

**KOCAELİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

DOKTORA TEZİ

**KALICI MIKNATISLI SENKRON MOTORUN MODEL
BAĞIMSIZ KAZANÇ UYARLAMALI YÜKSEK DERECELİ
KAYAN KİP YÖNTEMİ İLE HIZ DENETİMİ**

FUAT KILIÇ

KOCAELİ 2016

KOCAELİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ
ANABİLİM DALI

DOKTORA TEZİ

KALICI MIKNATISLI SENKRON MOTORUN MODEL
BAĞIMSIZ KAZANÇ UYARLAMALI YÜKSEK DERECELİ
KAYAN KİP YÖNTEMİ İLE HIZ DENETİMİ

FUAT KILIÇ

Prof.Dr. Feriha ERFAN KUYUMCU

Danışman, Kocaeli Üniv.

Prof.Dr. Nurettin ABUT

Jüri Üyesi, Kocaeli Üniv.

Prof.Dr. Faik MERGEN

Jüri Üyesi, İstanbul Teknik Üniv.

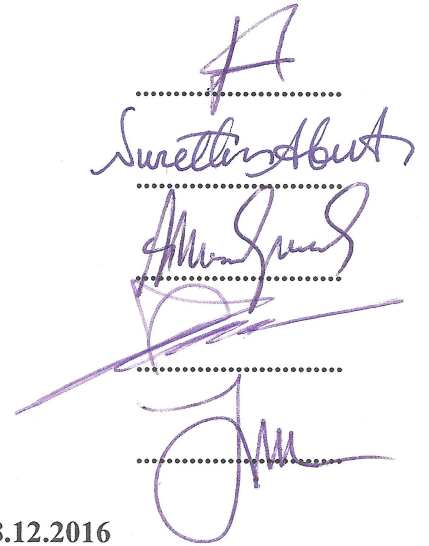
Prof.Dr. Hakan TEMELTAŞ

Jüri Üyesi, İstanbul Teknik Üniv.

Prof.Dr. Tarık DURU

Jüri Üyesi, Kocaeli Üniv.

Tezin Savunulduğu Tarih: 28.12.2016


.....
Nurettin Abut
.....
Faik Mergen
.....
Hakan Temeltaş
.....
Tarık Duru
.....

ÖNSÖZ VE TEŞEKKÜR

Elektrik motorları ve sürücüleri günümüzde hiç olmadığı kadar fazla uygulama alanı bulmaktadır. Günümüzde üretilen elektrik enerjisinin endüstride büyük oranda elektrik motorları tarafından tüketildiği bilinmektedir. Bu nedenle, kullanılan elektrik motorlarının hassas ve verimli olarak denetimi, ayrıca kullanılan motorların verimlerinin artırılması dünya genelinde halen önemli bir konu olarak yerini korumaktadır.

Elektronik denetimli fırçasız motorlar; fırçasız DA motoru ve fırçasız AA motoru olarak ikiye ayrılmaktadır. İki motor arasındaki fark endüklenen elektromotor kuvvet (EMK) veya zıt EMK karakteristikleridir. Fırçasız DA motoru (FDAM), trapez zıt EMK dalga şekline sahip olup, sürücü teknolojisi kullanılarak zıt EMK ve akım dalga şeklinin istenilen karakteristik değerleri amaçlanarak denetimi gerçekleştirilir. FDAM' ın yapısının basit olmasına rağmen, düşük devirlerde hız ve moment değerleri fırçasız AA motorlarına diğer deyişle kalıcı mıknatıslı senkron motorlara göre daha dalgalıdır. Diğer motor çeşitlerine KMSM, göre yüksek verimlilik, dayanıklılık, yüksek moment-akım oranı gibi üstünlüklerinden dolayı tez çalışmasında tercih edilmektedir.

Tez çalışması kapsamında kalıcı mıknatıslı senkron motorun alan yönlendirmeli denetim tabanlı algılayıcı kazanç uyarlamalı klasik ve yüksek dereceden kayan kip denetimi ve algılayıcısız yüksek dereceden kayan kip denetiminin olarak yapılması amaçlanmakta olup, elde edilen benzeşim ve uygulama sonuçları karşılaştırmalı tezde olarak verilmektedir. KMSM'nin dinamik cevabının geliştirilmesi ve çatırtı etkisinin azaltılması amacıyla yeni model bağımsız kazanç uyarlamalı yüksek dereceli kayan kip algoritmasının benzeşimi ve deneysel çalışması yapılmaktadır. Bunun sonucunda elde edilen bulgular benzeşim ve uygulama grafikleri olarak sunulmaktadır.

Bu çalışmada, desteklerini esirgemeyen aileme ve özellikle kardeşime teşekkür ederim.

Tez çalışmalarım süresince, çalışmalarına yön veren ve değerli desteklerini esirgemeyen tez danışmanım, Prof. Dr. Feriha ERFAN KUYUMCU ve bütün hocalarıma teşekkür ederim.

Aralık – 2016

Fuat KILIÇ

İÇİNDEKİLER

ÖNSÖZ VE TEŞEKKÜR	i
İÇİNDEKİLER	ii
ŞEKİLLER DİZİNİ.....	iv
TABLolar DİZİNİ	vii
SİMGELER DİZİNİ VE KISALTMALAR	viii
ÖZET.....	xi
ABSTRACT	xii
GİRİŞ	1
1. KALICI MIKNATISLI SENKRON MAKİNALAR	12
1.1. Kalıcı Miknatıslı Senkron Motorun Matematiksel Modeli.....	13
1.2. Kalıcı Miknatıslı Senkron Motor Eksen Dönüşümleri.....	17
1.2.1. Uzay vektör yöntemi.....	18
1.2.2. Clarke ve ters Clarke dönüşümü.....	19
1.2.3. Park ve ters Park dönüşümü.....	20
1.3. Darbe Genişlik Modülasyonu Tekniği ve Denetim Yöntemleri	21
1.3.1. Uzay vektör darbe genişlik modülasyonu.....	22
1.3.2. Alan yönlendirmeli denetim	29
1.4. PI (Oran-İntegral) Denetim	31
1.4.1. d-q eksenleri akım denetimi.....	32
1.4.2. Hız döngüsü denetim	35
2. DENETİM YÖNTEMLERİ VE KAYAN KIPLİ DENETİM.....	39
2.1. Birinci Dereceden Kayan Kipli Denetim	43
2.1.1. Değişmezlik özelliği, görece derece ve ulaşma zamanı	47
2.1.2. Kayan kip yüzeyi tasarım yöntemleri	48
2.1.3. Kayan kipli denetimde kararlılık analizi.....	49
2.1.4. Kayan kipli denetimde çatırtı ve çatırtı azaltma yöntemleri.....	50
2.1.5. Sınırlı zaman yakınsaması	53
2.2. Yüksek Dereceli Kayan Kipli Denetim Yöntemleri (YDKKD)	54
2.2.1. Burulma algoritması (BD)	56
2.2.2. Suboptimal kayan kip algoritması (SKKD).....	58
2.2.3. Üstün (Süper) burulma algoritması (ÜBD)	59
2.2.4. Üçüncü ve daha yüksek dereceli ÜBD algoritmaları.....	62
2.2.5. Dayanıklı tam türevleyici (DTT)	64
2.2.6. Lyapunov fonksiyonu tabanlı kararlılık.....	66
2.2.7. Geometri tabanlı kararlılık analizi	69
2.3. Standart ve Yüksek Dereceli Uyarlamalı Kazanç Kanunları	70
2.3.1. Standart ve yüksek dereceli KKD’de kazanç uyarlaması.....	71
2.3.2. Eşdeğer denetim tabanlı kazanç uyarlaması	75
2.3.3. İki katmanlı kazanç uyarlaması yöntemi	77
2.4. Model Bağımsız Denetim	79
2.5. Uyarlamalı kazançlı KKD algoritması.....	81
2.6. Model bağımsız-kazanç uyarlamalı ÜBD denetimi algoritması.....	84
2.7. Model bağımsız-üçüncü dereceden ÜBD denetimcisi.....	88

3.	KMSM’NİN ALGILAYICISIZ DENETİMİ.....	91
3.1.	Luenberger Gözlemleyici.....	93
3.2.	Üstün Burulma -Luenberger Gözlemleyicisi (ÜBL).....	94
3.2.1.	α - β Durağan referans çatıda ÜBL gözlemleyicisi	96
3.2.2.	Kararlılık analizi	97
4.	DENETİM SİSTEMİ, BENZEŞİM VE UYGULAMA SONUÇLARI.....	100
4.1.	KMSM Denetiminde Kullanılan Benzeşim Şemaları	100
4.2.	Deneysel Uygulamada Kullanılan Algoritmalara Ait Şemalar	110
4.3.	Deneysel Donanım Birimleri	113
4.4.	Benzeşim ve Uygulama Sonuçları	118
5.	SONUÇLAR ve ÖNERİLER.....	136
	KAYNAKLAR	139
	EKLER.....	154
	KİŞİSEL YAYINLAR VE ESERLER	163
	ÖZGEÇMİŞ	164



ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 1.1.	KMSM durağan ve senkron referans çatıları.....	14
Şekil 1.2.	KMSM d-q eksenleri eşdeğer devreleri.....	16
Şekil 1.3.	KMSM moment bileşenleri.....	17
Şekil 1.4.	Kalıcı mıknatıslı senkron motor denetiminde kullanılan dönüşümler.....	18
Şekil 1.5.	Uzay vektör bileşenleri.....	19
Şekil 1.6.	Clarke dönüşüm vektörleri.....	20
Şekil 1.7.	Park dönüşümü vektörleri.....	20
Şekil 1.8.	Uzay vektör darbe genişlik modülasyonu.....	22
Şekil 1.9.	3 Fazlı yıldız bağlı sistem.....	23
Şekil 1.10.	Üç fazlı evirici ve anahtarlama durumları.....	24
Şekil 1.11.	a) UVDGM sektör bileşenleri b) Gerilim vektör diyagramı.....	25
Şekil 1.12.	KMSM'ye ait alan etkili denetim genel şeması.....	30
Şekil 1.13.	Akım döngüleri PI denetim şeması.....	32
Şekil 1.14.	Kapalı çevrim karakteristik sistemi.....	33
Şekil 1.15.	Hız döngüsü PI denetim şeması.....	35
Şekil 1.16.	Akım döngüsü açık çevrim adım cevabı.....	36
Şekil 1.17.	Akım döngüsü kapalı çevrim adım cevabı.....	36
Şekil 1.18.	Akım döngüsü AÇ ve KÇ köklerin yer eğrisi ve Bode eğrileri.....	37
Şekil 2.1.	Yerel kararlılık.....	42
Şekil 2.2.	Asimptotik kararlılık.....	42
Şekil 2.3.	Global asimptotik kararlılık.....	42
Şekil 2.4.	Filippov yaklaşımı (Geometrik yaklaşım).....	44
Şekil 2.5.	Kayan kip denetim fazları.....	45
Şekil 2.6.	a) Filippov yaklaşımı b) Utkin yaklaşımı.....	46
Şekil 2.7.	a) Çekici yüzey, b) İtici yüzey, c) Karşıdan karşıya anahtarlama yüzeyi.....	46
Şekil 2.8.	Asimptotik gözlemleyici tabanlı kayan kip denetim.....	52
Şekil 2.9.	a) Sigmoid fonksiyonu b) Doyum fonksiyonu.....	52
Şekil 2.10.	Burulma algoritması davranışı.....	58
Şekil 2.11.	Suboptimal algoritması davranışı.....	59
Şekil 2.12.	Drift (Sürüklenme) algoritması davranışı.....	59
Şekil 2.13.	Üstün burulma algoritması davranışı.....	60
Şekil 2.14.	Dayanıklı tam türevleyici.....	64
Şekil 2.15.	ÜBD Sınırlı zaman yakınsaması geometrik şekli.....	70
Şekil 2.16.	Uyarlamalı kazancın zamana göre değişimi.....	72
Şekil 2.17.	Model bağımsız uyarlamalı ÜBD açık şeması.....	84
Şekil 2.18.	Uyarlamalı kazanç değişimi.....	86
Şekil 2.19.	Model bağımsız ÜÜBD genel şeması.....	89
Şekil 3.1.	Genel gözlemleyici yapısı.....	92
Şekil 3.2.	ÜBL Gözlemleyici şeması.....	95
Şekil 4.1.	KMSM alan yönlendirmeli denetime ait blok şema.....	100
Şekil 4.2.	Clarke dönüşümü şeması.....	101

Şekil 4.3. Park dönüşümü şeması.....	101
Şekil 4.4. Ters Park dönüşümü şeması	101
Şekil 4.5. UVDGM şeması	101
Şekil 4.6. Referans ve taşıyıcı dalgaların karşılaştırılmasına ait şema	102
Şekil 4.7. Kalıcı mıknatıslı senkron motor modeli	102
Şekil 4.8. KMSM abc-dq gerilimleri dönüşüm şeması	103
Şekil 4.9. KMSM elektriksel ve mekanik dönüşüm şemaları.....	103
Şekil 4.10. KMSM'nin q eksenine ait akım hesaplama şeması	103
Şekil 4.11. KMSM'nin d eksenine ait akım hesaplama şeması	104
Şekil 4.12. KMSM'nin mekanik büyüklüklere ait dönüşüm şeması	104
Şekil 4.13. Kazanç uyarlamalı KKD denetim şeması	105
Şekil 4.14. Eşdeğer denetim tabanlı kazanç uyarlamalı KKD denetim şeması	105
Şekil 4.15. Kazanç uyarlamalı ÜBD denetim şeması	106
Şekil 4.16. Eşdeğer denetim tabanlı kazanç uyarlamalı ÜBD denetim şeması	106
Şekil 4.17. Geliştirilmiş kazanç uyarlamalı ÜBD denetim şeması	107
Şekil 4.18. Geliştirilmiş eşdeğer denetim tabanlı kazanç uyarlamalı ÜBD denetim şeması	107
Şekil 4.19. İki aşamalı kazanç uyarlamalı ÜBD denetim şeması	108
Şekil 4.20. ÜB-L gözlemleyicisine ait benzeşim şeması	108
Şekil 4.21. α - β eksenleri zıt EMK değerlerinin elde edilmesine şema	109
Şekil 4.22. ÜBL algoritması α ekseni zıt EMK benzeşim şeması	109
Şekil 4.23. Uyarlamalı birinci ve ikinci dereceden KKD'ye ait uygulama şeması	110
Şekil 4.24. Model bağımsız üçüncü dereceden ÜBD denetimcisine ait uygulama şeması	111
Şekil 4.25. ÜB-L gözlemleyicisine ait sensörsüz denetim uygulama şeması	112
Şekil 4.26. KMSM denetimine ait güç devresi kartı	114
Şekil 4.27. TMS320F28335 işlemcisi denetim kartı.....	114
Şekil 4.28. Enkoder yapısı ve çıkış işaretleri	117
Şekil 4.29. Deneysel test düzeneği.....	118
Şekil 4.30. Eşdeğer denetim tabanlı UKKD denetimi benzeşim grafikleri	119
Şekil 4.31. Eşdeğer denetim tabanlı UKKD denetimi uygulama grafikleri.....	119
Şekil 4.32. UKKD denetimi benzeşim grafikleri	120
Şekil 4.33. UKKD denetimi uygulama grafikleri	121
Şekil 4.34. Eşdeğer denetim tabanlı UÜBD denetimi benzeşim grafikleri.....	121
Şekil 4.35. Eşdeğer denetim tabanlı UÜBD denetimi benzeşim grafikleri.....	122
Şekil 4.36. Eşdeğer denetim tabanlı UÜBD denetimi uygulama grafikleri.....	122
Şekil 4.37. UÜBD denetimi benzeşim grafikleri	123
Şekil 4.38. UÜBD denetimi benzeşim grafikleri	123
Şekil 4.39. Uyarlamalı UÜBD uygulama grafikleri	125
Şekil 4.40. Model bağımsız UÜBD benzeşim grafikleri	126
Şekil 4.41. Model bağımsız UÜBD benzeşim grafikleri	126
Şekil 4.42. Model bağımsız UÜBD uygulama grafikleri.....	127
Şekil 4.43. Model bağımsız üçüncü dereceden ÜBD benzeşim grafikleri	128
Şekil 4.44. Model bağımsız üçüncü dereceden ÜBD uygulama grafikleri.....	129
Şekil 4.45. KKG Gözlemleyici benzeşim grafikleri	129
Şekil 4.46. KKG Gözlemleyici benzeşim grafikleri	130
Şekil 4.47. KKG Gözlemleyici parametre değişimi benzeşim grafikleri.....	131
Şekil 4.48. KKG Gözlemleyici uygulama grafikleri.....	132

Şekil 4.49. ÜBL Gözlemleyici hız konum benzeşim grafikleri	133
Şekil 4.50. ÜBL Gözlemleyici akım zıt EMK benzeşim grafikleri	133
Şekil 4.51. ÜBL Gözlemleyici için parametre değişimi benzeşim grafikleri	134
Şekil 4.52. ÜBL Gözlemleyici uygulama grafikleri	135



TABLolar DİZİNİ

Tablo 1.1. Evirici anahtarlama durumlarına ait tablo	24
Tablo 1.2. Sektörlere ait anahtarlama süreleri	27
Tablo 1.3. Gerçek sektör sıralaması	28
Tablo 1.4. Akım döngüsü PI denetime ait katsayılar	35
Tablo 2.1. Kayan kip algoritmalarının karşılaştırması	63
Tablo 4.1. Deneysel çalışmada kullanılan KMSM ve DA motoru parametreleri	115



SİMGELER DİZİNİ VE KISALTMALAR

A	: Pozitif matris
B	: Sürtünme katsayısı, (Nm/rad/s)
C	: YDKKD fonksiyon sınırı sabiti
f^+	: Sağdan limit
f^-	: Soldan limit
f^0	: Fonksiyon ortalama çözümü
F	: Bozucu etki
i_{abc}	: 3 faz akımları, (A)
i_{dq}	: dq eksenleri akımları, (A)
$i_{\alpha\beta}$: $\alpha\beta$ eksenleri akımları, (A)
J	: Atalet momenti, (kgm^2)
$k_{1,2,3}$: Kazanç katsayıları
k^+	: Pozitif sabit
K_a	: Ulaşma zamanı sabiti
K_i	: İntegral kazancı
K_p	: Oransal kazanç
K_r	: KKD ulaşma fazı kazancı
K_s	: KKD anahtarlama kazancı
K_m	: YDKKD fonksiyon en küçük sınır sabiti
K_M	: YDKKD fonksiyon en büyük sınır sabiti
N	: Referans gerilim sektör belirleyici
P	: Pozitif matris
P_e	: Elektriksel güç, (W)
P_m	: Mekanik güç, (W)
$r_{1,2}$: Kazanç katsayıları
R_s	: Stator faz direnci, (ohm)
t	: Zaman, (s)
t_{abc}	: Uzay vektörü anahtarlama süreleri, (s)
t_r	: Ulaşma zamanı, (s)
t_{ri}	: Yükselme zamanı, (s)
t_{se}	: Oturma zamanı, (s)
T	: Dönüşüm operatörü
T_e	: Elektriksel moment, (Nm)
T_s	: Örnekleme zamanı, (s)
u	: Denetim girişi
$u_{eş}$: KKD eşdeğer denetim bileşeni
u_{an}	: KKD nominal bileşen
V	: Lyapunov fonksiyonu
V_{abc}	: 3 faz gerilimleri, (V)
V_{DA}	: Doğru akım bara gerilimi, (V)
W	: ÜBD kazancı

x	: Durum değişkeni
α	: Sınırlı fonksiyon
α_m	: Kazanç sabiti
α_M	: Kazanç sabiti
α_v	: Uzay vektörü operatörü
β	: Sınırlı fonksiyon
γ	: Pozitif sabit kazanç
δ	: Eşdeğer denetim
ϵ	: Sonsuz küçük pozitif sabit
Θ_e	: Elektriksel konum, (rad)
Θ_m	: Mekanik konum, (rad)
λ	: ÜBD kazancı
μ	: Sonsuz küçük pozitif sabit
ρ	: Bozucu etki
σ	: Kayan kip değişkeni
φ	: YDKKD'ye ait sınırlı fonksiyon
ϕ_1	: ÜBD kayan kip değişkeni
Ψ_{dq}	: dq eksenleri akıları, (W)
ω_{bw}	: Açısal band genişliği, (rad/s)
ω_e	: Elektriksel açısal hız, (rad/s)
ω_m	: Mekanik açısal hız, (rad/s)

Kısaltmalar

AA	: Alternatif Akım
AÇ	: Açık Çevrim
ADC	: Analog Dijital Dönüştürücü
BD	: Burulma Denetimcisi
DA	: Doğru Akım
DGM	: Darbe Genişlik Modülasyonu
DSC	: Sayısal İşaret Denetleyici
DSP	: Digital Signal Processor (Sayısal İşaret İşleyici)
DTT	: Dayanıklı Tam Türevleyici
DYD	: Değişken Yapılı Denetim
EMI	: Elektromagnetik Girişim
EMK	: Elektro-Motor Kuvvet
FDAM	: Fırçasız Doğru Akım Motoru
GKF	: Doğrusal Olmayan Kalman Filtresi
GMKMSM	: Gömülü Mıknatıslı KMSM
IGBT	: Insulated Gate Bipolar Transistor (İzole Kapılı Transistör)
KKD	: Kayan Kip Denetim
KKG	: Kayan Kipli Gözlemleyici
KMSM	: Kalıcı Mıknatıslı Senkron Motor
MMK	: Magneto-Motor Kuvvet
MRAS	: Model Referans Uyarlamalı Sistem
PF	: Power Factor (Güç Faktörü)
PI	: Proportional Integral Controller (Oransal İntegral Denetimci)
PLL	: Phase Locked Loop (Faz Kilitlemeli Döngü)

SDGM	: Sinüsoidal Darbe Genişlik Modülasyonu
THB	: Toplam Harmonik Bozunum
ÜBD	: Üstün Burulma Denetimi
UKKD	: Kazanç Uyarlamalı Kayan Kip Denetim
UÜBD	: Kazanç Uyarlamalı Üstün Burulma Denetimi
UVDGM	: Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu
ÜBL	: Üstün Burulma- Luenberger Gözlemleyicisi
YDKKD	: Yüksek Dereceli Kayan Kip Denetim
YMKMSM	: Yüzey Mıknatıslı KMSM
YFE	: Yüksek Frekanslı İşaret Enjeksiyonu



KALICI MIKNATISLI SENKRON MOTORUN MODEL BAĞIMSIZ KAZANÇ UYARLAMALI YÜKSEK DERECELİ KAYAN KİP YÖNTEMİ İLE HIZ DENETİMİ

ÖZET

Bu tez çalışmasında uygulanan denetim yöntemleri, kalıcı mıknatıslı senkron motorun dinamik cevaplarında iyileşme ve iç veya dış kaynaklı tüm bozucu etkilerin varlığında ve bozucu etkilerin sınırlı olduğu fakat bilinmediği durumlarda referans değerlere hızlı yakınsama sağlamaktadır. Bu yöntemler, kayan kipte mevcut çaptırıtı etkisi olarak bilinen zararlı etkileri azaltma özelliklerine sahiptir. Ayrıca, bu denetim yöntemleri, denetimci tasarımında kullanılan sistem parametrelerinin en aza indirilmesi ve parametre kullanmaması bakımından önem arz etmektedirler. Benzeşim ve uygulaması gerçekleştirilen denetim sistemleri, alan yönlendirmeli denetim tekniği yoluyla uzay vektör algoritması ile gerçekleştirilmektedir. Tez çalışmasında denetim algoritmalarının Matlab/Simulink ortamında yapılan benzeşimlerine ve Texas Instrument TMS320F28335/28035 denetleyiciler ile yapılan deneysel uygulamalarına ilişkin sonuçlar sunulmaktadır.

İlk olarak gerçekleştirilen kazanç uyarlamalı (adaptif) birinci dereceden kayan kip denetim; hızlı cevap zamanı, dayanıklılık, çaptırıtının azaltılması, aşırı artmayan uyarlamalı kazanç başka bir deyişle en az çaptırıtı sağlayan kazanç değerlerine sahiptir. İkinci olarak gerçekleştirilen kazanç uyarlamalı ikinci dereceden kayan kip denetim; hızlı cevap zamanı, dayanıklılık, çaptırıtının azaltılması, parametrelerden bağımsız denetim, aşırı artmayan uyarlamalı kazanç özelliklerine sahiptir. Bir diğer denetim yöntemi, görece derecesi 2 olan üçüncü dereceden kayan kip denetim; çaptırıtının azaltılması, hızlı cevap zamanı, dayanıklılık, parametrelerden bağımsız denetim, tek döngü ve hız takibi (tracking) gibi özellikler sağlanmaktadır. Ayrıca, ikinci dereceden üstün burulma-Luenberger gözlemleyicisi yöntemi ile kalıcı mıknatıslı senkron motorun algılayıcısız denetimi gerçekleştirilmektedir. Çaptırıtı azaltılmakta ve gerçek konum cevabı iyileştirilmektedir.

Anahtar Kelimeler: Algılayıcı Denetim, Algılayıcısız Denetim, Çaptırıtı, Kalıcı Mıknatıslı Senkron Motor, Yüksek Dereceli Kayan Kip Denetim.

MODEL-FREE ADAPTIVE GAIN HIGHER ORDER SLIDING MODE SPEED CONTROL OF PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR

ABSTRACT

In this thesis implemented control methods provide well dynamic response and ensure fast convergence to reference control values in the presence of disturbance and perturbations and in case of uncertain bounds but being limited in the control of the motor. The control methods have features attenuating magnitude of harmful effects, which is known chattering effects existing sliding mode control. In addition, control methods have importance in view of reducing parameters and parameterless control, which is used to design control system. The control systems are realized using space vector modulation through field oriented control method. The results of the controls algorithms simulated in MATLAB/Simulink and implemented on Texas Instrument TMS320F280335/28035 controllers are presented in thesis.

Fast response adaptive gain first order sliding mode control have aspects such as fast response time, robustness, chattering reduction, non-overestimated adaptive gain, in other words, the adaptive gain is obtained in such a way that it provides minimum chattering. Fast response adaptive gain second order sliding mode control has aspects fast response time, robustness, chattering reduction, parameterless control and non-overestimated adaptive gain. Relative degree two third order sliding mode control (third order super-twisting control) have aspects such as chattering reduction, fast response time, robustness, parameterless control, single loop, speed tracking. In addition, Super-Twisting-Luenberger observer is used to realize sensorless control of the motor. Chattering is reduced and improved actual position response in the sensorless control.

Keywords: Sensored Control, Sensorless Control, Chattering, Permanent Magnet Synchronous Motor, Higher Order Sliding Mode Control.

GİRİŞ

Günümüzde endüstrideki elektrik makinaları ve sürücülerinin enerji tüketimi dikkate alındığında öncelikli beklentiler, yüksek verimlilik, denetimde hassasiyet ve kararlılık üzerine yoğunlaşmaktadır. Makina ve sürücülerinin birbirinden ayrılmaz iki bileşen olduğu açıktır. Böylece, tasarımda ve denetimde arzu edilen amaçlara ulaşabilmek için matematik biliminde günümüze kadar elde edilen gelişmelerin hepsi elektrik makinaları ve denetiminde yoğun bir şekilde uygulama alanı bulmaktadır. Son yıllarda gelinen son noktada KMSM'nin benzeri makinalara karşı önemli üstünlükler sağladığı bilinmektedir. Bundan dolayı, KMSM'lerin denetimi de makina kadar öneme sahiptir.

Tez motivasyonu olarak bir denetimciden beklenen iyi bir dinamik cevap yani hızlı ve kararlı bir cevap, istenen referans değere göre aşma etkisi göstermeyen çıkış cevabı, bunun yanında iç ve dış bozucu etkilere karşı dayanıklılık, zamanla değişen parametrelere ve sistem denetiminde oluşan değişimlere karşı uyarlamalı davranış şekli ve denetimde parametre bağımlılığının en az olmasıdır.

İstenen bu özelliklere göre dayanıklılık özelliğini karşılayan ve denetimde uyarlamalı hale getirilebilen yüksek dereceli kayan kip yöntemleri (YDKK) seçilmektedir. Yüksek dereceli kayan kip denetim yönteminin seçilme nedeni bu denetim şeklinin en büyük dezavantajı olan çatırtı etkisinin azaltılmasıdır. Aynı zamanda, çatırtı etkisini ilave olarak azaltmaya yönelik ve dayanıklılık özelliğinden ödün verilmemesi için kayan kip denetim tabanlı kazanç uyarlaması algoritmaları kullanılmaktadır. Literatürde mevcut YDKK yöntemlerinin dezavantajlarını azaltmak için yani çatırtı etkisini an eza indirmek için ve denetimleri sistem modelinden bağımsız hale getirmek için denetimci algoritmaları geliştirilmektedir. YDKK denetim yöntemleri algılayıcı ve algılayıcısız denetim şeklinde KMSM'ye uygulanmaktadır. Buna göre bu tez çalışmasında uyarlamalı kazançlı ikinci dereceden kayan kip ve üçüncü dereceden kayan kip denetime ait şemalar sunulmaktadır. Bu temelde, literatür özeti aşağıdaki şekilde sunulmaktadır:

Kalıcı mıknatıslı senkron motorların kayan kip tabanlı denetiminde, hızlı dinamik cevap, parametre değişimlerine karşı duyarsız olma, sistemde iç ve dış bozucu etkilere karşı denetimde dayanıklılık sağlama, bozucu etkilerin sınırları bilinmeksizin denetimin kararlı olarak sürekliliği gibi özellikler ayrıca algılayıcısız denetimde de yukarıda sayılan özellikler arzu edildiğinden dolayı, kayan kip yöntemi ile ilgili faydalı ve yan etkiye sahip tarafları incelemenin uygun olacağı düşünülmektedir. Literatürde yer alan KMSM denetimi temel olarak dört grupta sınıflandırılabilir.

- Doğrusal denetim (PI)
- Doğrusal olmayan denetim
- Uyarlamalı denetim
- Dayanıklı denetim

Aşağıda KMSM'nin algılayıcılı kayan kip denetimi ve algılayıcısız gözlemleyici tabanlı denetimi üzerine literatürde yapılan çalışmalara kronolojik olarak yer verilmektedir.

Baik (1996), çalışmasında KMSM'nin doğrusal olmayan geliştirilmiş denetimini sunmaktadır. KMSM'nin denetiminde parametre belirsizliklerini içeren yarı doğrusallaştırılmış ve ayırık model yapısı kullanılmaktadır. Sınır katmanı (bölgesi) tabanlı integral kayan kip yöntemi, geleneksel kayan kip yöntemleri ile karşılaştırıldığında sistemin denetim kalitesini arttırmaktadır [10].

Baik (1998), KMSM'nin DSP tabanlı doğrusal olmayan denetimini uyarlamalı kayan kip yöntemi ile gerçekleştirmektedir. Yavaş değişen parametrelerin uyarlanması model referans uyarlamalı sistem (MRAS) ile gerçekleştirilmektedir. Sınır katmanı yaklaşımı ile kayan kip denetimin başarımlı arttırılmaktadır [11].

Zhang (1999) çalışmasında, çatırtısız ve hızlı cevaplı kayan kip denetim kanunu sunmaktadır. Önerilen yöntemde sınır katmanının sürekli olarak kayan kip yüzeyini değiştirmesi ile esnek ve çatırtısız denetim sağlanmaktadır [12].

Kim (2000), DSP tabanlı dayanıklı, doğrusal olmayan kayan kip denetim yöntemini KMSM'ye uygulamaktadır. Çalışmada, sınır katman tabanlı kayan kip denetim, giriş-çıkış doğrusallaştırması tabanlı oran/türev denetimcisi ile karşılaştırılmaktadır [13].

Shyu (2002), KMSM'nin değişken yapılı ve doğrusal karesel tabanlı denetimi sunmaktadır. Hassas konum denetimi başarımını sağlamak için, yük momentinin ve parametrelerin değişiminde önerilen yöntem üstünlükler sağlamaktadır. Çalışmada benzeşim ve uygulama grafikleri önerilen yöntemin üstünlüğünü göstermek için birlikte verilmektedir [14].

Lai (2005), yeni bir kayan kip denetim yöntemi ile KMSM'nin hassas konum denetimi gerçekleştirilmektedir. Trapez hız referansı profiline göre önerilen kayan kip denetim yöntemi arzu edilen denetim başarımını gerçekleştirmektedir [15].

Riberio (2007), KMSM'nin dayanıklı ve uyarlamalı denetimini kutup yerleşimiyle gerçekleştirmektedir. Bu yöntem, akım döngülerine uygulandığında hızlı bir geçici durum davranışı gerçekleşmektedir ayrıca sıcaklık ve doyma kaynaklı parametrik değişimler ve dış kaynaklı bozucu davranış etkilerine karşı dayanıklı cevap sağlanmaktadır. Çalışmada, benzeşim ve deneysel sonuçlar karşılaştırılmaktadır [16].

Yigeng (2009), KMSM'nin doğrusal olmayan yüksek dereceli kayan kip denetimi gerçekleştirmektedir. Bu yaklaşım çattırtı etkisini gidermede önemli bir fayda sağlamaktadır. Geribesleme doğrusallaştırması ile birlikte kayan kip yöntemi bir araya getirildiğinde parametre değişimlerinin var olduğu durumlarda denetimci başarımı arttırılmaktadır [17].

Ezzat (2010), yüksek dereceli kayan kip denetiminde üstün burulma algoritmasını kullanarak gözlemleyici-denetimci yapısını KMSM'ye uygulamaktadır. Motorun stator akım ve gerilimlerini ölçülerek üstün burulma algoritmasıyla gözlemleyici modeli elde edilmektedir. Denetimci tarafında ise kayan kip benzeri sürekli durum denetimcisi kullanılmaktadır. Çalışmada, denetimle ilgili benzeşim grafikleri sunulmaktadır [20].

Gennaro (2010), üstün burulma algoritması gözlemleyicisini KMSM'nin rotor konumunu gözlemlemede ve hız kestiriminde kullanmaktadır. Önerilen denetimci, yük momentinin uygulandığı durumda referans hızı izlemektedir. Çalışmada benzeşim grafikleri denetimin etkinliğini doğrulamak için ortaya konulmaktadır [21].

Huangfu (2010), KMSM'nin mekanik sensörlü yüksek dereceli kayan kip denetimini gerçekleştirmektedir. Çalışmada, klasik kayan kip yöntemlerine göre çatırtı yan etkisini giderme açısından önemli faydalar elde edilmektedir [19].

Chang (2010), yeni ve basit yapılı bir kayan kip yöntemi önermektedir. Denetleme sırasında eş zamanlı olarak Lyapunov fonksiyonları tabanlı parametre değişimlerine karşı, bozucu etkilere ve modellenmeyen dinamiklere kestirim işlemi gerçekleştirilmektedir. Sistem denetiminde, bozucu etkilerin üst sınırlarını bilme gereksinimi bu sayede ortadan kalmaktadır [18].

Huang (2012) çalışmasında, doğrusal olmayan giriş, modellenemeyen belirsizlikler durumunda kayan kip benzeri (Quasi) yöntem ile KMSM'nin dayanıklı denetimini gerçekleştirmektedir. Çatırtı etkisini azaltmak için söz konusu yöntem ile sürekli denetim algoritması gerçekleştirilmektedir. Sistem değişkenleri denge noktası etrafında (koordinat düzlemi başlangıç noktası) kararlı duruma getirilmektedir [7].

Lascu (2013), yüksek dereceli kayan kip yöntemlerinden biri olan üstün burulma algoritmasını KMSM'nin moment ve akı denetimi için kullanmaktadır. Üstün burulma algoritması stator referans çatısı için akım ve hız döngülerine uygulanmaktadır. Ayrıca, yeni bir birinci dereceden kayan kip yöntemi ve doğrusal oran-integral denetimcisi arasında karşılaştırma yapılmaktadır. Sonuçlar benzeşim grafikleri olarak sunulmaktadır [22].

Hassan (2012), KMSM'nin doğrudan moment denetimini kayan kip gözlemleyici tabanlı araştırmaktadır. Aktif akı kavramı ile motorun konumu hızı algılayıcısız olarak kayan kip gözlemleyici tarafından kestirilmektedir. Ayrıca kayan kip denetimci döngülerini gerçekleştirmek için, integral kayan kip değişkeni tasarlanmaktadır. Gerilim referansı, moment ve akım hatalarının kayan kip anahtarlaması ile elde edilmektedir [8].

Cheng (2013), ayrık zaman domeninde kayan kip yöntemi ile doyma ve bilinmeyen bozucu etkilere maruz kalan sistemlerde hızlı ve hassas konum denetim için bir çalışma yapmaktadır. Makalede, izleme hatasının büyük olduğu servo mekanizmalarda yalnızca çıkış konum bilgisi kullanılarak hızlı dinamik cevaptan ödün verilmeksizin düzgün bir denetim sağlanmaktadır [5].

Alahakoon'un (2013) çalışmasında, bilinmeyen girişli sistemler için kayan kip gözlemleyici tasarımı yapılmaktadır. Önerilen yöntem KMSM'nin algılayıcısız denetiminde kullanılmaktadır [2].

Chi (2013), yüksek hızlı mikro KMSM'ler için basit ve dayanıklı algılayıcısız alan etkili denetim yapmaktadır. Yüksek hızlı KMSM'nin açısız konum ve hızını gözlemlemekte ve kestirimini yapmaktadır. Gözlemleyici düşük hız sınır bölgelerinde çalışabilmektedir ayrıca yüksek hızlarda denge noktasına (hatanın sıfır olması) hızlı yakınsamayı garanti etmektedir. Kullanılan motorlar el tipi uygulamalar için kullanılmaktadır [3].

Zhang (2013), farklı bozucu etki ve belirsizliklere karşı hız denetimi başarımının yüksek seviyede gerçekleştirilmesi için kayan kip denetimi ve bozucu etki kompansementasyonunu bir araya getirmektedir. Öncelikle, yeni bir ulaşma fazı (reaching phase) kuralı ile kayan kip denetimi tasarlanmaktadır. Sonrasında genişletilmiş (doğrusal olmayan) bozucu etki gözlemleyicisi tasarlanmaktadır. Bu sayede, belirsizlikleri kestirmek, bozucu etkilerin kompansementasyonunu sağlamak ve yüksek servo hassasiyeti sağlamak olanaklı hale gelmektedir [37].

Hamida'nın (2014) çalışmasında, gömülü kalıcı mıknatıslı senkron motorlar için amper başına maksimum moment yöntemi ile birlikte dayanıklı doğrusal olmayan gözlemleyici tasarlanmaktadır. Yük momentinin bilinmemesi ve parametrelerin değişken olmasına rağmen, kayan kip değişkenin sınırlı zaman yakınsaması gerçekleşmektedir. Gözlemleyici açısız konum, hız, yük momenti ve stator direnci kestirimi yapılmaktadır [6].

Lei (2014) çalışmasında, uyarlamalı çift döngülü kayan kip denetimi yapısını KMSM için uygulamaktadır. Çalışmada, çatırtı problemi de ayrıca analiz edilmektedir ve denetimci başarımını arttırmak için uyarlamalı kazançlı integral kayan kip denetimciye ait benzeşim sonuçlarına yer verilmektedir [40].

Mu (2014), KMSM'nin ikinci dereceden model yapısından faydalanarak sürekli durumlu kayan kip denetimci yapısını ele almaktadır. Ayrıca bozucu etkilere karşı direnç gösteren ve denetim kazançlarını optimize eden (en iyileyen) gözlemleyiciyi de ilave olarak kullanılmaktadır [41].

Chen (2014), düşük hızlı servo sistemlerde ölçüm hatalarından kaynaklanan ve dalgalanma momentinin etkilediği makina cevap başarımını ele almaktadır. PI denetimle gerçekleştirilen çift döngülü servo sistemde, sürtünme belirsizliği ölü bölgelere neden olmaktadır. Kayan kip denetimle sürtünme belirsizliği gözlemleyicisi birleştirilerek hız ve konum cevabının iyileştirilmesi amaçlanmaktadır. Çalışmada, benzeşim sonuçları verilmektedir [42].

Hoseyni (2015) çalışmasında, kayan kip gözlemleyicili tabanlı 5 fazlı KMSM'nin denetimini gerçekleştirmektedir. Kayan kip gözlemleyici zıt-EMK altyapılı olarak tasarlanmaktadır. Gözlemleyici kararlılık analizi Lyapunov fonksiyonları ile yapılmış olup, gözlemleyicinin asimptotik kararlı olduğu gösterilmektedir[1].

Wang'ın (2015) çalışmasında, yüksek anahtarlamanın neden olduğu çattırtı etkisini azaltmak için birleşik kayan kip denetimci tasarımı yapılmaktadır. Öncelikle çattırtısız kayan kip denetimci, ikinci aşamada ise genişletilmiş durum gözlemleyicisi tasarımı yapılmaktadır. Önerilen yöntem deneysel sonuçlarla desteklenmektedir [43].

Wang (2015), KMSM sisteminin zamanla değişen bilinmeyen bozucu etkiler altında hız regülasyonu (denetim) problemini incelemektedir. Öncelikle, belirsizlikler ve dış bozucu etkilerini genelleştirilmiş PI gözlemleyici ile azaltmak için gözlemleyici tasarımı yapmaktadır. Daha sonra kayan kip denetimci ile gözlemleyici yapısını birleştirerek daha dayanıklı bir denetim yapısı oluşturmayı amaçlamaktadır [44].

Ren'in (2015) çalışmasında, gemilerin elektrikle tahriğinde kullanılmak üzere gömülü kalıcı mıknatıslı senkron motorların yeni bir kayan kip gözlemleyici tabanlı denetimi önerilmektedir. Çalışmada, alçak geçiren filtre, arctan fonksiyonu ve faz kilitlemeli döngü yöntemi kullanılmamaktadır. Çattırtı etkisini azaltmak için sigmoid fonksiyonu kullanılmakta olup fonksiyonun sınırları bulanık mantık yöntemi ile güncellenmektedir [4].

Peixoto (1995), KMSM'nin kayan kip yöntemi ile algılayıcısız olarak denetimini zıt-EMK, rotor konumu gözlemleyerek ve hızını kestirerek gerçekleştirmektedir. Belirtilen denetim, yalnızca stator akım ve gerilimlerinin okunması ile elde edilmektedir. Elde edilen konum bilgisi akım döngüsü denetimlerinin gerçekleştirilmesinde kullanılmaktadır [9].

Han (2000), KMSM' nin algılayıcısız denetimi için kayan kip gözlemleyici yöntemini kullanmaktadır. Lyapunov fonksiyonlarını kullanarak hız ve stator direnci için uyarılama gerçekleştirilmektedir. Deneysel çalışma grafiklerinde sözü edilen yaklaşımın sonuçları gösterilmektedir [23].

Yan (2002) çalışmasında, asenkron motorlar ve KMSM'ler için algılayıcısız denetimde kayan kip gözlemleyicilerin üstünlüklerini ortaya koymak için bir çalışma sunmaktadır. Ayrıca çalışma, akı tabanlı algılayıcısız denetim için kayan kip gözlemleyici yöntemi kullanılarak genişletilmektedir [24].

Li (2002), kayan kip gözlemleyicide çatırtı etkisini azaltmak için kullanılan alçak geçiren filtrenin neden olduğu faz kaymasını gidermek için faz kompanzasyonu yöntemi sunmaktadır. Parametre değişimleri altında benzeşim sonuçları ortaya konulan kayan kip gözlemleyici çalışmasının dayanıklı ve kararlı olduğunu göstermektedir [25].

Kang (2004) çalışmasında, algılayıcısız yüksek hızlı KMSM denetimi için iki kayan kip gözlemleyici algoritması sunmaktadır. Birinci algoritmada değişken kesme frekansına sahip olan alçak geçiren filtreye yer verilmektedir. Değişken kesme frekansına sahip olan filtre alçak devir ve yüksek devirlerde küçük değerli faz gecikmesine sahiptir. Diğer algoritma ise, yinelemeli kayan kip gözlemleyicidir. Bu algoritma sayesinde kayan kip denetimci ve gözlemleyicilerin doğasında var olan çatırtı yan etkisi azaltılmaktadır [26].

Polic (2006), KMSM için algılayıcısız moment ve hız denetimini sağlayan çalışma ortaya koymaktadır. Temel fikir, gözlemleyici ve denetimci yapısının birleştirilmesine dayanmaktadır. Elde edilen elektromotor kuvveti ileri beslemeli yolda kullanılmaktadır. Geri beslemeli ve ileri beslemeli yolların gözlemleyici yapısında birleştirilmesi ile kararlılığı artırılmış gözlemleyici elde edilmektedir. Kayan kip yöntemiyle, moment ve akı denetiminin algılayıcısız denetimle birleştirilmesi dış bozucu etkilere ve parametre değişimlerine karşı sistem denetimini daha dayanıklı hale getirmektedir [27].

Chi (2006), çıkıntılık etkisi görülmeyen kalıcı mıknatıslı senkron makinalarda algılayıcısız konum denetimi ile ilgili çalışma ortaya koymaktadır. Önerilen kayan

kip gözlemleyicinin alan zayıflatma bölgesini de içeren geniş çalışma bölgelerinde kararlı olarak çalıştığı belirtilmektedir. Eşdeğer denetim kanunu (equivalent control), geri besleme olarak gözlemleyici yapısına eklenmektedir. Eşdeğer denetim kazançlarının düzgün olarak seçilmesi ile rotor konumundaki gözleme hatası azaltılmaktadır [28].

Chi (2007), KMSM' nin algılayıcısız denetimi için uyarlamalı geribesleme kazançlı kayan kip gözlemleyici yapısını ortaya koymaktadır. Rotor konum açısı, eşdeğer denetim tabanlı olarak kayan kip gözlemleyicide hesaplanmaktadır. Uyarlamalı geribesleme kazancı seçilerek bütün hız aralıklarında algılayıcısız denetim sağlanmaktadır. Diğer zıt-EMK tabanlı kayan kip gözlemleyicilerle karşılaştırıldığında, anahtarlama kazancının uyarlamalı hale getirilmesinden dolayı değişik hızlarda çalışma olanağı, anahtarlama kazancının kolay tasarlanması ve düşük hızlarda çok küçük zıt EMK değerlerinde bile azaltılmış kestirim hataları sunulmaktadır [29].

Yongdong (2008), çalışmasında algılayıcısız denetimle ilgili geniş bir özet çalışma ortaya koymaktadır. Açık çevrim yöntemlerden akım ve gerilim bilgilerinden konumun elde edilmesini, zıt EMK bilgisinin integrali ile akı bilgisine ulaşılmasını özetlemektedir. Kapalı çevrim yöntemlerde ise, genişletilmiş (doğrusal olmayan) Kalman filtreleri (GKF) yöntemini, model referans uyarlamalı sistemler (MRAS) yöntemini ve kayan kip gözlemleyici yöntemini ele almaktadır. Düşük hız bölgelerinde çalışma için yüksek frekanslı işaret enjeksiyon yöntemlerini özet olarak incelemektedir [30].

Chi (2009), KMSM'nin yeni bir kayan kip gözlemleyici yöntemi ile denetimini sağlamak için çamaşır yıkama makinalarında uygulama örneğini sunmaktadır. Bu gözlemleyici kestirim hatalarını en küçük değerinde tutmakta ve yüksek hızlarda referans değerlere hızlı yakınsamayı garanti etmektedir. Önerilen algoritma düşük maliyetli mikrodenetleyicilerde uygulanabilmektedir [31].

Ezzat (2010), çalışmasında üstün burulma algoritması tabanlı kayan kip gözlemleyici ile dayanıklı geri adımlamalı denetimciyi birleştirerek KMSM'nin denetlenmesine ait benzeşim şemalarını ve sonuçlarını sunmaktadır. Öncelikle gözlemlenebilirlik analizi ele alınmaktadır. Sonrasında, konumun gözlenmesi ve hızın kestirilmesi için

gözlemleyici yapısı sunulmaktadır. Bunun yanında, belirsizlikler ve modellenemeyen dinamikler altında dayanıklı geri adımlamalı denetimci arzu edilen referans hızı izlemek için tasarlanmaktadır [32].

Ezzat (2010), çalışmasında KMSM'nin hız denetimi için sürekli yüksek dereceli kayan kip denetimci ile yüksek dereceli kayan kip gözlemleyici yapısını birleştirerek stator direnci ve endüktansı değişimlerinde ve belirsizliklerin etkili olduğu durumda daha hassas denetim yapmayı amaçlamaktadır. Benzeşim grafikleri ile çalışma desteklenmektedir [34].

Kim (2011), kalıcı mıknatıslı senkron motorların algılayıcısız hız denetimi için yeni bir kayan kip gözlemleyici önerisi sunmaktadır. Buna göre, klasik kayan kip gözlemleyicideki signum (işaret) anahtarlama fonksiyonu sigmoid fonksiyonu ile yer değiştirilmektedir. Ayrıca sınır bölgesi yaklaşımı da sigmoid fonksiyonu ile birlikte değişken olarak gözlemleyici yapısında yer almaktadır. Klasik kayan kip gözlemleyicilerin yapısında barındırdığı çatırtı etkisinin giderilmesi alçak geçiren filtreler yardımıyla gerçekleştirilirken, bu çalışmada yan etkinin giderilmesi için sigmoid fonksiyonu kullanılmaktadır [33].

Corradini (2012), çalışmasında ayırık zamanlı değişken yapılı denetim tabanlı hız kestirimcisinin KMSM'ye uygulanmasını konu almaktadır. Kaskat bağlı denetim şeması hassas hız izleme başarımını sağlamaktadır. Çalışmada özgün bir kararlılık analizi ve hız hatasında azalma ortaya konulmaktadır. Deneysel çalışmalarla, hız izlemede ve bozucu etkilere karşı dayanıklılık sağlandığı doğrulanmaktadır [35].

Qiao (2013), yeni bir kayan kip gözlemleyici önermektedir. Çalışmaya göre, zıt EMK elde edildikten sonra çıkıştaki filtre yapısı ortadan kaldırılmakta ve bu sayede faz kompanzasyon modülüne de ihtiyaç duyulmamaktadır. Bu çalışmada, 11 kW KMSM için benzeşim ve deneysel çalışmaların sonuçları ortaya konulmaktadır [36].

Fezzani (2013), ikinci dereceden kayan kip gözlemleyici yapısı ile birlikte kararlılık tabanlı düzlemsel denetim yapısını beraber kullanmaktadır. İlk kısımda klasik oran/integral denetim yapısı ile birlikte düzlemsel denetim yapısı birleştirilmektedir. Bu çözüm, moment ve hızın izlenmesini (tracking) parametre değişimlerine karşı daha dayanıklı hale getirmektedir. İkinci kısımda ise, çatırtı etkisini azaltmak için

yüksek dereceli kayan kip gözlemleyici tasarlanmaktadır. Üstün burulma algoritması, hız ve konumun gözlenmesi için güncellenip geliştirilmektedir. Benzeşim sonuçları, denetim sisteminin etkinliğini ortaya koymaya çalışmaktadır [38].

Kommuri (2013), alçak geçiren filtre kullanmadan yüksek dereceli kayan kip gözlemleyici tasarlayarak zıt EMK bilgilerinin elde edilmesini sunmaktadır. Düzgün sınırlı zaman yakınsaması sağlanmakta ve çatırtı etkisi bastırılmaktadır [39].

Saadaoui (2014), yüksek hızlı kayan kip gözlemleyici yapısı ile parametrelerdeki belirsizlikler ve bozucu etkilere karşı KMSM'nin algılayıcısız hız denetiminde dayanıklı bir denetim yapısı hedeflemektedir. Gözlemleyici kazançlarını hesaplamak için Lyapunov fonksiyonu tabanlı kararlılık analizi verilmektedir [45].

Yukarıda değinilen literatür çalışmalarında, doğrusal ve doğrusal olmayan denetim ve kayan kip denetime ait iyileştirme yapma amacı ile aşağıdaki yöntemler kullanılmaktadır. Kayan kip denetim yapısını oluşturmak için kullanılan işaret fonksiyonu (signum) yerine sigmoid fonksiyonu veya doyma (saturation) fonksiyonu kullanılmaktadır. Çatırtının azaltılması adına yapılan çalışmalarda, kayan kip denetimin temel özelliklerinden biri olan dayanıklılık özelliğinden ödün verilmek zorunda kalınmaktadır. Bu durumda ani ve hızlı değişimlerde kararsızlık problemi ortaya çıkabilmektedir. Yukarıdaki duruma benzer şekilde işaret fonksiyonu yerine sınır katmanı (boundary layer) çözümü önerilmektedir. Bu çözüm yöntemi de kayan kip denetimde dayanıklılığın azalmasına yol açmaktadır. Kayan kip denetimin geri adımlı denetim (backstepping), geribesleme doğrusallaştırması (feedback linearization) gibi diğer doğrusal olmayan algoritmaları ile kullanımı denetimde parametrelere bağımlılığı ortaya çıkarmaktadır. Bu durum, kayan kip denetimde dayanıklılığın azalmasına yol açmaktadır. Diğer çatırtı azaltma yöntemlerinden biri olarak kayan kip benzeri (Quasi) denetim kullanılmaktadır. Bu yöntem de dayanıklılığın azalması nedeni olarak karşımıza çıkmaktadır. Literatürde kayan kip yüzey tasarımı türev ve integral terimleri ilave edilerek yapılmaktadır. Çatırtı etkisi azaltılsa bile denetimde bozucu etkilerden dolayı dayanıklılık özelliği azalmaktadır (Parametre değişimi, yük momenti, modellenemeyen büyüklükler). Çatırtının azaltılması ve dinamik cevabın iyileştirilmesine ait uyarlamalı kazanç yöntemi ile ilgili çalışmalara bakıldığında ise değişik yöntemlerin ortaya atıldığı görülmektedir.

Ancak kazanç yöntemlerine bakıldığında kayan kip değişkenin durumuna göre uyarlamalı kazanç elde edilmediği yani ihtiyaç olmasa bile aşırı kazanç değerinin sürekli artıp sabit kaldığı görülmektedir. Bu durumda dinamik cevapta iyileşme sağlansa bile çatırtı etkisinin azaltılmadığı görülmektedir.

Yukarıda değinilen yöntemlerden farklı olarak bu tez çalışmasında, uyarlamalı kazanç değerinin dayanıklılık özelliğinden ödün vermeden aşırı artışa neden olmayan dinamik uyarlamalı kazanç algoritmaları kullanılmaktadır. Bu sayede çatırtı etkisi azaltılmaktadır. Ayrıca denetimde, sigmoid fonksiyonu, hiperbolik tanjant fonksiyonu ve sınır katmanı gibi tercihler yerine dayanıklılık özelliğini oluşturan işaret fonksiyonu kullanılmaktadır. Üstelikte sisteme ait değişkenler kullanılmadan denetim işlevi sağlanarak bozucu etkilerin etkileri azaltılmaktadır.

Algılayıcısız denetimde, yukarıdaki çözümlerden farklı olarak hibrit yüksek dereceli kayan kip yöntemi tercih edilmektedir. Bu sayede, model uyumsuzluğu ve alçak geçiren filtre kullanımının neden olduğu denetim kalitesini azaltan etkiler azaltılmaktadır.

1. KALICI MIKNATISLI SENKRON MAKİNALAR

Bütün elektrik motorları elektrik enerjisini mekanik enerjiye çevirirler. Generatör işletmesinde ise mekanik enerjiyi elektrik enerjisine çevirirler [47]. Temel fizik bilimi içinde bütün zamanların en büyük buluşlarından biri olan dönen magnetik alan 1882 yılında Nikola Tesla tarafından keşfedilmiştir. Buna göre ilk alternatif akım makinası olan motor 1883 yılında Tesla tarafından tasarlanmıştır. Tüm alternatif akım makinaları bu temelde geliştirilmiştir. Senkron makinalar tasarım bakımından asenkron makinalara benzerler. Basit yapılı, güvenli ve ekonomik olmaları en temel özellikleridir. Stator yapısı asenkron makinanın aynısı olmakla birlikte rotor tasarımı farklıdır.

Kalıcı (sabit) mıknatıslı senkron motorlar ise senkron makinaların özel bir çeşididir. Klasik senkron makinalara göre dışarıdan enerjilendirilen rotor yerine kalıcı mıknatıs içeren rotor yapısına sahiptirler. En yaygın kullanılan mıknatıs çeşitleri Neodyum-Bor-Demir (NdFeB) ve samaryum-kobalttır (SmCo). Rotorda mıknatıs yerleştiriliş biçimine göre gömülü ve yüzey mıknatıslı olarak imal edilirler. Sabit hava aralığına sahip motorlarda magnetik alan mıknatısların yerleştiriliş biçimleri, geometrik özellikleri ve fiziksel özelliklerinden etkilenirler [48].

Kalıcı mıknatıslı senkron motorların çalışma prensibi kısaca şu şekildedir. Stator fazları 3 fazlı gerilim kaynağına bağlanır. Stator sargıları tarafından gerilim kaynağının frekansında dönen üç magnetik akı vektörü üretilir. Bu dönen magnetik akılar ve rotor akısı, stator ve rotoru birbirinden ayıran hava aralığında birbirleriyle etkileşim oluştururlar ve rotorun dönmesine neden olan elektomagnetik gücü üretirler. Rotor hızının değeri motor gerilim ve frekansının sonucu olarak ortaya çıkar [61, 62].

KMSM'ler, klasik senkron makinalarla karşılaştırıldıklarında bazı önemli üstünlükler sağlarlar. Rotor akım iletmediğinden güç kayıpları azalır ve verim yükselir. Bu sayede, rotorun tasarımı basitleştirilmiştir, makinanın ağırlığı azaltılmıştır ve makinanın boyutları küçültülmüştür. Yüzeğe yapıştırılmış mıknatıslar

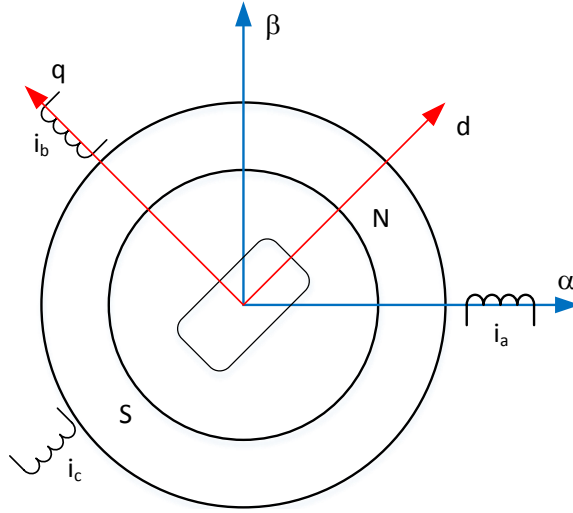
simetrik magnetik devre özelliği gösterirler. Bu sebepten magnetik yapıda çok az çıkıntılık etkisi (farklı endüktans dağılımı) gösterirler. Rotor koordinat sisteminde farklı endüktans değerlerinin ölçüldüğü durum çıkıntılık etkisi (saliency) olarak adlandırılır. Yüzey mıknatıslı motorların (YMKMSM) rotoru simetrik iken gömülü mıknatıslı motorun (GMKMSM) rotoru ise asimetriktir. Bu yüzden YMKMSM stator endüktansları rotor konumu ile değişmezken, GMKMSM stator endüktansları rotor konumuyla değişir [63, 64].

