-1	0	1	180°
V_5	0	0	1	$-1/3$	$-1/3$	$2/3$	0	-1	1	240°
V_6	1	0	1	$1/3$	$-2/3$	$1/3$	1	-1	0	300°
V_7	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0°

2.6.3. Anahtarlama zamanlarının hesaplanması

Sıfır ve aktif durum vektörleri durağan çatıda olduklarından dolayı uzayda bir açısal hızla hareket etmezler. Şekil 2.12'de görüldüğü gibi, uzay vektörün başlangıç noktası bütün vektörlerin merkezi olup, saat yönünün tersi yönünde, ω_e sabit açısal hızı ile, denklem (2.33)'de ifade edildiği gibi dönmektedir.

$$\omega_e = 2\pi f_e \quad (2.33)$$

“ f_e ”, evirici çıkışındaki temel dalganın frekansıdır. \vec{V}_{ref} uzay vektörünün ω_e açısal dönme hızı ile, evirici çıkışındaki temel dalganın frekansı, genliği ile de evirici

çıkışındaki gerilimin genliği ayarlanır. \vec{V}_{ref} vektörünün içinde bulunduğu sektör hangi anahtarların tetikleneceğini belirlemektedir. Sektör belirlendikten sonra, o sektöre ait iki adet aktif ve iki adet sıfır durum vektörleri aracılığıyla, anahtarlama süreleri hesaplanır.

UVDGA yönteminde ilk adım, yukarıda anlatıldığı gibi uzay vektörün bulunduğu sektörün belirlenmesidir. Bu durum, Şekil 2.11'den de görüleceği gibi, θ_{ref} açısının belirlenmesi ile bulunabilmektedir. Bu açı, denklem (2.32)'de verilen eşitlik kullanılarak bulunur. Şekil 2.11'de görüldüğü gibi uzay vektörün birinci sektörün içinde olduğu düşünülecek olursa; referans uzay vektör kendisine komşu durumda bulunan iki aktif vektör ve sıfır durum vektörleri ile çözümlenebilmektedir. Çıkış geriliminin elde edilmesi için iki komşu vektörün kullanılması zorunlu değildir fakat bu koşul ile yüksek harmonik performansı elde edilebilmektedir [63].

Şekil 2.11 ayrıca T_s anahtarlama periyodunu da göstermektedir. Bu T_s süresince referans uzay vektörün değişmediği kabul edilir. Bu durum, anahtarlama periyodu eşitliği olarak denklem (2.34)'de verilmektedir.

$$T_0 + T_a + T_b = T_s \quad (2.34)$$

Birinci sektör için uzay vektör, kendisine komşu diğer iki aktif ve sıfır durum vektörlerinin anahtarlama zamanları cinsinden, denklem (2.35)'deki gibi ifade edilir.

$$\int_0^{T_s} \vec{V}_{ref} dt = \int_0^{T_a} \vec{V}_1 dt + \int_{T_a}^{T_a+T_b} \vec{V}_2 dt + \int_{T_a+T_b}^{T_s} \vec{V}_0 dt \quad (2.35)$$

Her sektör için, uzay vektör üç vektörün bileşkesi olarak ifade edilir. Örneğin birinci sektör için, T_0 süresi boyunca sıfır durum vektörü, T_a süresi boyunca \vec{V}_1 vektörü, T_b süresi boyunca \vec{V}_2 vektörünün anahtarlama durumları eviriciye uygulanır. Anahtarlama periyodu UVDGA için, daima sıfır durum vektörleri ile başlar ve sıfır durum vektörleri ile biter. Hangi sıfır durum vektörü ile başlanıp hangisi ile bitileceği keyfidir. UVDGA yönteminin en önemli özelliği, her anahtarlama periyodu için aktif

ve sıfır durum vektörlerinin uygulanma sürelerinin hesaplanmasıdır [63]. Denklem (2.35)'de $\vec{V}_0 = \vec{V}_7 = 0$ olduğu dikkate alınır, denklem (2.35), denklem (2.36)'daki gibi sadeleştirilir.

$$\vec{V}_{ref} = \frac{1}{T_s} (\vec{V}_1.T_a + \vec{V}_2.T_b) \quad (2.36)$$

d^s-q^s eksenlerinin kullanılması ile,

$$T_s \begin{bmatrix} V_d^s \\ V_q^s \end{bmatrix} = T_a \frac{2}{3} V_{dc} \begin{bmatrix} \cos((k-1)\pi/3) \\ \sin((k-1)\pi/3) \end{bmatrix} + T_b \frac{2}{3} V_{dc} \begin{bmatrix} \cos(k\pi/3) \\ \sin(k\pi/3) \end{bmatrix} \quad (2.37)$$

olarak yazılır. Denklem yeniden düzenlenecek olursa,

$$T_s \begin{bmatrix} V_d^s \\ V_q^s \end{bmatrix} = \frac{2}{3} V_{dc} \begin{bmatrix} \cos((k-1)\pi/3) & \cos(k\pi/3) \\ \sin((k-1)\pi/3) & \sin(k\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_a \\ T_b \end{bmatrix} \quad (2.38)$$

olarak bulunur. Şekil 2.11'deki düzgün altıgende uzay vektörün daire şeklindeki bir eğride θ_{ref} açısı ile hareket ettiği kabul edilmektedir. Bu durumda $\theta_{ref} = \omega_e t$ için aşağıdaki ifade yazılır.

$$\vec{V}_{ref} = |V_{ref}| e^{j\omega_e t} = V_d^s + jV_q^s = |V_{ref}| [\cos(\omega_e t) + j \sin(\omega_e t)] \quad (2.39)$$

Denklem (2.39)'daki yaklaşım denklem (2.38)'e uygulanarak vektörlerin uygulanma süreleri T_a ve T_b elde edilen bu yeni denklemden çekilecek olursa, denklem (2.40) elde edilir.

$$\begin{bmatrix} T_a \\ T_b \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{3} T_s |V_{ref}|}{V_{dc}} \begin{bmatrix} \sin(k\pi/3) & -\cos(k\pi/3) \\ -\sin((k-1)\pi/3) & \cos((k-1)\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\omega_e t) \\ \sin(\omega_e t) \end{bmatrix} \quad (2.40)$$

Aşağıdaki trigonometrik özdeşlik denklem (2.40)'a uygulanarak yeniden düzenlenecek olursa denklem (2.42) elde edilir.

$$\sin(a+b) = \sin(a)\cos(b) + \cos(a)\sin(b) \quad (2.41)$$

$$\begin{bmatrix} T_a \\ T_b \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{3}|V_{ref}|T_s}{V_{dc}} \begin{bmatrix} \sin\left(\frac{n\pi}{3} - \omega_e t\right) \\ \sin\left(\omega_e t - \frac{(n-1)\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (2.42)$$

Sektör 1 için $n = 1$ yazılarak birinci, ikinci ve sıfır durum vektörlerinin uygulanma süreleri aşağıdaki gibi sırasıyla bulunur.

$$T_a = \sqrt{3} \frac{|V_{ref}|}{V_{dc}} T_s \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_e\right) \quad (2.43)$$

$$T_b = \sqrt{3} \frac{|V_{ref}|}{V_{dc}} T_s \sin(\theta_e) \quad (2.44)$$

$$T_0 = T_s - T_1 - T_2 \quad (2.45)$$

Referans vektör ile aktif vektörlerin uygulanma süreleri arasındaki ilişki şu şekilde özetlenir: Eğer referans vektör \vec{V}_1 ve \vec{V}_2 aktif vektörlerinin tam ortasında ise $T_a = T_b$ olur. Bunun haricinde referans vektör \vec{V}_1 'e yakınsa T_a , \vec{V}_2 'ye yakınsa T_b zamanı daha büyük olur. Son durum olarak, referans vektör \vec{V}_1 'in üstüne çakışıksa $T_a > 0$ ve $T_b = 0$, \vec{V}_2 'nin üstüne çakışıksa $T_b > 0$ ve $T_a = 0$ olmaktadır [64].

2.6.4. Genlik ayarı

Denklem (2.43) ve (2.44), genlik ayarı cinsinden denklem (2.46) ve (2.47)'de olduğu gibi ifade edilebilir.

$$T_a = T_s m \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \quad (2.46)$$

$$T_b = T_s m \sin(\theta) \quad (2.47)$$

Denklem (2.46) ve (2.47)'deki m genlik ayarının ifadesi, denklem (2.48)'deki gibi bulunur.

$$m = \frac{\sqrt{3}|V_{ref}|}{V_{dc}} \quad (2.48)$$

Uzay vektörün maksimum genliği, uzay vektör herhangi iki aktif vektörün tam ortasında iken bulunabilir. Bu durum Şekil 2.12'de verilmektedir. Referans vektörün maksimum genlik hesabı ise aşağıda verildiği gibi yapılır.

$$|V_{refmax}| = \frac{2}{3}V_{dc} \frac{\sqrt{3}}{2} = \frac{1}{\sqrt{3}}V_{dc} \quad (2.49)$$

Denklem (2.49)'dan uzay vektörün maksimum değeri, denklem (2.48)'de yerine yazıldığında, denklem (2.50) elde edilir. Bu durumda maksimum genlik ayarının '1' olduğu görülmektedir.

$$m_{max} = \frac{\sqrt{3}}{V_{dc}} \frac{1}{\sqrt{3}}V_{dc} = 1 \quad (2.50)$$

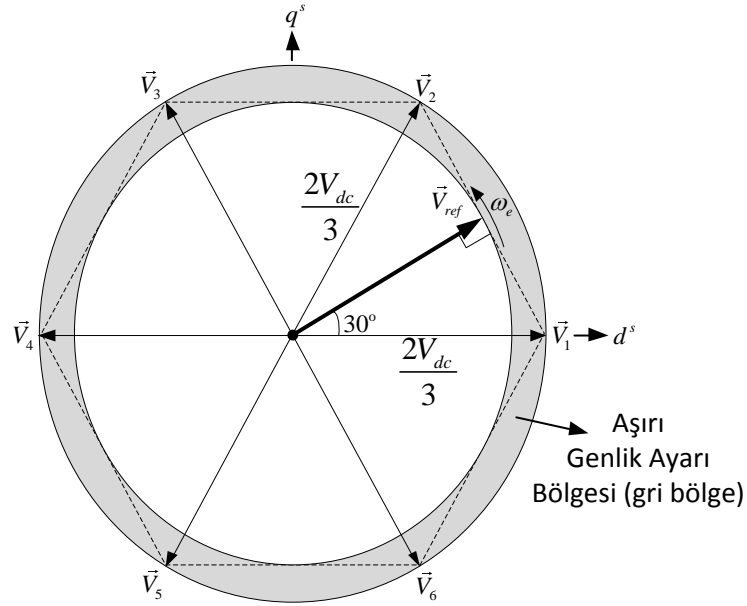
$0 \leq m \leq 1$ iken eviricinin çıkış gerilimi ile genlik ayarı doğru orantılı ve doğrusal biçimde değişir. UVDGA yönteminde doğrusal bölge için, eviricinin çıkışından alınabilecek maksimum değerler aşağıda sıralanmıştır. Faz geriliminin temel bileşeninin maksimum değeri ve hat geriliminin temel bileşeninin etkin değerinin alabileceği maksimum değer sırasıyla denklem (2.51) ve (2.52)'de verilmektedir.

$$V_{aN1max} = \frac{1}{\sqrt{3}}V_{dc} = 0.577V_{dc} \quad (2.51)$$

$$V_{ab1rmsmax} = \left(\frac{1}{\sqrt{3}}V_{dc} \right) \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} = 0.707V_{dc} \quad (2.52)$$

Bu durumda SDGA yöntemi ile UVDGA yöntemi, doğru akım hattı geriliminin verimli kullanımı açısından karşılaştırılacak olursa, denklem (2.53)'deki ifade bulunur.

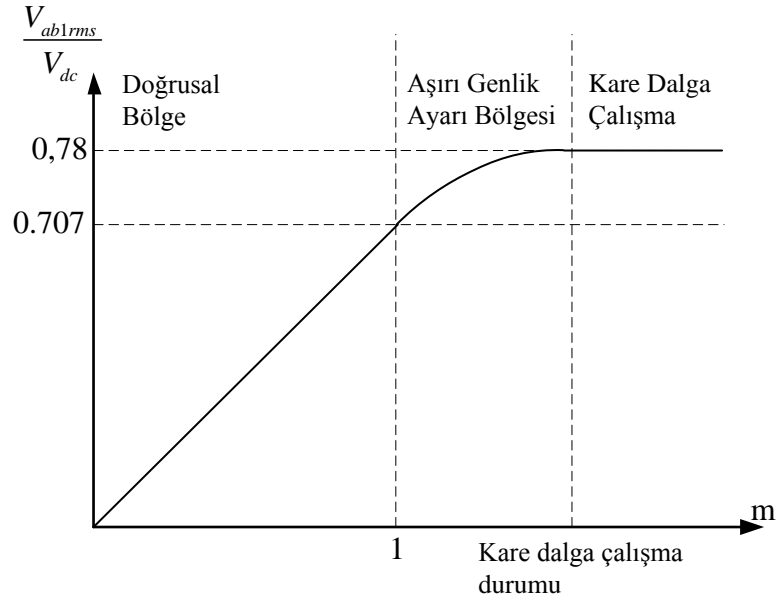
$$\frac{V_{ab1rms \max UVDGA}}{V_{ab1rms \max SDGA}} = 1.155 \quad (2.53)$$



Şekil 2.12. Maksimum genlik ayarı

UVDGA yönteminin bir üç fazlı iki seviyeli eviriciye uygulanması ile evirici çıkışındaki fazlar arası gerilimin etkin değerinin genlik ayarı ile değişimi Şekil 2.13'de verilmektedir. Şekil 2.13'de görüldüğü gibi, doğrusal bölgede doğru akım hat geriliminin %70,7'si evirici çıkışı fazlar arasından etkin değer olarak alınabilmektedir. Bu durum genlik ayarı bire eşitken ($m = 1$) gerçekleşmektedir.

Genlik ayarı birin üstüne çıktığı anda ($m > 1$) doğrusal olmayan bölgeye, diğer bir deyişle aşırı genlik ayarı bölgesine geçilir. Doğrusal bölgedeki durumun tersine, bu bölgede genlik ayarı ile evirici çıkış gerilimlerinin büyüklükleri doğrusal olarak değişmez. Ayrıca, evirici çıkış geriliminin harmonik performansı da, bu bölgede bozulmaktadır. Genlik ayarı artırılmaya devam ederse, belirli bir değerden sonra kare dalga çalışma durumuna geçilmektedir.



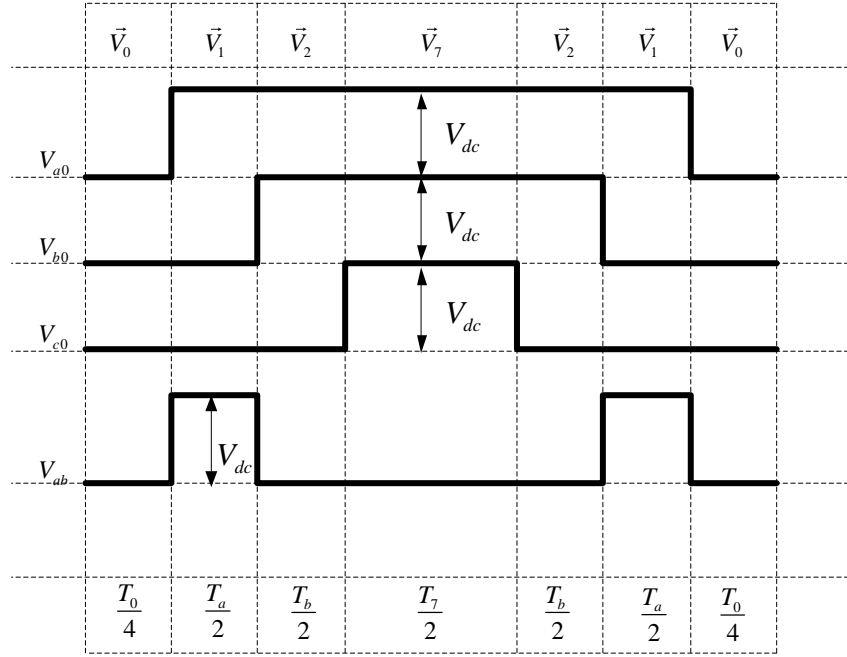
Şekil 2.13. UVDGA için genlik ayarı ile evirici çıkış geriliminin değişimi

2.6.5. Anahtarlama sırası

Anahtarlama işlemine, her zaman bir sıfır durum vektörü ile başlanır ve diğer sıfır durum vektörü ile bitirilir. Hangi sıfır durum vektörü ile başlanılıp hangisi ile bitirileceği keyfidir.

Evirici anahtarlama işaretlerinin bu yaklaşımla üretilmeleri harmonik performansının üstünlüğünden dolayı yaygın olarak kullanılmaktadır [63,64].

Şekil 2.14’de bu işlem 1. sektör için gösterilmektedir.



Şekil 2.14. Sektör 1 için UVDGA anahtarlama düzeni

Eviricideki güç anahtarlarının iletimde kalma zamanlarının sektörlere göre dağılımı da, Tablo 2.2’de verilmektedir.

Tablo 2.2. Sektörlerin fonksiyonu olarak evirici güç anahtarlarının doluluk süreleri.

SEKTÖR	a fazındaki üst güç anahtarının doluluk süresi	b fazındaki üst güç anahtarının doluluk süresi	c fazındaki üst güç anahtarının doluluk süresi
1	$\frac{T_0}{2}$	$\frac{T_0}{2} + T_b$	$\frac{T_0}{2} + T_a + T_b$
2	$\frac{T_0}{2} + T_a$	$\frac{T_0}{2}$	$\frac{T_0}{2} + T_a + T_b$
3	$\frac{T_0}{2} + T_a + T_b$	$\frac{T_0}{2}$	$\frac{T_0}{2} + T_b$
4	$\frac{T_0}{2} + T_a + T_b$	$\frac{T_0}{2} + T_a$	$\frac{T_0}{2}$
5	$\frac{T_0}{2} + T_b$	$\frac{T_0}{2} + T_a + T_b$	$\frac{T_0}{2}$
6	$\frac{T_0}{2}$	$\frac{T_0}{2} + T_a + T_b$	$\frac{T_0}{2} + T_a$

2.7. Sinüzoidal Darbe Genişlik Ayarı

Tek fazlı veya çok fazlı evirici devrelerde değişken genlik ve frekansta alternatif gerilimler elde etmek için kullanılan en yaygın ve bilinen yöntemlerden biri de SDGA yöntemidir. Bunun nedeni, SDGA yönteminin oldukça basit ve kolay uygulanabilir olmasıdır.

2.7.1. Anahtarlama zamanlarının hesaplanması

Bu yöntemde, V_p tepe değerinde bir referans sinüzoidal dalga ile daha yüksek frekanslı V_T tepe değerinde bir taşıyıcı üçgen dalga mantıksal olarak karşılaştırılır. Bu karşılaşma sonucunda eviricide bulunan güç anahtarları için anahtarlama zamanları belirlenmiş olmaktadır. Referans sinüzoidal dalganın frekansı ve genliği ile evirici çıkışında elde edilen AC gerilimin sırasıyla frekansı ve genliği ayarlanır. Taşıyıcı üçgen dalganın frekansı ise eviricinin anahtarlama frekansını belirler. Bu değer genellikle sabit tutulur ve çalışma esnasında değiştirilmez [62-64]. Şekil 2.15'de SDGA yönteminin bir üç fazlı iki seviyeli eviriciye uygulanması ile oluşan çıkış gerilimleri verilmektedir.

2.7.2. Genlik ayarı

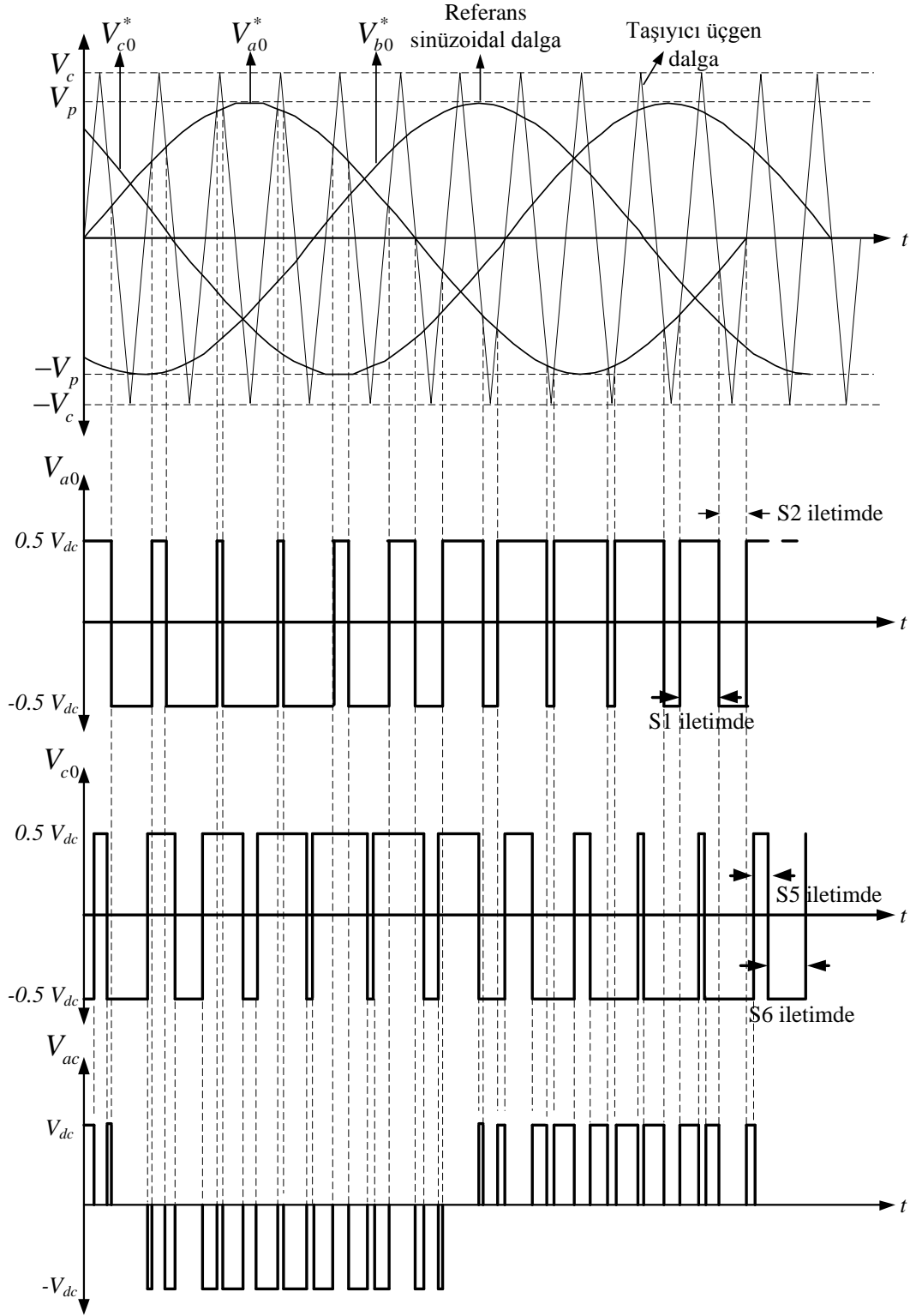
a fazı için kutup geriliminin temel bileşeninin fonksiyonu denklem (2.54) ve (2.55)'de verildiği gibi yazılmaktadır.

$$V_{a0}^* = V_p \cdot \sin(\omega_e t) \quad (2.54)$$

$$V_{a01} = \frac{V_p}{V_T} \sin(\omega_e t) \frac{V_{dc}}{2} = m \frac{V_{dc}}{2} \sin(\omega_e t) \left(m = \frac{V_p}{V_T} \right) \quad (2.55)$$

Yukarıdaki bilgilerden, kutup geriliminin temel bileşeninin, sinüzoidal bir dalga şekline sahip olduğu ve referans dalga ile aynı frekansta ve aynı fazda olduğu anlaşılmaktadır. Bu sonuç genlik ayarı ($0 \leq m \leq 1$) arasında iken, evirici çıkış

geriliminin temel bileşeninin m ile doğru orantılı ve doğrusal olarak değiştiğini göstermektedir.



Şekil 2.15. SDGA yöntemi ve kutup ve faz-faz (hat) gerilimlerinin oluşumu

Genlik ayarının ($1 < m$) olduğu bölgeye aşırı genlik ayarı bölgesi denir ve bu bölgede çıkış geriliminin temel bileşeni m ile doğrusal olarak değişmez [53].

Şekil 2.14’de genlik ayarının 1’in üstüne çıkarılması ve artırılmaya devam edilmesi sonucunda, genlik ayarının belirli bir değerinden sonra çıkış geriliminin değişmediği ve sonuçta kare dalga çalışma durumuna geçildiği görülmektedir.

Aşırı genlik ayarı bölgesinde SDGA’nın harmonik karakteristiği bozulur. Doğrusal bölgede bulunmayan 5 ve 7 gibi düşük mertebeli harmoniklerin yanı sıra birçok yan bant harmonikleri de ortaya çıkar. Bu durum UVDGA yöntemi için de geçerlidir. Genlik ayarı daha da yükseltirse evirici kare dalga çalışma durumuna geçer [53,62].

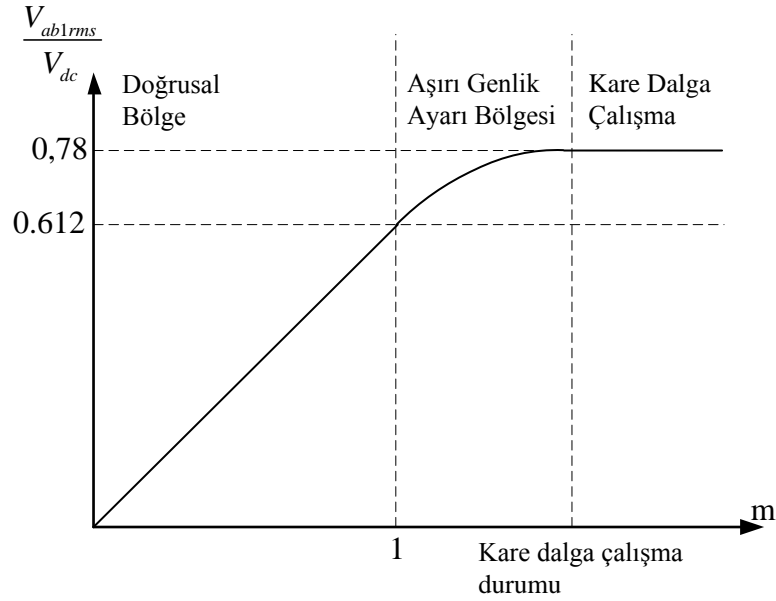
$m = 1$ iken, evirici çıkışındaki kutup geriliminin temel bileşenin maksimum değeri $V_{a01\max} = V_{dc} / 2$ olarak elde edilir. Buradan, doğrusal bölge için fazlar arası gerilimin temel bileşeninin etkin değerinin alabileceği maksimum değer,

$$V_{ab1rms\max} = m \frac{V_{dc}}{2} \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} = 0.612V_{dc} \quad (2.56)$$

olarak bulunmaktadır. Kare dalga çalışma durumunda (yaklaşık olarak $m \geq 3,24$ bölgesi) ise, fazlar arası gerilimin temel bileşenin etkin değeri, denklem (2.57)’de olduğu gibi ifade edilir [62].

$$V_{ab1rms} = \frac{4}{\pi} m \frac{V_{dc}}{2} \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} = 0.78V_{dc} \quad (2.57)$$

Kare dalga çalışma durumunda eviricinin çıkış geriliminin değiştirilmesi için, DA bara geriliminin değiştirilmesi gerekir. Bu DA-DA kısıyıcı veya denetimli doğrultucu ile yapılabilir. Bu ilişki Şekil 2.16’da verilmektedir.



Şekil 2.16. SDGA için genlik ayarı ile evirici çıkış geriliminin değişimi

Şekil 2.13 ve 2.16’da görüldüğü gibi, UVDGA yöntemi ile doğrusal bölgede evirici çıkışından alınacak gerilimlerin genliği, SDGA yöntemine göre %15.5 daha büyüktür. Bu durum UVDGA yöntemi ile DA bara gerilimi kullanımının SDGA yöntemine göre %15.5 daha yüksek olduğu anlamına gelmektedir. Bununla birlikte, UVDGA yönteminin karmaşık yapısına rağmen, SDGA yöntemi gerçek zamanlı uygulamalar açısından son derece basit ve kolay uygulanabilir bir yapıya sahiptir.

Bu DGA yöntemlerine ek olarak önerilmiş olan, 3. harmonik katkılı SDGA, histerezis DGA, harmonik eliminasyonlu DGA ve sürekli olmayan UVDGA yöntemleri gibi başka yöntemler de mevcuttur [53,59]. Fakat AC motor denetiminde en çok SDGA ve türevleri ile UVDGA ve türevleri kullanılmaktadır.

BÖLÜM 3. SMSM'UN DOĞRUSAL VE DOĞRUSAL OLMAYAN UYARLAMALI GERİ ADIMLI HIZ DENETİMİ

3.1. Giriş

Denetimin amacı, bütün parametre ve dış bozucu belirsizlikleri altında, rotor hızının zamanla değişen bir referansı izleyebileceği, kapalı çevrim denetim sistemindeki bütün işaretlerin sınırlı kaldığı asimptotik kararlı bir denetleyici tasarlamaktır. Bu amaca, tüm parametre ve dış bozucular için tahmin yasaları tasarlanarak ulaşılabilir. Böylece, SMSM'a uygulanacak gerçek denetim girişleri parametre ve dış bozucu tahmin yasalarından oluşmuş olacaktır. Sonuç olarak bütün parametre ve dış bozucuların uyarlamalı olarak tahmin edilmesine ihtiyaç vardır.

Geri adımlı denetimde, bir sanal denetim değişkeni tanımlanır ve bu sanal denetim değişkeni, dengeleyici (stabilizing) bir fonksiyon olmaya zorlanır. Bu işlem bir hata değişkeni üretir. Sonuç olarak bu hata değişkeni, denetim girişlerinin uygun tasarımı ile denge noktasına sürülür [40,48,69].

Kapalı çevrim denetim sisteminin denge noktasının kararlılık açısından bazı özellikleri vardır. Bu özellikler, ileriki sayfalarda yer alan denetleyici tasarımlarından sonra verilen kararlılık analizlerinde ayrıntılı biçimde incelenmektedir.

Bu tez çalışmasında iki adet özgün denetleyici tasarımı yer almaktadır. Bu denetleyici tasarımlarının ilki SMSM'un dört parametresi ve yük momenti dış bozucusu için uyarlamalı biçimde tasarlanmıştır. İkinci denetleyici ise SMSM'un beş parametresi ve yük momenti dış bozucusu için uyarlamalı biçimde tasarlanmıştır. Her iki denetleyici de SMSM'un tüm doğrusal olmayan dinamiklerini göz önüne almaktadır.

Bundan başka, bu bölümün sonunda SMSM'un hız denetimi için PI denetleyici tasarımı da yapılmaktadır. Böylece PI ve önerilen denetleyici ile elde edilen sonuçları karşılaştırmak mümkün hale gelmektedir.

3.2. SMSM için Doğrusal Olmayan ve Uyarlamalı Geri Adımlı Hız İzleyici Denetleyicisi Tasarımları

Denetleyici tasarımlarında aşağıdaki varsayımların geçerli olduğu kabul edilir.

Varsayım 1. Üç fazlı akımlar ve rotor konumu ölçülebilir ve geri beslenebilirdir. Bu durum, denetim bakış açısı altından bir diğer deyişle, bütün durum değişkenleri i_q, i_d ve ω geri beslenebilir ve ölçülebilirdir denilerek de ifade edilebilir.

Varsayım 2. Referans hız ω_d , türevleri ile beraber sınırlıdır.

$$\omega_d, \frac{d^{(n-1)}\omega_d}{dt^{(n-1)}}, \frac{d^n\omega_d}{dt^n} \in L_\infty, n \in Z^+$$

Varsayım 3. Yük momenti ve viskoz sürtünme katsayısı bilinen sınırlar içinde değişmektedir.

$$B = B_N (1 + \Delta_B); T_L = T_{LN} (1 + \Delta_T); \Delta_i^{\min} \leq \Delta_i \leq \Delta_i^{\max}, i = (B, T)$$

Varsayım 4. SMSM'a etkiyen toplu dış bozucunun genliği bilinen sınırlar içinde değişmektedir.

$$D = B\omega + T_L; d = d_N (1 + \Delta_d); \Delta_d^{\min} \leq \Delta_d \leq \Delta_d^{\max}$$

Tasarlanan denetleyiciler vektör denetimi temel almaktadır, yani d eksenini için referans akımın değeri her zaman 0'dır. Bu varsayımlar altında ilk denetleyici tasarımı aşağıda verilmektedir.

3.2.1. R, L, J, B ve T_L uyarlamalı geri adımlı denetleyici tasarımı

İlk olarak tasarımda uyarlamalı biçimde tahmin edilecek parametreler aşağıdaki gibi tanımlanmaktadır. Yapılan tanımlamada, şapkalı parametreler ilgili parametrenin

tahmin değerini, tildalı parametreler ise ilgili parametrenin parametre tahmin hatasını temsil etmektedir.

