



**KENDİNDEN AYARLAMALI PID KONTROLÖR İLE İKİ EKSENLİ
GİMBAL UYGULAMASI**

Murat ŞAHİN

**DOKTORA TEZİ
ELEKTRİK EĞİTİMİ ANABİLİM DALI**

**GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

OCAK 2015

Murat ŞAHİN tarafından hazırlanan KENDİNDEN AYARLAMALI PID KONTROLÖR İLE İKİ EKSENLİ GİMBAL UYGULAMASI” adlı tez çalışması aşağıdaki jüri tarafından OY BİRLİĞİ ile Gazi Üniversitesi ELEKTRİK EĞİTİMİ Anabilim Dalında DOKTORA TEZİ olarak kabul edilmiştir.

Danışman: Prof. Dr. İlhami ÇOLAK

Elektrik-Elektronik Müh. Anabilim Dalı, Gazi Üniversitesi

Bu tezin, kapsam ve kalite olarak Doktora Tezi olduğunu onaylıyorum

.....

Başkan : Prof. Dr. İsmail ERTÜRK

Bilgisayar Müh. Anabilim Dalı, Turgut Özal Üniversitesi

Bu tezin, kapsam ve kalite olarak Doktora Tezi olduğunu onaylıyorum

.....

Üye : Prof. Dr. Ramazan BAYINDIR

Elektrik-Elektronik Müh. Anabilim Dalı, Gazi Üniversitesi

Bu tezin, kapsam ve kalite olarak Doktora Tezi olduğunu onaylıyorum

.....

Üye : Doç. Dr. Hamit ERDEM

Elektrik Elektronik Müh. Anabilim Dalı, Başkent Üniversitesi

Bu tezin, kapsam ve kalite olarak Doktora Tezi olduğunu onaylıyorum

.....

Üye : Doç. Dr. İlyas ÇANKAYA

Elektrik Elektronik Müh. Anabilim Dalı, Yıldırım Beyazıt Üniversitesi

Bu tezin, kapsam ve kalite olarak Doktora Tezi olduğunu onaylıyorum

.....

Tez Savunma Tarihi: 16 / 01 / 2015

Jüri tarafından kabul edilen bu tezin Doktora Tezi olması için gerekli şartları yerine getirdiğini onaylıyorum.

.....

Prof. Dr. Şeref SAĞIROĞLU

Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü

ETİK BEYAN

Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Tez Yazım Kurallarına uygun olarak hazırladığım bu tez çalışmada;

- Tez içinde sunduğum verileri, bilgileri ve dokümanları akademik ve etik kurallar çerçevesinde elde ettiğimi,
 - Tüm bilgi, belge, değerlendirme ve sonuçları bilimsel etik ve ahlak kurallarına uygun olarak sunduğumu,
 - Tez çalışmada yararlandığım eserlerin tümüne uygun atıfta bulunarak kaynak gösterdiğimi,
 - Kullanılan verilerde herhangi bir değişiklik yapmadığımı,
 - Bu tezde sunduğum çalışmanın özgün olduğunu,
- bildirir, aksi bir durumda aleyhime doğabilecek tüm hak kayıplarını kabullendiğimi beyan ederim.

Murat ŞAHİN

16.01.2015

KENDİNDEN AYARLAMALI PID KONTROLÖR İLE İKİ EKSENLİ GİMBAL UYGULAMASI

(Doktora Tezi)