KMSM'ler, hızlı moment cevabı ve yüksek çalışma verimliliği istenen uygulamalarda geniş bir yelpazede kullanılırlar. Moment-akım oranının büyük olması, yüksek moment yoğunluğu geniş hız aralıkları KMSM'nin servo sistemler ve makina tezgâhlarında sık kullanımını sağlar ayrıca KMSM'ler yüksek hacim ve düşük maliyet uygulamalarında da yer almaya başlamıştır [53-55].

1.1. Kalıcı Mıknatıslı Senkron Motorun Matematiksel Modeli

Kalıcı mıknatıslı senkron motorlar tasarım açısından bazı özelliklere sahiptirler [49]. N-S kutuplarına sahip sabit mıknatıslar rotora sabitlenmiş olup ve kutup çifti olarak tanımlanırlar. 3 Fazlı kalıcı mıknatıslı senkron motorların fazında sinüzoidal olarak dağılmış sargı yapısı bulunur ve 3 sargı arasındaki elektriksel açı 120 derece olacak şekilde imal edilirler. Stator sargıları hava aralığı boyunca magnetik akının sinüsoidal olarak değişmesini sağlarlar ayrıca stator sargılarında zıt EMK'nın oluşmasını sağlarlar. Stator faz vektörleri makina parametrelerinin hesaplanmasını gereksiz bir şekilde karmaşık hale getirirler. 3 faz sisteminin iki dikey vektör sistemine dönüştürülmesi hesaplamaları kolaylaştırır.

Makinada meydana gelen sinüzoidal zıt EMK'yı yenmek için, çıkış momenti üretilir. Gerçek hayatta makinada üretilen moment istenmeyen etki ve kayıplardan bağımsız değildir. Bu moment göz önüne alındığında üç adet bileşen dikkate alınır. Bunlar üretilen elektromagnetik momentin tamamını oluşturan nominal (anma) moment, vuruntu (cogging) momenti ve dalgalanma (ripple) momentidir. Vuruntu ve dalgalanma momenti istenmeyen moment çeşitleridir.



Şekil 1.1. KMSM durağan ve senkron referans çatıları

Vuruntu momenti, stator akımından bağımsız olmakla birlikte rotordaki sabit mıknatıslar ve stator oluk açıklığından dolayı bu ikisi arasındaki etkileşim sonucu oluşur. Dalgalanma momenti ise stator akımıyla rotor akısı arasındaki etkileşimden dolayı oluşur [4]. Temel frekanslardan farklı frekanslara sahip olan akım içerikleri (harmonik) dalgalanma momentine katkı yaparlar. Dalgalanma momenti, nominal momentin %28' ine ulaşabilir [51]. Harmonik akım içeriklerinin değişik nedenleri bulunur bunlar arasında evirici darbe genişlik modülasyonu (DGM), ölü zaman ve akım sinyalindeki parazitler ve diğer etkiler bulunur [52]. Bu durum etkin olmayan moment dağılımı ve akım denetiminin zorlu olmasına neden olur. KMSM'nin herhangi bir damper (amortisör) sargısı bulunmaksızın rotor referans çerçevesinde aşağıdaki kabuller yapılır.

- Endüklene Zıt EMK'nın sinüzoidal olduğu kabul edilir.
- Girdap ve histerisiz kayıpları ihmal edilmiştir.
- Alan akımlarının olmadığı kabul edilmiştir.
- Stator sargıları sinüzoidal simetrik dağıtılmış olarak sarıldığı ve magneto-motor kuvvetin dengeli olduğu kabul edilmiştir (MMK).

Şekil 1.1'de KMSM'nin 3 faz ve d-q bileşenleri görülmektedir. Senkron referans çerçevesinde stator gerilimi, endüktans ve akım cinsinden eşitlikler aşağıdaki şekilde verilir.

$$v_{ds} = R_s i_{ds} + L_d \frac{di_{ds}}{dt} - \omega_e L_q i_{qs} \quad (1.1)$$

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + L_q \frac{di_{qs}}{dt} + \omega_e (L_d i_{ds} + \lambda_m) \quad (1.2)$$

Makina eşitlikleri stator gerilimi, akı ve akım cinsinden yazılmak istenirse,

$$v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\psi_{ds}}{dt} - \omega_e \psi_{qs} \quad (1.3)$$

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\psi_{qs}}{dt} + \omega_e \psi_{ds} \quad (1.4)$$

eşitlikleri elde edilir [91]. Burada,

v_{ds} : d ekseni gerilimi [V],

v_{qs} : q ekseni gerilimi [V],

R_s : Stator direnci (Ohm),

i_{ds} : d ekseni akımı [A],

i_{qs} : q ekseni akımı [A],

ω_e : Rotor açısal hızı [rad/sn],

L_d : d ekseni endüktansı [H],

L_q : q ekseni endüktansı [H] .

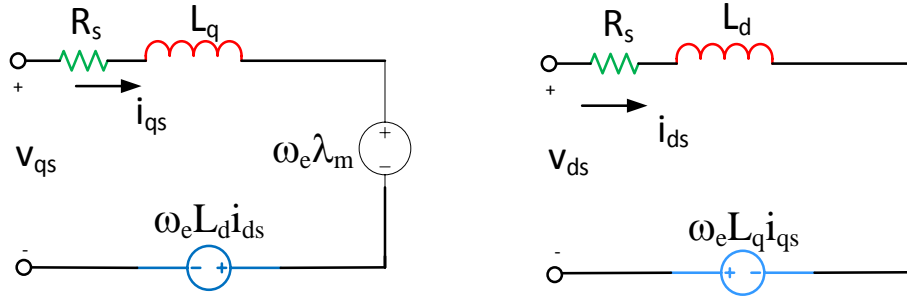
$$\psi_q = L_q i_{qs} \quad (1.5)$$

$$\psi_d = L_d i_{ds} + \lambda_m \quad (1.6)$$

Ψ_q : q ekseni akısı [Wb],

Ψ_d : d ekseni akısı [Wb],

λ_m : Kalıcı mıknatıslardan dolayı meydana gelen mıknatıslanma akısı [Wb].



Şekil 1.2. KMSM d-q eksenleri eşdeğer devreleri

Şekil 1.2'deki KMSM d-q eşdeğer devrelerine göre elektriksel güç ifadesi,

$$P_e = \frac{3}{2} \omega_r (\psi_d i_q - \psi_q i_d) \quad (1.7)$$

Eşitliği ile elektriksel moment ise,

$$T_e = \frac{P_{em}}{\omega_m} = \frac{3}{2} \frac{P}{2} (\lambda_m i_q + (L_q - L_d) i_q i_d) \quad (1.8)$$

Denklem (1.7) ve (1.8) ile verilir.

P: Kutup sayısı,

$$\theta_e = P \theta_r \quad (1.9)$$

$$\omega_e = P \omega_r \quad (1.10)$$

θ_e ve θ_r : Elektriksel ve mekanik konumlar,

ω_e ve ω_r : Elektriksel ve mekanik açısal hızlardır.

$$T_e = J \frac{d\omega}{dt} + B \omega_r + T_L \quad (1.11)$$

Burada,

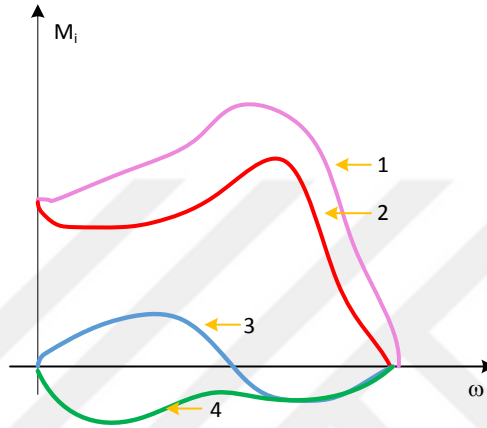
J : Rotor atalet momenti [kgm^2]

B : Sürtünme Katsayısı [Nm/rad/s]

T_1 : Yük momenti [Nm]

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r \quad (1.12)$$

ile temsil edilirler.[51-53, 90].



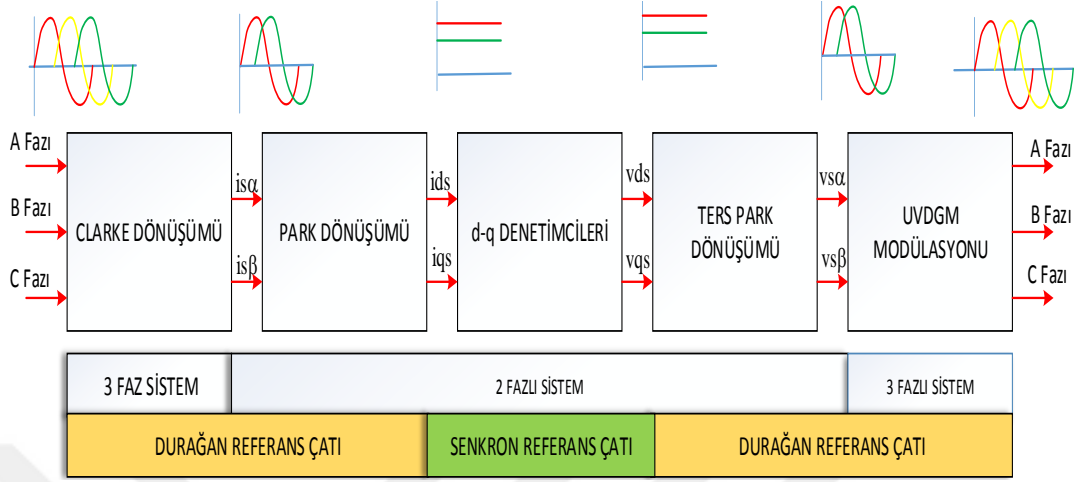
Şekil 1.3. KMSM moment bileşenleri

Şekil 1.3'te görülen moment-hız grafiğine göre sırası ile (1) asenkron moment, (2) bileşke veya sentez moment, (3) relüktans momenti ve (4) generatör fren momentinden oluşur. Asenkron moment, alternatif akım sargıları tarafından üretilen momenttir. Bileşke moment ise süperpozisyon teorisi göz önüne alındığında alternatif akım sargıları tarafından hava aralığında oluşturulan harmonik bileşenleri ile rotor mıknatıslarının oluşturduğu momentin bileşkesinden meydana gelir ve harmonik içeriklere sahiptir. Relüktans momenti ise rotorunda çıkıntılık etkisi gösteren mıknatıs malzemelerden dolayı meydana gelen momenttir. Generatör (fren) momenti ise rotor ve stator alanı tarafından oluşturulan momentlerdirdir [49, 50, 56-58].

1.2. Kalıcı Mıknatıslı Senkron Motor Eksen Dönüşümleri

3 Fazlı bir KMSM makina zamana bağlı diferansiyel eşitliklerle tanımlanır. Motor parametrelerinin dönüşümü yardımıyla makina hesaplama karmaşıklığı azalır. Dönüşüm 3 bileşen ve sıfır bileşeninden oluşur. Makinanın yükü dengeli olduğundan sıfır bileşenin önemi yoktur. Makinanın 3 fazdan 2 faza dönüşümü Clarke ve Park

dönüşümleri ile gerçekleştirilir. Fazlar abc ile ifade edilirse, dönüşüm $\alpha\beta 0$ parametreleri ile ifade edilir.



Şekil 1.4. Kalıcı mıknatıslı senkron motor denetiminde kullanılan dönüşümler

Şekil 1.4'teki eksen eksen dönüşümleri konuma bağlı parametrelerle birlikte matematiksel modeli kolaylaştırmak için kullanılır ve 3 türlü referans çerçeveden söz edilebilir. Bunlar 3 faz durağan referans (çerçeve) çatı, 2 faz durağan referans çatı ve 2 faz senkron dönen referans çatı olarak adlandırılır. Dönüşümlerdeki sıralama 3 faz durağan referans çerçeveden 2 faz durağan referans çerçeveye daha sonra da 2 faz durağan referans çerçeveden 2 faz senkron dönen referans çerçeveye dönüşüm yapma şeklinde gerçekleşir. θ_e , açısı elektriksel rotor konumunu belirtmekle birlikte iki referans eksen arasındaki açıyı göstermektedir [49, 75-58].

1.2.1. Uzak vektör yöntemi

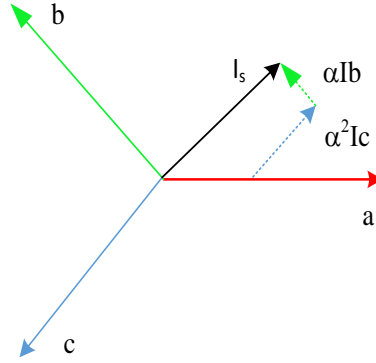
Alternatif akım makinalarında 3 fazlı gerilim, akım, akılar karmaşık (kompleks) uzak vektör olarak temsil edilirler. i_a, i_b, i_c stator akımları örnek olarak alınırsa, stator akımları uzak vektörü (i_s) ile temsil edilir. Şekil 1.5'te uzak vektör bileşenleri görülmektedir.

$$\vec{i}_s = i_a + \alpha_v i_b + \alpha_v^2 i_c \quad (1.13)$$

Uzaysal operatörler, α ve α^2 ise aşağıdaki eşitliklere sahiptirler.

$$\alpha_v = e^{j\frac{2\pi}{3}} \quad (1.14)$$

$$\alpha_v^2 = e^{j\frac{4\pi}{3}} = -j\frac{2\pi}{3} \quad (1.15)$$



Şekil 1.5. Uzak vektör bileşenleri

1.2.2. Clarke ve ters Clarke dönüşümü

Bu dönüşüm şekli, stator uzay akım ve gerilim vektörleri, keyfi olarak seçilen stator fazı ile çakışan α bileşeni ve bu bileşene dik β bileşeninden oluşur. Clarke dönüşümleri 3 fazlı sistemi 2 fazlı birbirine dik eksenlerde durağan referans çatıya dönüştürür. $abc \rightarrow \alpha\beta 0$ ve tersi olarak $\alpha\beta 0 \rightarrow abc$ dönüşümleri sağlanır.

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (1.16)$$

3 faz dengeli sistemler için $i_a + i_b + i_c = 0$ olduğundan α - β eksen bileşenleri,

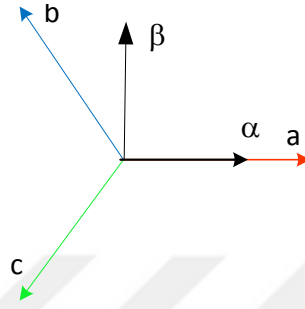
$$i_\alpha = i_a \quad (1.17)$$

$$i_\beta = \frac{1}{\sqrt{3}} i_a + \frac{2}{\sqrt{3}} i_b \quad (1.18)$$

Denklem (1.17) ve (1.18) ile ifade edilir [71].

Ters Clarke Dönüşümleri ise $\alpha\beta \rightarrow abc$, 2 fazlı durağan referans çerçevesinden 3 faza dönüşüm için kullanılır. Şekil 1.6'da Clarke dönüşüm vektörleri verilmektedir [56-58, 60].

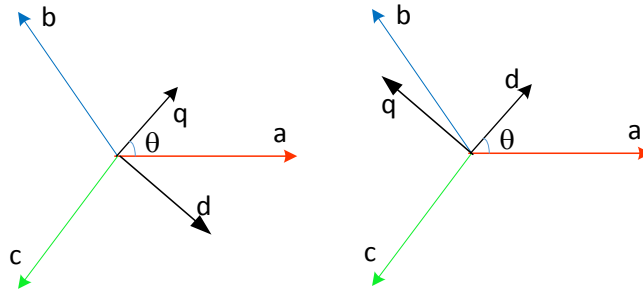
$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \quad (1.19)$$



Şekil 1.6. Clarke dönüşüm vektörleri

1.2.3. Park ve ters Park dönüşümü

Park dönüşümleri, temelde 3 fazlı referans çerçevden θ açısı ile 2 fazlı referans çatıya dönüşüm sağlar. d eksenini ile a fazı arasında θ açısı ile birlikte dönüşüm gerçekleştirilir. q eksenini d eksenine göre 90° ileridedir. Şekil 1.7’de Park dönüşüm vektörleri verilmektedir.



Şekil 1.7. Park dönüşümü vektörleri

$$V_{dq0} = T \cdot V_{abc} \quad (1.20)$$

$$[T] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (1.21)$$

T dönüşümü kullanılarak Park ve Ters Park dönüşümü gerçekleştirilir.

$$V_{abc} = T^{-1} \cdot V_{dq0} \quad (1.22)$$

$$[T]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (1.23)$$

Güncellenmiş Park dönüşümleri vektör denetimde kullanılır. Temel dönüşümlerden farkı negatif işaretlerin oradan kaldırılmasıdır [90]. Aynı zamanda Park dönüşümleri, 2 faz dikey eksenli durağan referans çatıdan birbirine dik 2 eksenli senkron dönen referans çatıya dönüşümü gerçekleştirir [70, 75-78]. İki farklı faz değişkeni dq eksenleri yatay ve dikey eksen dönüşümleri,

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (1.24)$$

Denklem (1.24) ile verilir. Ters Park dönüşümleri ise dq→αβ şeklinde gerçekleştirilir [72,73].

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad (1.25)$$

1.3. Darbe Genişlik Modülasyonu Tekniği ve Denetim Yöntemleri

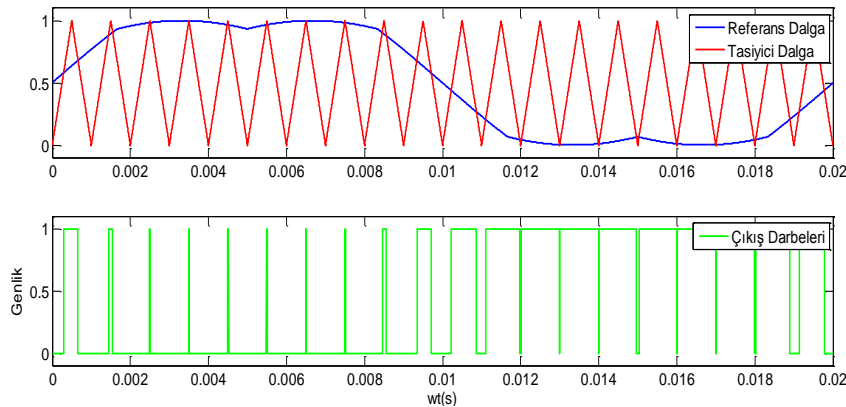
Günümüzde KMSM'ler asenkron makinalara iyi bir alternatif oluşturmaktadırlar ve denetimi açısından bugüne kadar değişik modülasyon teknikleri ve denetim stratejileri geliştirilmiştir.

Darbe genişlik modülasyonu açısından değerlendirmeler yalnızca temel konular açısından değil, aynı zamanda daha az toplam harmonik bozunum (THB), daha etkin doğru akım (DA) barası kullanımı, elektromagnetik girişimin azaltılması (EMI), anahtarlama kayıpları, harmonik spektrumun azaltılması gibi konular üzerinden yapılır. Geçmişten günümüze kadar çeşitli modülasyon teknikleri geliştirilmiş ve uygulanmıştır. Bunlardan bazıları sinüsoidal DGM, 3. Harmonik ilaveli DGM, histerisiz DGM ve uzay vektör DGM'dir.

1.3.1. Uzay vektör darbe genişlik modülasyonu

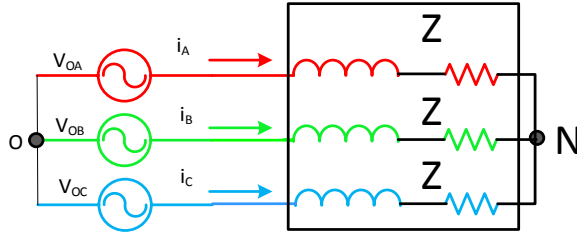
Modülasyon tekniklerinin zamanla gelişmesiyle, son dönemlerde uzak vektör darbe genişlik modülasyonu tekniği ortaya atılmıştır. Temelde üç fazlı eviriciler için geliştirilen teknik sinüsoidal DGM'den daha karmaşıktır. Bunun yanında yukarıda değinilen kavramlardan DA barasının kullanma oranı bu teknikle yükselir ve toplam harmonik bozunumu düşer.

Basit olarak uzay vektör kavramı, elektrik makinaları ve sistemlerinde elde edilen döner alanlardan türetilmiştir. Bu bölümde temel eşitlikleri verilen uzay vektör kavramında, üç faz büyüklükleri iki faz senkron referans çatı veya durağan referans çatı büyüklüklerine çevrilir. Elde edilen iki faz bileşeninden, referans vektör genliği elde edilerek, bu vektör modülasyon dalgasının oluşturulmasında kullanılır. Bu durumlara göre durağan referans çatıda uzay vektörünün bulunması aşağıdaki şekilde gerçekleşir. Evirici anahtar durumlarının açık/kapalı olarak değiştirilmesi, referans gerilim vektörünün $\alpha\beta$ eksenlerine dönüştürülerek yani durağan referans çatı dönüşümü yapılarak sağlanır. Şekil 1.8'de modülasyon işaretleri gösterilmektedir.



Şekil 1.8. Uzay vektör darbe genişlik modülasyonu

Uzay vektör DGM tekniğinde anahtarlama durumlarını daha iyi anlayabilmek için 3 fazlı dengeli, birbirinden 120^0 elektriksel açı farklı bir sistem ele alınsın. Kirchoff'un akımlar ve gerilimler kanuna göre, aynı noktaya bağlı kolların denklemleri aşağıdaki şekilde yazılabilir. Şekil 1.9'da nötr noktası ve ortak noktayı temsil eden şema yer almaktadır.



Şekil 1.9. 3 Fazlı yıldız bağlı sistem

$$\begin{aligned} V_{0a} &= V_{0A} + i_A Z \\ V_{0b} &= V_{0B} + i_B Z \\ V_{0c} &= V_{0C} + i_C Z \end{aligned} \quad (1.26)$$

Şekil 1.9'a göre 3 fazlı dengeli sistemde gerilim kaynakları tek bir gerilim kaynağı gibi yazılırsa,

$$3V_0 = V_{0A} + V_{0B} + V_{0C} + Z(i_A + i_B + i_C) \quad (1.27)$$

eşitliği elde edilir. Burada her fazın simetrik olduğu kabul edildiğinden $Z_A = Z_B = Z_C = Z$ olarak kabul edilmektedir. Kirchoff akımlar kanununa göre,

$$i_A + i_B + i_C = 0 \quad (1.28)$$

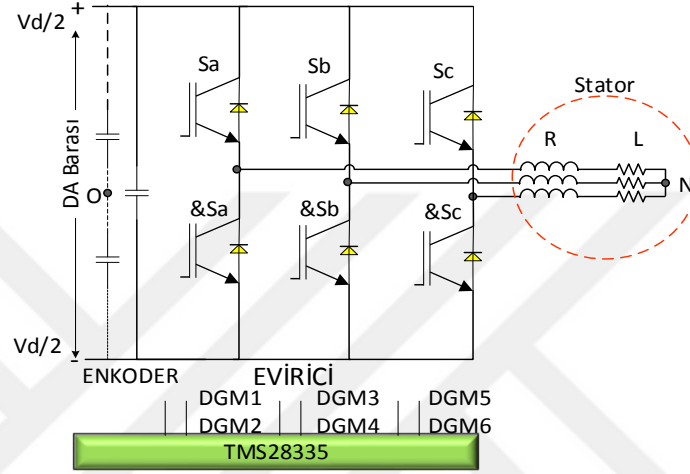
olacağından sistem aşağıdaki eşitlik haline gelir.

$$V_0 = \frac{1}{3}(V_{0A} + V_{0B} + V_{0C}) \quad (1.29)$$

Ortak nokta potansiyel farkından yararlanarak faz gerilimleri bulunmak istenirse,

$$\begin{aligned}
V_A &= V_{0A} - \frac{1}{3}(V_{0A} + V_{0B} + V_{0C}) = \frac{1}{3}(2V_{0A} - V_{0B} - V_{0C}) \\
V_B &= V_{0B} - \frac{1}{3}(V_{0A} + V_{0B} + V_{0C}) = \frac{1}{3}(2V_{0B} - V_{0A} - V_{0C}) \\
V_C &= V_{0C} - \frac{1}{3}(V_{0A} + V_{0B} + V_{0C}) = \frac{1}{3}(2V_{0C} - V_{0A} - V_{0B})
\end{aligned}
\tag{1.30}$$

Denklem (1.30) eşitlikleri elde edilir [88].



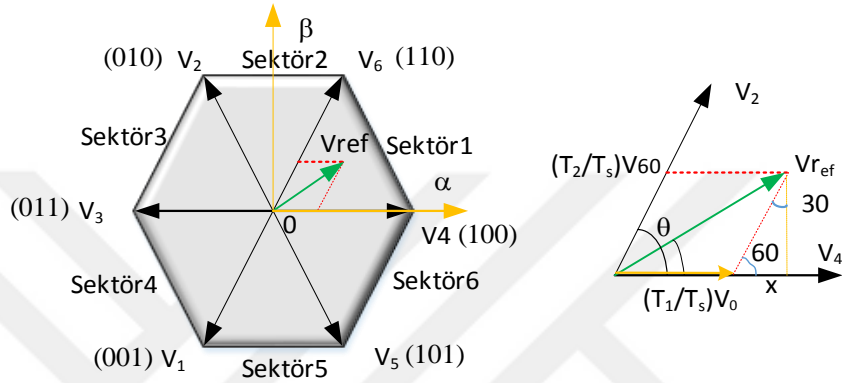
Şekil 1.10. Üç fazlı evirici ve anahtarlama durumları

Tablo 1.1. Evirici anahtarlama durumlarına ait tablo

Vektör	S_a	S_b	S_c	V_A	V_B	V_C	V_α	V_β
0_{000}	0	0	0	0	0	0	0	0
1_{240}	0	0	1	$-\frac{1}{3}V_{DA}$	$-\frac{1}{3}V_{DA}$	$\frac{2}{3}V_{DA}$	$-\frac{1}{3}V_{DA}$	$-\frac{1}{3}V_{DA}$
2_{120}	0	1	0	$-\frac{1}{3}V_{DA}$	$\frac{2}{3}V_{DA}$	$-\frac{1}{3}V_{DA}$	$\frac{1}{3}V_{DA}$	$\frac{1}{3}V_{DA}$
3_{180}	0	1	1	$-\frac{2}{3}V_{DA}$	$\frac{1}{3}V_{DA}$	$\frac{1}{3}V_{DA}$	$-\frac{2}{3}V_{DA}$	0
4_0	1	0	0	$\frac{2}{3}V_{DA}$	$-\frac{1}{3}V_{DA}$	$-\frac{1}{3}V_{DA}$	$\frac{2}{3}V_{DA}$	0
5_{300}	1	0	1	$\frac{1}{3}V_{DA}$	$-\frac{2}{3}V_{DA}$	$\frac{1}{3}V_{DA}$	$\frac{1}{3}V_{DA}$	$-\frac{1}{3}V_{DA}$
6_{60}	1	1	0	$\frac{1}{3}V_{DA}$	$\frac{1}{3}V_{DA}$	$-\frac{2}{3}V_{DA}$	$\frac{1}{3}V_{DA}$	$\frac{1}{3}V_{DA}$
7_{111}	1	1	1	0	0	0	0	0

Tablo 1.1’de evirici anahtarlama durumuna ait tablo verilmektedir. Şekil 1.10’da üç fazlı evirici anahtarlama şeması verilmektedir. Şekil 1.11. uzay vektör darbe genişlik

modülasyonuna (UVDGM) ait 6 adet anahtarlama sektörü ve birinci sektöre ait referans gerilim bileşenlerini göstermektedir. Uzay vektör darbe genişlik modülasyonu (UVDGM) tekniğinde, altı sektöre sekiz adet gerilim uzay vektörü oluşturulur. Sekiz gerilim uzay vektörünün iki tanesi sıfır vektör T_0 olarak ifade edilir. İlk sektör için V_{ref} referans gerilim uzay vektörü aşağıdaki eşitlikle verilebilir. Burada, T_s UVDGM taşıyıcı dalga periyodu, V_1 ve V_2 komşu gerilim vektörlerine ait T_1 ve T_2 çalışma zamanları olarak tanımlanmaktadır [89].



Şekil 1.11. a) UVDGM sektör bileşenleri b) Gerilim vektör diyagramı

α - β bileşenlerine göre referans gerilim vektörü,

$$V_{ref} = \sqrt{V_\alpha^2 + V_\beta^2} \quad (1.31)$$

ve açısı da,

$$\tan\theta = \left(\frac{V_\beta}{V_\alpha}\right) \quad (1.32)$$

Denklem (1.31) ve (1.32) verilmektedir [86]. Referans gerilim vektörü iki komşu gerilim vektörünün birleşiminden meydana gelir.

$$\vec{V}_{ref} = \frac{T_1}{T_s} V_0 + \frac{T_2}{T_s} V_{60} \quad (1.33)$$

Anahtarlama frekansına karşılık gelen anahtarlama periyodu T_s ve T_0, T_1 ve T_2 ise Şekil 1.11'de görüldüğü gibi 0 - 60° 'lik sektörde harcanan zamanlardır.

$$T_s = T_1 + T_2 + T_0 \quad (1.34)$$

Referans gerilim vektörünün bileşeni olarak trigonometrik dönüşümler yardımıyla V_α ve V_β gerilimleri iki fazlı koordinat sisteminde,

$$V_\alpha = \frac{T_1}{T_s} V_0 \cos(0) + \frac{T_2}{T_s} V_{60} \cos\left(\frac{\pi}{3}\right) \quad (1.35)$$

$$V_\beta = 0 + \frac{T_2}{T_s} V_2 \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) \quad (1.36)$$

şeklinde elde edilir. Eviriciden elde edilebilecek faz geriliminin en yüksek değeri DA bara gerilimi ile orantılıdır. Faz-nötr arası gerilimine göre,

$$V_{fN} = \frac{V_{DA}}{\sqrt{3}} \quad (1.37)$$

yazılan Denklem (1.37), $2/3V_{da}$ uzay vektör genliği ile faz normalleştirilirse bu değer, $2/\sqrt{3}$ olarak elde edilir. Bu durumda, 1. sektördeki zamanlar,

$$t_1 = \frac{T_1}{T_s} = \frac{1}{2}(\sqrt{3}V_\alpha - V_\beta) \quad (1.38)$$

$$t_2 = \frac{T_2}{T_s} = V_\beta \quad (1.39)$$

değerlerine sahip olur. Aynı şekilde 60-120 aralığı için zamanlar hesaplanırsa,

$$t_1 = \frac{T_1}{T_s} = \frac{1}{2}(-\sqrt{3}V_\alpha + V_\beta) \quad (1.40)$$

$$t_2 = \frac{T_2}{T_s} = \frac{1}{2}(\sqrt{3}V_\alpha + V_\beta) \quad (1.41)$$

Denklem (1.41) ve (1.42) elde edilir. Sektörlerdeki zaman hesaplamasını basitleştirmek için aşağıdaki gibi X,Y ve Z değişkenleri tanımlanabilir.

$$X = U_\beta \quad (1.42)$$

$$Y = \frac{1}{2}(\sqrt{3}V_\alpha + V_\beta) \quad (1.43)$$

$$Z = \frac{1}{2}(-\sqrt{3}V_\alpha + V_\beta) \quad (1.44)$$

Tanımlanan XYZ değişkenleri yardımıyla her sektördeki anahtarlama süreleri tablo halinde verilmektedir [87]. Tablo 1.'de sektörlere ait anahtarlama süreleri verilmektedir.

Tablo 1.2. Sektörlere ait anahtarlama süreleri

Sektör	0-60 ⁰	60-120 ⁰	120-180 ⁰	180-240 ⁰	240-300 ⁰	300-360 ⁰
t ₁	-Z	Z	X	-X	-Y	Y
t ₂	X	Y	Y	Z	-Z	-X

Uzay vektör teoreminden, referans gerilim vektörünün hangi sektörde olduğuna karar vermek için,

$$N = A + 2B + 4C \quad (1.45)$$

Denklem (1.45) kullanılır. Clarke dönüşümü kullanılarak, dengeli iki fazlı sistemden $V_\alpha, V_\beta \rightarrow V_{123}$ 3 fazlı sisteme geçilerek sektör tespitleri yapılır.

$$V_{\text{ref1}} = U_\beta \quad (1.46)$$

$$V_{\text{ref2}} = \frac{1}{2}(\sqrt{3}V_\alpha - V_\beta) \quad (1.47)$$

$$V_{\text{ref3}} = \frac{1}{2}(-\sqrt{3}V_\alpha - V_\beta) \quad (1.48)$$

UVDGM algoritmasında, uzay vektör açısı sürekli değiştiğinden dönen gerilim uzay vektörü elde etmek için bir sinüs periyodunda farklı vektör zamanları kullanmak gerekir. Bundan dolayı, öncelikli olarak referans vektörün içinde bulunduğu sektöre karar verilir sonrasında ise modülasyon zamanları hesaplanarak algoritma tamamlanır [59, 74 -78].

Eğer $V_{ref1} > 0$ ise $A=1$ değilse, $A=0$

Eğer $V_{ref2} > 0$, ise $B=1$, değilse, $B=0$

Eğer $V_{ref3} > 0$, ise $C=1$, değilse, $C=0$

Bir sonraki adımda modülasyon zamanları elde edilen sektör bilgisine göre modülasyon zamanları hesaplanır.

Tablo 1.3. Gerçek sektör sıralaması

N	3	1	5	4	6	2
S	1	2	3	4	5	6

Tablo 1.3'te belirtilen N değeri vektörün bulunduğu sektör konumunu, S ise gerçek konumunu ifade etmektedir. Son olarak görev çevrimi zamanları hesaplanarak algoritma tamamlanır.

$$t_{aon} = \frac{T_s - t_1 - t_2}{2} \quad (1.49)$$

$$t_{bon} = t_{aon} + t_1 \quad (1.50)$$

$$t_{con} = t_{bon} + t_2 \quad (1.51)$$

Şekil 1.11'deki sektörlerden en büyük referans vektör değerine göre,

$$\cos\left(\frac{\pi}{6}\right) = \frac{V_{ref_max}}{2V_{DA}/3} \quad (1.52)$$

faz geriliminin en yüksek değeri Denklem (1.53)'te verilmektedir.

$$V_{ref_max} = \frac{V_{DA}}{\sqrt{3}} \quad (1.53)$$

Denklem (1.53) ile elde edilir. Faz geriliminin etkin değerinin bulunması için $\sqrt{2}$ ile oranlanırsa ve faz-faz geriliminin, faz geriliminin $\sqrt{3}$ katı olduğu göz önüne alınırsa,

$$V_{ff_ef} = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \frac{V_{DA}}{\sqrt{3}} = \frac{V_{DA}}{\sqrt{2}} \quad (1.54)$$

Denklem (1.54) elde edilir.

UVDGM diğer modülasyon tekniklerine göre yukarıda sayılan üstünlüklerden bir tanesi olan daha etkin DA bara değeri kullanımınıdır. Faz geriliminin en yüksek değerine SDGM ve UVDGM için bakılırsa,

$$V_{\text{fmax_SDGM}} = \frac{V_{\text{DA}}}{2} = 0,5V_{\text{DA}} \quad (1.55)$$

$$V_{\text{fmax_UVDGM}} = \frac{V_{\text{DA}}}{\sqrt{3}} = 0,577V_{\text{DA}} \quad (1.56)$$

$$\text{Oran} = \frac{0,577}{0,5} = 1,15 \quad (1.57)$$

UVDGM algoritmasının SDGM' ye göre %15 daha fazla DA barası gerilim değeri kullanma etkinliğine sahip olduğu görülmektedir. Sistem doğrultucu çıkışı ve UVDGM den evirici beslemesi için $V_{\text{DA}} = 310\text{V}$, UVDGM etkin faz-faz gerilimi,

$$V_{\text{ff_ef}} = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \frac{310}{\sqrt{3}} = 219\text{V} \quad (1.58)$$

olarak bulunur.

1.3.2. Alan yönlendirmeli denetim

Alan yönlendirmeli denetimin amacı doğrusal olmayan sistem eşitliklerini doğrusal eşitliklere dönüştürerek stator akım bileşenlerini akı ve moment bileşenlerine ayırmaktır. Böylece moment ve akı doğrudan denetlenebilir, bu yönüyle alan etkili denetim DA motoru denetimine benzer. Alan yönlendirmeli denetim aynı zamanda ölçülebilen elektriksel büyüklüklerin genlik ve fazlarını denetleme aracıdır. Vektör denetimin faydaları ana başlıklar altında şöyle verilir.

- Karmaşık, bağımlı AA motoru değişkenleri basit doğrusal sisteme dönüştürülür.
- Doğrudan moment ve akı denetimi yapılabilir.
- Motor başlangıç durumunda yüksek moment ve düşük akım elde edilebilir.
- Yüksek verimlilik sağlar [82, 85].
- Doğrudan akı zayıflatma yöntemiyle geniş hız aralıklarında hız denetimi sağlanır.

- Sıfır hızda yüksek moment endüklenmesi sağlanır [84].

Kalıcı mıknatıslı senkron motor ve sürücülerini doğrusal olmayan ve birbirine bağımlı olan parametrelerden ibaret olan bir sistemi oluştururlar. Bu durum, alan yönlendirmeli denetim sisteminin temelini oluşturur, bu sayede AA motorunun stator akımları bileşenleri ve elektromanyetik moment bileşenleri elde edilir [80- 83]. Bunun sonucunda stator akısı ve elektromanyetik moment bağımsız olarak denetlenebilir. KMSM kalıcı mıknatıslara sahip olduğundan amortisör sargıları içermez ve rotor akısı sabittir. Alan etkili denetim stratejisinde $i_d = 0$ en temel akım denetim yöntemlerinden birisidir. Bu yöntem manyeto motor kuvvetin q eksenini yönünde olmasını ve rotor akısına dik olmasını gerektirir [65-70]. Bu durumda $i_d=0$ eşitlenir. Matematiksel model basitleştirilirse,

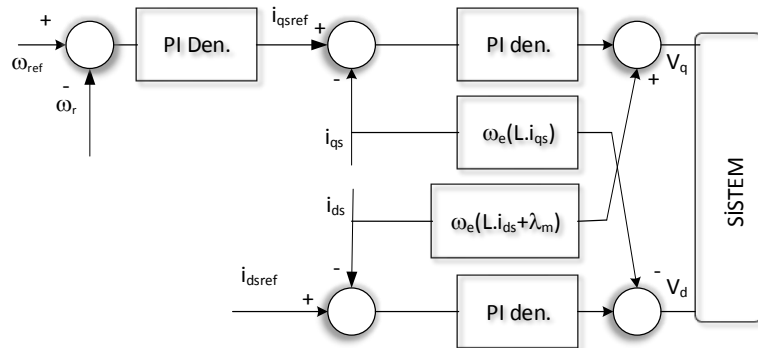
$$\lambda_d = \lambda_r \quad (1.59)$$

$$\psi_q = L_q i_q \quad (1.60)$$

d ve q eksenini akı bileşenleri sadeleştirilir. Moment denklemi ise,

$$T_e = P_p \lambda_r i_q \quad (1.61)$$

Denklem (1.61) şeklinde elde edilir. Eşitlikten anlaşılacağı üzere elektromagnetik moment yalnızca q eksenini stator akımı ve ona dik olan rotor akısı bileşenlerinde oluşur. Bu durumda moment ayarı yapmak için DA motoru benzeri q eksenini akımı değiştirilir [79].



Şekil 1.12. KMSM'ye ait alan etkili denetim genel şeması

Şekil 1.12' de KMSM'ye ait iç içe PI denetim bloklarından oluşan alan yönlendirmeli denetime ait şema yer almaktadır. Bu şemaya göre Clarke, Park dönüşümlerinden elde edilen q ve d eksenini geri besleme akım bilgileri i_{qs} ve i_{ds} ve geribesleme hız bilgisi ω_r yer almaktadır. Bunun dışında hız referansı bilgisi, q eksenini akım referansı bilgisi i_{qsref} ve i_{dsref} bilgileri yer almaktadır. q eksenini akım bilgisi hız denetim döngüsünden elde edilmektedir. v_d ve v_q eksenlerine ait çapraz etki bileşenleri eklenerek sistem hız ve akım döngüleri için birinci dereceye indirgenir.

1.4. PI (Oran-İntegral) Denetim

Literatürde çok çeşitli oran/integral denetim yöntemleri mevcuttur. Bunlardan en çok bilinenleri,

- Ziegler-Nichols frekans ve adım cevabı yöntemi,
- Simetrik optimum yöntemi,
- Kutup yerleşimi,
- Kutup-sıfır iptali yöntemidir.

İkinci dereceden bir sistemin genel transfer fonksiyonu,

$$H(s) = \frac{\omega_{bw}^2}{s^2 + 2\xi\omega_{bw}s + \omega_{bw}^2} \quad (1.62)$$

eşitliği ile verilir. Burada ω_{bw} doğal band genişliği (rad/s), ξ sönümlenme faktörüdür. Yüksek band genişlikleri ile düşük band genişlikleri karşılaştırılırsa, düşük band genişliklerinde yavaş yükselme zamanı oluşur. Yüksek band genişliklerinde ise hızlı yükselme zamanına karşın aşmalar meydana gelir. Denetim sistemlerinde, yükselme zamanı,

$$t_{ri} = \frac{\ln(9)}{\omega_{bw}} \cong \frac{2,2}{\omega_{bw}} \quad (1.63)$$

Denklem (1.63) ile elde edilir sağlanır [93]. Burada t_r, t_r yükselme zamanıdır. Yerleşme zamanı ise,

$$t_{se} = \frac{\ln(9)}{\omega_{bw}} \cong \frac{4,4}{\omega_{bw}} \quad (1.64)$$

Denklem (1.64)'te verilmektedir. Akım döngüleri zaman sabiti (elektriksel),

$$T_e = \frac{L_{dq}}{R_s} \quad (1.65)$$

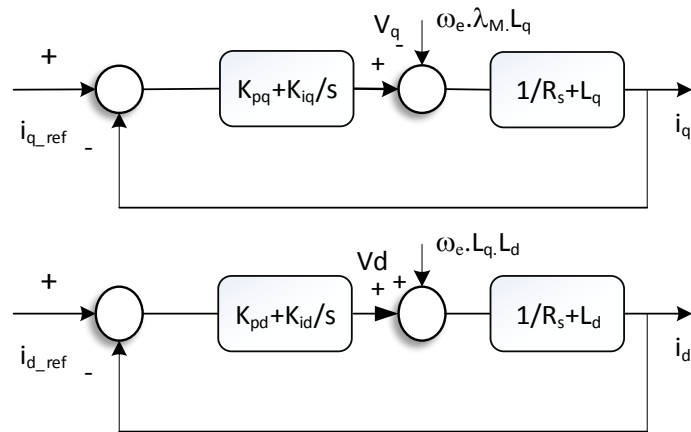
eşitliği ile ve hız döngüsü zaman sabiti (mekanik),

$$T_m = \frac{J}{B} \quad (1.66)$$

eşitliği ile elde edilir. Tezdeki, deneysel çalışmada kullanılan motora ait elektriksel zaman sabiti $T_e=2,979$ ms'n mekanik zaman sabiti ise $T_m=0,864$ sn olarak verilmektedir [94].

1.4.1. d-q eksenleri akım denetimi

d-q eksenleri akım denetimi yapılırken motor matematiksel modelinden moment ve akı bileşenlerinden dolayı çapraz bağlantı etkisi olduğu Şekil.1.12'de görülmektedir. Bu etkinin ortadan kaldırılması işlemi ise ayrıştırma (decoupling) olarak adlandırılır. i_d ve i_q 'nin yüksek verimli olarak ve bağımsız olarak denetlenmesi ayrıştırma işlemiyle doğrudan ilgilidir.



Şekil 1.13. Akım döngüleri PI denetim şeması [83]

Akım döngüleri transfer fonksiyonları, sistem sürekli durumda iken ω_r sabit kabul edilerek,

$$G_{RL}(s) = \frac{I_{dq}(s)}{V_{dq}(s)} = \frac{1}{L_{dq}s + R_s} \quad (1.67)$$

yazılabilir. Akım döngülerinde iki farklı denetim amacı güdülmektedir. Bunlar,

- Belirli bir band genişliğinde akım genliklerini denetlemek,
- Akımları d-q bileşenlerine ayırmaktır.

Akım döngüleri hız döngüsü ile artarda bağlı olduğundan akım döngüleri band genişliği hız döngüsünün band genişliğinin 10 katı hızlı seçilir. Buradaki amaç akım döngülerinin hız döngüsünden hız cevap verme gereksinimidir [83]. PI denetim Laplas transfer fonksiyonu,

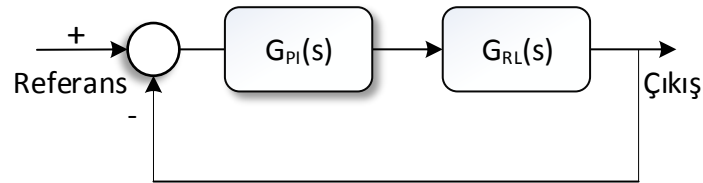
$$G_{PI}(s) = \frac{K_p s + K_I}{s} = \frac{K_p (s + K_{IP})}{s} \quad (1.68)$$

$$K_{PI} = \frac{K_I}{K_p} \quad (1.69)$$

eşitliği ile verilir. Sistem açık çevrim transfer fonksiyonu,

$$G_{AÇ}(s) = \frac{K_p s + K_I}{s} \frac{1}{L_{dq}s + R_s} = \frac{K_p (s + K_{IP})}{L_{dq} s} \frac{1}{s + \frac{R_s}{L_{dq}}} \quad (1.70)$$

Denklem (1.70)'teki gibi yazılabilir.



Şekil 1.14. Kapalı çevrim karakteristik sistemi [83]

Kapalı çevrim karakteristik sistemine göre kapalı çevrim denklemi,

$$G_{KÇ}(s) = \frac{G_{PI}(s)G_{RL}(s)}{1 + G_{PI}(s)G_{RL}(s)} = \frac{(K_p + \frac{K_I}{s})(\frac{1}{Ls + R_s})}{1 + (K_p + \frac{K_I}{s})(\frac{1}{Ls + R_s})} \quad (1.71)$$

elde edilir. Sonuç sadeleştirilerek, kapalı çevrim transfer fonksiyonu elde edilir. İkinci dereceden karakteristik bir sistemin denklemleriyle elde edilen kapalı çevrim denklemi eşitlenirse Denklem (1.72) elde edilir.

$$s^2 + \left(\frac{K_p + R_s}{L}\right)s + \frac{K_i}{L} = s^2 + 2\xi\omega_{bw} + \omega_{bw}^2 \quad (1.72)$$

Buradan K_p ve K_i katsayıları kolayca belirlenir.

$$\begin{aligned} K_p &= 2\xi\omega_{bw}L - R_s \\ K_i &= \omega_{bw}^2L \end{aligned} \quad (1.73)$$

Kutup-sıfır iptali yöntemine göre, doğrusal sistemlerin kararlılığı teorisinden $1 + G_{PI}(s)G_{RL}(s) = 0$ olması gerekmektedir. Kutup-sıfır oranına göre gerekli kazanç oranları,

$$\frac{K_i}{K_p} = \frac{R_s}{L_{dq}} \quad (1.74)$$

eşitliği ile elde edilir. Akım denetimcilerin band genişliğini yükseltmek daha hızlı dinamikler elde etmek için veya moment cevabının hızlı olmasını sağlamak için arttırılır. Akım döngüleri band genişliği,

$$\omega_{ad} \geq 10\omega_{sw} \quad (1.75)$$

seçilebilir [92]. ω_{ad} akım döngüleri band genişliği, ω_{sw} anahtarlama frekansdır. Anahtarlama frekansının 10 kHz olduğu ve kutup sayısı düşünülerek elektriksel hızın da,

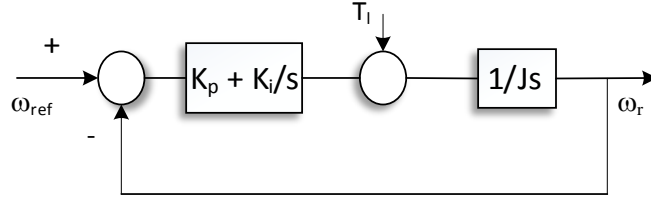
$$\omega_e = 2\pi \cdot 4.50 = 1256 \text{ rad/s} \quad (1.76)$$

olduğu göz önüne alınırsa yaklaşık olarak akım döngüleri band genişliği,

$$\omega_{ad} = 1000 - 1256 \text{ rad/s} \quad (1.77)$$

arasında seçilebilir. Bunlara göre oran sabiti $K_p = 2,35$ integral sabiti $K_i = 200-350$ arasında seçilmiştir.

1.4.2. Hız dögüsü denetim



Şekil 1.15. Hız dögüsü PI denetim şeması [81]

Hız dögüsü denetimi için akım dögüsüne benzer olarak Laplas dönşümü uygulanırsa karakteristik denklem elde edilir [81].

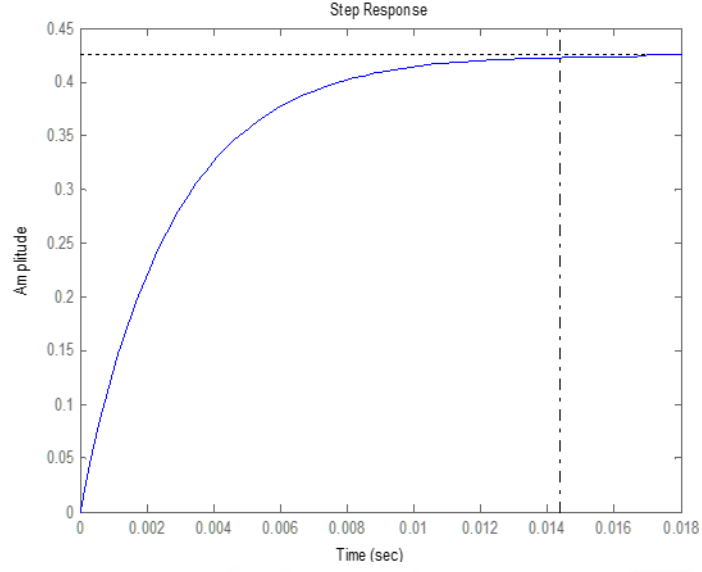
$$s^2 + s \frac{K_{p\omega}}{J} + \frac{K_{i\omega}}{J} = s^2 + 2\xi\omega_{bws} + \omega_{bws}^2 \quad (1.78)$$

Burada ω_{bw} , hız dögüsü doğal frekansdır.

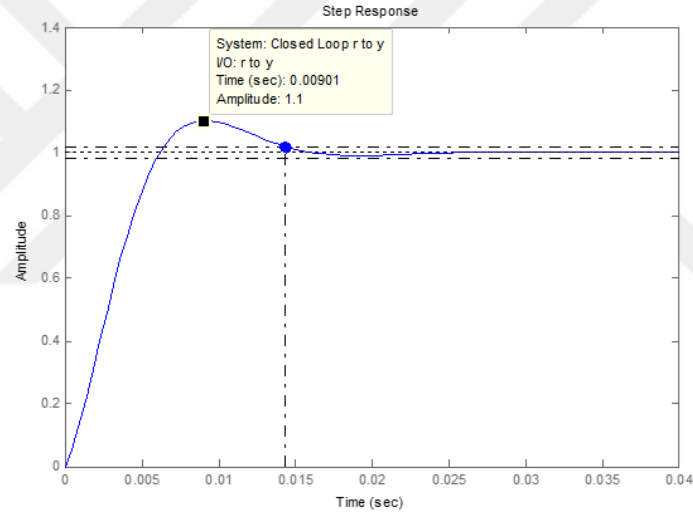
Tablo 1.4. Akım dögüsü PI denetime ait katsayılar

Oturma zamanı	$t_{se} \approx \frac{4}{\xi\omega_{bw}}$	Kp ve Ki oran katsayıları	
Yükselme zamanı	$t_{ri} \approx \frac{2}{\omega_{bw}}$	$K_p = \omega_{c_bw} L$ $K_i = \omega_{c_bw} R_s$	$K_p = 2\xi\omega_{c_bw} L - R_s$ $K_i = \frac{\omega_{c_bw}^2}{L}$
% Aşma	$\% Aşma = \exp\left(\frac{-\xi\pi}{\sqrt{1-\xi^2}}\right) \times 100$	$\frac{K_i}{K_p} = \frac{R_s}{L}$	$K_i = K_p \frac{R_s}{L}$

Şekil (1.16) ve (1.17)'de akım dögüsü açık çevrim ve kapalı çevrim adım cevaplarına ait grafikler görölmektedir. Hız dögüsü denetiminin, akım dögüsüne göre 10 kat daha yavaş olduğu kabul edilerek mekanik büyüklüklere göre katsayılar belirlenir. Anahtarlama frekansı ile akım dögüsü denetimci band genişliği arasında 100 kat fark olduğu kabul edilerek hesaplamalar yapılır.

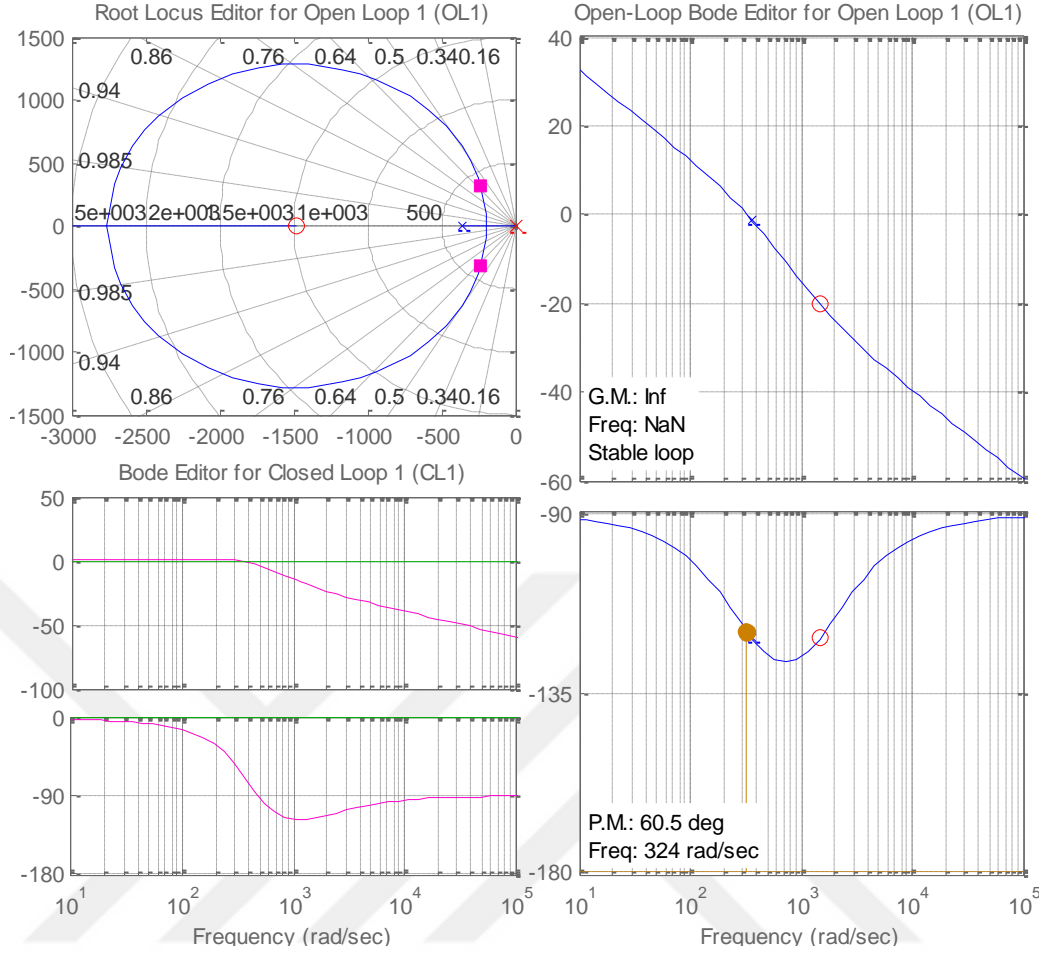


Şekil 1.16. Akım döngüsü açık çevrim adım cevabı



Şekil 1.17. Akım döngüsü kapalı çevrim adım cevabı

Endüstriyel sürücülerde hız döngüsü band genişliğinin 5 ile 10 Hz, akım döngüsünün band genişliğinin 100 ile 200 Hz arasında olduğu kabul edilmektedir. Akım döngüsü açık ve kapalı çevrim adım cevabının 15 ms gibi bir zaman süresi olduğu düşünülürse, hız cevabının yaklaşık 10 kat daha yavaş olarak gerçekleşeceği ve 150 ms olacağı öngörülmektedir.