Varsayım 5. Aşağıda verilen parametrelerin gerçek değerleri bilinmeyen sabit değerlere eşittir. Bu kabul altında, parametre tanımlamaları, parametre tahminleri ve tahmin hataları aşağıdaki gibi verilmektedir.

$$\begin{aligned} \tau &= \frac{T_L}{J}; \quad \tilde{\tau} = \hat{\tau} - \tau; \quad \frac{d\tilde{\tau}}{dt} = \frac{d\hat{\tau}}{dt} \quad b = \frac{B}{J}; \quad \tilde{b} = \hat{b} - b; \quad \frac{d\tilde{b}}{dt} = \frac{d\hat{b}}{dt} \quad \tilde{J} = \hat{J} - J; \quad \frac{d\tilde{J}}{dt} = \frac{d\hat{J}}{dt} \\ \tilde{R} &= \hat{R} - R; \quad \frac{d\tilde{R}}{dt} = \frac{d\hat{R}}{dt} \quad \tilde{L} = \hat{L} - L; \quad \frac{d\tilde{L}}{dt} = \frac{d\hat{L}}{dt} \end{aligned}$$

Adım 1. İlk olarak, hız izleme hatası tanımlanır.

$$e = \omega - \omega_d \quad (3.1)$$

Denklem (2.26) ve (3.1) kullanılarak hız izleme dinamiği aşağıdaki gibi türetilir.

$$\dot{e} = \dot{\omega} - \dot{\omega}_d = \frac{3P\lambda_m}{2J} i_q - \frac{B}{J} \omega - \frac{T_L}{J} - \dot{\omega}_d \quad (3.2)$$

Denklem (3.2)'ye geri adım işlemini uygulayabilmek için referans q eksenini akımının çarpanı olduğu ifade, bir diğer deyişle sanal denetim girişi, denklem (3.2)'nin sağ tarafına eklenip çıkartılır.

$$\dot{e} = \dot{\omega} - \dot{\omega}_d = \frac{3P\lambda_m}{2J} i_q - \frac{B}{J} \omega - \frac{T_L}{J} - \dot{\omega}_d \pm \frac{3P\lambda_m}{2J} i_{qdes} \quad (3.3)$$

Bu aşamada, q ve d eksenini akım izleme hataları, geri adım ve vektör denetim mantığı kullanılarak aşağıdaki tanımlanmaktadır.

$$e_q = i_q - i_{qdes} \quad (3.4)$$

$$e_d = i_d - i_{d_d} \quad (3.5)$$

Denklem (3.4)'den i_q çekilerek, denklem (3.3)'de yerine yazıldığında denklem (3.6) elde edilmektedir.

$$\dot{e} = \frac{3P\lambda_m}{2J} e_q + \frac{3P\lambda_m}{2J} i_{qdes} - b\omega - \tau - \dot{\omega}_d \quad (3.6)$$

Dengeleyici fonksiyonlar olan sanal denetim girişleri q ve d eksenini referans akımları, sırasıyla geri adım ve vektör denetim mantıklarını kullanarak aşağıdaki gibi tasarlandığı takdirde, hız izleme hatası denge noktası olan 0'a yakınsamaktadır.

$$i_{qdes} = \frac{2\hat{J}}{3P\lambda_m} (\hat{b}\omega + \hat{\tau} + \dot{\omega}_d - k_1 e) \quad (3.7)$$

$$i_{d_d} = 0 \quad (3.8)$$

Denklem (3.6) ve (3.7) kullanılarak, nihai hız izleme dinamiği parametre tahminleri ve parametre tahmin hataları cinsinden aşağıdaki gibi yazılır.

$$\dot{e} = \frac{3P\lambda_m}{2J} e_q + \tilde{b}\omega + \tilde{\tau} - k_1 e + \frac{\tilde{J}}{J} (\hat{b}\omega + \hat{\tau} + \dot{\omega}_d - k_1 e) \quad (3.9)$$

Adım 2. Akım izleme hatalarını denge noktaları olan 0'a sürebilmek için akım izleme hata dinamiklerinin üretilmesi gereklidir. Bu amaçla, denklem (3.7), (3.4) ve (2.16) beraber kullanılarak, q eksenini akım izleme hata dinamiği aşağıdaki gibi yazılır.

$$\begin{aligned} \dot{e}_q = \dot{i}_q - \dot{i}_{qdes} = & -\frac{R}{L} i_q - P\omega i_d - \frac{P\lambda_m}{L} \omega + \frac{1}{L} V_q - \frac{2\hat{J}}{3P\lambda_m} (\hat{b}\omega + \hat{\tau} + \dot{\omega}_d - k_1 e) \\ & - \frac{2\hat{J}}{3P\lambda_m} (\hat{b}\dot{\omega} + \hat{b}\omega + \hat{\tau} + \dot{\omega}_d - k_1(\dot{\omega} - \dot{\omega}_d)) \end{aligned} \quad (3.10)$$

Denklem (2.26), denklem (3.10)'da yerine yazıldığında aşağıdaki denklem elde edilir.

$$\begin{aligned} \dot{e}_q = & -\frac{R}{L}i_q - P\omega i_d - \frac{P\lambda_m}{L}\omega + \frac{1}{L}V_q - \frac{2\hat{J}}{3P\lambda_m}(\hat{b}\omega + \hat{\tau} + \dot{\omega}_d - k_1e) \\ & - \frac{2\hat{J}}{3P\lambda_m}(\hat{b}\omega + \hat{\tau} + \ddot{\omega}_d + k_1\dot{\omega}_d) - \frac{2\hat{J}}{3P\lambda_m}\left((\hat{b}-k_1)\left(\frac{3P\lambda_m}{2J}i_q - b\omega - \tau\right)\right) \end{aligned} \quad (3.11)$$

Bu dinamik, parametre tahmin ve parametre tahmin hataları cinsinden aşağıdaki gibi yazılabilmektedir.

$$\begin{aligned} \dot{e}_q = & -\frac{\hat{R}}{L}i_q + \frac{\tilde{R}}{L}i_q - \frac{P\omega\hat{L}i_d}{L} + \frac{P\omega\tilde{L}i_d}{L} - \frac{P\lambda_m}{L}\omega + \frac{1}{L}V_q - \frac{2\hat{J}}{3P\lambda_m}(\hat{b}\omega + \hat{\tau} + \dot{\omega}_d - k_1e) \\ & - \frac{2\hat{J}}{3P\lambda_m}(\hat{b}\omega + \hat{\tau} + \ddot{\omega}_d + k_1\dot{\omega}_d) - (\hat{b}-k_1)i_q - \frac{\tilde{J}}{J}(\hat{b}-k_1)i_q \\ & + \frac{2\hat{J}}{3P\lambda_m}(\hat{b}-k_1)(\hat{b}\omega + \hat{\tau}) - \frac{2\hat{J}}{3P\lambda_m}(\hat{b}-k_1)(\tilde{b}\omega + \tilde{\tau}) \end{aligned} \quad (3.12)$$

Gerçek denetim girişi olan q eksenini gerilimi V_q aşağıdaki gibi tasarlanırsa, q eksenini akım izleme hatası e_q denge noktası olan 0'a sürülmüş olmaktadır.

$$\begin{aligned} V_q = & \hat{R}i_q + P\omega\hat{L}i_d + P\lambda_m\omega - k_2\hat{L}e_q \\ & + \hat{L}\left[\frac{2\hat{J}}{3P\lambda_m}(\hat{b}\omega + \hat{\tau} + \dot{\omega}_d - k_1e) + \frac{2\hat{J}}{3P\lambda_m}(\hat{b}\omega + \hat{\tau} + \ddot{\omega}_d + k_1\dot{\omega}_d) \right. \\ & \left. + (\hat{b}-k_1)i_q - \frac{2\hat{J}}{3P\lambda_m}(\hat{b}-k_1)(\hat{b}\omega - \hat{\tau}) \right] \end{aligned} \quad (3.13)$$

Denklem (3.13) denklem (3.12)'de, yerine yazıldığında nihai q eksenini akım izleme hata dinamiği aşağıdaki gibi elde edilmektedir.

$$\begin{aligned} \dot{e}_q = & -k_2 e_q - \frac{k_2 \tilde{L} e_q}{L} + \frac{\tilde{R}}{L} i_q + \frac{P\omega \tilde{L} i_d}{L} - \frac{\tilde{J}}{J} (\hat{b} - k_1) i_q - \frac{2\hat{J}}{3P\lambda_m} (\hat{b} - k_1) (\tilde{b}\omega + \tilde{\tau}) \\ & + \frac{\tilde{L}}{L} \left[\begin{aligned} & \frac{2\hat{J}}{3P\lambda_m} (\hat{b}\omega + \hat{\tau} + \dot{\omega}_d - k_1 e) + \frac{2\hat{J}}{3P\lambda_m} (\dot{\hat{b}}\omega + \dot{\hat{\tau}} + \ddot{\omega}_d + k_1 \dot{\omega}_d) \\ & + (\hat{b} - k_1) i_q - \frac{2\hat{J}}{3P\lambda_m} (\hat{b} - k_1) (\hat{b}\omega - \hat{\tau}) \end{aligned} \right] \end{aligned} \quad (3.14)$$

Adım 3. Bu aşamada, d eksenini akım izleme hata dinamiği türetilmektedir. Denklem (3.8), (3.5) ve (2.17) kullanılarak aşağıdaki denklem, parametre tahminleri ve parametre tahmin hataları cinsinden çıkartılmaktadır.

$$\dot{e}_d = \dot{i}_d - \dot{i}_{d_d} = \frac{\tilde{R}}{L} i_d - \frac{P\omega \tilde{L}}{L} i_q + \frac{P\omega \hat{L}}{L} i_q - \frac{\hat{R}}{L} i_d + \frac{1}{L} V_d \quad (3.15)$$

Diğer bir gerçek denetim girişi olan d eksenini gerilimi V_d aşağıdaki gibi tasarlandığı takdirde, d eksenini akım izleme hatası e_d , sanal denetim girişi belirlenmesine gerek duyulmadan kendi içinde denge noktası olan 0'a götürülebilir.

$$V_d = \hat{R} i_d - P\omega \hat{L} i_q - k_3 \hat{L} e_d \quad (3.16)$$

Denklem (3.16)'de denklem (3.15)'de yerine yazıldığında nihai d eksenini akım izleme hata dinamiği aşağıdaki gibi elde edilmektedir.

$$\dot{e}_d = -k_3 e_d - \frac{k_3 \tilde{L} e_d}{L} + \frac{\tilde{R}}{L} i_d - \frac{P\omega \tilde{L}}{L} i_q \quad (3.17)$$

3.2.2. Kararlılık analizi

Tüm denetim sistemini kapsayan pozitif tanımlı bir Lyapunov fonksiyonu aşağıdaki gibi tanımlanır.

$$V = \frac{1}{2} e^2 + \frac{1}{2} e_d^2 + \frac{1}{2} e_q^2 + \frac{1}{2J\theta_1} \tilde{J}^2 + \frac{1}{2L\theta_2} \tilde{R}^2 + \frac{1}{2L\theta_3} \tilde{L}^2 + \frac{1}{2\theta_4} \tilde{b}^2 + \frac{1}{2\theta_5} \tilde{\tau}^2 \quad (3.18)$$

Yukarıdaki Lyapunov fonksiyonunun zamana göre türevi alındığında aşağıdaki ifade elde edilmektedir.

$$\dot{V} = e\dot{e} + e_d\dot{e}_d + e_q\dot{e}_q + \frac{\mathbf{1}}{J\theta_1} \tilde{J}\dot{J} + \frac{\mathbf{1}}{L\theta_2} \tilde{R}\dot{R} + \frac{\mathbf{1}}{L\theta_3} \tilde{L}\dot{L} + \frac{\mathbf{1}}{\theta_4} \tilde{b}\dot{b} + \frac{\mathbf{1}}{\theta_5} \tilde{\tau}\dot{\tau} \quad (3.19)$$

Yukarıda, denklem (3.17), (3.14) ve (3.9)'da verilen nihai hata dinamikleri denklem (3.19)'da yerine yazılıp, elde edilen denklem düzenlendikten sonra aşağıdaki denklem elde edilmektedir.

$$\begin{aligned} \dot{V} = & \frac{3P\lambda_m}{2J} e_q e - k_1 e^2 - k_3 e_d^2 - k_2 e_q^2 \\ & + \frac{\tilde{J}}{J} \left[\frac{\mathbf{1}}{\theta_1} \dot{J} - (\hat{b} - k_1) i_q e_q + (\hat{b}\omega + \hat{\tau} + \dot{\omega}_d - k_1 e) e \right] \\ & + \frac{\tilde{R}}{L} \left[\frac{\mathbf{1}}{\theta_2} \dot{R} + (i_d e_d + i_q e_q) \right] \\ & + \tilde{b} \left[\frac{\mathbf{1}}{\theta_4} \dot{b} + \omega e - \frac{2\hat{J}}{3P\lambda_m} (\hat{b} - k_1) \omega e_q \right] \\ & + \tilde{\tau} \left[\frac{\mathbf{1}}{\theta_5} \dot{\tau} + e - \frac{2\hat{J}}{3P\lambda_m} (\hat{b} - k_1) e_q \right] \\ & + \frac{\tilde{L}}{L} \left[\frac{\mathbf{1}}{\theta_3} \dot{L} - e_d (k_3 e_d + P\omega i_q) + e_q \left(\begin{aligned} & P\omega i_d - k_2 e_q + \frac{2\hat{J}}{3P\lambda_m} (\hat{b}\omega + \hat{\tau} + \dot{\omega}_d - k_1 e) \\ & + \frac{2\hat{J}}{3P\lambda_m} (\dot{b}\omega + \dot{\tau} + \ddot{\omega}_d + k_1 \dot{\omega}_d) + (\hat{b} - k_1) i_q \\ & - \frac{2\hat{J}}{3P\lambda_m} (\hat{b} - k_1) (\hat{b}\omega - \hat{\tau}) \end{aligned} \right) \right] \quad (3.20) \end{aligned}$$

Kapalı çevrim denetim sisteminin asimptotik kararlılığını sağlayabilmek amacıyla aşağıdaki parametre tahmin yasaları kullanılmaktadır.

$$\dot{J} = \theta_1 \left((\hat{b} - k_1) i_q e_q - (\hat{b}\omega + \hat{\tau} + \dot{\omega}_d - k_1 e) e \right) \quad (3.21)$$

$$\dot{\hat{R}} = -\theta_2 (i_d e_d + i_q e_q) \quad (3.22)$$

$$\dot{\hat{L}} = \theta_3 \left[e_d (k_3 e_d + P \omega i_q) - e_q \left(P \omega i_d - k_2 e_q + \frac{2\hat{J}}{3P\lambda_m} (\hat{b}\omega + \hat{\tau} + \dot{\omega}_d - k_1 e) \right) + \frac{2\hat{J}}{3P\lambda_m} (\hat{b}\dot{\omega} + \hat{\tau} + \ddot{\omega}_d + k_1 \dot{\omega}_d) + (\hat{b} - k_1) i_q - \frac{2\hat{J}}{3P\lambda_m} (\hat{b} - k_1) (\hat{b}\omega - \hat{\tau}) \right] \quad (3.23)$$

$$\dot{\hat{b}} = \theta_4 \left(\frac{2\hat{J}}{3P\lambda_m} (\hat{b} - k_1) \omega e_q - \omega e \right) \quad (3.24)$$

$$\dot{\hat{\tau}} = \theta_5 \left(\frac{2\hat{J}}{3P\lambda_m} (\hat{b} - k_1) e_q - e \right) \quad (3.25)$$

Bu parametre tahmin yasalarının denklem (3.20)'de yerine yazılması ile Lyapunov fonksiyonunun nihai türevi aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\dot{V} = \frac{3P\lambda_m}{2J} e_q e - k_1 e^2 - k_2 e_q^2 - k_3 e_d^2 \leq \mathbf{0} \quad (3.26)$$

Yukarıda görüldüğü gibi Lyapunov fonksiyonunun nihai türevi, bir adet tanımsız terim içermektedir. Bu tanımsız terimin, Lyapunov fonksiyonunun nihai türevinin negatif yarı tanımlılığını bozma tehlikesi vardır. Bu şekilde bir Lyapunov fonksiyonu ve türevine sahip doğrusal olmayan ve uyarlamalı denetim sistemlerinin asimptotik kararlılığa sahip olduğunun gösterebilmesi için değişmezlik prensibi ile ilgili teoremlerin kullanılması gerekmektedir [16,39,65-69]. Bu işlemler sırası ile aşağıda verilmektedir.

Öncelikle geri besleme kazançları için takip eden varsayım tanımlanmaktadır.

Varsayım 6. $k_1, k_2 > \frac{3P\lambda_m}{4J_{\min}}$

3.2.2.1. Kararlılık analizi sonucu

LaSalle'nin değişmeyen küme teoremini kullanarak, Varsayım 5'de verilen eşitsizliği sağlayan geri besleme kazançları için, denklem (3.16), (3.13) ve (3.7) ile sanal ve gerçek denetim girişleri verilen ve ayrıca denklem (3.21-25)'deki parametre tahmin yasalarına sahip olan uyarlamalı denetleyicinin, kapalı çevrim denetim sisteminin tüm işaretlerinin sınırlı kalmasını sağladığı ve denge noktasını genel (global) asimptotik kararlı hale getirdiği sonucuna ulaşılmaktadır. Bu sonuç, LaSalle'nin değişmeyen küme teoremi (LaSalle's Invariance Set Theorem) kullanılarak elde edilmiştir, bu teorem ilgili referansta "Sonuç 4.2." başlığı altında verilmektedir [16].

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (\omega(t), i_q(t), i_d(t)) = (\omega_d, i_{qdes}, i_{d-d}) \quad (3.27)$$

3.2.2.2. LaSalle'nin değişmeyen küme teoreminin denetim sisteminin kararlılık analizinde kullanılması

Denklem (3.26) aşağıdaki şekilde düzenlendiğinde, denklemin yapısının değişmediği açıktır.

$$\dot{V} = \frac{3P\lambda_m}{2J} e_q e - \left(k_1 + \frac{3P\lambda_m}{4J} - \frac{3P\lambda_m}{4J} \right) e^2 - \left(k_2 + \frac{3P\lambda_m}{4J} - \frac{3P\lambda_m}{4J} \right) e_q^2 - k_3 e_d^2 \leq 0 \quad (3.28)$$

Denklem aşağıdaki gibi yeniden düzenlendiğinde,

$$\dot{V} = - \left(k_1 - \frac{3P\lambda_m}{4J} \right) e^2 - \left(k_2 - \frac{3P\lambda_m}{4J} \right) e_q^2 - k_3 e_d^2 - \frac{3P\lambda_m}{4J} (e - e_q)^2 \leq 0 \quad (3.29)$$

Varsayım 5'i sağlayan geri besleme kazançları için, pozitif tanımlı Lyapunov fonksiyonunun nihai türevinin negatif yarı tanımlı olduğu, denklem (3.29)'dan açıkça görülmektedir.

Bu durumda, Lyapunov'un doğrudan yöntemi kullanılarak kapalı çevrim denetim sisteminin asimptotik kararlı olduğu söylenemez, çünkü Lyapunov'un doğrudan yöntemine göre bu sonucu çıkartabilmek için Lyapunov fonksiyonunun nihai türevinin negatif tanımlı olması gerekmektedir. Bununla birlikte, Lyapunov fonksiyonunun nihai türevinin negatif yarı tanımlı olduğu, yukarıdakine eşdeğer veya benzer durumlarda, LaSalle'nin değişmeyen küme teoremi kullanılarak, kapalı çevrim denetim sistemindeki tüm işaretlerin sınırlı kaldığı ve denge noktasının genel asimptotik kararlılığa sahip olduğu gösterilebilmektedir.

3.2.2.3. LaSalle'nin değişmeyen küme teoremi

$\dot{x} = f(x)$ için denge noktası $x=0$ olsun. Bu sistem için verilen Lyapunov fonksiyonu da $V:R^n \rightarrow R$ sürekli türevlenebilir, radyal olarak sınırsız, pozitif tanımlı bir fonksiyon ve türevi de negatif yarı tanımlı $\dot{V}(x) \leq 0$ bir fonksiyon olsun. Bu takdirde, $x(t) \equiv 0$ 'dan farklı hiçbir çözüm $S = \{x \in R^n \mid \dot{V}(x) = 0\}$ kümesinin içinde sonsuza kadar kalmaz. Sonuç olarak, denge noktası genel asimptotik kararlılığa sahip olmaktadır.

LaSalle'nin değişmeyen küme teoreminin tasarlanan denetim sistemine özelleştirilmiş biçimde uygulanması aşağıda verilmektedir.

$V\left(e, e_d, e_q, \frac{\tilde{J}}{J}, \frac{\tilde{R}}{L}, \frac{\tilde{L}}{L}, \tilde{b}, \tilde{\tau}\right): R^8 \times R_+ \rightarrow R_+$ sürekli türevlenebilir, radyal olarak sınırsız

ve pozitif tanımlı bir fonksiyondur. Bu fonksiyonun türevi ise

$\dot{V}\left(e, e_d, e_q\right) \leq 0, \forall \left(e, e_d, e_q, \frac{\tilde{J}}{J}, \frac{\tilde{R}}{L}, \frac{\tilde{L}}{L}, \tilde{b}, \tilde{\tau}\right) \in R^8$ negatif yarı tanımlıdır. E kümesi,

Lyapunov fonksiyonunun nihai türevinin sıfıra eşit olduğu $\dot{V} = 0$ yerdeki tüm

noktaların bir kümesi olsun, $E = \left\{ \left(e, e_d, e_q, \frac{\tilde{J}}{J}, \frac{\tilde{R}}{L}, \frac{\tilde{L}}{L}, \tilde{b}, \tilde{\tau} \right) \in R^8 \mid \dot{V} = 0 \right\}$. Bu

takdirde, $(e, e_d, e_q) \equiv (0, 0, 0)$ 'den başka hiçbir çözümün E kümesinin içinde sonsuza dek kalamayacağı ortadadır.

Diğer bir deyişle, E kümesinin içindeki her çözümün, yine E kümesinin içinde ve denklem (3.21-25), (3.17),(3.14) ve (3.9)'un en geniş değişmeyen kümesi olan M 'ye yakınsadığı da ifade edilebilir.

Böylece, kapalı çevrim denetim sistemindeki tüm işaretlerin sınırlı kaldığı ve $(e, e_d, e_q) = (0, 0, 0)$ denge noktasının asimptotik kararlı olduğu sonucuna ulaşılır [16,39, 65-69].

Yukarıda verilen teoreme göre kararlılık analizi sürdürülerek, en geniş değişmeyen küme M , aşağıdaki gibi bulunabilir.

Bu değişmeyen küme M üzerinde $(e, e_d, e_q, \dot{e}, \dot{e}_d, \dot{e}_q) = (0, 0, 0, 0, 0, 0)$ 'dır. Denklem (2.21-25)'de, $(e, e_d, e_q) = (0, 0, 0)$ yapılırsa, $(\dot{J}, \dot{R}, \dot{L}, \dot{b}, \dot{\tau}) = (0, 0, 0, 0, 0, 0)$ elde edilmektedir. Denklem (3.14), (3.17) ve (3.9)'da $(e, e_d, e_q, \dot{e}, \dot{e}_d, \dot{e}_q) = (0, 0, 0, 0, 0, 0)$ yapıldığında, sırasıyla

$$\mathbf{0} = \frac{\tilde{R}}{L} i_q + \frac{P\omega\tilde{L}i_d}{L} - \frac{\tilde{J}}{J} (\hat{b} - k_1) i_q - \frac{2\hat{J}}{3P\lambda_m} (\hat{b} - k_1) (\tilde{b}\omega + \tilde{\tau})$$

$$+ \frac{\tilde{L}}{L} \left[\begin{array}{l} \frac{2\hat{J}}{3P\lambda_m} (\hat{b}\omega + \hat{\tau} + \dot{\omega}_d) + \frac{2\hat{J}}{3P\lambda_m} (\dot{\hat{b}}\omega + \dot{\hat{\tau}} + \ddot{\omega}_d + k_1\dot{\omega}_d) \\ + (\hat{b} - k_1) i_q - \frac{2\hat{J}}{3P\lambda_m} (\hat{b} - k_1) (\hat{b}\omega - \hat{\tau}) \end{array} \right]$$

$$\mathbf{0} = \tilde{b}\omega + \tilde{\tau} + \frac{\tilde{J}}{J} (\hat{b}\omega + \hat{\tau} + \dot{\omega}_d)$$

$$\mathbf{0} = \frac{\tilde{R}}{L} i_d - \frac{P\omega\tilde{L}}{L} i_q$$

elde edilmektedir. Aşağıdaki matris formu kullanılarak, yukarıda verilen denklemler toplu halde yazılabilmektedir.

$$F_x^T = \begin{bmatrix} \left((\hat{b} - k_1) i_q - (\hat{b} \omega + \hat{\tau} + \dot{\omega}_d) \right) \\ (-i_d - i_q) \\ \left(P \omega i_d - P \omega i_q + \frac{2\hat{J}}{3P\lambda_m} (\hat{b} \omega + \hat{\tau} + \dot{\omega}_d) \right) \\ + \frac{2\hat{J}}{3P\lambda_m} (\hat{b} \dot{\omega} + \dot{\hat{\tau}} + \ddot{\omega}_d + k_1 \dot{\omega}_d) + (\hat{b} - k_1) i_q \\ - \frac{2\hat{J}}{3P\lambda_m} (\hat{b} - k_1) (\hat{b} \omega - \hat{\tau}) \\ \left(\omega - \frac{2\hat{J}}{3P\lambda_m} (\hat{b} - k_1) \omega \right) \\ \left(1 - \frac{2\hat{J}}{3P\lambda_m} (\hat{b} - k_1) \right) \end{bmatrix}$$

$$\tilde{\theta} = \begin{bmatrix} \frac{\tilde{J}}{J} & \frac{\tilde{R}}{L} & \frac{\tilde{L}}{L} & \tilde{b} & \tilde{\tau} \end{bmatrix}$$

Bu en geniş değişmeyen küme M üzerinde;

$$\tilde{\theta} F_x^T = 0$$

olmaktadır. Sonuç olarak, sekiz boyutlu durum, E 'nin içinde bulunan ve denklem (3.21-25), (3.17), (3.14) ve (3.9)'un en geniş değişmeyen kümesi olan M 'ye yakınsamaktadır. Bu ifade matematiksel biçimde aşağıdaki gibi yazılmaktadır.

$$M = \left\{ \left(e, e_d, e_q, \frac{\tilde{J}}{J}, \frac{\tilde{R}}{L}, \frac{\tilde{L}}{L}, \tilde{b}, \tilde{\tau} \right) \in \mathbb{R}^8 \mid (e, e_d, e_q) = (0, 0, 0), (\tilde{\theta} F_x^T = 0) \right\} \quad (3.30)$$

LaSalle'nin değişmeyen küme teoreminin tasarlanan denetim sistemine uygulanması ile kararlılık analizi sonucu denklem (3.30) ile doğrulanmaktadır. Denklem (3.27)'de verilen kararlılık ifadesi eşdeğer şekilde, denklem (3.31)'deki gibi de ifade edilebilmektedir.

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \left\| \begin{bmatrix} e(t), e_q(t), e_d(t) \end{bmatrix} \right\| = (0, 0, 0) \quad (3.31)$$

Doğrusal olmayan sistemlerin, özellikle özerk-olmayan doğrusal olmayan sistemlerin (non-autonomous nonlinear systems) kararlılık analizinde kullanılan diğer güçlü bir yöntem de Barbalat'ın yardımcı teoremidir (Barbalat's Lemma). Bu teorem kullanılarak, LaSalle'nin değişmeyen küme teoreminin ispatı da yapılabilmektedir [16,67,68,70]. Barbalat'ın yardımcı teoremi, doğrusal olmayan ve uyarlamalı denetim alanında oldukça önemlidir. Bu nedenle, aşağıda Barbalat'ın yardımcı teoremi paralelinde verilen kararlılık analizi sayesinde LaSalle'nin değişmeyen küme teoremi ile elde edilen kararlılık analizinin sonucu ispatlanmaktadır.

3.2.2.4. Barbalat'ın yardımcı teoreminin denetim sisteminin kararlılık analizinde kullanılması

Barbalat'ın yardımcı teoreminin kararlılık analizinde kullanılabilmesi için, ilk olarak kapalı çevrim denetim sistemindeki bütün işaretlerin sınırlı kaldığının gösterilmesi gerekmektedir. Bu işlem Sonuç 1'de gerçekleştirilmektedir. Ardından hız ve akım izleme hatalarının sahip olduğu birtakım özellikler Sonuç 2 ve Sonuç 3'de verilmiştir. Bu üç sonuç ile Barbalat'ın yardımcı teoremi kararlılık analizi için kullanılabilir hale gelmektedir. Bahsedilen bu işlemler aşağıda verilmektedir.

Sonuç 1. Denklem (3.18)'den V 'nin aşağıdan sınırlı bir fonksiyon olduğu görülmektedir. Denklem (3.29)'dan, \dot{V} 'nin negatif ya da sıfır olduğu görülmektedir. Bu durum V 'nin artmayan ve aynı zamanda yukarıdan sınırlı bir fonksiyon olduğu anlamına gelir. Takip eden eşitsizlik sonuç olarak çıkartılmaktadır; $(0 \leq V(\infty) \leq V(0) < \infty, \forall t \geq 0)$. Bu yüzden, $V(\infty) \in L_\infty$ ve böylece $e, e_d, e_q, \tilde{J}, \tilde{R}, \tilde{L}, \tilde{b}, \tilde{\tau} \in L_\infty$ olmaktadır. Varsayım 5'de parametrelerin gerçek değerlerinin birer sabit olduğu kabul edilmektedir, böylece parametrelerin tahmin değerlerinin de sınırlı kaldığı açıktır, $\hat{J}, \hat{R}, \hat{L}, \hat{b}, \hat{\tau} \in L_\infty$. Varsayım 2'den referans hız ve zamana göre türevlerinin sınırlı olduğu kabul edilmektedir. Böylece, denklem (3.1), (3.4) ve (3.5)'den $\omega, i_{qdes}, i_q, i_{d-d}, i_d \in L_\infty$ olduğu görülmektedir. Denklem (3.21-3.25)'den $\dot{\hat{J}}, \dot{\hat{R}}, \dot{\hat{L}}, \dot{\hat{b}}, \dot{\hat{\tau}} \in L_\infty$ dur ve böylece denklem (3.16) ve (3.13)'den gerçek denetim girişleri olan $V_d, V_q \in L_\infty$ olarak bulunmaktadır. Varsayım 3 ve 4'de

dış bozucuların sınırlı olduğu kabul edilmektedir. Sonuç olarak, denklem (2.16), (2.17) ve (2.18)'den $\dot{i}_q, \dot{i}_d, \dot{\omega} \in L_\infty$ olması, denklem (3.3), (3.10) ve (3.15)'den $\dot{e}, \dot{e}_d, \dot{e}_q \in L_\infty$ olduğu sonucunu vermektedir.

Sonuç 2. Düzgün süreklilik teoremine göre, $\dot{e}, \dot{e}_d, \dot{e}_q \in L_\infty$ olduğu için e, e_d ve e_q düzgün sürekli işaretlerdir.

Aşağıda, türevi sınırlı olan bir fonksiyonun düzgün sürekli olduğunu gösteren ilgili teorem sunulmaktadır.

3.2.2.5. Düzgün süreklilik teoremi

Eğer bir fonksiyonun türevi sınırlı ise, $\dot{f}(t) \in L_\infty$, o fonksiyonun kendisi $f(t)$ düzgün sürekli bir fonksiyondur.

Bu teoremin ispatında ortalama değer teoremi kullanılmaktadır ve teoremle birlikte ispatı detaylı bir şekilde verilen referanslarda yer almaktadır [48,68].

3.2.2.6. Barbalat'ın yardımcı teoremi

Eğer bir işaret $x(t)$ düzgün sürekli ise ve $\lim_{t \rightarrow \infty} \int_0^t x(t)dt$ var ve sınırlı ise, zaman sonsuza giderken $t \rightarrow \infty$, işaret sıfıra gider $x(t) \rightarrow 0$. Bu durumu ifade etmenin diğer bir yolu da şu şekildedir. Eğer bir işaret $x(t) \in L_\infty \cap L_2$ ve türevi de $\dot{x}(t) \in L_\infty$ ise, o zaman $\lim_{t \rightarrow \infty} |x(t)| = 0$ [16,67,68,70].

$\dot{e}, \dot{e}_d, \dot{e}_q \in L_\infty$ olduğu için, düzgün süreklilik teoremi aracılığı ile e, e_d, e_q 'nin düzgün sürekli olduğu ispatlanmaktadır. Barbalat'ın yardımcı teoreminin kullanabilmesi için, $e, e_d, e_q \in L_2$ olduğu veya diğer bir gösterimle $\lim_{t \rightarrow \infty} \int_0^t e(t)dt$, $\lim_{t \rightarrow \infty} \int_0^t e_q(t)dt$ ve $\lim_{t \rightarrow \infty} \int_0^t e_d(t)dt$ 'nin var ve sınırlı olduğu da gösterilmek zorundadır.

Sonuç 3. Bu amaçla, denklem (3.29)'un her iki tarafının integrali aşağıdaki gibi alınmaktadır.

$$-\int_0^{\infty} \dot{V}(t) dt = \int_0^{\infty} \left(\left(k_1 - \frac{3P\lambda_m}{4J} \right) e^2(t) + \left(k_2 - \frac{3P\lambda_m}{4J} \right) e_q^2(t) + k_3 e_d^2(t) + \frac{3P\lambda_m}{4J} (e(t) - e_q(t))^2 \right) dt$$

Entegral aşağıdaki gibi çözümlenmektedir.

$$\int_0^{\infty} \left(\left(k_1 - \frac{3P\lambda_m}{4J} \right) e^2(t) + \left(k_2 - \frac{3P\lambda_m}{4J} \right) e_q^2(t) + k_3 e_d^2(t) + \frac{3P\lambda_m}{4J} (e(t) - e_q(t))^2 \right) dt = V(\mathbf{0}) - V(\infty)$$

Sonuç olarak,

$$x_1 \leq \sqrt{\int_0^{\infty} \left(\left(k_1 - \frac{3P\lambda_m}{4J} \right) e^2(t) + \left(k_2 - \frac{3P\lambda_m}{4J} \right) e_q^2(t) + k_3 e_d^2(t) + \frac{3P\lambda_m}{4J} (e(t) - e_q(t))^2 \right) dt} \leq x_2$$

$$x_1 = \mathbf{0} \leq \sqrt{\int_0^{\infty} (k_3 e_d^2(t)) dt}$$

$$x_2 = \sqrt{V(\mathbf{0})} < \infty$$

elde edilmektedir. Bu entegral işlemi e ve e_q için de tekrarlanarak, aynı sonuç elde edilebilmektedir. Bu işlem sonucunda, $e, e_d, e_q \in L_2$ olduğu ispatlanmaktadır. Bu durum $\lim_{t \rightarrow \infty} \int_0^t e(t) dt$, $\lim_{t \rightarrow \infty} \int_0^t e_q(t) dt$ ve $\lim_{t \rightarrow \infty} \int_0^t e_d(t) dt$ 'nin var ve sınırlı olduğu anlamına gelmektedir.

Sonuç 1, Sonuç 2 ve Sonuç 3 kullanılarak Barbalat'ın yardımcı teoremi uygulanabilir hale gelmektedir. Sonuç olarak, kararlılık analizi sonucu ispatlanmaktadır. Kapalı çevrim denetim sistemindeki bütün işaretler sınırlı kalmakta ve (e, e_d, e_q) hata dinamiklerindeki $(0,0,0)$ denge noktası genel asimptotik kararlılığa sahip olmaktadır. Bu sonuç, herhangi bir başlangıç noktası için parametre ve dış bozucu belirsizlikleri altında asimptotik hız izleme amacına ulaşıldığını göstermektedir.

Bu aşamada tasarlanan denetleyici, giriş kısmında açıklanan problem 1 ve 4'e sahiptir [46]. Bu sakıncaları gidermek amacıyla aşağıdaki başlık altında verilen ikinci denetleyici tasarımı yapılmaktadır.

3.2.3. R, L, λ_m , J, B ve T_L uyarlamalı geri adımli denetleyici tasarımı

İlk dört varsayım bu denetleyici tasarımında da geçerlidir. Ek olarak aşağıdaki varsayım girilmektedir. Varsayım 7, tasarımda tahmin edilecek parametreler, parametre tahminleri ve tahmin hatalarına ait tanımlamaları içermektedir.

$$\text{Varsayım 7. } a_1 = \frac{2B}{3\lambda_m}, a_2 = \frac{2T_L}{3\lambda_m}, a_3 = \frac{2J}{3\lambda_m}, b_1 = R, b_2 = L, b_3 = \lambda_m$$

Bu parametrelerin değerleri bilinmeyen sabitlere eşittir. Bu kabul altında, parametre tahminleri ve tahmin hataları

$$\tilde{x}_i = x_i - \hat{x}_i; \dot{\tilde{x}} = -\dot{\hat{x}}, x = (a, b), i = (1, 2, 3) \text{ olmaktadır.}$$

Yukarıda tanımlanan parametreler için, SMSM'un d-q modeli aşağıdaki hale gelmektedir.

$$\frac{1}{P} a_3 \frac{d\omega}{dt} = i_q - \frac{1}{P} (a_1 \omega + a_2) \quad (3.32)$$

$$b_2 \frac{di_q}{dt} = -b_1 i_q - b_2 \omega_e i_d - b_3 \omega_e + V_q \quad (3.33)$$

$$b_2 \frac{di_d}{dt} = -b_1 i_d + b_2 \omega_e i_q + V_d \quad (3.34)$$

Yukarıdaki model, parametre tahmin ve tahmin hataları cinsinden aşağıdaki gibi verilmektedir.

$$\frac{1}{P} a_3 \frac{d\omega}{dt} = i_q - \frac{1}{P} (\tilde{a}_1 \omega + \hat{a}_1 \omega + \tilde{a}_2 + \hat{a}_2) \quad (3.35)$$

$$b_2 \frac{di_q}{dt} = -\tilde{b}_1 i_q - \hat{b}_1 i_q - \tilde{b}_2 \omega_e i_d - \hat{b}_2 \omega_e i_d - \tilde{b}_3 \omega_e - \hat{b}_3 \omega_e + V_q \quad (3.36)$$

$$b_2 \frac{di_d}{dt} = -\tilde{b}_1 i_d - \hat{b}_1 i_d + \tilde{b}_2 \omega_e i_q + \hat{b}_2 \omega_e i_q + V_d \quad (3.37)$$

Adım 1. İlk adımda, hız izleme hatası tanımlanmaktadır.

$$e = \omega - \omega_d \quad (3.38)$$

Denklem (3.38)'in zamana göre türevi alındığında,

$$\frac{1}{P} a_3 \dot{e} = i_q - \frac{1}{P} (\tilde{a}_1 \omega + \hat{a}_1 \omega + \tilde{a}_2 + \hat{a}_2 + \tilde{a}_3 \dot{\omega}_d + \hat{a}_3 \dot{\omega}_d) \quad (3.39)$$

olarak bulunmaktadır. Geri adım işlemini denklem (3.39) üzerinde uygulayabilmek için, q eksen referans akımı i_{qdes} denklemin sağ tarafına eklenip çıkartılır.

$$\frac{1}{P} a_3 \dot{e} = i_q - \frac{1}{P} (\tilde{a}_1 \omega + \hat{a}_1 \omega + \tilde{a}_2 + \hat{a}_2 + \tilde{a}_3 \dot{\omega}_d + \hat{a}_3 \dot{\omega}_d) \pm i_{qdes} \quad (3.40)$$

Bu aşamada, geri adımın uygulanacağı akım izleme hataları aşağıdaki gibi tanımlanır.

$$e_q = i_q - i_{qdes} \quad (3.41)$$

$$e_d = i_d - i_{d_d} \quad (3.42)$$

Denklem (3.41)'den i_q çekilerek, denklem (3.40)'da yerine yazıldığında denklem (3.43) elde edilmektedir.

$$\frac{1}{P} a_3 \dot{e} = e_q + i_{qdes} - \frac{1}{P} (\tilde{a}_1 \omega + \hat{a}_1 \omega + \tilde{a}_2 + \hat{a}_2 + \tilde{a}_3 \dot{\omega}_d + \hat{a}_3 \dot{\omega}_d) \quad (3.43)$$

Hız hatası dinamiğini kararlı hale getirmek için, yani rotor hızının ω referans hızı ω_d izlemesini sağlamak için i_{qdes} ve i_{d_d} sırasıyla geri adım ve vektör denetim mantığı kullanılarak aşağıdaki gibi tasarlanmaktadır.

$$i_{qdes} = \frac{1}{P}(\hat{a}_1\omega + \hat{a}_2 + \hat{a}_3\dot{\omega}_d) - k_1e \quad (3.44)$$

$$i_{d_d} = 0 \quad (3.45)$$

Denklem (3.44), (3.43)'de yerine yazıldığında, nihai hız izleme hata dinamiği aşağıdaki gibi elde edilmektedir.

$$\frac{1}{P}a_3\dot{e} = e_q - \frac{1}{P}(\tilde{a}_1\omega + \tilde{a}_2 + \tilde{a}_3\dot{\omega}_d) - k_1e \quad (3.46)$$

Adım 2. Denklem (3.44), (3.41) ve (2.16) kullanılarak, q eksenini akım izleme hata dinamiği aşağıdaki gibi yazılabilir. Fakat bu dinamiği yazmadan önce, aşağıdaki varsayımın geçerli olduğu kabul edilmektedir.