Murat ŞAHİN

GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

Ocak 2015

ÖZET

Bu tez çalışmasında “Kendinden Ayarlamalı PID Kontrolör ile İki Eksenli Gimbal Uygulaması” kapsamında çalışmalar gerçekleştirilmiştir. Gimbal, füzelerde arayıcı başlığın hedefe kilitlenmesini ve takibini sağlayan ve üç eksenle hareket kabiliyeti ile görüş açısını artıran bir sistemdir. Füzenin hatasız bir şekilde hedefi takip etmesi için, gimbalin füzenin dinamik gövde hareketinden bağımsız olarak stabilize edilmesi gerekmektedir. Hızlı ve kesin bir şekilde hedefe kilitlenme ve bozucu etkenlere karşı takibini sürdürme füzenin başarılı olması kapsamında çok kritik bir unsurdur. Endüstride, hızlı ve etkin kontrol kapsamında, uzun yıllardır geleneksel PID kontrolcüler kullanılmaktadır. Fakat bu kontrolcüler gimbal gibi içerisinde belirsizliklerin bulunduğu lineer olmayan uzay teknolojilerinde başarılı olamamaktadır. Tez çalışmasında, lineer olmayan gimbal sistemi kapsamında, katsayıları sürekli güncellenen kendinden ayarlamalı PID kontrolcüsü geliştirilmiştir. Ayrıca gimbalin eksen kontrolüne yönelik daha hassas kontrol için her bir eksen için ayrı ayrı sistem kimliklendirme çalışması yapılmıştır. Stabilizasyon algoritması kapsamında içte eksen kontrolünde kaskad pozisyon-hız-akım kontrolcüsü ve dışta kendinden ayarlamalı bulanık PID kontrolcüsünden oluşan çift döngülü bir kontrol sistemi geliştirilmiştir. Füze uçuşunu simüle etmek amacıyla hazırlanan test sistemi ile stabilizasyon algoritması gimbal üzerinde test edilmiştir. Farklı eksenlerde farklı bozucu etkiler altında gerçekleştirilen testler sonucunda geliştirilen algoritmanın 0.1 dereceden çok daha az hatayla stabilizasyonu başarıyla gerçekleştirdiği görülmüştür. Çalışmalar kapsamında ayrıca PID katsayılarını çevrimdışı olarak hesaplayan “Parçacık Sürü Optimizasyonu ile Eğitilen Yapay Sinir Ağları PID Kontrolcüsü” ve “Butterworth Polinomu ile Katsayıları Hesaplanan Klasik PID Kontrolcüsü” tasarlanıp gerçek sistem üzerinde test edilmiştir. Bu sayede kendinden ayarlamalı katsayılar sahip kontrolcü yapısı ile sabit katsayılar sahip kontrolcü yapısının sistem üzerinde karşılaştırılması yapılmıştır. Bu çalışmalar sonucunda çalışmalarda kullanılan iki eksenli gimbal sistemi kapsamında kendinden ayarlamalı bulanık PID’nin etkin bir kontrol yöntemi olduğu görülmüştür.

Bilim Kodu : 703.3.016

Anahtar Kelimeler : Gimbal sistemi, kendinden ayarlamalı bulanık PID, parçacık sürü optimizasyonu, sistem kimliklendirme

Sayfa Adedi : 154

Danışman : Prof. Dr. İlhami ÇOLAK

TWO AXIS GIMBAL APPLICATION
WITH SELF TUNING PID CONTROL

(Ph. D. Thesis)

Murat ŞAHİN

GAZİ UNIVERSITY
GRADUATE SCHOOL OF NATURAL AND APPLIED SCIENCES

January 2015

ABSTRACT

In this thesis, two-axis gimbal system application with self tuning PID controller is studied. Gimbal is a system that provides seeker of the missile to lock to the target and follow the target and increases seen angle with three axis motion capability. To follow the target with no error, gimbal should be stabilized independent from the dynamic motion of the missile. Precisely and speedily target-locking and following against the distortable effects are critical for the success of the missile. In the industry, in the scope of the speedily and effective control traditional PID controllers have been used for years. But these controllers can not be successful in nonlinear space technologies like gimbal. In this study, in the scope of nonlinear gimbal system, coefficients are constantly updated self tuning PID controller has been developed. In addition, for more precise control on gimbal's axis control, system identification work is made separately. In the scope of the axis stabilization control algorithm, a double-loop control system consisting of cascade position-velocity-current controller on axis control in the inside and self tuning fuzzy PID controller in the outside has been developed. Missile flight test system to simulate the preparation was tested on the gimbal stabilization algorithm. It has been seen that the developed algorithm can successfully stabilize much less than 0,1 degrees of error under different disturbance effects in different axis. In the scope of the study "Artificial Neural Network PID Controller Trained with Particle Swarm Optimization" and "Butterworth polynomials with coefficients calculated Classic PID Controller" was designed and tested on the real system. Thus, the controller structure with self controlling coefficients and the controller structure with constant coefficients are compared on the set up of the system. As a result of these studies, it is seen that, in the scope of two axis gimbal system used in the studies, self tuning fuzzy PID is an effective control method.