Şekil 1.18. Akım döngüsü AÇ ve KÇ köklerin yer eğrisi ve Bode eğrileri

Şekil 1.18 de, Matlab Sisotool programından elde edilen akım döngüsüne ait açık çevrim köklerin yer eğrisi cevabı ile beraber açık çevrim ve kapalı çevrim Bode diyagramı cevapları yer almaktadır. Köklerin yer eğrisi cevabına göre, x kutuplarından ayrılan eğri 0 sıfırlarına doğru gitmektedir. Sol yarı düzlemde denetimci kutupları orjin noktasından uzaklaştıkça dinamik cevap daha sönümlü hale gelmektedir. Dinamik cevapta aşırı sönümlü cevap yerine daha dinamik cevap elde etmek için seçilen kazanç değeri pembe renkli olarak işaretlenmiştir. Sol yarı düzlem reel eksenin kararlılığa etkisi ile sanal eksenin dinamik cevaba etkisi birleştirildiğinde ve sönüm katsayısının yaklaşık 0,707 olacağı göz önüne alınarak kazanç seçimi yapılmaktadır. Sistem akım döngüsü ve hız döngüsü için yukarıda verilen bilgiler ile uyumu açısından kazanç değeri değiştirilebilir. Köklerin yer eğrisi cevabında kazanç değişimine göre açık çevrim Bode diyagramı ve kapalı çevrim Bode diyagramlarının değişimi izlenmektedir. Bode eğrileri, denetlenecek sistemin açık çevrim veya kapalı çevrim frekans cevabını incelemek için kullanılır.

Bode eğrilerinde genlik cevabını tanımlamak için y eksenini kullanılır. Genlik cevabı çıkış genliğinin giriş genliğine oranıdır ve desibel (dB) ile ifade edilmektedir. Genlik ifadesi $20\log(\text{Çıkış genliği/giriş genliği})=dB$ şeklindedir. İkinci büyüklük ise frekans cevabıdır ve çıkış işareti frekansının ile giriş işareti frekansına göre gecikmesi olarak ifade edilir. Diğer bir kavram ise band-genişliğidir. Sistemin ne kadar hızlı veya yavaş cevap vereceğini tanımlayan büyüklüktür. Sistem denetiminde genlik cevabının -3 dB olduğu durumda elde edilen frekans cevabı sistemin band genişliğini tanımlar. Kazanç ve faz payı terimleri ise sistemin ne kadar kararlı olduğu ile ilgili bilgi verir. Kazanç ve faz payları açık çevrim cevabından okunur. Kazanç payını okumak için faz cevabının -180 dereceye karşılık geldiği durumda genlik cevabına bakılarak bulunur. Faz payını bulmak içinse 0 dB'deki genliğe karşılık gelen faz cevabına bakılır. Bu durumda 180 dereceden çıkarılan bu değer faz payını verir.

2. DENETİM YÖNTEMLERİ VE KAYAN KIPLİ DENETİM

Dayanıklı denetim, denetim teorisinin bir dalı olmakla birlikte ana konusu belirsizliklerdir. Belirsizlikler ve bozucu etkilerin var olduğu durumlarda dayanıklı denetim sistemleri tasarlanır. Pratik sistemlerde matematiksel modeller, sistem parametrelerinin tam olarak bilinmemesi, iç ve dış bozucu etkiler gibi belirsizlikler yüzünden veya sistem dinamiklerinin basitleştirilip ihmaller yapılmasından dolayı hatalar içerirler. Modellemedeki hatalar veya doğru değerlerden sapmalar, yapısal belirsizlikler olarak adlandırılır. Bunun aksine modellenemeyen dinamikler ise yapısal olmayan belirsizlikler ismini alırlar. Modellemede oluşan belirsizlikler, doğrusal veya doğrusal olmayan denetimde performans veya başarıyı olumsuz etkilerler. Bu yüzden, denetim sistemlerinde bu koşullar altında istenilen başarıyı elde etmek için belirsizliklere karşı yeterince dayanıklı olma oldukça önemlidir [99]. Bir denetim sisteminin geçici durum cevabındaki ani değişimler dayanıklı denetim özellikleriyle birleştirilir, yani geçici ve ani değişimler doğrudan dayanıklı denetimin konusu olurlar [100]. Dayanıklı (robust) denetim yöntemleri kayan kipli denetim (KKD), yüksek kazançlı denetim, yüksek frekanslı denetim, pasivite tabanlı denetim olarak örneklendirilebilir [126].

Dayanıklı denetimin aksine, denetim sisteminde belirsizlikler ani değişimler göstermeyip zamana yayılıyorsa ve düşük kazançlarla sistem denetleniyorsa uyarlamalı denetim yöntemleri kullanılır. Bu durumda uyarlamalı denetimin sistem denetiminde yeterince dayanıklılık göstermesi ve ani değişimlerde yeterince hızlı cevap vermesi beklenemez, sonuç olarak dayanıklı denetim ve uyarlamalı denetim birbirlerinin eksik yönlerini tamamlamak için kullanılır [100, 126]. Uyarlamalı denetim yöntemleri model referans denetim, geribesleme doğrusallaştırması, geri adımlamalı denetim olarak örneklendirilebilir. Uyarlamalı denetimde, parametrik belirsizliklerin olduğu ve parametreler hakkında önceden herhangi bir bilgi olmadığı durumda, bilinmeyen parametrelerin denetimle eş zamanlı olarak matematiksel olarak kestirilmesi sağlanır ve böylece iyi bir dinamik cevap hedeflenir [99].

Dinamik bir sistem,

$$\begin{aligned}\dot{x} &= f(x, u) \\ y &= h(x, u)\end{aligned}\tag{2.1}$$

olarak ifade edilirse, $t > 0$ için $[0, t]$ aralığında $y(t)$ ve $u(t)$ ölçümlerinden $x(t)$ zamanında sistemin durumunu saptamak mümkünse bu sistem gözlenebilirdir. Denetlenebilirlik, sistemin bir durumdan istenilen bir duruma taşıma yeteneğidir. Kararlılık, sistemin sınırlı bir girişe karşı verdiği sınırlı bir cevap olarak ifade edilir.

Literatürde doğrusal zamanla değişmeyen sistemlerin kararlılık teorisi Nyquist, Routh-Hurwitz yöntemlerinin gerek ve yeter şartları sağlaması ile incelenir. Ancak doğrusal olmayan sistemlerde bu tür sistematik yaklaşımlar yoktur. Doğrusal olmayan sistemlerin kararlılık şartlarını sağlamada gerek ve yeter şartları bulmak zordur. Bu yönde doğrudan veya dolaylı olarak çalışmalar yapılmaktadır.

Lyapunov hem doğrusal hem de doğrusal olmayan sistemlerin kararlılık analizleri ile uğraşmıştır. Lyapunov kararlılık problemleri ile ilgili iki yaklaşım sunmuştur. Bunlar,

- 1. Lyapunov'un birinci yöntemi,
- 2. Lyapunov'un ikinci yöntemidir (Doğrudan yöntem).

Bunların arasındaki temel fark birinci metodun diferansiyel eşitliklerin yaklaşık çözümlerini bulmaya dayanmasıdır. Doğrudan yöntemde bu tür bilgilere ihtiyaç yoktur. Bu da doğrusal olmayan sistemlerde büyük bir üstünlük sağlar.

Doğrusal olmayan kararlılık teorisinde ikinci büyük gelişme V. M. Popov tarafından doğrusal olmayan sistemleri frekans bölgesinde incelemesi ile gerçekleşmiştir. Bu yöntem Nyquist kriterleri ile aynı doğrultuda olup doğrusal sistemlere uygulanabilmesi açısından önemlidir. Literatürde doğrusal zamanla değişmeyen sistemlerin kararlılığı, Nyquist, Routh-Hurwitz yöntemlerinin gerek ve yeter şartları sağlanması ile incelenir. Ancak doğrusal olmayan sistemlerde bu tür yaklaşımlar yoktur. Doğrusal olmayan sistemlerin kararlılık şartlarını sağlamada gerek ve yeter şartları bulmak zordur. Bu yönde doğrudan ve dolaylı çalışmalar A. M. Lyapunov

tarafından (1892) yapılmıştır. Lyapunov hem doğrusal hem de doğrusal olmayan sistemlerle uğraşmıştır [95].

Bir dinamik sistem aşağıdaki şartı sağladığını kabul edelim.

$$\dot{x} = f(x, t), x(t_0), x \in \mathbb{R}^n \quad (2.2)$$

$f(x, t)$ fonksiyonunun standart varlık ve teklik şartlarını yani Lipschitz şartlarını sağladığını kabul edelim. Eğer $f(x_e, t) \equiv 0$ ise, $x_e \in \mathbb{R}^n$ bir denge noktasıdır. Eğer bütün çözümler bu denge noktasına yakın bir yerde başlıyorsa her zaman denge noktasına yakın bir yerde kalır. Bu duruma denge noktası yerel kararlıdır denir yani başlangıç şartları denge noktası komşululuğundadır. Eğer denge noktası yerel kararlı ve $t \rightarrow \infty$ iken bütün çözümler x_e yöneliyorsa denge noktası yerel asimptotik kararlı denir. Doğrusal olmayan bir sistem aşağıdaki gibi doğrusal olmayan bir diferansiyel denklem ile ifade edilebilir.

$$\dot{x} = f(x) \quad (2.3)$$

Sistemin kararlı veya kararsız olması denge durumundan belirlenebilir. Eğer sistemin durum değişkenleri sabitlenir ve bu değerler süreklilik kazanırsa, sistem denge noktasına ulaşmış demektir. Eğer sistemin durum vektörü $x(t)$ bir x_e (equilibrium) noktasına ulaştığında her t anı için bu noktada kalıyorsa bu nokta sistemin denge durumudur.

$$\dot{x} = f(x) \quad (2.4)$$

$$0 = f(0) \quad (2.5)$$

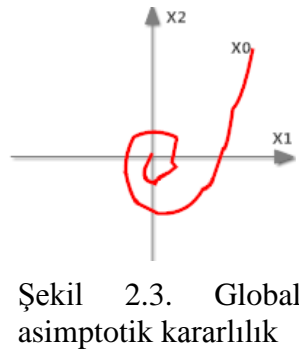
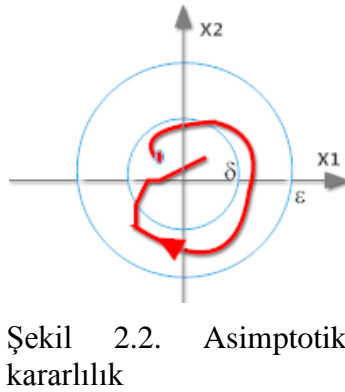
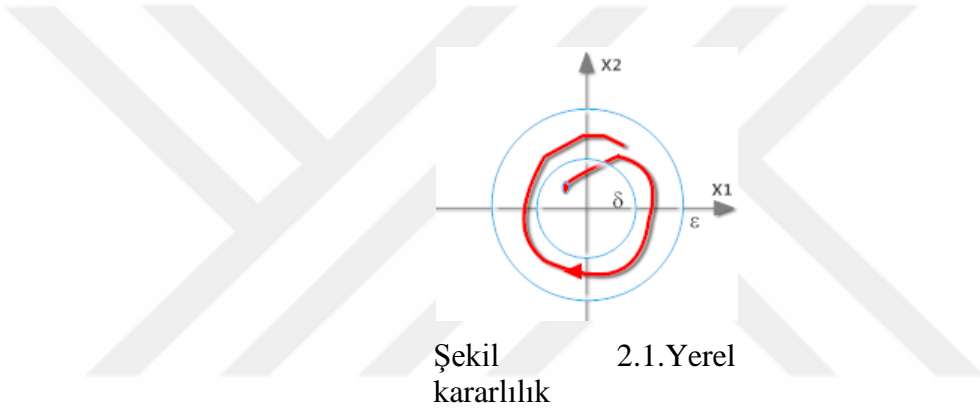
Doğrusal olmayan sistemlerde genel olarak kararlılık, yerel kararlılık, asimptotik, global asimptotik ve eksponansiyel asimptotik kararlılık olarak sınıflandırılabilir. Denge noktası yakınında başlayan çözümler denge noktasına yönelmek zorunda değildir. Eğer anında, $x_e = 0$ yerel kararlı ise,

$$x(t_0) < \delta \rightarrow \lim_{t \rightarrow \infty} x(t) = 0 \quad (2.6)$$

sağlayan $\delta(t_0)$ bulunabiliyorsa asimptotik kararlıdır denir. Başka bir deyişle Lyapunov kararlılığına göre eğer bir kararlı sistemin başlangıç hareketi $t \rightarrow \infty$ ve bir $x(t) \rightarrow 0$ ise sistem asimptotik kararlıdır denilebilir. İlave olarak sistem hareketi denge noktasına ulaşıyorsa global asimptotik kararlıdır denir. Ancak global asimptotik kararlılığa ulaşmak zordur. Eksponansiyel kararlılıkta ise sabit m varsa ve $\alpha > 0$, $\epsilon > 0$ durumunda,

$$x(t) < me^{-\alpha(t-t_0)}x(t_0) \quad (2.7)$$

sartları sağlanmalıdır [95]. Şekil 2.1, 2.2 ve 2.3 yukarıda verilen açıklamalara göre yerel, asimptotik ve global asimptotik kararlılık şekillerini göstermektedir [126].



2.1. Birinci Dereceden Kayan Kipli Denetim

Değişken yapılı denetim (DYD), sistemlerin arzu edilen özelliklerinden faydalanabilmek için uygun anahtarlama mantığı ile sistem hareketlerinin değiştirilmesini ifade eder. Zamanla değişen, zorlanmış doğrusal olmayan bir sistemi ele alalım. Burada $x \in \mathbb{R}^n$ durum değişkenleridir ve $u \in \mathbb{R}^m$ ise denetim girişidir.

$$u = [u_1(t, x), u_2(t, x), u_3(t, x) \dots u_m(t, x)] \quad (2.8)$$

$$u_i = \begin{cases} u_i^+(t, x) & \text{Eğer } \sigma_i(x) > 0 \\ u_i^-(t, x) & \text{Eğer } \sigma_i(x) < 0 \end{cases} \quad (2.9)$$

$$i = 1, 2, \dots, m \quad (2.10)$$

$$\sigma(x) = [\sigma_1(x), \sigma_2(x), \sigma_3(x) \dots \sigma_m(x)]^T \quad (2.11)$$

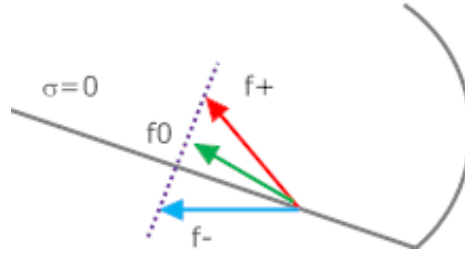
$\sigma(x)$ kayma manifoldu olarak, σ_i ise kayan kip yüzeyi veya kayan kip değişkeni olarak adlandırılır [101]. Kayma manifoldu üzerindeki harekete de kayan kip denir. Yukarıda verilen doğrusal olmayan denklem, çözümü olan ve tek olan şartları (Cauchy ve Lipschitz teoremlerine göre sağ taraftan süreksiz olduğu için) karşılamaz. Diferansiyel eşitlik teorisinin sonuçları olan, varlık ve teklifi sağlamaz. Değişken yapılı denetim sistemlerinin temelleri 1960'lı yıllarda sağ taraftan süreksiz diferansiyel eşitliklerin çözümünün Rus bilim adamı Filippov tarafından ortaya atılmıştır [101]. Filippov önerisine göre, sistem değişkenlerinin (doğrusal olmayan denklem), anahtarlama denetimi ile kayma manifoldu $\sigma(x)=0$ eşitliği çözümü sağlanır. Filippov yaklaşımı kayan kip denetimi ortaya koymada geometrik yaklaşım sağlar. Bu yaklaşım kayan kip denetimin tanımlanmasına yardımcı olmuştur. Bu yöntemin süreksiz denetim ve röle denetimini yeterince tanımlamada yetersiz kaldığı şeklinde eleştiriler ortaya atılmıştır [46, 117, 120].

$$\dot{x} = \alpha_f f^+ + (1 - \alpha_f) f^- = f^0, 0 < \alpha_f < 1 \quad (2.12)$$

$$f^+ = f(t, x, u^+) \quad (2.13)$$

$$f^- = f(t, x, u^-) \quad (2.14)$$

f^+, f^-, f^0 sırası ile sağdan limit, soldan limit ve sistem denetiminin ortalama sonucu olarak ortaya çıkar. α_f durum denklemlerine bağlı bir fonksiyondur. Şekil 2.4'te Filippov'un geometrik yaklaşımını temsil etmektedir.



Şekil 2.4. Filippov yaklaşımı
(Geometrik yaklaşım)

Kayan kip veya kayan kipli denetim ilk defa 1977 yılında Vadim Utkin tarafından yayınlanan makale ile literatüre sunulmuştur [102, 103]. KKD bir dayanıklı denetim yöntemidir ve parametre değişimleri ve bozucu etkilere karşı dayanıklı olması yanında derece azaltma gibi geri beslemeli sistemlerin karmaşıklığını azaltan üstünlüklere sahiptir [104]. KKD'de amaç sistem yörüngesini başka bir deyişle sistem değişkenlerini kayan kip yüzeyine sürmek ve değişkenlerin kayan kip yüzeyinde sonraki zaman dilimlerinde kalmasını sağlamaktır.

Kayan kip denetimci tasarımında ilk adım kayan kip yüzeyi seçmektir. Geribeslemeli denetimde sistemin değişkenlerine göre değişik kazançlar mevcuttur. Doğrusal olmayan bir sistemi aşağıdaki şekilde ele alalım.

$$\mathbf{x}^{(n)} = \mathbf{f}(\mathbf{x}, \dot{\mathbf{x}}, \ddot{\mathbf{x}}, \ddot{\mathbf{x}}, \mathbf{x}^{(n-1)}, t) + \mathbf{b}(\mathbf{x}, t)\mathbf{u}(t) \quad (2.15)$$

Burada \mathbf{x} , durum değişkeni, n , sistem derecesi, $\mathbf{f}(\mathbf{x}, t)$ ve $\mathbf{b}(\mathbf{x}, t)$ doğrusal olmayan zaman ve durum fonksiyonları ve $\mathbf{u}(t)$ denetim girişidir. Bu sisteme göre kayan kip değişkeni,

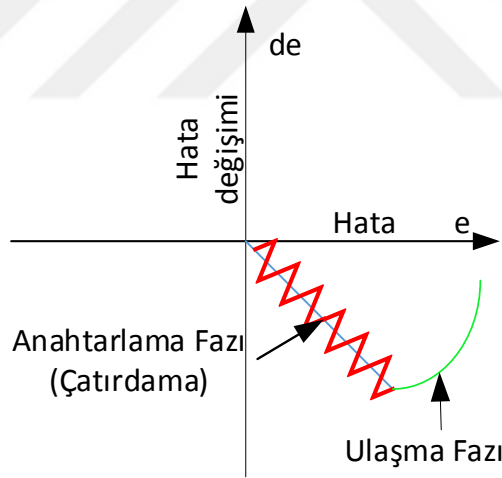
$$\sigma(\mathbf{x}, t) = \left(\frac{d}{dt} + \delta_k \right)^{n-1} \tilde{\mathbf{x}}(t) \quad (2.16)$$

Denklem (2.16) ile verilmektedir.

δ_k , pozitif sabittir. $\tilde{x}(t)$ hata değişkeni; gerçek değer $x(t)$ ve arzu edilen çıkış x_d arasındaki hatadır ve kayan kip yüzeyini oluşturur.

Yüzeyin $\sigma(x)=0$ olması amacıyla sifıra zorlanması, ulaşma fazı ve kayma fazını meydana getirir.

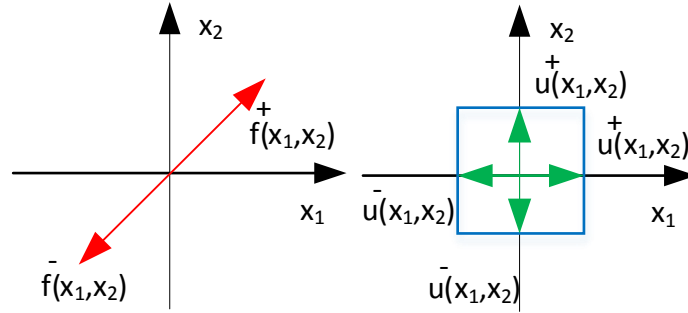
- Ulaşma fazı (Reaching Phase): Sistemi başlangıç durumundan anahtarlama çizgisine ulaştırmak için sınırlı zamanda gerçekleştirilen durumdur. Ulaşma fazında, denetim kanunu yardımıyla sistem yörüngeleri kayma fazına doğru yönlendirilir.
- Kayma fazı (Sliding Phase): Kayma fazında ise yörüngeler (durum değişkenleri) denetim kanunu yardımıyla ve KKD'nin doğası gereği kayma manifoldu veya yüzeyi üzerinde tutulur ve denge noktasına doğru yönlendirilir. Sistem kayma çizgisi üzerindeki yüzeyde harekete başladığında bu manifoldlar hareket için kendine çekim oluşturur. Şekil 2.5'te ulaşma ve kayma fazına ait değişimler görülmektedir [96, 97].



Şekil 2.5. Kayan kip denetim fazları

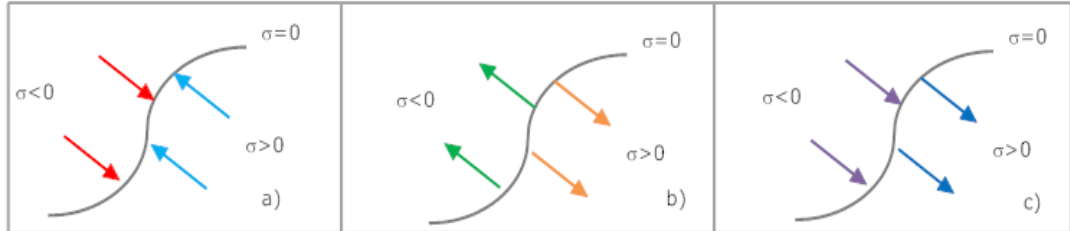
Bu fazlar tasarımda iki ana adım oluşturur. Bunlar, kayma manifoldu seçimi (Kayan Kip Yüzey Tasarımı) ve süreksiz denetim tasarımıdır (Anahtarlama Kanunu) [111]. KKD'nin en önemli özelliklerinden birisi değişmezlik özelliğidir. İdeal durumda yani anahtarlama kusurları ortadan kalkıp anahtarlama sonsuz frekansa yöneldiğinde, anahtarlama kazancı yeterince büyükse belirsiz parametre değişimlerinin ve sınırlı bozucu etkilerin varlığında kayan kip $\sigma(x)=0$ kısıtını yerine getirir. Bu yüzden

denetim sistemi, görece sınırsız bant genişliği yardımıyla sınırsız kazanç ortaya koyduğundan değişmezdir [105].



Şekil 2.6. a) Filippov yaklaşımı b) Utkin yaklaşımı

Şekil 2.6’da kayan kip denetime ait iki yaklaşım KKD genel olarak, bir manifold üzerinde anahtarlama yapan yüksek hızlı süreksiz denetim olarak tanımlar. Bu duruma göre, sistemin değişen şartlarına göre kazanç iki değer arasında anahtarlanır. Anahtarlama denetim kanununun amacı durum uzayında sistem değişkenlerini önceden tanımlanmış anahtarlama (kayma) yüzeyine sürmek, sonrasında bu yüzey üzerinde hareket ettirmek ve bu hareketin yüzey üzerinde devamlılığını sağlamaktır. Anahtarlama yüzeyindeki sağdan ve soldan hareketler kayan hareket olarak tanımlanır [105, 106].



Şekil 2.7. a) Çekici yüzey, b) İtici yüzey, c) Karşıdan karşıya anahtarlama yüzeyi

Şekil 2.7’de KKD yüzeylerine ait değişik durumlar verilmektedir. KKD, sınırı bilinen parametre değişimleri ve modellenmiş bozucu etkilere karşı oldukça değişmezlik (dayanıklılık) özelliği gösterir [115, 116]. KKD’de sistem hareketini bir yüzey veya çıkış yolu (manifold) içerisinde sınırlamak temel amaçtır. Bu denetim yapısı dayanıklı bir sistem oluşturur [113]. Bu hareket öz sistemin derecesinden daha düşük bir dereceye sahiptir ve kendine özgü değerler içerir. Bu özgün denetim yapısı diğer denetim yapıları ile birleştirilirse, kayan kip değişken yapılı denetim sistemlerinde ortaya çıkar [112].

Eşdeğer denetim, ulaşma fazından sonra sistem dinamiklerinin kayma fazında kalması için uygulanan yüksek frekans anahtarlamasının ortalaması olarak denetim kanununda yerini alır. Yüksek frekanslı denetim kanunun ortalanması için alçak geçiren filtre kullanılır [105]. Eşdeğer denetim prensibi, Şekil 2.6,b'de görülmektedir. Eşdeğer denetim $\dot{\sigma} = 0$ eşitliği ile α_f elde edilebilir [130].

$$f(x) = Ax + Bu_{eq} \quad (2.17)$$

$$u_{eq} = \alpha_f u_+ + (1 - \alpha_f) u_0 < \alpha_f < 1 \quad (2.18)$$

2.1.1. Değişmezlik özelliği, görece derece ve ulaşma zamanı

KKD, anahtarlama kusurları ortadan kaldırıldıktan sonra anahtarlama frekansının sonsuza gittiği durumda kazancın yeterince büyük olması durumunda, parametrelerin değişimleri ve sınırlı bozucu etkilere rağmen kayan kip denetim kısıtı olan $\sigma(x)=0$ eşitliğini sürdürmeye devam eder. Bu durum kayan kipi değişmezlik olarak tanımlanır [138]. Anahtarlama frekansının yükselmesi değişmezlik prensibini güçlendirir.

Görece derece kavramı r ile temsil edilir. Doğrusal ve doğrusal olmayan sistemlerde çıkışın türevlenmesi yoluyla elde edilir. Bu işleme denetim girişi u çıkışta görülene kadar devam edilir. Bunun sonucu denetim girişi kayan kip değişkeni ve türevlerinin sonucu olarak ortaya çıkar [130]. Görece derecede Lie türevi şartlarının sağlanması gerekir.

$$\dot{\sigma}, \ddot{\sigma}, \ddot{\sigma} \dots \sigma^{r-1} = 0 \quad (2.19)$$

Standart kayan kip denetimcisine görece derecesi 1 olan sistemlere uygulanabilir. Bu durumda, denetim girişinin kayma yüzeyinin zaman türevinde görünmesi gerekir. Standart kayan kip denetimin eksiklerinden biri denetimde yüksek frekanslı anahtarlamının oluşturduğu çattırtı olarak adlandırılan etkidir. KKD'de derece, kayan kipi güçlü özelliklerini korurken eksik veya kusurlarını giderme açısından önem taşır. Bu durumda yukarıdaki hareket r . dereceden kayan kip olarak adlandırılır [127]. DYD'de standart kayan kip birinci derecedendir.

Standart kayan kipte kayan kip değişkenine ilave olarak görece derecesi 1 olan yardımcı kayan kip değişkeni ilave edilir. Bu durumda toplam kayan kip denetim kuralı kayan kip değişkeni ve onun zaman türevlerinden meydana gelir ve sistemde eksponansiyel kararlılığın oluşması sağlanır [130, 133]. Ulaşma zamanı analizi standart kayan kip denetimi için kullanılan analiz yöntemidir. Ulaşma zamanı, sistem değişkenlerinin denge noktasına ulaşmasına kadar geçen zamanı ifade eder. Kayma yüzeyinin zamana göre değişimi ile kestirimi sağlanır.

$$\dot{\sigma} = \frac{d\sigma}{dt} = -K_a \text{sgn}(\sigma) \quad (2.20)$$

Burada K_a kazanç katsayısıdır. Başlangıç şartları göz önüne alınarak ulaşma zamanı

$$t_r = \frac{|\sigma_0|}{K_a} \quad (2.21)$$

eşitliği ile elde edilir. Eşitlikten görüleceği üzere, ulaşma zamanı K_a ile ters orantılıdır.

Yüksek dereceli kayan kipli denetimde (YDKKD) ise sınırlı zaman yakınsaması kararlılığı kavramı öne çıkar. Asimptotik olarak kararlı standart KKD'den türetilen YDKKD görece derece 1' den büyük olur. Sınırlı zaman yakınsamasında, sistem çözümleri sınırlı zaman içerisinde denge noktasına ulaşır [135-137].

2.1.2. Kayan kip yüzeyi tasarım yöntemleri

Kayan kip yüzey tasarım yöntemleri çeşitli şekilde yapılabilir. Bu yüzey tasarımlarının birbirlerine göre avantaj ve dezavantajları vardır. Yüzeyler,

- Eşdeğer denetim tabanlı KKD denetim kuralı,

$$u = u_{eş} + u_{an} \quad (2.22)$$

$$u_a = -\alpha_a \text{sign}(\sigma_a)$$

u : Denetim girişi,

σ : Kayma yüzeyi,

$u_{eş}$: Eşdeğer denetim bileşeni,

u_{an} : Anahtarlama bileşeni,

α_f : Kazanç katsayısıdır.

- Çat-çat (Bang-bang) tipi denetim,

$$u = -\alpha_a \text{sign}(\sigma_a) \quad (2.23)$$

- Zorlamalı denetim yöntemi,

$$u = -\alpha_a \cdot \text{sign}(\sigma) - \alpha_r \cdot \sigma, \quad \alpha_s > 0, \alpha_r > 0 \quad (2.24)$$

- Üssel denetim yöntemi,

$$u = -\alpha_a \cdot |\sigma|^\alpha \text{sign}(\sigma) \quad (2.25)$$

eşitlikleri ile tasarlanabilirler.

2.1.3. Kayan kipli denetimde kararlılık analizi

Kayan kip varlığı tanımlamaları ile ilgili değişik teoremler vardır. Bunlardan en önemlileri Utkin ve Filippov tarafından ortaya atılmıştır. Filippov yaklaşımı diferansiyel geometri tabanlıdır. Kayan kipli denetimin varlığı, durum değişkenlerinin kayma yüzeyinde $\sigma(x)=0$ ulaşmasını gerektirir yani sistem durumu asimptotik olarak yüzeye yaklaşmalıdır. Denge noktası etrafında bu şartı sağlayan bölgeye çekim bölgesi denir. Kayan kip denetiminin varlık problemi, genelleştirilmiş kararlılık probleminde görülür bu yüzden Lyapunov' un doğrudan kararlılık yöntemi doğal seçim olur. Anahtarlama yüzeyi kararlılığında Lyapunov fonksiyonu pozitif tanımlı olmalıdır ve çekim bölgesinde negatif türeve sahip olması gerekir [105].

Lyapunov yaklaşımı, genel olarak kayma fazı tasarımı için kullanılır ve yüzeydeki hareketin durumunu temsil eder. Anahtarlama denetim kanunu, Lyapunov fonksiyonunun türevinin negatif tanımlı olması için seçilir ve bu yüzden sistem yörüngesinin yüzeydeki hareketi garanti edilir. Kayan kip denetimde anahtarlama yüzeyi doğrusal ve doğrusal olmayan bir biçimde tasarlanabilir fakat aşağıda da kullanıldığı gibi yüzey doğrusal olarak tasarlanmıştır. Kayma yüzeyi hareketinin tersi olarak kayma yüzeyinin türevi,

$$\lim_{\sigma \rightarrow 0^-} \dot{\sigma} > 0 \quad (2.26)$$

$$\lim_{\sigma \rightarrow 0^+} \dot{\sigma} < 0$$

şeklinde veya eşdeğer olarak,

$$\sigma(x) \cdot \dot{\sigma}(x) \leq 0 \quad (2.27)$$

eşitliği ile elde edilir ve negatif değerleri alarak Lyapunov yaklaşımına göre arzu edilen durumu sağlar. Doğrusal olmayan sistem problemini çözmek için Lyapunov fonksiyonu aşağıdaki durumda pozitif tanımlı olmalıdır.

$$V(x) = \frac{1}{2} \sigma^2 \quad (2.28)$$

eşitliği olarak seçilirse, bu fonksiyonun zaman türevinin,

$$\dot{V}(x) = \sigma(x) \cdot \dot{\sigma}(x) < 0 \quad (2.29)$$

denklemine eşit olduğu açıktır. Pozitif tanımlı fonksiyon ve negatif işaretli zaman türevi, kararlılık açısından ulaşılabilirlik şartı olarak adlandırılır. Burada detaylandırılmayacak olan Fillipov metodu yukarıda bahsedilen kayan kip şartlarını sağlar.

$$\dot{\sigma}(x) = 0 \quad (2.30)$$

Bu yönteme göre daha doğrudan bir yöntem olan eşdeğer denetim tabanlı yöntem Utkin tarafından geliştirilmiştir [105].

2.1.4. Kayan kipli denetimde çattırtı ve çattırtı azaltma yöntemleri

KKD bozucu etki ve belirsizlik altındaki sistemleri denetim etmek için kullanılan en iyi yöntemlerden bir tanesidir. Denetimde dayanıklılığı ve bozucu etkilere karşı duyarlılığı sağlamanın karşılığı olarak, denetim çattırtısı karşımıza çıkar [108,109]. KKD'de, teorikte sonsuz pratikte sınırlı anahtarlama frekansının etkileri çattırtı etkisi olarak tanımlanır. Bu etkiler tüm sistemde tehlikeli dalgalanma veya salınım (osilasyon) neden olurlar. Çattırtı etkileri ile ilgili genel kabul bu noktada sonlanır ve

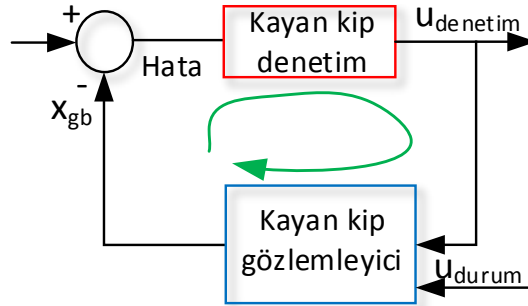
bu etkilerin matematiksel olarak kabul edilmiş tanımları olmadığından ancak sisteme olan etkileri tahmin edilebilir. Levant ve Utkin tarafından çatırtı etkileri matematiksel olarak analiz edilmiştir. [121,122]. Çatırtının ikinci nedeni sayısal denetimcilerin örnekleme değerlerinden dolayı ayırıklaştırma [sayısallaştırma] çatırtısıdır [123]. Sistem denetiminde dalgalanma frekansı, yalnızca sınırlı olmamakla birlikte aynı zamanda hesaplanabilir de değildir. Gerçek zamanlı uygulamalarda, denetim sinyalinin sonsuz frekanslı anahtarlama yapması makul ve gerçekleştirilecek bir durum değildir. Uygulamada KKD'nin kayma manifoldu etrafında dar bir çevrede anahtarlama frekansı ile orantılı anahtarlama yapması çatırtı etkisini oluşturur. Buna ilave olarak sensör vb. cihazlar, ölçüm hataları gibi istenmeyen durumlar bu etki ile birleşir [120].

Dinamik kazançlı uyarlamalı KKD'ler, belirsizlik ve bozucu etkilerle ilgili olarak kazanç genliğinin değiştirilmesi ile sistemi denetlerler. Azalan kazanç daha az çatırtı oluşturur. Zamanla ve/veya durum değişkenine bağlı değişen kazanç yöntemleri çatırtı etkisini azaltır [123].

Bir diğer yöntem ise, YDKKD kullanmaktır. Bu yöntem, bozucu etkilerin ve belirsizlerin varlığında, kayan kip denetimin kararlılığını, kayan kip değişkenin ve ardışıl türevlerinin sıfıra sürülmesini sağlayarak yapar. Üstün veya süper burulma dışındaki YDKKD algoritmaları kayan kip değişkenlerinin türevlerine ihtiyaç duyar. Üstün burulma ve uyarlamalı (zamanla değişen) kazanç ikinci dereceden kayan kip algoritmalarında yalnızca kayan kip değişkenlerinin ölçümü yeterlidir [110].

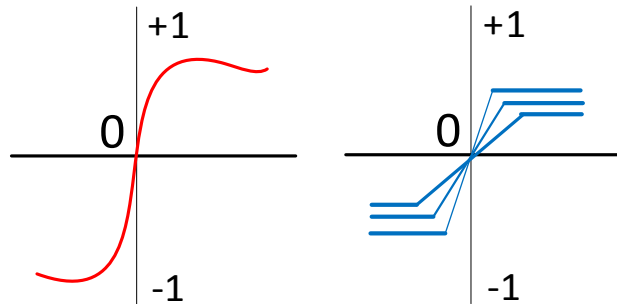
KKD'de çatırtı etkisini tetikleyen asıl mekanizma parazit oluşturan dinamiklerle anahtarlama hareketinin bileşiminden ortaya çıkar. Çatırtı etkisini azaltmak için yüksek frekanslı baypas döngülü asimptotik gözlemleyiciler kullanılabilir. Buradaki amaç yardımcı gözlemleyici döngüsü içerisinde ideal kayan kipi oluşturarak çatırtı etkisini bastırmaktan ibarettir. Bu yöntemde gözlemleyici modellenmesinde öngörülme dinamikler ve bozucu etkiler ihmal edilir [123]. Yüksek frekans olgusu ile süreksiz geribesleme denetimi ile birleştirilerek gözlemleyici tasarlanır ve döngü gözlemleyici üzerinden kapatılır ve bu şekilde çatırtı etkisi sınırlandırılır. Bu yaklaşım pek çok araştırmacı tarafından oldukça kabul görmüştür ancak çatırtı etkisini azaltmaya yardımcı olurken sistemin dayanıklılığında ödün verilmektedir

[114]. Şekil 2.8’de gözlemleyici tabanlı kararlılık azaltma yöntemine ait şema yer almaktadır.



Şekil 2.8. Asimptotik gözlemleyici tabanlı kayan kip denetim

KKD’nin en önemli yan etkisi olarak sayılabilecek çattırtı etkisini azaltmak için, kayan manifoldun sınır bölgesi içerisinde anahtarlama hareketinin parçalı doğrusal veya düzgün fonksiyon olarak kullanılması önerilmiştir. Sınır bölgesi içerisinde anahtarlama fonksiyonu doğrusal geribesleme kazancı ile kullanılır [114]. Süreksiz denetim fonksiyonu, doyma veya sigmoid fonksiyonu ile yer değiştirilir. Bu yöntem sürekli denetim ve çattırtının azaltılmasını sağlar fakat kayan kipli sistem yörüngesini kayan kip yüzeyine ulaşılmadan sınırlar bu da bozucu etkilere karşı dayanıklılığın kaybedilmesine yol açabilir [110].



Şekil 2.9. a) Sigmoid fonksiyonu b) Doyma fonksiyonu

$$u = -\alpha_a \text{sat}\left(\frac{\sigma}{\varepsilon}\right) \quad (2.31)$$

$$u = -\alpha_a \left(\frac{\sigma}{|\sigma| + \varepsilon} \right)$$

Denklem 2.31’de doyma ve sigmoid fonksiyonu eşitlikleri verilmektedir. Şekil 2.9-a ve b’de sigmoid ve doyma fonksiyonu yer almaktadır. Alçak geçiren filtre

kullanımı, süreksiz denetim işaretlerinden eşdeğer denetim tabanlı kural elde edilmesi için genel ve iyi bir yöntemdir [119].

2.1.5. Sınırlı zaman yakınsaması

KKD ile birlikte değişken yapılı denetim sistemleri en önemli özelliklerinden bir tanesi sınırlı zaman yakınsamasıdır [126]. Denge noktasına sınırlı zamanda yakınsama son yıllara kadar geometrik tekniklerle yapılmıştır [124, 140]. Ancak son dönemlerde sınırlı zaman yakınsama algoritmalarında geometrik analizler yerine Lyapunov fonksiyonu tabanlı analizler yapılmaktadır [157].

Filippov eşitlikleri adi diferansiyel denklemlerin sağ taraftan (vektör alanları) başlangıç değer problemlerini araştırır. Kayan kip problemi çözümünde varlık ve ulaşılabilirlik şartları için dolaylı yöntemdir aynı durumlara eşdeğer denetimle ulaşılır ve geometri tabanlı analizlerde kullanılır [114]. Klasik kayan kip denetim denge noktasına sınırlı zamanda yakınsama şartlarını sağlamaktadır [156].

Yüksek dereceli kayan kip denetimde denge noktası yakınsama hareketi asimptotik olarak gerçekleşir [141]. Standart kayan kip birinci dereceden iken yani $\dot{\sigma}$ süreksiz iken, ikinci dereceden kayan kipte $\dot{\sigma}$ sürekli, $\ddot{\sigma}$ ise süreksizdir. Buradan hareketle ikinci ve yüksek dereceli bazı kayan kip yöntemleri denge noktasına sınırlı zamanda yakınsarken kayan kip değişkeni ve türevini sıfıra sürerler [155]. Genel olarak sınırlı zaman yakınsaması,

$$t_{sz} = \frac{\sigma(x(0))}{K_a} \quad (2.32)$$

eşitliği ile bulunabilir. Sınırlı zaman yakınsaması için yeterli şartların olduğu durumda, KKD tasarımında geri besleme kazançları doğrudan bulunabilir [129, 130]. İkinci dereceden KKD'lerin karalılık analizi, sınırlı zaman yakınsaması ve ulaşma zamanı geometrik şekilde yapılmıştır [127, 133]. Lyapunov fonksiyonları tarzı yaklaşımlar bu sınırlı zaman yakınsama kestirimini sağlarlar. Bunun yanında Orlov (2008) tarafından sınırlı zaman yakınsama analizi Lyapunov fonksiyonu yaklaşımı ile yapılmıştır. Bu analiz $\dot{V}(x, t), \dot{x}(t) \leq 0$ durumunda asimptotik yakınsamayı sınırlı zaman içerisinde garanti etmiştir [20]. Polyakov ve Poznyak (2009) tarafından

Lyapunov fonksiyonu temelli sınırlı zamanda yakınsama analizi burulma algoritmasına uygulanmıştır [126]. Shtessel, Plestan, Taleb (2011) Polvakov'un önerdiği Lyapunov tabanlı sınırlı zaman yakınsama analizini genişleterek uyarlamalı kazançlı yeni bir üstün burulma algoritması önermişlerdir. Sınırlı zaman yakınsaması tahmin eşitliği elde edilmektedir [128]. Utkin tarafından Lyapunov fonksiyonu temelli eşdeğer denetime dayanan uyarlamalı kazanç üstün burulma algoritması önerilmiştir. Bu sayede en düşük değerli çattırtı etkisi görülmektedir. Ayrıca sınırlı zaman yakınsama kestirim eşitliği elde edilmiştir [108, 109].

2.2. Yüksek Dereceli Kayan Kipli Denetim Yöntemleri (YDKKD)

Kayan kip derecesi kavramı Arie Levant tarafından ortaya atılmıştır [127, 139]. Kayan kipi süreksizliği çıkışın 1. türevine karşılık kayan kipi başka bir seviyeye taşınır. Kayan derece kavramı baz alındığında, kayan kipleri üretmek için sistemlerin görece derecesi 1'den büyük olan çıkış işaretinin türevleri; YDKKD'yi ortaya koyar ve sınır bölgesi yaklaşımını kullanmadan denetimde çattırtıyı azaltır. Dinamik bir sistemin kayan derecesi r ile gösterildiğinde, doğrusal olmayan denetim kanunu yalnızca kayan kip değişkenini değil aynı zamanda $r-1$ türevlerini sınırlı zamanda sıfıra sürerse ve parametre değişimleri ve sınırlı bozucuların varlığında sıfırda kalmasını sağlarsa yüksek dereceden kayan kip denetimi gerçekleşmiş olur.

Bilinen ilk yüksek dereceli algoritmalar burulma (Twisting) ve üstün burulma (Super-twisting) algoritmalarıdır [140-143]. Sınırlı zaman yakınsamalı rastgele dereceli kayan kipli denetimciler durum geribesleme veya çıkışın türevlenmesi yardımıyla gerçekleştirilir [144-146]. Türevleme için kullanılan tam dayanıklı türevleyici diğer yüksek dereceli kayan kip uygulamasıdır [147]. Bunlardan farklı olarak, diğer YDKKD algoritmaları optimale-yakın veya optimal altı (Sub-optimal) algoritmasıdır [148]. Birinci dereceden kayan kip denetimle yüksek dereceden kayan kip arasındaki en önemli fark sınırlı zamanda yakınsama farkından kaynaklanır. Birinci dereceden KKD denetim kazancının yeterince büyük olması durumunda sınırlı zaman yakınsaması sağlanırken YDKKD' de her durumda sınırlı zamanda yakınsama sağlanır [133]. İkinci dereceden kayan kip yöntemleri alt optimal (Sub-optimal), Burulma, Süper Burulma ve dayanıklı türevleyici algoritmaları olarak sınıflandırılır [118]. Ayrıca, gömülü tip denetim algoritmaları (Bulanık mantık,

yapay sinir ağı vb.) uçbirim (Terminal) kayan kip denetim, kesirli dereceli algoritmalar gibi yöntemler mevcuttur [111].

Keyfi dereceli KKD'lerin sınırlı zaman yakınsamaları, halen teorik olarak çalışılırken, ikinci dereceden kayan kip denetimcileri pratik olarak sistemlere başarılı bir şekilde uygulanmışlardır [125]. YDKKD'ler, homojenlik özelliklerine sahiptirler. Homojen kayan kip denetimcilerin dayanıklılığı (robustness), anahtarlama kusurları, küçük gecikmeler, parazitlerin var olduğu durumlarda ispatlanmıştır [125]. İkinci dereceden kayan kip denetim kavramını daha iyi anlayabilmek için kayan kip değişkeninin biririnci ve ikinci dereceden türevi alınırsa,

$$\begin{aligned}\dot{\sigma} &= \frac{\partial}{\partial t} \sigma(t, x) + \frac{\partial}{\partial x} (f(x) + g(x, u)) \\ \ddot{\sigma} &= \frac{\partial}{\partial t} \dot{\sigma}(t, x, u) + \frac{\partial}{\partial x} \dot{\sigma}(t, x, u) \cdot (f(x) + g(x, u)) + \frac{\partial}{\partial u} \dot{\sigma}(t, x, u) \dot{u}(t) \\ &= \varphi(t, x, u) + \gamma(t, x, u) \dot{u}(t)\end{aligned}\quad (2.33)$$

Denklem (2.33) elde edilir. $\varphi(t, x, u)$ ve $\gamma(t, x, u)$ sınırlı fonksiyonlardır ve Denklem (2.34)'teki belirli sınırlara sahiptirler.

$$\begin{aligned}|\varphi(t, x, u)| &\leq \Phi > 0 \\ 0 < K_m < \gamma(t, x, u) < K_M\end{aligned}\quad (2.34)$$

Standart KKD, yalnızca kayan kip değişkenlerinin görece derecesinin 1 olduğu sistemlere uygulanır yani denetim girişi, sistemin zaman türevinde açıkça görünmelidir. Görece derecesi 1 olan sistemlerin sınırlı zaman yakınsaması (kayan kip manifoldu) röle denetimi yardımıyla çözülür. Görece derecesi daha yüksek sistemlerin problemlerin çözümü daha karmaşıktır [125]. Sistem görece derece durumuna bağlı olarak aşağıdaki durumlar tasarlanır.

$$\text{a) Görece derece } r = 1, \frac{\partial}{\partial u} \dot{\sigma} \neq 0 \quad (2.35)$$

$$\text{b) Görece Derece } r \geq 2, \frac{\partial}{\partial u} \sigma^i = 0 \quad (i=1,2,3\dots), \frac{\partial}{\partial u} \sigma^r \neq 0 \quad (2.36)$$

Yukarıdaki denklemlerden anlaşılacağı üzere; $r=1$ olan sistemlerde kayan kip değişkeninin birinci türevi sıfırdan farklı, $r = n$ olan sistemlerde $n-1$ türevleri sıfır ve n . türev sıfırdan farklıdır. İkinci dereceden kayan kip denetimi için sistem denetim girişinin zamana göre türevi $\dot{u}(t)$ denetim değişkeni olarak kullanılabilir bu sayede kayan kip değişkeni $\sigma=0$ 'a sürülür ve bu noktada tutulur. Denetim probleminin çözümü için aşağıdaki şartlar sağlanmalıdır.

1. $|u| \leq U_m$, u : Denetim Girişi U_m , denetim girişinin en yüksek değeri, $U_m > 1$
2. $|u(t)| > u_1$, $u_1 \in (0,1)$ olan herhangi sürekli bir fonksiyon, $u(t) = -\text{sign}(\sigma(t_0))$ ise $\sigma = 0$ yapacak denetim girişidir.
3. $0 < K_m < \frac{\partial}{\partial u} \dot{\sigma}(t, x, u) < K_M$, K_m ve K_M kayan kip değişkeni türevlendiğinde alabileceği en büyük ve en küçük sabit sınır değerlerdir.
4. $\left| \frac{\partial}{\partial t} \dot{\sigma}(t, x, u) + \frac{\partial}{\partial x} \dot{\sigma}(t, x, u) f(t, x, u) \right| \leq \Phi$, Φ : pozitif sabittir.

Özet olarak, 2 nolu şartta durum uzayının herhangi bir noktasından başlayan, 3 ve 4 nolu eşitlikler sabit sınır şartlarını sağlayan kayan kip değişkenini $\sigma = 0$ denge noktasına sürececek bir denetim girişi tasarlanabilir [131, 132]

2.2.1. Burulma algoritması (BD)

Burulma algoritması bilinen en eski ikinci dereceden kayan kip yöntemlerinden biridir. Dayanıklık özelliğini arttırmak ve çattırtıyı azaltmak için kullanılmaktadır. Burulma algoritması kayan kip değişkeninin türevini gerektirdiğinden gerçek zamanlı uygulamalarda örnekleme zamanına karşı duyarlılık gösterir. Bu bakımdan uygulaması sınırlıdır. Görece derecesi 1 ve 2 olan sistemlerde uygulanabilir. Görece derecenin 1 olduğu durumlarda, $y_1=\sigma$ ve $y_2=\dot{\sigma}$ şeklinde ele alalım. Başlangıç durumu gerçekleşikten sonra, ikinci dereceden kayan kip problemi, Denklem (2.36)'daki $|\varphi| \leq \Phi > 0$ sınırlara sahip ikinci dereceden belirsiz sistemler için sınırlı zaman kararlılık problemine dönüşür.

$$\begin{aligned}
\dot{y}_1 &= y_2 \\
\dot{y}_2 &= \varphi(t, x) + \gamma(t, x)\dot{u}(t) \\
|\varphi| &\leq \Phi > 0 \\
0 < K_m < \gamma < K_M
\end{aligned} \tag{2.37}$$

$\varphi(t, x), \gamma(t, x)\varphi$ ve γ fonksiyonları yukarıdaki $|\varphi| \leq \Phi > 0, 0 < K_m < \gamma < K_M$ sınırlar veya kısıtları ile beraber bilinmeyen (belirsiz) fonksiyonlardır. Bu algortmada kayan kip değişkenleri, sınırlı zamanda orjine yakınsarken sınırsız sayıda dönme hareketi gerçekleştirirler. Dönüş zamanları geometrik ilerleme ile orantılı azalır. Denetim türevi değeri, kayan kip değişkeninin türevini gerektirirken $y_2 = \dot{\sigma}$ eksenler arası geçişi sağlar. Denetim algoritması aşağıdaki eşitliklerle tanımlanır.

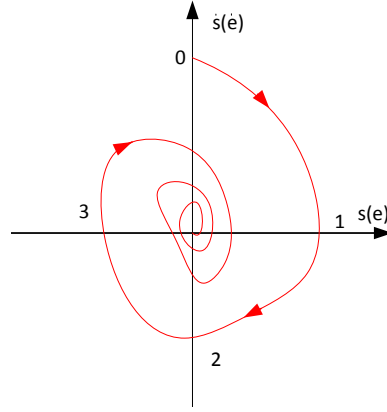
$$\dot{u}_1(t) = \begin{cases} -u & \text{Eğer } |u| > 1 \\ -\alpha_m \text{sign}(y_1) & \text{Eğer } \sigma\dot{\sigma} \leq 0; |u| \leq 1 \\ -\alpha_M \text{sign}(y_1) & \text{Eğer } \sigma\dot{\sigma} > 0; |u| \leq 1 \end{cases} \tag{2.38}$$

Burada $\alpha_M > \alpha_m > \Phi/K_m$ sınırlı zaman yakınsamasının sağlanması için gerekli kazanç sınırlarıdır. Şekil 2.10'da verilen karakteristik burulma algoritması grafiğine göre eksenler arası geçişte kayan kip değişkeninin türev bilgisine ihtiyaç duyulur. Denklem (2.34)'teki sınırlı zaman yakınsama şartlarına göre denetim kanunu,

$$\dot{u}_1(t) = \begin{cases} -u & \text{Eğer } |u| > 1 \\ -r_1 \text{sign}(\sigma) - r_2 \text{sign}(\dot{\sigma}) & \text{Eğer } |u| \leq 1 \end{cases} \tag{2.39}$$

şeklinde verilmektedir [124,131]. Eşitlikten anlaşılacağı üzere kayan kip değişkeninin türevi doğrudan denetim kanununda kullanılmaktadır. Bu durum pratik uygulama açısından yan etki oluşturur. Sınırlı zaman yakınsama şartları Filippov eşitlikleri veya geometrik kurallardan bulunur [158].

$$\begin{aligned}
\alpha_M &= r_1 + r_2 \\
\alpha_m &= r_1 - r_2
\end{aligned} \tag{2.40}$$



Şekil 2.10. Burulma algoritması davranışı

r_1 ve r_2 katsayıları ikinci dereceden kayan kip temel şartlarına göre seçilmektedir. Gerçek zamanlı uygulamalarda türevin oluşturacağı negatif etkiden kurtulmak için $\text{sign}(\dot{\sigma})$ ifadesi $\text{sign}(\Delta\sigma)$ ifadesi ile yer değiştirilir [124].

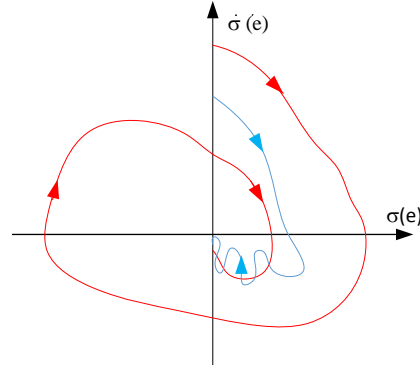
2.2.2. Suboptimal kayan kip algoritması (SKKD)

Suboptimal kayan kip denetimcisi burulma algoritmasının optimize edilmiş hali olarak literatüre sunulmaktadır. Bu algoritma görece derecesi 2 olan yani çift integral işlemi gereken denetim sistemlerinde kullanılmaktadır [150]. Denklem (2.33) ve (34)'teki şartlara uygun olarak denetim girişi Denklem (2.41) ile ifade edilebilir.

$$u(t) = -\alpha(t)V_M \text{sign}\left[\sigma(t) - \frac{1}{2}\sigma_M\right]$$

$$\alpha(t) = \begin{cases} \alpha_s, & \text{Eğer } \left[\sigma(t) - \frac{1}{2}\sigma_M\right][\sigma_M - \sigma(t)] \geq 0 \\ 1, & \text{Eğer } \left[\sigma(t) - \frac{1}{2}\sigma_M\right][\sigma_M - \sigma(t)] < 0 \end{cases} \quad (2.41)$$

Burada V_M kazanç katsayısı, σ_M kayma yüzeyinin en yüksek (yerel en büyük veya yerel en küçük) değeridir [159]. Bu algoritmanın yörüngesi sınırlı parabolik eğrilerden oluşur. Hata ve hatanın değişiminde iki hareket söz konusudur. Bunlar burulma ve atlama şeklindedir.



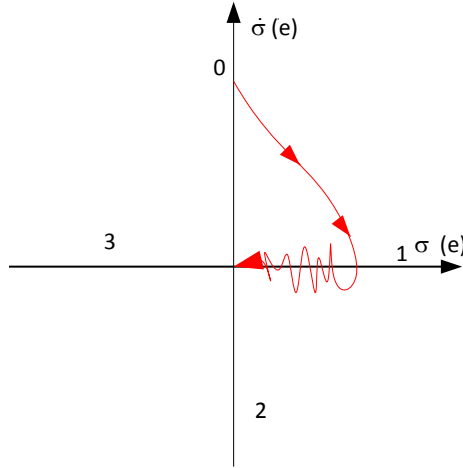
Şekil 2.11. Suboptimal algoritması davranışı

Algoritmanın uygulanmasında uyulması gereken kurallar,

$$\alpha_s \in (0, 1] \cap (0, \frac{3K_m}{K_M}) \quad (2.42)$$

$$V_M > \max\left(\frac{\Phi}{\alpha_s K_m}, \frac{4\Phi}{3K_m - \alpha_s K_M}\right)$$

Denklem (2.42)'da verilmektedir [160]. Bunun yanında var olan diğer algoritma sürüklenme algoritmasıdır. Hata ve hata değişimine göre durum yörüngesi aşağıda verilmektedir.



Şekil 2.12. Drift (Sürüklenme) algoritması davranışı

2.2.3. Üstün (Süper) burulma algoritması (ÜBD)

Üstün burulma denetimsi, yüksek dereceli kayan kip denetim yöntemlerinden bir tanesidir. Bu algoritmaya olan ilgi, sürekli denetim girişi, sınırlı zaman yakınsaması

kararlılık kavramının ifade edilmesini sağlayan sınırlı zaman yakınsaması kavramı Filippov diferansiyel denklemlerin geometrik yaklaşımı ile açıklanır.