Varsayım 8. q eksenini referans akımı i_{qdes} 'in zamana göre türevi sayısal olarak hesaplanmaktadır.

$$b_2\dot{e}_q = b_2(i_q - i_{qdes}) \quad (3.47)$$

$$b_2\dot{e}_q = -\tilde{b}_1i_q - \hat{b}_1i_q - \tilde{b}_2\omega_e i_d - \hat{b}_2\omega_e i_d - \tilde{b}_3\omega_e - \hat{b}_3\omega_e + V_q - \tilde{b}_2 \frac{\Delta i_{qdes}}{\Delta t} - \hat{b}_2 \frac{\Delta i_{qdes}}{\Delta t}$$

İlk gerçek denetim girişi olan q eksenini gerilimi V_q aşağıdaki gibi tasarlandığı takdirde, q eksenini akım izleme hatası e_q denge noktası olan 0 noktasına yakınsar.

$$V_q = \hat{b}_1i_q + \hat{b}_2\omega_e i_d + \hat{b}_3\omega_e + \hat{b}_2 \frac{\Delta i_{qdes}}{\Delta t} - k_2e_q - e \quad (3.48)$$

Denklem (3.48), (3.47)'de yerine yazıldığında aşağıdaki nihai q eksenli akım izleme hata dinamiği elde edilmektedir.

$$b_2 \dot{e}_q = -\tilde{b}_1 i_q - \tilde{b}_2 \omega_e i_d - \tilde{b}_3 \omega_e - \tilde{b}_2 \frac{\Delta i_{qdes}}{\Delta t} - k_2 e_q - e \quad (3.49)$$

Adım 3. Denklem (3.45), (3.42) ve (2.17)'den, d eksenli akım izleme hata dinamiği aşağıdaki gibi türetilir.

$$b_2 \dot{e}_d = b_2 (\dot{i}_d - \dot{i}_{d-d}) = -\tilde{b}_1 i_d - \hat{b}_1 i_d + \tilde{b}_2 \omega_e i_q + \hat{b}_2 \omega_e i_q + V_d \quad (3.50)$$

Son denetim girişi olan d eksenli gerilimi V_d aşağıdaki gibi tasarlandığı takdirde, d eksenli akım izleme hatası e_d denge noktası olan 0 noktasına sürülmüş olur.

$$V_d = \hat{b}_1 i_d - \hat{b}_2 \omega_e i_q - k_3 e_d \quad (3.51)$$

Denklem (3.51), (3.50)'de yerine yazıldığında aşağıdaki nihai d eksenli akım izleme hata dinamiği elde edilmektedir.

$$b_2 \dot{e}_d = -\tilde{b}_1 i_d + \tilde{b}_2 \omega_e i_q - k_3 e_d \quad (3.52)$$

3.2.4. Kararlılık analizi

Tüm denetim sistemi için pozitif tanımlı bir Lyapunov fonksiyonu aşağıdaki gibi tanımlanmaktadır.

$$V = \frac{1}{2P} a_3 e^2 + \frac{1}{2} b_2 e_q^2 + \frac{1}{2} b_2 e_d^2 + \frac{1}{2\theta_1} \tilde{a}_1^2 + \frac{1}{2\theta_2} \tilde{a}_2^2 + \frac{1}{2\theta_3} \tilde{a}_3^2 + \frac{1}{2\theta_4} \tilde{b}_1^2 + \frac{1}{2\theta_5} \tilde{b}_2^2 + \frac{1}{2\theta_6} \tilde{b}_3^2 \quad (3.53)$$

Bu fonksiyonun zaman göre türevi alındığında aşağıdaki ifadeye ulaşılır.

$$\begin{aligned}
V &= \frac{1}{P} a_3 e \dot{e} + b_2 e_q \dot{e}_q + b_2 e_d \dot{e}_d \\
&+ \frac{1}{\theta_1} \tilde{a}_1 \dot{\tilde{a}}_1 + \frac{1}{\theta_2} \tilde{a}_2 \dot{\tilde{a}}_2 + \frac{1}{\theta_3} \tilde{a}_3 \dot{\tilde{a}}_3 + \frac{1}{\theta_4} \tilde{b}_1 \dot{\tilde{b}}_1 + \frac{1}{\theta_5} \tilde{b}_2 \dot{\tilde{b}}_2 + \frac{1}{\theta_6} \tilde{b}_3 \dot{\tilde{b}}_3
\end{aligned} \tag{3.54}$$

Denklem (3.52), (3.49) ve (3.46)'daki nihai hata dinamiklerinin denklem (3.54)'de yerlerine yazılması aşağıdaki ifade ile sonuçlanmaktadır.

$$\begin{aligned}
\dot{V} &= e \left[e_q - \frac{1}{P} (\tilde{a}_1 \omega + \tilde{a}_2 + \tilde{a}_3 \dot{\omega}_d) - k_1 e \right] \\
&+ e_q \left[-\tilde{b}_1 i_q - \tilde{b}_2 \omega_e i_d - \tilde{b}_3 \omega_e - \tilde{b}_2 \frac{\Delta i_{qdes}}{\Delta t} - k_2 e_q - e \right] \\
&+ e_d \left[-\tilde{b}_1 i_d + \tilde{b}_2 \omega_e i_q - k_3 e_d \right] \\
&+ \frac{1}{\theta_1} \tilde{a}_1 \dot{\tilde{a}}_1 + \frac{1}{\theta_2} \tilde{a}_2 \dot{\tilde{a}}_2 + \frac{1}{\theta_3} \tilde{a}_3 \dot{\tilde{a}}_3 + \frac{1}{\theta_4} \tilde{b}_1 \dot{\tilde{b}}_1 + \frac{1}{\theta_5} \tilde{b}_2 \dot{\tilde{b}}_2 + \frac{1}{\theta_6} \tilde{b}_3 \dot{\tilde{b}}_3
\end{aligned} \tag{3.55}$$

Denklem (3.55) üzerinde birtakım düzenlemeler yapıldıktan sonra denklem aşağıdaki halini almaktadır.

$$\begin{aligned}
\dot{V} &= -k_1 e^2 - k_2 e_q^2 - k_3 e_d^2 \\
&+ \tilde{a}_1 \left[-\frac{1}{\theta_1} \dot{\tilde{a}}_1 - \frac{1}{P} e \omega \right] + \tilde{a}_2 \left[-\frac{1}{\theta_2} \dot{\tilde{a}}_2 - \frac{1}{P} e \right] + \tilde{a}_3 \left[-\frac{1}{\theta_3} \dot{\tilde{a}}_3 - \frac{1}{P} e \dot{\omega}_d \right] \\
&+ \tilde{b}_1 \left[-\frac{1}{\theta_4} \dot{\tilde{b}}_1 - i_q e_q - i_d e_d \right] + \tilde{b}_2 \left[-\frac{1}{\theta_5} \dot{\tilde{b}}_2 - \omega_e i_d e_q + \omega_e i_q e_d - \frac{\Delta i_{qdes}}{\Delta t} e_q \right] \\
&+ \tilde{b}_3 \left[-\frac{1}{\theta_6} \dot{\tilde{b}}_3 - \omega_e e_q \right]
\end{aligned} \tag{3.56}$$

Kapalı çevrim denetim sisteminin asimptotik kararlı olmasını sağlamak için, Lyapunov fonksiyonunun nihai türevini negatif yarı tanımlı hale getiren parametre tahmin yasaları aşağıdaki gibi tanımlanmaktadır.

$$\dot{\tilde{a}}_1 = -\theta_1 \frac{1}{P} e \omega \tag{3.57}$$

$$\dot{a}_2 = -\theta_2 \frac{1}{P} e \quad (3.58)$$

$$\dot{a}_3 = -\theta_3 \frac{1}{P} e \dot{\omega}_d \quad (3.59)$$

$$\dot{b}_1 = -\theta_4 (i_q e_q + i_d e_d) \quad (3.60)$$

$$\dot{b}_2 = -\theta_5 \left(\omega_e i_d e_q - \omega_e i_q e_d + \frac{\Delta i_{qdes}}{\Delta t} e_q \right) \quad (3.61)$$

$$\dot{b}_3 = -\theta_6 \omega_e e_q \quad (3.62)$$

Denklem (3.57-62)'de verilen parametre tahmin yasaları denklem (3.56)'da yerine yazıldığında, Lyapunov fonksiyonunun nihai türevi aşağıdaki gibi elde edilmektedir.

$$\dot{V} = -k_1 e^2 - k_2 e_q^2 - k_3 e_d^2 \leq 0 \quad (3.63)$$

Yukarıda görüldüğü gibi, pozitif tanımlı Lyapunov fonksiyonunun nihai türevi negatif yarı tanımlı olmaktadır.

3.2.4.1. Kararlılık analizi sonucu

LaSalle'nin değişmeyen küme teoremini kullanarak, denklem (3.51), (3.48) ve (3.44) ile sanal ve gerçek denetim girişleri verilen ve ayrıca denklem (3.57-62)'deki parametre tahmin yasalarına sahip olan uyarlamalı denetleyicinin, kapalı çevrim denetim sisteminin tüm işaretlerinin sınırlı kalmasını sağladığı ve denge noktasını genel asimptotik kararlı hale getirdiği sonucuna ulaşılmaktadır.

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (\omega(t), i_q(t), i_d(t)) = (\omega_d, i_{qdes}, i_{d_d}) \quad (3.64)$$

3.2.4.2. LaSalle'nin değişmeyen küme teoreminin denetim sisteminin kararlılık analizinde kullanılması

$V(e, e_d, e_q, \tilde{a}_1, \tilde{a}_2, \tilde{a}_3, \tilde{b}_1, \tilde{b}_2, \tilde{b}_3): R^9 \times R_+ \rightarrow R_+$ sürekli türevlenebilir, radyal olarak sınırsız ve pozitif tanımlı bir fonksiyondur. Bu fonksiyonun türevi ise $\dot{V}(e, e_d, e_q) \leq 0, \forall (e, e_d, e_q, \tilde{a}_1, \tilde{a}_2, \tilde{a}_3, \tilde{b}_1, \tilde{b}_2, \tilde{b}_3) \in R^9$ negatif yarı tanımlıdır. E kümesi, Lyapunov fonksiyonunun nihai türevinin sifira eşit olduğu $\dot{V} = 0$ yerdeki tüm noktaların $E = \{(e, e_d, e_q, \tilde{a}_1, \tilde{a}_2, \tilde{a}_3, \tilde{b}_1, \tilde{b}_2, \tilde{b}_3) \in R^9 \mid (e, e_d, e_q) = (0, 0, 0)\}$ bir kümesi olsun. Bu takdirde, $(e, e_d, e_q) \equiv (0, 0, 0)$ 'den başka hiçbir çözüm E kümesinin içinde sonsuza dek kalmaz. Diğer bir deyişle, E kümesinin içindeki her çözüm, yine E kümesinin içinde ve denklem (3.57-62), (3.51), (3.48) ve (3.44)'ün en geniş değişmeyen kümesi olan M 'ye yakınsamaktadır.

Böylece, kapalı çevrim denetim sistemindeki tüm işaretlerin sınırlı kaldığı ve $(e, e_d, e_q) = (0, 0, 0)$ denge noktasının asimptotik kararlı olduğu sonucuna ulaşılır [16,39, 65-69].

Yukarıda verilen teoreme göre kararlılık analizi sürdürülerek, en geniş değişmeyen küme M , aşağıdaki gibi bulunabilir.

Bu değişmeyen küme M üzerinde $(e, e_d, e_q, \dot{e}, \dot{e}_d, \dot{e}_q) = (0, 0, 0, 0, 0, 0)$ 'dir. Denklem (3.67-62)'de, $(e, e_d, e_q) = (0, 0, 0)$ yapılırsa, $(\dot{\tilde{a}}_1, \dot{\tilde{a}}_2, \dot{\tilde{a}}_3, \dot{\tilde{b}}_1, \dot{\tilde{b}}_2, \dot{\tilde{b}}_3) = (0, 0, 0, 0, 0, 0)$ elde edilmektedir. Denklem (3.51), (3.48) ve (3.44)'de $(e, e_d, e_q, \dot{e}, \dot{e}_d, \dot{e}_q) = (0, 0, 0, 0, 0, 0)$ yapıldığında, sırasıyla

$$\mathbf{0} = \tilde{a}_1 \omega - \tilde{a}_2 - \tilde{a}_3 \dot{\omega}_d$$

$$\mathbf{0} = -\tilde{b}_1 \dot{i}_q - \tilde{b}_2 \omega_e \dot{i}_d - \tilde{b}_3 \omega_e - \tilde{b}_2 (\Delta i_{qdes} / \Delta t)$$

$$\mathbf{0} = -\tilde{b}_1 \dot{i}_d + \tilde{b}_2 \omega_e \dot{i}_q$$

elde edilmektedir. Bu sonuç matris biçiminde aşağıdaki şekilde verilir.

$$\tilde{\theta} = [\tilde{a}_1 \quad \tilde{a}_2 \quad \tilde{a}_3 \quad \tilde{b}_1 \quad \tilde{b}_2 \quad \tilde{b}_3]$$

$$F_x^T = [\omega \quad -1 \quad -\dot{\omega}_d \quad (-i_q - i_d) \quad (\omega_e i_q - \omega_e i_d - \Delta i_{qdes} / \Delta t) \quad -\omega_e]^T$$

Bu en geniş değişmeyen küme M üzerinde;

$$\tilde{\theta} F_x^T = 0$$

olmaktadır. Sonuç olarak, dokuz boyutlu durum, E 'nin içinde bulunan ve denklem (3.57-62), (3.51), (3.48) ve (3.44)'ün en geniş değişmeyen kümesi olan M 'ye yakınsamaktadır. Bu ifade denklem (3.65)'deki gibi yazılmaktadır.

$$M = \{(e, e_d, e_q, \tilde{a}_1, \tilde{a}_2, \tilde{a}_3, \tilde{b}_1, \tilde{b}_2, \tilde{b}_3) \in R^9 \mid (e, e_d, e_q) = (0, 0, 0), \tilde{\theta} F_x^T = 0\} \quad (3.65)$$

LaSalle'nin değişmeyen küme teoreminin tasarlanan denetim sistemine uygulanması ile denklem (3.64)'de verilen kararlılık analizi sonucu denklem (3.65) ile doğrulanmaktadır. Eşdeğer şekilde, denklem (3.64) aşağıdaki gibi de ifade edilebilmektedir.

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \left\| \begin{bmatrix} e(t) \\ e_q(t) \\ e_d(t) \end{bmatrix} \right\| = (0, 0, 0) \quad (3.66)$$

3.2.4.3. Barbalat'ın yardımcı teoreminin denetim sisteminin kararlılık analizinde kullanılması

Aşağıdaki iki sonuç elde edildikten sonra Barbalat'ın yardımcı teoremi kararlılık analizinde kullanılabilir olmaktadır.

Sonuç 1. Denklem (3.53)'den V 'nin aşağıdan sınırlı bir fonksiyon olduğu bellidir. Denklem (3.63)'den, \dot{V} 'nin negatif ya da sıfır olduğu görünmektedir. Bu durum V 'nin artmayan ve aynı zamanda yukarıdan sınırlı bir fonksiyon olduğu anlamına gelir. Takip eden eşitsizlik sonuç olarak çıkartılmaktadır, $(0 \leq V(\infty) \leq V(0) < \infty, \forall t \geq 0)$. Bu nedenle, $V(\infty) \in L_\infty$ ve $e, e_d, e_q, \tilde{a}_1, \tilde{a}_2, \tilde{a}_3, \tilde{b}_1, \tilde{b}_2, \tilde{b}_3 \in L_\infty$ olmaktadır. Varsayım 7'de parametrelerin gerçek

değerlerinin $a_1, a_2, a_3, b_1, b_2, b_3$ birer sabit olduğu kabul edilmektedir ve bu yüzden $\hat{a}_1, \hat{a}_2, \hat{a}_3, \hat{b}_1, \hat{b}_2, \hat{b}_3 \in L_\infty$ olduğu açıktır. Varsayım 2'den referans hız ve zamana göre türevlerinin sınırlı olduğu kabul edilmektedir. Böylece, denklem (3.38), (3.41) ve (3.42)'den $\omega, i_{qdes}, i_q, i_{d_d}, i_d \in L_\infty$ olduğu görülmektedir. Varsayım 3 ve 4'de dış bozucuların sınırlı olduğu kabul edilmektedir. Böylece, denklem (3.35)'den $\dot{\omega} \in L_\infty$ ve dolayısıyla $\dot{e} \in L_\infty$ olduğu ortadır. “q eksen” referans akımının zaman göre analitik türevi: $i_{qdes} = \left(\frac{1}{P} \right) (\hat{a}_1 \dot{\omega} + \hat{a}_1 \omega + \hat{a}_2 + \hat{a}_3 \ddot{\omega}_d + \hat{a}_3 \dot{\omega}_d) - k_1 \dot{e}$ olarak bulunmaktadır. Eğer parametre tahmin yasaları denklem (3.57-62)'den türevde yerine yazılırsa, $\dot{i}_{qdes} \in L_\infty$ olduğu görülmektedir. Herhangi bir fonksiyonun analitik türevi, yine o fonksiyonun nümerik türevine eşdeğerdir. Bu gerçekten yola çıkarak, $di_{qdes} / dt \in L_\infty$ olduğu bellidir. Bütün bunları kullanılarak V_q ve $V_d \in L_\infty$ olduğu denklem (3.48) ve (3.51)'den gösterilebilmektedir. Ayrıca, denklem (3.36) ve (3.37)'den $\dot{i}_q, \dot{i}_d, \dot{\omega} \in L_\infty$ olduğu ortadadır. Sonuç olarak, $\dot{e}, \dot{e}_d, \dot{e}_q \in L_\infty$ olarak bulunmaktadır. Böylece, kapalı çevrim denetim sistemindeki bütün işaretlerin sınırlı kaldığı açıktır.

Sonuç 2. Düzgün süreklilik teoremi ile, $\dot{e}, \dot{e}_d, \dot{e}_q \in L_\infty$ olduğu için e, e_d, e_q 'nin düzgün sürekli olduğu ispatlanmaktadır.

Şimdi, Barbalat'ın yardımcı teoreminin kullanabilmesi için, $e, e_d, e_q \in L_2$ olduğunun gösterilmesi gereklidir.

Bu amaçla, denklem (3.63)'ün her iki tarafının entegrali aşağıdaki gibi alınmaktadır.

$$-\int_0^{\infty} \dot{V}(t) dt = \int_0^{\infty} (k_1 e^2(t) + k_2 e_q^2(t) + k_3 e_d^2(t)) dt$$

Entegral aşağıdaki gibi çözümlenmektedir.

$$\int_0^{\infty} (k_1 e^2(t) + k_2 e_q^2(t) + k_3 e_d^2(t)) dt = V(\mathbf{0}) - V(\infty)$$

Sonuç olarak,

$$\mathbf{0} \leq \sqrt{\int_0^{\infty} (k_1 e^2(t)) dt} \leq \sqrt{\int_0^{\infty} (k_1 e^2(t) + k_2 e_q^2(t) + k_3 e_d^2(t)) dt} \leq \sqrt{V(\mathbf{0})} < \infty$$

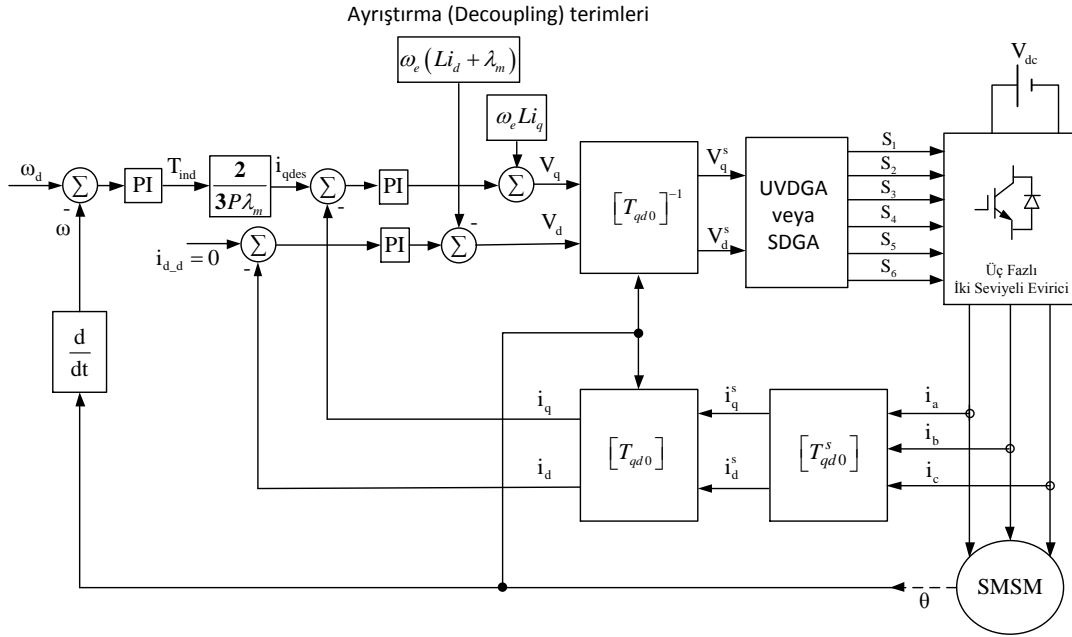
elde edilmektedir. Bu entegral işlemi e_d ve e_q için de tekrarlanarak, aynı sonuç elde edilebilmektedir. Bu işlem sonucunda, $e, e_d, e_q \in L_2$ olduğu ispatlanmaktadır. Bu durum $\lim_{t \rightarrow \infty} \int_0^t e(t) dt$, $\lim_{t \rightarrow \infty} \int_0^t e_q(t) dt$ ve $\lim_{t \rightarrow \infty} \int_0^t e_d(t) dt$ 'nin var ve sınırlı olduğu anlamına gelmektedir. Böylece, Barabalat'ın yardımcı teoremi kullanılarak kararlılık analizi sonucu ispatlanmaktadır.

Sonuç olarak, kapalı çevrim denetim sistemindeki bütün işaretler sınırlı kalmakta ve (e, e_d, e_q) hata dinamiklerindeki $(0,0,0)$ denge noktası genel asimptotik kararlılığa sahip olmaktadır. Bu sonuç, herhangi bir başlangıç noktası için parametre ve dış bozucu belirsizlikleri altında asimptotik hız izleme amacına ulaşıldığını göstermektedir. Bu kısımda tasarlanan denetleyici, bundan önce verilen denetleyicinin iki önemli sakıncasına sahip değildir [71].

3.3. SMSM' un Hız Denetimi için PI Denetleyici Tasarımı

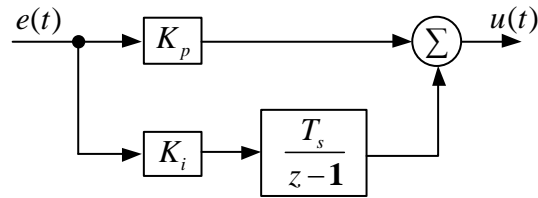
Deneysel çalışmalarda kullanılan SMSM' un elektriksel zaman sabiti 0.002979s'dir. Bu sürenin yaklaşık 5 katı yerleşme zamanına eşittir. SMSM ve evirici dinamikleri de göz önüne alınarak akım PI denetleyicileri için yerleşme zamanı 0.02 s alınmıştır.

Hız ve akım PI denetleyicileri ayrıştırma (Decoupling) yöntemi temelinde tasarlanmıştır. Ayrıştırma yapılarak d ve q eksenini gerilim denklemleri arasında var olan çapraz bağlantılar (doğrusal olmayan terimler) yok edilmiştir. Böylece bu doğrusal olmayan denklemler, doğrusal hale getirilmiştir. Bu durum Şekil 3.1' de ifade edilmektedir.



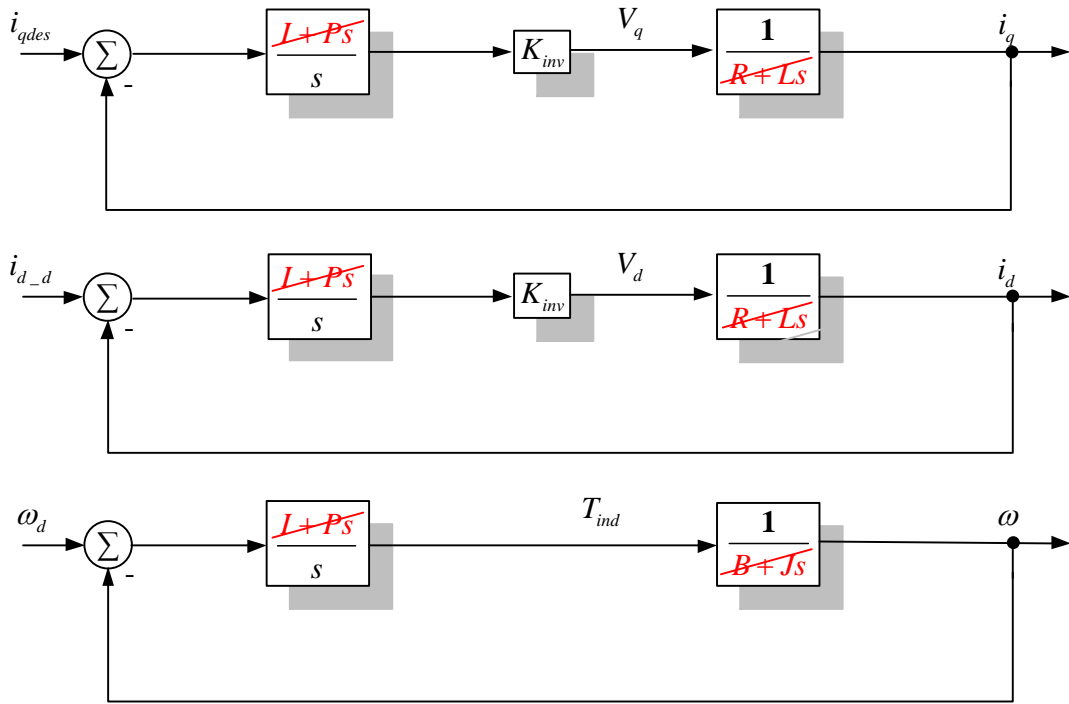
Şekil 3.1. Simülasyon çalışmalarında kullanılan ayrıştırma tabanlı PI denetimli SMSG vektör denetim şeması

Hız ve akım PI denetleyicilerinde, paralel PI denetleyici yapısı seçilmiştir. Bu yapıdaki denetleyicilerin şeması aşağıda Şekil 3.2’de verilmektedir.



Şekil 3.2. Paralel yapıda PI denetleyici şeması

Hız ve akım PI denetleyicilerinin tasarımında, kutup-sıfır yok etme yöntemi kullanılmıştır. Bu yöntem, PI denetleyici katsayılarının tasarımında kullanılan en yaygın ve bilinen analitik yöntemlerden bir tanesidir. Kutup-sıfır yok etme işlemi aşağıda Şekil 3.3’de açıklanmaktadır.



Şekil 3.3. Kutup-sıfır yok etme yönteminde oluşan akım ve hız PI denetleyici şemaları

Şekil 5.2’de evirici sabiti, $K_{inv} = V_{dc}/V_{cmax}$ ’ dir. Akım PI denetleyicilerinin tasarımında kutup-sıfır yok etme işlemini gerçekleştirebilmek için, Şekil 3.3’de görüldüğü gibi,

$$I = R$$

$$P = L$$

seçilmesi gereklidir. Bu durumda, q ve d eksenli akım PI denetleyici katsayıları,

$$K_{pq} = K_{pd} = \frac{200P}{K_{inv}} = 23.8$$

$$K_{iq} = K_{id} = \frac{200I}{K_{inv}} = 11371$$

olarak bulunmaktadır. Böylece, eviricinin akım denetim döngülerine eklediği kazanç yok edilmiş olmaktadır. 200 ise, yerleşme zamanını 0.02 s’ye ayarlayabilmek için sisteme kazanç olarak eklenmiştir. Sonuç olarak, akım denetim döngülerinin kapalı çevrim transfer fonksiyonları,

$$TF(s)_{qd} = \frac{200}{s + 200}$$

olarak sonuçlanmaktadır. Bu durumda akım denetim döngülerinin 0.02 s yerleşme zamanını sağladığı, ayrıca sıfır aşmaya sahip olduğu (birinci dereceden sisteme indirgendiği için) yukarıdaki transfer fonksiyonundan açıkça anlaşılmaktadır.

Kesin bir kural olmamasına rağmen, çoğu gerçek zamanlı uygulamada akım denetim döngüsü hız denetim döngüsünden yaklaşık olarak 10 kat daha hızlı seçilmektedir. Aynı seçim, deneysel çalışmalarda kullanılan Texas Instrument tarafından üretilmiş olan TMDSHVMTRPFCKIT' in vektör denetim PI denetleyicilerinde de yapılmıştır. Sonuç olarak, hız denetimi için tasarlanan PI denetleyicisinin yerleşme zamanı 0.2 s olarak belirlenmiştir.

Akım PI denetleyicilerinde yapıldığı gibi, kutup-sıfır yok etme işlemini gerçekleştirebilmek için,

$$I = B$$

$$P = J$$

olarak seçilmelidir. Sonrasında, hız denetimi için PI katsayıları,

$$K_{p\omega} = \frac{20P}{K_{inv}} = \mathbf{0.0151}$$

$$K_{i\omega} = \frac{20I}{K_{inv}} = \mathbf{0.0484}$$

olarak hesaplanmaktadır. Yukarıda görüldüğü gibi evirici sabiti hız PI denetleyicisine de eklenmiştir. Bunun nedeni, evirici sabitinin akım PI denetleyicilerine kazandırdığı hızı, aynı oranda hız PI denetleyicisine de kazandırmaktır. 20 kazancı ise, hız denetim döngüsünde 0.2 s yerleşme zamanını sağlamak için eklenmiştir. Bu durumda, hız denetim döngüsünün kapalı çevrim transfer fonksiyonu,

$$TF(s)_\omega = \frac{20}{s + 20}$$

halini almaktadır. Bu durumda hız denetim döngüsünün 0.2 s yerleşme zamanını sağladığı, ayrıca sıfır aşmaya sahip olduğu (birinci dereceden sisteme indirgendiği için) yukarıdaki transfer fonksiyonundan açıkça anlaşılmaktadır.

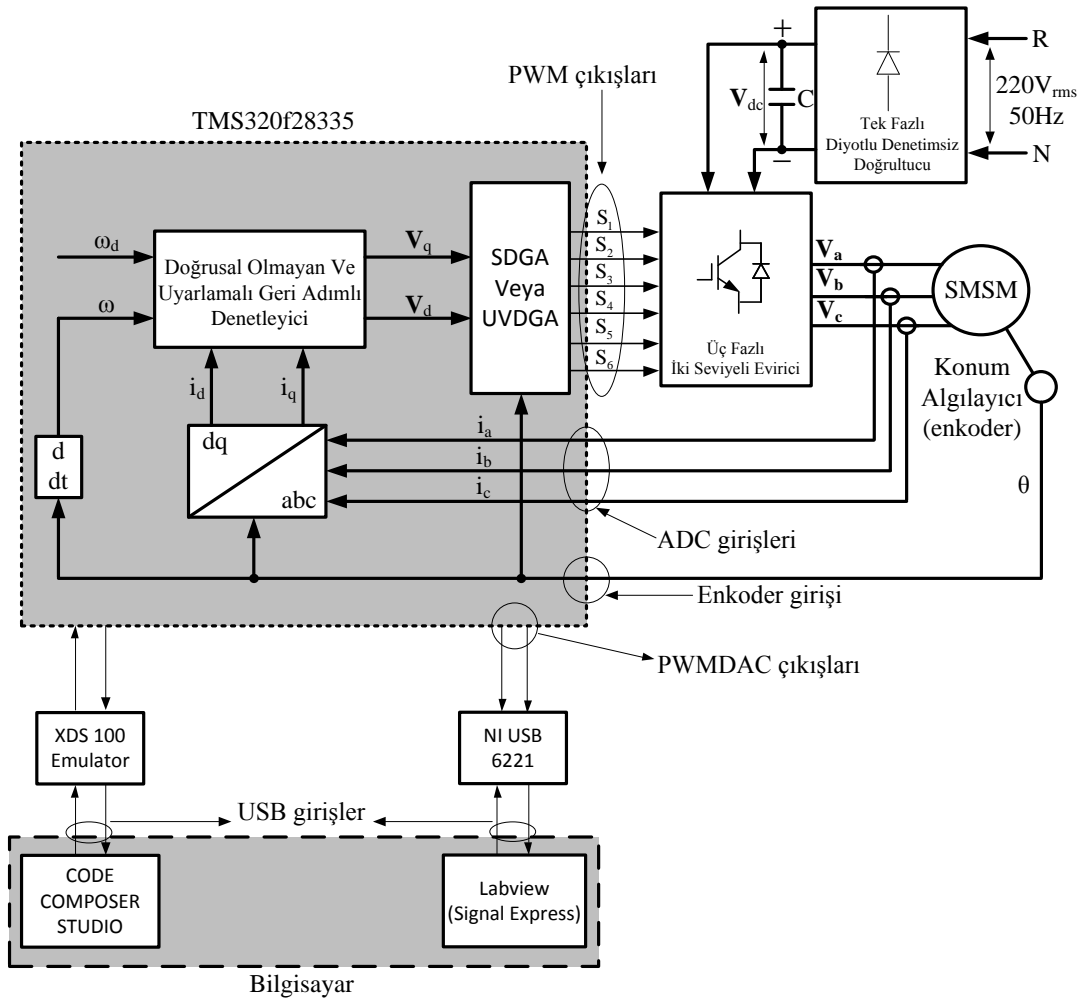
Bundan başka, denetleyici öncesinde kullanılan bir önfilter (prefilter) ile de PI denetleyici tasarımı yapılabilmektedir. Bu yöntemde, PI kapalı çevrim denetim

döngülerinden önce kullanılan bir önfilter sayesinde, denetim döngüsü kapalı çevrim transfer fonksiyonun sahip olduğu sıfır yok edilebilmektedir. Böylece, geri kalan ikinci dereceden (sıfırı olmayan) karakteristik denklemin doğal frekansı ve sönüm katsayısının uygun değerlere ayarlanması suretiyle, PI denetleyici tasarımı yapılmaktadır. Fakat bu yöntemde, denetleyici tasarımı çok karmaşık hale gelmektedir. Ayrıca tasarlanan denetleyici bir önfilter de içerdiği için, bu denetleyicinin gerçek zamanlı uygulaması da daha zor hale gelmektedir.

BÖLÜM 4. GERÇEK ZAMANLI DENEYSEL UYGULAMA

4.1. Giriş

Tasarlanan denetleyicinin gerçek zamanlı uygulama sonuçlarını sunmadan önce, gerçek zamanlı çalışmanın nasıl gerçekleştirildiğini açıklayan bazı önemli şekil ve açıklamalar aşağıda verilmiştir. İlk olarak, önerilen her iki denetleyici için deneysel uygulama kapalı devre şeması Şekil 4.1’de verilmektedir.



Şekil 4.1. Deneysel çalışmanın kapalı devre şeması

Şekil 4.1’de görüldüğü gibi, konum bilgisi okunmakta ve türevi alınarak rotor hızının anlık değeri hesaplanmış, sonrasında ikisi birlikte geri beslenmiştir. Aynı zamanda üç fazlı akımlar da ölçülerek Park dönüşümüne tabi tutulmuş, elde edilen d-q eksenli akımları i_d ve i_q geri beslenmiştir. Sonrasında, bu geri beslemelerin kullanıldığı denetleyici dinamikleri yürütülerek gerçek denetim girişleri olan V_d ve V_q gerilimleri hesaplanmıştır.

V_d ve V_q denetim girişleri kullanılarak UVDGA veya SDGA yöntemlerinden biri işletilmiş, böylece hız hatasını sıfıra götürecektir frekans ve genlikte üç fazlı V_a , V_b ve V_c DGA gerilimleri elde edilmiştir.

Bu gerilimlerin SMSM’a uygulanması ile bir denetim döngüsü bitirilmektedir. Bu denetim döngüsü ile DGA kesmesi, diğer bir deyişle; denetim döngüsünün frekansı ve anahtarlama frekansı birbirine senkron durumdadır. Önerilen denetleyiciler için, Şekil 4.1’de sadece denetleyici farkı vardır.

TMS320f28335’i programlamak ve hata ayıklamak için Code Composer Studio yazılımı ve XDS 100 emulatör donanımı kullanılmaktadır.

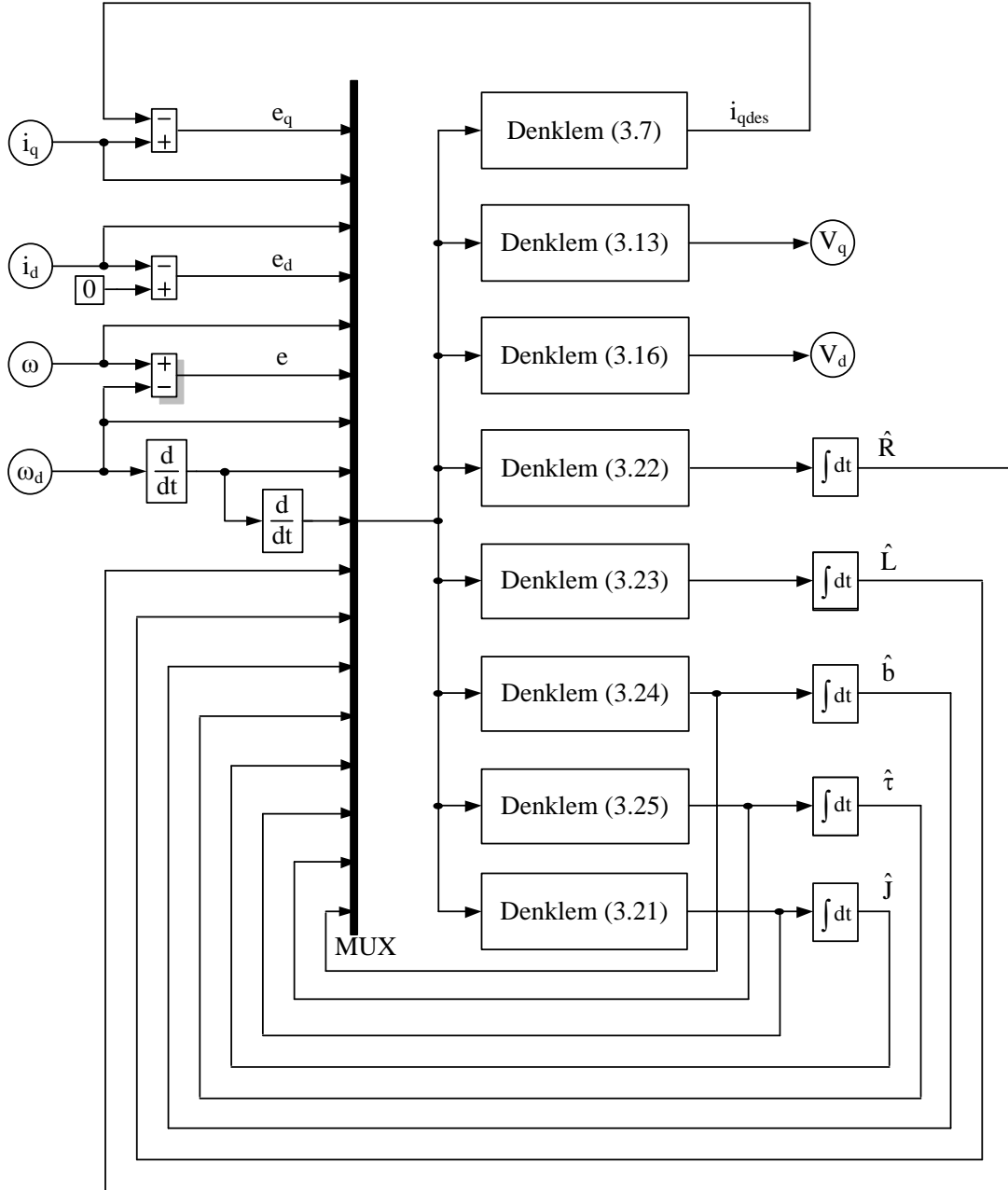
Veri toplama işlemi ise, NI USB 6221 donanımı ve LabVIEW SignalExpress yazılımının deneme sürümü ile gerçekleştirilmektedir.

4.2. Önerilen Denetleyicilerin Simülasyon ve Gerçek Zamanlı Uygulama Şemaları

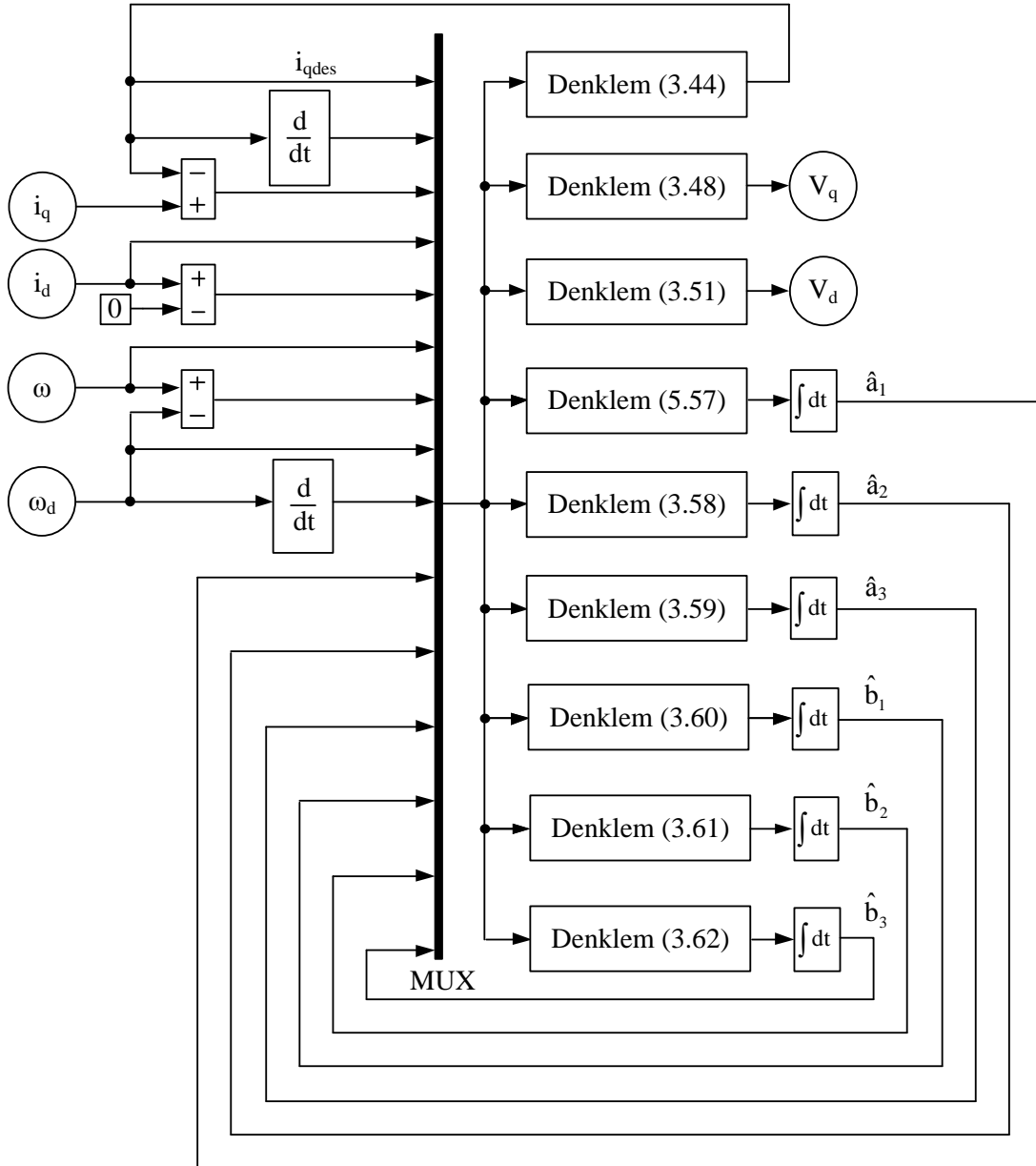
Önerilen ilk denetleyici Şekil 4.2’de ikincisi Şekil 4.3’de açık şemalar olarak verilmektedir.

Şekil 4.2’de görüldüğü gibi, ilk olarak durum değişkenlerine ait hatalar hesaplanmaktadır. Ardından, parametre tahminleri ve q eksenli referans akımı hesaplanarak geri beslenmektedir. Bu geri beslemelere dayalı olarak da denetim girişleri olan V_d ve V_q gerilimleri hesaplanmaktadır.

Şekil 4.3’de görüldüğü gibi, ikinci denetleyicinin algoritma olarak ilkinden büyük bir farkı yoktur. İlk denetleyici de üç adet parametre tahmininin türevi geri beslenirken, bu durum ikinci denetleyici de yoktur. Fakat ikinci denetleyicinin ilkinden en büyük farkı, q eksenini referans akımının türevinin hesaplanarak geri beslenmesidir.



Şekil 4.2. Önerilen doğrusal olmayan ve uyarlamalı ilk denetleyicinin açık şeması



Şekil 4.3. Önerilen doğrusal olmayan ve uyarlamalı ikinci denetleyicinin açık şeması

4.3. Deneysel Donanım Birimleri

Deneysel çalışmada, Texas Instrument firmasının “High Voltage Digital Motor Control (DMC) and Power Factor Correction (PFC)” kiti (TMDSHMTRPFCKIT), F28335 kontrol kartı ve programlama yazılımı kullanılmıştır. Bu kitin resmi Şekil 4.4’de, kitin içinde takılı bulunan F28335 kontrol kartının görünümü ise Şekil 4.5’de verilmektedir.



Şekil 4.4. TMDSHVMTRPFCKIT'in görünümü



Şekil 4.5. TMDSCNCD28335 kontrol kartı (F28335 kontrol kartı)

TMS320f28335 Sayısal İşaret İşlemci (DSP) tabanlı kontrol kartı, kitin içinde bütünleşik haldedir ve kit bu kontrol kartı ile kontrol edilmektedir. Kontrol kartının kodu ise TMDSCNCD28335'dir.

Şekil 4.5'de verilen kontrol kartında bulunan TMD320f28335 DSP, 150MHz hızında 32 bitlik bir işlemcidir. Donanımsal virgüllü sayı işlem ünitesine sahiptir. Bu tür işlemciler kayan noktalı (floating point) DSP olarak adlandırılmaktadır. TMD320f28335, elektrik motorlarının denetimi için gerekli bütün ara yüzlere

(yüksek hızlı analog-sayısal çevirici, yüksek çözünürlüklü DGA ara yüzü ve birçok haberleşme ara yüzü gibi...) sahiptir, bu yüzden endüstride ve bilimsel araştırmalarda yoğun bir şekilde kullanılmaktadır. TMDS320f28335, günümüzde gerçek zamanlı denetim uygulamalarında en yüksek performansın elde edilebildiği birkaç işlemciden bir tanesidir. TMDS320f28335'in DGA kesmesi 10kHz'e ayarlanmıştır (diğer bir deyişle ayırık zaman değeri 100µs'dir) ve ADC'lerin okunması da dahil olmak üzere diğer bütün işlemler bu DGA kesmesine senkron hale getirilmiştir.

Deneysel çalışmada kullanılan SMSM'un resmi ise Şekil4.6'de verilmektedir.



Şekil 4.6. Deneysel çalışmada kullanılan SMSM'un görüntüsü.

Code Composer Studio (CCS) programı, Texas Instrument firmasının kendi işlemcileri için ürettiği tümleşik bir geliştirme ortamı (IDE)'dir. Bu program ile Texas Instrument firmasına ait işlemciler programlanabilmektedir. Ayrıca CCS programı ilgili bütün sürücülere, kaynak kod düzenleyicisine, derleyicilere, proje geliştirme ortamına, hata ayıklama fonksiyonlarına, benzetim ortamına, gerçek zamanlı işletim sistemine ve daha birçok farklı özelliklere sahiptir. Kitin içindeki F28335 kontrol kartının programlanması CCS IDE ile C dilinde yapılmıştır.

Şekil 4.6'da görüldüğü gibi SMSM iki adet kabloya sahiptir. Bunlardan bir tanesi SMSM'un üç fazlı güç kablosudur. Diğer ise enkoder kablosudur. Enkoder artımsal yapıya sahiptir, 5V beslemelidir ve bir devirde 2500 pals üretmektedir. Deneysel çalışmada kullanılan bu SMSM'un parametreleri aşağıda verilmektedir.

Tablo 4.1. Deneysel çalışmada kullanılan SMSM'un parametreleri

Parametre	Parametrenin birimi	Parametrenin değeri
Faz direnci (R)	Ω (ohm)	2.35
Faz endüktansı (L)	H (henri)	0.007
Rotor mıknatıslama akısı (λ_m)	Wb (weber)	0.0572
Sürtünme sabiti (B)	Nm.s	0.0001
Eylemsizlik momenti (J)	Kg.m ²	0.0000313

Yukarıdaki SMSM'un anma gücü 400W, anma devri 3000d/dak, anma momenti 1.27Nm ve anma akımının etkin değeri 2.7A'dır.

Veri toplamak için ise iki farklı fonksiyonu yürütecek iki farklı donanıma ihtiyaç duyulmuştur. Bunlardan ilki, DSP'nin hafızasındaki verileri analog değerler olarak gerçek dünyada elde etmektir. İkincisi de, bu analog değerleri uzun süreli kaydetmek ve bir program aracılığı ile görsel hale getirmektir.

Veri toplamak veya diğer bir deyişle ölçüm almak için TMDSHVMTRPFCKIT'in PWMDAC çıkışları kullanılmıştır. Toplam iki adet PWMDAC çıkışı mevcuttur ve PWMDAC çıkışlarının anahtarlama frekansı 10kHz'dir. Bu çıkışlara kesim frekansı 328 rad/s olan 1. dereceden alçak geçiren analog filtreler bağlanmıştır. Böylece PWM işaretleri alçak geçiren filtreden geçirilerek yüksek frekanslı parazitleri süzölmüş ve filtrenin çıkışında çok yaklaşık olarak temel dalga elde edilmiştir. Bu tür deneysel çalışmalarda sayısal-analog dönüştürücü (ADC)'ler kullanılarak daha yüksek performanslı ölçüm almak mümkündür. Fakat artan karmaşa ve maliyet problemi, PWMDAC ölçüm alma şeklini önemli bir seçenek haline getirmektedir. PWMDAC çıkışları 0 – 3.3V'dur, yani ölçüm alınacak bütün değişkenlere ait veriler 0 – 3.3V aralığına ölçeklenmektedir.

DSP'nin hafızasında bulunan ve gerçek dünyada fiziksel karşılığı olmayan değişkenler "örneğin q eksenini akımı i_q ", sayısal-analog dönüştürücü (DAC) ile gerçek dünyaya birer analog değer (gerilim veya akım) olarak aktarılabilir. Bu işlemi PWMDAC çıkışları ve alçak geçiren filtreler gerçekleştirmektedir.

Veri toplama işlemi ise National Instrument firmasının bir ürünü olan NI USB 6221 veri toplama kartı ile gerçekleştirilmiştir. Bu kartın görüntüsü aşağıda verilmektedir.



Şekil 4.7. NI USB 6221 veri toplama kartı

NI USB 6221 veri toplama kartı (DAQ) 16 adet analog giriş, 2 adet analog çıkış ayrıca 4 adet sayısal giriş ve çıkışa sahiptir. Analog giriş ve çıkışlar 250kS/s hıza sahiptir. Yapılan deneysel çalışmada 2 adet veri DSP'nin PWMDAC çıkışlarından NI USB 6221'ye gönderilmiş ve bu veriler 10kS/s hızında toplanmıştır.

Önceden belirtildiği gibi yalnızca iki adet PWMDAC çıkışı mevcuttur ve bunlar DAQ'ın analog giriş 0 ve 9 uçlarına bağlanmıştır. Bu yüzden DAQ ile aynı anda yalnızca iki adet veri toplanabilmektedir. Toplam 15 adet veri sıra ile ikişer ikişer toplanmıştır.

Verileri görsel hale getirmek için kullanılan yazılım ise National Instrument firmasına ait olan LabVIEW SignalExpress'dir. Çalışmada bu yazılımın deneme sürümü kullanılmıştır. Bu yazılım ile National Instrument firmasının ürettiği DAQ kartlarından veri toplanabilmektedir. Ayrıca, bu yazılım toplanan verileri gerçek

zamanlı izleme, excel dosyasına kaydetme ve alarm veya kaydetme koşulu kurma gibi daha birçok ileri seviye fonksiyonlara sahiptir.

4.4. Önerilen Denetleyicinin Gerçek Zamanlı Uygulanması

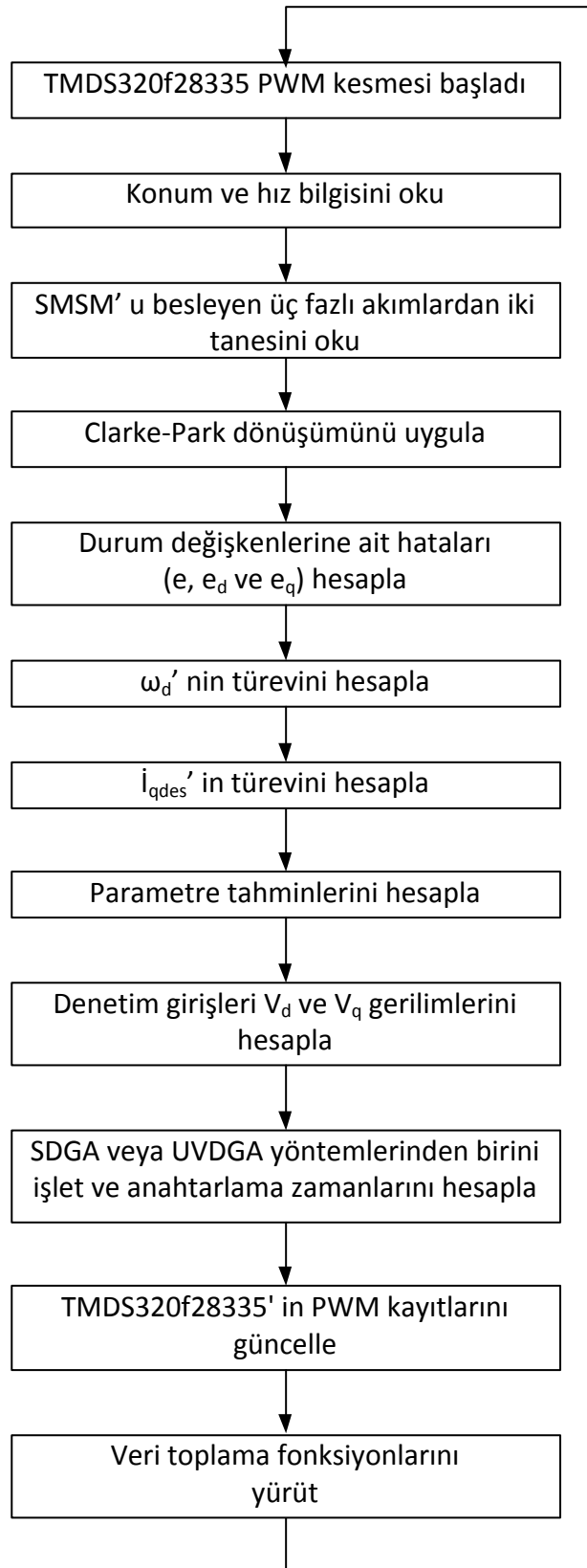
Gerçek zamanlı uygulamada, sadece önerilen ikinci denetleyiciye ait deneysel çalışma yapılmıştır. Bu deneysel çalışmanın ayrık zaman algoritması, Şekil 4.8' de verildiği gibidir.

Şekil 4.8'de görüldüğü gibi denetim döngüsü TMDS320f28335'in PWM (DGA) kesmesi ile senkron durumdadır. DGA kesmesinin frekansı, diğer bir deyişle; anahtarlama frekansı 10kHz seçilmiştir.

DGA kesmesi her $100\mu\text{s}$ 'de bir gerçekleşmekte ve DGA kesme altprogramı içine yazılan program yürütülmektedir.

DGA kesmesi geldiği anda ilk olarak θ ve ω (konum ve hız) bilgileri okunur. Ardından iki faz akımları okunur. Üç faz akımları dengeli olduğu için toplamları sıfırdır ve böylece diğer faz akımı bu ikisi aracılığı ile hesaplanabilmektedir. Bu akımlara Clarke-Park dönüşümü diğer bir deyişle abc-dq dönüşümü uygulandıktan sonra i_d ve i_q akımları elde edilmiş olur. Üç adet durum değişkeni ω , i_d ve i_q elde edildiği için, sırada bu durum değişkenlerine ait hataların e , e_d ve e_q hesaplanması vardır. Bir sonraki adımda sırasıyla referans hızın türevi $\dot{\omega}_d$ ve q eksen referans akımının türevi \dot{i}_{qdes} hesaplanmaktadır.

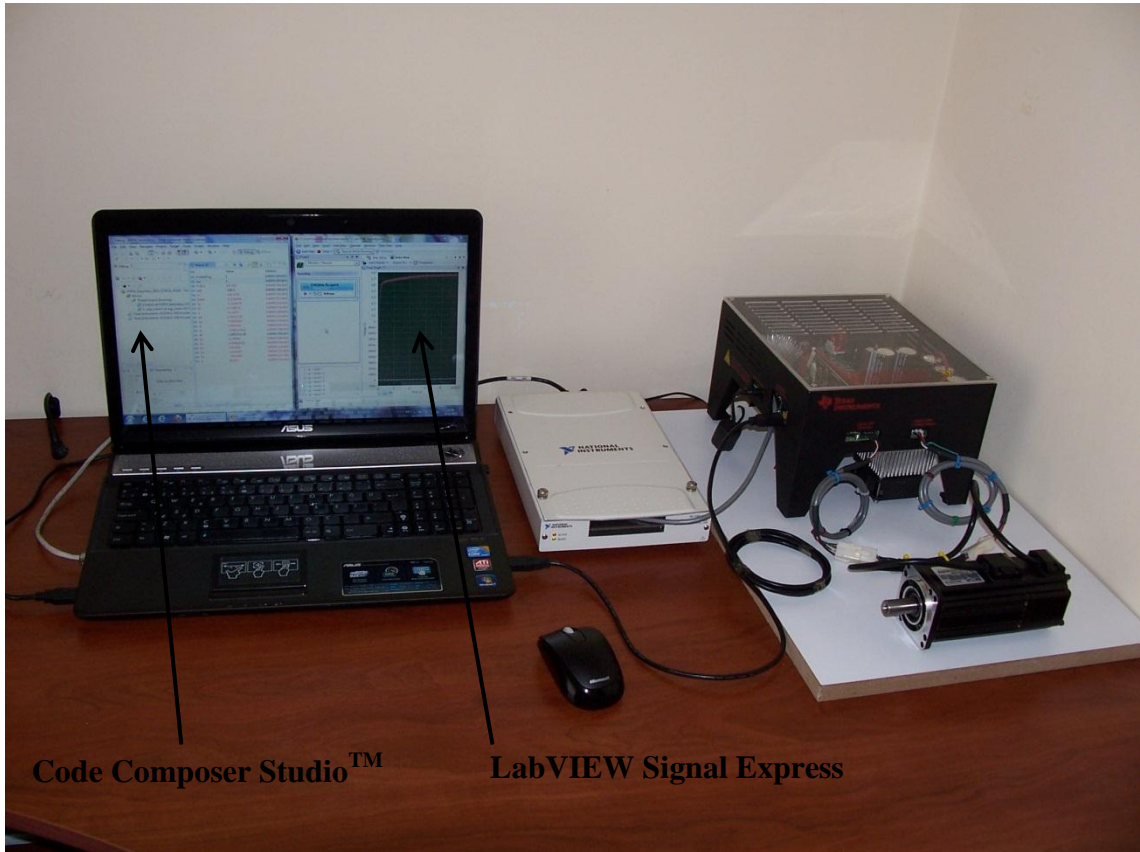
ω_d 'nin türevi $100\mu\text{s}$ 'de bir, i_{qdes} 'in türevi de 10ms 'de bir hesaplanmaktadır. Türevlerin hesaplanmasından sonra parametre tahminleri ve son olarak da denetim girişleri olan V_d ve V_q gerilimleri hesaplanmaktadır.



Şekil 4.8. Önerilen ikinci denetleyicinin ayrık zaman algoritması

V_d ve V_q gerilimlerinin hesaplanması ile denetleyiciye ait kısım son bulmaktadır. Sırada V_d ve V_q gerilim bilgilerini kullanarak SMSM'ü bir DGA yöntemi ile sürmek vardır. Böylece, SDGA veya UVDGA yöntemlerinden biri seçilir ve eviricide bulunan altı adet güç anahtarı için tetiklemeler elde edilir. TMDS320f28335'in PWM kayıtlarının güncellenmesi ile bu tetiklemeler ilgili güç anahtarlarına uygulanmış olmaktadır. Böylece bir denetim döngüsü sona erer ve başlangıçtan $100\mu s$ sonra diğeri gerçekleşir. Dolayısı ile bütün bu işlemlerin $100\mu s$ 'de kesinlikle bitirilmesi gereklidir. Bu döngü motora uygulanan enerji kesilinceye kadar devam eder.

Aşağıdaki şekilde deneysel düzeneğin görüntüsü verilmektedir.



Şekil 4.9. Kurulan deneysel düzeneğin görüntüsü

Şekil 4.9'da görüldüğü gibi son derece güvenli, karmaşık olmayan ve yüksek performanslı bir deneysel çalışma düzeneği kurulmuştur.



Şekil 4.10. Deneysel düzeneğin kablo bağlantıları

Şekil 4.10' da kablo bağlantılarının daha açık şekilde gözüktüğü, düzeneğin üstten görüntüsü verilmektedir.

Deneysel çalışmada, denetleyicinin parametre tahmin ve geri besleme kazanç değerleri; $\theta_1 = 0,001$, $\theta_2 = 10$, $\theta_3 = 0,0000001$, $\theta_4 = 0,5$, $\theta_5 = 0,000001$, $\theta_6 = 0,002$, $k_1 = 0,3$, $k_2 = 250$, $k_3 = 1$ olarak seçilmiştir.

4.5. Deneysel Çalışma Kısıtlılıkları

Elektrik motorları için, değişken hızlarda sabit bir yük momenti ile yükleme yapabilen düzenekler oldukça pahalı olduğu için, böyle bir düzenek maddi imkânsızlıklar nedeniyle edinilememiştir. Bu yüzden gerçekleştirilen deneysel çalışmada SMSM boşa çalıştırılmıştır.

SMSM'un miline entegre halde bulunan enkoderin bir devirde ürettiği pals miktarı 2500'dür. Daha yüksek pals sayısına sahip bir enkoderle, daha yüksek çözünürlüğe ve dolayısıyla daha düşük hata oranına sahip bir hız geri beslemesi elde edilebilir. Bu durumda, denetleyicinin performansı da önemli ölçüde artacaktır.

TMDSHVMTRPFCKIT'de üç fazlı akımların ölçümleri için, işaret düzenleyici devrelerde kullanılan işlemsel yükselteçler belirli bir off-set hata gerilimine sahiptir. Bu durum denetleyicinin performansını düşürmektedir. Daha düşük off-set hata gerilimine sahip işlemsel yükselteçlerle, daha yüksek doğruluk oranlarında akım geri beslemeleri elde edilebilir. Böylece denetleyicinin performansı da önemli ölçüde iyileşecektir.

TMDSHVMTRPFCKIT ile ilgili bütün bilgiler üreticinin internet sitesinde mevcuttur. Bu kite ait donanım bilgileri açık kaynak olarak verilmektedir [72].

BÖLÜM 5. SONUÇLAR

Deneysel çalışma sonuçlarından önce simülasyon çalışmalarına ait sonuçlar aşağıda sunulmuştur. Bu simülasyon çalışmalarında, deneysel düzeneğe ait parametreler kullanılarak, düzeneğin birebir modeli MATLAB/Simulink ortamında çıkartılmış ve simülasyon çalışmaları bu model üzerinden gerçekleştirilmiştir.

Simülasyon çalışmaları için PI denetleyici tasarımları Bölüm 3' de yapılmış ve bu denetleyicilere ait çıkış grafikleri aşağıda elde edilmiştir. Ardından, önerilen ikinci denetleyicinin simülasyon çalışmalarına ait çıkış grafikleri elde edilmiştir.

Tüm simülasyon ve deneysel çalışmalarda aynı referans hız profili kullanılmıştır. Böylece, aynı koşullar altında geleneksel PI denetleyici ve önerilen yöntem arasında bir performans analizi yapılmıştır.

Buna ek olarak, önerilen yönteme ait simülasyon ve deneysel çalışma sonuçları da birbirleri ile karşılaştırılmıştır.

Simülasyon çalışmaları ayrıık zamanda gerçekleştirilmiştir. Simülasyon dosyasının adım zamanı $1e-6$ s'ye, PI denetleyicilerde dahil olmak üzere tüm denetim sisteminin (tüm modelin) ayrıık zamanı $1e-4$ s'ye ayarlanmıştır. Simülasyonlarda DGA yöntemi olarak SDGA yöntemi kullanılmıştır. Deneysel çalışmada olduğu gibi, SDGA' nın anahtarlama frekansısı 10kHz 'e maksimum doluluk oranının (maximum duty cycle) değeri ise $V_{cmax} = 7500$ ' e ayarlanmıştır.

Önerilen geri adımlı denetleyici için de (yukarıdaki ile) aynı DGA parametreleri seçilmiştir. Parametre tahmin ve denetim yasalarına ait ayrıık zaman, yine PI denetleyicilerde olduğu gibi $1e-4$ s seçilmiştir. Referans q ekseninin türevi ise $1e-2$ s ayrıık zaman periyotlarında hesaplanmıştır.

Klasik PI denetleyici ve önerilen denetleyicinin tamamen aynı şartlar altında simule edilmesi, aralarında yapılan performans analizinin geçerliliğini çok yüksek hale getirmektedir.

5.1. Simülasyon Çalışmalarına ait Sonuçlar

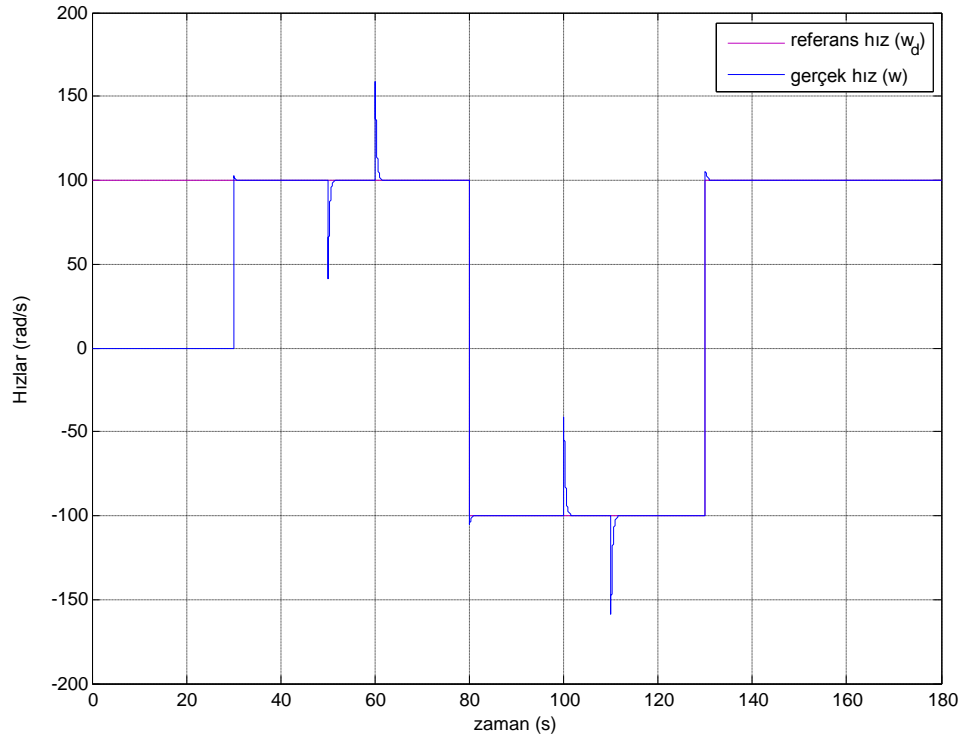
Simülasyon çalışmalarında ilk olarak PI denetleyici ile SMSM' un hız denetimine ait sonuçlar ve ardından önerilen geri adımlı denetleyiciye ait hız denetim sonuçları elde edilmiştir.

5.1.1. SMSM' un PI denetleyici ile hız denetimine ait simülasyon sonuçları

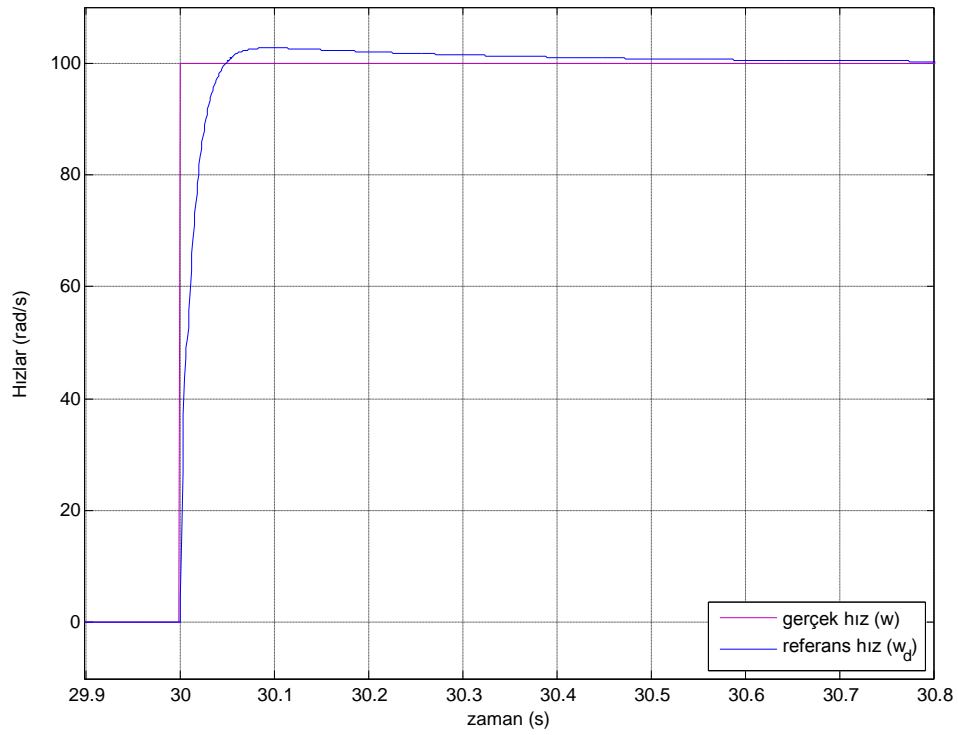
Bölüm 3'de tasarlanan PI denetleyici katsayılarına ile aşağıdaki sonuçlar alınmıştır. İlk olarak, 0 ile 30s arasında d ekseni referans akımı 1A'e, q ekseni referans akımı da 0A'e sürülmüştür. Bu çalışma durumunda hız döngüsü devrede değildir. Bu işlemin amacı rotoru başlangıç konumuna (0 derece) sabitlemektir.

30. s'de hız döngüsü kapatılmış ve 100 rad/s referans hız devreye alınmıştır. 50. s'de motora 1 Nm yük momenti uygulanmış ve 60. s'de yük momenti tekrar sıfıra düşürülmüştür. Aynı işlem 100 ve 110. s'lerde de tekrar edilmiştir.

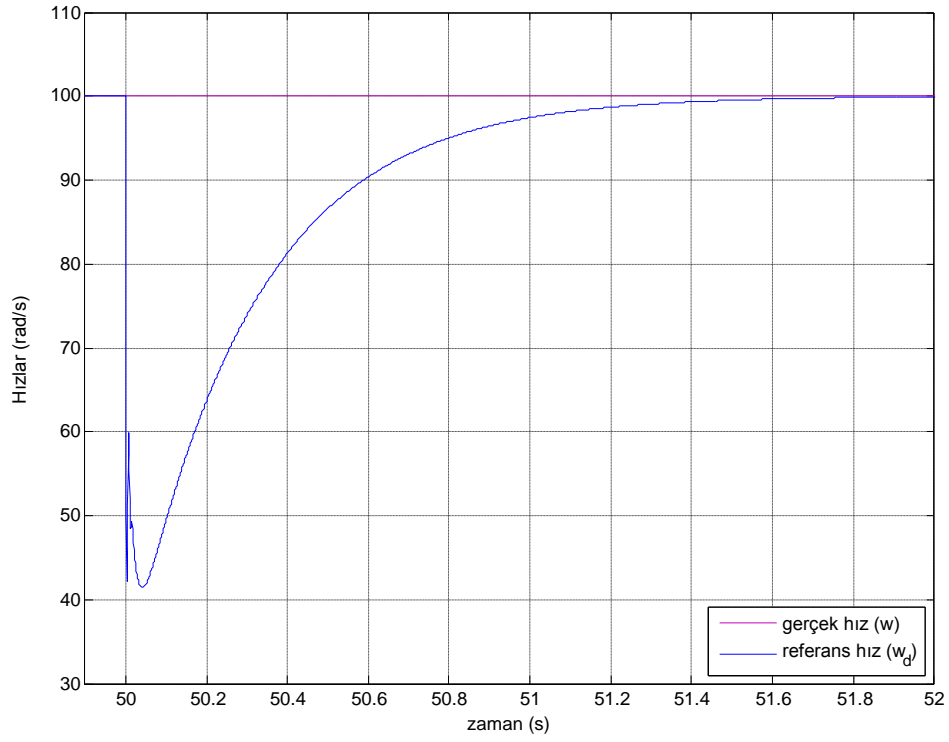
Şekil 5.1'de basamak referans hız profili ve gerçek hız birlikte verilmiştir. 80. s'de referans hız 100 rad/s'den -100 rad/s' ye, 130. s'de ise -100 rad/s'den 100 rad/s' ye değiştirilmiştir. Şekil 5.2, 5.3, 5.4, 5.5, 5.6, 5.7 ve 5.8'de ise oluşan geçici durumların yakından görüntüleri verilmiştir.