Bu algoritma değişken yapılı sistemlerdeki çattırtı etkisinden kaçınmak için görece derecesi 1 olan sistemler için geliştirilmiştir. İkinci dereceden kayan kip düzleminde kayan kip değişkenleri orjin etrafında burulma ile tanımlanırlar. Üstün burulma sürekli denetim kanunu iki terimden oluşur. Denetim kanunu,

$$\begin{aligned}
 u(t) &= u_1(t) + u_2 \\
 \dot{u}_1(t) &= \begin{cases} -u & \text{Eğer } |u| > 1 \\ -W \text{sign}(\sigma) & \text{Eğer } |u| \leq 1 \end{cases} \\
 u_2(t) &= \begin{cases} -\lambda |\sigma_0|^\varrho \text{sign}(\sigma) & \text{Eğer } |\sigma| > \sigma_0 \\ -\lambda |\sigma|^\varrho \text{sign}(\sigma) & \text{Eğer } |\sigma| \leq \sigma_0 \end{cases}
 \end{aligned} \tag{2.43}$$

eşitlikleri ile tanımlanır ve kayan kip manifolduna sınırlı zamanda yakınsama için gerekli yeterli şartları sağlar [131]. Kayan kip değişkeninin zaman türevi aşağıda verilen $\dot{\sigma} = \varphi(t, x) + \gamma(t, x)u$ karakteristik denklemleri ile açıklanır. $\varphi(t, x)$ ve $\gamma(t, x)$ zamana bağlı fonksiyonlardır. $|\varphi(t, x)| < \Phi$, K_m ve K_M karakteristik denklemlere bağlı sınırlardır. Bu algoritma için Filippov yaklaşımına göre gerekli katsayılar,

$$\begin{aligned}
 W &> \frac{\Phi}{K_m} > 0 \\
 \lambda^2 &\geq \frac{4\Phi K_M (W + \Phi)}{K_m^2 K_m (W - \Phi)} \\
 0 < \varrho &\leq \frac{1}{2}
 \end{aligned} \tag{2.44}$$

olarak bulunur. ÜBD’de, kayan kip değişkeninin σ zaman türevinin herhangi bir bilgisine ihtiyaç duymaz. Eğer denetim kanununda $\varrho = 1$ olursa ikinci dereceden kayan kip ekponansiyel kararlı hale gelir. $\varrho = 0,5$ seçilirse en yüksek derecede ikinci dereceden kayan kip meydana gelir.

$$\begin{aligned}
 u(t) &= -\lambda |\sigma|^\varrho \text{sign}(\sigma) + u_1(t) \\
 \dot{u}_1(t) &= -W \text{sign}(\sigma)
 \end{aligned} \tag{2.45}$$

Denetim algoritması basitleştirilerek yukarıdaki denetim kanunları elde edilir [161, 162].

2.2.4. Üçüncü ve daha yüksek dereceli ÜBD algoritmaları

Çoğu sistemin model bilgileri tam olarak elde edilemez bu yüzden sistem bilgilerinde belirsizlikler mevcuttur. Mevcut kayan standart ve yüksek dereceli kayan kip yöntemleri doğası gereği belirsizliklerle baş etmek durumundadırlar. Denge noktasına sınırlı zamanda yakınsayan üçüncü ve daha yüksek dereceli kayan kip denetim algoritmaları kayan kip ve türevlerine ihtiyaç duyarken belirsizliklerin bilinmesini gerektirirler bu durumda belirsizlikler kayan kip kullanmadan kompanze edilmek durumunda olurlar. Belirsizliklerin bilgisine ihtiyaç duyulmadan denetim işini gerçekleştirmek için üçüncü ve daha yüksek dereceli üstün burulma denetimcisi önerilmektedir [163-165].

Yüksek dereceli ÜBD, sürekli işaretli denetimci çıkışı elde edilmesi ve çatırtı etkisinin azaltılması için kullanılır. Klasik üstün burulma algoritması görece derecesi 1 olan sistemlerde kullanılır ve klasik kayan kipli denetimci üstünlüklerini korumakla birlikte çatırtı etkisinin azaltılmasına önemli derecede katkı sunar. Ancak KMSM sistemleri gibi doğrusal olmayan sistemlerde görece derecesi 1 olduğundan artarda bağlı denetimcilerin kullanılması gerekir. Hassas hız veya konum denetimi gerektiren bu tip sistemlerde bu eksikliği gidermek için 3. ve daha yüksek dereceli ÜBD kullanılır. Yüksek dereceli üstün burulma algoritmasında görece derece arttığından dolayı tek denetimci bloğu ile parametre bilgisine ihtiyaç duyulmadan denetim yapılabilir.

Terim basitliği açısından, kayan kip yüzeyi $\sigma = x_1$ olarak ve λ ve W gibi kazançlar da k_1, k_2, k_3, k_4 olarak ele alındığında, 2. Dereceden üstün burulma algoritması,

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= -k_1 |x_1|^{1/2} \text{sign}(x_1) + x_2 \\ \dot{x}_2 &= -k_2(x_1) + \rho\end{aligned}\tag{2.46}$$

Denklem (2.46)'daki gibi tanımlanmıştır. Burada ρ bozucu etki toplamıdır ve Lipschitz koşullarını yani $|\rho| < \Delta$ eşitsizliğini sağlamalıdır. 3. dereceden üstün burulma algoritması ise,

$$\begin{aligned}
\dot{x}_1 &= x_2 \\
\dot{x}_2 &= -k_1 |\phi_1|^{1/2} \text{sign}(\phi_1) + x_3 \\
\dot{x}_3 &= -k_3(\phi_1) + \rho \\
\phi_1 &= x_2 + k_2 |x_1|^{2/3} \text{sign}(x_1)
\end{aligned} \tag{2.47}$$

Denklem (2.47) ile verilmektedir. Burada derece artımı gerçekleştiğinden ϕ_1 içerisinde kayma yüzeyininin türevini barındırmaktadır ve Denklem (2.48) ile ifade edilebilir.

$$\phi_1 = x_2 + k_2 |x_1|^{2/3} \text{sign}(x_1) \tag{2.48}$$

Burada $x_1 = \sigma$ ve $x_1 = \hat{\sigma}$ olarak yerine konulursa denetim girişi Denklem (2.49)'daki gibi elde edilir.

$$u = -k_1 |\phi_1|^{1/2} \text{sign}(\phi_1) - \int_0^t k_3 \text{sign}(\phi_1) dt \tag{2.49}$$

Tablo (2.1)'de kayan kip yöntemlerine ait kayan kip değişkeni, denetim işareti ve çatırtı açısından karşılaştırmalar verilmektedir.

Tablo 2.1. Kayan kip algoritmalarının karşılaştırması [163]

Algoritma	Denetim İşareti	Bilgi	Kararlılık	Çatırtı
Klasik KKD	Süreksiz	σ ve $\hat{\sigma}$	Asimptotik	Var
ÜBD	Sürekli	σ	Asimptotik	Çok az
Burulma	Süreksiz	σ ve $\hat{\sigma}$	Sınırlı zaman	Var
Üçüncü dereceden ÜBD	Sürekli	σ ve $\hat{\sigma}$	Sınırlı zaman	Çok az

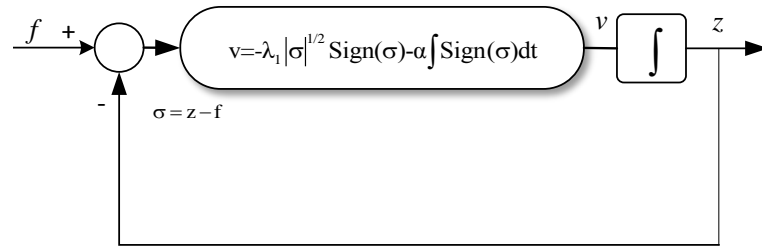
Genelleştirilmiş n. dereceden üstün burulma algoritması,

$$\begin{aligned}
\dot{x}_1 &= x_2 \\
\dot{x}_2 &= x_3 \\
&\vdots \\
\dot{x}_{n-1} &= -k_1 |\phi_{n-2}|^{1/2} \text{sign}(\phi_{n-2}) + x_n \\
\dot{x}_n &= -k_n(\phi_{n-2}) + \rho
\end{aligned} \tag{2.50}$$

Denklem (2.50) ile verilmektedir [163]. 3. dereceden ÜBD'nin ana üstünlüğü yalnızca tek türevle denetimde sınırlı zaman yakınsamasının sağlanmasıdır. Bu denetimi algoritması görece derecesi 2 olan belirsiz sistemlerde denetimi olarak kullanılır. Denetimci ilave olarak süreksiz terim kullanılmazsa bozucu etkileri gidermede başarısız olur. Bunun için süreksiz denetim ilave edilip integrali alındığında hem bozucu etkiler giderilir hem de sürekli çıkış işareti elde edilir.

2.2.5. Dayanıklı tam türevleyici (DTT)

Dayanıklı tam türevleyici, motor denetim sistemlerinde iki durum bilgisine göre türev işleminin gerçekleştirilmesi ile bulunur ve hassas denetim sistemlerinde konum ve hız bilgilerinin elde edilmesini parazitsiz bir şekilde sağlar. Bir işaretin türevinin alınma işlemi basit birinci dereceden kapalı çevrim türev işlemi ile gerçekleştirilebilir. Ancak alınan türev bozucu etkilerle karşı dayanıklı değildir bu yüzden türev alma işleminin verimliliği azalır. Geri besleme işleminde KKD'nin kullanılması durumunda doğal olarak dayanıklı bir denetim elde edilir ancak bunun karşılığı olarak çatırtı etkisi karşımıza çıkar. Dayanıklı, çatırtı etkisi azaltılmış ve sürekli çıkış işaretine sahip türev alma işlemi dayanıklı tam türevleyici ile gerçekleştirilir. Dayanıklı tam türevleyici, üstün burulma algoritması tabanlı olduğu için model bağımsız gözlemleyici olarak kabul edilir [167].



Şekil 2.14. Dayanıklı tam türevleyici[166]

Üstün burulma algoritmasının türev alma işleminde en iyi seçimlerden biri olarak kabul edilmesi için dayanıklı ve sürekli çıkış işaretine sahip olması yeterlidir. Bu işlemi gerçekleştirmek için $f(t)$ gibi $[0, \infty)$ aralığında bir işaret ele alındığında bu işaretin büyüklüğünün bilinmediği ancak sınırlı olduğunu kabul edilir. Bu sınırın Lipschits sabitine göre $|\dot{f}(t)| < L$ sınırlı olduğu kabul edilir. Bu kabule göre dayanıklı tam türevleyici belirsizliklerin bilinmesine ihtiyaç duymaz. Kayan kip değişkeni, Şekil 2.14'e göre,

$$\begin{aligned}\sigma &= \dot{\sigma} = 0 \\ z - f &= \dot{z} - \dot{f} = 0\end{aligned}\tag{2.51}$$

şeklinde yazılabilir. Dayanıklı yüksek dereceli tam türevleyici modeli,

$$\begin{aligned}\dot{z}_0 &= v_0 \\ v_0 &= -\lambda_0 |\sigma_0|^{(n/n+1)} \text{sign}(\sigma_0) + z_1 + f_0 \\ \dot{z}_1 &= v_1 \\ v_1 &= -\lambda_1 |\sigma_1|^{(n-1/n)} \text{sign}(\sigma_1) + z_2 + f_2 \\ &\vdots \\ \dot{z}_{n-1} &= v_{n-1} \\ v_{n-1} &= -\lambda_{n-1} |\sigma_{n-1}|^{(1/2)} \text{sign}(\sigma_{n-1}) + z_2 \\ \dot{z}_n &= -\lambda_n \text{sign}(\sigma_n)\end{aligned}\tag{2.52}$$

Denklem (2.52) şeklinde elde edilmektedir. Burada, z_0 ve z_1 sırasıyla $\dot{\sigma}$ ve σ büyüklüklerine ait kestirilen değerlerdir σ kayan kip değişkeni, f giriş işareti, kazanç katsayıları λ_n olarak tanımlanır. Yukarıdaki tanıma göre dayanıklı türevleyici,

$$\begin{aligned}\dot{z}_0 &= v_0 \\ v_0 &= -\lambda_1 |z_0 - r|^{1/2} \text{sign}(z_0 - u) + z_1 + f_0 \\ \dot{z}_1 &= -\lambda_0 \text{sign}(z_1 - v_0)\end{aligned}\tag{2.53}$$

Denklem (2.53) ile elde edilir.

2.2.6. Lyapunov fonksiyonu tabanlı kararlılık

Birinci dereceden veya klasik kayan kipli denetim, önceki bölümde anlatıldığı gibi kayan kip yüzeylerinin iki adımlı tasarımından oluşuyordu. Buradaki amaç $\sigma = 0$ ve $\dot{\sigma} = 0$ görece derece kavramı ile ilgili olarak eşitliklerini elde etmeye dayanmaktadır. Böylece sürekli fonksiyonlar yardımıyla kayan kip rejim veya moduna sürülen durum değişkenleri sınırlı zaman içerisinde denge noktasına yakınsama sağlar üstelikte bilinen bozucu etkilere karşı dayanıklılık sağlanmaktadır. Ancak çatırtı etkisi bu güçlü özelliklerin kusuru ortaya çıkmaktadır. Sınırlı zamanda yakınsama özelliğini karşılayabilmesi için kazanç değerinin yeterince büyük seçilmesi gerekir. Bunun yanında burulma ve üstün burulma gibi yüksek dereceli kayan kip algoritmaları kazançtan bağımsız olarak sınırlı zamanda yakınsama özelliğine sahiptirler.

YDKK algoritmalarının görünen dezavantajlarından bir tanesi kararlılık analizlerinin geometrik yöntemlere dayanmasıdır [127]. Çünkü yüksek dereceli kayan kip yöntemlerinde kararlılık analizi için Lyapunov fonksiyonları önermenin zorlukları vardır. Karesel Lyapunov benzeri fonksiyonlar ile bu kusurların ortadan kaldırılması amaçlanmaktadır [149]. Lyapunov tabanlı analiz yapılabilmesi için doğrusal olmayan bir fonksiyon aşağıdaki biçimde yazılabilir.

$$\dot{s} = f(t, s) + u \quad (2.54)$$

burada $f(t, s)$ bilinmeyen sınırlı bozucu etkilerdir. Genel olarak sınırlar $|f(t, \sigma)| \leq \delta |\sigma|^{\frac{1}{2}}$ ve $\delta > 0$ olduğu kabul edilerek,

$$\begin{aligned} u &= -k_1 |s|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(\sigma) + v \\ \dot{v} &= -k_2 \text{sign}(\sigma) \end{aligned} \quad (2.55)$$

Denklem (2.55) yazılabilir veya diferansiyel denklem sistemi halinde yazılmak istenirse,

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= -k_1 |x_1|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(x_1) + x_2 + \varrho_1(x, t) \\ \dot{x}_2 &= -k_2 \text{sign}(x_1) + \varrho_2(x, t) \end{aligned} \quad (2.56)$$

Denklem (2.56)'daki sistem oluşturulur. Burada, $q_1(x,t)$ ve $q_2(x,t)$ bilinen ve bilinmeyen bozucu etkilerdir ve sıfır olarak kabul edilirler [149-151]. Burada, $q_1(x,t)$ ve $q_2(x,t)$ bilinen ve bilinmeyen bozucu etkilerdir ve sıfır olarak kabul edilirler. Önerilen Lyapunov tabanlı doğrusal karesel fonksiyon,

$$A^T P + PA + Q = 0 \quad (2.57)$$

$$V(x) = \xi^T P \xi \quad (2.58)$$

Burada $A, P, Q \in \mathbb{R}^{n \times n}$ ve P, Q simetrik matrislerdir. Doğrusal bir sistem için Lyapunov eşitliği tekrar yazılırsa,

$$V(z) = z^T P z \quad (2.59)$$

ve karesel denklemin türevi alınırsa,

$$\dot{V}(z) = (Az)^T P z + z^T P (Az) = -z^T Q z \quad (2.60)$$

Denklem (2.60) elde edilir. Yukarıdaki eşitlikte verilen karakteristik denklemin kanıtı Denklem (2.61)'deki Hurwitz karakteristik denklemine göre yapılır.

$$p(s) = s^2 + \frac{1}{2} k_1 s + \frac{1}{2} k_2 \quad (2.61)$$

Denklem (2.60)'ta Lyapunov fonksiyonunun negatif işaretli olduğu görülmektedir. Seçilen doğrusal karesel Lyapunov fonksiyonu,

$$V(x) = 2k_2 |x_1| + \frac{1}{2} x_2^2 + \frac{1}{2} \left(k_1 |x_1|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(x_1) - x_2 \right)^2 \quad (2.62)$$

şeklinde yazılabilir. Denklem (2.63) ve (2.64), Denklem (2.58)'de yerlerine konulursa,

$$\xi^T = \left[|x_1|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(x_1) x_2 \right] \quad (2.63)$$

$$P = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 4k_2 + k_1^2 & -k_1 \\ -k_1 & 2 \end{bmatrix} \quad (2.64)$$

ve Lyapunov tabanlı aday fonksiyon türevlenirse,

$$\dot{V} = -\frac{1}{|x_1|^{\frac{1}{2}}} \xi^T (A^T P + PA) \xi \quad (2.65)$$

$$\dot{V} = -\frac{1}{|x_1|^{\frac{1}{2}}} \xi^T Q \xi \leq -\frac{1}{|x_1|^{\frac{1}{2}}} \lambda_{\min} \{Q\} \quad (2.66)$$

Denklem (2.66) elde edilir. Burada Q matrisi,

$$Q = \frac{k_1}{2} \begin{bmatrix} 2k_2 + k_1^2 & -k_1 \\ -k_1 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.67)$$

Denklem (2.67)'ye eşittir. Burada γ , k_1 'e bağlı bir sabit sayıdır.

$$v(t) = \left(v_0^{\frac{1}{2}} - \frac{\gamma}{2} t_r \right)^2 \quad (2.68)$$

Zamana bağlı olarak başlangıç şartları düşünülürse yakınsama zamanda Denklem (2.68) ve (2.69) ile kestirilir [142-144, 155, 157].

$$t_r = \frac{2V^{1/2}}{\gamma} \quad (2.69)$$

3. derece üstün burulma algoritması kararlılık analizi için Denklem (2.70)'teki karesel sürekli Lyapunov fonksiyonu seçilir.

$$V(x) = p_1 |x_1|^{4/3} - p_{12} (x_1)^{2/3} (x_2 + k_2 (x_1)^{2/3}) + p_2 |x_2 + k_2 (x_1)^{2/3}|^2 + p_{13} (x_1)^{2/3} (x_3)^2 - p_{23} (x_2 + k_2 (x_1)^{2/3}) (x_3)^2 + p_3 |x_3|^4 \quad (2.70)$$

Burada $p_1, p_{12}, p_2, p_{13}, p_{23}, p_3$ sabitleri ve k_1, k_2, k_3 katsayıları $V(x) > 0$ ve $\dot{V}(x) < 0$ olabilmesi için türetilir. Seçilen Lyapunov fonksiyonu karesel vektör formunda Denklem (2.71)'deki gibi yazılabilir.

$$\zeta^T = \left[(x_1)^{2/3} \quad \phi \quad (x_3)^2 \right] \quad (2.71)$$

$$\phi = x_2 + k_2 (x_1)^{2/3}$$

Karesel Lyapunov fonksiyonu tekrar düzenlenirse,

$$V(x) = \zeta^T P \zeta \quad (2.72)$$

Denklem (2.72) Lyapunov aday fonksiyonu ile ifade edilebilir. P simetrik pozitif tanımlı matris,

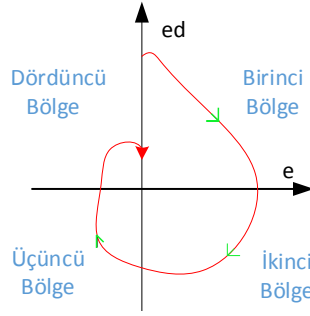
$$P = \begin{bmatrix} p_1 & -\frac{1}{2}p_{12} & \frac{1}{2}p_{13} \\ -\frac{1}{2}p_{12} & p_2 & -\frac{1}{2}p_{23} \\ \frac{1}{2}p_{13} & -\frac{1}{2}p_{23} & p_3 \end{bmatrix} \quad (2.73)$$

Denklem (2.73) şeklindedir. V(x) pozitif tanımlı, sürekli, homojen ve radyal olarak sınırsız bir fonksiyondur [163-165]. Üstün burulma algoritmasına benzer olarak üçüncü dereceden üstün burulma algoritmasının asimptotik kararlılığının sağlanması seçilen Lyapunov aday fonksiyonun kendisi ile türevinin çarpımının neaktif değer alması gerekir.

2.2.7. Geometri tabanlı kararlılık analizi

Sistem denetiminde referans giriş değeri ile geri besleme işareti arasındaki değer hata olarak tanımlanır. e hata, $\dot{e} = e_d$ hata değişimi, f^+ filippov operatörü, $0 < \rho < 1$ arasında sabit bir değerdir.

Yukarıdaki bölümlerde tanımlanan üstün burulma algoritması denetim girişini sınırlı zamanda denge noktasına ulaştıracak yani $e = \dot{e} = 0$ yapacak λ ve W katsayıları Filippov operatörü yardımıyla aşağıdaki şekilde tanımlanır. Kararlılık analizi için denetim sisteminin burulma hareketi 4 bölgeye ayrılır. Her bir bölge kendi arasında incelenir. Şekil 2.15'te geometrik tabanlı analizin yapılması için kayan kip değişkeninin yörüngesi dört ayrı bölgede görülmektedir. Bu bölgelere göre geometrik eşitlikler yazılarak kazanç katsayıları bulunabilir.



Şekil 2.15. ÜBD Sınırlı zaman yakınsaması geometrik şekli

2.3. Standart ve Yüksek Dereceli Uyarlamalı Kazanç Kanunları

Kayan kip denetim belirsiz belirsiz parametrelili sistemlerin denetiminde gittikçe artan bir öneme sahiptir. Kapalı çevrim denetimde, belirsizliklere karşı duyarsızlık ile birlikte sınırlı zamanda yakınsama doğrusal olmayan sistemlerin kararlılıkları için istenen önemli özelliklerdir. Kayan kipi doğası gereği belirsizlik sınırlarına ihtiyaç duyulmaktadır. Bu belirsizlikler çeşitli şekillerde olabilirler. En basitinden belirsizliklerin üst sınırlarının bilinmesi gereklidir. Belirsizliklerden başka bir diğer kısıt ise yüksek dereceli türev alma işlemleri için Lipschitz kazancıdır. Belirsizliklerin üst sınırlarının bilinmesi kayan kip durumunun oluşmasını garanti eder ancak çatırtının artmasına neden olur. Böyle bir durumda uyarlamalı kazanç bilgisi belirsizliklerin üst sınırlarını temsil etmeli ve kazancın türevleri de sistemi kayan kipe zorlanmalıdır.

Son dönemlerde ikinci dereceden kayan kip yöntemleri için Lyapunov kararlılık fonksiyonları tabanlı kararlılık analizleri başarı ile gerçekleştirilmiştir. Bu duruma paralel olarak uyarlamalı kazanç algoritmaları da aynı yöntemle tasarlanmaya başlamıştır. Bu noktadan hareketle, kayan kip gerçekleşir gerçekleşmez kazancı kayan kip şartlarını koruyarak azaltmak çatırtı etkisinin azaltılması için temel amacı oluşturmaktadır. Bu yaklaşıma göre uyarlamalı kazanç tasarım işlemi süresiz denetim yapısının ortalaması olan eşdeğer tabanlı denetime dayanır.

Uyarlamalı kayan kip denetimde belirsizlik ve bozucu etkilere karşı yeterli etkiyi göstermek ve kazancı minimum seviyede tutmak bu amacı sağlamak için yeterlidir. Yukarıda da bahsedildiği gibi kazancın genliğinin büyük seçilmesi veya uyarlamalı

kazançlı denetimde aşırı kazanç kestirimi denetim genliğinin büyük olmasına ve çatırtıya neden olur.

Literatürde günümüze kadar çeşitli kazanç uyarlaması algoritmaları sunulmuştur. Sürekli işaretli ve ayrık zamanlı kazanç uyarlaması denklemleri,

$$\dot{K}(t) = |\sigma| dt$$

$$\dot{K}(t) = (|\sigma| - \mu) dt \quad (2.74)$$

$$K(n) = |K(n-1) + \text{sign}(\sigma(n))\text{sign}(\sigma(n-1)) - \mu|$$

Denklem (2.74)'de verilmektedir [172]. Sırası ile uyarlamalı kazanç denklemleri incelenirse, referans ve geribesleme değerlerine oluşturulan kayan kip hatası farkına göre kazancın arttığı görülmektedir. Başlangıç anındaki hata değeri büyük olursa kazancın hızlı bir şekilde artıp gereğinden fazla bir değere sahip olacağı ve çatırtı oluşturacağı açıktır. Üstelikte kazanç değerinin artımı model belirsizliklerine bağlı değildir. Bunun yanında kayan kip değişkeni hatası içerisinde bulunan belirsizlik etkileri kayan kip durumuna ulaşılmasını engeller bu yüzden kazanç artmaya devam eder. Kazanç değeri ulaştığı son değerden sonra sahip bulunduğu değeri azaltma mekanizmasına sahip olmadığından kazanç uyarlaması durur. İkinci algortimada birinci algoritmanın negatif yönlerini ortadan kaldırmak için μ pozitif sayısı eklenmiştir. Ancak denetimde kayan kipe ulaşıldıktan sonra $|\sigma| < \mu$ kazanç değeri azalmaya başlar ancak en az kazanç değeri belirlenmediğinden kayan kip şartlarını sağlayacak kazanç sınırı oluşturulamaz. Üçüncü ayrık tip kazanç uyarlama denklemine göre ise artıp azalma süreksiz fonksiyonun son değer ve bir önceki değerine göre gerçekleşmektedir.

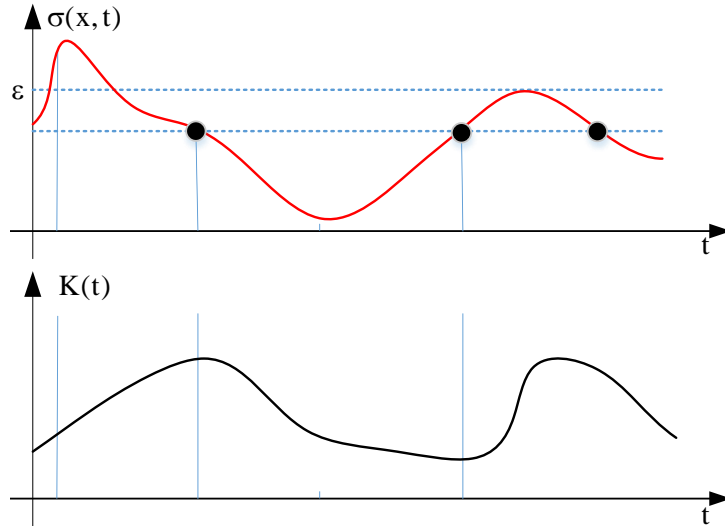
2.3.1. Standart ve yüksek dereceli KKD'de kazanç uyarlaması

Kayan kip drumunun kayan kip kazançlarının uyarlanması veya dinamik olarak değiştirilmesi durumunda da korunması en önemli kısıttır. Literatürde son dönemlere kadar tasarlanan uyarlamalı kazanç algoritmalarında, kazancın aşırı olarak kestirimi, çatırtı etkisi ve dayanıklılık özelliğinden ödün verme gibi sonuçlar görülmüştür.

Kayan kip şartlarını koruyan, kayan kipi devamını sağlayan ve kazanç değerini en düşük seviyede tutan satndart kayan kip denetim uyarlamalı kazanç kanunu $K(t)$,

$$\dot{K}(t) = \begin{cases} \bar{K} |(\sigma(x, t))| \text{sign} |(\sigma(x, t) - \varepsilon)| & \text{Eğer } K > \mu \\ \mu & \text{Eğer } K \leq \mu \end{cases} \quad (2.75)$$

Denklem (2.75)'teki gibi yazılabilir. Burada, $K(0) > 0, \bar{K} > 0, \varepsilon > 0$ ve $\mu > 0$ olan çok küçük pozitif sayılardır. μ Kazancın başlangıçta pozitif değer alabilmesi için şarttır. Bu duruma göre bütün zaman aralıklarında $K(t) > \mu$ olmalıdır. Başlangıç değerinden sonra $K(t)$ kayan kipi sağlayana kadar artar yani denge noktası etrafındaki ε değerini bulana kadar artış devam eder. Bunun anlamı, denetim girişinin belirsizlik ve bozucu etki değerlerine ulaştığıdır. Bundan sonraki durumda kazanç $|\sigma| < 0$ olana kadar azalmaya devam eder. Kayan kip durumundan uzaklaştığında σ değeri artacağından kazanç değeri de buna paralel olarak integral işleminin sonucunda artar. Kayan kip durumu gerçekleştiğinde belirsizlik ve bozucu etki sınırlarına kadar kazanç azalmaya devam eder. Artma ve azalma döngüsü bu şekilde devam eder. Bunun sonucu olarak kayan kip değişkenine bağlı ve dayanıklılık özelliğini koruyarak en küçük kazanç değerine ulaşılır.



Şekil 2.16. Uyarlamalı kazancın zamana göre değişimi [168]

Uyarlamalı kazanç algoritmasının kararlılık analizi için,

$$V = \frac{1}{2} |\sigma|^{1/2} + \frac{1}{\gamma_k} (K - K^*)^2 \quad (2.76)$$

Lyapunov aday fonksiyonu Denklem (2.76)'teki gibi seçilmektedir. Bu fonksiyonun türevi alınırsa,

$$\dot{V} = \frac{1}{2} (\dot{\sigma}^T \sigma + \sigma^T \dot{\sigma}) + \frac{1}{\gamma_k} (K - K^*) \dot{K} \quad (2.77)$$

Denklem (2.77) elde edilir. Türevin negatif olabilmesi için gerekli işlemler yapılırsa,

$$\dot{V} \leq -\beta_\sigma |\sigma| - \beta_k (K - K^*) - \xi \quad (2.78)$$

$$\beta = \sqrt{2} \min\{\beta_\sigma, \beta_k \sqrt{\gamma}\}$$

Denklemi (2.78) elde edilir. Burada β aday fonksiyonun türevinin negatif olabilmesi için sınır değerleri olan katsayılarıdır. ξ ise γ katsayısının seçimi ile pozitif yapılabilecek bir fonksiyondur [168-170]. Denklem (2.74)'ten görüleceği üzere sistem modellerindeki belirsizlikten bağımsız, kayan kip durumunu koruyacak dinamik kazanç kuralı elde edilmektedir. Bu durumda belirsizlik üst sınırlarını bilmeden sabit katsayı seçimi yapılabilmektedir.

İkinci dereceden kayan kip algortiması veya üstün burulma algoritması için en az çatırtı oluşturacak uyarlamalı kazanç denklemi standart kayan kip algoritmasına benzer şekilde oluşturulabilir. İkinci dereceden üstün burulma algoritması için kazanç kanunu,

$$\dot{\lambda} = \begin{cases} \mathfrak{G} \sqrt{\frac{\gamma_1}{2}} (\text{sign}(|\sigma(x, t)| - \mu)) & \text{Eğer } \lambda > \lambda_m \\ \eta & \text{Eğer } \lambda \leq \lambda_m \end{cases} \quad (2.79)$$

$$W = 2\varepsilon\lambda$$

Denklem (2.79)'da verilmektedir. Burada $\mathfrak{G}, \mu, \eta, \varepsilon$ sıfırdan büyük çok küçük pozitif sabit ve rastgele seçilebilen sayılardır. λ ve W ise ÜBD denetimcisine ait uyarlamalı kazançlardır. Standart kayan kip algoritmasında olduğu gibi üstün burulma algoritmasında da bozucu etki ve belirsizliklerin sınırlarının bilinmesi gerekir. ÜBD

denetimcisine ait denetim girişi kuralının katsayılarının aynı algoritma tabanlı uyarlamalı kazanç eşitliği ile çatırtı etkisinin azaltılması amaçlanmaktadır [171]. Bir diğer kazanç uyarlama algoritması ise,

$$\dot{k}(t) = \begin{cases} k(t)|(\sigma(x,t))|\text{sign} |(\sigma(x,t) - \varepsilon)| & \text{Eğer } k(t) > \mu \\ \mu & \text{Eğer } k(t) \leq \mu \end{cases} \quad (2.80)$$

Denklem (2.80) ile verilmektedir. Buradaki uyarlamalı kazanç algoritması ile standart kayan kip algoritması katsayıların sayısının farklılık göstermesi dışında aynıdır. Bu uyarlama kazancı yalnızca $k(t)=W$ kazancına uygulanmaktadır [107].

Denklem (2.79) için sınırlı zaman kararlılığını sağlamak için karesel Lyapunov fonksiyonu,

$$V = V_0 + \frac{1}{\gamma_1} (\lambda - \lambda^*)^2 + \frac{1}{\gamma_2} (W - W^*)^2$$

$$V_0 = Z^T P Z \quad (2.81)$$

$$P = \begin{bmatrix} \rho + 4\varepsilon^2 & -\varepsilon \\ -2\varepsilon & 1 \end{bmatrix}$$

Denklem (2.81)'deki gibi seçilebilir [171]. Aday fonksiyon türevlenirse,

$$\dot{V} = -\frac{1}{2} V_0^2 - \frac{\vartheta_1}{\sqrt{2\gamma_1}} |\varepsilon_\lambda| - \frac{\vartheta_2}{\sqrt{2\gamma_2}} |\varepsilon_w| \quad (2.82)$$

$$\varepsilon = \frac{\vartheta_2}{2\vartheta_1} \sqrt{\frac{\gamma_2}{\gamma_1}}$$

Denklem (2.82) elde edilir. Sınırlı zaman yakınsaması ise,

$$t_f \leq \frac{2V^{1/2}(t_0)}{\eta_0}$$

$$\eta_0 = \min(r, \vartheta_1, \vartheta_2) \quad (2.83)$$

$$r = \varepsilon \frac{\rho_{\min}^{1/2}(P)}{\rho_{\max}}$$

Denklem (2.83)'e bağlıdır. Burada $\gamma_1, \gamma_2, \vartheta_1, \vartheta_2$ katsayıları ε kazanç katsayısını pozitif yapacak değerlerdir.

2.3.2. Eşdeğer denetim tabanlı kazanç uyarlaması

Eşdeğer tabanlı kazanç uyarlaması algoritması, diğer dinamik kazanç algoritmalarından farklı olarak kayan kip durumundada uyarlamanın devam etmesi ve denetim süresi boyunca kayan kip için yeterli olacak en az değere sahip kazancın kestirilmesi için ortaya atılmıştır [106]. Bu denetiminin amacı denetim kazancını alçak geçiren filtre kullanarak güncellemektir.

Doğrusal olmayan bir sistem ve kayan kip değişkeni daha önce aşağıdaki şekilde ifade edilmişti. Kararlılık analizinin basitliği için doğrusal olmayan sistem,

$$\begin{aligned}\dot{x}(t) &= a(t) + u \\ u &= -K \cdot \text{sign}(x(t))\end{aligned}\tag{2.84}$$

olarak ifade edilirse, zamanla değişen parametrelerin sınırı $0 < |a(t)| < a_+$ ve A' nın üst sınırı zaman türevi olan $(|\dot{a}(t)| \leq A)$ ifadesinin olduğu bilinmektedir. Kayan kip $x(t) \equiv 0$ durumu yani kayan kip değişkeninin sıfıra sürülmesi bilinmeyen $a(t)$ parametreleri için, $K > a(t)$ durumunda geçerlidir. Eğer $a(t)$ parametreleri zamanla değişirse K kazancı azaltılabilir ve bunun sonucunda çattırtı genliği azaltılabilir. Eşdeğer denetim tabanlı uyarlamalı kazanç metodunda da amaç kayan kip şartlarını sürdürerek kazanç en küçük değerine düşürmektir.

$K > a(t)$ korunur ve kayan kip oluşuktan sonra Denklem (2.85) eşdeğer denetim ifadesi ile yer değiştirilebilir.

$$\dot{x}(t) = 0 = a(t) + u_{eş}\tag{2.85}$$

Bu durum $k(t) \left[\text{sign}(x(t))_{eş} \right] = a(t)$ eşitliğini oluşturur. $\left[\text{sign}(x(t))_{eş} \right]$ ifadesi ortalama değer veya yüksek frekanslı $\text{sign}(x(t))$ süreksiz fonksiyonunun düzgün yavaş değişen bileşenidir ve yüksek frekanslı bileşenin alçak filtreden geçirilmesi ile kolayca elde edilebilir. Bu ifadenin sınırları da $(-1, 1)$ arasındadır. Çattırtı genliği uyarlamalı kazanç K ile orantılıdır buna göre uyarlamanın amacı ortaya çıkar. Kayan

kip şartları korunarak kazanç mümkün olan en küçük değere indirilir. Birinci dereceden kayan kip için uyarlama algoritması,

$$\begin{aligned} \dot{K}(t) &= \rho \cdot K(t) \cdot \text{sign}(\delta(t)) - M \cdot [k(t) - k^+]_+ + M \cdot [\mu - k(t)]_+ \\ \delta(t) &= \text{sign}(\sigma(t)) - \alpha_{e\sigma} \end{aligned} \quad (2.86)$$

Denklem (2.86) ile oluşturulabilir [106]. Burada $\alpha_{e\sigma} \in (0,1)$ ve $M > \rho k^+$, $k^+ > a^+$ ve $\rho > 0$ sınırlarına pozitif katsayılarıdır. Bu durumda kayan kip meydana geldiğinde $\text{sign}(\sigma(t))_{e\sigma}$ değeri 1 olana kadar kazanç azalmaya devam eder. Bu durumda $k(t) > a(t)$ durumu oluşur ve tüm belirsizliklere karşı dayanıklılık sağlanır.

İkinci dereceden üstün burulma algoritması için uyarlama algoritması Denklem (2.87)'deki gibi oluşturulabilir.

$$\dot{k}(t) = \begin{cases} \gamma_0 \cdot k(t) \cdot \text{sign}(\delta(t)) - M \cdot [k(t) - k^+]_+ \\ + M \cdot [\mu - k(t)]_+ & \text{Eğer } 0 < \mu \leq k(t) \leq k^+ \\ 0 & \text{Eğer değilse} \end{cases} \quad (2.87)$$

$$\delta(t) = |\text{sign}(\sigma(t))| - \alpha_{e\sigma}, \quad \alpha_{e\sigma} \in (0,1)$$

k kazancı $[\mu, k^+]$ sınırları arasında değişir ve kazancın en küçük değerine ulaşabilmesi için $\mu > 0$ seçilmelidir. Eğer $|\text{sign}(x(t))_{e\sigma}| = 1$ değeri sağlanamıyorsa $\sigma > 0$ olur bu durum kazanç değerinin k^+ sınırına kadar yükselmesine neden olur ve kazanç sistemi kayan kipe zorlamak için yeterli olur. Kayan kip uyarlamalı kazanç işleminde $\sigma(t) = 0$ veya $k = \mu$ sınırlı zaman içerisindeki yakınsamadan çok sonra gerçekleşir. $k(t) = W$ kazanç değeri üstün burulma algoritmasında yerine konularak integral işlemi altında kazanç değeri uyarlanır.

Lyapunov fonksiyonun zaman türevini elde etmek için Denklem (2.88)'deki Lyapunov fonksiyonu seçilebilir.

$$V(\sigma) = \frac{\sigma^2}{2} \quad (2.88)$$

Aday fonksiyonun zaman türevinden,

$$\dot{V}(\delta) \leq -\theta\sqrt{V(\delta)} \quad (2.89)$$

Denklem (2.89) elde edilmektedir. Buna göre aday fonksiyonun zaman türevinin negatif değerli olduğu görülmektedir. Burada θ türevin negatif olmasını sağlayacak bir fonksiyondur. Sınırlı zaman yakınsaması ise,

$$t_f = \frac{\delta(0)}{\theta} \quad (2.90)$$

Denklem (2.90) ile elde edilebilir [106].

2.3.3. İki katmanlı kazanç uyarlaması yöntemi

Diğer bir uyarlamalı kazanç yöntemi iki katmanlı kazanç algoritmasıdır. Önerilen algoritmada üstün burulma algoritma algoritmasının kazançlarının en küçük ve en büyük sınır değerlerinin bilinmesine ihtiyaç yoktur. Aynı zamanda bozucu etkiler ve model belirsizlikleri gibi etkilerin üst sınırları ve türevlerinin de bilinmesine ihtiyaç yoktur. Kazanç uyarlamasının temeli, iki adet zaman integral işlemi gerçekleştiğinden kazanç değerinin extramum noktasını (en küçük) bulmaya dayanır.

Uyarlamalı kazanç denklemini oluşturabilmek için öncelikle üstün burulma algoritması tekrar yazılır.

$$u(t) = -\lambda|\sigma(t)|^{1/2} \text{sign}(\sigma(t)) + u_1(t) \quad (2.91)$$

$$\dot{u}_1(t) = -k\text{sign}(\sigma(t))$$

Uyarlama $k(t)=W$ kazancına bağlı olarak yapılmaktadır. Denklem (2.91)'da verilen algoritma basitlik açısından Denklem (2.92)'deki gibi yazılabilir.

$$\dot{\sigma}(t) = -\lambda|\sigma(t)|^{1/2} \text{sign}(\sigma(t)) + v(t) \quad (2.92)$$

$$\dot{v}(t) = \varphi_b(t) - w(t)$$

$\varphi_b(t)$ bozucu etki, w_{es} eşdeğer denetim, a bozucu etkiler ve a_2 ise bozucu etkilerin türevi sonucunda elde edilen sınır değerdir.

$$\varphi_b(t) = a(t), w(t) = k \text{sign}(\sigma(t)), w_{e\sigma}(t) = \varphi_b(t), \left| \frac{d}{dt} |\varphi_b(t)| \right| < a_2 \quad (2.93)$$

Denklem (2.93)'te verilen a_2 sınırının bilindiği ve bilinmediği duruma göre $k(t)$ kazanç uyarlamasının birinci aşaması,

$$\dot{k}(t) = -(r_0 + r(t)) \text{sign}(\delta) \quad (2.94)$$

Denklem (2.94)'te verilmektedir. Burada $r_0 > 0$ sabit bir katsayıdır. Kazancın ikinci aşaması ise,

$$\dot{r}(t) = k_d |\delta(t)| + r_0 \sqrt{k_d} \text{sign}(e(t)) \quad (2.95)$$

$$e(t) = \frac{a_2}{k_d} - r(t)$$

Denklem (2.95)'te verilmektedir. Burada k_d uyarlamalı kazancın ikinci aşamasına ait sabit rastgele seçilebilen katsayıdır. $\delta(t)$ ise kazanç uyarlamasının en küçük değerine ulaşması için kullanılan bir değişkendir ve Denklem (2.96)'daki gibi yazılabilir.

$$\delta(t) = k(t) - \frac{1}{\alpha_k} |w_{e\sigma}| - \varepsilon \quad (2.96)$$

Kararlılık analizini oluşturmak için Lyapunov aday fonksiyonu,

$$V = \frac{1}{2} \delta^2 + \frac{1}{2\gamma} e^2 \quad (2.97)$$

şeklinde seçilir. $e = a_2 / \alpha - r(t)$ eşiliğinden hareketle gerekli işlemler yapılırsa,

$$\dot{V} = -r_0 \sqrt{2} \left(\frac{1}{\sqrt{2}} |\delta| + r_0 \frac{1}{\sqrt{2\gamma}} |e| \right) \leq -r_0 \sqrt{2} V^{1/2} \quad (2.98)$$

elde edilir. Bu eşitlikten sınırlı zaman içerisinde $V \rightarrow 0$ olacağı, yani sınırlı zaman içerisinde $\delta, e \rightarrow 0$ yakınsamasının gerçekleşeceği anlaşılmaktadır [173, 174].

2.4. Model Bağımsız Denetim

Modern denetim teorisinin önemli karakteristikleri denetlenen sistemlerin denetimcilerin ve kestirimcilerinin modele bağlı olmaları ve genellikle kesin model bilgisi gerektirmeleridirler. Ancak sistemlerdeki dış bozucular, parametre değişimleri sürtünme güçleri ve modellenmeyen dinamikler tasarlanan denetimcilerin başarımlarını etkilerler. Örneğin yüksek hızlı çalışmalarda bu belirsizlikler oldukça etkili olurlar. Üstelik de sistem karmaşık hale gelir ve model temelli tasarım yapıldığından dolayı tanımlama işlemleri zorlaşır. Bu durum motor denetim algoritmaları için de geçerlidir [147].

Klasik uyarlamalı denetim de iki tane ana probleme sahiptir. Bunlar matematik modele bağımlılık ve modellenemeyen dinamiklerdir. Bu sebeplerden dolayı teorik ve pratik uygulamalarda sistem giriş dolayısı ile sistem giriş ve çıkış bilgilerinden uyarlamalı denetim yapılması çok önemlidir. Bu alanda başarılı yaklaşımlardan PID ve yapay sinir ağları sayılabilir. Bu denetim türleri matematiksel modele ihtiyaç duymasalar bile bazı kısıtlamalara sahiptirler [146].

Model bağımsız (Model Free) denetim stratejisi denetlenen sistemin matematiksel modeline bağımlı olmaması ve yalnızca giriş ve çıkış bilgilerinden başka bilgiye gerek olmaması gibi bazı üstünlüklere sahiptirler. Bunun dışında uyarlamalı olması, sistemlerin ayrıştırma özelliğini kullanabilmesi, doğrusal olmayan sistemlerde denetimde kullanılabilmesi ve birbirine bağımlı durumlarda kullanılabilmesi diğer avantajlarıdır [148-150]. Giriş-çıkış işaretlerine göre sürekli güncellenerek doğrusal olmayan sistemlerde belirsizliklerin giderilmesi amaçlanır [151]. Model bağımsız denetimcilerin geçmişi 2000'li yılların başına dayanır. Birçok alanda uygulanmaya başlanmıştır. Bunlar kimya endüstrisi, enerji üretimi, kağıt üretimi, yağ arıtma vb. alanlar olarak sayılabilir.

Model bağımsız denetimin devamı olarak uyarlamalı model bağımsız denetim yöntemleri de gelişimini sürdürmektedir. Model bağımsız denetim yaklaşımı, doğrusal olmayan ve zamanla değişen adi diferansiyel denklemler yardımıyla tanımlanır. Bu tanımla birlikte giriş çıkış eşitlikleri aşağıdaki şekilde ifade edilebilir.

$$E(t, y, \dot{y}, \dots, y^{(l)}, u, \dot{u}, \dots, u^{(k)}) = 0 \quad (2.99)$$

Burada u denetim girişi y ise çıkış değişkenleridir. E ise bilinmeyen düzgün bir fonksiyondur.

$$n, 0 < n < 1, \frac{\partial E}{\partial y^{(n)}} \neq 0 \quad (2.100)$$

gibi bazı tam sayılar olduğunu kabul edelim. Buna göre kapalı fonksiyon teorisinden aşağıdaki teorem elde edilir.

$$y^{(n)} = \xi(t, y, \dot{y}, \dots, y^{(n-1)}, y^{(n+1)}, u, \dot{u}, \dots, u^{(k)}) \quad (2.101)$$

$y^{(n)}$ aşağıdaki eşitlik halinde ifade edilirse ultra yerel model elde edilir. Ultra yerel model karmaşık matematiksel fonksiyonla yer değiştirilir.

$$y^{(n)} = F + u\alpha_m \quad (2.102)$$

Burada α_m , rastgele alınan sabit bir değerdir. Burada $y^{(n)}$ derecesi $n \geq 1$ sistemler için y' nin türevidir. n derecesi 1 ve 2 olabilir. F ise sistem yapısal bilgisini içeren bozucu etkiler olup, u, α_m ve y^n türevinin kestirimi sayesinde elde edilir [7]. Sürekli güncellenir, sistemin modellenmeyen kısımlarını ve bozucu etkileri içerir. F kestirimi için alçak geçiren filtre içeren integral yöntemleri veya dayanıklı yöntemler kullanılabilir [8]. $n = 2$ için model bağımsız denetim,

$$\ddot{y} = F + \alpha u \quad (2.103)$$

eşitliği verilir. Model bağımsız PID denetim veya akıllı PID denetim eşitliği ise aşağıdaki şekilde oluşturulabilir.

$$u = - \frac{F - \ddot{y}^* + K_p e + K_I \int e + K_D \dot{e}}{\alpha_m} \quad (2.104)$$

Burada \ddot{y}^* referans işaretin ikinci türevi, e denetimci hata işaretidir [153, 154]. Model bağımsız denetim yapısı kayan kip denetimle beraber PID denetim gibi model bilgisine ihtiyaç duyulmayan denetim sistemlerinde kullanılmaktadır.

2.5. Uyarlamalı kazançlı KKD algoritması

Kayan kip denetim tasarlanırken değişik kayma yüzeyi tasarımı değişik şekillerde yapılabilir. Bunlardan en önemlileri oran, oran-türev, oran-integral ve oran-türev-integral tipi olarak sıralanabilir. Kayan kip yüzeyleri örnekleri,

$$\begin{aligned}\sigma_1 &= \lambda e \\ \sigma_2 &= e = \left(\lambda + \frac{d}{dt}\right)^{n-1} \tilde{x} \\ \sigma_3 &= e + (\lambda_1 + k) \int e dt \\ \sigma_4 &= e + \dot{e} + (\lambda_1 + k) \int e dt\end{aligned}\tag{2.105}$$

ile tanımlanabilir. Ayrık zamanlı olarak motor modelini elde etmek için Newton yaklaşımı kullanılabilir.

$$\frac{df(t)}{dt} = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{f(t + \Delta t) - f(t)}{\Delta t}\tag{2.106}$$

Δt zaman farkı T_s örnekleme zamanı ile yer değiştirilirse,

$$i_d(n+1) = \frac{T_s}{L} v_d(n) + \left(1 - \frac{R_s T_s}{L}\right) i_d(n) + \frac{\omega_e(n) L T_s}{L} i_q(n)\tag{2.107}$$

$$i_q(n+1) = \frac{T_s}{L} v_q(n) + \left(1 - \frac{R_s T_s}{L}\right) i_q(n) - \frac{\omega_e(n) L_d T_s}{L} i_d(n) - \frac{\omega_e(n) \lambda_m T_s}{L}\tag{2.108}$$

$$\omega_r(n+1) = \omega_r(n) + T_s \left[\frac{3 P_p}{2 J} \lambda_m i_q - \frac{B}{J} \omega_r - \frac{T_1}{J} \right]\tag{2.109}$$

Denklem (106), (107) ve (108)'de d ve q eksenli akım eşitlikleri ile hız eşitliği elde edilir. Kayan kip denetim kanununun ayrık zamanda tasarlanması için,

$$\sigma_{n+1} - \sigma_n = -k_\omega T_s \text{sign}(\sigma) - l_\omega T_s\tag{2.110}$$

Denklem (2.110)'daki eşitlik seçilir. Burada k_ω, l_ω, T_s sırası ile hız döngüsü için kazanç katsayıları ve örnekleme zamanıdır. Ayrık zamanlı olarak hız ve akım

döngüleri için denetim kanunu aşağıdaki şekilde tanımlanır. Ayrık zamanda kararlılık kriteri,

$$\begin{aligned} V(n) &= |s(n)| \\ V(n+1) &= |s(n+1)| \\ \Delta V(n) &= |s(n+1) - s(n)| < 0 \end{aligned} \quad (2.111)$$

Denklemler (2.111)'de verilmektedir. Gerek ve yeter şartlar bu eşitliklerle sağlanmaktadır. Burada $s(n+1)$ ve $s(n)$ en son örnekleme değeri ile bir önceki örnekleme değeridir. Buna göre hız döngüsü denetimi için, hız hatası aynı zamanda kayan kip yüzeyi olarak tanımlanırsa Denklem (2.112)'de tanımlanırsa,

$$s_\omega = e_\omega = \omega_{r_ref} - \omega_r \quad (2.112)$$

ayrık zamanlı kayan kip denetim yüzeyi aşağıdaki şekilde oluşturulur.

$$\begin{aligned} \dot{s} &= x_2 = \dot{x}_1 = \dot{e} = \dot{\omega}_{r_ref} - \dot{\omega}_r \\ s_\omega(n) &= \omega_{r_ref}(n) - \omega_r(n) \\ s_\omega(n+1) &= \omega_{r_ref}(n+1) - \omega_r(n+1) \end{aligned} \quad (2.113)$$

$$s_\omega(n+1) = \omega_{r_ref}(n+1) - (\omega_r(n) + T_s [\frac{3}{2} \frac{P_p}{J} \lambda_m i_q - \frac{B}{J} \omega_r - T_l])$$

Son ve bir önceki örnekleme değeri eşdeğer denetim kanuna göre aşağıdaki gibi yazılır ve gerekli işlemler yapılırsa,

$$i_{qref} = \frac{k_\omega T_s \text{sign}(s_\omega) + 1_\omega T_s s_\omega + \omega_{r_ref}(n+1) - \omega_{r_ref}(n) + \frac{T_s}{J} (B\omega_r + T_l)}{\frac{3}{2} \frac{T_s P_p}{J} \lambda_m} \quad (2.114)$$

q eksenini referans akım değeri elde edilir. d eksenini akım döngüsü için denetimci hesabı yapılırsa,

$$e_d = i_{dref} - i_d \quad (2.115)$$

$$v_{dref} = \frac{L}{T_s} \left[\begin{array}{l} k_d T_s \text{sign}(s_d) + l_d T_s s_d - \frac{T_s}{L} ((-R_s i_d(n) + \\ L \omega_e i_q(n)) + i_{dref}(n+1) - i_{dref}(n)) \end{array} \right] \quad (2.116)$$

referans d eksenini gerilimine ulaşılır. d eksenini için uyarlamalı kazançlar k_d, l_d ile temsil edilirler.

Aynı Şekilde q eksenini referans gerilimi de benzer Şekilde elde edilebilir.

$$e_q = i_{qref} - i_q \quad (2.117)$$

$$v_{qref} = \frac{L}{T_s} \left[\begin{array}{l} k_q T_s \text{sign}(s_d) + l_q T_s s_d + \frac{T_s}{L} (R_s i_q(n) + L \omega_e i_d(n) + \omega_e(n) \lambda_m) \\ + i_{qref}(n+1) - i_{qref}(n) \end{array} \right] \quad (2.118)$$

Burada, q eksenini için kazanç katsayıları k_q, l_q ile temsil edilir. KKD hız döngüsü için kazanç uyarlama kanunu,

$$K_\omega(n) = K(n-1) + T_s \begin{cases} K(n) |(\omega_{ref} - \omega_r)| \text{sign} |(\omega_{ref} - \omega_r) - \epsilon| & \text{Eğer } K > \mu \\ \mu & \text{Eğer } K \leq \mu \end{cases} \quad (2.119)$$

Denklem (2.119)'daki gibi elde yazılabilir. Burada μ ve ϵ sıfırdan büyük pozitif sayılardır. d ve q eksenleri akım denetimi kazanç uyarlamaları da benzer yolla elde edilmektedir. EŞdeğer denetim tabanlı kazanç uyarlaması için,

$$K_\omega(n) = K(n-1) + T_s (\rho K_\omega(n) \text{sign}(\delta(t)) - M. [k(n) - k^+]_+ + M. [\mu - k(n)]_+) \quad (2.120)$$

$$\delta(t) = \text{sign}(\omega_{ref}(n) - \omega_r(n)) - \alpha_{eş}$$

Denklem (2.120) eşitliği yazılabilir. Burada M, ρ ve μ sıfırdan büyük değeri küçük pozitif sayılardır. Yukarıdaki her iki kazanç algoritması için benzeşim ve uygulama grafikleri bölüm 4'te verilmektedir. $\delta(t)$ eşdeğer denetim değişkenini ulaşma fazı süresince 1 değeri alırken kaya kipe ulaşıldığında $\alpha_{eş}$ bozucu etkilerinden büyük bir değere sahip olur.

2.6. Model bağımsız-kazanç uyarlamalı ÜBD denetimi algoritması

Model bağımsız üstün burulma denetimcisinden bozucu etkilere ve parametre değişikliklerine karşı dayanıklılık, sistem parametrelerinden bağımsız çalışma, hızlı dinamik cevap gibi bir denetimciden beklenen özellikleri karşılaması amaçlanmaktadır. Bua amaçla önerilen denetimciye ait şema Şekil 2.16'da verilmektedir.