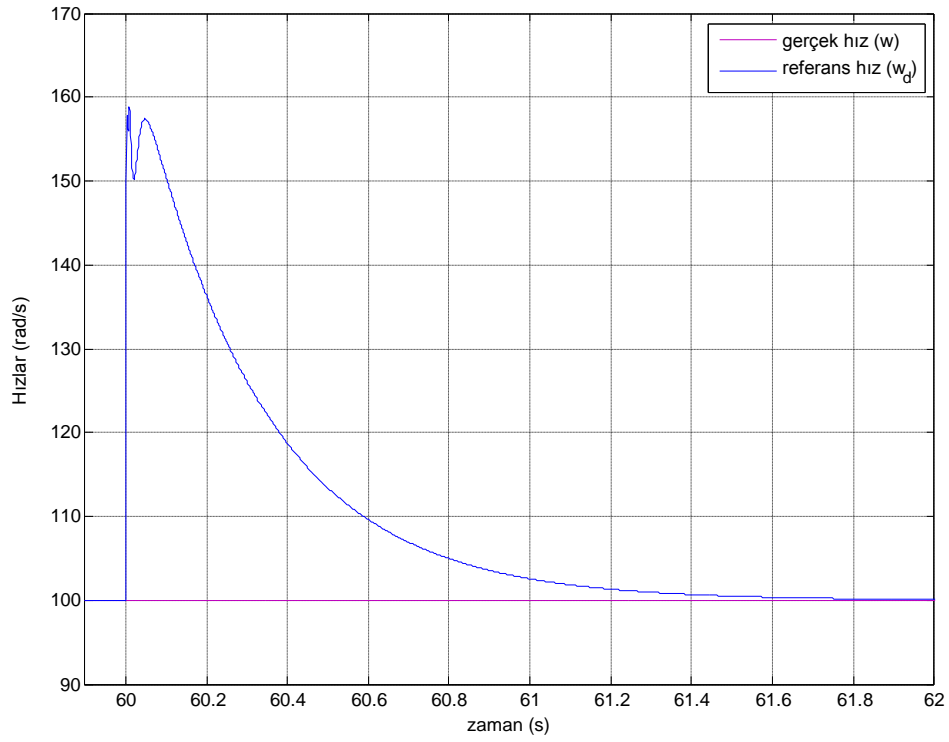
Şekil 5.1. Basamak referans hız profili ve gerçek hız



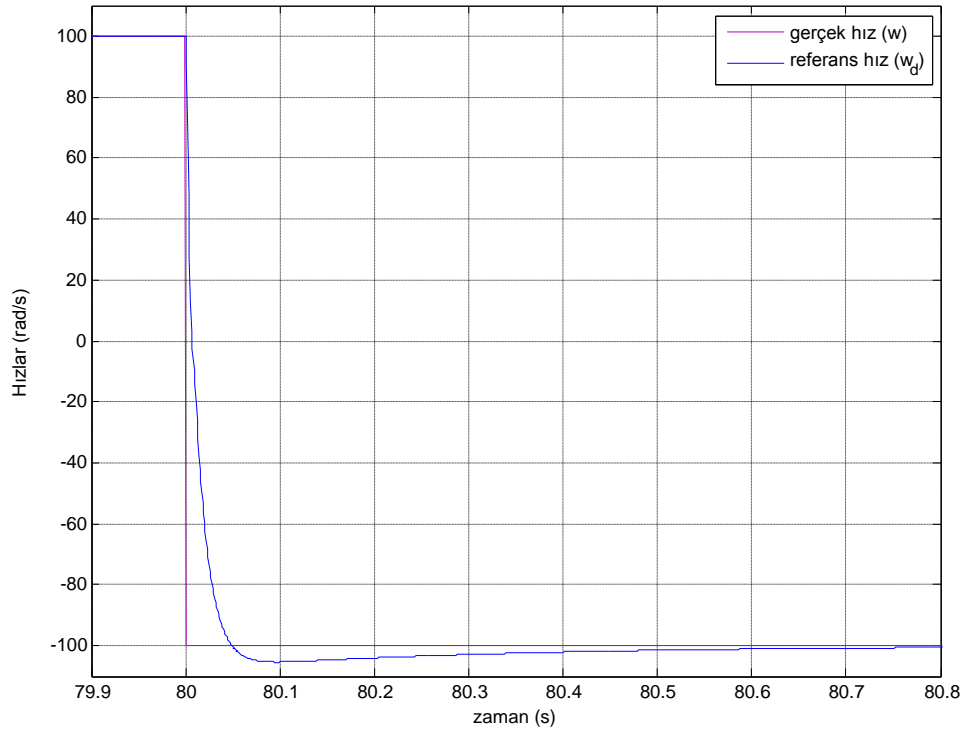
Şekil 5.2. Referans ve gerçek hızın 30. s etrafında yakından görüntüsü



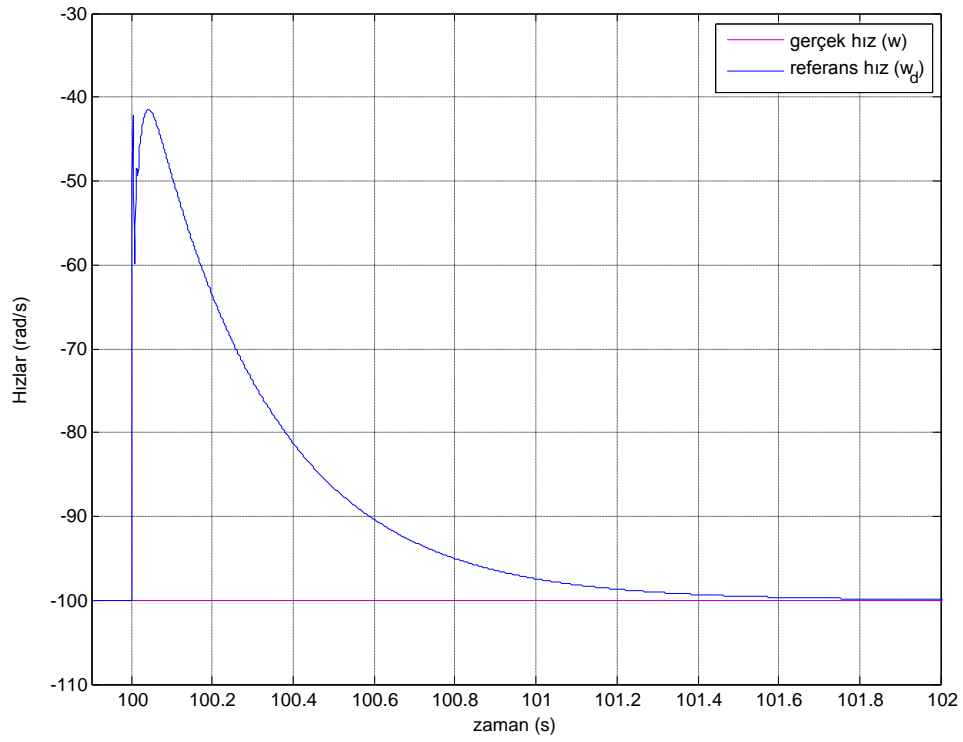
Şekil 5.3. Referans ve gerçek hızın 50. s etrafında yakından görüntüsü



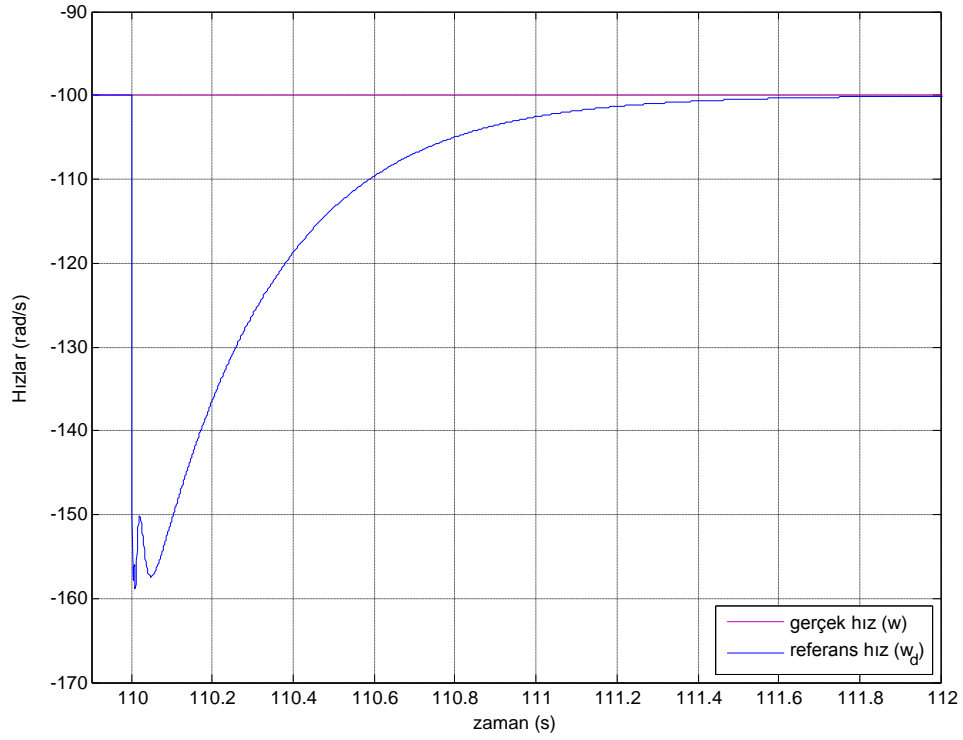
Şekil 5.4. Referans ve gerçek hızın 60. s etrafında yakından görüntüsü



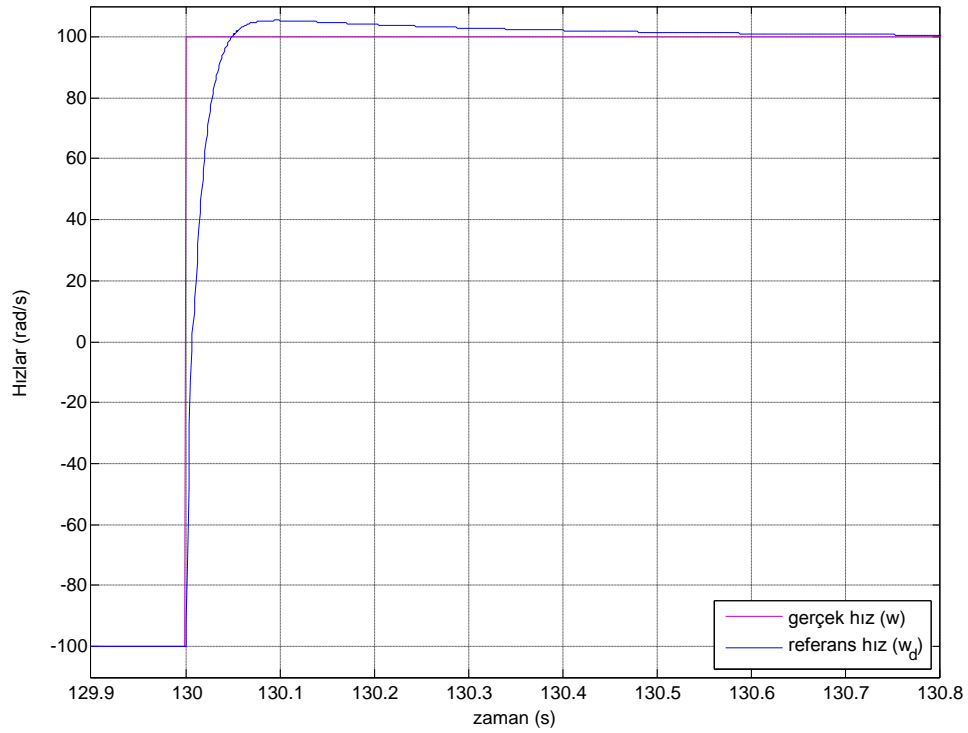
Şekil 5.5. Referans ve gerçek hızın 80. s etrafında yakından görüntüsü



Şekil 5.6. Referans ve gerçek hızın 100. s etrafında yakından görüntüsü



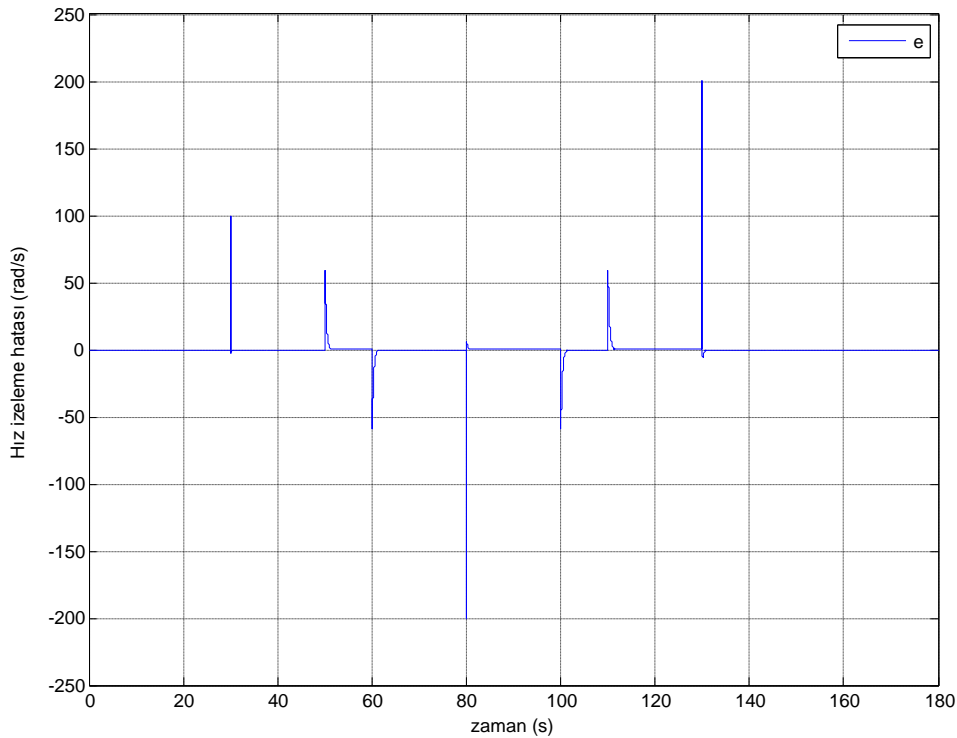
Şekil 5.7. Referans ve gerçek hızın 110. s etrafında yakından görüntüsü



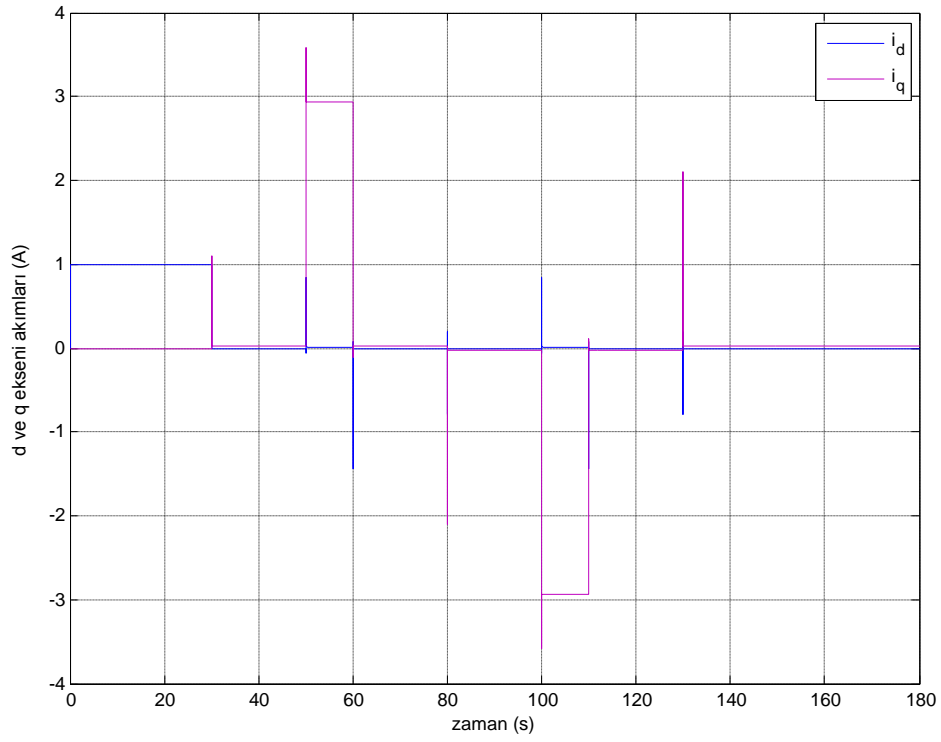
Şekil 5.8. Referans ve gerçek hızın 130. s etrafında yakından görüntüsü

Bölüm 3’de PI denetleyici tasarımı yapılırken yerleşme zamanı 0.2s’ ye ayarlanmıştı, ayrıca hız ve akım denetimi kapalı çevrim transfer fonksiyonları birinci dereceden sisteme indirildiği için hiç aşma olmayacağı gösterilmişti. Şekil 5.2’ de görüldüğü gibi, yerleşme zamanı 0.2s olarak beklenen değerine eşit çıkmaktadır. Bununla birlikte %3.5 kadar bir aşma olduğu görülmektedir. İhmal edilebilir seviyede küçük olan bu aşmanın nedeni, ayırık zamanda çalışmadan ve evirici dinamiklerinden (yani DGA’dan) kaynaklanmaktadır.

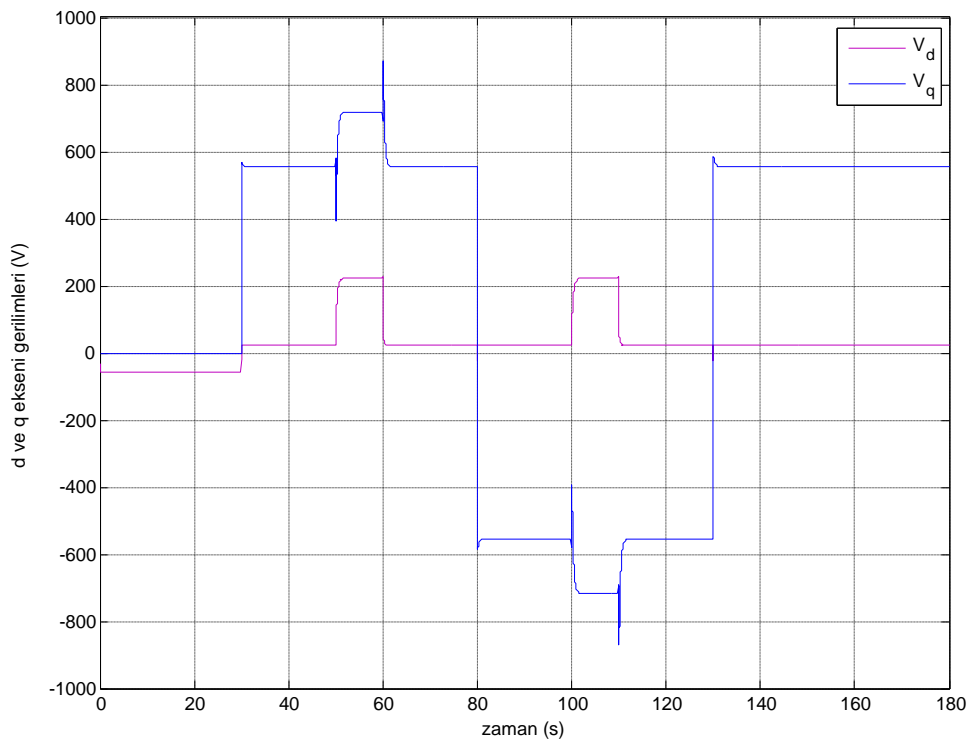
Şekil 5.3, 5.4, 5.6 ve 5.7’de motora uygulanan ve devreden çıkartılan yük momenti ile ilgili olarak oluşan geçici durumlar verilmektedir. Şekillerden görüldüğü gibi, yüklenme ile hız yaklaşık olarak 60 rad/s düşmüş, yük momenti devreden çıkartıldığında ise 60 rad/s yükselmiştir. Bu durumlarda yerleşme zamanı ise 1.5 s’ye eşit olmuştur. Şekil 5.5 ve 5.8’de ise, sırasıyla referans hızın 100 rad/s’den -100 rad/s’ye ve -100 rad/s’den 100 rad/s’ye değişimi ile ilgili oluşan geçici durumların grafikleri verilmektedir. Şekillerden, aşma yine %3.5’e, yerleşme zamanı ise (± 100 rad/s’ den ± 100 rad/s’ye) 0.4s’ye eşit olduğu görülmektedir.



Şekil 5.9. Hız izleme hatası e



Şekil 5.10. “d-q” eksenli i_d ve i_q akımları



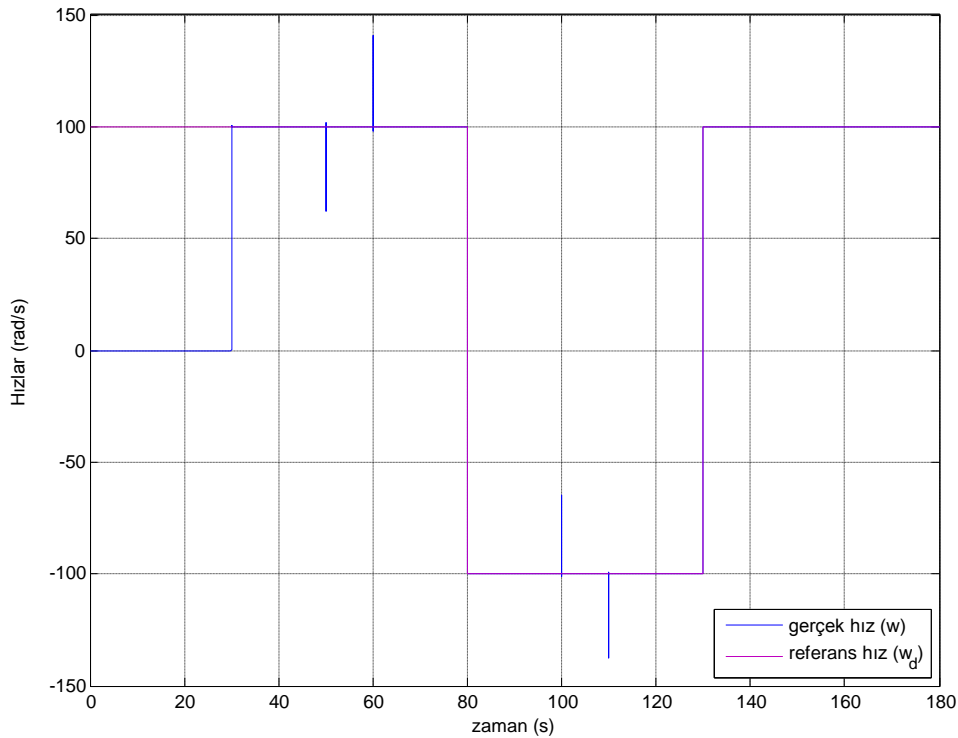
Şekil 5.11. “d-q” eksenli V_d ve V_q gerilimleri

Şekil 5.9'dan hız izleme hatasının kararlı bir şekilde sıfırda kaldığı, Şekil 5.10'dan referans hız ve yük momenti değişimleri bağlamında oluşan d ve q eksenli akımları i_d ve i_q , Şekil 5.11'den ise motora uygulanan üç fazlı gerilimlerin doluluk oranı türünden d ve q eksenindeki karşılıkları görülmektedir.

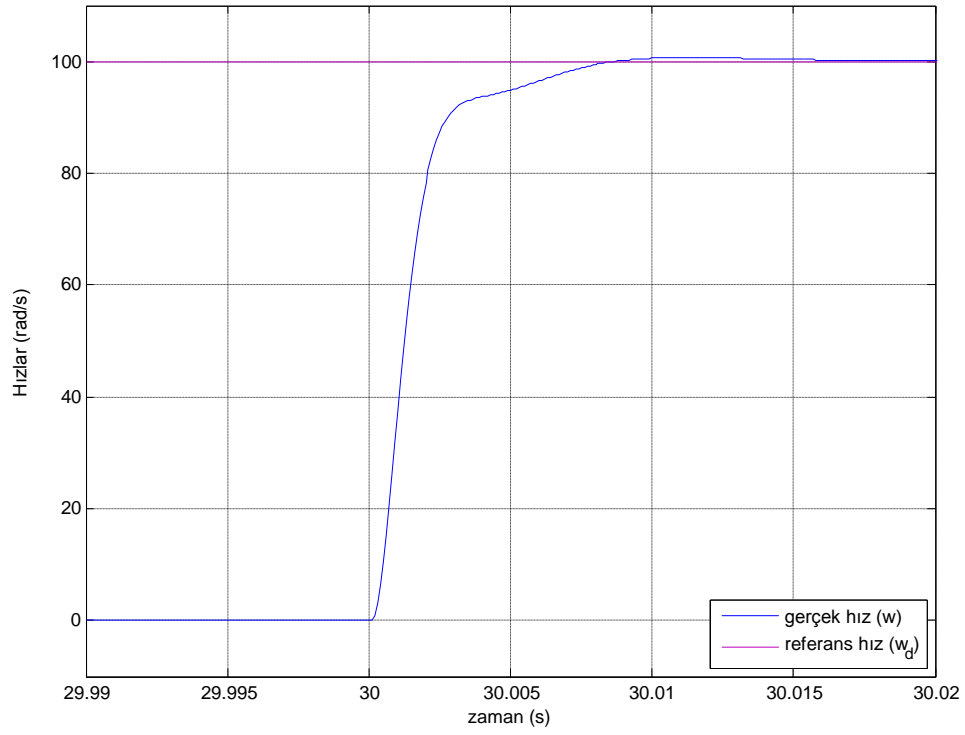
5.1.2. SMSM'un önerilen ikinci denetleyici ile hız denetimine ait sonuçlar

Simülasyon çalışmalarında, parametre tahmin ve geri besleme kazanç değerleri $\theta_1 = 0,001$, $\theta_2 = 10$, $\theta_3 = 0,0000001$, $\theta_4 = 0,5$, $\theta_5 = 0,000001$, $\theta_6 = 0,002$, $k_1 = 0,3$, $k_2 = 250$, $k_3 = 1$ olarak seçilmiştir. Bölüm 5.1.1'de PI ile hız denetiminde kullanılan referans hız-yükleme profili ve başlatma prosedürünün aynısı burada da kullanılmıştır. Böylece, önerilen denetleyici ile klasik PI denetleyici arasında, aynı koşullar altında detaylı bir performans analizi yapmak mümkün hale gelmiştir.

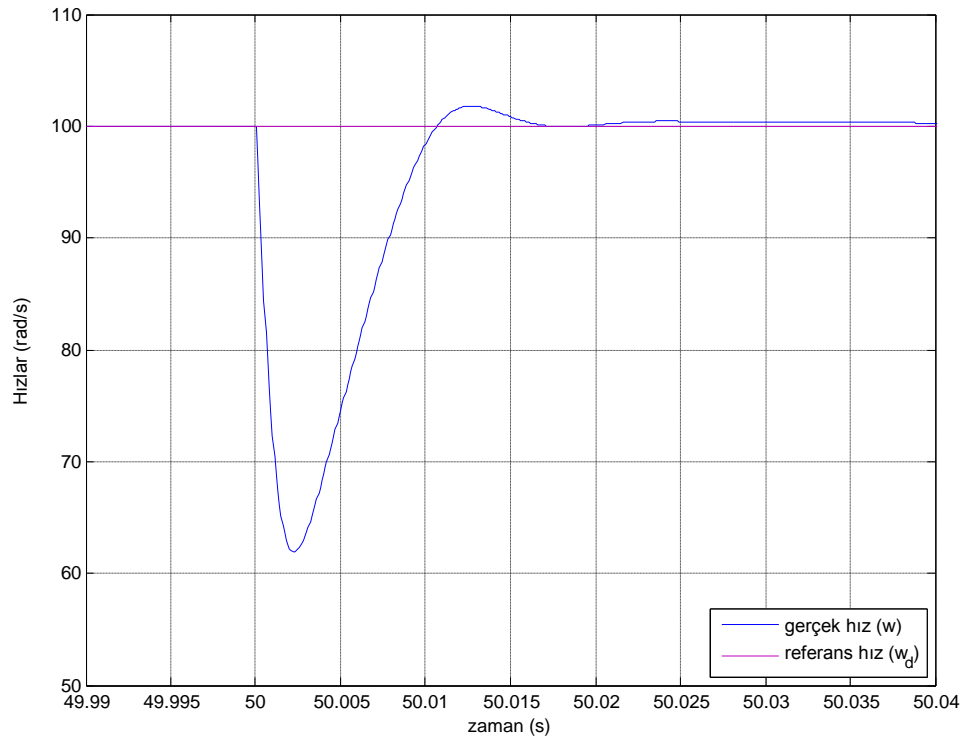
Şekil 5.12'de referans ve gerçek hızlar, Şekil 5.13, 5.14, 5.15, 5.16, 5.17, 5.18 ve 5.19'da ise oluşan geçici durumların grafikleri verilmiştir.



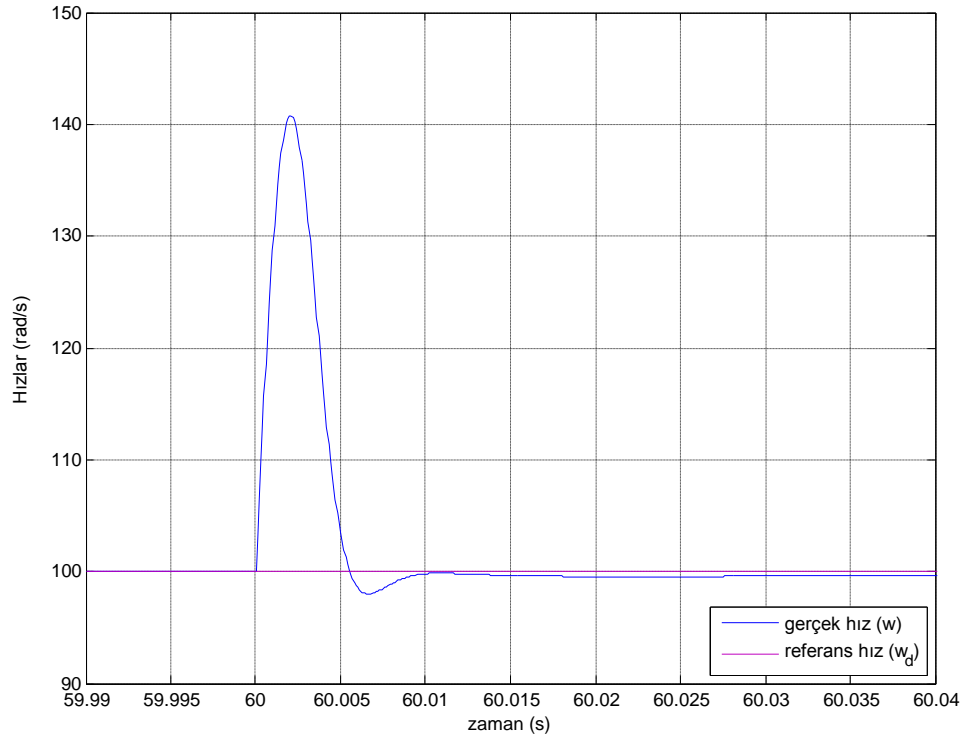
Şekil 5.12. Basamak referans hız profili ve gerçek hız



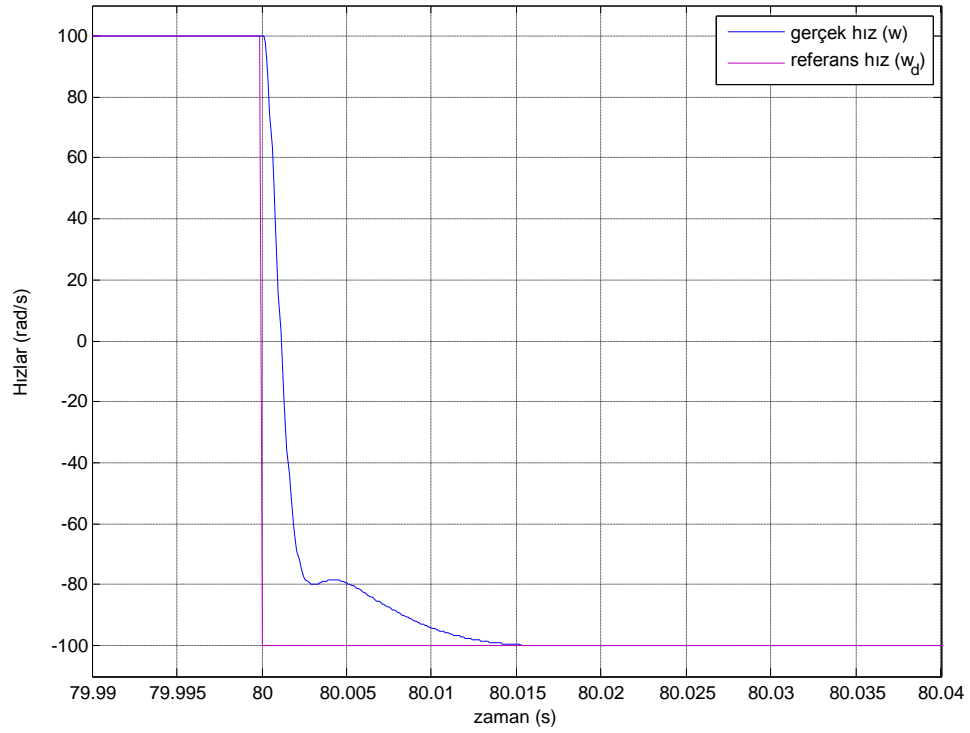
Şekil 5.13. Referans ve gerçek hızın 30. s etrafında yakından görüntüsü



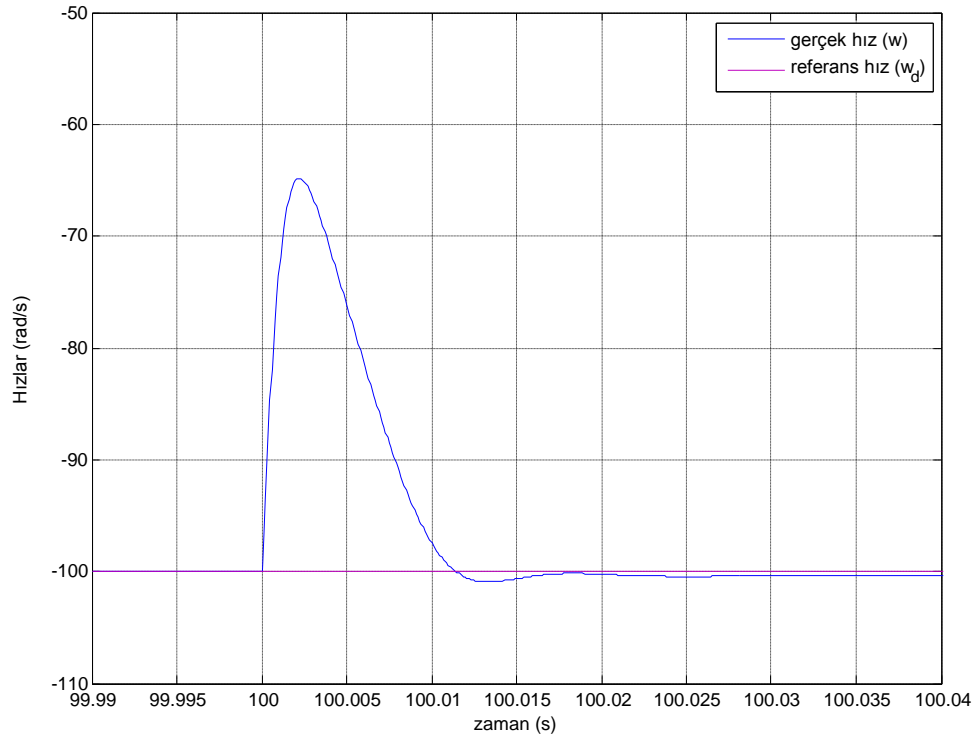
Şekil 5.14. Referans ve gerçek hızın 50. s etrafında yakından görüntüsü



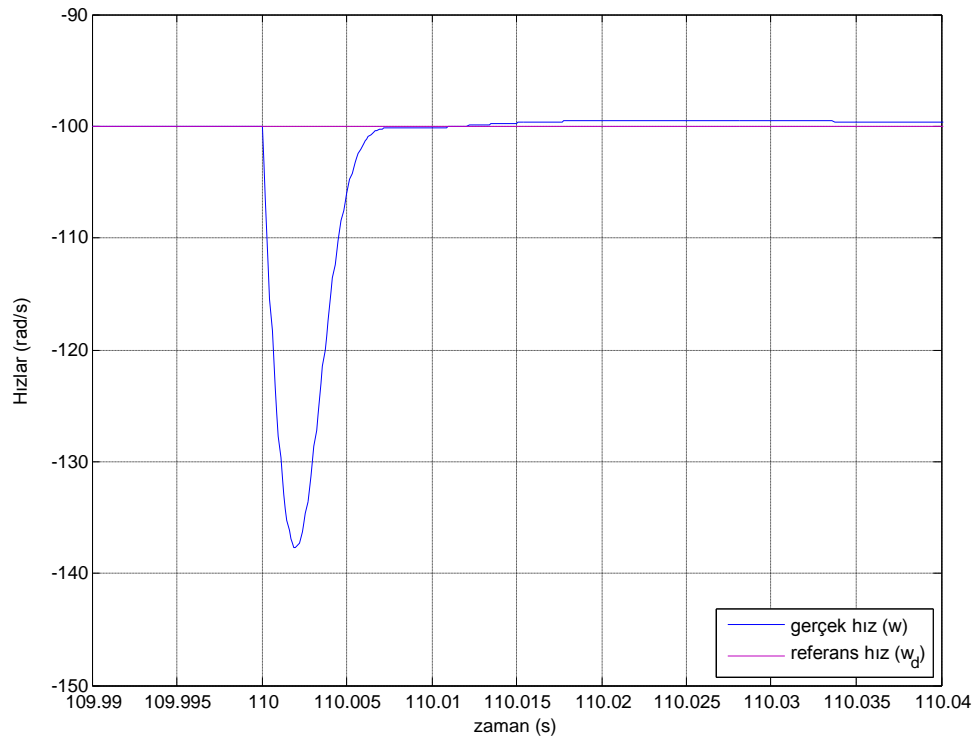
Şekil 5.15. Referans ve gerçek hızın 60. s etrafında yakından görüntüsü



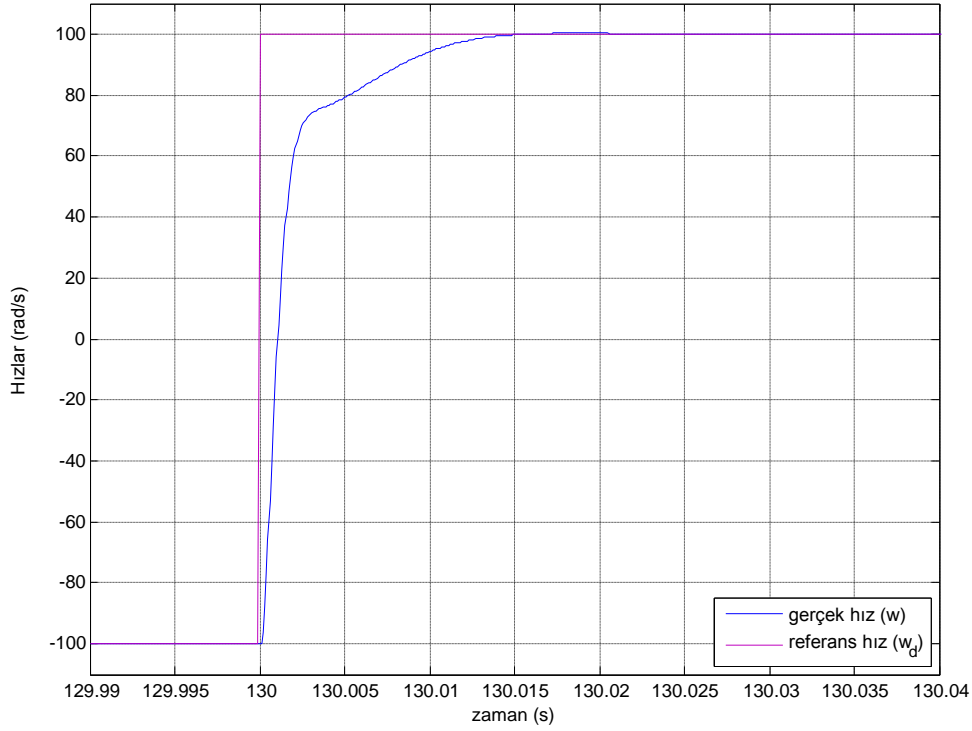
Şekil 5.16. Referans ve gerçek hızın 80. s etrafında yakından görüntüsü