Önerilen model bağımsız uyarlamalı kazançlı denetim şemasına göre eşitlikler aşağıda düzenlenmektedir. Hız döngüsü denetimi için eşitlikler oluşturulursa; hız hatası,

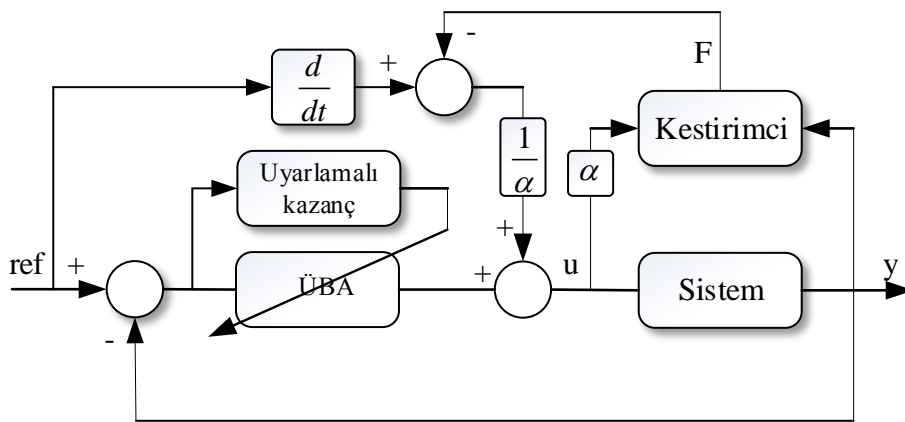
$$e_h = \omega_{ref} - \omega_r \quad (2.121)$$

Denklem (2.121) eşitliği ile ifade edilir. Denetimde modellenmeyen ve belirsiz dinamikler ve bozucu etkiler ise,

$$F = \dot{\omega}_r - \alpha_m i_{qref} \quad (2.122)$$

Denklem (2.122) eşitliği ile hesaplanır. Bu dinamiklerin kestirimi için denetim girişinin örnekleme periyoduna göre değeri ve çıkış değişkeni kullanılırsa eşitliği elde edilir.

$$\hat{F} = \hat{\omega}_r - \alpha_m i_{qref} (n-1) \quad (2.123)$$



Şekil 2.17. Model bağımsız uyarlamalı ÜBD açık şeması

Burada \hat{F} ve $\hat{\omega}_r$ belirsizlik içeren dinamikler ve hızın türevinin kestirimidir. α_m katsayısı ise sabit katsayıdır. DTT yapısını kullanabilmek için hata denklemi Denklem (2.124) yazılır.

$$e_{\omega r} = \omega_r - \hat{\omega}_r \quad (2.124)$$

İkinci dereceden kayan kip denetim kanuna göre hata ve hatanın türevi $e_{\omega r} = \dot{e}_{\omega r} = 0$ olmalıdır. DTT kullanılarak ω_r değerinin türevi alınır,

$$\begin{aligned} \frac{d\hat{\omega}_r}{dt} &= \hat{\omega}_r \\ \frac{d\hat{\omega}_r}{dt} &= -\lambda_0 |e_{\omega r}|^{1/2} \text{sign}(e_{\omega r}) + z_1 \end{aligned} \quad (2.125)$$

$$\dot{z}_1 = -W_0 \text{sign}(e_{\omega r})$$

Denklem (2.125)'teki hız türevi elde edilir. Burada λ_0, W_0 dayanıklı türevleyici katsayılarıdır. Hız referans değerinin türevi için hata denklemi oluşturulur. Bu hata denklemine göre ikinci derece kayan kip denetim kanuna göre $e_{\omega \text{ref}}, \dot{e}_{\omega \text{ref}} = 0$ olmalıdır.

$$e_{\omega \text{ref}} = \omega_{\text{ref}} - \hat{\omega}_{\text{ref}} \quad (2.126)$$

Denklem (2.126)'daki referans hız hatası DTT denkleminde yerine konulursa,

$$\dot{r} = \frac{d\hat{\omega}_{\text{ref}}}{dt} = -\lambda_0 |e_{\omega \text{ref}}|^{1/2} \text{sign}(e_{\omega \text{ref}}) + z_1 \quad (2.127)$$

$$\dot{z}_1 = -W_0 \text{sign}(e_{\omega \text{ref}})$$

Denklem (2.127) eşitliği elde edilir. Bundan sonra genel denetim denklemi yazılırsa,

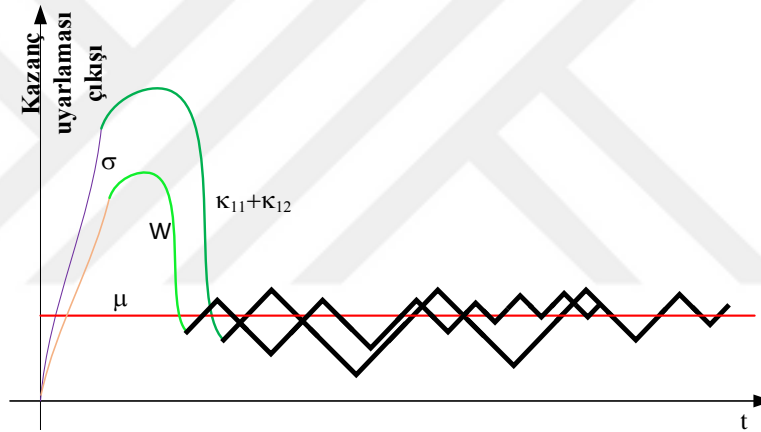
$$u_{\omega} = -\frac{\hat{F}}{\alpha} + \frac{\dot{r}}{\alpha} + k_{\omega 1} |e_{\omega r}(t)|^{1/2} \text{sign}(e_{\omega r}(t)) + u_{\omega 1}(t) \quad (2.128)$$

$$u_{\omega 1}(t) = k_{\omega 2} \text{sign}(e_{\omega r}(t))$$

Denklem (2.128)'deki hız denklemine ait denetim girişi elde edilir. Burada, $\sigma_\omega = e_\omega = \omega_{ref} - \omega_r$ kayan kip yüzeyi olarak tanımlanır. $u_\omega = i_{qref}$ eşitliği ile akım döngüleri için referans oluşturulur. Burada α_m model bağımsız denetimciye ait sabit bir katsayıdır. Kazanç uyarlamalı ÜBD için katsayılar $\lambda_\omega, \omega_\omega$ Denklem (2.129)'da verilmektedir.

$$\lambda_\omega = \int_0^t \begin{cases} \underbrace{\mathfrak{G}_1 \sqrt{\frac{\mu_1}{2}} (\text{sign}(|\sigma| - \mu) + \frac{|\sigma(n)|}{1 + |\sigma(n)|})}_{k_{11}}}_{\eta} & \text{Eğer } \lambda > \lambda_m \\ \underbrace{\frac{|\sigma(n)|}{1 + |\sigma(n)|}}_{k_{12}} & \text{Eğer } \lambda \leq \lambda_m \end{cases} \quad (2.129)$$

$$W_\omega = 2\varepsilon\lambda$$



Şekil 2.18. Uyarlamalı kazanç değişimi

Burada iki kısımdan oluşan uyarlamalı kazançta amaç bilinmeyen bozucu etkiler ve belirsizliklere karşı dayanıklılığı ve karalılığı devam ettirecek kadar kazanç değeri sağlamaktır. Bu açıdan bakıldığında, uyarlamalı kazanç anahtarlama fazı gerçekleşene kadar yükselmeye devam eder. Anahtarlama fazı gerçekleştiğinde kazanç değeri olarak düşmeye başlar. Küçük değerli bir μ değerinin kayan kip değişkeninden çıkarılması ile kazanç uygun bir değere iner. Kayan kip değişkeni anahtarlama fazından uzaklaştığı zaman, uyarlamalı kazanç değeri artmaya başlar bu durum yeniden anahtarlama fazı oluşuncaya kadar devam eder. Bu yolla uyarlamalı kazanç değeri artıp azalarak kazancın en küçük değerde kalması sağlanır. Denetimde bilinmeyen parametreler, parametre değişimleri ve yük momenti gibi bozucu etkilerin etkisi ile $\sigma = \dot{\sigma} \neq 0$ durumu gerçekleşir. Bu etkilerin olmadığı durumda

kazanç değeri η değerine kadar azalır. Bu durumda kazanç en küçük değerindedir ve çatırtı etkisi de aynı şekilde en küçük değerini alır. Kararlılık şartları $\text{sign}(|\sigma - \mu|)$ ifadesi ile gerçekleştirilir. ϑ_1 ve μ_1 değerleri kazancın dinamik davranışı belirler ancak bu davranış sınırlıdır. Kazanç algoritmasının birinci kısmına dinamik cevabı iyileştirmek için k_{12} terimi ilave edilir. Bu terim kayan kip değişimi ile orantılı değişir. Büyük değerli hatalarda bu terimin değeri de sıfırdan farklıdır. Hata değeri azalmaya başladığında terimin değeri sıfıra yaklaşır.

Eşdeğer denetim tabanlı kazanç uyarlaması algoritması,

$$k(t) = \int_0^t \begin{cases} \gamma \cdot k(t) \cdot \text{sign}(\delta(t)) - M \cdot [k(t) - k^+]_+ \\ + M \cdot [\mu - k(t)]_+ + \frac{|\delta(t)|}{1 + |\delta(t)|} & \text{Eğer } 0 < \mu \leq k(t) \leq k^+ \\ 0 & \text{Eğer değilse} \end{cases} \quad (2.130)$$

$$\delta(t) = |\text{sign}(\omega_{\text{ref}} - \omega_r)| - \alpha_{e\vartheta}, \quad \alpha_{e\vartheta} \in (0, 1)$$

Denklem (2.130)'da verilmektedir. γ , M , k^+ ve μ rastgele seçilebilen pozitif sayılardır. Ulaşma kipinde $\delta(t)$ eşdeğer denetim bileşeni 1 değerini alırken kazanç değeri artmaktadır. Kayma fazına ulaşıldığında ise eşdeğer denetim bileşeni ortalama değeri ifade ettiğinden bu bileşenin değeri sıfıra yakındır. Bu sebeple kazanç değeri düşmeye başlar ve en küçük değerine kadar azalma devam eder.

Hız döngüsü tarafından üretilen q eksen referans akım denetim girişinden sonra d ve q eksen akımları denetimleri için model bağımsız ÜBD denetimcisi hız döngüsüne benzer şekilde türetilir. Buna göre,

$$\begin{aligned} e_q &= i_{q\text{ref}} - i_q \\ e_d &= i_{d\text{ref}} - i_d \end{aligned} \quad (2.131)$$

denetimci hata veya kayan kip değişkenleri Denklem (2.131)'de verilmektedir. Model bağımsız üstün burulma algoritması kararlılık ve sınırlı zaman yakınsaması kavramları ile incelenir. Klasik kayan kip denetiminde olduğu gibi ikinci dereceden kayan kip yönteminde de kararlılık analizi için Lyapunov fonksiyonları seçilir.

Seçilen Lyapunov fonksiyonları, doğrusal ve kareseldir. Bölüm 2.3'te kararlılık konusu ele alınmaktadır.

2.7. Model bağımsız-üçüncü dereceden ÜBD denetimcisi

Üçüncü dereceden üstün burulma denetimcisi daha önceki bölümlerde açıklanmaktadır. ÜBD denetimcisi kayan kipli denetim sınıfında ikinci dereceden denetimci sınıfına girmektedir. Denetimcinin derecesinin görece derece kavramına göre belirlenmesi de aynı şekilde önceki bölümlerde açıklanmaktadır.

ÜBD algoritması görece derecesi 1 olan sistemlere, standart kayan kipli denetimin dayanıklılık özelliğinden ödün vermeden çaptırtı etkilerini azaltmak için kullanılır. Üçüncü dereceden üstün burulma algoritmasının farkı ise görece derecesinin 2 olmasıdır. Buna göre denetim derecesi 3 olmaktadır. Bu sayede bu denetimci iç içe döngülü sistemlerde döngü sayısını azaltmak için kullanılabilir. Aynı zamanda tek denetim döngüsüne sahip sistemlerde de çaptırtı etkisini azaltmak için kullanılır. İç içe döngülü sistemlerde denetim yapılırken birinci dereceden olan sistemlerde olduğu gibi bozucu etkilerin tamamen giderilmesi beklenmektedir. Bu sebepten dolayı model bağımsız üçüncü dereceden denetim yapısı ile bu gerekliliğin yerine getirilmesi amaçlanmaktadır. Model bağımsız denetim üstün burulma denetim (ÜÜBD) algoritmasının oluşturulması için,

$$u = -\frac{F}{\alpha} + \frac{\ddot{r}}{\alpha} + u_{\text{ÜÜBD}} \quad (2.132)$$

Denklem (2.132) temel eşitliği yazılabilir. Sistemde modellenemeyen ve belirsiz dinamiklerin hesaplanması için,

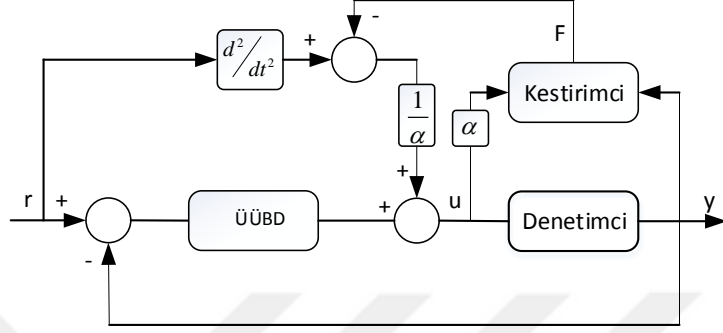
$$\ddot{y} = F + \alpha u \quad (2.133)$$

Denklem (2.133) eşitliği dikkate alınır. Burada \ddot{y} ve \ddot{r} sistem çıkış bilgisini ve referans değerini temsil etmektedir. Bu dinamiklerin kestirimi için denetim girişinin örnekleme periyoduna göre çıkış değişkeni kullanılırsa,

$$\hat{F} = \hat{\omega}_{\text{ref}} - \alpha_h v_{\text{qref}}(n-1) \quad (2.134)$$

Denklem (2.134) eşitliği elde edilir. Referans girişinin ikinci dereceden türevini, DDT ile elde etmek için eşitliği dikkate alınır.

$$\ddot{r} = \frac{d}{dt} \left(\frac{d\hat{\omega}_{ref}}{dt} \right) \quad (2.135)$$



Şekil 2.19. Model bağımsız ÜÜBD genel şeması

Birinci derecen DDT kullanılarak referans hız değerinin türevi için hata denklemi oluşturulur.

$$e_{oref} = \omega_{ref} - \hat{\omega}_{ref} \quad (2.136)$$

DTT kullanılarak ω_{ref} değerinin türevi alınırsa,

$$\frac{d\hat{\omega}_{ref}}{dt} = \hat{\omega}_{ref} \quad (2.137)$$

$$\frac{d\hat{\omega}_r}{dt} = -\lambda_0 |e_{or}|^{1/2} \text{sign}(e_{or}) + z_1 \quad (2.138)$$

$$\dot{z}_1 = -W_0 \text{sign}(e_{or})$$

hız türevi elde edilir. Burada λ_0 , W_0 dayanıklı türevleyici katsayılarıdır. Referans hız değerinin ikinci türevini elde etmek için aynı işlem tekrarlanır. Burada ikinci hata değişkeni,

$$\dot{e}_{ref2} = \dot{\omega}_{ref} - \hat{\omega}_{ref} \quad (2.139)$$

şeklinde yazılır. Sonuçta referans hız için elde edilen $\hat{\omega}_{ref}$ değeri denetim denkleminde yerine konulur. Üçüncü dereceden model bağımsız denetim denkleminin için q eksenini referans gerilim denetim girişi eşitliği,

$$u_q = -\frac{\hat{F}}{\alpha} + \frac{\ddot{r}}{\alpha} + k_1 |\phi_1|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(\phi_1) + u_1(t)$$

$$u_1(t) = k_3 \text{sign}(\phi_1) \quad (2.140)$$

$$\phi_1 = \dot{e}_h + k_2 |e_h|^{2/3} \text{sign}(e_h)$$

şeklinde yazılır. Burada u_q

Burada k_1, k_2, k_3 denetimci kazanç katsayılarıdır. Denetim denkleminde görüleceği üzere kayan kip değişkeni iki parçalıdır. ϕ_1 eşitliğine göre toplam kayan kip değişkeni hata ve hatanın türevinden meydana gelmektedir. Hata denkleminin,

$$e_h = \omega_{ref} - \omega_r \quad (2.141)$$

eşitliği ile oluşturulur. Hata denkleminin birinci türevini elde etmek için DDT algoritması kullanılır.

3. KMSM'İN ALGILAYICISIZ DENETİMİ

Dönen elektrik makinalarında kullanılan enkoderlerin (mekanik sensörlerin) doğrudan ve dolaylı olarak neden olduğu arıza durumlarına ait bazı istatistiksel bilgiler şu şekildedir: Enkoderlerin doğrudan neden olduğu arıza oranı %14 civarındadır. Dolaylı olarak neden oldukları arıza oranları %40 civarındadır. Enkoder bileşenlerinin arızaları maliyete, zaman kaybına yol açtıklarından dolayı algılayıcısız veya mekanik sensörsüz denetim alternatif denetim şekli olarak ortaya çıkar [2]. Ayrıca arıza durumları dışında da enkoderler ilave maliyete neden olurlar ve karmaşıklığı arttırmırlar. Enkoder arızalarına neden olabilecek durumlar ise elektromagnetik girişimler, toz, nem, ısı çevresel ortam zorlukları sayılabilir. KMSM'lerin hız denetiminde algılayıcısız denetim tekniği, tek başına kullanılabilceği gibi enkoder bileşeninin yedeği olarak ta kullanılabilir. Bu sebeple, enkoderlerden dolayı oluşan problemler çeşitli algılayıcısız denetim algoritmaları ile çözülmeye çalışılmaktadır [1-4].

Pek çok sensörsüz denetim yöntemi kabaca üç kısma ayrılabilir. Bunlar, zıt EMK tabanlı yöntemler, yüksek frekanslı işaret enjeksiyonu (YFE) tabanlı yöntemler ve diğer yöntemlerdir. Zıt EMK tabanlı yöntemler, makinanın dinamik modelini kullanır ve rotor konumunu hesaplanan zıt EMK bileşeninden elde eder. Zıt EMK tabanlı yöntemler orta ve yüksek hızlarda, bunun yanında YFE tabanlı yöntemler düşük hızlarda konum ve hız bilgisi elde etmek için kullanılırlar. YFE tabanlı yöntemlerin uygulanabilmesi için kullanılan KMSM veya diğer bir elektrik makinasının çıkıntılık etkisine sahip olması gerekir.

Zıt EMK tabanlı yöntemler ise genel olarak kendi aralarında aşağıdaki başlıklar altında toplanabilir.

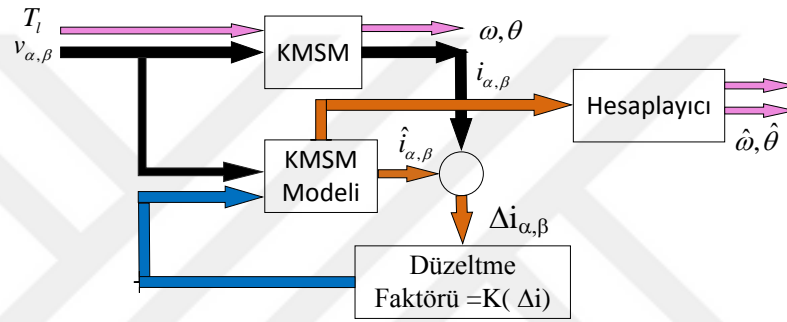
- Stator akım ve gerilimleri gözlemlerini kullanan gözlemleyiciler
- Akı tabanlı konum gözlemleyiciler
- Zıt EMK tabanlı konum gözlemleyiciler
- Model referans adaptif sistemler tabanlı gözlemleyiciler (Uyarlamalı)

- Luenberger gözlemleyicisi
- Kayan kipli gözlemleyiciler (Dayanıklı)
- Yüksek kazançlı gözlemleyiciler (Dayanıklı)

Diğer yöntemler ise genel olarak,

- Yapay zeka ve istatistiksel yöntemler
- Minimum karesel hatayı kullanan kestirimciler
- Yapay sinir ağları
- Kalman filtreleri

başlıkları altında toplanabilirler [25-30].



Şekil 3.1. Genel gözlemleyici yapısı

Şekil 3.1’de genel gözlemleyici yapısı verilmektedir. Bu gözlemleyici yapısına göre gözlemleyici matematiksel ifade aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$\dot{\hat{x}}_e = A\hat{x}_e + Bu + K(\Delta i) \quad (3.1)$$

Kayan kipli gözlemleyiciler, kayan kip yüzeyi ve eşdeğer denetim kavramı kullanılarak sistem durum değişkenlerinin bozucu etkilere dayanıklı bir biçimde kestirilmesi için kullanılır. Literatürde birçok kayan kip gözlemleyici yapısı kullanılmaktadır. Standart kayan kipli gözlemleyici yapısında, alçak geçiren filtre ve ilave rotor konum kompanzasyonu gerekmektedir. Alçak geçiren filtre yapısı gözlemleyici çıkışındaki çattırtı etkisini azaltmak için kullanılır. Ancak, alçak geçiren filtre genliğin bastırılmasından ve faz gecikmesine neden olduğundan sakıncalara sahiptir.

Tez çalışmasında standart kayan kipli gözlemleyici yapısı ele alınmamaktadır. Çalışmada doğrusal olmayan bozucu etkiyle karşı üstün burulma gözlemleyicisi,

doğrusal bozucu etkilere karşı Luenberger gözlemleyicisi ile birleştirilerek hibrit gözlemleyici yapısı elde edilmektedir. Buradaki amaç doğrusal olmayan ve doğrusal bozucu etkilerden kaynaklanan tüm bozucu etkilere karşı dayanıklı olarak konumun ve zıt EMK'ların ve akımların gözlemlenmesi amaçlanmaktadır.

3.1. Luenberger Gözlemleyici

Tam dereceli durum gözlemleyicileri ölçülebilen durum değişkenleri ve ölçülemeyen durum değişkenlerini bir arada taşır ki bunlar rotor akısı, zıt EMK ve hız olarak sayılabilir. Yukarıda bahsedilen durum uzay denklemleri durum gözlemleyicisi için aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$e_\alpha = -\omega_r \lambda_m \sin(\theta) \quad (3.2)$$

$$e_\beta = \omega_r \lambda_m \cos(\theta) \quad (3.3)$$

Zıt EMK bileşenleri elektriksel konum, hız ve mıknatıslanma sabitinin fonksiyonu olarak elde edilir. Zıt EMK bileşenlerinin zamana göre türevi,

$$\frac{de_\alpha}{dt} = -e_\beta \quad (3.4)$$

$$\frac{de_\beta}{dt} = e_\alpha \quad (3.5)$$

Durağan referans çatıda akım ve zıt EMK bileşenleri durum uzay denklemleri cinsinden,

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} + B \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} + w \quad (3.6)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = C \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

şeklinde elde edilir. Luenberger tipi doğrusal yapıya sahip gözlemleyici,

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha \\ \hat{i}_\beta \\ \hat{e}_\alpha \\ \hat{e}_\beta \end{bmatrix} = \hat{A} \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha \\ \hat{i}_\beta \\ \hat{e}_\alpha \\ \hat{e}_\beta \end{bmatrix} + B \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} + K(\hat{i}_{\alpha\beta} - i_{\alpha\beta}) \quad (3.8)$$

durağan referans çatıda elde edilir. Durağan referans çatıda elde edilen zıt EMK bileşenlerinden elektriksel konum elde edilir. Elektriksel konum arctan fonksiyonu kullanılarak kolayca elde edilebilir.

$$\hat{\theta}_e = -\tan^{-1} \left(\frac{\hat{e}_\alpha}{\hat{e}_\beta} \right) \quad (3.9)$$

Elektriksel konum elde edildikten sonra elektriksel hız ve mekanik hıza ulaşılır.

$$\hat{\omega}_e = \frac{d\hat{\theta}_e}{dt} \quad (3.10)$$

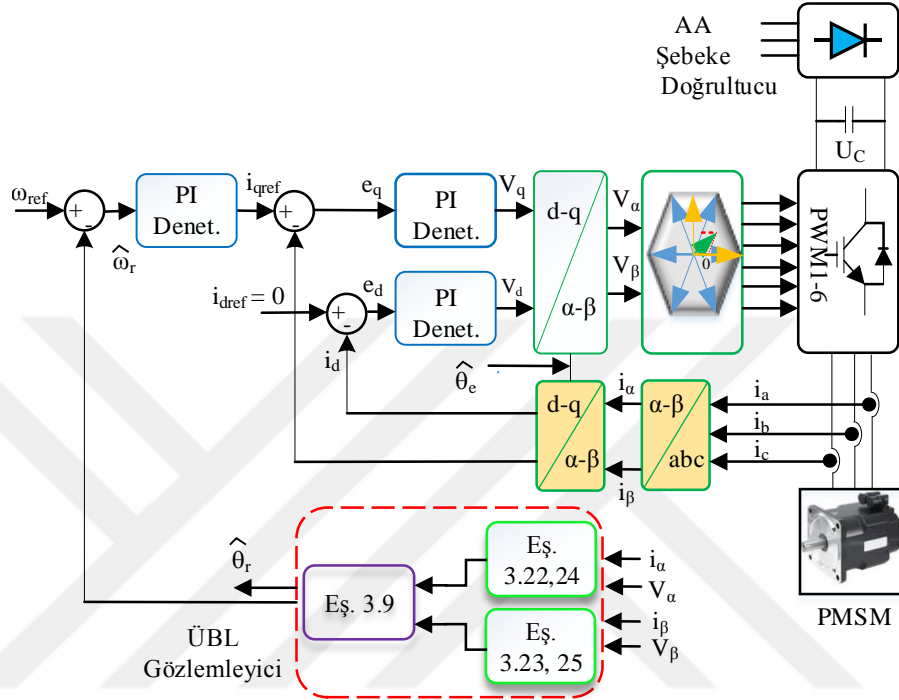
$$\hat{\omega}_e = \frac{1}{K_e} \sqrt{e_\alpha^2 + e_\beta^2} \quad (3.11)$$

Burada \wedge işareti kestirilen değerleri simgeler. A matrisinin içersinde rotor hızı bulunduğundan rotor hızı kestirilmek zorundadır. Denklem 3.8'den anlaşılacağı gibi Luenberger gözlemleyici yapısında gerçek değer ile gözlemlenen değer arasındaki hatayı azaltmak için yalnızca doğrusal K katsayısı kullanılmaktadır. Bu da doğrusal olmayan bozucu etkilerin sistemde var olduğu durumlarda gözlemeleme işlemi gerçekleştirilirken dayanıklılık özelliğinden uzaktır. Bu sebeple doğrusal olan ve olmayna her türlü etki gözlemeleme işleminde temel noktadır.

3.2. Üstün Burulma-Luenberger Gözlemleyicisi (ÜBL)

Kayan kipli gözlemleyiciler belirsizliklere karşı dayanıklı olmalarından dolayı tercih edilirler. Klasik kayan kip gözlemleyicilerde süreksiz fonksiyon (signum) akım ve zıt EMK kestiriminde ana role sahiptir. Bu durumda, doğal yapısı gereği gözlemeleme çıkışında üretilen işaretlerde çatırtı etkisi görülür. Bu etkiyi azaltmak için bu işaret

alçak geçiren filtreden geçirilerek bu etkinin zararlı etkilerinin azaltılması amaçlanır. Ancak bu durumda da alçak geçiren filtreden kaynaklı faz gecikmesi ve genlik değerinde azalma meydana gelir. Bu etkilerden kurtulmak için son dönemde yüksek dereceli kayan kip gözlemleyiciler ortaya atılmıştır.



Şekil 3.2. ÜBL Gözlemleyici şeması

İkinci dereceden kayan kip gözlemleyiciler, klasik kayan kip gözlemleyicilerin avantajlarına sahip olmakla birlikte bu gözlemleyicilerin kısıtlılıklarını da ortadan kaldırırlar. Ayrışma prensibine göre gözlemleyiciler denetimcilerden bağımsız olarak tasarlanabilirler. Genel formda ikinci dereceden kayan kipli gözlemleyici durum uzayı halinde aşağıdaki şekilde oluşturulur [23,24]:

$$\begin{aligned}\dot{\hat{x}}_1 &= \hat{x}_2 + z_1 \\ \dot{\hat{x}}_2 &= f(t, x_1, x_2, u) + z_2\end{aligned}\quad (3.12)$$

Burada, $f(t, x_1, x_2, u)$ sistem dinamiklerinin nominal parçası, \hat{x}_1 , \hat{x}_2 gözlemlenen değişkenler ve \hat{z}_1, \hat{z}_2 gözlemlenme hata işaretleri türevleridir. Üstün Burulma-Luenberger gözlemleyicisi yapısı ise,

$$\dot{z}_1 = -k_1 |z_1|^e \text{sign } z_1 - k_2 z_1 + z_2 \quad (3.13)$$

$$\dot{z}_2 = -k_3 \text{sign } z_1 - k_4 z_1$$

Denklem (3.13) eşitliği ile oluşturulur. Durum değişkenlerine ait gözleme hataları ise,

$$\tilde{x}_1 = z_1 = \hat{x}_1 - x_1 \quad (3.14)$$

$$\tilde{x}_2 = z_2 = \hat{x}_2 - x_2 \quad (3.15)$$

Denklem (3.14) ve (3.15) eşitlikleri ile oluşturulur. Gözleme kanunları üstün burulma terimi ve Luenberger düzeltme terimlerinden oluşur. Üstün burulma terimi doğrusal olmayan bozucu etkiler için etkili olurken doğrusal bileşenli bozucu etkiler için de Luenberger terimi etkili olmaktadır.

$$\frac{d}{dt} \hat{x}_1 = \hat{x}_2 - k_1 |\tilde{x}_1|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(\tilde{x}_1) - k_2 \tilde{x}_1 \quad (3.16)$$

$$\frac{d}{dt} \hat{x}_2 = f(x_t, u_t) - k_3 \text{sign}(\tilde{x}_1) - k_4 \tilde{x}_1 \quad (3.17)$$

Burada $f(t, x_1, x_2, \hat{x}_2) = f_1(t, x_1, x_2, u) - f_2(t, x_1, \hat{x}_2, u) + \zeta(t, x_1, x_2, u)$ sistem dinamikleri ve ζ belirsizliklerdir.

3.2.1. α - β Durağan referans çatıda ÜBL gözlemleyicisi

KMSM denetim sisteminde, akım bileşenleri $x_1 = i_\alpha, i_\beta$ zıt EMK değişkenleri $x_2 = e_\alpha, e_\beta$ gerilim denetim girişleri V_α, V_β durağan referans çatı akımlarını ve zıt EMK' ları gözlemlemek için kullanılır. Durağan referans çatıda KMSM denklemleri,

$$\frac{di_\alpha}{dt} = -\frac{R}{L} i_\alpha + \frac{1}{L} e_\alpha + \frac{1}{L} v_\alpha \quad (3.18)$$

$$\frac{di_\beta}{dt} = -\frac{R}{L} i_\beta - \frac{1}{L} e_\beta + \frac{1}{L} v_\beta \quad (3.19)$$

Zıt EMK bileşenleri elektriksel konumun fonksiyonu olarak karşımıza çıkar.

$$\dot{e}_\alpha = \omega_e e_\beta \quad (3.20)$$

$$\dot{e}_\beta = -\omega_e e_\alpha \quad (3.21)$$

KMSM' nin algılayıcısız denetimi için durağan referans çatıdaki gözlemlenen α - β akım bileşenleri aşağıdaki gibidir.

$$\hat{i}_\alpha = -\frac{R}{L} \hat{i}_\alpha + \frac{1}{L} V_\alpha - \frac{1}{L} (z_1 + z_2) \quad (3.22)$$

$$\hat{i}_\beta = -\frac{R}{L} \hat{i}_\beta + \frac{1}{L} V_\beta - \frac{1}{L} (z_1 + z_2) \quad (3.23)$$

Bir önceki bölümde verilen yardımcı bileşenlerden zıt EMK büyüklükleri bu bileşenlerin integralinin alınması ile elde edilir.

$$\dot{\hat{e}}_\alpha = -k_3 \text{sign}(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) - k_4 (\hat{i}_\alpha - i_\alpha) \quad (3.24)$$

$$\dot{\hat{e}}_\beta = -k_3 \text{sign}(\hat{i}_\beta - i_\beta) - k_4 (\hat{i}_\beta - i_\beta) \quad (3.25)$$

Gözlemleyici eşitliklerinin motor eşitliklerinden çıkarılması ile hata eşitlikleri elde edilir [37,38,175].

$$\begin{aligned} \frac{d\tilde{i}_\alpha}{dt} = & -\frac{R}{L} \tilde{i}_\alpha + \frac{1}{L} e_\alpha - k_1 |\hat{i}_\alpha - i_\alpha|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) - k_2 (\hat{i}_\alpha - i_\alpha) \\ & - k_3 \text{sign}(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) - k_4 (\hat{i}_\alpha - i_\alpha) \end{aligned} \quad (3.26)$$

$$\begin{aligned} \frac{d\tilde{i}_\beta}{dt} = & -\frac{R}{L} \tilde{i}_\beta + \frac{1}{L} e_\beta - k_1 |\hat{i}_\beta - i_\beta|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(\hat{i}_\beta - i_\beta) - k_2 (\hat{i}_\beta - i_\beta) \\ & - k_3 \text{sign}(\hat{i}_\beta - i_\beta) - k_4 (\hat{i}_\beta - i_\beta) \end{aligned} \quad (3.27)$$

3.2.2. Kararlılık analizi

Eğer $k_1, k_3 > 0$ ve $k_2, k_4 > 0$ olduğu durumda gözlemlenen akımlarla gerçek akımlar arasındaki hatalar sınırlı zaman içerisinde sifıra yaklaşıyorsa KMSM' nin algılayıcısız denetimi global asimptotik kararlıdır. Eğer ε sifıra eşit ve $|z_2|$, k_1

katsayısından küçük ise yukarıda verilen ikinci dereceden kayan kip gözlemleyici yapısal denklemlerine göre kayan kip meydana gelir. Global asimptotik kararlılık için seçilen Lyapunov fonksiyonu,

$$V(z_1, z_2) = k_3 |z_1| + \frac{1}{2} k_4 z_1^2 + \frac{1}{2} z_2^2 \quad (3.28)$$

eşitliğidir. Lyapunov eşitliğinin zaman türevi ise,

$$\begin{aligned} \dot{V}(z_1, z_2) &= (k_3 \text{sign } z_1 + k_4 e_1)(e_2 - k_1 |z_1|^\epsilon \text{sign } z_1 - k_2 z_1) - e_2 (k_3 \text{sign } z_1 + k_4 e_1) \\ &= -k_1 k_3 |z_1|^\epsilon - k_1 k_4 |z_1|^{\epsilon+1} - k_2 k_3 z_1 - k_2 k_4 z_1^2 \end{aligned} \quad (3.29)$$

olarak elde edilir. Global asimptotik kararlılık z_2 değişkeninin negatif tanımlı olmasına bağlıdır. Denklem (3.25) karakteristik eşitliğinin ilk parçası z_1 değişkeni ile çarpılırsa eşitlik,

$$z_1 \dot{z}_1 = z_1 (z_2 - k_1 |z_1|^\epsilon \text{sign } z_1 - k_2 z_1) < 0 \quad (3.30)$$

Durumuna gelir. Asimptotik kararlılık durumu eşdeğer kontrol sonucu olarak aşağıdaki şekilde gerçekleşir.

$$z_2 - k_1 \text{sign } z_1 = 0 \quad (3.31)$$

\dot{z}_2 değişkeninin zaman türevi alınır,

$$\dot{z}_2 = -\frac{k_3}{k_1} z_2 \quad (3.32)$$

Global asimptotik kararlılık $\epsilon > 0$ durumunda gerçekleşir. Eğer $\epsilon = 1/2$ olarak seçilirse değişmezlik ilkesine göre global asimptotik kararlılık gerçekleşir. Sınırlı zaman yakınsama eşitliğine göre sistem denetim işaretinin oturma zamanı,

$$\begin{aligned} \dot{V}(t) &\leq -\kappa_g V^\epsilon(t) \\ \kappa &= \gamma_g (2k_3)^{1-\epsilon} \end{aligned} \quad (3.33)$$

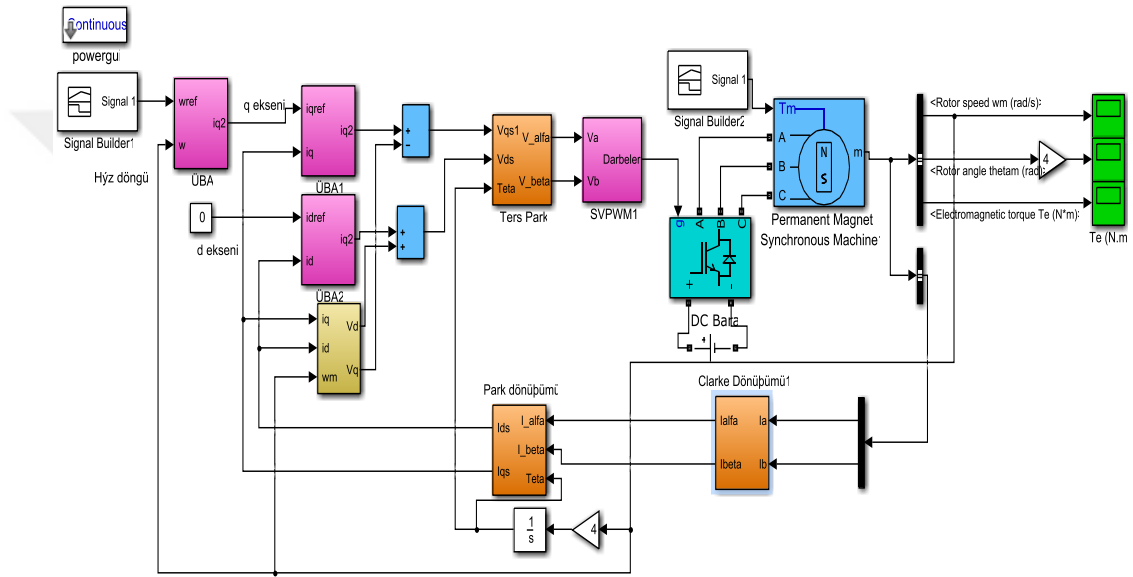
olarak gerçekleşir. K_g ve γ_g denge noktasına sınırlı zamanda yakınsamanın gerçekleşmesi için kestirilen katsayılarıdır [142,176, 177].

$$\gamma = \min \left\{ \frac{2k_1k_3}{4k_3+3k_1^2}, \frac{\varepsilon k_1}{2}, \frac{2k_1k_4}{2k_4+(k_1^2+k_2^2)} \right\} \quad (3.34)$$

4. DENETİM SİSTEMİ, BENZEŞİM VE UYGULAMA SONUÇLARI

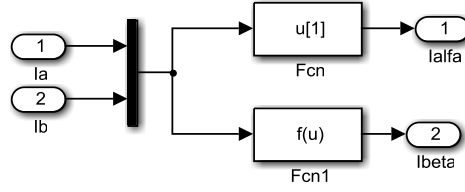
KMSM denetiminde kullanılan farklı uyarlamalı kazançlı kayan kip algortimalarına ve sisteme ait şemalar aşağıdaki bölümlerde yer almaktadır.

4.1. KMSM Denetiminde Kullanılan Benzeşim Şemaları

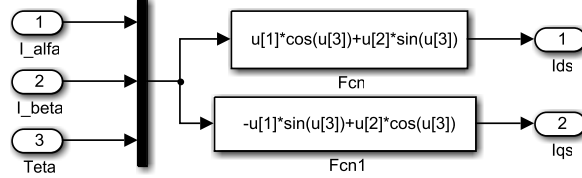


Şekil 4.1. KMSM alan yönlendirmeli denetime ait blok şema

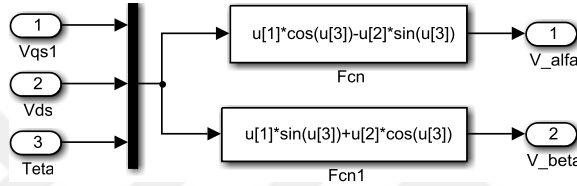
KMSM denetiminde alan yönlendirmeli denetim tabanlı şema Şekil 4.1'de verilmektedir. Üç fazdan okunan akımlar Clarke dönüşümü ile durağan referans çatı sistemine çevrilmekte ve Park dönüşümü ile senkron referans çatıya dönüştürülmektedir. PI denetim ve kayan kip denetimi için elde edilen d-q eksenleri akımları iç içe döngülerin geribeslemesi olarak kullanılmaktadır. d-q eksenli akım denetimcilerinden elde edilen referans gerilim değerleri ters Park dönüşümü ile uzay vektör denetim için giriş gerilimi büyüklüklerini oluşturmaktadır. Modülasyon algoritmasından elde edilen değerler evirici için anahtarlama işaretlerini oluşturmaktadır. Evirici çıkışındaki elde edilen DGM işaretleri makinaya uygulanmaktadır.



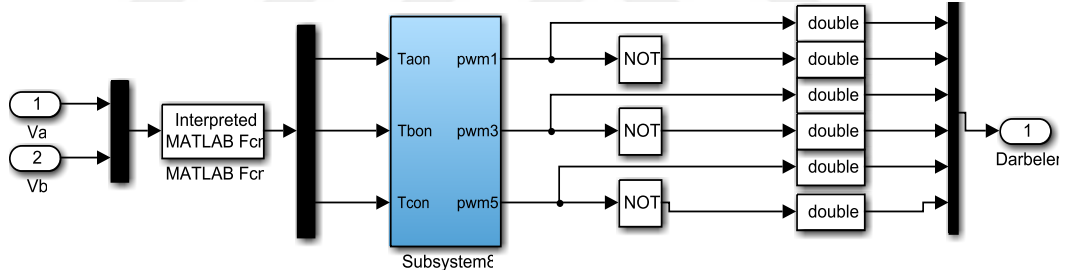
Şekil 4.2. Clarke dönüşümü şeması



Şekil 4.3. Park dönüşümü şeması

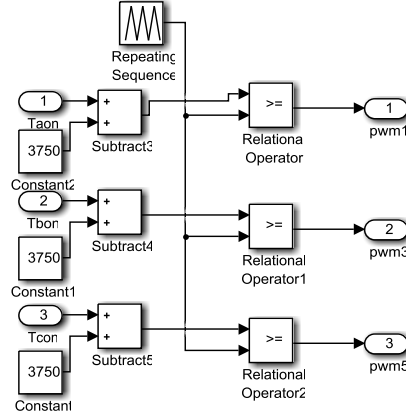


Şekil 4.4. Ters Park dönüşümü şeması



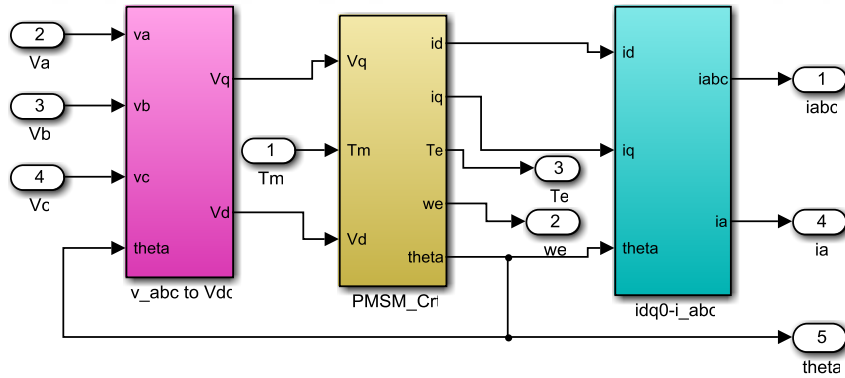
Şekil 4.5. UVDGM şeması

Yukarıdaki şekilde uzay vektör DGM şeması verilmektedir. Ek-C de uzay vektör şemasına ait MATLAB fonksiyonu kaynak kodu verilmektedir. Sekiz bölgeye ait anahtarlama sürelerinin belirlenmesi ile oluşturulan işaretler ofset işaretleri ötelenmekte ve üçgen taşıyıcı dalga ile karşılaştırılmaktadır. Şekil 4.2,3,4,5'te sırasıyla Clarke, Park, Ters Park dönüşümü ve UVDGM algoritmalarına ait şemalar yer almaktadır.



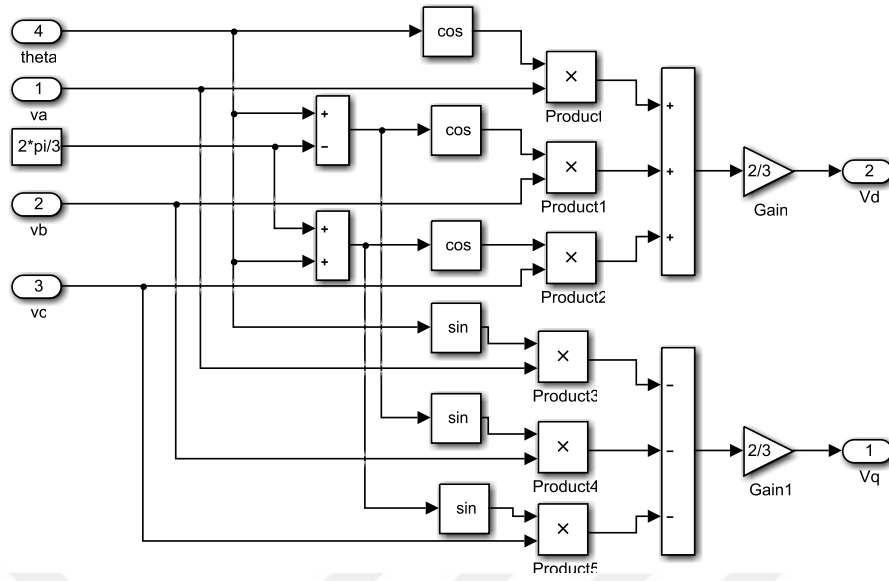
Şekil 4.6. Referans ve taşıyıcı dalgaların karşılaştırılmasına ait şema

Karşılaştırılan işaretler, her bir evirici ayaklarında yer alan iki adet yarı iletken için iki adet tümlenmiş işarete dönüştürülmektedir. Denetimcilerden elde edilen modülasyon değerine göre 120 derece elektriksel açı farkı ile motora uygulanmaktadır. Benzeşimde elde edilen evirici çıkış gerilimi değerlerine göre elde edilen motor için 3 faz giriş gerilimini oluşturmaktadır. a-b-c gerilim değerleri eksen dönüşümü uygulanarak d-q akım bilgileri elde edilmektedir.

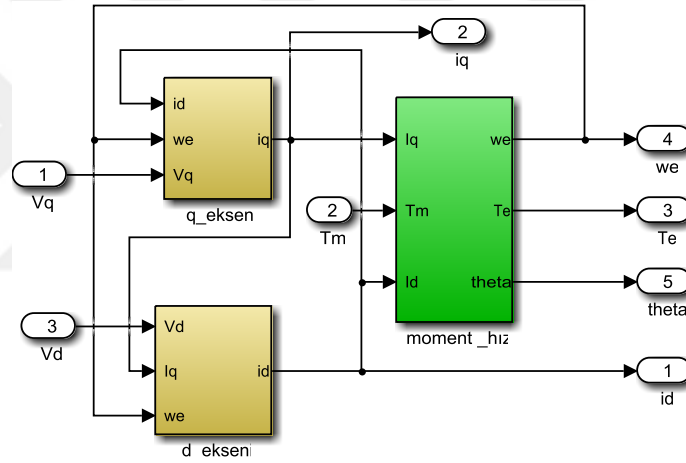


Şekil 4.7. Kalıcı mıknatıslı senkron motor modeli

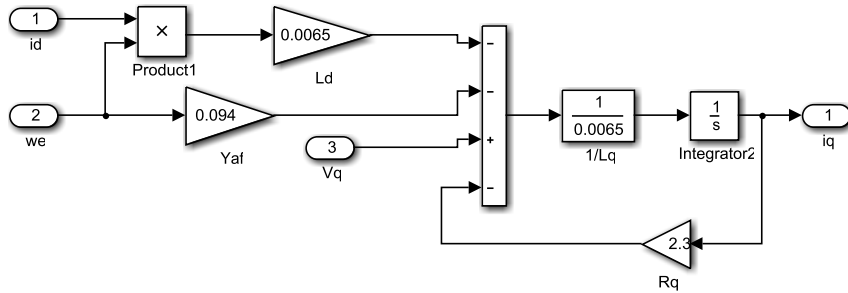
Şekil 4.7'de KMSM'ye ait blok şemalar yer almaktadır. 3 fazlı gerilim büyüklükleri senkron referans çatıda d-q eksenlerine dönüştürülerek Bölüm 1'de verilen makina eşitlikleri kullanılarak elektriksel ve mekanik büyüklükler elde edilmektedir. Elektriksel büyüklükler tekrar 3 faz büyüklüklerine dönüştürülerek faz akımları elde edilmektedir.



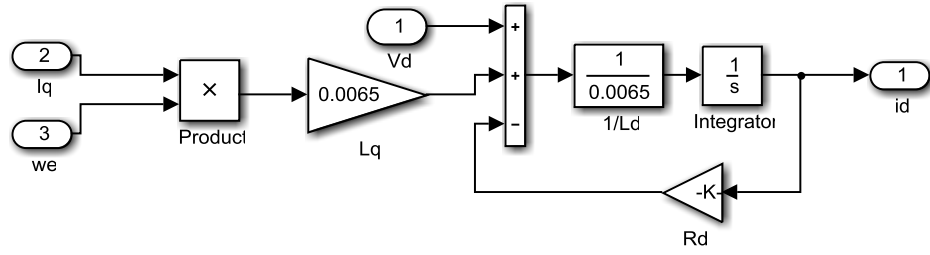
Şekil 4.8. KMSM abc-dq gerilimleri dönüşüm şeması



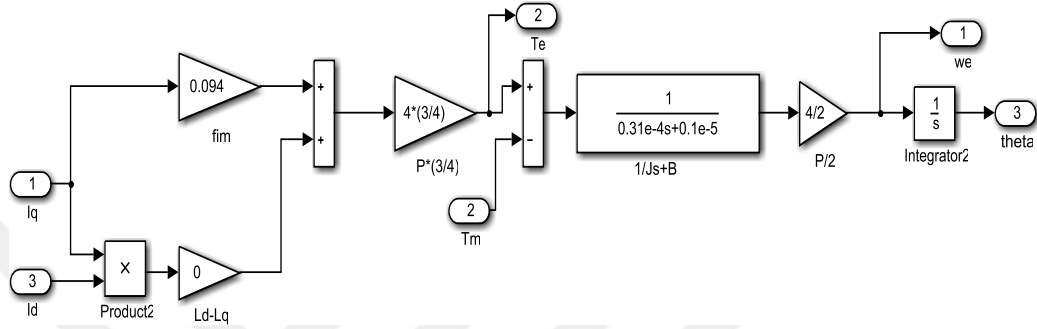
Şekil 4.9. KMSM elektriksel ve mekanik dönüşüm şemaları



Şekil 4.10. KMSM'nin q eksenine ait akım hesaplama şeması



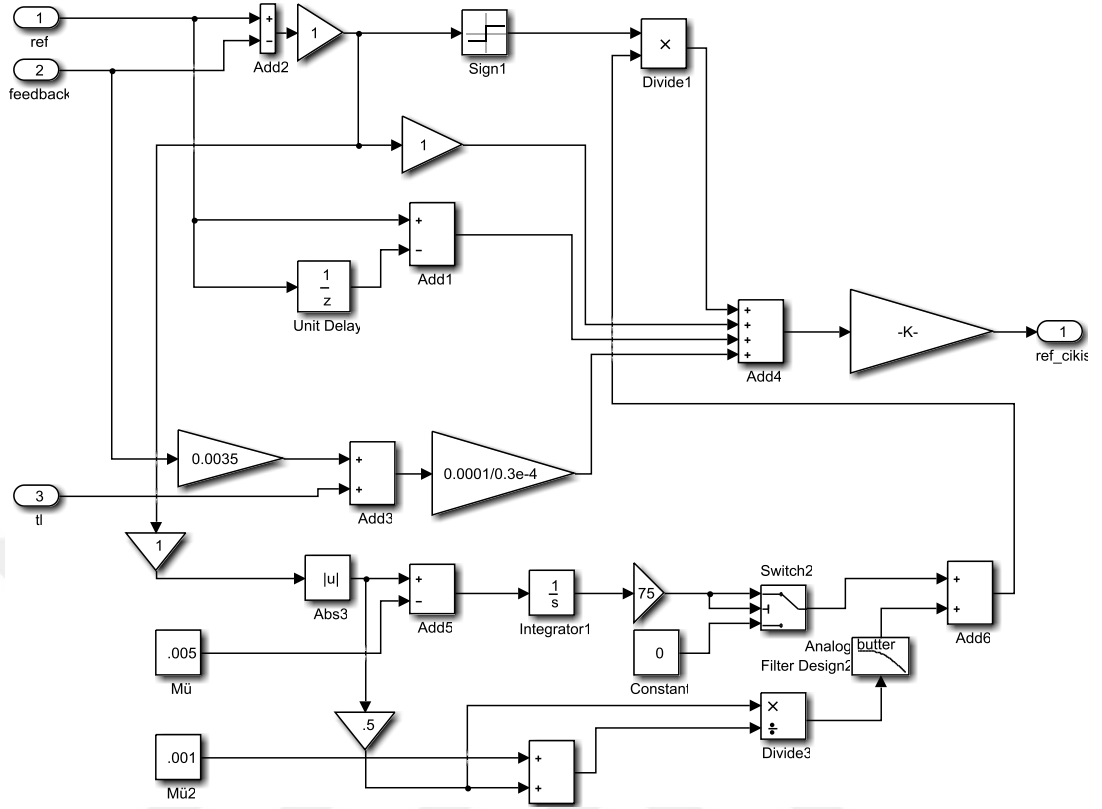
Şekil 4.11. KMSM'nin d eksenine ait akım hesaplama şeması



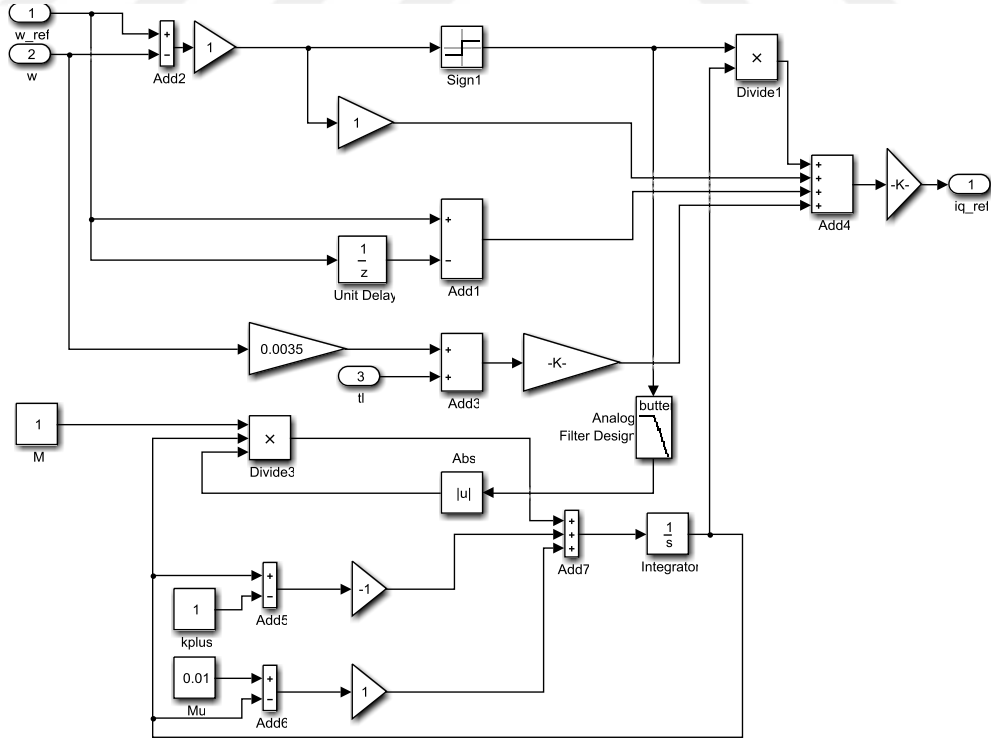
Şekil 4.12. KMSM'nin mekanik büyüklüklere ait dönüşüm şeması

Şekil 4.8,9,10,11,12 KMSM'nin dq eksenleri elektriksel ve mekanik büyüklüklere ait iç blokları verilmektedir.

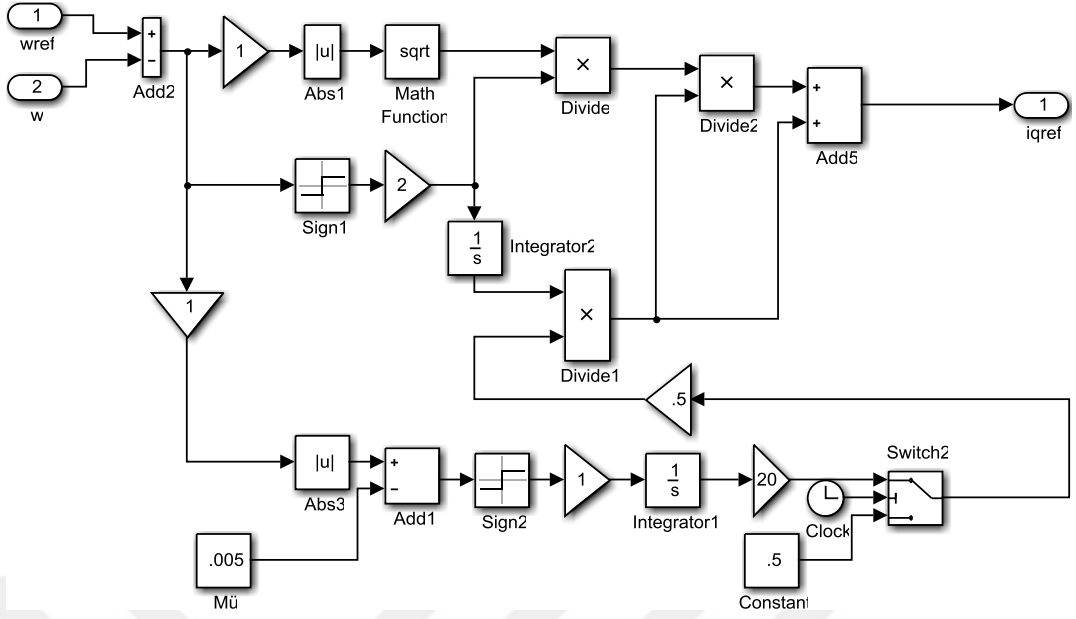
Birinci dereceden uyarlamalı kazançlı kayan kip denetime ait benzeşim şemaları aşağıdaki şemalarda verilmektedir. Buna göre önceki bölümlerde elde edilen denetimci ve kazanç uyarlaması denklemleri modellenmektedir. Birinci dereceden parametre bağımlı kayan kip denetim eşdeğer denetim ve nominal denetim parçalarından oluşmaktadır. Hız veya akım hatasına göre seçilen kayma yüzeyi uyarlamalı kazanç denetimi için de referans oluşturmaktadır. Dayanıklılık özelliğinin korunması için anahtarlama işareti olarak signum fonksiyonu kullanılmaktadır. Elde edilen kazanç uyarlamaları signum fonksiyonun çarpanı olarak sisteme katılmaktadır. Klasik kayan kip denetimde elde edilen denklemlerden denetimin yük momentine bağımlı olduğu görülmektedir. Bu durumda ilave olarak yük momenti gözlemleyicisi tasarımı ihtiyacı ortaya çıkmaktadır. Bölüm 3'te açıklanan kazanç uyarlama algoritmaları, klasik kayan kip ve üstün burulma algoritmaları için verilmektedir. Bunun yanında iki katmanlı kazanç uyarlama algoritması da üstün burulma algoritması için modellenmektedir.