Şekil 5.17. Referans ve gerçek hızın 100. s etrafında yakından görüntüsü

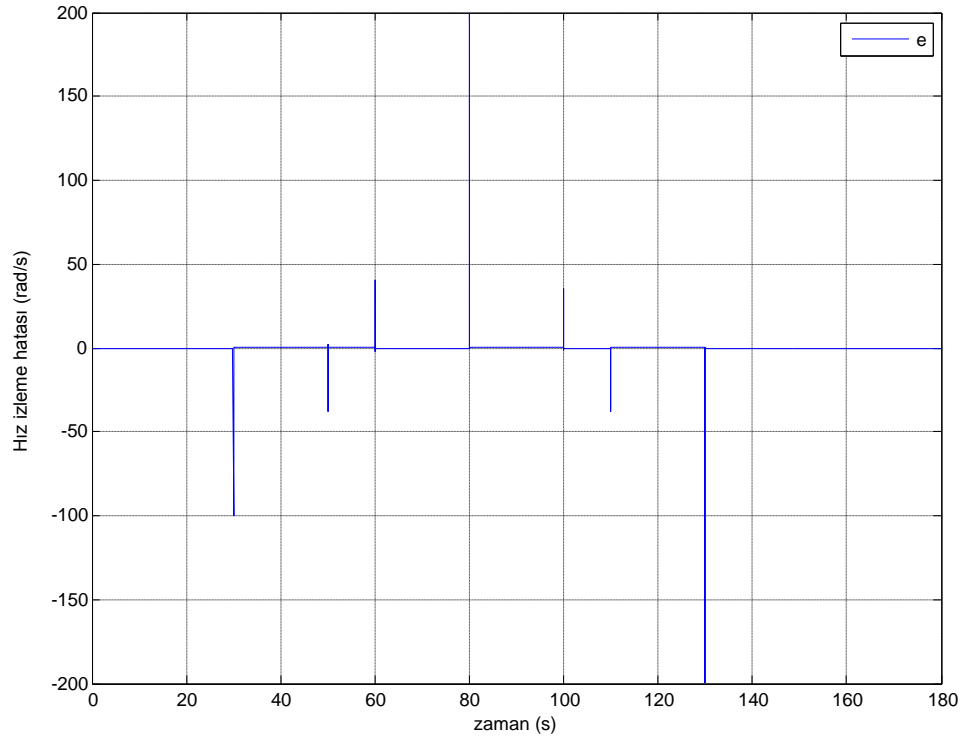
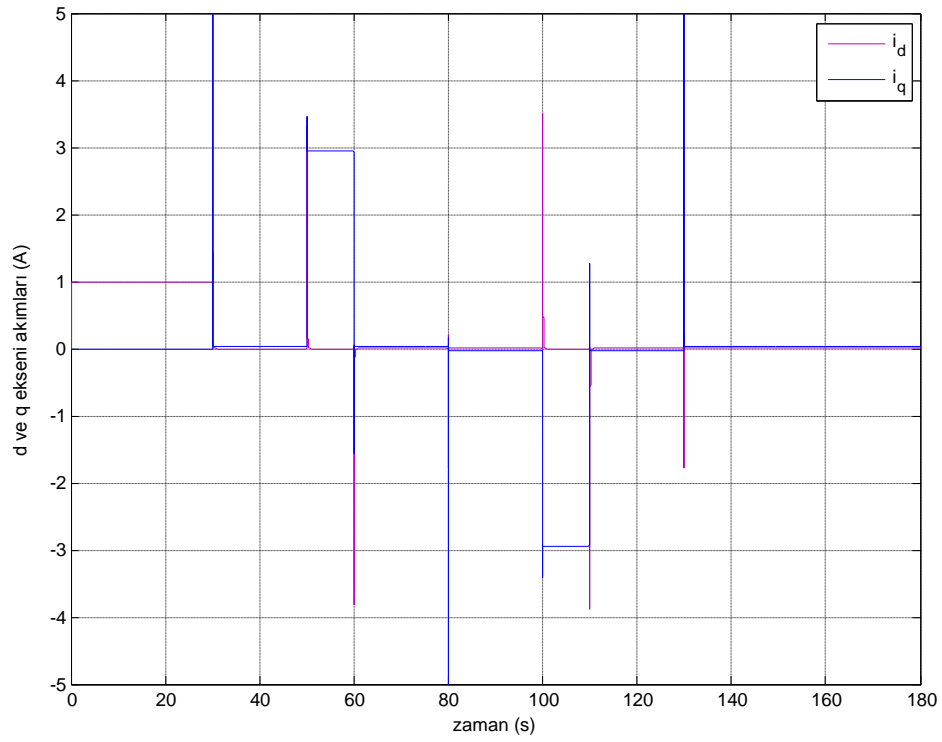


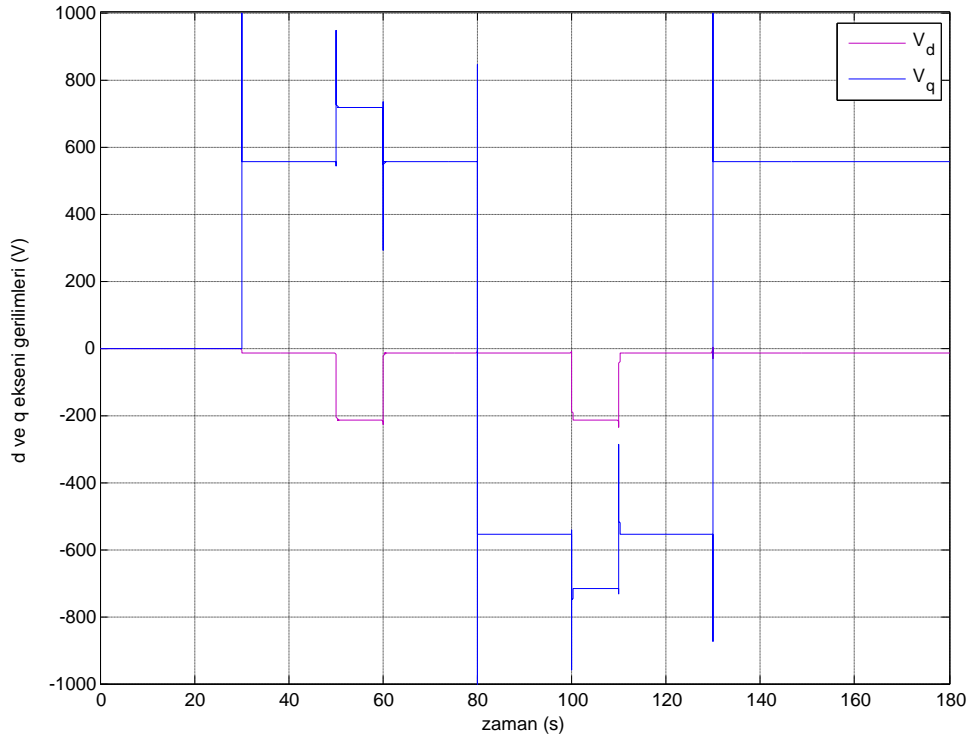
Şekil 5.18. Referans ve gerçek hızın 110. s etrafında yakından görüntüsü



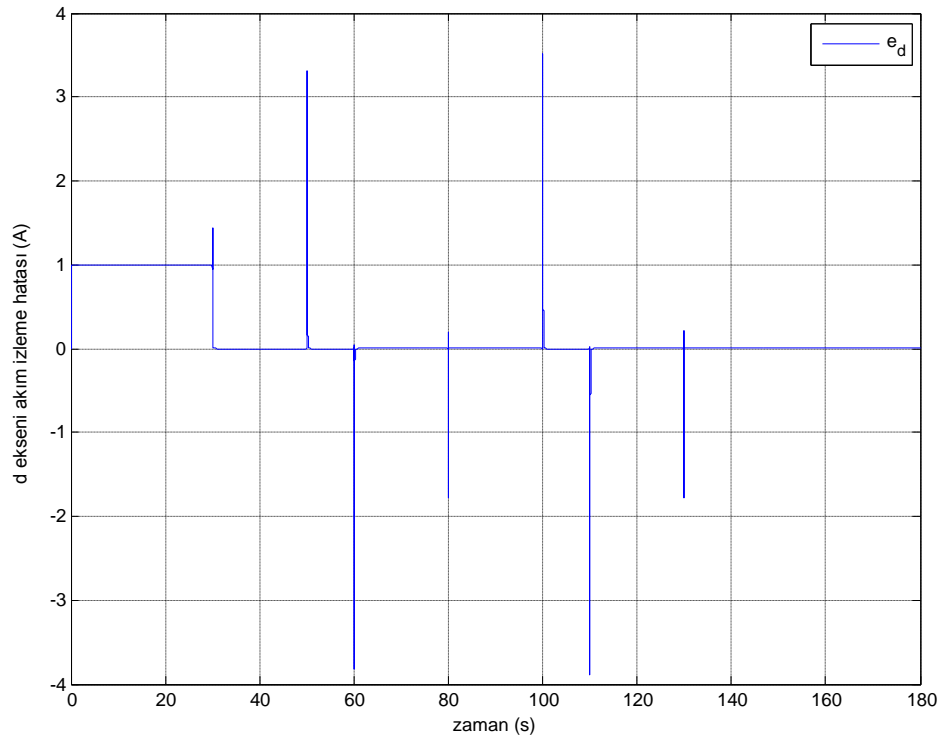
Şekil 5.19. Referans ve gerçek hızın 130. s etrafında yakından görüntüsü

Şekil 5.13-19'da görüldüğü gibi, yerleşme zamanının 0.008 s ve 0.016 s olduğu görülmektedir. Bununla birlikte Şekil 5.13'de SMSM ilk defa çalıştırıldığında %1 kadar bir aşma olduğu görülmektedir. Bunun nedeni parametre tahminlerinin başlangıç değerlerinin sıfır olmasıdır. Ayrıca, PI denetleyici de olduğu gibi, ayrık zamanda çalışma ve evirici dinamikleri de bu aşmayı artıran unsurlardır. Referans hızın sonraki değişimlerinde (30. s' den sonra) parametre tahminleri belirli değerlere sahip olduğu için, Şekil 5.14-19'dan da görüldüğü gibi, hiç aşma oluşmamaktadır. Şekil 5.14, 5.15, 5.17 ve 5.18'de motora uygulanan ve devreden çıkartılan yük momenti ile ilgili olarak oluşan geçici durumlar verilmektedir. Şekillerden görüldüğü gibi, yüklenme ile hız yaklaşık olarak 40 rad/s düşmüş, yük momenti devreden çıkartıldığında ise 40 rad/s yükselmiştir. Bu durumlarda yerleşme zamanı ise yine 0.016 s'ye eşit olmuştur. Şekil 5.5 ve 5.8'de ise, sırasıyla referans hızın 100 rad/s'den -100 rad/s'ye ve -100 rad/s'den 100 rad/s'ye değişimi ile ilgili oluşan geçici durumların grafikleri verilmektedir. Şekillerden yerleşme zamanının (± 100 rad/s' den ± 100 rad/s'ye) 0.016s'ye eşit olduğu, aşmanın ise sıfır olduğu görülmektedir.

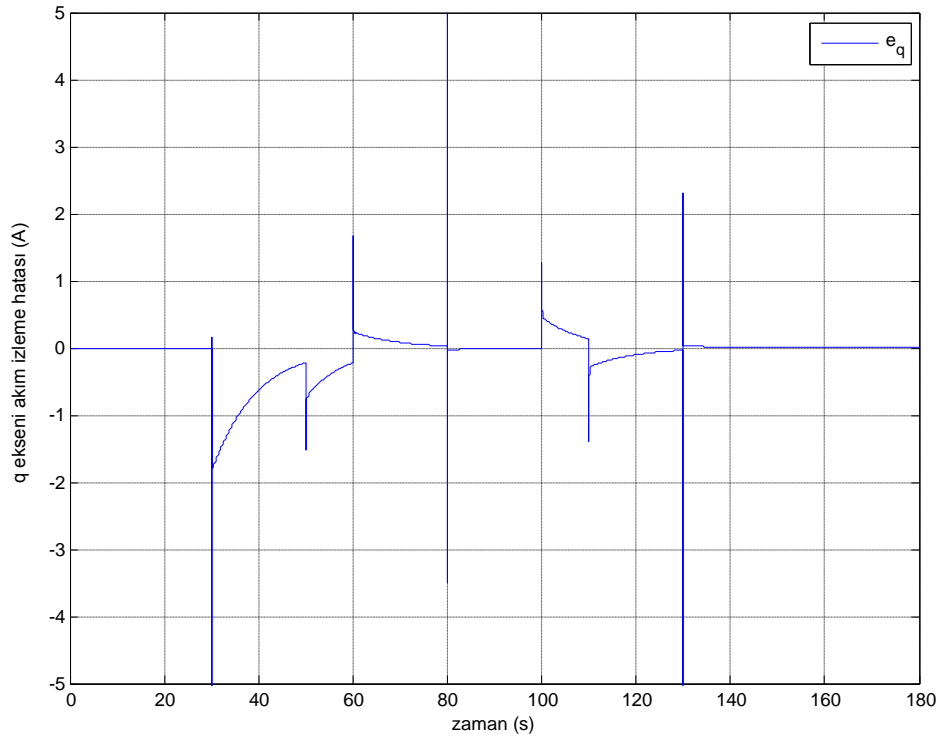
Şekil 5.20. Hız izleme hatası e Şekil 5.21. “d-q” eksenli i_d ve i_q akımları



Şekil 5.22. Denetim girişleri V_d ve V_q gerilimleri



Şekil 5.23. “d eksen” akım izleme hatası e_d



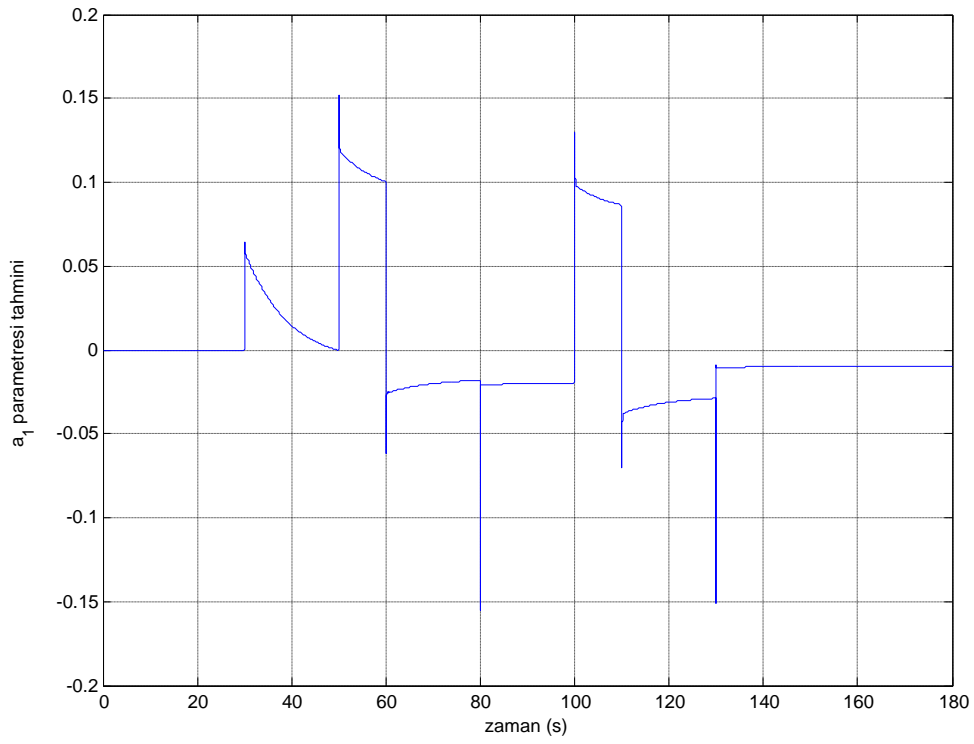
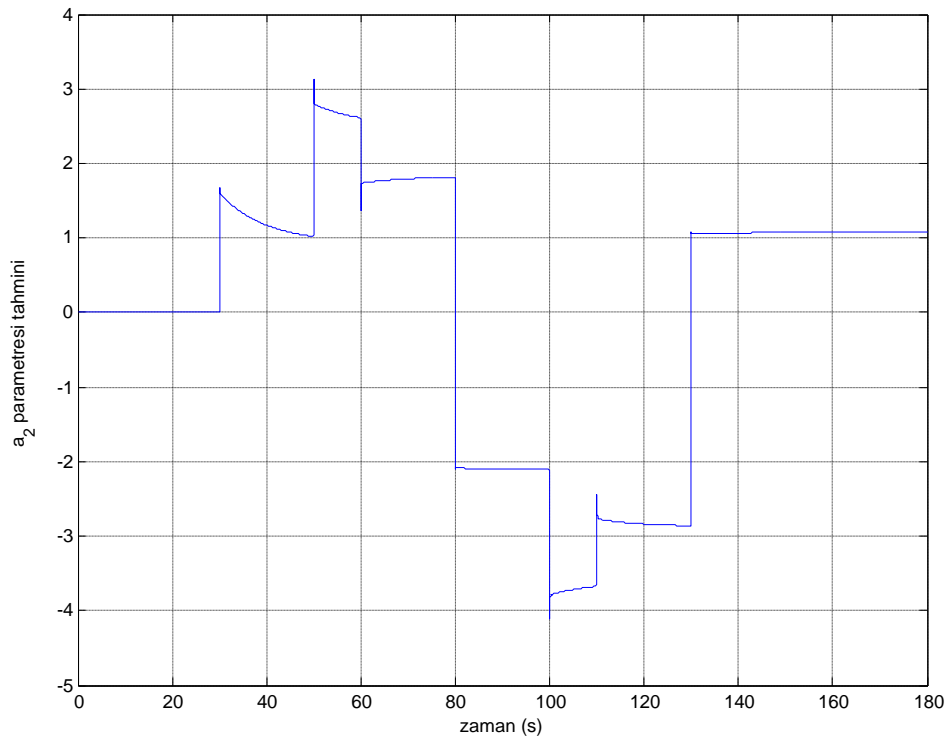
Şekil 5.24. “q eksenli” akım izleme hatası e_q

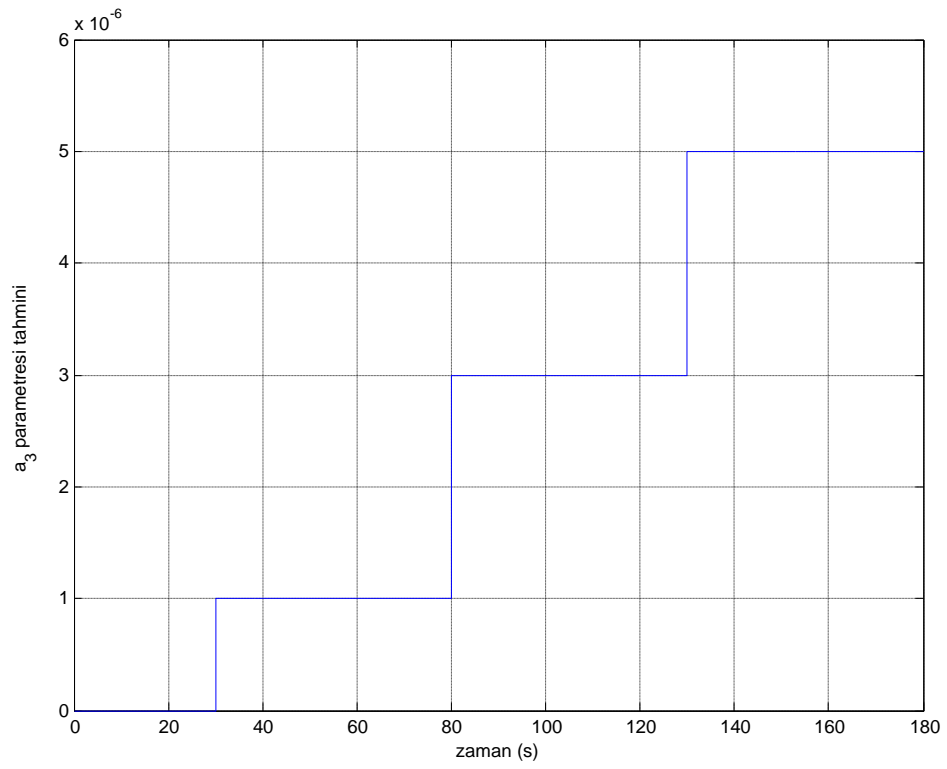
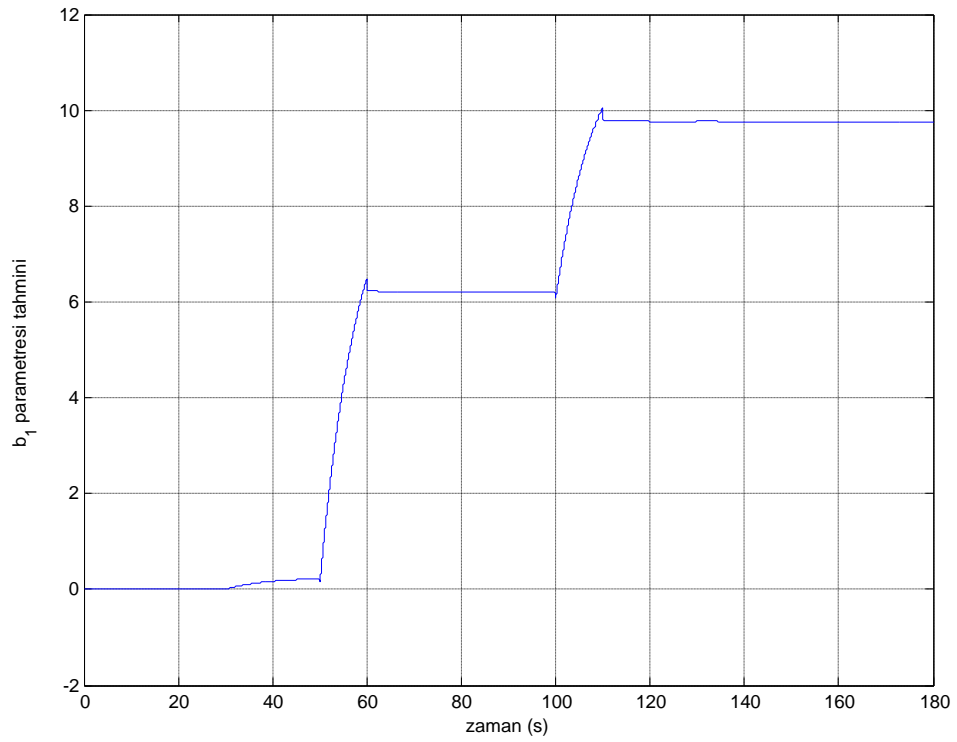
Şekil 5.20’den hız izleme hatasının, Şekil 5.23’den d eksenli akım izleme hatasının ve Şekil 5.24’den q eksenli akım izleme hatasının kararlı bir şekilde sıfırda kaldığı görülmektedir.

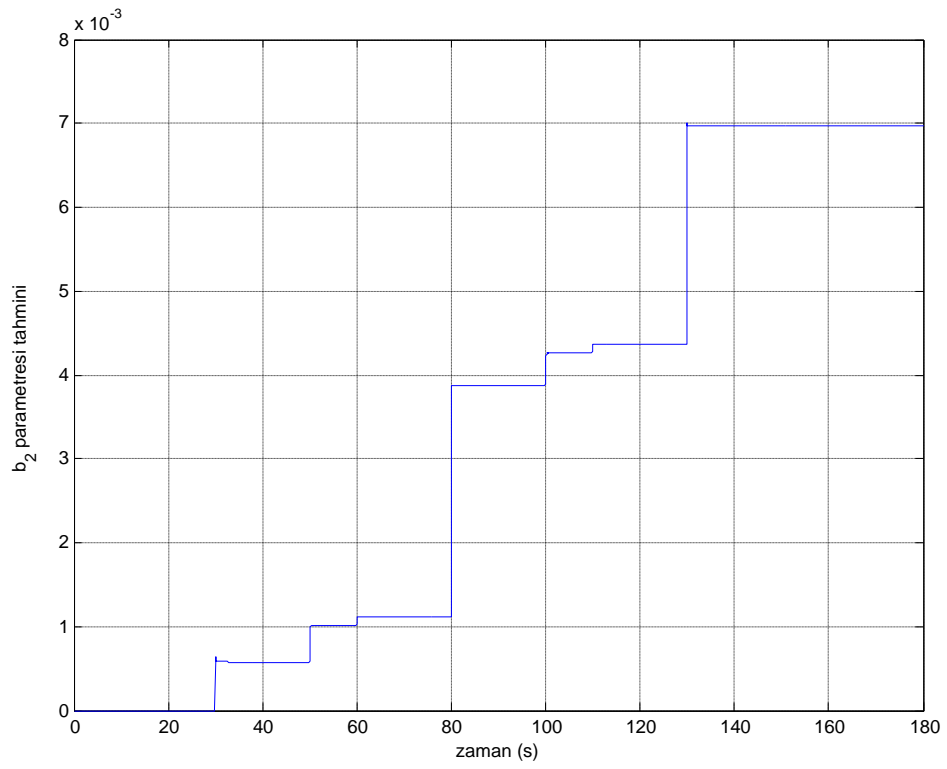
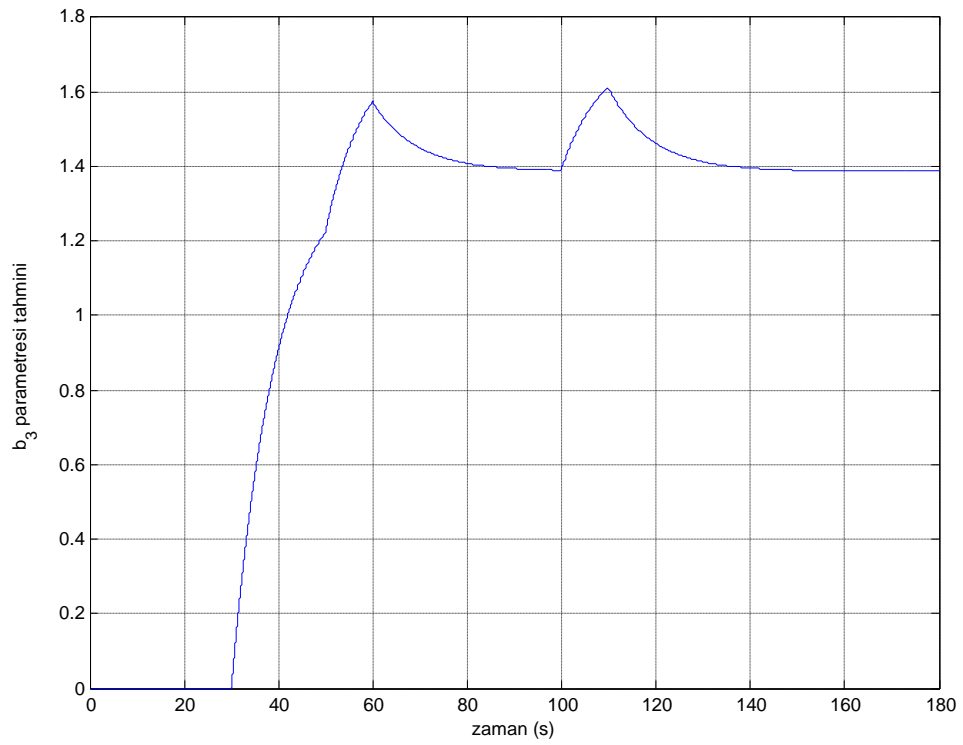
Şekil 5.21’den referans hız ve yük momentini değişimleri bağlamında oluşan d ve q eksenli akımları i_d ve i_q , Şekil 5.22’den ise motora uygulanan üç fazlı gerilimlerin doluluk oranı türünden d ve q eksenindeki karşılıkları görülmektedir.

Şekillerden anlaşıldığı gibi, referans hız ve yük momentinin değişimlerine göre SMSM’un hız hatasını sıfıra sürerek denetim sistemini kararlı hale getiren denetim girişleri yüksek performansla üretilmektedir.

Şekil 5.25-30’da parametre tahminlerinin grafikleri sağlanmıştır. Şekillerden görüldüğü gibi tüm parametre tahminleri, değişen referans hız ve yük momentine rağmen, hız ve akım hatalarını sıfıra götürerek denetim sistemini kararlı hale getiren birer sabite yakınsamaktadır.

Şekil 5.25. a_1 parametresi tahminiŞekil 5.26. a_2 parametresi tahmini

Şekil 5.27. a_3 parametresi tahminiŞekil 5.28. b_1 parametresi tahmini

Şekil 5.29. b_2 parametresi tahminiŞekil 5.30. b_3 parametresi tahmini

5.2. Deneysel Çalışmalara ait Sonuçlar

Simülasyon çalışmalarında deneme yanılma yöntemi temelinde geri besleme ve parametre tahmin katsayıları için uygun değerler tespit edilmiş ve bu değerler aynen deneysel çalışmalarda da kullanılmıştır. Böylece, uygun katsayılar simülasyon ortamında bulunarak, herhangi bir donanım kaybı gerçekleşmeden deneysel çalışmalar yüksek performansla bitirilmiştir. Ayrıca, simülasyon çalışmalarında kullanılan referans hız ve yükleme profili de aynen deneysel çalışmalarda kullanılmıştır.

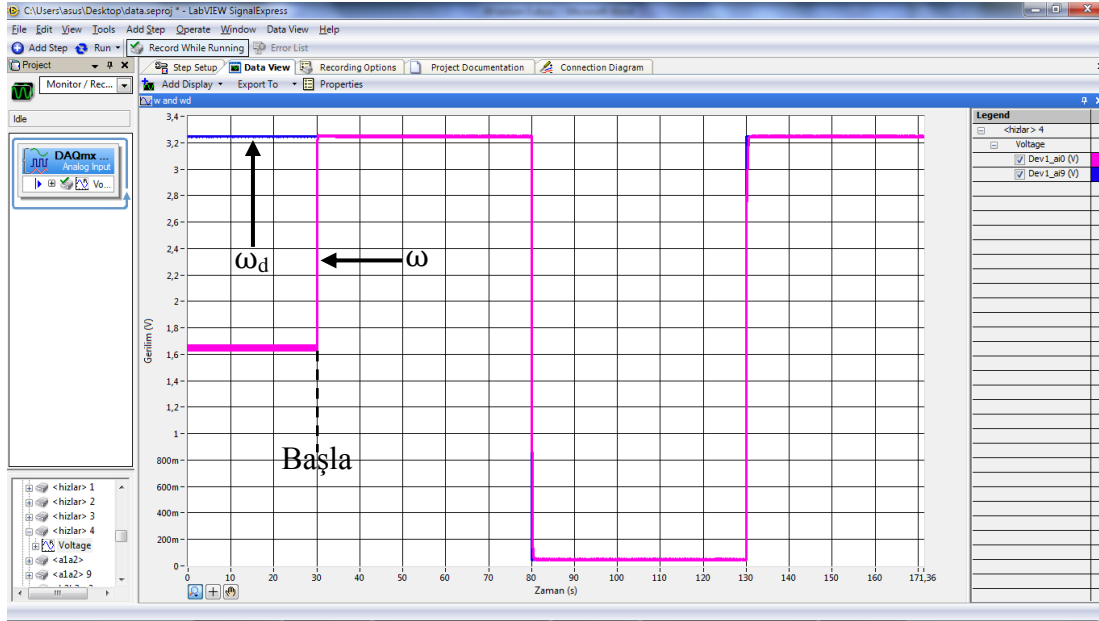
Önerilen denetleyicinin simülasyon ve deneysel çalışmaları tamamen aynı koşullar altında yapıldığı için, simülasyon ve deneysel çalışma sonuçlarını da birbirleri ile karşılaştırmak mümkün hale gelmiştir.

Çalışmanın başlangıcı veri toplama devresi çalıştırılınca başlamaktadır. İlk 30 s boyunca iki adet PI denetleyici ile q eksenini akımı i_q 0A'e, d eksenini akımı i_d 'de 1A'e sürülmektedir. Bu durumda hız denetimi yoktur, referans hız ve rotor konumu sıfır olarak girilmektedir. Böylece rotor başlangıç konumuna, yani sıfır dereceye çekilmektedir. Referans hız profili ve başlatma prosedürü simülasyon çalışmaları ile tamamen aynıdır.

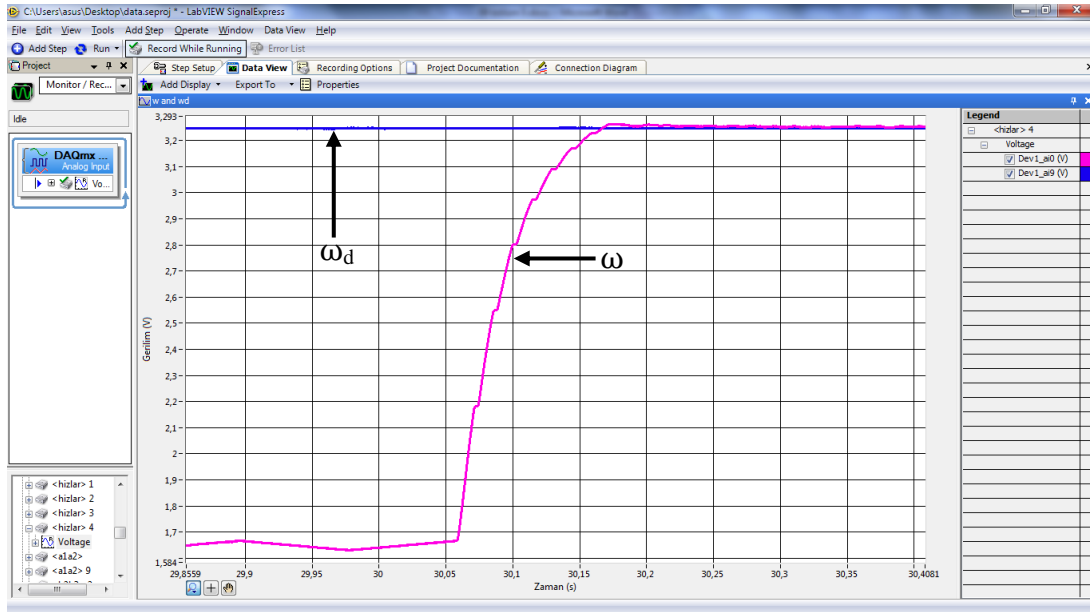
Veri toplama başladıktan tam 30 s sonra referans hız basamak şeklinde 100 rad/s olarak uygulanmaktadır. Böylece simülasyon çalışmalarındaki aynı referans hız profili kullanılmış olmaktadır. Bu işlem el ile yapılmış, referans hızın her seferinde tam 30. s'de uygulanmasına özen gösterilmiştir. Bunun nedeni aynı anda yalnızca iki adet ölçüm alınabilmesidir. Referans hızın sonraki basamak değişimleri yazılımda otomatik olarak yapılmıştır. Sonuç olarak deneysel çalışma toplam sekiz defa tekrar edilmiş ve 15 adet ölçüm alınmıştır.

Veri toplama başladıktan 80s sonra referans hız -100 rad/s olarak uygulanmış, 130 s sonra tekrar 100 rad/s olarak uygulanmıştır. Ayrıca, bütün parametre tahminleri için başlangıç değerleri 0 girilmiştir.

Şekil 5.31’de referans ve gerçek hız grafiği birlikte verilmektedir. Şekil 5.32, 5.33 ve 5.34’de ise, geçici durumların yakından görüntüleri, Şekil 5.32’de referans hızın 0 rad/s’den 100 rad/s’ye değişimi, Şekil 5.33’de referans hızın 100 rad/s’den -100 rad/s’ye değişimi, Şekil 5.34’de referans hızın -100 rad/s’den 100 rad/s’ye değişimi ile gerçek hız cevabının yakından görüntüleri verilmektedir.



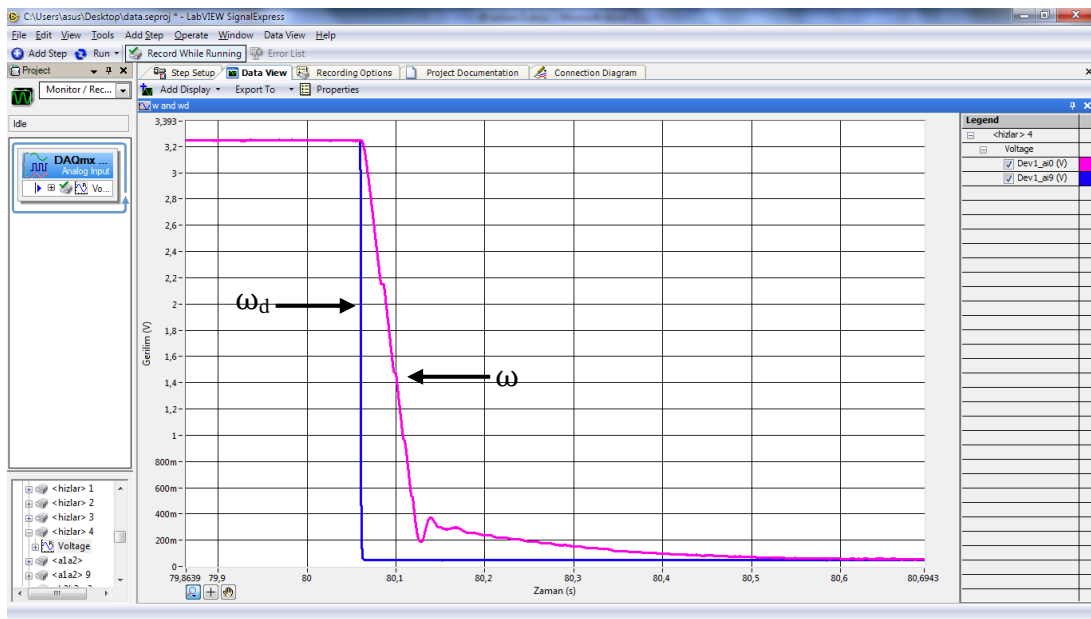
Şekil 5.31. Basamak referans hız profili ve gerçek hız



Şekil 5.32. Referans ve gerçek hızın 30. s etrafında yakından görüntüsü

Şekil 5.31, 5.32, 5.33, 5.34 ve 5.35’de referans ve gerçek hız için 1.65V değeri Orad/s, 3.3V 103.12 rad/s ve 0V ise -103.12 rad/s değerlerine denk gelecek şekilde ölçekleme yapılmıştır. Şekil 5.32’den gerçek hızın referansı 0.12 s’de yakaladığı anlaşılmaktadır.

Şekil 5.33 ve 5.34’de ise gerçek hızın referans hıza yaklaşık olarak 0.24 s’de yakınsadığı görülmektedir. Şekil 5.36’da hız izleme hatası e verilmektedir. Şekilde görüldüğü gibi, hız izleme hatası kararlı bir şekilde sıfırda kalmaktadır.

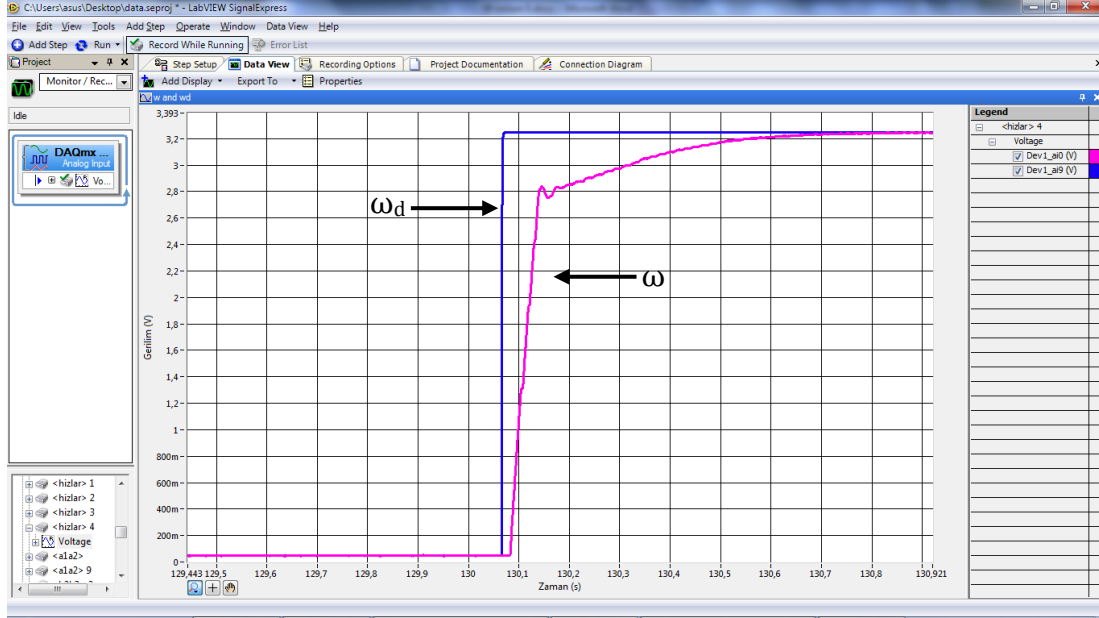


Şekil 5.33. Referans ve gerçek hızın 80. s etrafında yakından görüntüsü

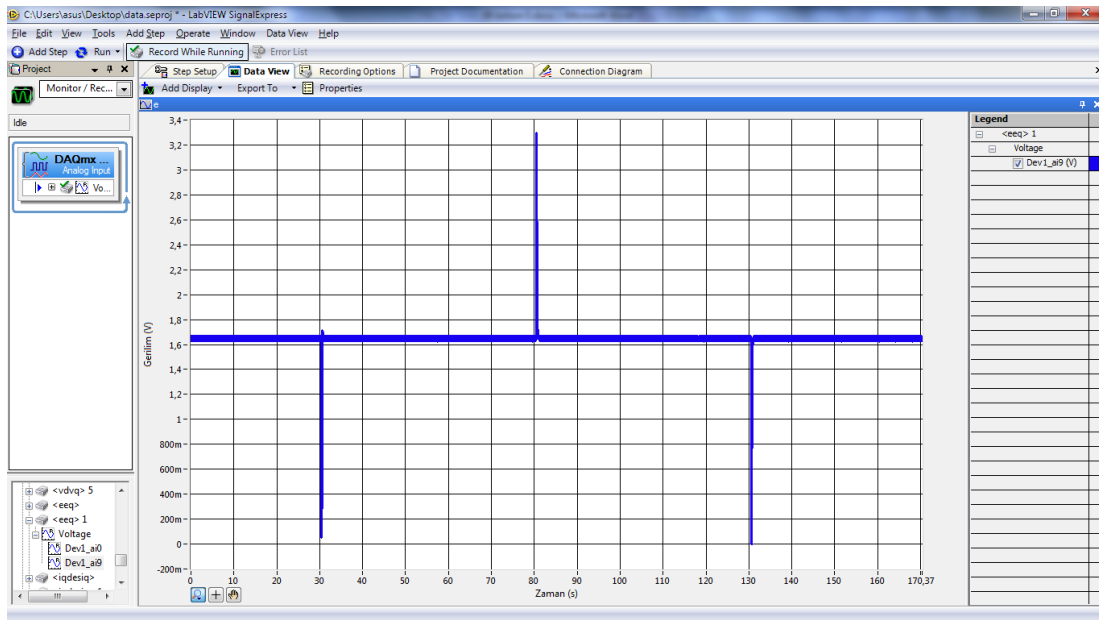
Şekil 5.32’de referans hızın 0’dan 100 rad/s’ye basamak şeklinde değişiminde çok küçük bir aşma görülürken, Şekil 5.33 ve 5.34’de hiç aşma oluşmadığı görülmektedir. Bunun nedeni parametre tahminlerinin başlangıç değerlerinin sıfır olmasıdır. Bundan başka, ayrık zamanda çalışmanın ve evirici dinamiklerinin aşmayı artıran unsurlar olduğu unutulmamalıdır. Şekil 5.34’de küçük bir ölü zaman oluştuğu görülmektedir. Bu ölü zaman, tasarlanan denetleyiciden değil, ölçüm alma devresinden (PWMDAC çıkışları ve alçak geçiren filtrelerden) kaynaklanmaktadır.

Denetim sistemi belirli bir süre çalıştıktan sonra, parametre tahminleri denetim sistemini kararlı hale getirecek şekilde birer sabite yakınsamaktadır. Böylece,

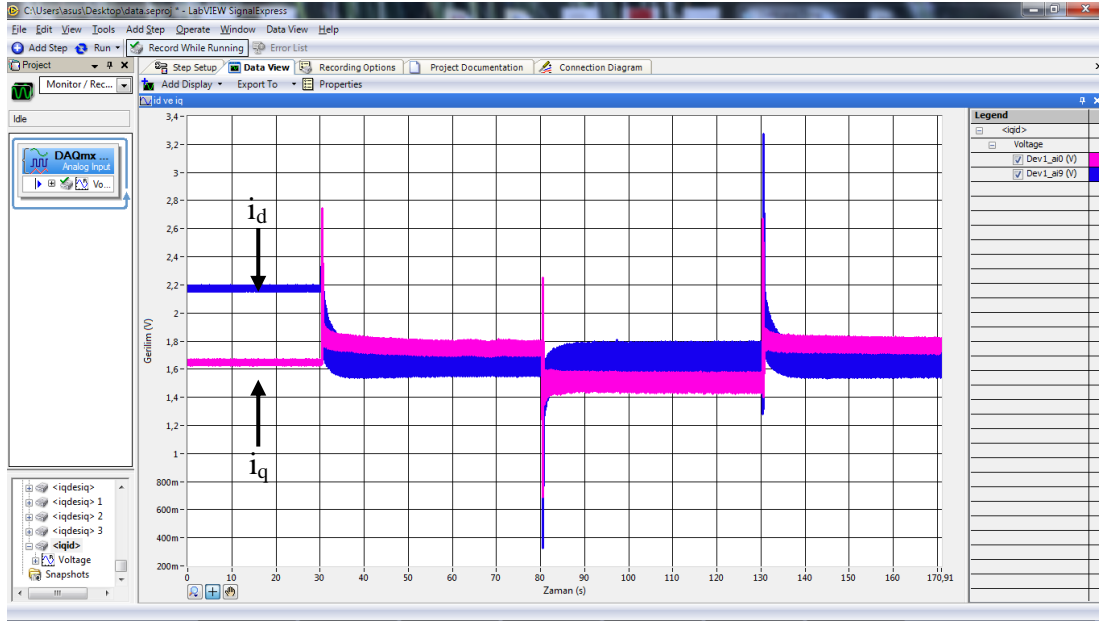
referans hızın ileriki basamak şeklinde değişimlerinde, herhangi bir aşma oluşmamaktadır.



Şekil 5.34. Referans ve gerçek hızın 130. s etrafında yakından görüntüsü



Şekil 5.35. Hız izleme hatası e



Şekil 5.36. “d-q” eksenini i_d ve i_q akımları

Şekil 5.36’da d-q eksenini akımları i_d ve i_q verilmektedir. Şekilde görüldüğü gibi, ilk 30 s boyunca d eksenini akımının i_d 1 A, q eksenini akımının i_q 0 A olduğu görülmektedir. Bu işlem şu şekilde gerçekleştirilmektedir. Ölçüm devresi ve denetim sistemlerinden, ilk önce denetim sisteminin çalışması başlatılmış iki adet PI denetleyici ile d eksenini akımı i_d 1A’e, q eksenini akımı i_q 0A’e sürülmüştür. Bu durumda hız denetimi yoktur ve rotor hızı ile konumu sıfır olarak girilmektedir. Böylece rotor başlangıç konumu olan sıfır dereceye çekilmektedir.

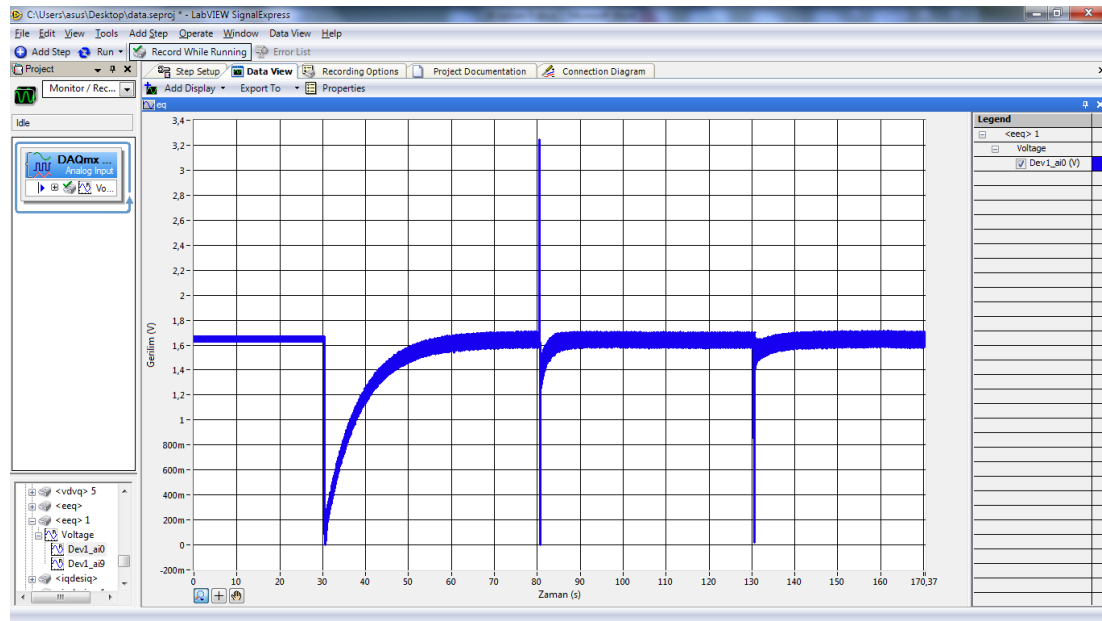
Rotor konumunu başlangıç noktasına çekebilmek için geri adımlı denetleyici de uygulanabilmektedir. Fakat bu durumda, rotor başlangıç konumuna çekilirken tüm parametre tahminleri bazı sabit değerlere yakınsamaktadır. Gerçek çalışma şekline geçildiğinde ise parametre tahmin değerleri bu nedenle sıfırdan başlayamamaktadır. Bu da parametre tahminlerinin gerçek performansının görülmesini çok daha zor hale getirmektedir. Bu yüzden, rotorun başlangıç noktasına çekilmesi için PI denetleyiciler kullanılmaktadır.

Bu deneysel çalışma şeklinde tüm parametre tahminlerinin başlangıç değerleri sıfırdır ve parametre tahminlerinin performansı açıkça ortaya konulmaktadır.

PI denetleyiciler kararlı durum davranışı göstermeye başladıktan sonra ölçüm devresinin çalışması başlatılmıştır. Ölçüm devresi çalışmaya başladıktan tam 30s sonra referans hız 100 rad/s olarak uygulanmış ve PI denetleyiciler devre dışı bırakılarak uyarlamalı geri adımlı denetleyici devreye alınmıştır. 30. s'den sonra alınan i_d ve i_q ölçümleri geri adımlı denetleyiciye, öncesinde alınan akım değerleri ise PI denetleyicilere aittir.

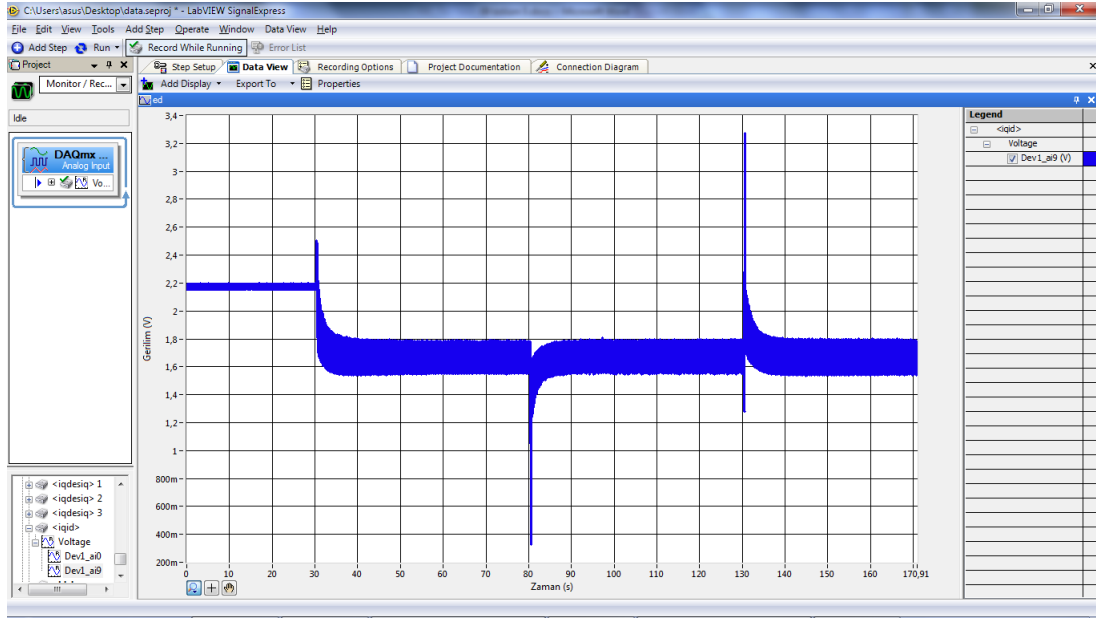
PI denetleyicilerin oransal ve integral kazançları 400, ayrık zaman değerleri ise senkron şekilde 10^{-4} 's'dir.

Şekil 5.36, 5.37 ve 5.38 için, 1.65V 0A'e, 3.3V 3.125A'e ve 0V -3.125A'e eşit olacak şekilde ölçekleme yapılmıştır.

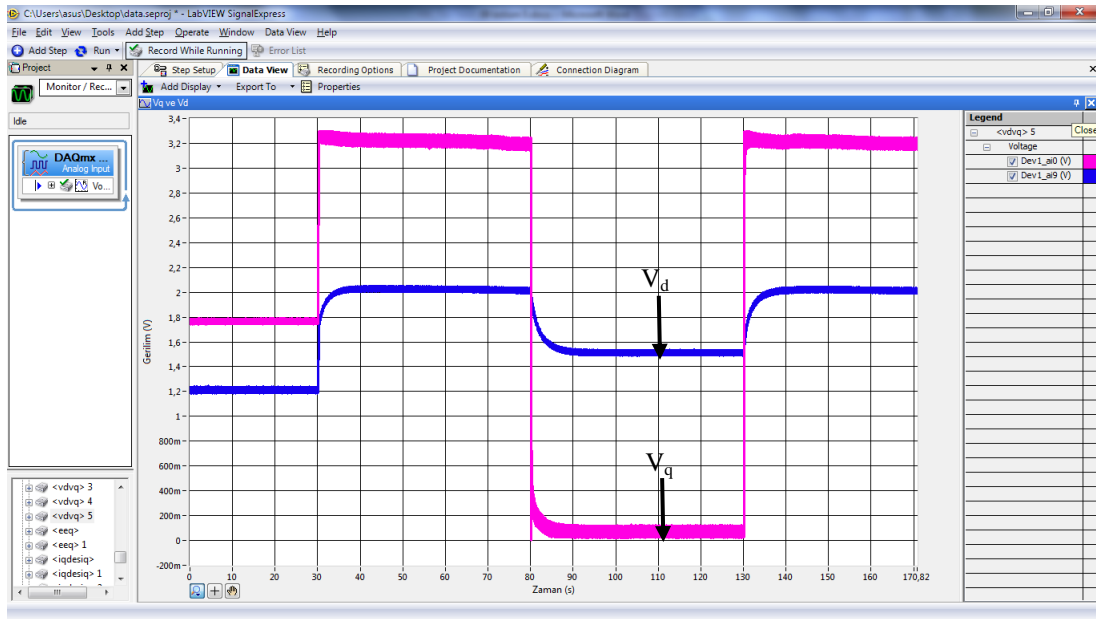


Şekil 5.37. “q eksenini” akım izleme hatası e_q

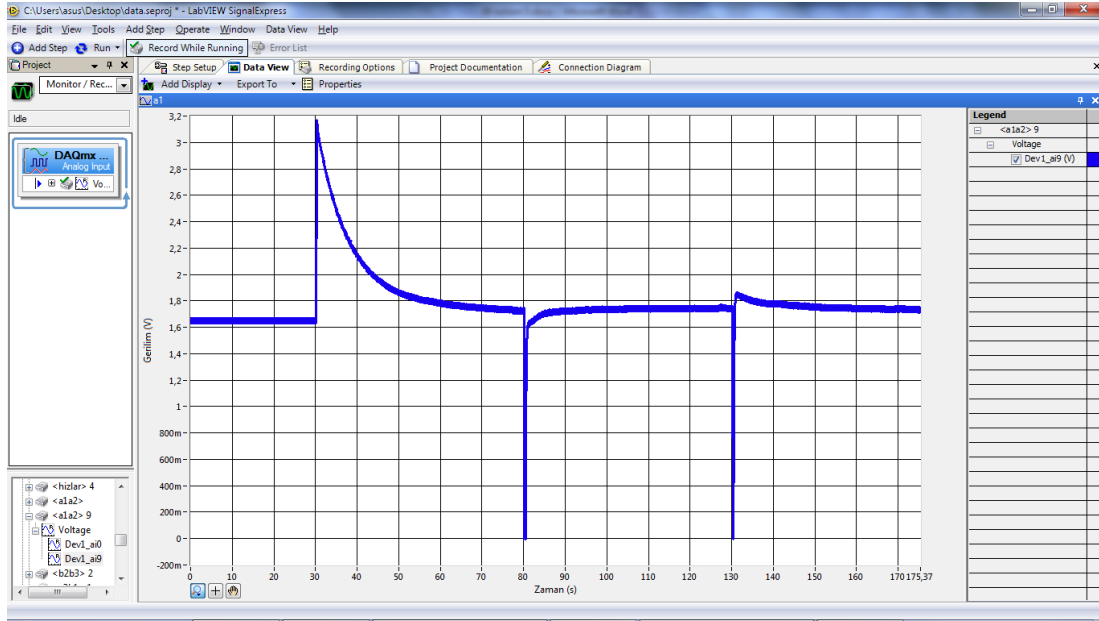
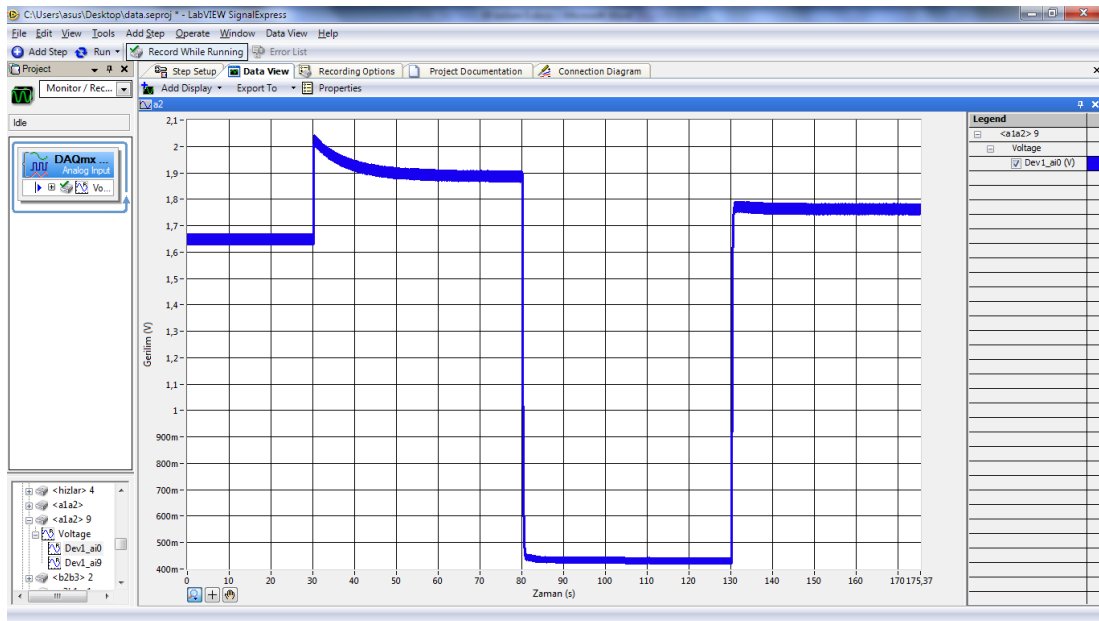
Şekil 5.37’de q eksenini akım izleme hatası e_q , 5.38’de ise d eksenini akım izleme hatası e_d verilmektedir. Şekillerde görüldüğü gibi akım izleme hataları kararlı bir şekilde sıfırda kalmaktadır.



Şekil 5.38. “d eksenı” akım izleme hatası e_d

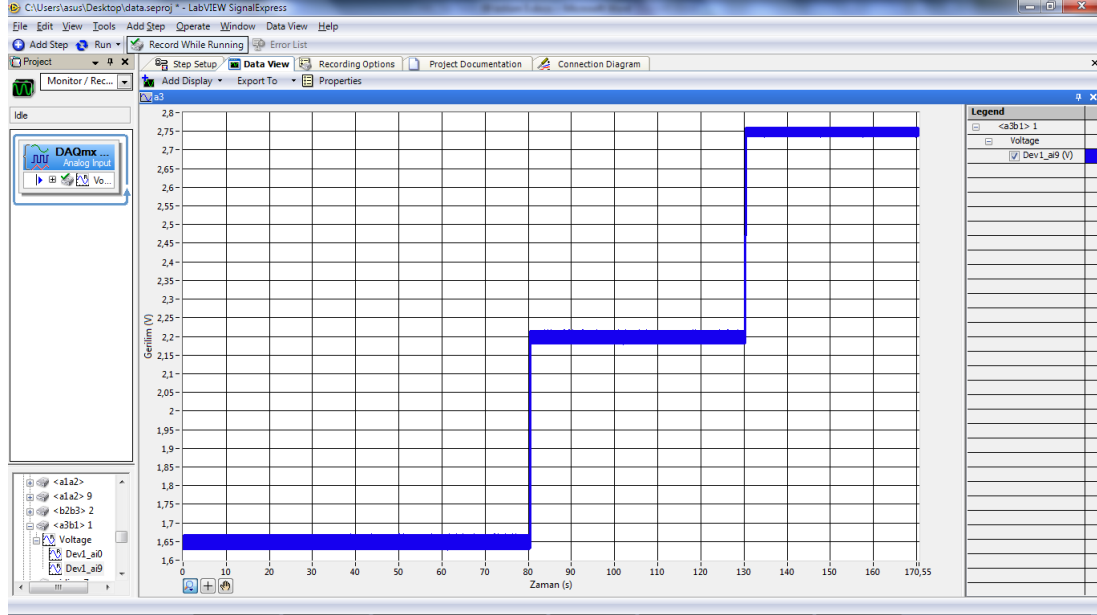


Şekil 5.39. Denetim girişleri V_d ve V_q gerilimleri

Şekil 5.40. a_1 parametresi tahminiŞekil 5.41. a_2 parametresi tahmini

Şekil 5.39'da ise denetim girişleri olan V_d ve V_q gerilimleri, DGA işaretlerinin doluluk zamanı cinsinden verilmektedir. Şekil 5.39'da 1.65V 0'a, 3.3V 650'ye, 0V ise -650'ye denk gelmektedir.

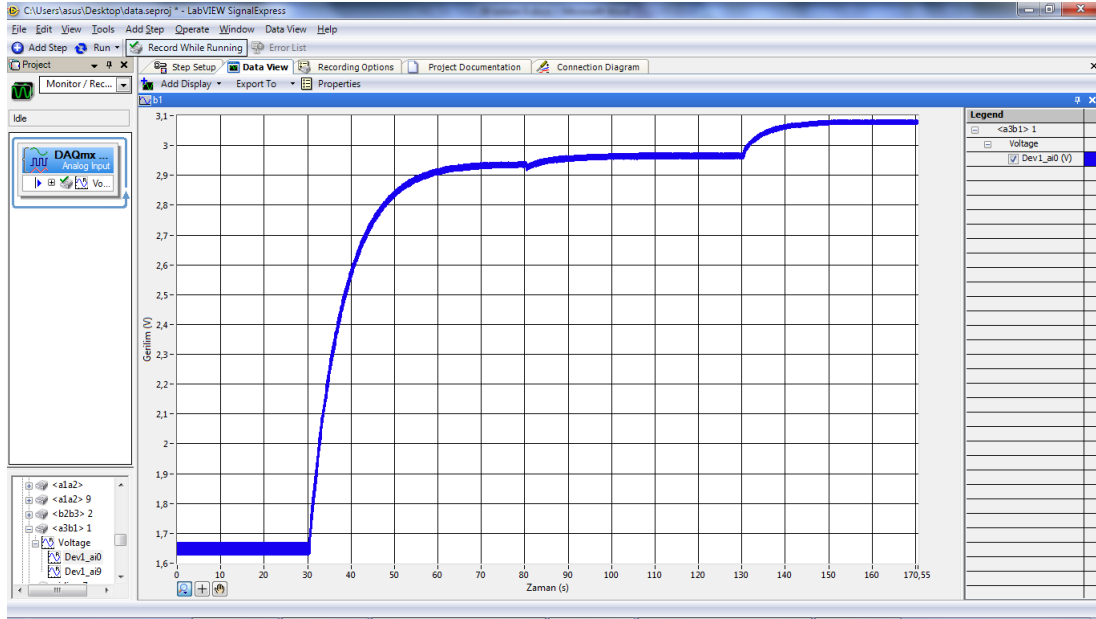
Şekil 5.40'da a_1 parametresi için tahmin değeri verilmektedir. Bu grafikte, 1.65V 0'a, 3.3V 0.15'e ve 0V ise -0.15'e tekabül etmektedir.



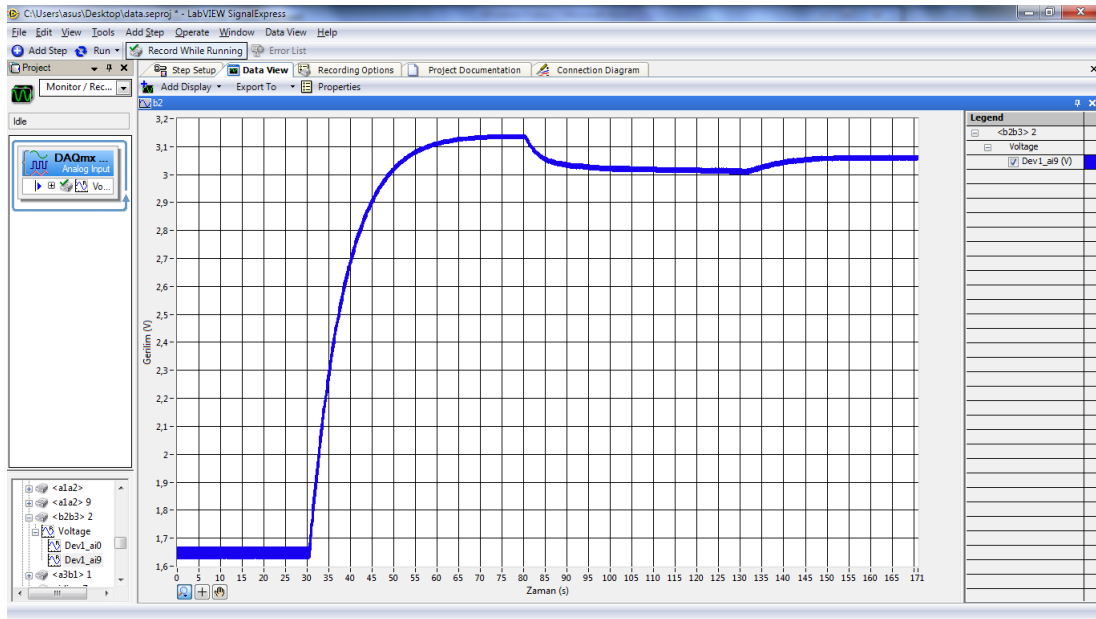
Şekil 5.42. a_3 parametresi tahmini

Şekil 5.41'de a_2 parametresinin tahmin grafiği verilmektedir. Bu grafikte, 1.65V 0'ın, 3.3V 0.015'in ve 0V ise -0.015'in yerini tutmaktadır.

Şekil 5.42'de a_3 parametresi için tahmin değeri verilmektedir. Bu grafikte, 1.65V 0'a, 3.3V $8e-9$ 'a ve 0V ise $-8e-9$ 'a karşılık gelmektedir.



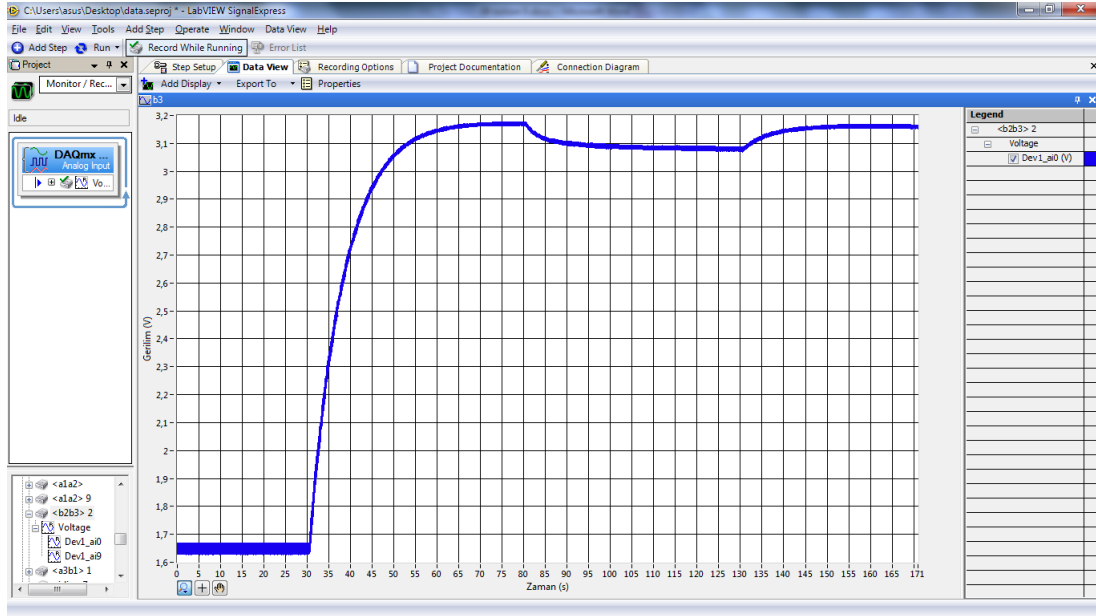
Şekil 5.43. b_1 parametresi tahmini



Şekil 5.44. b_2 parametresi tahmini

Şekil 5.43'de b_1 parametresinin tahmin grafiği verilmektedir. Bu grafikte, 1.65V 0'a, 3.3V 15'e ve 0V ise -15'e tekabül etmektedir.

Şekil 5.44'de b_2 parametresi için tahmin değeri verilmektedir. Bu grafikte, 1.65V 0'a, 3.3V 0.1'e ve 0V ise -0.1'e tekabül etmektedir.



Şekil 5.45. b_3 parametresi tahmini

Şekil 5.45’de b_3 parametresinin tahmin grafiği verilmektedir. Bu grafikte, 1.65V 0’a, 3.3V 2’ye ve 0V ise -2’ye tekabül etmektedir.

5.3. Sonuçların Yorumlanması

Sonuçlar yorumlanırken, ilk olarak yapılan simülasyon çalışmaları için PI denetleyici ve önerilen geri adımlı denetleyici sonuçları karşılaştırılmaktadır. Ardından, önerilen geri adımlı denetleyicinin simülasyon ve deneysel çalışma sonuçları karşılaştırılmıştır. Yalnız, önerilen denetleyici için yapılan deneysel çalışmalarda, sabit momentle yükleme düzeneği olmadığı için motor boşa çalıştırılmış, yükleme yapılamamıştır.

Bununla birlikte, önerilen denetleyicinin simülasyon ve deneysel çalışmalarında, aynı referans hız profili ve ayrıca aynı geri besleme ve parametre tahmin katsayıları kullanıldığı için, karşılaştırma yapmak, boşa çalışma için mümkündür.

5.3.1. PI denetleyici ve önerilen geri adımlı denetleyici simülasyon sonuçlarının karşılaştırılması

Denetleyici tasarımlarında denetlenen sisteme ait model bilgisine ihtiyaç duyulması büyük bir sakıncadır. Bu açıdan, PI denetleyici ve önerilen geri adımlı denetleyici birbiri ile karşılaştırıldığında, önerilen geri adımlı denetleyicinin çok üstün olduğu görülmektedir. Çünkü önerilen geri adımlı denetleyici sadece kutup sayısı parametre bilgisine ihtiyaç duyarken, tasarlanan PI denetleyicide için tüm model bilgisi kullanılmak zorundadır. Aksi takdirde, PI denetleyici ile aşmasız ve yüksek performanslı bir hız cevabı elde etmek mümkün değildir.

PI denetleyici ve önerilen geri adımlı denetleyici için simülasyon çalışmalarının sonuçları karşılaştırıldığında, önerilen denetleyicinin çok daha yüksek performanslı olduğu görülmektedir. SMSM'a uygulanan denetim girişlerinin çok yaklaşık olarak aynı olmasına rağmen, referans hızın basamak değişimleri için önerilen denetleyicide hız referansa 0.008 s'de oturmaktadır. Bu zaman PI denetleyici de ise 0.2 s'dir. Uygulanan yük momenti ile PI denetleyicide hız düşümü ve yükselimi 60 rad/s iken önerilen denetleyici de ise bu değer 40 rad/s'ye eşittir. Fakat önerilen denetleyici yük momentine rağmen hızı referansa yine 0.016 s'de sürerken, bu süre PI denetleyicide 1.5s olarak ortaya çıkmaktadır. PI denetleyicinin tasarımında tüm model bilgisi kullanılmasına rağmen, önerilen geri adımlı denetleyici ile çok daha yüksek bir performans elde edilmektedir.

Sonuç olarak önerilen doğrusal olmayan ve uyarlamalı denetleyicinin SMSM'un hız denetiminde çok daha yüksek performanslı ve SMSM'un doğrusal olmayan yapısına çok daha uygun bir denetleyici olduğu anlaşılmaktadır.

5.3.2. Önerilen geri adımlı denetleyici için simülasyon ve deneysel çalışma sonuçlarının karşılaştırılması

Şekil 5.35, 5.37 ve 5.38'de görüldüğü gibi hız ve akım izleme hataları e , e_d ve e_q asimptotik olarak sıfıra gitmektedir. Bu durum bölüm 3'de verilen kararlılık analizi sonucunu deneysel olarak doğrulamaktadır.

Hatırlanacağı gibi, $\tilde{x}_i = x_i - \hat{x}_i$; $\dot{\tilde{x}} = -\dot{\hat{x}}$, $x = (a, b)$, $i = (1, 2, 3)$ olarak verilmişti. Bu kabulden anlaşıldığı gibi, eğer parametre tahminleri birer sabite yakınsıyorsa, parametre tahmin hataları da birer sabite yakınsamaktadır. Bu durumda, parametre tahmin hatalarının türevleri sıfıra gidecek ve böylece Lyapunov fonksiyonunun nihai türevinde parametre tahmin hatalarının türevleri gözükmeyecektir. Denetim sisteminin asimptotik kararlı olduğunu gösterebilmek için, bu koşulun kesinlikle sağlanması gerekmektedir. Şekil 5.40, 5.41, 5.42, 5.43, 5.44 ve 5.45’de görüldüğü gibi, tüm parametre ve dış bozucu tahminleri kararlı durumda birer sabite yakınsamaktadır. Bu durumda, bu belirsizliklere ait tahmin hatalarının türevleri sıfır olmaktadır. Böylece, yukarıda anlatılan koşul sağlanmaktadır.

Şekil 5.31’den 5.45’e kadar verilen tüm grafiklerden, her işaretin değişiminin sınırlı kaldığı ve nihai değerinin bir sabite eşit olduğu görülmektedir. Bu durum, Bölüm 3’de verilen kararlılık analizine göre, kapalı çevrim denetim sisteminde bulunan tüm işaretlerin sınırlı kaldığı sonucunu doğrulamaktadır.

Yukarıdaki üç paragrafta yapılan analiz, önerilen geri adımlı denetleyicinin simülasyon sonuçları için de geçerlidir.

Bununla birlikte, önerilen denetleyicinin simülasyon çalışmalarında motor 1 Nm ile yüklenmiş fakat deneysel çalışmalarda yüksüz çalıştırılmıştır. Ayrıca, simülasyon sonuçlarının grafikleri doğrudan elde edilmiş fakat deneysel çalışmalarda alınan ölçümler, PWMDAC çıkışlarına bağlanan ve kesim frekansı 328 rad/s olan 1. dereceden alçak geçiren filtreler yardımıyla elde edilmiştir. Bu alçak geçiren filtrelerin yerleşme zamanları 0.077 s’dir.

Simülasyon ve deneysel çalışma sonuçları, ilk olarak referans hızın 0’dan 100 rad/s’ye değişimi için karşılaştırılmıştır. Ardından referans hızın ± 100 rad/s’den ± 100 rad/s’ye değişimleri için de karşılaştırma yapılmıştır.

Referans hızın 0’dan 100 rad/s’ye değişimi için simülasyon çalışmalarında yerleşme zamanının 0.008 s, deneysel çalışmalarda ise 0.12 s olduğu görülmektedir. Simülasyon çalışmalarını deneysel çalışmalara benzetebilmek için, geri adımlı

denetleyici ile elde edilen hız çıkışına, (deneysel çalışmalarda ölçüm alma devresinde bulunan alçak geçiren filtreyi temsilen) kesim frekansı 328 rad/s' lik 1. dereceden alçak geçiren filtre bağlanmıştır. Bu durumda, filtre çıkışında hız cevabına ait yerleşme zamanının, yapılan simülasyonda 0.08 s olduğu görülmüştür. Bu bağlamda, deneysel çalışma için yerleşme zamanının gerçek değerinin (yani PWMDAC çıkışlarında alçak geçiren filtrelerden önceki değerinin) çok yaklaşık olarak 0.012 s civarında olduğu düşünülmektedir. Bu durum deneysel çalışma ve simülasyon sonuçlarının, referans hızın 0'dan 100 rad/s'ye değişimi için, yüksek oranda örtüşüğünü göstermektedir.

Referans hızın ± 100 rad/s'den ± 100 rad/s'ye değişimlerinde ise, yerleşme zamanının simülasyon çalışmalarında 0.016 s olduğu, deneysel çalışmalarda ise 0.24 s olduğu görülmektedir. Bu değerler, üst paragrafta 0'dan 100 rad/s'ye verilen değerlerin iki katıdır. Dolayısı ile yukarıdaki analiz, bu çalışma durumu içinde geçerlidir. Sonuçta, referans hızın ± 100 rad/s'den ± 100 rad/s'ye değişimlerinde de, simülasyon ve deneysel çalışma sonuçları yüksek oranda örtüşmektedir.