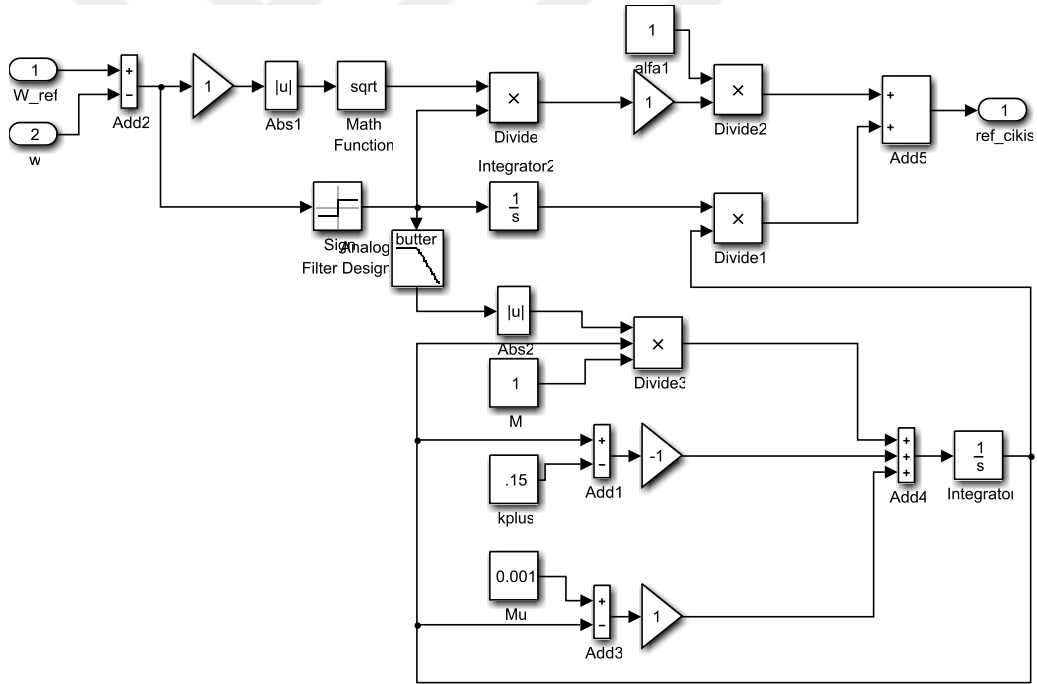
Şekil 4.13. Kazanç uyarlamalı KKD denetim şeması



Şekil 4.14. Eşdeğer denetim tabanlı kazanç uyarlamalı KKD denetim şeması

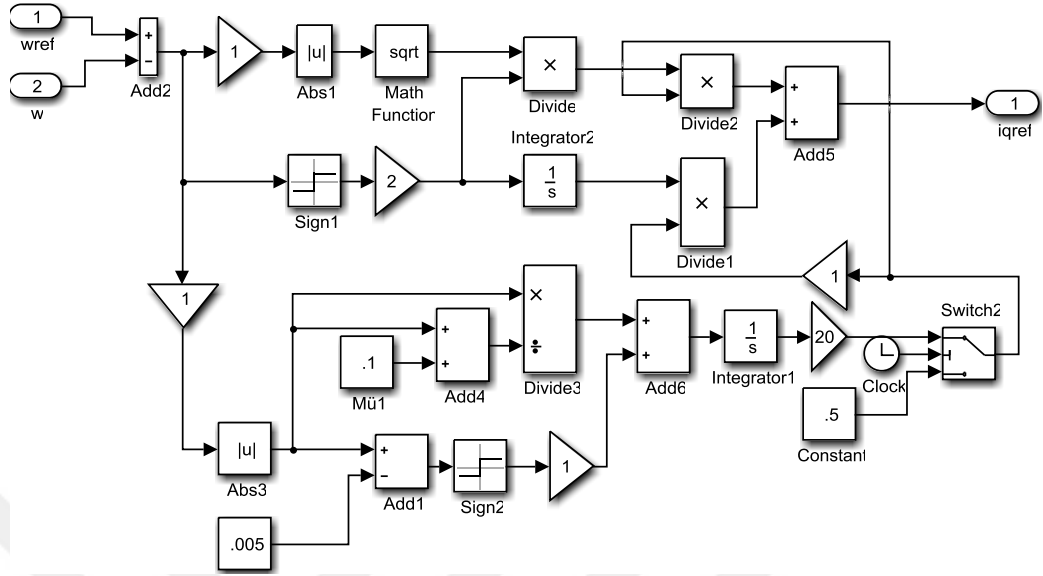


Şekil 4.15. Kazanç uyarlamalı ÜBD denetim şeması

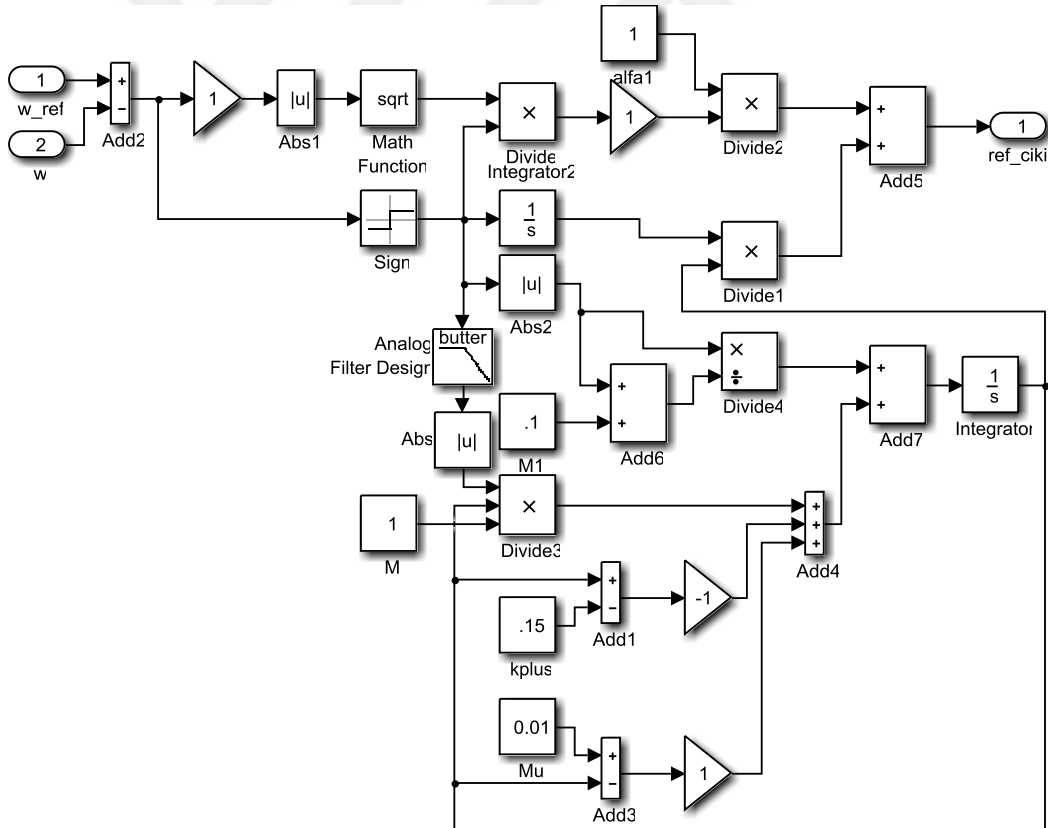


Şekil 4.16. Eşdeğer denetim tabanlı kazanç uyarlamalı ÜBD denetim şeması

Şekil 4.13'te kazanç uyarlamalı kayan kipli denetim benzeşim şeması yer almaktadır. Bölüm 3'te açıklanan standart kayan kipli denetim kurallarına göre model parametreleri denetim algoritmasında yer almaktadır. Şekil 4.14'te verilen eşdeğer denetim tabanlı standart kayan kip denetim şeması da benzer özellikler taşımaktadır. Şekil 4.14 ve 16'da sistem modeline ait yalnızca referans ve geribesleme büyüklükleri yer almaktadır.

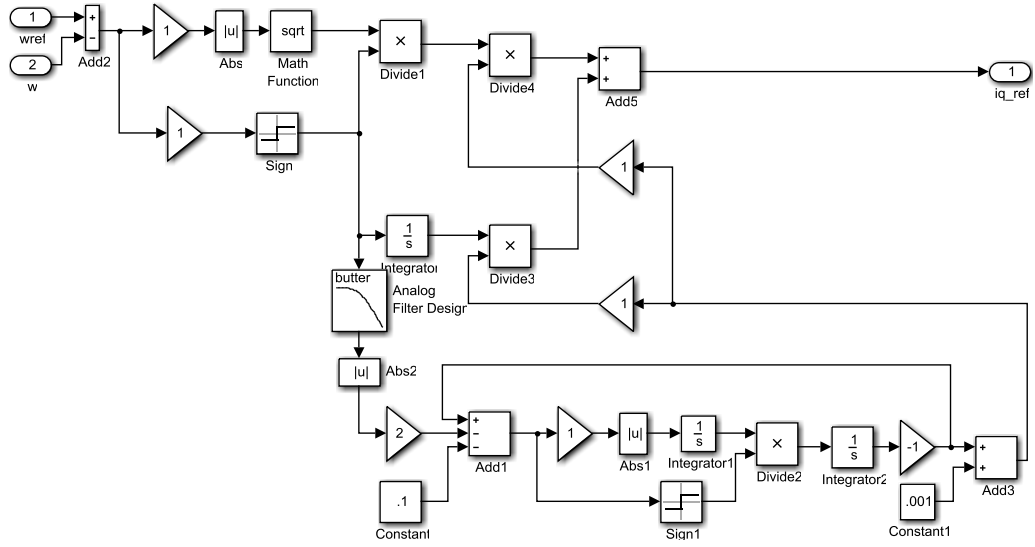


Şekil 4.17. Geliştirilmiş kazanç uyarlamalı ÜBD denetim şeması



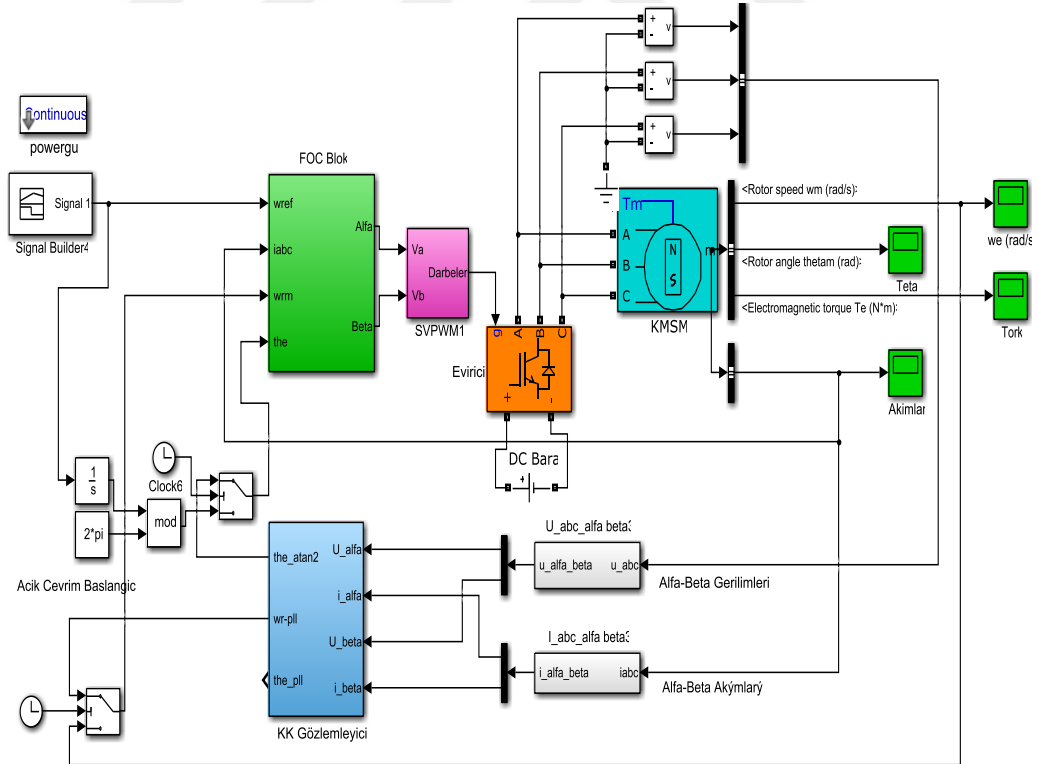
Şekil 4.18. Geliştirilmiş eşdeğer denetim tabanlı kazanç uyarlamalı ÜBD denetim şeması

Şekil 4.17 ve 18’de kayan kip değişkenin mutlak değerine bağlı olan referans değerlere yakınsamayı hızlandıran kazanç uyarlamalı ÜBD şemaları verilmektedir.



Şekil 4.19. İki aşamalı kazanç uyarlamalı ÜBD denetim şeması

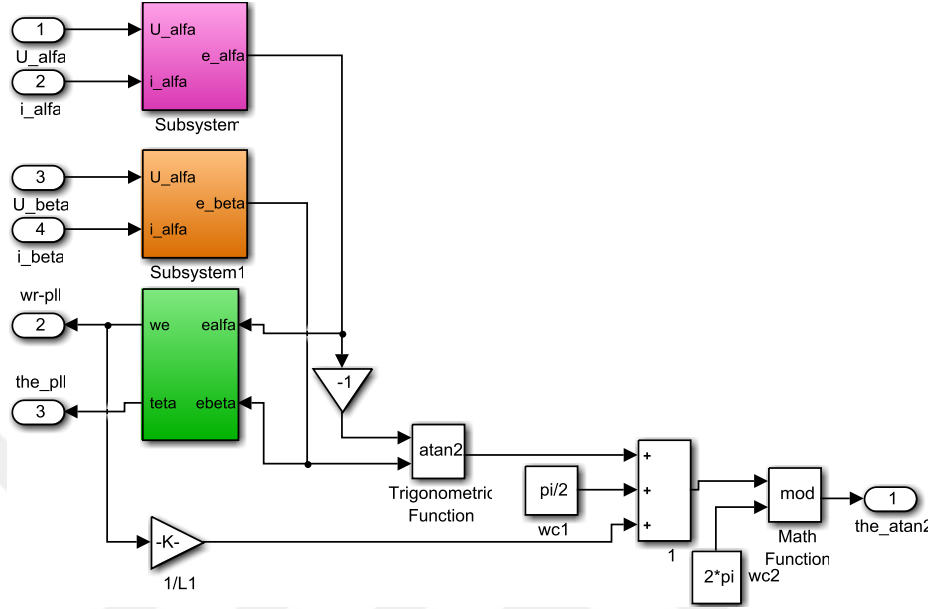
Şekil 4.19'da iki aşamalı kazanç uyarlamalı ÜBD denetim Simulink şeması yer almaktadır. İlgili algoritmaya göre kazanç iki aşamalı ve yardımcı değişken ile gerçekleştirilmektedir.



Şekil 4.20. ÜB-L gözlemleyicisine ait benzeşim şeması

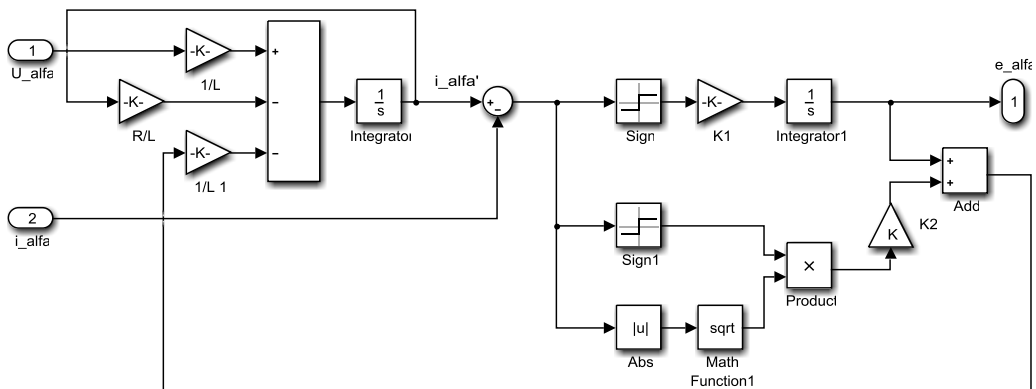
Şekil 4.20'de KMSM'nin algılayıcısız kayan kip denetimine ait blok şema görülmektedir. Evirici çıkış gerilimleri ve motor çıkış akımlarına ait bilgiler mekanik

sensörsüz kayan kip denetim hesaplamasında kullanılmaktadır. 3 faz gerilim ve akım değerlerine uygulanan dönüşümle α - β eksenleri gerilim ve akım değerleri elde edilmektedir.



Şekil 4.21. α - β eksenleri zıt EMK değerlerinin elde edilmesine şema

Bu değerlere göre tanımlanan gözlemleyici denklemlerine göre gözlemlenen Şekil 4.21'de edilen α - β eksenleri akımları bulunmakta ve bu akımlardan zıt EMK değerleri elde edilmektedir. Elde edilen zıt EMK değerinden motor konum ve hız bilgileri elde edilmektedir. Konum bilgisinin elde edilmesi tanjant fonksiyonu veya faz kilitlemeli döngü ile gerçekleştirilmektedir.

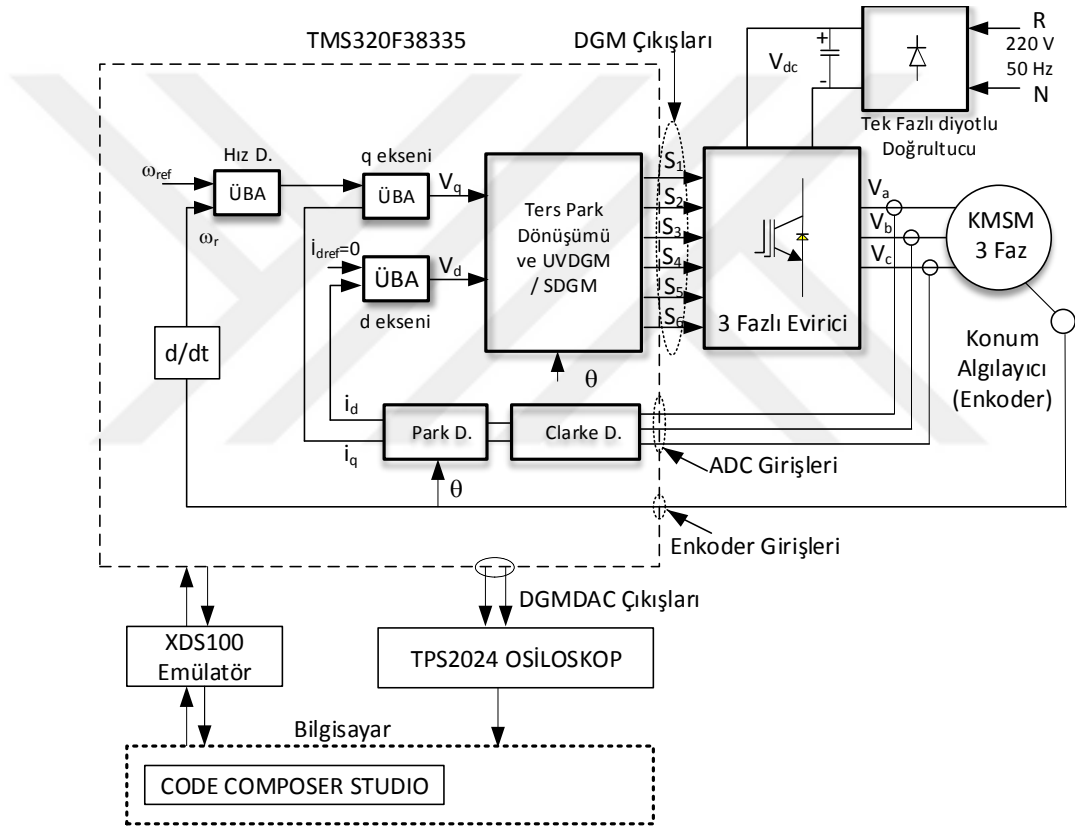


Şekil 4.22. ÜBL algoritması α eksenli zıt EMK benzeşim şeması

Şekil 4.22'de α eksenli zıt EMK bilgisinin elde edilmesine ait blok şema yer almaktadır.

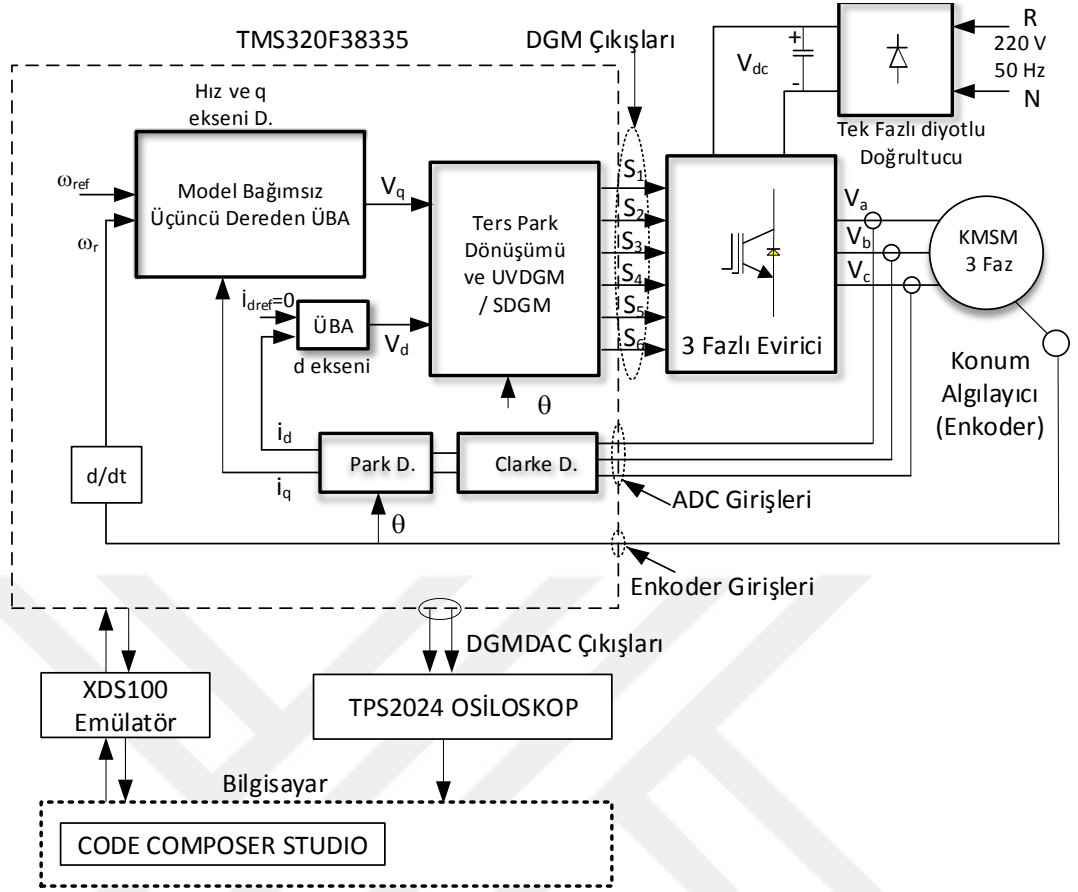
4.2. Deneysel Uygulamada Kullanılan Algoritmalara Ait Şemalar

Deneysel çalışma için tasarlanan mikrodenetleyici tabanlı uygulama algoritmalarına ait şekil ve şemalar aşağıda verilmektedir. PI denetim, kazanç uyarlamalı birinci dereceden kayan kip denetim algoritması ve kazanç uyarlamalı ikinci dereceden üstün burulma algoritmasına ait deneysel uygulama şeması Şekil 4.23'te yer almaktadır. Bu denetim yapısında iç içe döngüler halinde denetim işlemi gerçekleştirilmektedir. Deneysel uygulamalara ait grafikler çatırtı ve dinamik davranış açısından karşılaştırmalı olarak bir sonraki bölümde yer almaktadır.



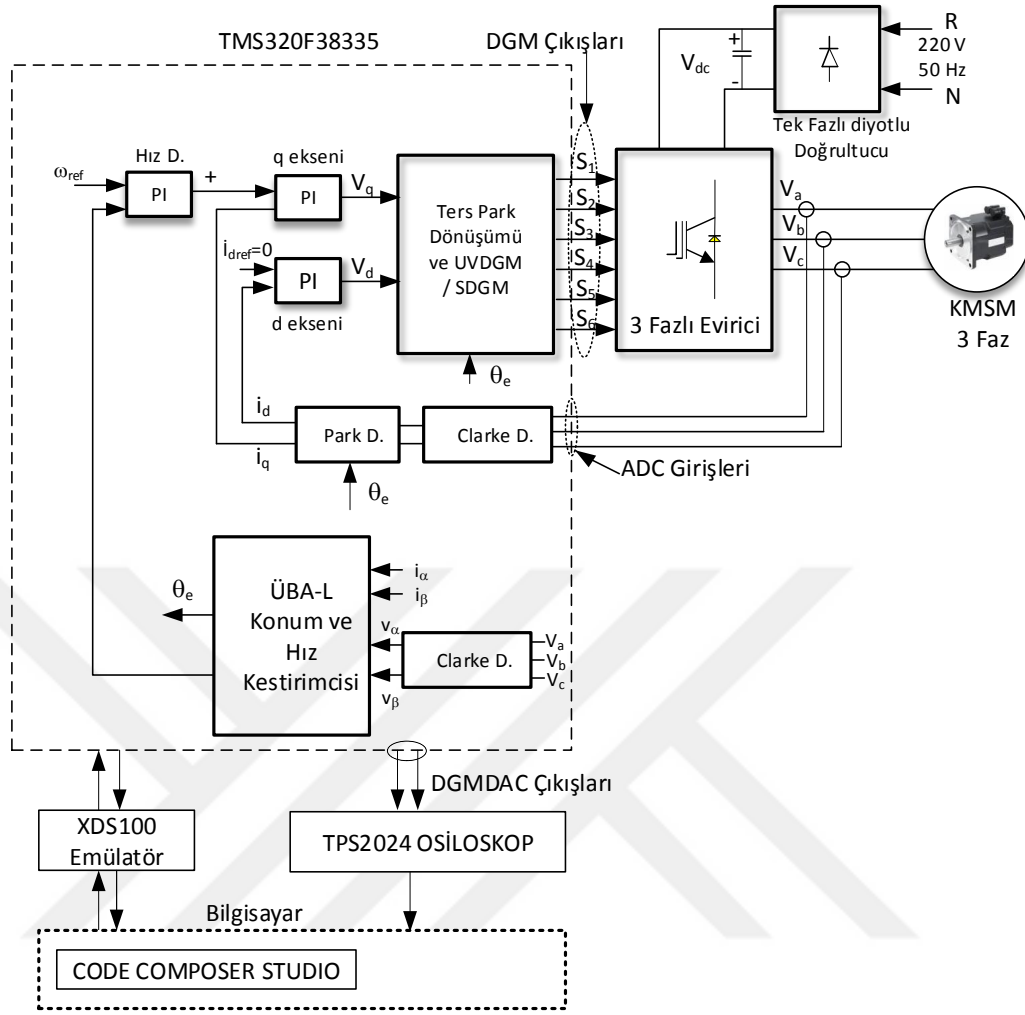
Şekil 4.23. Uyarlamalı birinci ve ikinci dereceden KKD'ye ait uygulama şeması

Birinci dereceden kayan kip algoritması kazanç uyarlamalı olarak uygulandığında çatırtı etkisi yüksek dereceli kayan kip algoritmalarına göre oldukça fazla bir şekilde gözlenmektedir. Bu sebepten klasik denetim algoritması güç elektroniği devrelerini korumak amacı ile akım döngülerine uygunlaşmamıştır.



Şekil 4.24. Model bağımsız üçüncü dereceden ÜBD denetimcisine ait uygulama şeması

Model bağımsız üçüncü dereceden üstün burulma algoritmasına ait uygulama şeması Şekil 4.24'te verilmektedir. Görece derecesi 2 olan üçüncü dereceden üstün burulma algoritması, görece derecesi 1 olan standart kayan kipli denetimden farklı olarak parametre bilgilerine ihtiyaç duymamaktadır. Ayrıca kaskat denetim yapısına ihtiyaç duyulmadan tek döngüde denetim işlemi gerçekleştirilmektedir. Bu sayede denetim dinamikleri iyileştirilerek hız takibi yapma olanaklı hale gelmektedir. Üçüncü dereceden üstün burulma algoritmasının benzeşimi ve uygulamasında diğer algoritmalarından farklı olarak adım referans ve sinüsoidal hız referansı uygulanmaktadır. d ekseninde yalnızca bir akım döngüsü bulunduğundan bu döngüde görece derecesi 1 olan üstün burulma algoritması uygulanmaktadır. Alan yönlendirmeli denetim prensibine göre d ekseni akım referansı sıfır olmaktadır.



Şekil 4.25. ÜB-L gözlemleyicisine ait sensörsüz denetim uygulama şeması

Algılayıcısız denetime ait uygulama şeması Şekil 4.25'te verilmektedir. Algılayıcısız denetime ait şemada, faz akımı bilgileri okunmakta aynı zamanda DGM çıkışındaki anahtarlama işaretlerinden faz gerilimlerinin gerçek değeri elde edilmektedir. Bu gerilim değerleri alçak geçiren filtreden geçirilerek gözlemleyici girişinde akım bilgileri ile beraber Clarke dönüşümleri uygulanarak α - β eksenleri büyüklükleri elde edilmektedir. Sensörsüz denetim algoritmasında, α - β akım ve zıt EMK değerleri gözlenmektedir. Zıt EMK değerleri, konuma bağlı olduğundan konum bilgisi trigonometrik dönüşüm veya faz kilitlemeli döngü yardımıyla elde edilmektedir. Elde edilen elektriksel konum bilgisi mekanik konum bilgisine dönüştürülmekte ve buradan da mekanik hız bilgisi elde edilmektedir.

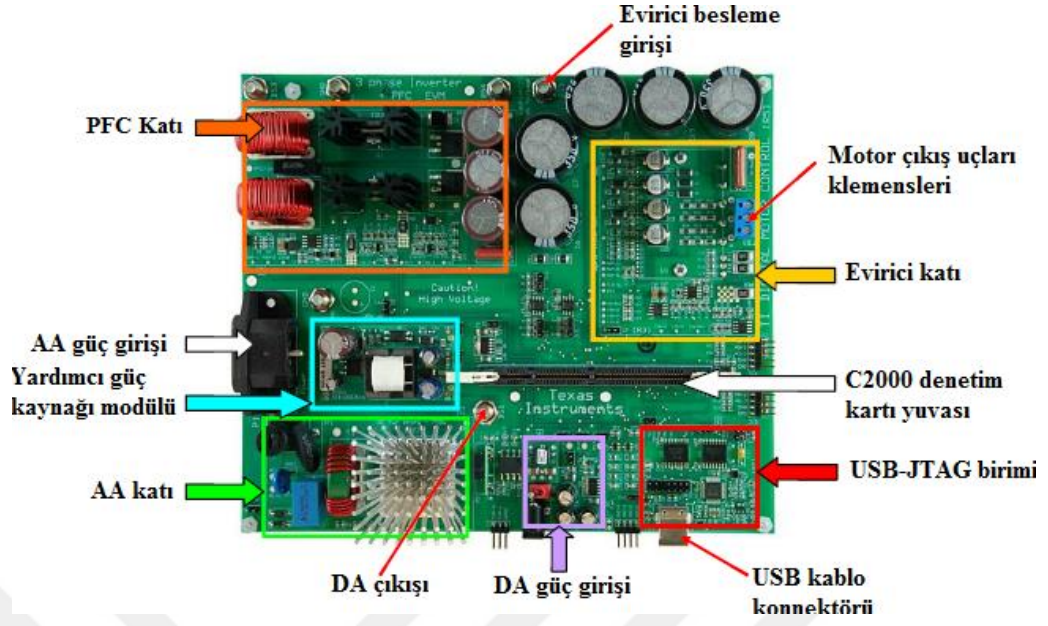
Şekil 4.23 ve 24'te görüldüğü gibi, algılayıcılı denetim uygulamaları için enkoderden A, B konum bilgisi işaretleri ve indeks işareti elde edilmektedir. Deneysel çalışmada

kullanılan enkoder, A ve B çıkışları için 2500 darbe işareti üretmektedir. Şekil 4.28'de enkoder çalışma prensibi şekli verilmektedir. Bu iki işaretin tümleyen işaretleri ile beraber toplam devir başına darbe işareti 10000 olmaktadır. Bu durumda mikrodenetleyici yazılımında toplam darbe sayısı gerçekleştiğinde işlem resetlenmektedir. Bu sayede makina dönüş frekansına göre konum bilgisi için rampa işareti elde edilmektedir. Bu işaretin değişimi ile birlikte mekanik hız bilgisi elde edilmektedir. Aynı zamanda üç faz akımları ölçülerek Clarke ve Park dönüşümleri ile senkron referans çatıda d ve q eksenli akımları elde edilmektedir. Daha sonra hız döngüsü için kazanç uyarlamalı birinci dereceden kayan kip denetimcisi uygulanarak referans q eksenli akım elde edilmektedir. Referans q eksenli akımı, akım denetimi için PI denetimcisine uygulanmaktadır. Referans akım değeri 0 olan d eksenli bileşeni, d eksenli geribesleme akımı kullanılarak hata değeri bulunduğundan sonra d eksenli akım PI denetimcisine uygulanmaktadır. Elde edilen V_d ve V_q gerilimleri ters Clarke dönüşümü ile birlikte UVDGA için uygun eksen gerilimlerine dönüştürülmektedir. Frekansı 10 kHz olan seçilen taşıyıcı dalga ile abc fazlarına ait temel dalga bileşeni karşılaştırılarak anahtarlama işaretleri elde edilmektedir.

4.3. Deneysel Donanım Birimleri

Deneysel çalışmada, Texas Instrument firmasının yüksek gerilimli motor denetim seti ve TMS320F28035/TMS320F28335 denetim kartları kullanılmaktadır. Şekil 4.26 ve 4.27'de set ve kartlara ait şekiller aşağıda verilmektedir. TMS320F28335 sayısal işaret denetleyicisi (DSC) tabanlı denetim kartı motor denetim kiti ile tümleşik haldedir. 150 MHz hızında ve 32 bit olan işlemci kayan noktalı (floating point) hesaplama işlemlerini yapmaktadır. TMS320F28335, yüksek hızlı DGM (EPWM), yüksek hızlı ADC birimi, enkoder birimi ve değişik protokollere sahip olan haberleşme birimlerine sahiptir [178-180].

Deneysel setinde Mitsubishi firmasının PS21765 akıllı güç modülü kullanılmıştır. IGBT karakteristik anahtarlama hızına ait endüktif yükte yükselme zamanı $0,5 \mu s$ ve düşme zamanı ise $1,5 \mu s$ olarak verilmektedir. Bu durumda dV/dt ve di/dt açısından aşırı aşım olmadan IGBT yarı iletkenleri anahtarlama hızında çalışmaktadır [181].



Şekil 4.26. KMSM denetimine ait güç devresi kartı



Şekil 4.27. TMS320F28335 işlemcisi denetim kartı

Deneysel çalışmada kullanılan kalıcı mıknatıslı senkron motora ait parametreler Tablo 4.1’de tabloda verilmektedir. KMSM miline akuple bağlanan DA generatörü ve generatöre bağlanan 250 W gücünde reosta yardımıyla enerji dönüşümü sağlanmaktadır. KMSM’ye ait sürtünme katsayısı üretici tarafından verilmemekte birlikte kabule dayanmaktadır. KMSM’ye uygulanan adım referanslarına göre üretilen DA generatöründen üretilen gerilimin değeri yaklaşık 22 V olarak elde edilmektedir. Akuple bağlı sistemde hız referansına ulaşıldıktan sonra yük momenti ani olarak anahtarlanarak her bir denetim algoritmasındaki etkileri benezeşim ve deneysel açıdan incelenmektedir.

Tablo 4.1. Deneysel çalışmada kullanılan KMSM ve DA motoru parametreleri

KMSM parametreleri			
Nom. Moment (Nm)	1,27	Stator faz direnci (Ω)	2,35
Nom. Güç (W)	400	Stator faz endüktansı (H)	$6,5e^{-3}$
Nom. Hız (d/d)	3000	Atalet momenti (Kgm^2)	$0,34e^{-4}$
Nom. Akım (A)	2,7	Mıknatıslanma akısı (Wb)	0,094
DA motoru/generatörü parametreleri			
Nom. Moment (Nm)	0,7	Nom. Akım (A)	11
Nom. Güç (W)	250	Nom. Gerilim (V)	24

TMS320F28035 denetleyici ailesi, C2000 işlemci çekirdeği ve denetim kuralı hızlandırıcılar (control law accelerator) yapısını bünyesinde barındırır. C2000 serisi 32 bit işlemcisi ve 32 bit CLA kayan nokta işlemcisi ortak olarak algoritmaları beraber çalıştırır. Mikrodenetleyici ünitesi (MCU) ünitesi C2000 serisi tabanlıdır. 10 bit referanslı analog karşılatıcılar doğrudan DGM çıkışını denetlemek için kullanılırlar. MCU, 0-3.3 V gerilim ölçekli ADC birimlerine sahiptir. Hassas denetim sağlamada yüksek çözünürlüklü darbe genişlik modülasyonu (HRPWM) modülü kullanılır.

Denetim programında yürütülen DGM frekansı, 10 kHz ($100 \mu s$) olarak seçilmiştir. Bu frekans denetim döngüsü frekansı ile beraber senkron edilmektedir. DGM kesmeleri $100 \mu s$ ' de bir gerçekleştirilmekte ve bu durumda kesme alt programları yürütülmektedir. ADC biriminden akım okumaları, ePWM biriminde ayarlanan zamanlayıcı sayma başlangıcı veya sayıcı en yüksek değerinde gerçekleştirilir.

Zaman tabanlı alt modül (TB), ePWM modülün en temel alt modülüdür. Sistem zaman saati ile ilgili DGM zaman saatinin ayarlanmasını sağlar. Zaman tabanlı işlemlerin hepsi bu alt modül yardımıyla gerçekleştirilir. Sistem zaman saatinin değişik bölücü kaynakları ile bölünmesinden DGM periyodu elde edilir. $T_{sysclkout}$, sistem zaman periyodunun kullanılması ile birlikte, T_{TBCLK} , zaman tabanlı saat periyoduna ulaşılır.

$$T_{TBCLK} = T_{sysclkout} \cdot CLKDIV.HSPCLKDIV \quad (4.1)$$

CLKDIV, HSPCLKDIV sırası ile saat ön bölücü ve yüksek hızlı saat ön bölücü, zaman tabanlı denetim kayıtçısında (TBCTL) saat ön bölücüsü için kullanılan bitlerdir. Zaman tabanlı alt modülü (TBCTR), zaman tabanlı sayıcı periyodunu kurmak için de kullanılır. Bu alt modül ile birlikte üç adet çalışma kipi seçilir. Bunlar yukarı sayma, aşağı sayma ve yukarı aşağı sayma durumlarıdır. Bir DGM periyodunun gerçekleşmesi süresince TBCTR sayıcısı yukarı veya aşağı doğru saymaya devam eder. Buna göre sayıcı çalışma durumlarından yukarı-aşağı sayma durumuna göre DGM frekans ve periyodu belirlenir.

$$T_{P_{PWM}} = 2XTBPRDXT_{TBCLK} \quad (4.2)$$

$$f_{P_{PWM}} = 1/T_{P_{PWM}}$$

Burada, $T_{P_{PWM}}$: DGM periyodu, T_{TBCLK} : zaman tabanlı saat periyodu ve $f_{P_{PWM}}$: DGM frekansdır sonuç olarak,

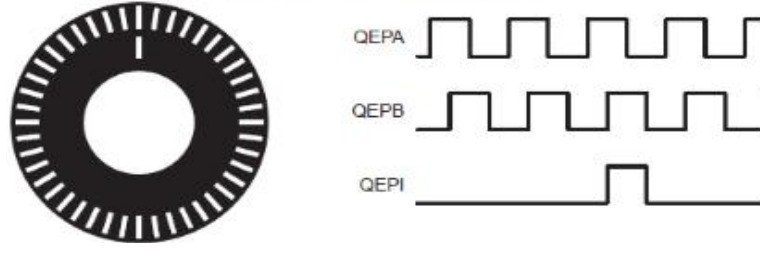
$$TBPRD = \frac{1}{2} \frac{f_{sysclockout}}{f_{P_{PWM}} \cdot CLKDIV \cdot HSPCLKDI V} \quad (4.3)$$

Örnek olarak 10 kHz' lik bir DGM frekansı için zamanlayıcı tabanlı ayar yapılırsa,

$$TBPRD = \frac{1}{2} \frac{150e6}{10000 \cdot 1.1} = 7500 \quad (4.4)$$

elde edilir. Zaman tabanlı periyot kayıtçıları gölgeleme kayıtçalarına sahiptir. Bu kayıtçılar zaman tabanlı periyodu işlemlerin gerçekleşmesi sırasında içeriğinin korunmasını sağlarlar. Bunun yanında iki ePWM modülü arasındaki senkronizasyon alt modüller ile gerçekleştirilir. Herbir ePWM modülünün girişinde senkronizasyon için, ePWMxSYNCl senkronizasyon girişi ve çıkışında ePWMxSYNCO çıkışı yer alır.

Geliştirilmiş enkoder darbe işareti modülü (eQEP), dönen makinalar için yüksek performanslı konum ve hareket sistemlerinde hız bilgisi, yön bilgisi ve konum bilgisini elde etmek için ve doğrusal veya döner artımsal enkoderler için tasarlanmış doğrudan kullanılan bir ara yüzdür.



Şekil 4.28. Enkoder yapısı ve çıkış işaretleri

Enkoderlerden yön bilgisini elde edebilmek için, enkoder diski üzerindeki boşluklar iki foto eleman yardımıyla okunur. Bu iki eleman birbirine belli bir açıyla yerleştirilerek enkoderin bağlı olduğu makina miline bağlı olarak iki adet birbirine dik işaretlerin (QEPA, QEPB) elde edilmesi sağlanır. QEPA ve QEPB işaretlerinin frekansları motor hızıyla doğru orantılıdır. Dört evreli (quadrature) enkoder üreticileri gösterge darbe işaretlerini dört adet çıkış işaretinden birine çakışık olarak elde edilmesi için standart üretimi gerçekleştirirler. Gösterge darbe işaretlerinin genişliği devir başına çeyrek, yarım veya tam periyotlu olabilir.

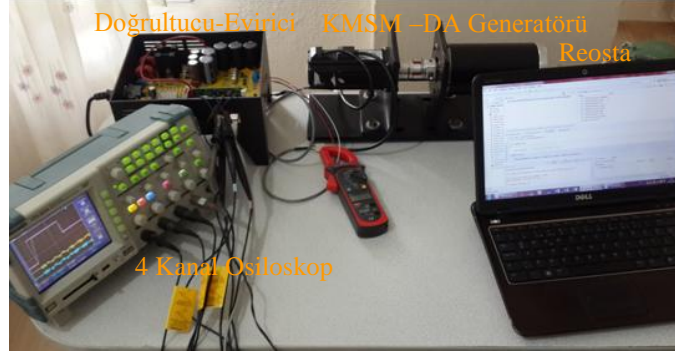
Sayısal enkoderlerde hızın elde edilmesi iki duruma bağlıdır.

$$v(k) = \frac{x(k) - x(k-1)}{T} = \frac{\Delta X}{T} \quad (4.5)$$

$$v(k) = \frac{x(k)}{t(k) - t(k-1)} = \frac{X}{\Delta T}$$

Yukarıdaki ilk eşitliğe göre hız, enkoderden okunan son sayma değeri (konum) ve bir önceki sayma değerinin farkı alınarak bilinen bir zaman değerine bölünerek elde edilir. Örneğin 2500 darbe çıkışlı artımsal enkoder için bir hesap yapılırsa, dört evreli çalışma durumunda $4 \times 2500 = 10000$ darbe işareti üretilir [178-180].

Düşük devirlerde yukarıdaki ikinci eşitlik kullanılır. Çünkü bu eşitliğin sonucu daha doğru cevap verir. Her bir darbe çıkış işareti genişliği motorun hızına bağlı olarak elde edilir. Motor hızı dört evreli darbe çıkış işaretleri arasında geçen zamandan hesaplanır. Yüksek hızlarda iki işaret arasındaki zaman daralacağından hatalı hesaplar ortaya çıkar bu yüzden ikinci eşitlik yüksek hızlarda kullanışlı değildir.



Şekil 4.29. Deneysel test düzeneği

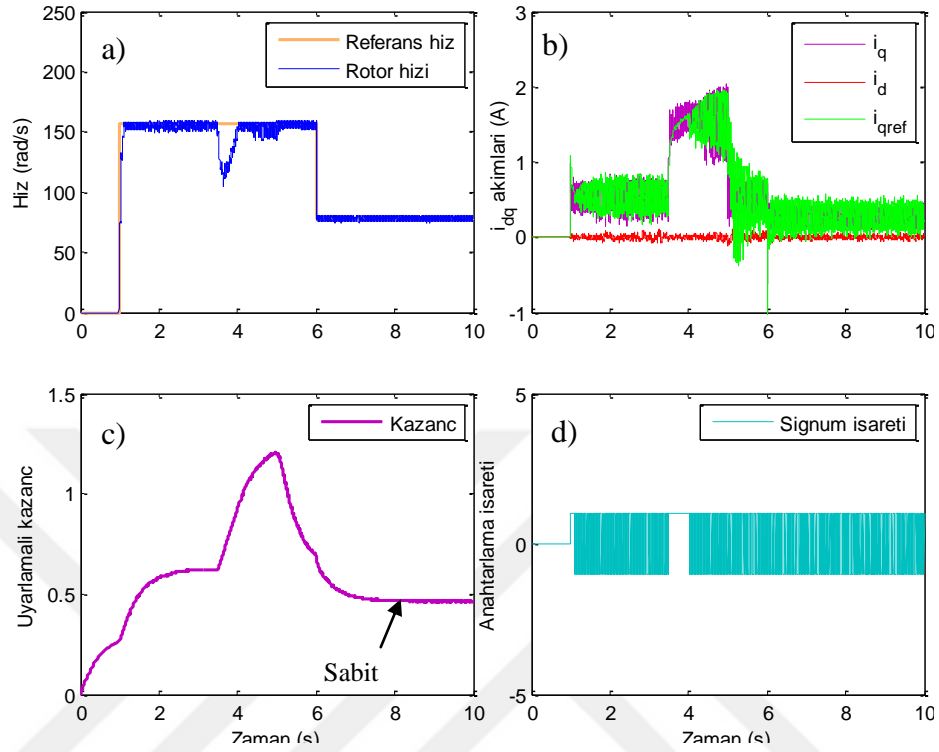
4.4. Benzeşim ve Uygulama Sonuçları

Tez çalışmasında, benzeşim ve uygulama sonuçları karşılaştırmalı olarak bu bölümde verilmektedir. Benzeşim çalışmalarında, deneysel düzeneğe ait motor ve generatör parametreleri kullanılarak sonuçlar elde edilmektedir. Benzeşim çalışmalarında PI denetleyici, kazanç uyarlamalı birinci, ikinci dereceden kayan kip yöntemleri ile üçüncü dereceden kayan kip denetime ait hız, dq akımları anahtarlama fonksiyonun değişimi ve kazanç uyarlamalarına ait değişimler sunulmaktadır. Algılayıcısız denetimde ise standart kayan kip ile Üstün Burulma-Luenberger gözlemleyici gözlemlenen $\alpha\beta$ eksenleri akımları ve zıt EMK'ları, $\alpha\beta$ eksenleri motor akımları, kestirilen konum ve hız ile gerçek hız bilgileri karşılaştırılmaktadır.

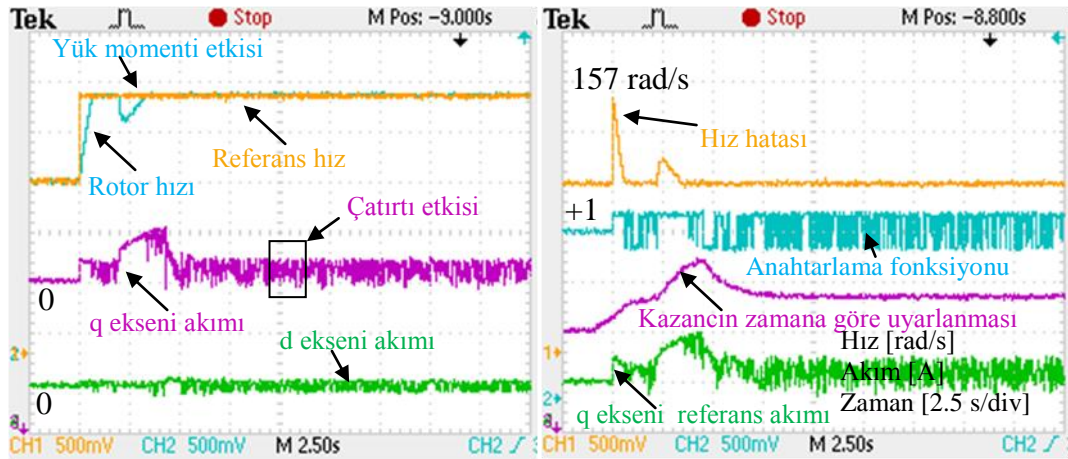
Benzeşim çalışmaları $1e^{-4}$ adım zamanına göre yapılmakla beraber uygulama devresinin adım zamanı da $1e^{-4}$ olarak kullanılmaktadır. Anahtarlama frekansı olarak 10 kHz kullandığında zamanlayıcı DGM periyodu buna göre hesaplanmaktadır. Benzeşim ve uygulama çalışmalarında, başarımlı veya performans denetimi için adım referans seçilmektedir. Adım referans değeri 0-157 rad (1500 d/d)-78,5 rad (750 d/d) değerleri kullanılmaktadır. Üçüncü dereceden model bağımsız üstün burulma denetleyici için ise, hız takibi için adım referans üzerine bindirilmiş sinüs referans değeri kullanılmaktadır.

Algılayıcısız denetimde, başlangıçta zıt EMK bilgisi sıfır olduğundan denetim açık çevrim olarak başlatılmakta ve bir süre sonra kapalı çevrime anahtarlanarak sistem denetlenmektedir. Bu sebepten dolayı algılayıcısız denetimde adım cevabı beklenemeyeceğinden adım referans yerine rampa referans değerleri kullanılmaktadır. Algılayıcısız denetim için seçilen rampa referansı değerleri, 0-62,8

rad (600 d/d), 94,2 rad (900 d/d), 125,2 rad (1200 d/d) şeklindedir. Rampa yükselme değerleri her bir referans arasında 0,5 saniye olarak ayarlanmaktadır.



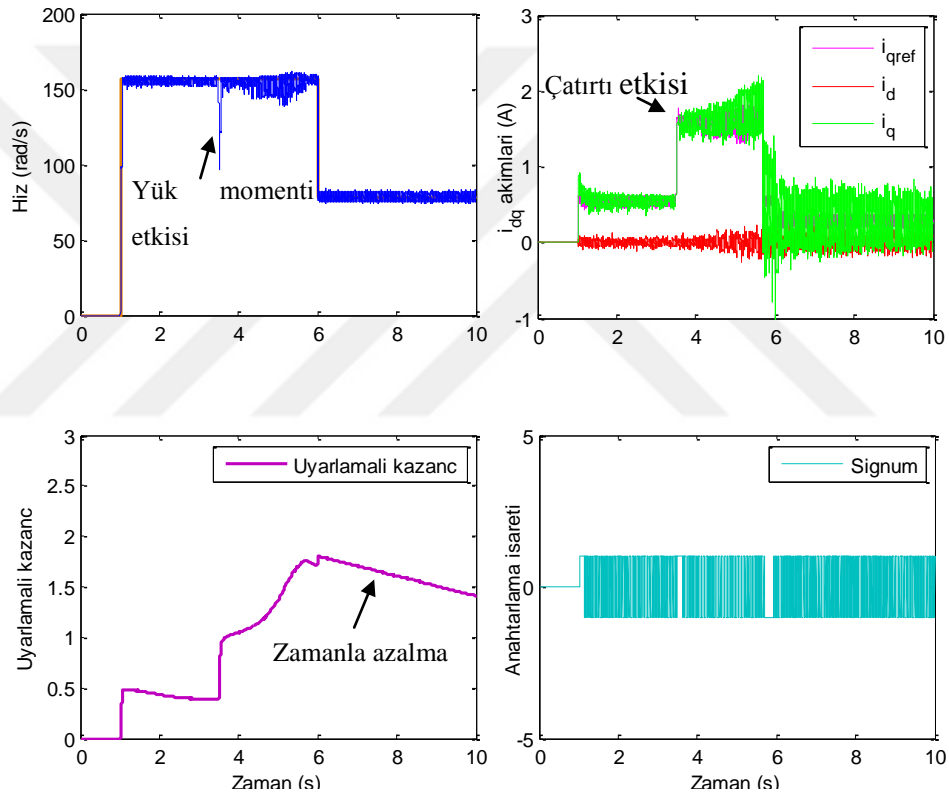
Şekil 4.30. Eşdeğer denetim tabanlı UKKD denetimi benzeşim grafikleri



Şekil 4.31. Eşdeğer denetim tabanlı UKKD denetimi uygulama grafikleri

Şekil.4.30 ve 31'de Bölüm 2.5 ve 2.3.2'de verilen eşdeğer denetim tabanlı kazanç uyarlamalı standart kayan kip denetime ait benzeşim ve uygulama grafikleri yer almaktadır. Referans hız, rotor hızı q ve d akımları incelendiğinde çatırtı etkisinin varlığı görülmektedir. Zamana göre kazanç uyarlaması etkisine bakıldığında adım

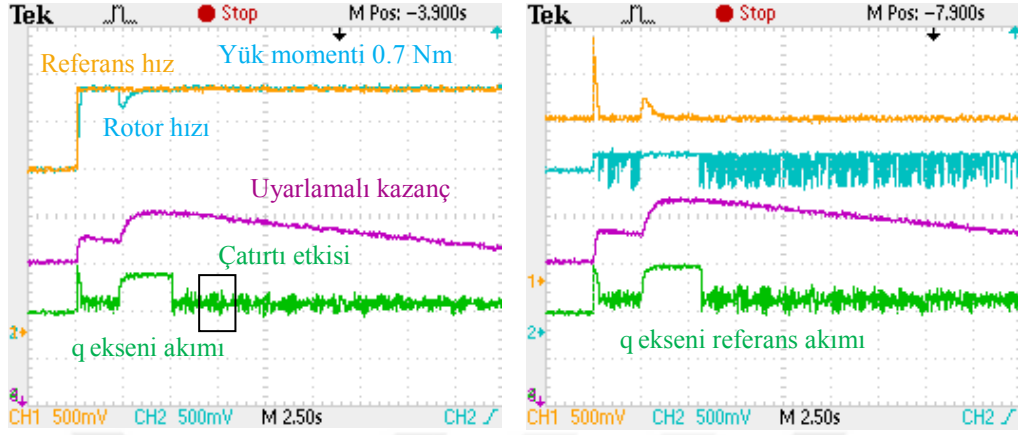
hız referansı için kazancın arttığı, rotor hızının referans değere ulaştığında yani kayan kipe ulaşıldığında ise kazancın sabit kaldığı görülmektedir. Bir sonraki aşamada makinaya uygulanan yük momentine göre kazancın yük momentinin etkisini giderebilmek için tekrar arttığı görülmektedir. Yük momentine ait bozucu etki giderildikten sonra kazancın azalarak zaman içerisinde sabit değerde etkisinin devam ettiği görülmektedir. Buna göre uyarlamalı kazanç değeri çatırtı etkisinin en az değere indirilebilmesi için azalması gerekirken sabit değerde devam ettiği sonucu çıkarılmaktadır. Diğer çıkışlara paralel olarak anahtarlama işareti cevabında da ulaşma fazı gerçekleştikten sonra anahtarlama işleminin devam ettiği izlenmektedir.



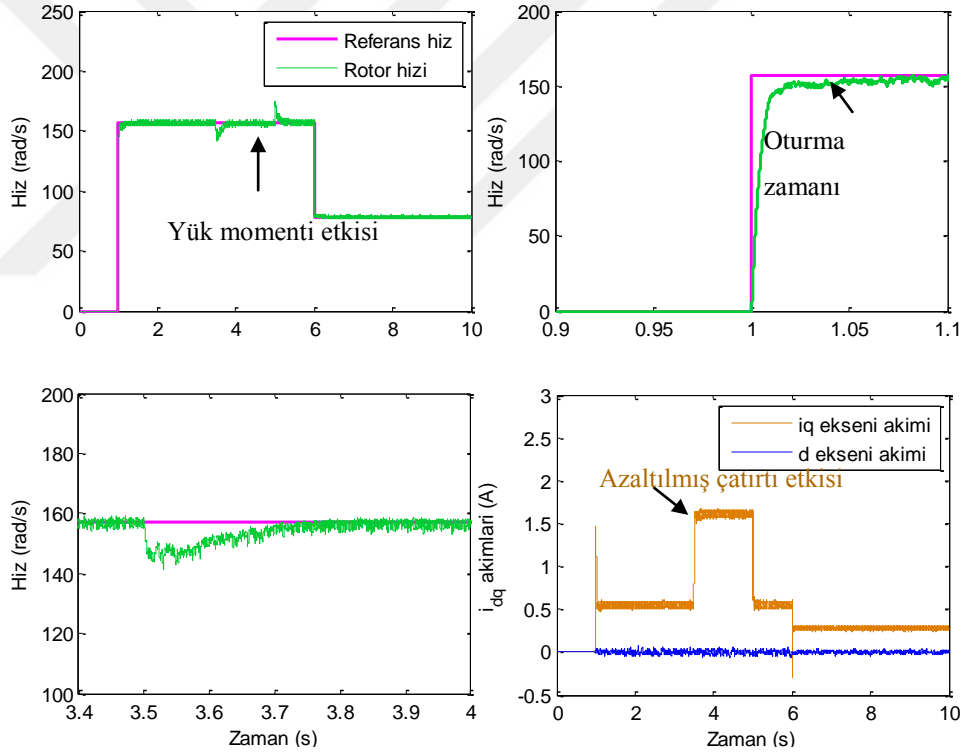
Şekil 4.32. UKKD denetimi benzeşim grafikleri

Şekil 4.32 ve 33'de Bölüm 2.5 ve 2.3.1'de verilen kazanç uyarlamalı kayan kip denetim benzeşim ve uygulama grafikleri yer almaktadır. Adım hız referansına göre rotor hızı ve d-q eksenleri akımlarına bakıldığında bir önceki algoritma ile çatırtı etkisi bakımından benzer cevaplar elde edilmekle birlikte uyarlamalı kazancın daha geç cevap verdiği anlaşılmaktadır. Buna göre çatırtı etkisi ve yük momentii etkilerinin daha fazla olduğu görülmektedir. Buna karşın uyarlamalı kazancın çatırtı etkisinin en az değere indirilmesi için azalmaya devam ettiği izlenmektedir. Anahtarlama işareti

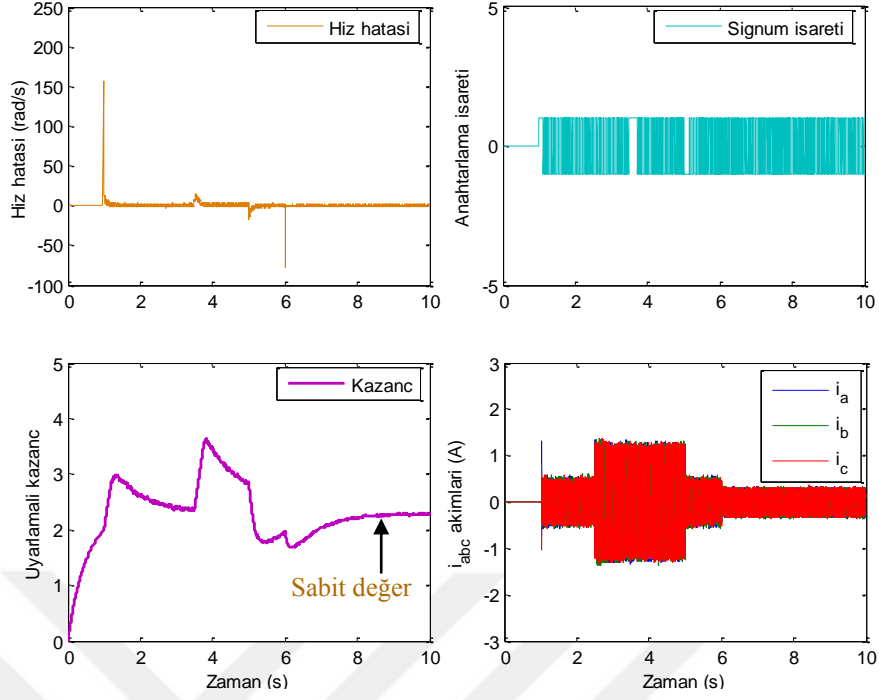
grafiği incelendiğinde kayan kipe ulaşma zamanının daha geç gerçekleştiği başka bir deneyle ulaşma fazının uzun sürdüğü görülmektedir.