Denetim girişleri olan V_d ve V_q gerilimleri, deneysel çalışmalarda simülasyon çalışmalarına göre yaklaşık olarak %15 daha yüksek çıkmıştır.

Simülasyon ve deneysel çalışma sonuçları için, parametre tahmin grafiklerinin de birbirlerine oldukça benzediği fakat aynı olmadığı görülmektedir. Bu durum, simülasyon çalışmalarında motora bir yük profili uygulanmasına rağmen deneysel çalışmalarda motorun yüksüz çalıştırılmasından kaynaklanmaktadır.

Simülasyon ve deneysel çalışma sonuçlarının küçük ölçüde birbirlerinden farklı olduğu görülmektedir. Bu durumun en büyük sebebi simülasyon çalışmalarında kullanılan parametre bilgilerinin (kullanılan SMSM'un kataloğundan okunarak elde edilmiştir) gerçek değerinin katalog bilgisinden küçük ölçüde farklı olmasıdır. Tüm parametreler katalogta $\pm 10\%$ bilgi hatası ile verilmektedir. Ayrıca, tüm parametrelerin çalışma koşullarına bağlı olarak değiştiği de unutulmamalıdır. Bütün bunların sonucunda, yani gerçek hayatın hatasız bir şekilde simülasyon çalışmalarına

yansıtılmaması nedeniyle, simülasyon ve deneysel çalışma sonuçları doğal olarak birbirinden küçük ölçüde farklı çıkmaktadır.

Sonuç olarak, beş parametre ve bir dış bozucu (yük momenti) belirsizliğine karşı genel asimptotik kararlı doğrusal olmayan ve uyarlamalı geri adımlı denetleyici tasarlanmış ve gerçek zamanlı uygulaması yapılmıştır. Denetleyici tasarımında, kutup sayısının bilindiği varsayılmıştır, çünkü bu parametre bir etiket bilgisidir ve farklı çalışma durumlarına bağlı olarak değişmemektedir.

Deneysel sonuçlar, tasarlanan denetleyicinin SMSM ve yük dinamiklerindeki tüm belirsizlik ve değişimlere karşı dayanıklı olduğunu ispatlamaktadır. Ayrıca, elde edilen sonuçlardan, tasarlanan denetleyicinin deneysel olarak uygulanabilir ve yüksek performanslı olduğu açıktır.

Tasarlanan denetleyicinin en büyük sakıncası, geri besleme ve parametre tahmin katsayılarının, analitik bir yöntem bulunmadığı için, deneme yanılma yöntemine göre ayarlanabilir olmasıdır. Bu aşama son ayarlama “final adjustment” olarak adlandırılmaktadır [73].

5.4. Deneysel Çalışmaya ait C Yazılımı

Gerçek zamanlı uygulama ile ilgili bütün işlemler PWM kesmesinin içinde yer almaktadır ve bu kesme periyodik olarak 10^{-4} s’de bir defa oluşmaktadır. Aynı şekilde rotor konumunu belirli bir değere çekebilmek için kullanılan iki adet PI denetleyici de bu PWM kesmesinin içine yazılmıştır.

Aşağıda, deneysel çalışmada kullanılan C yazılımı verilmektedir. Tüm yazılım çok uzun olduğu için, DSP’nin ADC ve PWM gibi ara yüzlerinin kurulumu ile ilgili fonksiyonlar kapalı halde verilmektedir. Bu tür fonksiyonlar uygulama notu olarak Texas Instrument firmasının web sayfasında çok çeşitli olarak sunulmaktadır. Çalışmanın doğrudan ilgilendirdiği kısım olan denetleyici yazılımı ise hiçbir nokta atlanmadan aşağıda verilmektedir.

```
/* Nonlinear and Adaptive Backstepping Control of PMSM */
```

```
#include "PeripheralHeaderIncludes.h"
#include "HVPM_Sensorless-Settings.h"
#include "IQmathLib.h"
#include "HVPM_Sensorless.h"
#include <math.h>
```

```
#ifdef FLASH
#pragma CODE_SECTION(MainISR,"ramfuncs");
#endif
```

```
interrupt void MainISR(void);
void DeviceInit();
void MemCopy();
void InitFlash();
void HVDMC_Protection(void);
```

```
extern Uint16 *RamfuncsLoadStart, *RamfuncsLoadEnd, *RamfuncsRunStart;
```

```
int16 VTimer0[4];
int16 VTimer1[4];
int16 VTimer2[4];
int16 SerialCommsTimer;
```

```
int i=0, sector= 0;
long int xi=0;
```

```
_iq wd = _IQ(100.0);
_iq wdeski = _IQ(100.0);
_iq wdt = _IQ(0.0);
_iq wd_d = _IQ(0.0);
_iq w = _IQ(0.0);
_iq we = _IQ(0.0);
_iq angle = _IQ(0.0);
_iq aci = _IQ(0.0);
_iq aci_son = _IQ(0.0);
_iq aci_s = _IQ(0.0);
_iq a11 = _IQ(0.0);
_iq a1 = _IQ(0.0);
```

```
_iq a22 = _IQ(0.0);  
_iq a2 = _IQ(0.0);  
_iq a33 = _IQ(0.0);  
_iq a3 = _IQ(0.0);  
_iq b11 = _IQ(0.0);  
_iq b1 = _IQ(0.0);  
_iq b22 = _IQ(0.0);  
_iq b2 = _IQ(0.0);  
_iq b33 = _IQ(0.0);  
_iq b3 = _IQ(0.0);  
_iq Id = _IQ(0.0);  
_iq Id_des = _IQ(0.0);  
_iq Iq = _IQ(0.0);  
_iq Iqdes = _IQ(0.0);  
_iq Iqdes_t = _IQ(0.0);  
_iq Iqdest = _IQ(0.0);  
_iq Iqdese = _IQ(0.0);  
_iq Iqdes_d = _IQ(0.0);  
_iq Vq = _IQ(0.0);  
_iq Vd = _IQ(0.0);  
_iq e = _IQ(0.0);  
_iq eq = _IQ(0.0);  
_iq ed = _IQ(0.0);  
_iq ia = _IQ(0.0);  
_iq ib = _IQ(0.0);  
_iq ic = _IQ(0.0);  
_iq ialpha = _IQ(0.0);  
_iq ibeta = _IQ(0.0);  
_iq Valpha = _IQ(0.0);  
_iq Vbeta = _IQ(0.0);  
_iq Va = _IQ(0.0);  
_iq Vb = _IQ(0.0);  
_iq Vc = _IQ(0.0);  
_iq va = _IQ(0.0);  
_iq vb = _IQ(0.0);  
_iq vc = _IQ(0.0);  
_iq ta = _IQ(0.0);  
_iq tb = _IQ(0.0);  
_iq half_t0 = _IQ(0.0);  
_iq m = _IQ(0.0);
```



```

_iq DcBus = _IQ(0.0);
_iq Tsample = _IQ(0.0001);
_iq t = _IQ(0.0);

_iq La1 = _IQ(0.001);
_iq La2 = _IQ(10.0);
_iq La3 = _IQ(0.0000001);
_iq Lb1 = _IQ(0.5);
_iq Lb2 = _IQ(0.000001);
_iq Lb3 = _IQ(0.0002);

_iq k1 = _IQ(0.3);
_iq k2 = _IQ(250.0);
_iq k3 = _IQ(1.0);

float32 T = 0.001/ISR_FREQUENCY;

Uint32 IsrTicker = 0;
Uint16 BackTicker = 0;
Uint16 lsw=0;
Uint16 Init_IFlag=0;
Uint16 TripFlagDMC=0;

volatile Uint16 EnableFlag = FALSE;

Uint16 DLoopPrescaler = 100;
Uint16 DLoopCount = 1;

QEP qep1 = QEP_DEFAULTS;
SPEED_MEAS_QEP speed1 = SPEED_MEAS_QEP_DEFAULTS;
PWMGEN pwm1 = PWMGEN_DEFAULTS;
PWMDAC pwmdac1 = PWMDAC_DEFAULTS;
PIDREG4 pid_id = PIDREG4_DEFAULTS;
PIDREG4 pid_iq = PIDREG4_DEFAULTS;

void main(void)
{
    DeviceInit();

#ifdef FLASH

```

```

MemCopy(&RamfuncsLoadStart, &RamfuncsLoadEnd, &RamfuncsRunStart);

InitFlash();
#endif

while (EnableFlag==FALSE)
{
    BackTicker++;
}

CpuTimer0Regs.PRD.all = mSec1;
CpuTimer1Regs.PRD.all = mSec5;
CpuTimer2Regs.PRD.all = mSec50;

pwm1.PeriodMax = 15000000*0.0001/2;
PWM_INIT_MACRO(pwm1)

ADC_MACRO_INIT()

qep1.LineEncoder = 2500;
qep1.MechScaler = _IQ30(0.25/qep1.LineEncoder);
qep1.PolePairs = POLES/2;
qep1.CalibratedAngle = 0;
QEP_INIT_MACRO(qep1)

speed1.K1 = _IQ21(1/(BASE_FREQ*T));
speed1.K2 = _IQ(1/(1+T*2*PI*5));
speed1.K3 = _IQ(1)-speed1.K2;
speed1.BaseRpm = 120*(BASE_FREQ/POLES);

pid_id.Kp = _IQ(400.0);
pid_id.Ki = _IQ(400.0);
pid_id.Ui = _IQ(0.0);
pid_id.OutMax = _IQ(1250.0);
pid_id.OutMin = _IQ(-1250.0);

pid_iq.Kp = _IQ(400.0);
pid_iq.Ki = _IQ(400.0);
pid_iq.Ui = _IQ(0.0);

```

```

pid_iq.OutMax = _IQ(3500.0);
pid_iq.OutMin = _IQ(-3500.0);

HVDMC_Protection();
EALLOW;
PieVectTable.EPWM1_INT = &MainISR;
EDIS;
PieCtrlRegs.PIEIER3.bit.INTx1 = 1;
EPwm1Regs.ETSEL.bit.INTEN = 1;
EPwm1Regs.ETSEL.bit.INTSEL = 1;
EPwm1Regs.ETPS.bit.INTPRD = 1;
EPwm1Regs.ETCLR.bit.INT = 1;

IER |= M_INT3;
EINT;
ERTM;
}

//10kHz PWM interrupt
interrupt void MainISR(void)
{
    IsrTicker++;

    if (lsw==0)
    {
        EQep1Regs.QPOSCNT=0; EQep1Regs.QCLR.bit.IEL = 1;
    }
    if ((EQep1Regs.QFLG.bit.IEL==1) && Init_IFlag==0)
    {
        qep1.CalibratedAngle= EQep1Regs.QPOSILAT; Init_IFlag++;
    }
    if(lsw==0)
    {
        read_currents();
        ic = -ia-ib;

        angle = 0;
        Id = 0.6666667*(ia*sin(aci) + ib*sin(aci - 2.0943951023932) + ic*sin(aci +
2.0943951023932));
    }
}

```

```

Iq = 0.6666667*(ia*cos(aci) + ib*cos(aci - 2.0943951023932) + ic*cos(aci +
2.0943951023932));

pid_iq.Ref = _IQ(0.0);
pid_iq.Fdb = Iq;
PID_MACRO4(pid_iq)
Vq = pid_iq.Out;

pid_id.Ref = _IQ(1.0);
pid_id.Fdb = Id;
PID_MACRO4(pid_id)
Vd = pid_id.Out;
}

if (lsw==1)
{

QEP_MACRO(qep1);
angle = qep1.ElecTheta;
aci = angle*6,2831853071795;

speed1.ElecTheta = qep1.ElecTheta;
speed1.DirectionQep = (int32)(qep1.DirectionQep);
SPEED_FR_MACRO(speed1)

w = speed1.Speed*314.1592653589793;
we = 4*w;

read_currents();
ic = -ia-ib;

Id = 0.6666667*(ia*sin(aci) + ib*sin(aci - 2.0943951023932) + ic*sin(aci +
2.0943951023932));
Iq = 0.6666667*(ia*cos(aci) + ib*cos(aci - 2.0943951023932) + ic*cos(aci +
2.0943951023932));

if (xi == 50000)
{
wd = -100;
}
}

```

```

if (xi == 100000)
{
    wd = 100;
    xi = 0;
}
xi = xi + 1;

e = w - wd;
ed = Id - Id_des;
eq = Iq - Iqdes;

a11 = -La1*e*w;
a1 = a1 + a11*Tsample;
a22 = -La2*e*Tsample;
a2 = a2 + a22*Tsample;
a33 = -La3*e*wd_d;
a3 = a3 + a33*Tsample;
b11 = -Lb1*(Iq*eq + Id*ed);
b1 = b1 + b11*Tsample;
b22 = -Lb2*(Id*we*eq - Iq*we*ed + Iqdes_d*eq);
b2 = b2 + b22*Tsample;
b33 = -Lb3*we*eq;
b3 = b3 + b33*Tsample;

wdt = (wd - wdeski)*10000;
wdeski = wd;
wd_d = _IQsat(wdt, 1000, -1000);

Iqdes_t = 0.25 * (a1*w + a2 + a3*wd_d) - k1*e;
Iqdes = _IQsat(Iqdes_t, 3.5, -3.5);

if (DLoopCount==DLoopPrescaler)
{
    Iqdest = (Iqdes - Iqdese)*100;
    Iqdese = Iqdes;
    Iqdes_d = _IQsat(Iqdest, 10.0, -10.0);
    DLoopCount=1;
}
else DLoopCount++;

```

```

Vq = b1*Iq + b2*we*Id + b3*we + b2*Iqdes_d - k2*eq - e;
Vd = b1*Id - b2*we*Iq - k3*ed;
}

```

```

//Calculate PWM instants via sinusoidal PWM

```

```

Sinus_PWM();

```

```

//Calculate PWM instants via Space Vector PWM

```

```

Valpha = Vd*cos(aci) - Vq*sin(aci);

```

```

Vbeta = Vd*sin(aci) + Vq*cos(aci);

```

```

if (aci>=0.0 & aci<1.0471975511966)

```

```

{
    sector=1;
    aci_son = aci;
    if (m>1) m=1;
    calc_pwms();
}

```

```

if (aci>=1.0471975511966 & aci<2.0943951023932)

```

```

{
    sector=2;
    aci_son = aci - 1.0471975511966;
    if (m>1) m=1;
    calc_pwms();
}

```

```

if (aci>=2.0943951023932 & aci<3.1415926535898)

```

```

{
    sector=3;
    aci_son = aci - 2.0943951023932;
    if (m>1) m=1;
    calc_pwms();
}

```

```

if (aci>=3.1415926535898 & aci<4.1887902047864)

```

```

{
    sector=4;
    aci_son = aci - 3.1415926535898;
    if (m>1) m=1;
}

```

```

        calc_pwms();
    }

    if (aci>=4.1887902047864 & aci<5.235987755983)
    {
        sector=5;
        aci_son = aci - 4.1887902047864;
        if (m>1) m=1;
        calc_pwms();
    }

    if (aci>=5.235987755983 & aci<6.2831853071796)
    {
        sector=6;
        aci_son = aci - 5.235987755983;
        if (m>1) m=1;
        calc_pwms();
    }

//Write related data to PWMDACs
    Update_PWMDACs ();

//Update PWM registers of TMS320f28335 by using a PWM technique,
    EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA = va;//or Va
    EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA = vb;//or Vb
    EPwm3Regs.CMPA.half.CMPA = vc;//or Vc
    EPwm1Regs.ETCLR.bit.INT = 1;

    PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP3;
}
void HVDMC_Protection(void)
{
    EALLOW;

    EPwm1Regs.TZSEL.bit.CBC6=0x1;
    EPwm2Regs.TZSEL.bit.CBC6=0x1;
    EPwm3Regs.TZSEL.bit.CBC6=0x1;

    EPwm1Regs.TZSEL.bit.OSHT1 = 1;
    EPwm2Regs.TZSEL.bit.OSHT1 = 1;

```

```

EPwm3Regs.TZSEL.bit.OSHT1 = 1;

EPwm1Regs.TZCTL.bit.TZA = TZ_FORCE_LO;
EPwm1Regs.TZCTL.bit.TZB = TZ_FORCE_LO;

EPwm2Regs.TZCTL.bit.TZA = TZ_FORCE_LO;
EPwm2Regs.TZCTL.bit.TZB = TZ_FORCE_LO;

EPwm3Regs.TZCTL.bit.TZA = TZ_FORCE_LO;
EPwm3Regs.TZCTL.bit.TZB = TZ_FORCE_LO;
EDIS;

EPwm1Regs.TZCLR.bit.OST = 1;
EPwm2Regs.TZCLR.bit.OST = 1;
EPwm3Regs.TZCLR.bit.OST = 1;
}

#ifndef __PIDREG4_H__
#define __PIDREG4_H__
typedef struct {
    _iq Ref;
    _iq Fdb;
    _iq Err;
    _iq Kp;
    _iq Up;
    _iq Ui;
    _iq Uii;
    _iq OutPreSat;
    _iq OutMax;
    _iq OutMin;
    _iq Out;
    _iq SatErr;
    _iq Ki;
    _iq Kc;
    _iq Kd;
    _iq Up1;
} PIDREG4;

typedef PIDREG4 *PIDREG4_handle;
#define PIDREG4_DEFAULTS { 0, \
                          0, \

```



```

0, \
_IQ(1.3), \
0, \
0, \
0, \
0, \
_IQ(3750.0), \
_IQ(-3750.0), \
0, \
0, \
_IQ(0.02), \
_IQ(0.5), \
_IQ(1.05), \
0, \
}

```

```
#define PID_MACRO4(v)
```

```

v.Err = v.Ref - v.Fdb;
v.Up= _IQmpy(v.Kp,v.Err);
v.Uii= _IQmpy(v.Ki,v.Err);
v.Ui= v.Ui + _IQmpy(v.Uii,0.0001);
v.OutPreSat= v.Up + v.Ui;
v.Out = _IQsat(v.OutPreSat, v.OutMax, v.OutMin);

```

```
#endif // __PIDREG4_H__
```

Rotor konumunu başlangıç noktasına çekmek için yukarıdaki makro “PID_MACRO4” kullanılmıştır. Bu makro, örnekleme zamanı integral hesabına eklenerek, Texas Instrument’in ürettiği PID_MACRO3’den türetilmiştir.

Yazılımdaki lsw değişkeni 0 yapıldığında PI denetleyiciler çalışarak rotoru sıfır dereceye çekmektedir. Bu durumda referans hız ve rotor açısı sıfır girilmektedir. Yani hız döngüsü açık durumdadır. lsw değişkeni 1 yapıldığında ise geri adımlı denetleyici çalışmaya başlamaktadır. Bu durumda ise, referans hız 100rad/s olarak uygulanmakta ve hız döngüsü kapatılmaktadır. Yani, rotor açısı ve hızı ayrık zaman periyotlarında sürekli okunmaya başlanmaktadır.

C yazılımında, Texas Instrument'in Code Composer Studio için sağladığı proje ortamı kullanılmış, yeni bir proje oluşturulmamıştır. Bu yüzden Texas Instrument'in hazırladığı projedeki bazı değişkenlerin isimleri değiştirilmeden kullanılmıştır.

BÖLÜM 6. TARTIŞMA VE ÖNERİLER

Bu tez çalışmasında iki adet yeni doğrusal olmayan ve uyarlamalı geri adımlı denetleyici tasarımı, belirsiz bir SMSM'un yüksek performanslı hız izleme denetimi için önerilmektedir. İlk denetleyici dört parametre ve yük momenti dış bozucusu belirsizlikleri altında tasarlanmıştır. Mıknatıslama akısı ve kutup sayısının bilindiği varsayılmıştır. İkinci denetleyici ise, beş parametre ve yük momenti belirsizlikleri altında tasarlanmış, sadece kutup sayısının bilindiği varsayılmıştır.

İlk denetleyici tasarımında, denetim sisteminin genel asimptotik kararlılığı iki adet geri besleme kazancının iki farklı koşulu sağlamasına bağlıdır. İkinci denetleyici de genel asimptotik kararlılığa sahiptir fakat böyle bir kısıtlaması yoktur.

Denetleyici tasarımında ihtiyaç duyulan model bilgisi ve denetleyicilerin sahip olduğu kısıtlılıklar açısından bakıldığında, ikinci denetleyicinin daha yüksek performans ve kolay gerçeklemeye sahip olduğu ortadadır. Yani, ikinci denetleyicide ilkinde ek olarak rotor mıknatıslama akısı da bir belirsizlik olarak kabul edilmekte ve uyarlamalı olarak tahmin edilmektedir. Bu yüzden sadece ikinci denetleyiciye ait deneysel çalışma yapılmıştır.

Tasarlanan denetleyiciler, parametre aşımı ve sonsuzluk hatalarına sahip değildir. Ayrıca, denetleyici tasarımında bağlanım matrisleri de kullanılmamıştır. Dolayısıyla, bağlanım matrislerinin neden olduğu karmaşıklık ortadan kalkmıştır.

Tasarlanan denetleyiciler tüm doğrusal olmayan dinamikleri göz önüne almaktadır. Bu açıdan, doğrusallaştırma yöntemlerinin neden olduğu dezavantajlara sahip değildir.

Deneysel çalışmaların sonucunda, tasarlanan denetleyicinin SMSM ve yük dinamiklerindeki tüm belirsizlik ve değişimlere karşı duyarsız diğer bir deyişle dayanıklı olduğu görülmüştür.

Sonuç olarak, tasarlanan denetleyici zamanla değişen bir referans hız profilinin asimptotik olarak izlenmesini sağlamaktadır.

Önceden belirtildiği gibi, ikinci denetleyicide model bilgisi olarak sadece kutup sayısının bilindiği varsayılmıştır. Yeni bir denetleyici tasarımı yapılarak, bu parametre de belirsiz kabul edilebilir.

İkinci denetleyici de referans q ekseninin akımının “ i_{qdes} ” türevi nümerik olarak hesaplanmaktadır. Gerçek zamanlı uygulamalardaki gürültü sorunu, nümerik olarak türev almayı problemlili bir hale getirmektedir. Uygulanabilecek bir çözüm yolu türev alma zamanını uzun tutmak ve böylece gürültü etkilerini azaltmaktır. Diğer bir çözüm yolu da “Super Twisting Based Second Order Sliding Mode” gibi yaklaşımlar kullanarak analitik türevin gerçek değerini gözetlemektir.

Gerçekleştirilen deneysel çalışma da 15 adet ölçüm ikişer ikişer alınmak zorunda kalmıştır çünkü yalnızca iki adet analog çıkış (PWMDAC) mevcuttur. Bu tür deneysel çalışmalarda, seri haberleşme (SPI) veya paralel-sayısal girişlere sahip bir ADC ve bir de DAQ ikilisi kullanmak, bu problemi ortadan kaldıran önemli bir çözüm yoludur. Yüksek hızlı ADC ve DAQ ikilisi kullanıldığında çok sayıda veriyi yüksek hızda toplamak mümkün hale gelmektedir. Bununla birlikte, çok sayıda donanımın aynı şebekeden beslendiği böyle durumlarda, ortaya yalıtım problemlerinin çıktığı ve bir hata anında donanım kaybı olduğu unutulmamalıdır.

Ölçüm almak için kullanılan bir diğer yöntem ise, gerçek zamanlı veri değişimi (RTDX) desteğine sahip bir emulatör kullanarak, DSP'nin hafızasındaki çok sayıda veriyi herhangi bir ADC ve DAQ ikilisi kullanmadan bilgisayara aktarmaktır. Bu durumda, yalıtım problemleri ortaya çıkmadığı için deneysel çalışma daha kolay yapılabilir hale gelmektedir. Ek olarak hata ayıklama ve ölçüm alma aşamalarının da daha basit hale geldiği rahatlıkla söylenebilir.

KAYNAKLAR

- [1] LEONHARD, W., Control of Electrical Drives, Berlin: Springer-Verlag, ISBN: 3-540-41820-2, 1985.
- [2] ANG, KH., CHONG, G., LI, Y., PID control system analysis, design, and technology, IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2005; 13: 559-576.
- [3] TURSINI, M., PARASILITI, F., ZHANG, D., Real-time gain tuning of PI controllers for high-performance PMSM drives, IEEE Transactions on Industry Applications, 2002; 38: 1018-1026.
- [4] XU, J-X., PANDA, SK., PAN, Y-J., LEE, TH., LAM, BH., A modular control scheme for PMSM speed control with pulsating torque minimization, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2005; 51: 526-536.
- [5] GADOUE, SM., GIAOURIS, D., FINCH, JW., Artificial intelligence-based speed control of DTC induction motor drives-a comparative study, Electric Power Systems Research, 2009; 79: 210-219.
- [6] ZADEH, LA., Fuzzy sets, Inform. Control, 1965; 8: 338-353.
- [7] KOVACIC, Z., BOGDAN, S., Model reference adaptive fuzzy control of high-order systems, Engineering Applications of Artificial Intelligence, 1994; 7: 501-511.
- [8] ELMAS, C., USTUN, O., A hybrid controller for the speed control of a permanent magnet synchronous motor drive, Control Engineering Practice, 2008; 16: 260-270.
- [9] YU, J., CHEN, B., YU, H., GAO, J., Adaptive fuzzy tracking control for the chaotic permanent magnet synchronous motor drive system via backstepping, Nonlinear Analysis: Real World Applications 2011; 12: 671-681.
- [10] HUNG, JY., GAO, W., HUNG, JC., Variable structure control: a survey, IEEE Transactions on Industrial Electronics 1993; 40: 2-22.
- [11] ZHANG, DQ., PANDA, SK., Chattering-free and fast-response sliding mode controller, IEE Proceedings Control Theory and Applications, 1999; 146: 171-177.

- [12] BAIK, IC., KIM, KH., YOUN, MJ., Robust nonlinear speed control of PM synchronous motor using boundary layer integral sliding mode control technique, *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2000; 8: 47-54.
- [13] AISSAOUI, AG., ABID, M., TAHOUR, A., MEGHERBI, AC., A Fuzzy Logic and Variable Structure Control for Permanent Magnet Synchronous Motors, *International Journal of Systems Control*, 2010; 1: 13-21
- [14] UTKIN, VI., SABANOVIC, A., Sliding Modes Applications in Power Electronics and Motion Control Systems, *ISIE '99*, 22-31, 1999.
- [15] YOUNG, KD., UTKIN, VI., OZGUNER, U., A Control Engineer's Guide to Sliding Mode Control, *IEEE Transactions on Control System Technology*, 1999; 7: 328-342.
- [16] KHALIL, H., *Nonlinear systems*, New Jersey: Prentice Hall, ISBN: 0-13-067369-7, 2002.
- [17] FURUTA, K., Sliding mode control of a discrete system, *System and Control letters*, 1990; 14: 145-152.
- [18] SABANOVIC, A., WADA, K., SABANOVIC, N., Chattering Free Sliding Modes in Robotic Manipulators Control, *IROS '93*, 1260-1267, 1993.
- [19] HA, QP., NGUYEN, QH., RYE, DC., DURRANT-WHYTE, HF., Fuzzy Sliding-Mode Controllers with Applications, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2001; 48: 38-46.
- [20] LU, Y-S., CHEN, J-S., A Self-organizing Fuzzy Sliding-Mode Controller Design for a Class of Nonlinear Servo Systems, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 1994; 41: 492-502.
- [21] HA, QP., RYE, DC., DURRANT-WHYTE, HF., Fuzzy moving sliding mode control with application to robotic manipulators, *Automatica*, 1999; 35: 607-616
- [22] KUO, C-FJ., HSU, C-H., TSAI, C-C., Control of a permanent magnet synchronous motor with a fuzzy sliding-mode controller, *Int J Adv Manuf Technol*, 2007; 32: 757-763.
- [23] HU, H., HU, Q., LU, Z., XU, D., Optimal PID controller design in PMSM servo system via particle swarm optimization, *IECON 2005*, 79-83, 2005.
- [24] JAN, RW., TSENG, CS., LIU, RJ., Robust PID control design for permanent magnet synchronous motor: a genetic approach, *Electric Power Systems Research*, 2008; 78: 1161-1168.

- [25] DEMİRTAS, M., Off-line tuning of a PI speed controller for a permanent magnet brushless DC motor using DSP, *Energy Conversion and Management*, 2011; 52: 264-273.
- [26] GUPTA, R., AND KUMAR, R., BANSAL, A., Artificial intelligence applications in Permanent Magnet Brushless DC motor drives, *Artificial Intelligence Review*, 2010; 33: 175-186.
- [27] MEDAGAM, PV., YUCELEN, T., POURBOGHRAT, F., Adaptive SDRE based nonlinear sensorless speed control for PMSM drives, *ACC'09*, 3866-3871, 2009.
- [28] BANKS, H.T., LEWIS, B.M., AND TRAN, H.T., Nonlinear Feedback Controllers and Compensators: A State-Dependent Riccati Equation Approach, *Computational Optimization and Applications*, 2007; 37: 177-218.
- [29] KHALIL, H., Control of Nonlinear Systems Lecture Notes, Department of Electrical and Computer Engineering – Michigan State University – East Lansing USA.
- [30] LANDAU, ID., From robust control to adaptive control, *Control Engineering Practice*, 2003; 7: 1113-1124.
- [31] SHI, H., FENG, Y., YU, X., Adaptive Backstepping Hybrid Terminal Sliding-mode Control for Permanent Magnet Synchronous Motor, *11th International Workshop on Variable Structure Systems*, 272-276, 2010.
- [32] CHANG, S.H., CHEN, PY., TING, YH., HUNG, S.W., Robust Current Control-Based Sliding Mode Control With Simple Uncertainties Estimation In Permanent Magnet Synchronous Motor Drive Systems, *Electric Power Applications*, 2010; 4: 441-450.
- [33] CHANG, Y., CHENG, CC., Adaptive Sliding Mode Control for Plants with Mismatched Perturbations to Achieve Asymptotical Stability, *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, 2007; 17: 880-896.
- [34] RAHMAN, MA., VILATHGAMUWA, DM., UDDIN, MN., TSENG, KJ., Nonlinear control of interior permanent-magnet synchronous motor, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2007; 39: 408-416.
- [35] LIU, Y., LI, XY., Robust adaptive control of nonlinear systems with unmodelled dynamics, *IEE Proceedings of Control Theory and Applications*, 2004; 151: 83-88.
- [36] IMURA, JI., SUGIE, T., YOSHIKAWA, T., Adaptive Robust Control of Robot Manipulators”, *IEEE Transactions on Robotics and Automation*, 1994; 10: 705-710.

- [37] VASIC, V., VUKOSAVIC, S N., LEVI, E., A Stator Resistance Estimation Scheme for Speed Sensorless Rotor Flux Oriented Induction Motor Drives, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2003; 18: 476-483.
- [38] KIM, KH., An MRAC-Based Nonlinear Speed Control Of an Interior PM Synchronous Motor With Improved Maximum Torque Operation, *International Journal of Electronics*, 2003; 90: 481-494.
- [39] KOKOTOVIC, P.V., The joy of feedback: nonlinear and adaptive, *IEEE Control Systems Magazine*, 1992; 12: 7-17.
- [40] KRSTIC, M., KANELLAKOPOULOS, I., KOKOTOVIC, P.V., *Nonlinear and adaptive control design*, New York: Wiley, ISBN: 0471127329, 1995.
- [41] ZHOU, J., WANG, Y., Adaptive backstepping speed controller design for a permanent magnet synchronous motor, *IEE Proceedings-Electric Power Applications*, 2002; 149: 165-172.
- [42] ZHOU, J., WANG, Y., Real-time nonlinear adaptive backstepping speed control for a PM synchronous motor, *Control Engineering Practice* 2005; 13: 1259-1269.
- [43] QUASSAID, M., CHERKAOUI, M., MAAROUFI, M., Improved nonlinear velocity tracking control for synchronous motor drive using backstepping design strategy, *IEEE Russia Power Technology*, 1-6, 2005.
- [44] REBOUH, S., KADDOURI, A., ABDESSEMED, R., HADDOUN, A., Nonlinear Controller design for a Permanent Magnet Synchronous Motor, *IEEE International Electric Machines & Drives Conference*, 776-780, 2007.
- [45] JIANHUI, H., YONGXIANG, X., JIBIN, Z., Design and implementation of adaptive backstepping speed control for permanent magnet synchronous motor, *WCICA 2006*, 2011-2015, 2006.
- [46] XIE, Q., HAN, Z., KANG, H., Adaptive backstepping control for hybrid excitation synchronous machine with uncertain parameters, *Expert Systems with Applications*, 2010; 37: 7280-7284.
- [47] KARABACAK, M., ESKIKURT, Hİ., Speed and current regulation of a permanent magnet synchronous motor via nonlinear and adaptive backstepping control, *Mathematical and Computer Modelling*, 2011; 53: 2015-2030.
- [48] DAWSON, DM., HU, J., BURG, TC., *Nonlinear control of electric machinery*, New York: CRC Press, ISBN: 0824701801, 1998.

- [49] KIM, SK., Speed and current regulation for uncertain PMSM using adaptive state feedback and backstepping control, IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 1275-1280, 2009.
- [50] TAN, HL., CHANG, J., Field orientation and adaptive backstepping for induction motor. Industry Applications Conference-Thirty-Fourth IAS Annual Meeting, 2357-2363, 1999.
- [51] KRISHNAN, R., Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives, New York: CRC Press, ISBN: 0824753844, 2009.
- [52] KRISHNAN, R., Electric Motor Drives: Modeling, Analysis, and Control, New Jersey: Prentice Hall, ISBN: 9780130910141, 2001.
- [53] BIMAL, BK., Modern Power Electronics and AC Drives, New Jersey: Prentice Hall, ISBN: 9780130167439, 2001.
- [54] QUANG, NP., DITTRICH, JA., Vector Control of Three-Phase AC Machines: System Development in the Practice, Springer, ISBN: 9783642097867. 2010.
- [55] ONG, C-M., Dynamic Simulation of Electric Machinery: Using Matlab/Simulink, New Jersey: Prentice Hall, ISBN: 9780137237852, 1997.
- [56] NOVOTNY, D. W., LIPO, T. A., Vector Control & Dynamics of AC Drives, USA: Oxford University Press, ISBN: 9780198564393, 1996.
- [57] HASSE, K., Zur Dynamik drehzahl geregelter antriebe mit stromrichtergespeisten Asynchron-kurzschlußläufermaschinen (On the Dynamics of speed control of a static AC drive with squirrel cage induction machine), Ph.D. Dissertation, Technische Hochschule, Darmstadt, Germany, 1969.
- [58] BLASCHKE, F., The principle of field orientation as applied to the new transvector closed-loop control system for rotating field machine, Siemens Rev., 1972: 39(5): 217-220.
- [59] KAZMIERKOWSKI, MP., KRISHNAN, R., BLAABJERG, F., IRWIN, JD., Control In Power Electronics: Selected Problems, Academic Press, ISBN: 9780124027725, 2002.
- [60] MORIMOTO, S., SANDA, M., TAKEDA, Y., Effects and compensation of magnetic saturation in flux-weakening controlled permanent magnet synchronous motor drives, IEEE Transactions on Industry Applications, 1632-1637, 1994.
- [61] RAHMAN, MF., ZHANG, L., LIM, KW., A direct torque-controlled interior permanent magnet synchronous motor drive incorporating field weakening, IEEE Transactions on Industry Applications, 1246-1253, 1998.

- [62] NED, M., UNDELAND, TM., ROBBINS, WP., Power Electronics: Converters, Applications, and Design, Wiley, ISBN: 9780471226932, 2002.
- [63] HOLMES, GD., LIPO, TA., Pulse Width Modulation for Power Converters - Principle and Practise, New Jersey: IEEE Press, ISBN: 0471208140, 2003.
- [64] WU, B., High Power Converter and AC Drives, IEEE Press-Wiley, ISBN: 9780471731719, 2006.
- [65] HADDAD, WM., Nonlinear Dynamical Systems and Control - A Lyapunov Based Approach, Princeton: Princeton University Press, ISBN: 9780691133294, 2008.
- [66] KRSTIC, M., KANELLAKOPOULOS, I., KOKOTOVIC, P.V., Adaptive nonlinear control without overparametrization, Systems & Control Letters, 1992; 19: 177-185.
- [67] SPOONER, JT., MAGGIORE, M, ORDÓÑEZ, R, PASSINO, KM., Stable Adaptive Control & Estimation For Nonlinear Systems: Neural and Fuzzy Approximator Techniques, Wiley-Interscience, ISBN: 0471415464, 2001.
- [68] SLOTINE, JJ., LI, W., Applied Nonlinear Control, New Jersey: Prentice Hall, ISBN: 0130408905, 1991.
- [69] ZHOU, J., WEN, C., Adaptive Backstepping Control of Uncertain Systems : Nonsmooth Nonlinearities, Interactions or Time-Variations, Springer, ISBN: 3540778063, 2008.
- [70] SASTRY, S., Nonlinear Systems, Analysis, Stability and Control, Springer, ISBN: 3330000251217, 1999.
- [71] KARABACAK, M., ESKIKURT, Hİ., Design, modelling and simulation of a new nonlinear and full adaptive backstepping speed tracking controller for uncertain PMSM, Applied Mathematical Modelling 2012, doi:10.1016/j.apm.2011.12.048
- [72] www.ti.com
- [73] IOANNOU, PA., SUN, J., Robust Adaptive Control, New Jersey: Prentice Hall, ISBN: 0134391004, 1995.

ÖZGEÇMİŞ

Murat Karabacak, 20.10.1981'de Karabük'te doğdu. İlk, orta ve lise eğitimini Karabük'te tamamladı. 1998 yılında Karabük Teknik ve Endüstri Meslek Lisesi, Elektrik Bölümü'nden mezun oldu. 2000 yılında Kocaeli Üniversitesi'nde başladığı Elektrik Öğretmenliği Bölümü'nü 2004 yılında bitirdi. 2005 yılında Kocaeli Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektrik Eğitimi Ana bilim Dalı'nda başladığı yüksek lisans çalışmasını, 2008 yılında Düzce Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektrik Eğitimi Ana Bilim Dalı'nda bitirdi. 2005-2007 yılları arasında özel sektörde çeşitli görevlerde çalıştıktan sonra, 2007 yılında Düzce Üniversitesi Düzce Meslek Yüksekokulu'nda Öğretim Görevlisi olarak çalışmaya başladı. Şu anda Öğretim Görevlisi olarak Düzce Meslek Yüksekokulu'nda çalışmaya devam etmektedir.