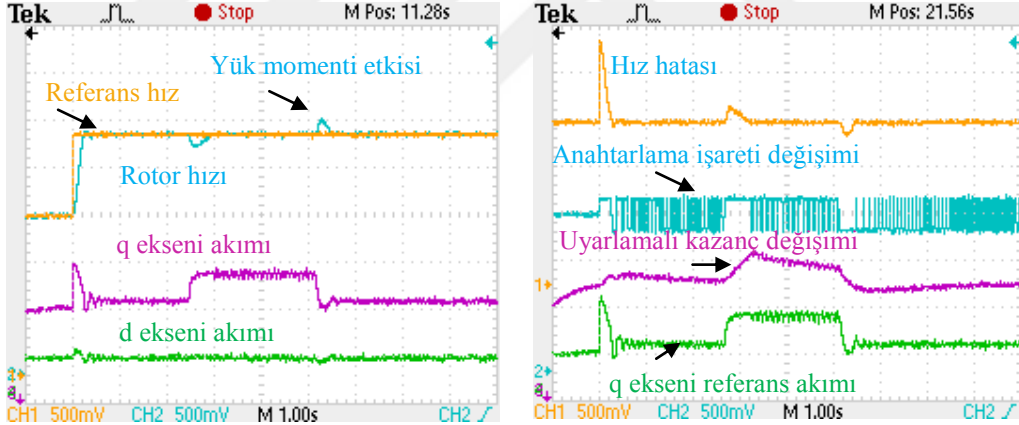
Şekil 4.33. UKKD denetimi uygulama grafikleri



Şekil 4.34. Eşdeğer denetim tabanlı UÜBD denetimi benzeşim grafikleri

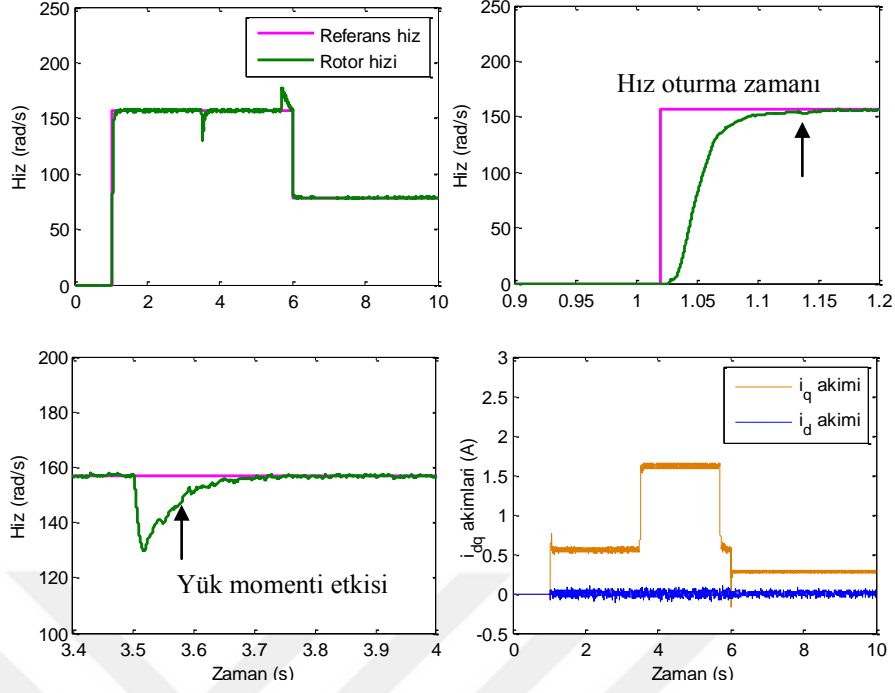


Şekil 4.35. Eşdeğer denetim tabanlı UÜBD denetimi benzeşim grafikleri

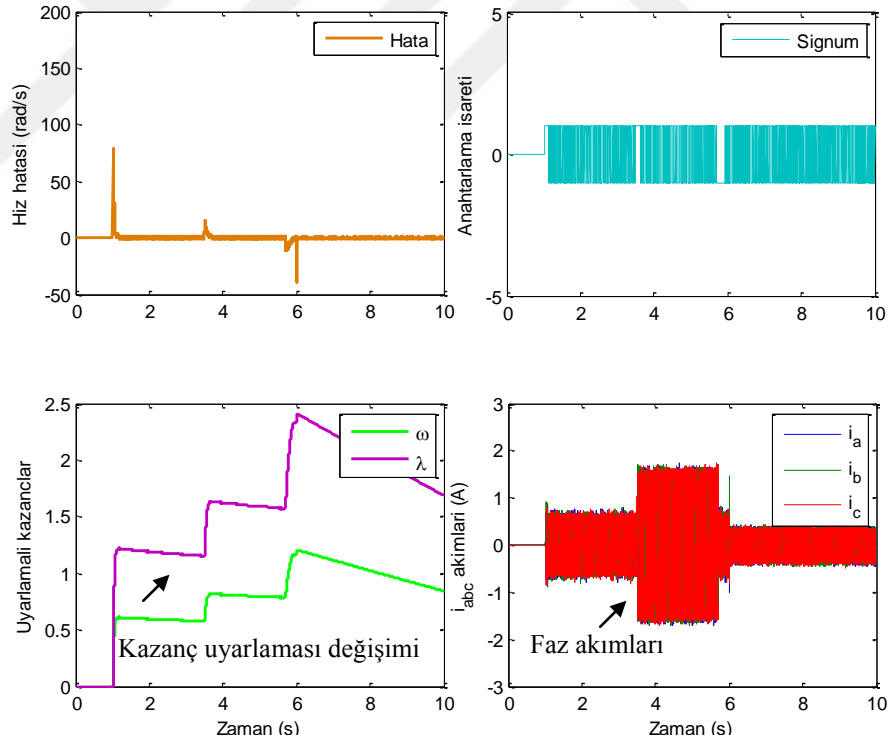


Şekil 4.36. Eşdeğer denetim tabanlı UÜBD denetimi uygulama grafikleri

Şekil 4.34,35 ve 36'da eşdeğer denetim tabanlı kazanç uyarlamalı üstün burulma denetimcisi için benzeşim ve uygulama grafikleri yer almaktadır. Kazanç uyarlamalı standart kayan kip denetime ait grafiklerle karşılaştırma yapıldığında, çaturtı eksinin azalmasından dolayı hız ve akım grafikleri çıkışında düzelmeler izlenmektedir. Bunun yanında, denetimcinin dinamik cevabında yük momenti açısından iyileşme görülmektedir. Adım hız referansına göre hız cevabının oturmasında aşma etkisi görülmemektedir. Ancak kazanç uyarlaması değeri çaturtı etkisin en aza indirilmesini sağlayacak değere inememekte ve sabit kalmaktadır.



Şekil 4.37. UÜBD denetimi benzeşim grafikleri



Şekil 4.38. UÜBD denetimi benzeşim grafikleri

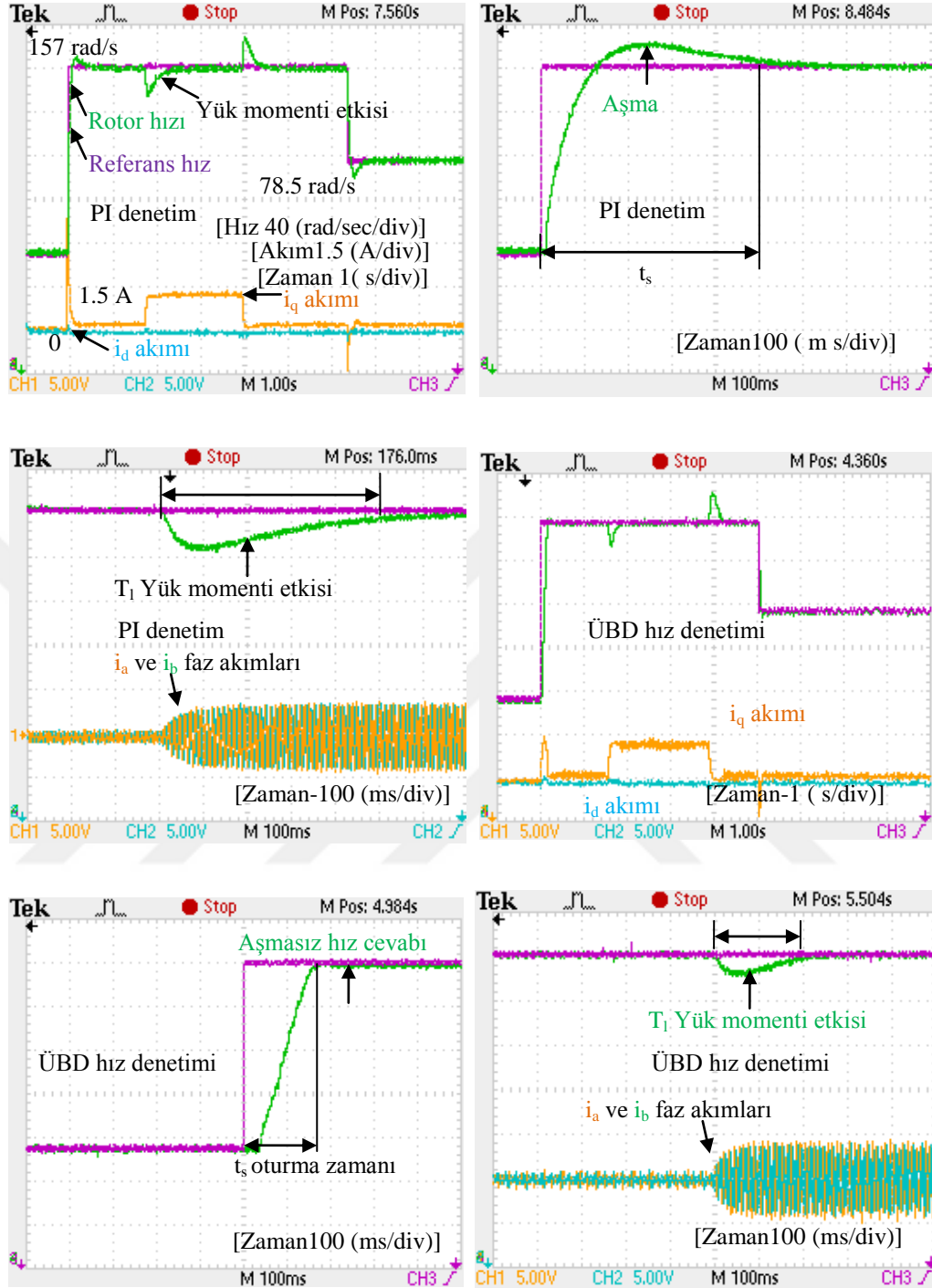
Şekil 4.37 ve 38'de kazanç uyarlamalı üstün burulma algoritmasının referans hızı, rotor hızı, d-q eksenleri akımları, hız hatası değişimleri, anahtarlama işareti değişimi, kazanç uyarlaması değişimi ve faz akımları görülmektedir.

Şekil 4.32 ve 33'deki kazanç uyarlamalı kayan kip denetim grafikleri ile karşılaştırıldığında dinamik cevabın iyileştiği, çatırtı etkisinin azaltıldığı görülmektedir. Aynı şekilde eşdeğer denetim tabanlı kazanç uyarlamalı algoritmayla karşılaştırma yapıldığında aynı etkiler görülmektedir. Çatırtı etkisini azaltmak için ana parametre olan kazanç değerinin değişimi bundan önceki algoritmalarda olduğu gibi bozucu etkinin değişimine göre dinamik olarak gerçekleşmektedir. Kayan kipe ulaşıp yalnızca anahtarlama fazı gerçekleştiği durumda kazanç etkisinin en az çatırtı değerine ulaşılan kadar azalmaya devam ettiği görülmektedir.

Şimdiye kadar sunulan algoritmalarından anlaşılacağı üzere kazanç uyarlama algoritmaları ile kullanılan KKD ve ÜBD algoritmalarının birbirlerine göre avantaj ve dezavantajları ortaya çıkmaktadır. Eşdeğer denetim tabanlı kazanç algoritması dinamik cevapta daha hızlı tepki gösterirken yük momenti gibi bozucu etkiler ortadan kalktığında sabit bir değer olarak kazancın değerini koruduğu görülmektedir. Sonuç olarak kazanç standart kayan kip denetime göre üstün burulma algoritması denetiminde çatırtı etkisinin azaltılması için kazanç değeri sürekli güncellenmektedir. Kazanç değişim hızları kullanılan algoritmalara göre farklılık göstermektedir. Bunun sonucu olarak dinamik cevap süresi değişmektedir. Kazanç uyarlaması algoritmalarında kullanılan sıfırdan büyük sabit değerler keyfi olarak seçildiğinde kazanç algoritma değerlerinin cevapları yaklaşık aynı tepkiyi göstermektedirler.

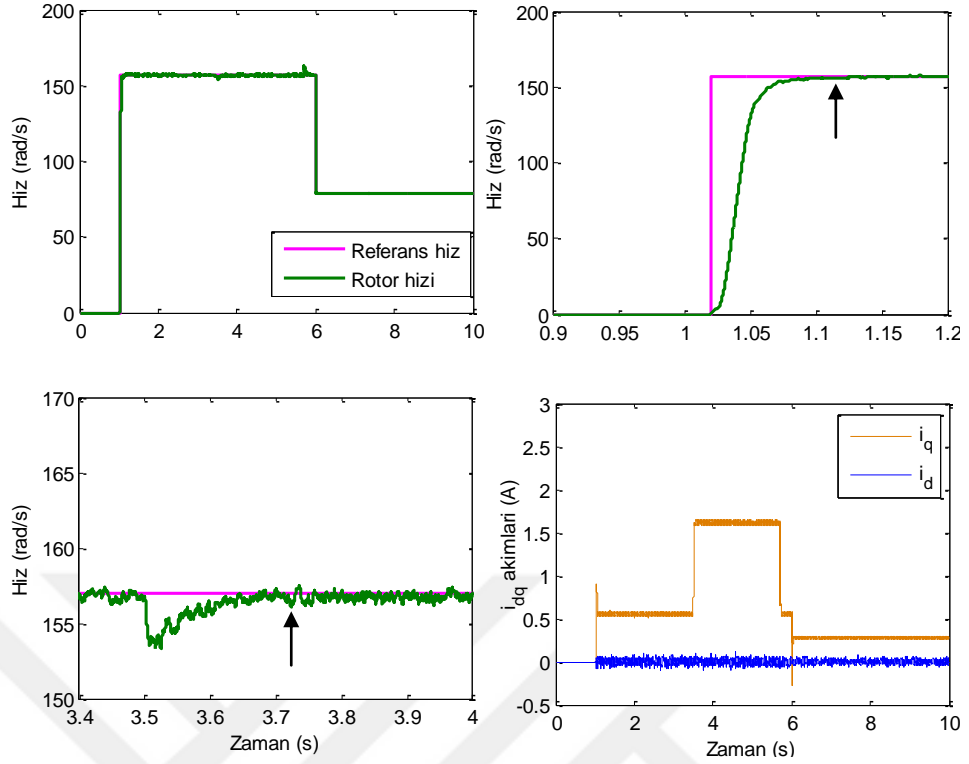
Bundan sonraki bölümlerde verilen grafiklerde, çatırtı etkisini azaltmak için model bağımsız denetimle birlikte zamanla en az değere inen uyarlamalı kazanç algoritması geliştirilerek dinamik cevabın daha da iyileştirilmesi ve çatırtı etkisinin daha da azaltılması amaçlanmaktadır. Model bağımsız algoritmada kullanılan dayanıklı tam türevleyici dinamik cevabın geliştirilmesine yardımcı olmaktadır.

Şekil 4.39'da klasik PI denetime ait hız ve akım grafikleri ile sabit kazançlı üstün burulma denetimcisine ait hız ve akım uygulama grafikleri yer almaktadır. Sunulan bu grafikler hız yükselme zamanı, oturma zamanı, aynı yük momenti koşullarında durumunda verilen tepkiler bakımından incelenmektedir. Bu grafiklere göre üstün burulma algoritması PI denetime göre daha iyi dinamik cevap sağlamaktadır.

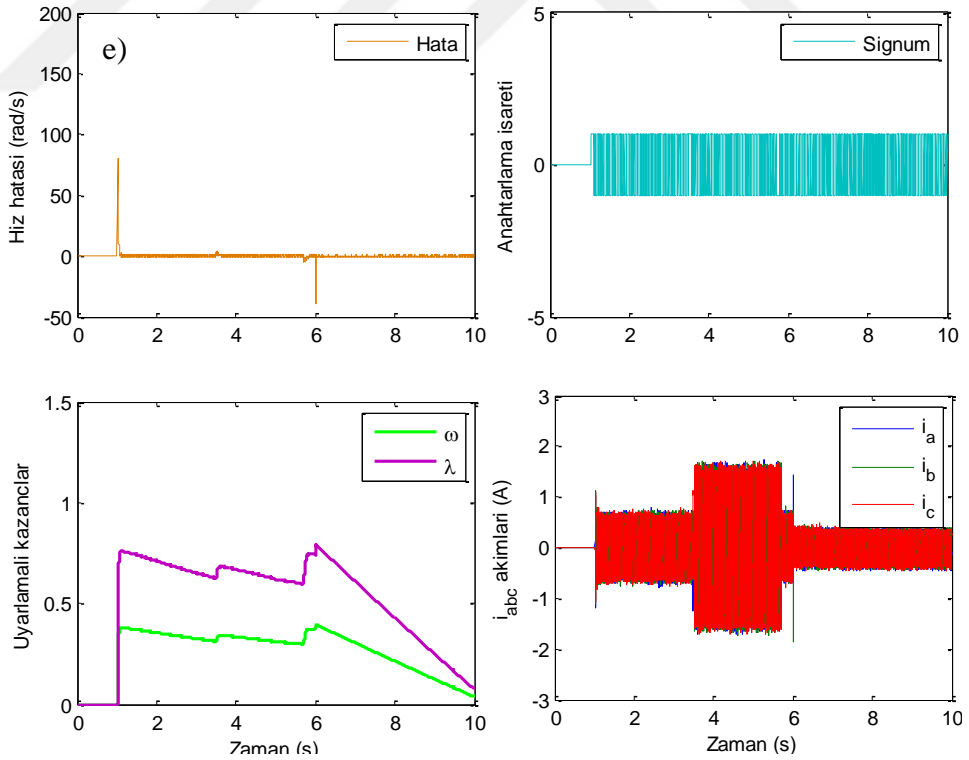


Şekil 4.39. Uyarlamalı ÜBD uygulama grafikleri

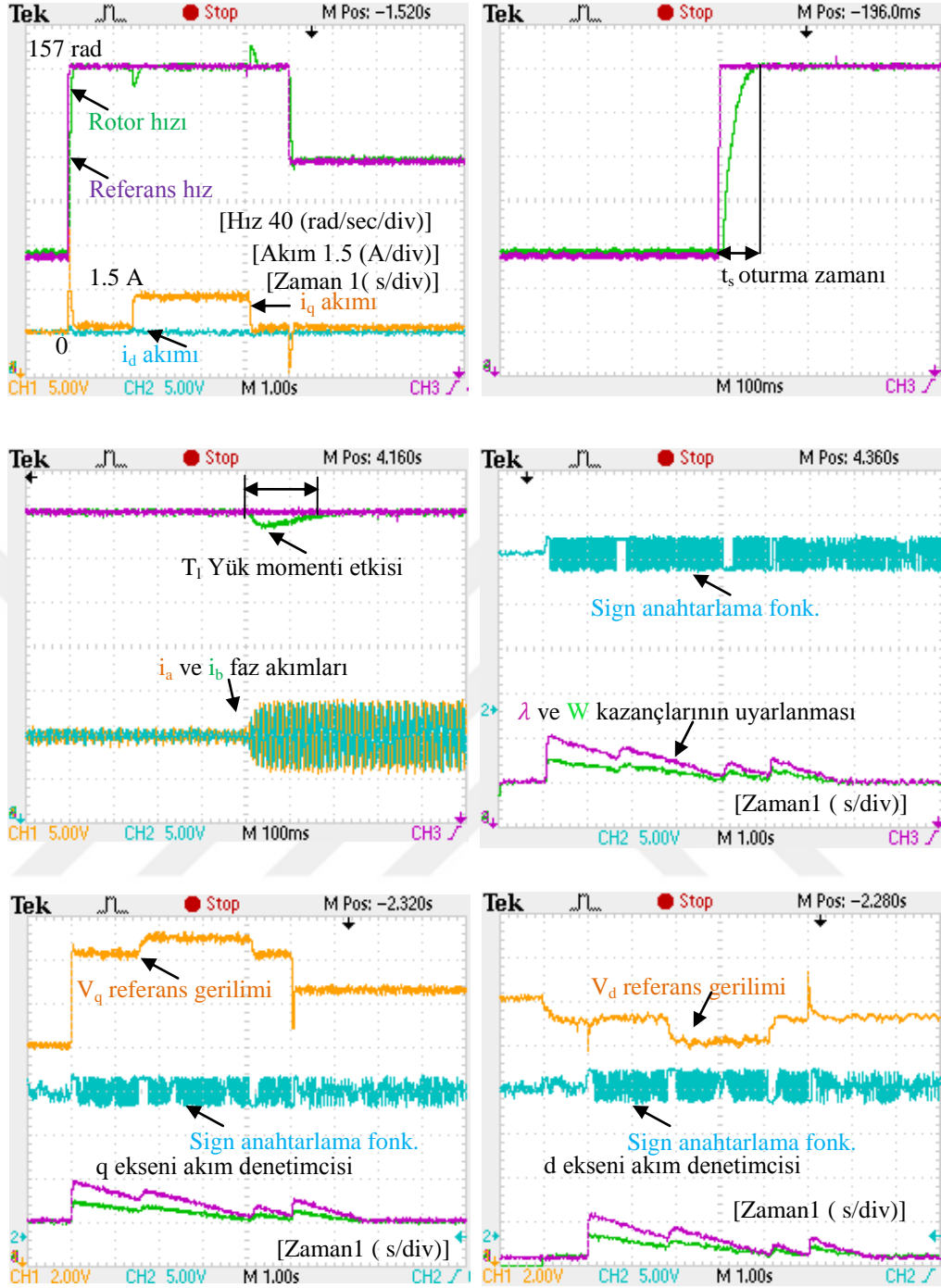
Şekil 4.39’da sunulan PI denetimci ve üstün burulma denetimcisi uygulama grafiklerine göre, PI denetimde adım referans için aşma meydana geldiği ve oturma zamanının yaklaşık 500 ms olarak gerçekleştiği görülmektedir. Üstün burulma denetimcisi için bu zaman yaklaşık 200 ms gibi bir değere inmektedir ve referans değere ulaşılırken rotor hızında aşma meydana gelmemektedir.



Şekil 4.40. Model bağımsız UÜBD benzeşim grafikleri



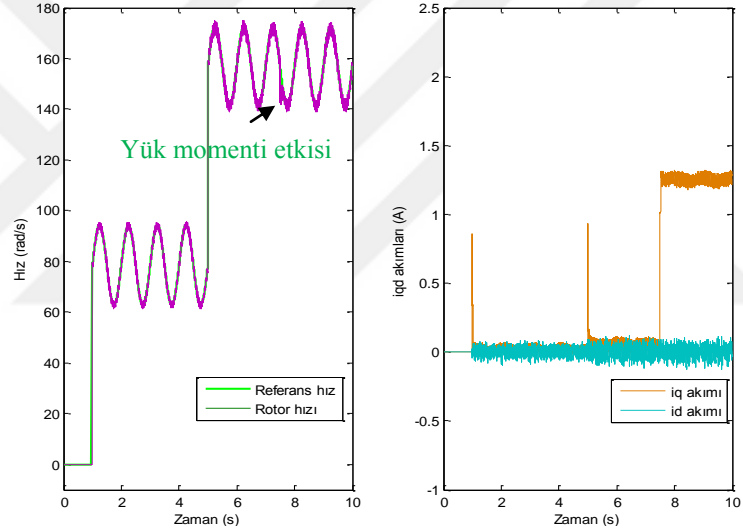
Şekil 4.41. Model bağımsız UÜBD benzeşim grafikleri



Şekil 4.42. Model bağımsız UÜBD uygulama grafikleri

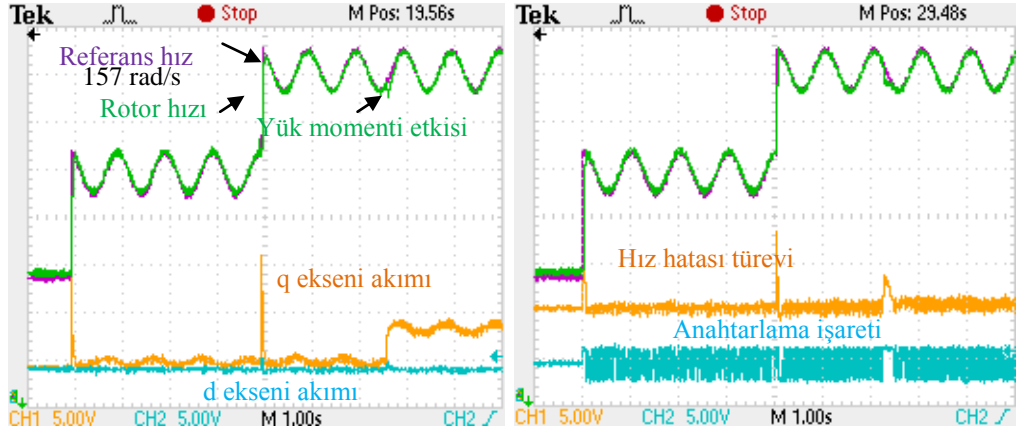
Şekil 4.40,41 ve 42’de model bağımsız kazanç uyarlamalı üstün burulma denetimcisine ait benzeşim ve uygulama grafikleri yer almaktadır. Bir denetimciden beklenen temel özellikler iyi bir dinamik cevap, bozucu etkilere karşı dayanıklılık, parametrelerden bağımsız olma özelliği ve diğer özelliklerdir. Model bağımsız UÜBD algoritması ile istenen bu özellikler karşılanmaktadır.

Önerilen model bağımsız kazanç uyarlamalı ÜBD denetim yöntemi ile bundan önceki grafiklerde gözlenen yavaş yükselme zamanı, aşma, yük momentine karşı dayanıklılıkta azalma gibi olumsuz yönler azaltılmaktadır. KMSM mekanik zaman sabiti ile uyumlu olarak 100 msn'de referans hız değerine ulaşmaktadır. Bununla birlikte rotor hızının referans hıza yaklaşması sırasında herhangi bir aşma durumu görülmemektedir. Bu algoritma, diğer algoritmalara göre daha hızlı cevap vermekle birlikte yük momenti ve diğer bozucu etki olmaması durumunda kazançları en az değerine indirmektedir. Bu durum çatırtı etkisinin giderek azaldığını göstermektedir. Bununla birlikte üstün burulma denetimcisinin model bağımsız denetim algoritması ile beraber kullanımı ile yük momenti gibi etkilere karşı dayanıklılık arttırılmaktadır. Akım döngülerinde kullanılan denetimcilere ait grafikler Şekil 4.42'de verilmektedir.



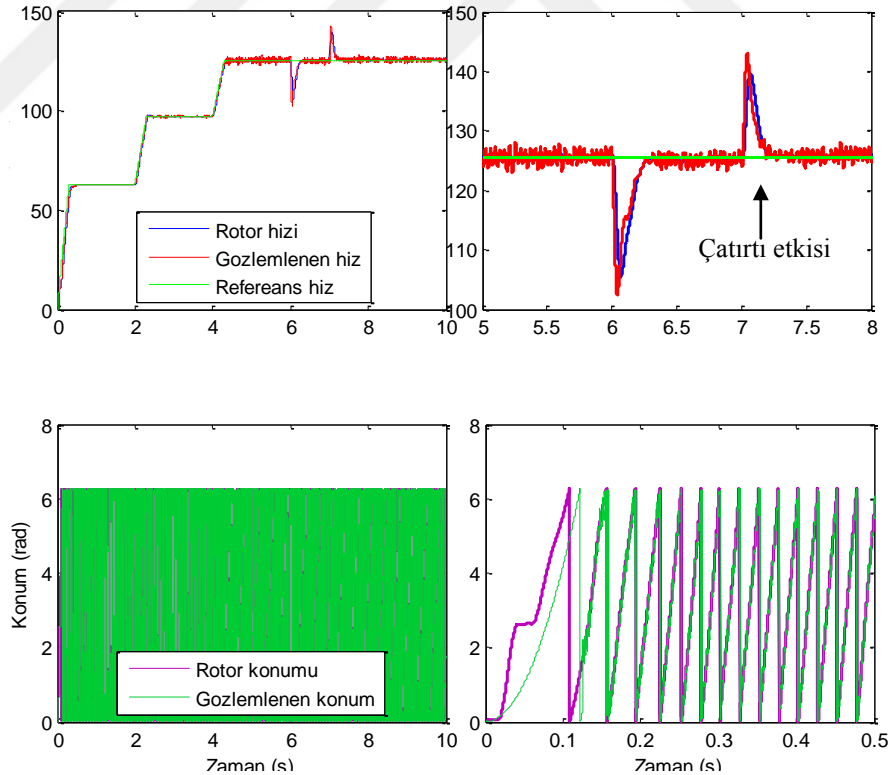
Şekil 4.43. Model bağımsız üçüncü dereceden ÜBD benzeşim grafikleri

Şekil 4.43'te model bağımsız üstün burulma denetimcine ait benzeşim grafikleri görülmektedir. q eksenini denetim döngüsünde iki denetimci döngüsüsü yerine tek döngü ile gerçekleştirilebilen hız denetimi sayesinde kaskat yapı ortadan kaldırılmaktadır. Adım hız referansı ile birlikte sinüs hız referansının toplanmasıyla toplam referans giriş değeri elde edilmektedir.

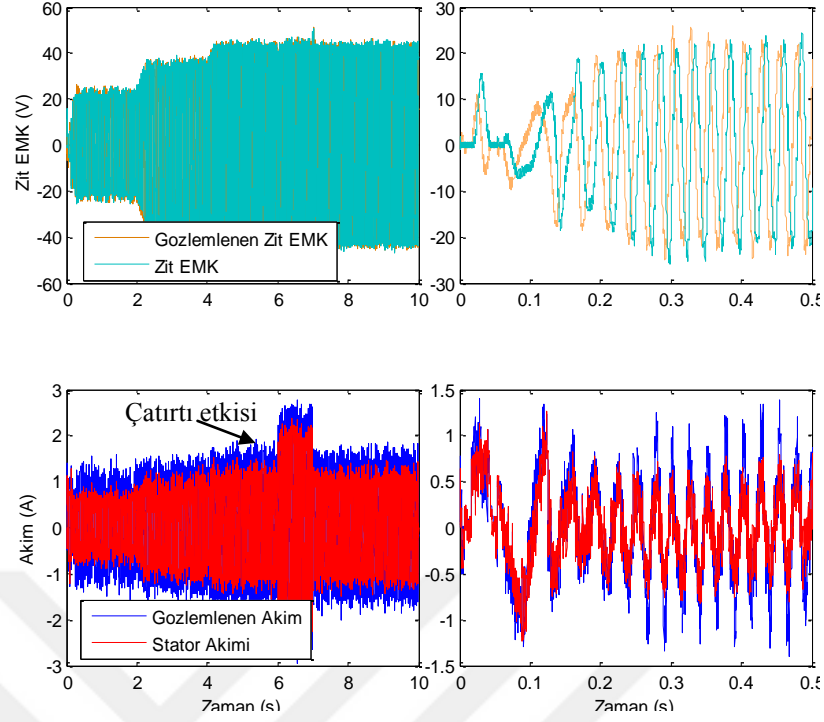


Şekil 4.44. Model bağımsız üçüncü dereceden ÜBD uygulama grafikleri

Şekil 4.44'te model bağımsız üçüncü dereceden üstün burulma algoritmasına ait uygulama grafikleri yer almaktadır. Hız ve q eksen akım döngüsünün tek denetimi ile gerçekleştirilmesi ve model bağımsız yapı kullanılması sayesinde hız takibi yapılabilmektedir. d ekseninde, üstün burulma denetimi kullanılarak denetim gerçekleştirilmektedir.



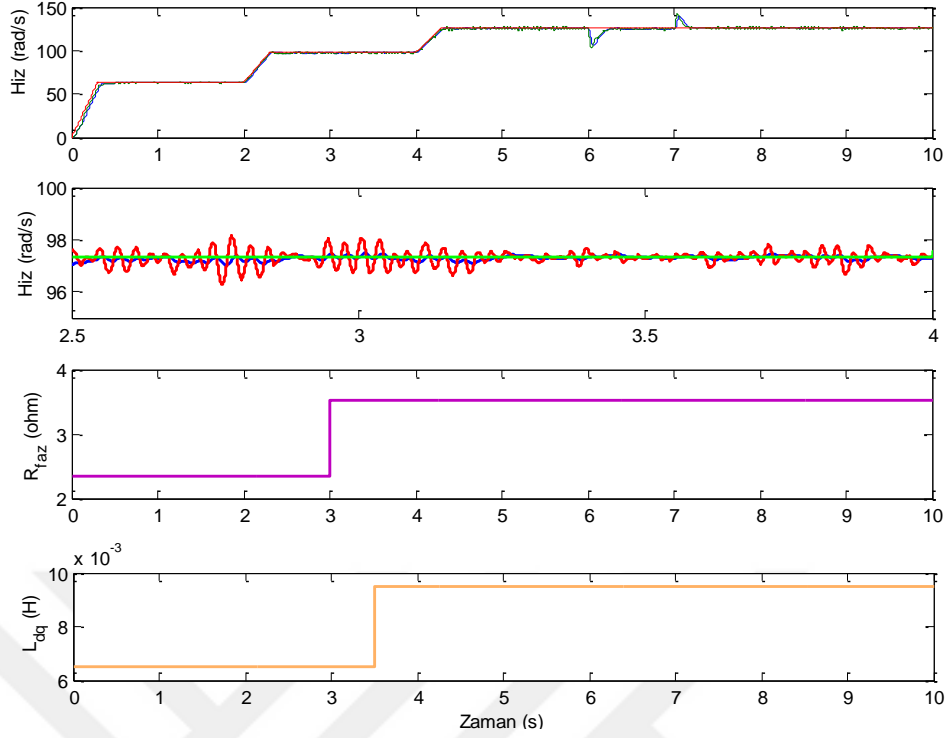
Şekil 4.45. KKG Gözlemleyici benzeşim grafikleri



Şekil 4.46. KKG Gözlemleyici benzeşim grafikleri

Şekil 4.45 ve 46’da standart kayan kip gözlemleyiciye ait benzeşim grafikleri yer almaktadır. 600,900 ve 1200 d/d için rampa referans hız için gözlemleyici çıkışından elde edilen gözlemlenen konum, gerçek konum, referans hız, gözlemlenen hız, rotor hızı, gözlemlenen zıt EMK, kestirilen akım ve stator akımları incelendiğinde çatırtı etkisi tüm durum değişkenleri ve büyüklüklerde izlenmektedir. Gerçek konum ile gözlemlenen konum arasındaki fark motor açık çevrim yol aldıktan sonra kapanmaktadır. Zıt EMK bilgilerinin elde edilmesi alçak geçiren filtre yoluyla gerçekleştirilmektedir.

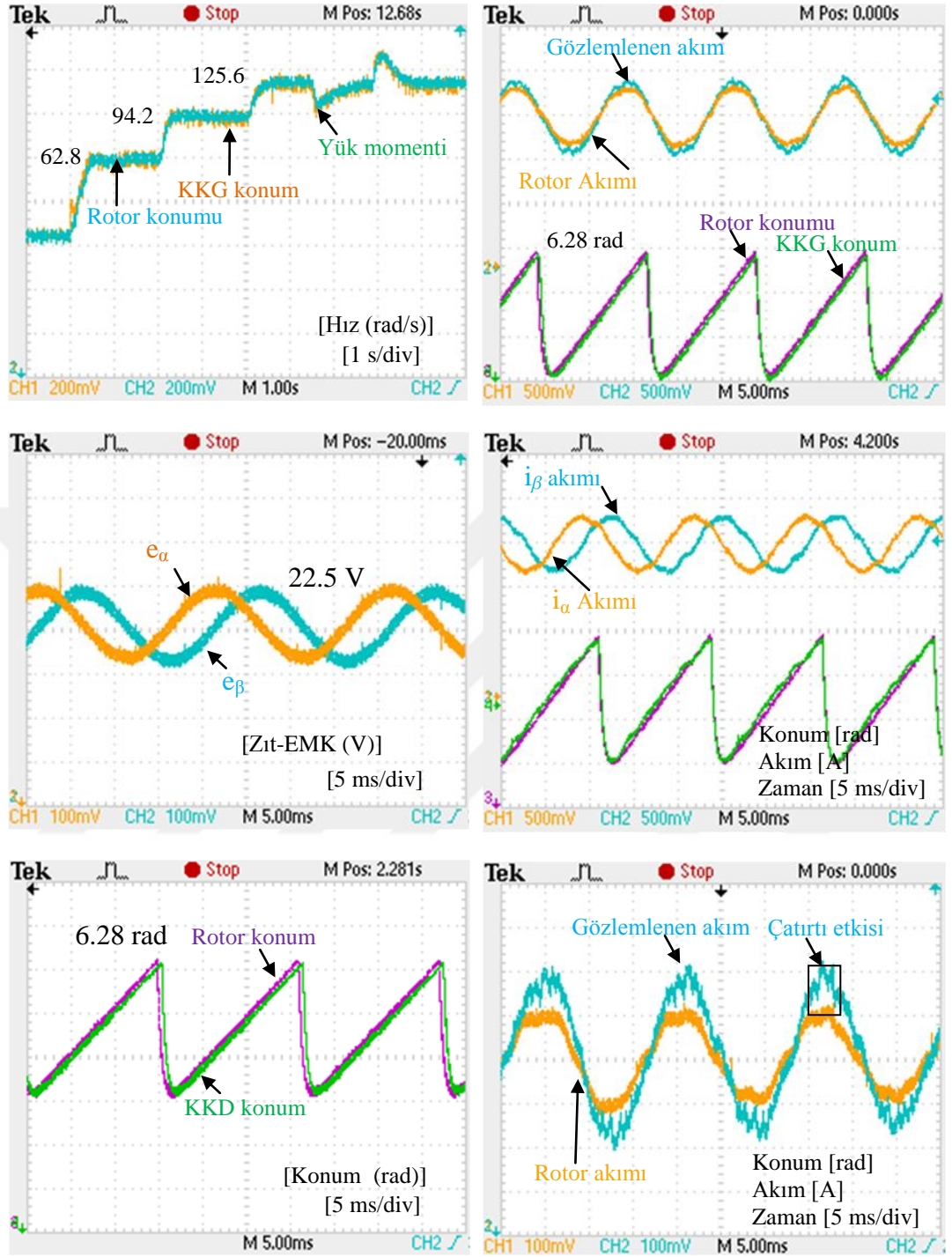
Kayan kipli gözlemleyici ve zıt EMK tabanlı diğer gözlemleyici çeşitlerinde stator akımlarını kestirmek ve zıt EMK bilgisini elde etmek için parametre bilgisi kullanılmaktadır. Kayan kip gözlemleyicinin diğer gözlemleyici çeşitlerine en önemli özelliklerinden biri olan parametre değişimlerine karşı dayanıklıdır. Ayrıca sistem denetiminde bilinmeyen veya modellenemeyen sistem değişkenleri içinde dayanıklılık ve değişmezlik özelliği geçerlidir. Standart kayan kip gözlemleyicinin en büyük dezavantajının zıt EMK bilgisi elde etmek için alçak geçiren filtreye ihtiyaç duymasındır.



Şekil 4.47. KKG Gözlemleyici parametre değişimi benzeşim grafikleri

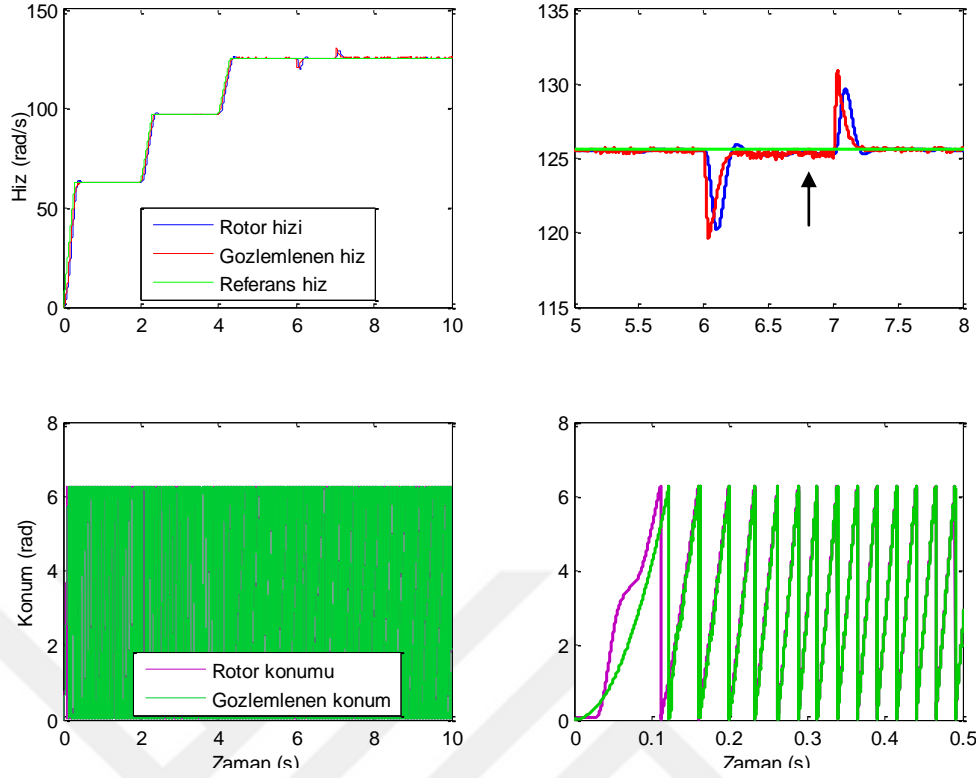
Şekil 4.47’te KKG gözlemleyicisinin parametre etkilerine karşı dayanıklılığını incelemek amacı ile faz direnci ve endüktans değeri belli bir oranda değiştirilmektedir. Direnç ve endüktans değerine göre yapılan değişimlere karşı gözlemleyici hızı ve rotor hızında büyük değerli bir değişim gözlenmemektedir. Bu durum KKG’nin parametre değişimlerine karşı dayanıklı olduğunu ispatlamaktadır.

Şekil 4.48’te yukarıda benzeşim grafikleri verilen KKG gözlemleyicisine ait uygulama grafikleri verilmektedir. Şekil 4.48’de gözlemleyici hız çıkışı, gerçek rotor hızı değişimi görülmektedir. Ayrıca 6,5-8,5 saniyeleri arasında yük momenti uygulanmaktadır. Grafiklerden anlaşılacağı üzere çatırtı etkisi gözlemleyici hızını etkilediğinden aynı etki rotor hızında da görülmektedir. Şekil 4.48’de sırası ile α - β eksenleri zıt EMK bilgileri, gözlemlenen konum ve rotor konum bilgilerine yer verilmektedir. Şekil 4.48 grafiklerine bakıldığında akım, zıt EMK ve hız bilgilerinin birbirleri ile uyumlu olarak çatırtı etkisine maruz kaldığı görülmektedir.

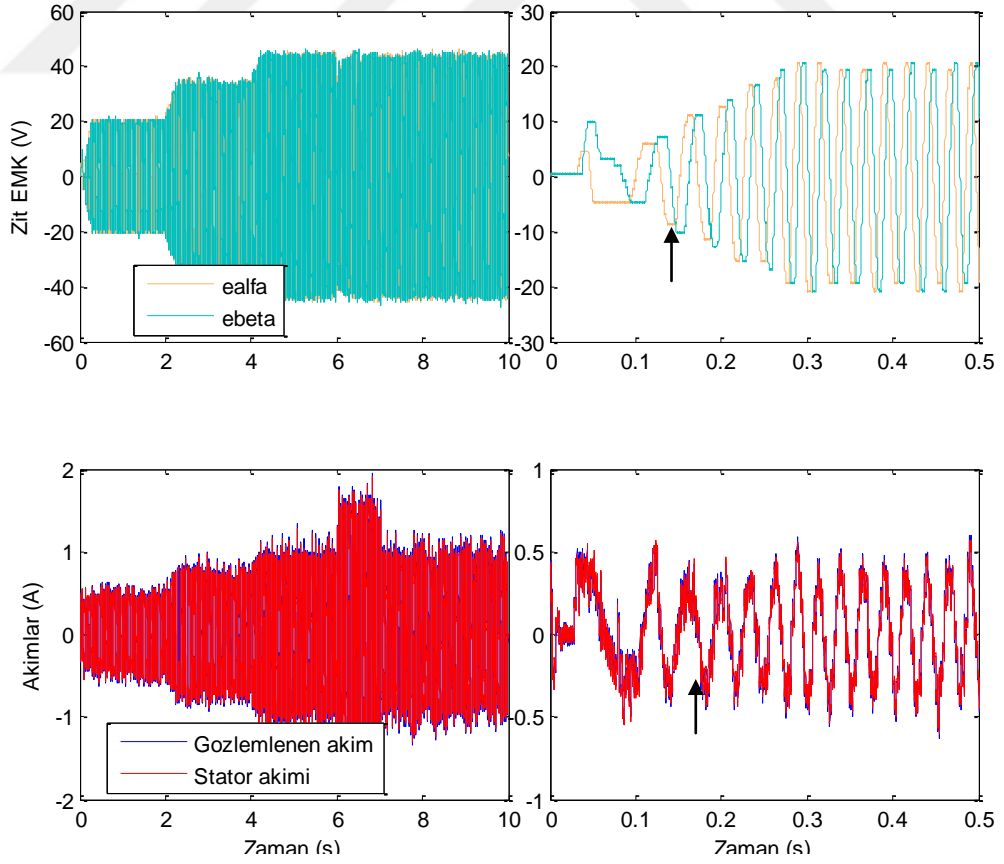


Şekil 4.48. KKG Gözlemleyici uygulama grafikleri

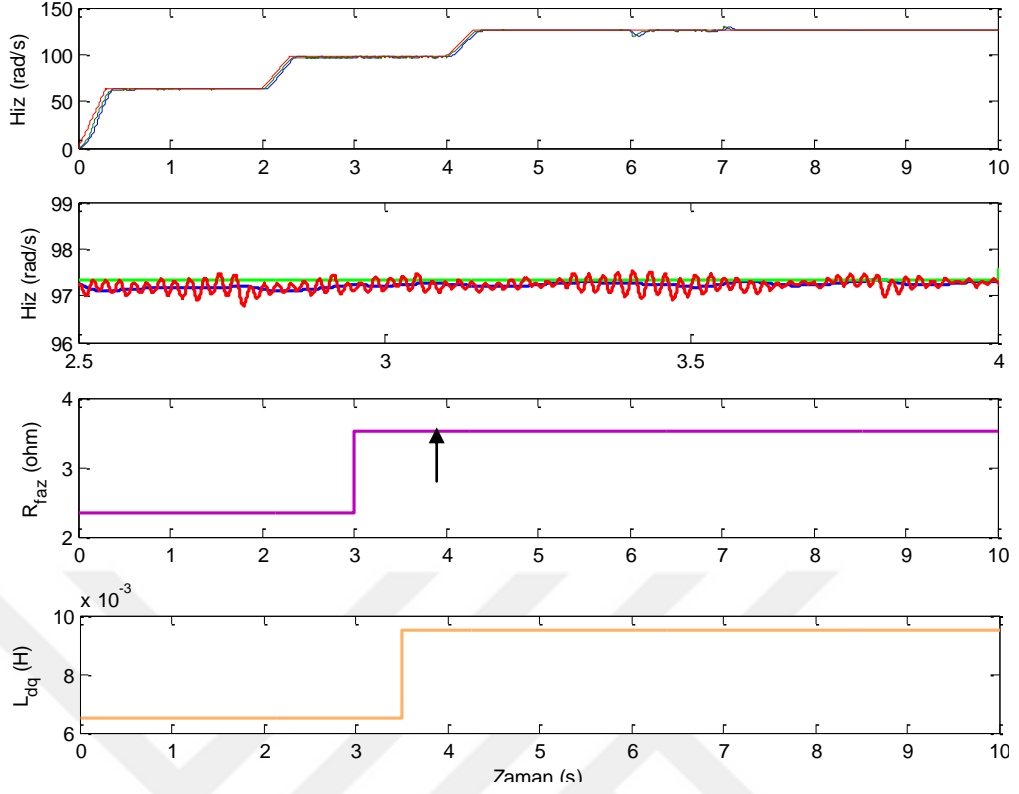
Şekil 4.49, 4.50 ve 4.51’de üstün burulma-Luenberger gözlemleyicisine ait benzeşim grafikleri yer almaktadır. Şekil 4.47’de R ve L parametrelerinin değişimi durumunda gözlemleyici değişkenlerine etkisi görülmektedir.



Şekil 4.49. ÜBL Gözlemleyici hız konum benzeşim grafikleri



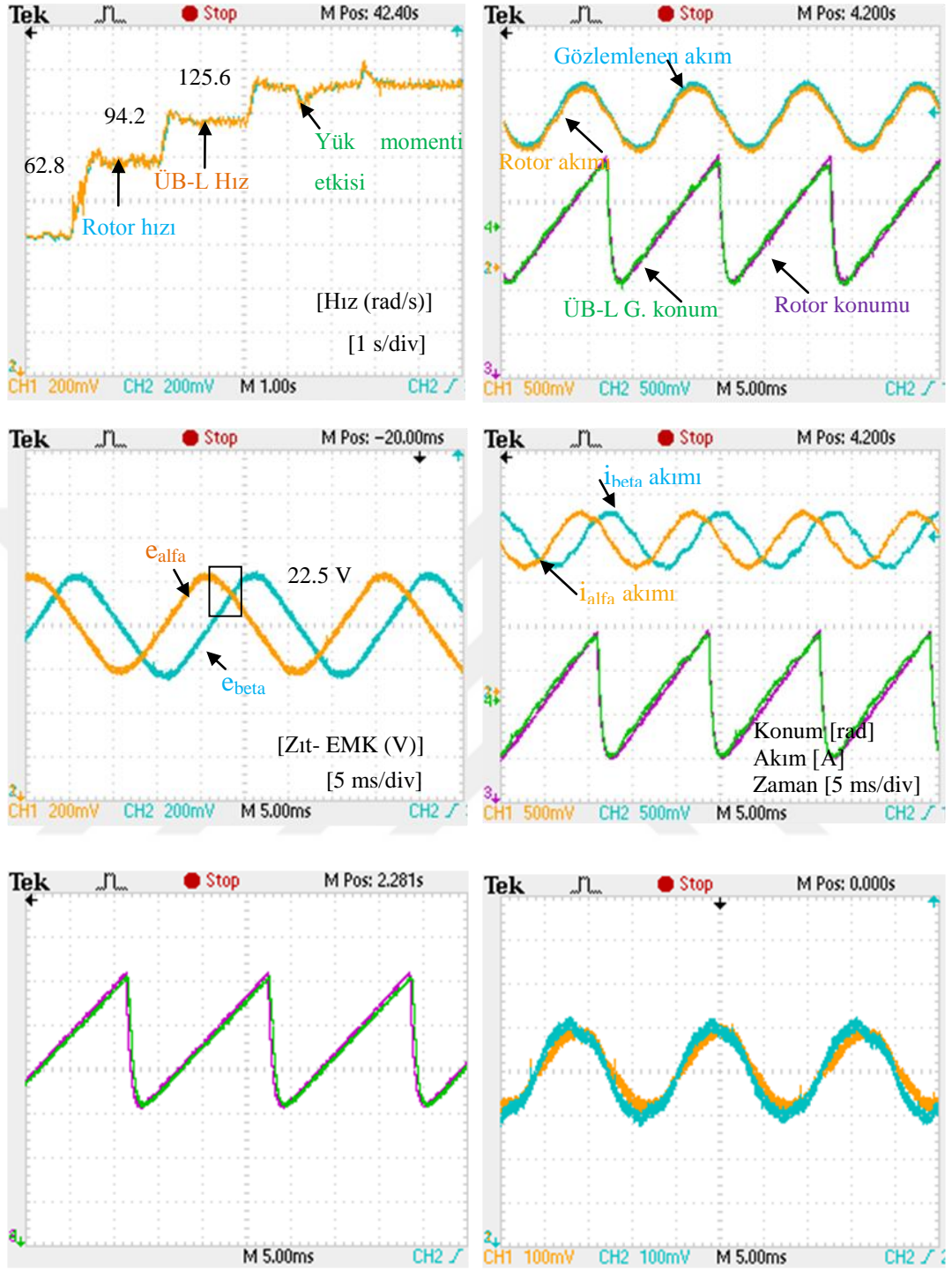
Şekil 4.50. ÜBL Gözlemleyici akım zıt EMK benzeşim grafikleri



Şekil 4.51. ÜBL Gözlemleyici için parametre değişimi benzeşim grafikleri

Şekil 4.49’te yer alan referans, gözlemlenen hız ve rotor hızı Şekil 4.41’deki grafiklerle karşılaştırıldığında çaptırtı etkisinin azaldığı ve yük momentine karşı gösterilen dinamik davranışın iyileştiği görülmektedir. Şekil 4.50 ve 4.46 birbiri ile karşılaştırıldığında zıt-EMK ve akım grafiklerinde de çaptırtı etkisinin azaldığı izlenmektedir.

Şekil 4.49,50,51 ile benzeşim grafikleri ve Şekil 4.52 uygulama grafikleri incelendiğinde ÜBL gözlemleyicisinin her iki durumda da benzer çıkış değerlerine sahip olduğu görülmektedir. Şekil 4.52’de üstün ÜBL gözlemleyicisinin uygulama grafikleri yer almaktadır. Şekil 4.48’de yer alan KKG gözlemleyici uygulama grafikleri ile karşılaştırma yapılırsa hız, zıt EMK, akım ve konum grafiklerinin tümünde çaptırtı etkisinin azaltıldığı görülmektedir.



Şekil 4.52. ÜBL Gözlemleyici uygulama grafikleri

5. SONUÇLAR ve ÖNERİLER

Bu tez çalışmasında 3 fazlı KMSM'nin uyarlamalı klasik kayan kip ve uyarlamalı yüksek dereceli (ikinci ve üçüncü dereceden) kayan kip teknikleri kullanılarak hız denetimi yapılmaktadır. İlave olarak ikinci dereceden kayan kip tekniği olan üstün burulma-Luenberger gözlemleyicisi ile mekanik algılayıcısız hız denetimi yapılmaktadır.

Denetimler, dinamik cevap, parametrelerin değişimine karşı dayanıklı olma açısından ve yük momenti ile modellenemeyen parametrelerin oluşturduğu bozucu etkilerin varlığında karşılaştırmalı olarak benzeşim ve deneysel sonuçlar üzerinden incelenmektedir. Tüm benzeşim ve deneysel sonuçlarda PI denetimci, kazanç uyarlamalı standart kayan kip denetimci ve kazanç uyarlamalı yüksek dereceli kayan kip denetimci cevap açısından karşılaştırılmaktadır.

Denetim yöntemi olarak seçilen kayan kip denetiminin parametre değişimlerine karşı ve bozucu etkilere karşı dayanıklılık gibi avantajlarının yanında istenmeyen etki olan çatırtı etkisinin giderilmesi için kazanç uyarlama algoritmaları sunulmaktadır. Bunun yanında çatırtı etkisinin giderilmesi için ve parametrelerden bağımsız olan model bağımsız üçüncü dereceden kayan kip denetim uygulanmaktadır.

İkinci dereceden kayan kip yöntemlerinden olan çatırtı etkisinin azaltılmasına yönelik en fazla verimi vermeye aday olan üstün burulma gözlemleyicisi ile Luenberger gözlemleyicisi birleştirilerek klasik kayan kip gözlemleyicinin sahip olduğu alçak geçiren filtre etkisinin kaldırılması, doğrusal ve doğrusal olmayan bozucuların etkilerinin azaltılması amaçlanmaktadır.

Benzeşim ve deneysel sonuçlar sırası ile karşılaştırıldığında, elde edilen bulgular aşağıdaki paragraflarda açıklanmaktadır:

Klasik PI denetimi adım cevabında aşma göstermektedir. Bunun yanında referans hız değerine oturması için geçen zaman kayan kip denetimciden daha fazla

olmaktadır. Yük momenti değişikliğinde denetiminin cevabı diğer yöntemlere göre daha geç olmaktadır. Ayrıca farklı referans değerlerinde aşma değeri değişmektedir.

Eşdeğer denetim tabanlı uyarmalı klasik kayan kip denetimci adım cevabında herhangi bir aşma etkisi göstermemektedir. Ancak hata cevabına göre değişen dinamik uyarılama kazancının tepkisi yavaş olmaktadır. Klasik kayan kip denetimci parametrelere bağımlı olduğundan ve bu parametrelerin oluşturduğu çarpan etkilerinden dolayı vektör denetim d-q eksenleri akım geri beslemelerinde yoğun çatırtı etkisi görülmektedir. Hız hatasının azalması ile kazanç uyarlaması azaldığından buna paralel olarak çatırtı etkisi zamanla azalmaktadır. Uyarlamalı kazanç etkisi yük momentinin varlığında ve referans değişiminde gerekli kazanç değerini üretmekte ancak bu kazanç değeri diğer denetimcilerle karşılaştırıldığında minimum değerine inmemektedir.

Diğer bir uyarlamalı birinci dereceden kayan kip tekniğinde ise temel denetim yapısı aynıdır. Denetim tekniği, dinamik uyarılama cevaplarına göre incelendiğinde adım cevapta aşma görülmemektedir. Ancak uyarlamalı kazanç cevabı yavaş olarak gerçekteşmektedir. Parametre bağımlılığı ve bu sebepten dolayı çatırtı etkisi gözlenmektedir. Yük momentinin uygulandığında, uyarılama durumuna göre cevap süresi uzun olmaktadır. Eşdeğer denetim tekniğine göre uyarlamalı kazanç etkisi zamanla azalmakta ve dayanıklılık özelliğini gerçekteştirebilecek minimum değere ulaşmaktadır.

İkinci dereceden üstün burulma algoritması ile beraber uygulanan eşdeğer denetim tekniği tabanlı uyarılama algoritmasının cevapları incelendiğinde, klasik kazanç uyarlamalı kayan kip tekniğine göre iyileşmeler görülmektedir. Klasik yöntemde olduğu gibi, adım referansına göre hız cevabında aşma görülmemektedir. Bunun yanında cevap süresinde iyileşme görülmektedir. Parametre bağımsız olan üstün burulma algoritması dayanıklılık özelliği bakımından klasik yöntemle göre aynı avantajları korumaktadır. Referans değere ulaşıldıktan sonra ve yük momenti etkisi kalktığında uyarlamalı kazancın sabit bir değerde kaldığı gözlenmektedir. Bu sebeple en küçük değere ulaşılmadığından çatırtı etkisinin az da olsa varlığı devam etmektedir.

Diğer kazanç uyarlamalı üstün burulma algoritmasının cevabı incelendiğinde ise bir önceki yöntemle benzer etkiler görülmektedir. Çatırtı etkisinin azaltılmasına ilave olarak uyarlamalı kazanç değeri en az değere yaklaşmaktadır. Bu açıdan çatırtı etkisini en az değerine indirildiği söylenebilir.

Önerilen model bağımsız denetim yöntemi ve uyarlamalı kazanç algoritması üstün burulma algoritması ile gerçekleştirildiğinde, referans hız değerine karşılık KMSM'nin mekanik zaman sabitine en yakın hız cevabı elde edilmektedir. Diğer bir deyişle hız cevabı iyileştirilmekte ve yük momentinin uygulandığı durumda cevap süresi kısaltılmakta ve referans hız değerinden sapma oldukça azalmaktadır. Bununla birlikte kazanç uyarlaması etkisi en küçük değerine inmektedir. Buna göre en az çatırtı etkisi görülmektedir.

Model bağımsız denetim algoritmasıyla beraber görece derecesi 2 olan üçüncü dereceden kayan kip yöntemi sinüs referans için incelenmektedir. PI denetim, klasik kayan kip denetim ve ikinci dereceden üstün burulma algoritması hız ve akım denetiminde iç içe döngülerden oluşmaktadır. Üçüncü dereceden üstün burulma algoritmasının avantajları olan sistem parametrelerinden bağımsız olma ve tek döngüde denetim yapabilmeye hızın izlenmesine imkân vermektedir. Bu açıdan sinüs referans hız değeri için izlenme durumu gerçekleştirilmekte ve yine çatırtı etkisinin az olduğu görülmektedir.

Algılayıcısız denetim tekniğine ise, klasik kayan kip gözlemleyici, Luenberger gözlemleyici ile beraber üstün burulma gözlemleyicisi kullanılmaktadır. Hibrit gözlemleyici sayesinde bilinen ve bilinmeyen bozucu etkilere karşı dayanıklılık sağlanmaktadır.

Sonuçlar incelendiğinde, durağan referans çatı sisteminde α - β eksenleri zıt EMK ve akımlar gözlenmektedir. Buna göre rotor konumu ve hızı elde edilmektedir. Zıt EMK ve akım değerleri için ikinci dereceden kayan kip yönteminde çatırtı etkisinin azaltıldığı görülmektedir. Buna paralel olarak zıt EMK değerlerinden elde edilen rotor konumunda da çatırtı etkisi azalmaktadır. Ayrıca direnç ve endüktans değişimi durumunda gözlemleyici cevaplarında dayanıklılık etkisi korunmaktadır.

KAYNAKLAR

- [1] Hosseyni A., Trabelsi R., Mimouni M., Iqbal A., Alammari R., Sensorless Sliding Mode Observer for A Five-Phase Permanent Magnet Synchronous Motor Drive, *ISA Transactions*, 2015, **58**, 1-12.
- [2] Alahakoon S., Tyrone F., Trinh H., Sreeram V., Unknown Input Sliding Mode Functional Observers with Application to Sensorless Control of Permanent Magnet Synchronous Machines, *Journal of the Franklin Institute*, 2013, **350**, 107–128.
- [3] Chi W., Cheng M., Implementation of A Sliding-Mode-Based Position Sensorless Drive for High-Speed Micro Permanent-Magnet Synchronous Motors, *ISA Transactions*, 2014, **53**, 444–453.
- [4] Ren J., Liu Y., Wang N., Liu S., Sensorless Control of Ship Propulsion Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Based on A New Sliding Mode Observer, *ISA Transactions*, 2015, **54**, 15–26.
- [5] Cheng G., Peng K., Chen B., Lee T., Discrete-Time Mode Switching Control with Application to A PMSM Position Servo System, *Mechatronics*, 2013, **23**, 1191–1201.
- [6] Hamida M., Glumineau A., Leon J., Loron L., Robust Adaptive High Order Sliding-Mode Optimum Controller for Sensorless Interior Permanent Magnet Synchronous Motors, *Mathematics and Computers in Simulation*, 2014, **105**, 79–104.
- [7] Huang C., Liao T., Chen C., Yan J., The Design of Quasi-Sliding Mode Control for A Permanent Magnet Synchronous Motor with Unmatched Uncertainties, *Computers and Mathematics with Applications*, 2012, **64**, 1036–1043.
- [8] Hassan A., El-Sawy A. M., Mohamed Y. S., Shehata E. G., Sensorless Sliding Mode Torque Control of An IPMSM Drive Based on Active Flux Concept, *Alexandria Engineering Journal*, 2012, **51**, 1–9.
- [9] Peixoto Z., Sa F., Seixas P., Menezes B., Speed Control of Permanent Magnet Motors Using Sliding Mode Observers for Induced E.M.F. Position and Speed Estimation, *IEEE 21st Industrial Electronics, Control, and Instrumentation International Conference (IECON 1995)*, Orlando, USA, 6-10 November 1995.
- [10] Baik I., Kim K. H., Kim H.S., Moon G. W., Youn M. J., Robust Nonlinear Speed Control of PM Synchronous Motor Using Boundary Layer Integral

Sliding Control with Sliding Load Torque Observer, *27th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Baveno, Italy, 23-27 June 1996.

- [11] Baik I. C., Kim K. H., Youn M. J., Robust Nonlinear Speed Control of PM Synchronous Motor Using Adaptive and Sliding Mode Control Techniques, *IEE Proceeding of Electric Power Applications*, 1998, **145**, 369-376.
- [12] Zhang D. Q., Panda S. K., Chattering-Free and Fast-Response Sliding Mode Controller, *IEEE Control Theory Applications*, 1999, **146**, 171-177.
- [13] Baik I., Kim K., Youn M., 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.
- [14] Shyu K., Lai C., Tsai Y., Yang D., A Newly Robust Controller Design for the Position Control of Permanent-Magnet Synchronous Motor, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2002, **49**, 558-565.
- [15] Lai C., Shyu K., A Novel Motor Drive Design for Incremental Motion System via Sliding-Mode Control Method, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2005, **53**, 449-507.
- [16] Ribeiro R. L. A., Araujo A. D., Oliveira A. C., Jacobina C. B., A High Performance Permanent Magnet Synchronous Motor Drive by Using A Robust Adaptive Control Strategy, *IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, Orlando, USA, 17-21 June 2007 .
- [17] Yigeng H., Weiguo L., Laghrouche S., Miraoui A., A Chattering Avoidance Sliding Mode Controller for Nonlinear PMSM, *IEEE Control and Decision Conference (CCDC)*, Guilin, China, 17-19 June 2009.
- [18] Chang S., Chen P., Kao H., Robust Current Control for Pmsms Using Sliding Mode Control with Uncertainties Estimation, *IET Electric Power Applications*, 2010, **4**, 441-450.
- [19] Huangfu Y., Laghrouche S., Liu W., Miraoui A., A Chattering Avoidance Sliding Mode Control for PMSM Drive, *IEEE 8th International Conference on Control and Automation*, Xiamen, China, 9-11 June 2010.
- [20] Ezzat M., Leon J., Gonzalez N., Glumineau A., Observer-Controller Scheme Using High Order Sliding Mode Techniques for Sensorless Speed Control of Permanent Magnet Synchronous Motor, *49th IEEE Conference on Decision and Control*, Atlanta, GA, USA, 15-17 December 2010.
- [21] Gennaro S., Rivera J., Toledo B., Super-Twisting Sensorless Control of Permanent Magnet Synchronous Motors, *49th IEEE Conference on Decision and Control*, Atlanta, GA, USA, 15-17 December 2010.

- [22] Blaabjerg F., Lascu C., Boldea I., Super-Twisting Sliding Mode Control of Torque and Flux in Permanent Magnet Synchronous Machine Drives, *IEEE 39th Annual Conference of the Industrial Electronics Society (IECON)*, Vienna, Austria, 10-13 November 2013.
- [23] Han Y., Choi J., Y. Kim, Sensorless Pmsm Drive with A Sliding Mode Control Based Adaptive Speed And Stator Resistance Estimator, *IEEE Transactions On Magnetics*, 2000, **36**, 3588-3591.
- [24] Yan Z., Utkin V., Sliding Mode Observers for: Electric Machines-An Overview, *IEEE 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society (IECON)*, Sevilla, Spain, 5-8 November 2002.
- [25] Changsheng L. I., Elbuluk M., A Robust Sliding Mode Observer for Permanent Magnet Synchronous Motor Drives, *IEEE 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society (IECON)*, Sevilla, Spain, 5-8 Nov 2002.
- [26] Kang K., Kim J., Hwang K., Kim K., Sensorless Control of PMSM in High Speed Range with Iterative Sliding Mode Observer, *Nineteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC '04)*, Anaheim, CA, USA, 22-26 February 2004.
- [27] Polic A., Urlep E., Jezernik K., Speed Sensorless Variable Structure and Event Driven Torque Control Of PMSM, *9th IEEE International Workshop on Advanced Motion Control*, İstanbul, Turkey, 27-29 March 2006.
- [28] Chi S., Xu L., Position Sensorless Control of PMSM Based on A Novel Sliding Mode Observer Over Wide Speed Range, *CES/IEEE 5th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC)*, Shanghai, China, 14-16 August 2006.
- [29] Chi S., Zhang Z., Xu L., A Novel Sliding Mode Observer with Adaptive Feedback Gain for PMSM Sensorless Vector Control, *IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, Orlando, FL, USA, 17-21 June 2007.
- [30] Yongdong L., Hao Z., Sensorless Control of Permanent Magnet Synchronous Motor – A Survey, *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, Harbin, China, 3-5 September 2008.
- [31] Sliding-Mode Sensorless Control of Direct-Drive PM Synchronous Motors for Washing Machine Applications, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2009, **45**, 582-590.
- [32] Ezzat M., Leon J., Gonzalez N., Glumineau A., Sensorless Speed Control of Permanent Magnet Synchronous Motor by Using Sliding Mode Observer, *11th International Workshop on Variable Structure Systems*, Mexico City, Mexico, 26 – 28 June 2010.

- [33] Kim H., Son J., Lee J., A High-Speed Sliding-Mode Observer For The Sensorless Speed Control of a PMSM, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2011, **58**, 4069-4077.
- [34] Corradini M. L., Ippoliti G., Longhi S., A Quasi-Sliding Mode Approach for Robust Control And Speed Estimation of PM Synchronous Motors, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2012, **59**, 1096-1104.
- [35] Qiao Z., Shi T., Wang Y., Yan Y., Xia C., New Sliding-Mode Observer for Position Sensorless Control Of Permanent-Magnet Synchronous Motor, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2013, **60**, 710-719.
- [36] Zhang X., Sun L., Zhao K., Sun L., Nonlinear Speed Control for PMSM System Using Sliding-Mode Control And Disturbance Compensation Techniques, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2013, **28**, 1358-1365.
- [37] Fezzani A., Drid S., Makouf A., Alaoui C., Speed Sensorless Flatness-Based Control of PMSM Using A Second Order Sliding Mode Observer, *8th International Conference and Exhibition on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER)*, Monte Carlo, 27-30 March 2013.
- [38] Kommuri S. K., Veluvolu K.C., Defoort M., Robust Observer With Higher-Order Sliding Mode for Sensorless Speed Estimation of a PMSM, *IEEE European Control Conference (ECC)*, Zürich, Switzerland, 17-19 July 2013.
- [39] Lei Z., Chunxia G., Lixia Z., Research on Anti-Chattering Variable Gain Sliding Mode Controller for Permanent Magnet Synchronous Motor, *IEEE Conference and Expo Transportation Electrification Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific)*, Beijing, China, 31-3 Aug- Sept 2014.
- [40] Mu C., Xu W., Yu X., Sun C., A Continuous Sliding Mode Controller for the PMSM Speed Regulation Based on Disturbance Observer, *IEEE 40th Annual Conference of Industrial Electronics Society (IECON)*, Dallas, TX, USA, 29- 1 October- November 2014.
- [41] Chen D., Yao F., Chai S., Sliding Mode Control with Observer for PMSM Based on Stribeck Friction Model, *Seventh International Symposium on Computational Intelligence and Design (ISCID)*, Hangzhou, China, 13-14 December 2014.
- [42] Wang H., Li S., Zhao Z., Design And Implementation of Chattering Free Sliding Mode Control Method For PMSM Speed Regulation System, *IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, Seville, Spain, 17-19 March 2015.
- [43] Wang H., Li S., Zhu H., He S., Generalized Proportional Integral Observer Based Sliding Mode Control Method for PMSM Speed Regulation System, *27th Chinese Control and Decision Conference (CCDC)*, Qingdao, China, 23-25 May 2015.

- [44] Saadaoui O., Khlaief A., Chaari A., Boussak M., A New Approach Rotor Speed Estimation for PMSM Based on Sliding Mode Observer, *15th International Conference on Sciences and Techniques of Automatic Control & Computer Engineering - STA'2014*, Hammamet, Tunisia, 21-23 December 2014.
- [45] Song X., Fang J., Han B., Adaptive Compensation Method For High-Speed Surface PMSM Sensorless Drives of EMF-Based Position Estimation Error, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2015, **99**, 885-889.
- [46] Mondal S., Gokul T. V., Mahanta C., Adaptive Second Order Sliding Mode Controller for Vertical Take-off and Landing Aircraft System, *IEEE 7th International Conference on Industrial and Information Systems (ICIIS)*, Sri Lanka, 6-9 August 2012.
- [47] Binns K. J., Permanent-Magnet Machines, *IEEE International Conference in Permanent Magnet Machines*, London, England, 15 June 1988.
- [48] Jahns T. M., Soong W. L., Pulsating Torque Minimization Techniques for Permanent Magnet AC Motor Drives- A Review, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 1996, **43**, 321-330.
- [49] Grcar P., Cafuta G., Strumber A., Stankovic M., Control Based Reduction of Pulsating Torque for PMAC Machines, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2002, **17**, 169-175.
- [50] Ionel D. M., Popescu M., McGilp M. I., Miller T. J. E., Dellinger S. J., Assessment of Torque Component in Brushless Permanent-Magnet Machines Through Numerical Analysis of the Electromagnetic Field, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2005, **41**, 1149-1158.
- [51] Nakai T., Fujimoto H., Harmonic Current Suppression Method of PMSM Based on Repetitive Perfect Tracking Control, *IEEE 33rd Annual Conference of the Industrial Electronics Society (IECON)*, Taipei, Taiwan, 05-08 November 2007.
- [52] Suk-Hee L., Geun-Ho L., Sung K., Jung-Pyo H., A Novel Control Method For Reducing Torque Ripple in PMSM Applied for Electric Power Steering, *International Conference in Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, Wuhan, China, 25-28 October 2008.
- [53] Hui C., Canlong J., Ping J., Xiaoping G., Xiangzhi F., PMSM Servo Drive System for Electric Power Steering Based on Two-Degree-of Freedom Torque Control, *IEEE International Conference in Industrial Technology (ICIT)*, Mumbai, India, 15-17 December 2006.
- [54] Shriwastava R. G., Diagavane M. B., Electric Power Steering with Permanent Magnet Synchronous Motor Drive Used in Automotive Application, *1st International Conference in electrical Energy Systems (ICEES)*, Tamilnadu, India, 03-05 January 2011.

- [55] Hendershot J. R., Miller T. J. E., *Design Of Brushless Permanent Magnet Machines*, Motor Design Books LLC, Florida, USA, 3-375, 2010.
- [56] Kazmierkowski M. P., Malesani L., Current Control Techniques for Three-Phase Voltage-Source PWM Converters: A Survey, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 1998, **45**, 691-703.
- [57] Freere P., Pillay P., Design and Evaluation of Current Controllers for PMSM Drives, *16th IEEE Annual Industrial Electronic Conference (IECON 90)*, California, USA, 27-30 November 1990.
- [58] Vas P., *Vector Control of Ac Machines*, Oxford University Press, Oxford, England, 212-220, 1990.
- [59] Novotny D., Lipo T. A., *Vector Control and Dynamics of AC Drives*, Oxford Press Inc, New York, USA, 1996.
- [60] Pillay P., Krishnan R., Modeling Of Permanent Magnet Motor Drives, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 1988, **35**, 537-541.
- [61] Krause P. C., Wasynczuk O., Sudhoff D., *Analysis of Electric Machinery and Drive Systems*, 2.nd Edition, Wiley-IEEE Press, USA, 2002.
- [62] Jahns T. M., Kliman G. B., Neumann T. W., Interior Permanent Magnet Motors for Adjustable-Speed Drives, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1986, **22**, 738-747.
- [63] Proca A., Keyhani A., El-Antably A., Lu W., Dai M., Analytical Model for Permanent Magnet Synchronous with Surface Mounted Magnets, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2003, **18**, 386-391.
- [64] Randall D. A., Fox. R., Several Modulation Techniques for A Pulse Width Modulated Inverter, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1972, **8**, 636-643.
- [65] Bose B. K., *Modern Power Electronics and AC Drives*, Upper Saddle River, NJ: Prentice-Hall, USA, 2002.
- [66] Holtz J., Pulse Width Modulation for Electronic Power Conversion, *Proceeding of the IEEE*, 1994, **82**, 1194 – 1214.
- [67] Zhou Z., Yang G., Li T., Design and Implementation of FPGA Based 3-Phase Sinusoidal PWM VVVF controller, *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC '04)*, Orlando, USA, 27 September 2004.
- [68] Yu Z., Mohammed A., Panahi I., A Review of Three PWM Techniques, *Proceeding of American Control Conference*, Albuquerque, NM, USA, 4-6 June 1997.
- [69] Clarke E., Problems Solved by Modified Symmetrical Components, *General Electric Review*, 1938, **41**, 488-494.

- [70] Park R. H., Two-Reaction Theory of Synchronous Machines Generalized Method Of Analysis-Part I, *Transactions of The American Institute of Electrical Engineers*, 1929, **48**,716-727.
- [71] Park R. H., Two-Reaction Theory of Synchronous Machines-II, *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, 1933, **52**, 352-354.
- [72] Pillay P., Allen R., Budhabhati R., DSP-Based Vector and Current Control For A Permanent Magnet Synchronous Motor Drive, *Conference Record of Industry Applications Society Annual Meeting*, Seattle, WA, USA, 7-12 October 1990.
- [73] Pfaff G., Weschta A., Wick F. A., Design and Experimental Result of A Brushless Ac Servo Drive, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1984, **20**, 814-821.
- [74] Kazmierkowski M. P., Tunia H., Tomaszczyk J., *Automatic Control Of Converter-Fed Drives*, Elsevier Science, England, 1994.
- [75] Štulrajter M., Hrabovcova V., Franko M., Permanent Magnets Synchronous Motor Control Theory, *Journal of Electrical Engineering*, 2007, **58**,79-84.
- [76] Simon E., *Implementation of A Speed Field Oriented Control of 3-Phase PMSM Motor Using TMS320f240*, Texas instrument Application Notes, Texas, USA, 1999.
- [77] Zhang X., Xie X., Yao R., Field Oriented Control for Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Dsp Experimental Platform, *IEEE 27th Control and Decision Conference (CCDC)*, Qingdao, China, 23-25 May 2015.
- [78] Wang Z., Chen J., Cheng M., Chau K. T., Field-Oriented Control and Direct Torque Control For Paralleled Fed Pmsm Drives With Variable Switching Frequencies, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2016, **33**, 2417-2428.
- [79] Diab A. A., Kotin D. A., Anosov V. N., Pankratov V. V., A Comparative Study of Speed Control Based on MPC and PI-Controller for Indirect Field Oriented Control of Induction Motor Drive, *IEEE 12th International Conference on Actual Problems of Electronics Instrument Engineering (APEIE)*, Novosibirsk, Russia, 02-04 October 2014.
- [80] Veena V. S., Ravichandran M. H., Vector Control of Three Phase PMSM Drive Using Power Transformations for Future Spacecraft Applications, *IEEE International Conference on Power and Computing Technologies (ICCPCT)*, Nagercoil, India, 20-21 March 2014.
- [81] Bevilaqua M. A., Nied A., Oliveira J., Labview FPGA Foc Implementation for Synchronous Permanent Magnet Motor Speed Control, *11th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications (INDUSCON)*, Juiz de Fora, Brazil, 7-10 December 2014.

- [82] Garg R., Mahajan P., Gupta N., Saroa H., A, Comparative Study Between Field Oriented Control and Direct Torque Control of AC Traction Motor, *IEEE International Conference on Recent Advances and Innovations in Engineering (ICRAIE)*, Jaipur, India, 09-11 May 2014.
- [83] Andreescu G. D., Coman C., Moldovan A., Boldea I., Stable V/F Control System with Unity Power Factor for PMSM Drives, *IEEE 13th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM)*, Brasov, Russia, 24-26 May 2012.
- [84] Sevilmış F., Karaca H., Simulation And Analysis Of Svpwm Based VSI for Wind Energy Systems, *6th Edition of International Conference on Electronics, Computers and Artificial Intelligence (ECAI 2014)*, Bucharest, Romania, 23-25 October 2014.
- [85] Xu W., Kaizheng H., Shijie Y., Bin X., Simulation of Three-Phase Voltage Source PWM Rectifier Based on The Space Vector Modulation, *IEEE Control and Decision Conference (CCDC)*, Yantai, Shandong, China, 2-4 July 2008.
- [86] Naim M., Singh B., Singh S. P., Mishra R., Verma P., Kumar D., Investigation Of Transient Performance of VSI Fed IM Drives with SVPWM Technique Based On P, PI, and PID Controllers, *2nd International Conference on Power, Control and Embedded Systems (ICPCES)*, Allahabad, India, 17-19 December 2012.
- [87] Luczak D., Siembab M., Comparison of Fault Tolerant Control Algorithm Using Space Vector Modulation of PMSM Drive, *IEEE 16th International Conference on Mechatronics-Mechatronika (ME)*, Brno, Czech Republic, 3-5 December 2014.
- [88] Aptel A., Walambe R., Joshi V., Rathod K., Kolhe J., Simulation of A Permanent Magnet Synchronous Motor Using Matlab-Simulink, *2014 Annual IEEE Conference (INDICON)*, Pune, India, 11-13 December 2014.
- [89] Balda J. C., Pillay P., Speed Controller Design for A Vector-Controlled Permanent Magnet Synchronous Motor Drive With Parameter Variations, *IEEE Conference of the Industry Applications Society Annual Meeting*, Seattle, WA, USA, 7-12 October 1990.
- [90] Wallmark O., Harnefors L., Carlson O., Sensorless Control of PMSM Drives for Hybrid Electric Vehicles, *35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Aachen, Germany, 20-25 June 2004.
- [91] Sarca A., Naum B., Matianu D., A New Approach for Automatic Tuning Of Electrical Drives Current Loop Controllers, *IEEE The 9th International Symposium On Advanced Topics In Electrical Engineering*, Bucharest, Romania, 7-9 May 2015.
- [92] Estun Motor, *PM Synchronous AC Servo Motors*, Estun Automation Corporation Technology Co. Ltd., China, 2, 2009.

- [93] Murray R. M., Li Z., Sastry S. S., *A Mathematical Introduction to Robotic Manipulation*, CRC Press, England, 179-188, 1994.
- [94] Vidyasagar M., *Nonlinear Systems Analysis*, Pentice Hall, New Jersey, USA, 2004.
- [95] Hokayem P., Eduardo G., *Nonlinear Systems and Control*, Lecture Notes, ABB Switzerland Company, Switzerland, 2015.
- [96] Sohrab H. H., *Basic Real Analysis*, Springer, Germany, 2003.
- [97] Rios-Bolivar M., Adaptive Backstepping and Sliding Mode Control of Uncertain Nonlinear Systems, Phd. Thesis, University of Sheffield, England 1-5, 1997.
- [98] Gutman P., Robust and Adaptive Control - Fidelity or A Free Relationship, *Springer*, 2007, **10**, 85-101.
- [99] Filippov A. F., Differential equations with discontinuous right-hand side, *American Mathematical Society Translations*, 1964, **42**, 199–231.
- [100] Utkin V., Variable Structure Systems with Sliding Modes, *IEEE Transactions on Automatical Control*, 1977, **22**, 212–222.
- [101] Liu J., Wang X., *Advanced Sliding Mode Control for Mechanical System*, Tsinghua University Press, Beijing, China, 153, 2011.
- [102] Sabanovic A., Fridman L., Spurgeon S., Variable Structure Systems: From Principles to Implementation, *IET Digital Library Publication*, DOI: 10.1049/PBCE066E.
- [103] Utkin V. I., *Sliding Modes in Control Optimization*, Springer-Verlag, Berlin, 1992.
- [104] Zinober A. S. I., *Variable Structure and Lyapunov Control*, Springer-Verlag, London, 1994.
- [105] Plestan F., Shtessel Y., Brégeault V., Poznyak A., New Methodologies For Adaptive Sliding Mode Control, *International Journal of Control*, 2010, **83**, 1907-1919.
- [106] Utkin V. I., Poznyak A. S., Adaptive Sliding Mode Control With Application To Super-Twist Algorithm: Equivalent Control Method, *Automatica*, 2013, **49**, 39-47.
- [107] Utkin V. I., Poznyak A. S., Ordaz P., Adaptive Super-Twist Control With Minimal Chattering Effect, *50th IEEE Conference on Decision and Control and European Control Conference*, Orlando, Florida, USA, 12-15 December 2011.

- [108] Shtessel Y., Taleb M., Plestan F., A Novel Adaptive-Gain Super-Twisting Sliding Mode Controller: Methodology and Application, *Automatica*, 2012, **48**, 759-769.
- [109] Kaynak O., Yu X., Sliding-Mode Control with Soft Computing: A Survey, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2009, **56**, 3275-3285.
- [110] Sabanovic A., Variable Structure Systems with Sliding Modes in Motion Control-A Survey, *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 2011, **7**, 212-223.
- [111] Khan S., Sabanovic A., Nergiz A. O., Scaled Bilateral Teleoperation Using Discrete-Time Sliding-Mode Controller, *IEEE Transactions On Industrial Electronics*, 2009, **56**, 3609-3618.
- [112] Young K. D., Utkin V. I., Özgüner Ü., A Control Engineer's Guide to Sliding Mode Control, *IEEE Transactions On Control Systems Technology*, 1999, **7**, 328-342.
- [113] Demirok E., Sabanovic A., Malima A., Yüksek duyarlılıklı Hareket Denetleyicilerin Deneysel İncelenmesi, *TOK'07 Bildiriler Kitabı*, İstanbul, Türkiye, 5-7 Eylül 2007.
- [114] Liu W., On the Stabilization of A Class Of Uncertain Systems With Time-Varying Delay Via Vsc. Approach, *Journal of Marine Science and Technology*, 2013, **21**, 508-514 .
- [115] Levant A., *Introduction to High Order Sliding Modes*, Tel-Aviv, Israel, 1-45, 2003.
- [116] Xu J. X., Pan Y. J., Lee T. H., Sliding Mode Control With Closed-Loop Filtering Architecture for A Class Of Nonlinear Systems, *IEEE Transanction of Circuits and Systems*, 2004, **51**, 168-173.
- [117] Edwards C., Spurgeon K. S., *Sliding Mode Control: Theory And Applications*, Taylor & Francis, London, U.K., 255-270, 1994.
- [118] Fridman L., An Averaging Approach to Chattering, *IEEE Transaction on Automatic Control*, 2001, **46**, 1260-1265.
- [119] Levant A., Chattering Analysis, *Proceeding of the European Control Conference*, Kos, Greece, 2-5 July 2007.
- [120] Utkin V. and H. Lee, Chattering Problem in Sliding Mode Control Systems, *International Workshop on Variable Structure Systems* , Alghero, Italy, 5-7 June 2006.
- [121] Utkin V., On Convergence Time and Disturbance Rejection of Super-Twisting Control, *Transactions on Automatic Control*, 2013, **58**, 2013-2017.

- [122] Levant A., Finite-Time Stability and High Relative Degrees In Sliding-Mode Control, *Lecture Notes in Control and Information Sciences*, 2012, **412**, 59-92.
- [123] Polyakov A., Poznyak A., Lyapunov Function Design for Finite Time Convergence Analysis: Twisting Controller for Second Order Sliding Mode Realization, *Automatica*, 2009, **45**, 444-448.
- [124] Levant A., Sliding Mode and Sliding Accuracy in Sliding Mode Control, *International Journal of Control*, 1993, **58**, 1247-1263.
- [125] Shtessel Y., Plestan F., Taleb M., Lyapunov Design of Adaptive Super-Twisting Controller Applied to A Pneumatic Actuator, *18th IFAC World Congress*, Milano, Italy, 28-2 Aug-Sept 2011.
- [126] Slotine J. J. E., Li W., *Applied Nonlinear Control*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, USA, 190-255, 1991.
- [127] Damino A., Gatto G. L., Pisano A., Second Order Sliding Mode Control of DC Drives, *Transaction of Industrial Electronics*, 2004, **51**, 364-373.
- [128] Hong Y., Finite-Time Stabilization and Stabilizability of A Class of Controllable Systems, *System And Control Letters*, 2002, **46**, 231-236.
- [129] Moulay E., Perruquetti W., Finite Time Stability of Nonlinear Systems, *IEEE Conference on Decision and Control*, Hawaii, USA, 3641-3646, 2003.
- [130] Finite time stability and stabilization of a class of continuous systems, *Journal of Math Analysis Application*, 2006, **323**, 1430-1443.
- [131] Utkin V., Guldner J., Shi J., *Sliding Mode Control in Electro-Mechanical Systems*, Taylor & Francis Group, LLC, England, 1-50, 2009.
- [132] Levant A., Higher Order Sliding Modes as A Natural Phenomenon in Control Theory, *Lecture Notes Control and Information Science*, 1996, **217**, 107-133.
- [133] Levantovsky L., Second Order Sliding Algorithms: Their Realization, Dynamics of Heterogeneous Systems, *Material of the Seminar*, Moscow, Russia, 10-12 July 1985.
- [134] Emelyanov S., Korovin S., Levantovsky L., Higher Order Sliding Modes in Binary Control Systems Algorithms, *Soviet Physics Doklady*, 1986, **31**, 291-293.
- [135] Emelyanov S., Korovin, S., Levantovsky L., Second Order Sliding Modes In Controlling Uncertain Systems, *Soviet Journal of Computing and Systems Science*, 1986, **244**, 63-68.
- [136] Emelyanov S., Korovin, S., Levantovsky L., New Class Of Second Order Sliding Algorithms, *Mathematical Modelling*, 1990, **23**, 89-100.

- [137] Levant A., Arbitrary-Order Sliding Modes with Finite-Time Convergence, *6th IEEE Mediterranean Conference on Control and Systems*, Sardinia, Italy, 9-11 June 1998.
- [138] Levant A., Higher Order Sliding Modes and Arbitrary-Order Exact Robust Differentiation. *Proceedings of the European Control Conference*, Porto, Portugal, 4-7 September 2001.
- [139] Levant A., Universal SISO Sliding-Mode Controllers with Finite-Time Convergence, *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2001, **46**, 1447–1451.
- [140] Levant A., Robust Exact Differentiation Via Sliding Mode Technique, *Automatica*, 1998, **34**, 379–384.
- [141] Bartolini G., Ferrara A., Usai E., Chattering Avoidance by Second-Order Sliding Mode Control, *IEEE Transactions of Automatic Control*, 1998, **43**, 241-246.
- [142] Moreno J. A., Osorio M. A., A Lyapunov Approach to Second-Order Sliding Mode Controllers And Observers, *47th IEEE Conference on Decision and Control*, Cancun, Mexico, 9-11 December 2008.
- [143] D’avila A., Moreno J. A., Fridman L., Optimal Lyapunov Function Selection for Reaching Time Estimation of Super Twisting Algorithm, *IEEE 48th Conference on Decision and Control and 28th Chinese Control Conference*, Shanghai, China, 16-18 December 2009.
- [144] Shtessel Y. B., Moreno J. A., Plestan F., Fridman L. M., Poznyak A. S., Super-Twisting Adaptive Sliding Mode Control: A Lyapunov Design, *IEEE 49th Conference on Decision and Control*, Atlanta, GA, USA, 15-17 December 2010.
- [145] Davila J., Fridman L., Levant A., Second-Order Sliding-Mode Observer for Mechanical Systems, *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2005, **50**, 1785-1789.
- [146] Cao R., Bai L., Hou Z., Study on Model-Free Learning Adaptive Control In Permanent Magnet Linear Motor, *IEEE Chinese Control and Decision Conference*, Yantai, China, 2-4 July 2008.
- [147] Nyabundi S. A., Qi G., Hamam Y., Munda J., DC Motor Control Via High Order Differential Feedback Control, *IEEE Africon Conference*, Nairobi, Kenya, 23 - 25 September 2009.
- [148] Hou Z. S., Huang W. H., Model-Free Learning Adaptive Control of a Class of SISO Nonlinear Systems, *IEEE American Control Conference*, New Mexico, USA, 4-6 June 1997.

- [149] Cao R., Hou Z., Bai X., Huang J., DC Motor Speed Regulating Control System Based on the Model-Free Adaptive Control Method, *Journal Of Electric Drive*, 2008, **38**, 26-30.
- [150] Luo H., Cao R., Zhou H., Application Research on Model-Free Control Strategy Of Permanent Magnetism Linear Synchronous Motors, *International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, Beijing, China, 20-23 August 2011.
- [151] Guang M. A., Wenlong C., Design and Application of Model Free Controller, *IEEE International Conference on Electric Information and Control Engineering (ICEICE)*, Wuhan, China, 15-17 April 2011.
- [152] Michel L., Variational and Symplectic Approach of the Model-Free Control, *Journal of System and Control*, 2010, **5**, 1-19.
- [153] Fliess M., Join C., Model-Free Control, *Journal of System and Control*, 2010, **5**, 1-39.
- [154] AI Y., Drak A., Noura H., Rabhi A., Hajjaji A., Model-Free Control of A Quadrotor Vehicle, *International Conference on Unmanned Aircraft Systems (ICUAS)*, Orlando, FL, USA, 27-30 May 2014.
- [155] Gonzalez T., Moreno J. A., Fridman L., Variable Gain Super-Twisting Sliding Mode Control, *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2012, **57**, 2100-2105.
- [156] Utkin V. I., *Sliding Modes in Control and Optimization*, Springer, Germany, 1992.
- [157] Riachy S., Orlov Y., Floquet T., Santiesteban R., Richard J.P., Second Order Sliding Mode Control of Underactuated Mechanical Systems I: Local Stabilization with Application An Inverted Pendulum, *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, 2008, **18**, 529–543.
- [158] Levant A., Sliding Order and Sliding Accuracy in Sliding Mode Control, *International Journal of Control*, 1993, **58**, 1247-1263.
- [159] Boiko I., Fridman L., Iriarte R., Pisano A., Usai E., Analysis of the “Sub-Optimal” Second-Order Sliding-Mode Control Algorithm in the Frequency Domain, *43rd IEEE Conference on Decision and Control*, Paradise Island, Baha, 14-17 December 2004.
- [160] Bartolini G., Ferrara A., Usai E., Output Tracking Control of Uncertain Nonlinear Second-Order Systems, *Automatica*, 1997, **33**, 2203–2212.
- [161] Kunusch C., Puleston F., Mayosky M. A., Riera J., Sliding Mode Strategy for PEM Fuel Cells Stacks Breathing Control Using a Super-Twisting Algorithm, *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2009, **17**, 167-174.

- [162] Kunusch C., Puleston P. F., Mayosky M. A., D'ávila A., Efficiency Optimisation of an Experimental PEM Fuel Cell System via Super Twisting Control, *11th International Workshop on Variable Structure Systems*, Mexico City, Mexico, 26-28 June 2010.
- [163] Kamal S., Chalanga A. Moreno J. A., Fridman L., Bandyopadhyay B., Higher Order Super-Twisting Algorithm, *13th IEEE Workshop on Variable Structure Systems*, Nantes, France, 29 June -2 July 2014.
- [164] Kamal S., Chalanga A., Thorat V., Bandyopadhyay B., A New Family of Continuous Higher Order Sliding Mode Algorithm, *10th Asian Control Conference*, Kota Kinabalu, Malaysia, 31 May- 3 June 2015.
- [165] Chalanga A., Kamal S., Bandyopadhyay B., A New Algorithm for Continuous Sliding Mode Control With Implementation to Industrial Emulator Setup, *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 2015, **20**, 2194-2204.
- [166] Levant A., Higher Order Sliding Modes and Arbitrary-Order Exact Robust Differentiation, *European Control Conference*, Porto, Portugal, 4-7 September 2001.
- [167] Reichhartinger M., Horn M., Application of Higher Order Sliding-Mode Concepts to a Throttle Actuator for Gasoline Engines, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2009, **56**, 3322-3328.
- [168] Plestan F., Shtessel Y., VincentBre G., Poznyak A., Sliding Mode Control with Gain Adaptation—Application to an Electropneumatic Actuator, *Control Engineering Practice*, 2013, **21**, 679–688.
- [169] Bregeault V., Plestan F., Shtessel Y., Poznyak A., Adaptive Sliding Mode Control for an Electropneumatic Actuator, *11th International Workshop on Variable Structure Systems*, Mexico City, Mexico, 26 - 28 June 2010.
- [170] Odelga M., Chriette A., Plestan F., Control of 3 DOF Helicopter: A Novel Autopilot Scheme Based on Adaptive Sliding Mode Control, *American Control Conference Fairmont Queen Elizabeth*, Montréal, Canada, 27- 29 June 2012.
- [171] Shtessel Y., Taleb M., Plestan F., A novel Adaptive-Gain Super-Twisting Sliding Mode Controller: Methodology and Application, *Automatica*, 2012, **48**, 759–769.
- [172] Monsees G. Discete Sliding Mode Control, Thesis for the degree of doctor of philosophy, Department of Electrical Engineering Delft University, Delft, 2002.
- [173] Edwards C., Shtessel Y., Dual-Layer Adaptive Sliding Mode Control, *American Control Conference (ACC)*, Portland, Oregon, USA, 4-6 June 2014.

- [174] Edwards C., Shtessel Y., Adaptive Continuous Higher Order Sliding Mode Control, *19th World Congress The International Federation of Automatic Control*, Cape Town, South Africa, 24-29 August 2014.
- [175] Liang D., Super-Twisting Algorithm Based Sliding-Mode Observer with Online Parameter Estimation for Sensorless Control of Permanent Magnet Synchronous Machine, *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Milwaukee, USA, 18-22 September 2016.
- [176] Salgado I., Chairez I., Moreno J., Fridman L., Design of Mixed Luenberger and Sliding Continuous Mode Observer Using Sampled Output Information, *49th IEEE Conference on Decision and Control*, Atlanta, GA, USA, 15-17 December 2010.
- [177] Guzmán E., Moreno J. A., Super-Twisting Observer for Second-Order Systems with Time-Varying Coefficient, *IET Control Theory and Applications*, 2015, **26**, 555-562.
- [178] Texas Instrument, *SPRS584K TMS320F2803x Piccolo Microcontrollers Technical Data Sheet*, Texas Instruments Publication, USA, 2016.
- [179] Texas Instrument, *TMS320x2803x Piccolo Control Law Accelerator (CLA) Reference Guide-Rev-B (SPRUGE6)*, Texas Instruments Publication, USA, 2009.
- [180] Texas Instrument, *TMS320F2833x, TMS320F2823x Digital Signal Controllers (DSCs)*, Texas Instruments Publication, USA, 2016.
- [181] Texas Instrument, *PS21765 MINI DIIPM V.4 Application Notes*, Mitsubishi Electric Publication, Japan, 2011.



Ek-A

% Kapalı çevrim akım döngüleri PI denetim Matlab fonksiyonu

```
clear all
```

```
clc
```

```
%G=1/6.5e-3s + 2.35
```

```
num=[1];
```

```
den=[6.5e-3 2.35];
```

```
G=tf(num,den)
```

```
H=1;
```

```
Kp=3;
```

```
Ki=335;
```

```
%Kd=0;
```

```
t=0:0.001:.01;
```

```
hold on
```

```
[numCL, denCL]=cloop(num,den,-1);
```

```
step(numCL, denCL,t);
```

```
%Kp kontrol
```

```
t=0:0.001:.01;
```

```
hold on
```

```
[numCL, denCL]=cloop(Kp*num,den,-1);
```

```
step(numCL, denCL,t);
```

```
%PI Kontrol
```

```
Kp=500;
```

```
Ki=1;
```

```
Kd=0;
```

```
numc=[Kd Kp Ki];
```

```
denc=[1 0];
```

```
[numCL, denCL]=cloop(conv(num,numc),conv(den,denc));
```

```
step(numCL, denCL)
```

Ek-B

UVDGM Algoritması Matlab Fonksiyonu

```
function [Result] =SVM(u)
global Ta,
global Tb,
global Tc,
global Va,
global Vb,
global Vc,
global t1,
global t2,
global depo1,
global depo2,
global Sektor,
Ualfa = u(1);
Ubeta = u(2);
%0,8660254 = sqrt(3)/2
Sektor = 0;
depo1=0,5*Ubeta;
depo2=0,8660254*Ualfa;
Va = Ubeta;
Vb = -depo1 + depo2;
Vc = -depo1 - depo2;
% 60 degree Sektor tespiti
if Va>0
Sektor = 1;
end
if Vb>0
Sektor = Sektor+2;
end
if Vc>0
Sektor = Sektor+4;
end
%[Result] = [Va Vb Vc ];
% X,Y,Z (Va,Vb,Vc)
%X = Va, Y = Vb, Z = Vc *
Va = Ubeta;
Vb = depo1 + depo2;
Vc = depo1 - depo2;
switch(Sektor)
case 0
[Result] = [0.5 0.5 0.5 ];
% Tb = 0,5;
% Tc = 0,5;
%Sektor 1: t1=Z t2=Y (abc ---> Tb,Ta,Tc)
case 1
t1 = Vc;
t2 = Vb;
```

```

Tb = (1-t1-t2)/2;
Ta = Tb+t1;
Tc = Ta+t2;
[Result]=[Ta Tb Tc];
% Sektor2 t1=Y and t2=-X (abc ---> Ta,Tc,Tb)
case 2
t1 = Vb;
t2 = -Va;
Ta = (1-t1-t2)/2;
Tc = Ta+t1;
Tb = Tc+t2;
[Result]=[Ta Tb Tc];
% Sector3: t1=-Z and t2=X (abc ---> Ta,Tb,Tc)
case 3
t1 = -Vc;
t2 = Va;
Ta = (1-t1-t2)/2;
Tb = Ta+t1;
Tc = Tb+t2;
[Result]=[Ta Tb Tc];
% Sector 4: t1=-X and t2=Z (abc ---> Tc,Tb,Ta)
case 4
t1 = -Va;
t2 = Vc;
Tc = (1-t1-t2)/2;
Tb = Tc+t1;
Ta = Tb+t2;
[Result]=[Ta Tb Tc];
%/* Sector 5: t1=X and t2=-Y (abc ---> Tb,Tc,Ta)
case 5
t1 = Va;
t2 = -Vb;
Tb = (1-t1-t2)/2;
Tc = Tb+t1;
Ta = Tc+t2;
[Result]=[Ta Tb Tc];
% Sector 6: t1=-Y and t2=-Z (abc ---> Tc,Ta,Tb)*/
case 6
t1 = -Vb;
t2 = -Vc;
Tc = (1-t1-t2)/2;
Ta = Tc+t1;
Tb = Ta+t2;
[Result]=[Ta Tb Tc];
end
%Ta = (Ta-0,5)<<1;
%Tb = (Tb-0,5)<<1;
%Tc = (Tc-0,5)<<1;

```

Ek-C

Basitleştirilmiş UVDGM Algoritması

```
function [Result] =SI_PWM(u)
global Ta,
global Tb,
global Tc,
global depo1,
global depo2,
global depo3,
global Sektor,
Ualfa = u(1);
Ubeta = u(2);
depo1=Ubeta;
depo2=Ubeta/2+0.8660254*Ualfa;
depo3=depo2-depo1;
%%%%%%%%%%
Sektor=3;
if depo2>0
Sektor=Sektor-1;
Else
Sektor=Sektor;
end
if depo3>0
Sektor=Sektor-1;
else
Sektor=Sektor;
End
if depo1<0
Sektor=7-Sektor;
Else
Sektor;
end
%%%%%%%%%%
if (Sektor==1 ||Sektor==4)
Ta = depo2;
Tb = depo1-depo3;
Tc = -depo2;
[Result]=[Ta Tb Tc];
elseif (Sektor==2 ||Sektor==5)
Ta=depo3+depo2;
Tb=depo1;
Tc=-depo1;
[Result]=[Ta Tb Tc];
else
Ta=depo3;
Tb=-depo3;
Tc=-(depo1+depo2);
[Result]=[Ta Tb Tc]
```

Ek-D

Eşdeğer denetim tabanlı kazanç uyarlamalı KKD hız algoritması

```
_iq depo1 = _IQ(0.0);
_iq depo2 = _IQ(0.0);
_iq depo3 = _IQ(0.0);
_iq depo4 = _IQ(0.0);
_iq kt=_IQ(0.0);
_iq M = _IQ(0.5);
_iq Mu = _IQ(0.005);
_iq lamda = _IQ(1.0);
_iq kplusw = _IQ(1.0);
_iq gama1 = _IQ(0.1);
_iq gama2 = _IQ(1.0);
_iq alfaw = _IQ(0.5);
_iq ew = _IQ(0.0);
_iq ewold=_IQ(0.0);
_iq ef=_IQ(0.0);
_iq ktw = _IQ(0.0);
_iq sgnw = _IQ(0.0);
//Hız hatası
ew = Spref-speed1.Speed;
//işaret fonksiyonu
if (ew==_IQ(0.0))
sgnw = 0;
else if (ew > _IQ(0.0))
sgnw = _IQ(1.0);
else if (ew < _IQ(0.0))
sgnw = _IQ(-1.0);
//kazanç uyarlama ve KKD
if (lsw==2)
integ = integ + _IQmpy(Tsample, sgnw);
depo=_IQsqrt(_IQabs(ew));
depo1=gama1+_IQmpy(gama2,_IQabs(ew));
depo2 = ktw - kplusw;
depo3 = Mu - ktw;
depo4=_IQmpy(lamda,_IQmpy(ktw,sgnw))-_IQmpy(M,depo2)+_IQmpy(M,depo3);
if (lsw==2) ktw = ktw + _IQmpy(Tsample,depo4);
fd1=_IQmpy(_IQ(0.011),speed1.Speed);
ne = _IQmpy(_IQ(1.0),ew);
Iqref =_IQmpy(ktw,_IQmpy(_IQ(1.0),sgnw)) + ne + fd1;
```

Ek-E

Kazanç uyarlamalı KKD algoritması

```
ew = Spref-speed1.Speed;
if (ew==_IQ(0.0))
sgnw = 0;
else if (ew > _IQ(0.0))
sgnw = _IQ(1.0);
else if (ew < _IQ(0.0))
sgnw = _IQ(-1.0);
e1=_IQabs(ew)-_IQ(0.005);
if (e1 < _IQ(1.0))
sgn1 =_IQmpy(_IQ(0.5), e1);
if (e1 > _IQ(-1.0))
sgn1 =_IQmpy(_IQ(0.5), e1);
else if (e1 > _IQ(1.0))
sgn1 = _IQ(1.0);
else if (e1 < _IQ(-1.0))
sgn1 = _IQ(-1.0);
//kazanç uyarlama
if (lsw==2)
alfa=alfa + _IQmpy(kaz,_IQmpy(Tsample,sgn1));
if (alfa<_IQ(0.04))
alfa=_IQ(0.04);
//kayan kip denetim
dis=_IQ(0.0035) + _IQmpy(_IQ(3.0),park1.Qs );
dis=_IQmpy(_IQ(3.0),dis);
fd1=_IQmpy(_IQ(0.0011),speed1.Speed);
wfark=Spref - Sprefold;
ef=_IQmpy(_IQ(125.0),ew-ewold);
ne = _IQmpy(_IQ(1.0),ew);
Iqref = _IQmpy(alfa, _IQmpy(_IQ(1.0),sgnw)) + ne + fd1;
Iqref = _IQmpy(_IQ(0.53),Iqref); //J/Ts.Ktork
```

Ek-F

Kayanç uyarlamalı üstün burulma algoritmaları

```
ew = Spref-speed1.Speed;
//işaret fonksiyonu
if (ew==_IQ(0.0))
sgnw = 0;
else if (ew > _IQ(0.0))
sgnw = _IQ(1.0);
else if (ew < _IQ(0.0))
sgnw = _IQ(-1.0);
if (lsw==2)
integ = integ + _IQmpy(Tsample, sgnw);
depo=_IQsqrt(_IQabs(ew));
depo2 = ktw - kplusw;
depo3 = Mu - ktw;
depo4=_IQmpy(lamda,_IQmpy(ktw,sgnw))-_IQmpy(M,depo2)+ _IQmpy(M,depo3);
if (lsw==2) ktw = ktw + _IQmpy(Tsample,depo4);
Iqref = _IQmpy(alfaw , _IQmpy(depo, sgnw)) + _IQmpy(ktw, integ);
//Hız hatası
ew = Spref-speed1.Speed;
if (ew==_IQ(0.0))
sgnw = 0;
else if (ew > _IQ(0.0))
sgnw = _IQ(1.0);
else if (ew < _IQ(0.0))
sgnw = _IQ(-1.0);
if (lsw==2)
integ = integ + _IQmpy(Tsample, sgnw);
depo=_IQsqrt(_IQabs(ew));
e1=_IQabs(ew)-_IQ(0.005);
if (_IQabs(e1) < _IQ(1.0))
sgn1 = e1;
else if (e1 > _IQ(1.0))
sgn1 = _IQ(1.0);
else if (e1 < _IQ(-1.0))
sgn1 = _IQ(-1.0);
if (lsw==2)
alfa=alfa + _IQmpy(kaz,_IQmpy(Tsample,sgn1));
if (alfa<_IQ(0.04))
alfa=_IQ(0.04);
alfaos=_IQmpy(_IQ(1.0),alfa);
if (lsw==2)
beta=_IQmpy(alfa, _IQ(1.0));
betaos=_IQmpy(_IQ(0.5),alfa);
Iqref = _IQmpy(alfa , _IQmpy(depo, sgnw)) + _IQmpy(beta, integ);
```

Ek-G

Üstün Burulma-Luenberger Gözlemleyicisi

```
Spfark = SpeedRef -Sprefeski;
ksinir =_IQmpy(SpeedRef,_IQmpy(_IQ(0.35),SpeedRef));
if (lsw==2 && kbeta<ksinir) kbeta=kbeta+_IQ(0.00001);
if (lsw==2 && duz<_IQ(0.08) && SpeedRef>_IQ(0.1) )
duz=duz+_IQ(0.00001);
if (lsw==2 && kbeta>ksinir) kbeta=kbeta-_IQ(0.00001);
if (kbeta<_IQ(0.01)) kbeta=_IQ(0.01);
if (SpeedRef<_IQ(0.1) && duz>_IQ(0.04)) duz=duz -_IQ(0.00001);
if (SpeedRef<_IQ(0.05)) speed3.K2 = _IQ(1/(1+T*2*PI*15));
gozialfa = _IQmpy(A,gozialfa) + _IQmpy(B,(valfa-ealfa-zalfa1));
gozibeta = _IQmpy(A,gozibeta) + _IQmpy(B,(vbeta -ebeta -zbeta1 ));
//akim_hatalari
ialfahata = gozialfa - ialfa;
ibetahata = gozibeta - ibeta;
if (_IQabs(ialfahata) == _IQ(0.0))
zalfa = _IQ(0.0);
else if (ialfahata >= 0)
zalfa = kkayan;
else if (ialfahata <= 0)
zalfa = -kkayan;
signum_beta
if (_IQabs(ibetahata) == _IQ(0.0))
zbeta = _IQ(0.0);
else if (ibetahata >= 0)
zbeta = kkayan;
else if (ibetahata <= 0)
zbeta = -kkayan;
//Zit_emk
ealfa= ealfa+_IQmpy(kbeta,_IQmpy(Tsamp,zalfa))+_IQmpy(kl,ialfahata);
ebeta=ebeta+_IQmpy(kbeta,_IQmpy(Tsamp,zbeta))+_IQmpy(kl,ibetahata);
//Hata denge noktasi
zalfa1 =_IQmpy(zalfa,_IQsqrt(_IQabs(ialfahata)));
zbeta1 =_IQmpy(zbeta,_IQsqrt(_IQabs(ibetahata)));
//elektriksel_konum_hesabi
if (SpeedRef<_IQ(0.0))
tetael= _IQatan2PU(ebeta,ealfa);
else tetael = _IQatan2PU(-ealfa,ebeta);
konum=_IQatan2PU(-ealfa,ebeta);
```


KİŞİSEL YAYINLAR VE ESERLER

- [1] **Kılıç F.**, Kale M., Karabacak M., Kruchel W., Zacharias P., Chattering Free Robust Control Of LCL Filter Based Shunt Active Power Filter Using Adaptive Second Order Sliding Mode And Resonant Controllers, *Electrical Power and Energy Systems*, 2016, **76**, 174-184.
- [2] **Kılıç F.**, Erfan Kuyumcu F., Sabit Mıknatıslı Senkron Motorun Model Öngörülü ve Öngörülü Kayan Kip Yöntemi ile Denetlenmesi, *ELECO 2016, Elektrik-Elektronik- Biyomedikal Mühendisliği Sempozyumu*, Bursa, Türkiye, 27-29 Aralık 2016.
- [3] **Kılıç F.**, Karabacak M., Sabit Mıknatıslı Senkron Generatörlü Değişken Hızlı Rüzgâr Türbinlerinin Dayanıklı Hibrit Sensörsüz Denetimi, *Pamukkale Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Dergisi (PAJES)*, DOI: 10.5505/pajes.2016.98360.
- [4] **Kılıç F.**, Şener M., A Multidisciplinary Overview Of Integrated Design And Energy Efficiency Based Applications in Hospital Constructions Of Turkey, *Central Europe Sustainable Building Conference (CESB)*, Prague, Czech Republic, 22-24 June 2016.
- [5] **Kılıç F.**, Erfan Kuyumcu F., Karabacak M., Gemi Elektrikli Tahrik Sistemleri için Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorun Üstün Burulma Algoritması İle Kontrolü, *BAÜ Fen Bilimleri Enstitüsü Dergisi*, 2015, **17**, 51-67.
- [6] **Kılıç F.**, Erfan Kuyumcu F., Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorun İkinci Dereceden Kayan Kip Gözlemleyici ile Sensörsüz Kontrolü, *Elektrik-Elektronik- Biyomedikal Mühendisliği Sempozyumu*, Bursa, Türkiye, 27-29 Kasım 2014.
- [7] **Kılıç F.**, Erfan Kuyumcu F., The Losses Reduction of Permanent Magnet Synchronous Motor And Their Drives Used in Sea Vehicles, *Journal of ETA Maritime Science (JEMS)*, 2014,**2**,39-50.

ÖZGEÇMİŞ

1980 yılında Balıkesir’ de dünyaya geldi. İlk ve orta öğrenimini Balıkesir’de tamamladı. 1997 yılında Balıkesir Merkez Endüstri Meslek Lisesi Teknik Lise Bölümünden mezun oldu. Kocaeli Üniversitesi Elektrik Mühendisliği Bölümünden 2001 yılında mezun oldu. 2003 yılında ise Kocaeli Üniversitesi Elektrik Mühendisliği Ana Bilim Dalından yüksek lisans derecesini aldı. 2007 yılından beri Sağlık Bakanlığı İnşaat Onarım Daire Başkanlığı’na ait hastane ve sağlık yapıları inşaatları bölümünde elektrik mühendisi olarak görev yapmaktadır.