Science Code : 703.3.016

Key Words : Gimbal system, self tuning fuzzy PID, particle swarm optimization, system identification

Page Number : 154

Supervisor : Prof. Dr. İlhami ÇOLAK

TEŞEKKÜR

Çalışmalarım boyunca değerli yardım ve katkılarıyla beni yönlendiren saygıdeğer danışmanım Prof. Dr. İlhami ÇOLAK'a, tez çalışmasında tez izleme komitesi üyesi olarak katkılarından dolayı değerli hocalarım Prof. Dr. Ramazan BAYINDIR ve Doç. Dr. Hamit ERDEM'e, doktora çalışmalarım boyunca akademik desteğini esirgemeyen ve kıymetli tecrübelerinden faydalandığım GEMEC-Gazi Elektrik Makineleri ve Enerji Kontrol Grubu üyelerine, tez çalışmalarında verdikleri destekten dolayı değerli iş arkadaşlarım Semih ÇAKIROĞLU, Zafer ESEN, Umut KARAPINAR ve Ahmet AYDOĞAN'a, beni maddi ve manevi destekleriyle hiçbir zaman yalnız bırakmayan ve bu günlere gelmemde en büyük paya sahip olan canlarım eşim Selcen ŞAHİN, annem Fatma ŞAHİN ve babam Dursun ŞAHİN'e ve tez çalışmalarına verdiği maddi destekten dolayı Türk Savunma Sanayii'nin yükselen yıldızı Roketsan A.Ş.'ye teşekkürü bir borç bilirim.

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
ÖZET	iv
ABSTRACT.....	v
TEŞEKKÜR.....	vi
İÇİNDEKİLER	vii
ÇİZELGELERİN LİSTESİ	ix
ŞEKİLLERİN LİSTESİ.....	x
1. GİRİŞ.....	1
2. BENZETİM ÇALIŞMALARI	5
2.1. Koordinat Sistemi Tanımlamaları.....	6
2.1.1. Konum	6
2.1.2. Yönelim	7
2.1.3. Dönme operatörü.....	8
2.1.4. Yuvarlanma, yükselme ve sapma açısı sistemi.....	9
2.2. GS Kinematiki	11
2.2.1. Düz kinematik yöntem.....	11
2.2.2. Ters kinematik yöntem	12
2.3. GS Dinamiki	14
2.3.1 GS dinamik modeli.....	16
2.4. GS Alt Komponentleri Benzetim Çalışmaları.....	18
2.4.1. DA motoru modeli.....	18
2.4.2. Mutlak enkoder modeli.....	23
2.4.3. Cirooskop modeli	24
3. GS EKSENLERİ KONTROL ALGORİTMALARI TASARIM ÇALIŞMALARI ...	27
3.1. Kontrolcü Tasarım Çalışmaları.....	29
3.1.1. Tek döngülü kontrol sistemi	30
3.2. GS Eksenleri SK Çalışmaları	38
3.3. Çok Döngülü (Kaskad) Kontrol Sistemi	42

Sayfa

3.3.1. Pozisyon-Hız kaskad kontrolcü tasarımı	43
3.3.2. Pozisyon-Hız-Akım kaskad kontrolcü.....	51
3.4. Kontrolcü Tablosu	63
3.5. GS Dış Eksen Kontrolcü Alternatifleri Karşılaştırma	64
3.6. GS İç Eksen Kontrolcü Alternatifleri Karşılaştırma.....	68
4. STABİLİZASYON ALGORİTMASI TASARIM ÇALIŞMALARI	73
4.1. Klasik PID Katsayı Ayarlama Yöntemleri.....	74
4.1.1. Birim basamak sinyali (BBS) ve birim rampa sinyali (BRS)	74
4.1.2. Ziegler-Nichols (ZN) yöntemleri	77
4.1.3. Cohen-Coon (CC) yöntemi	78
4.1.4. Butterworth polinomu yöntemi	79
4.1.5. Kendinden ayarlamalı PID kontrol sistemi.....	79
4.2. Klasik PID Tasarım Çalışmaları.....	81
4.3. PSO ile Eğitilen Yapay Sinir Ağları PID Kontrolcüsü Tasarım Çalışmaları.....	84
4.4. Kendinden Ayarlamalı Bulanık PID Tasarım Çalışmaları.....	94
5. TEST VE DOĞRULAMA ÇALIŞMALARI	107
5.1. Gerçek Zamanlı Testler	107
5.2. Stabilizasyon Algoritmaları Karşılaştırılması	110
6. SONUÇ VE ÖNERİLER.....	131
6.1. Tez Çalışması Kapsamında Yapılanlar	131
6.2. Sonuçlar ve Değerlendirme	133
EK-1. PSO ile Eğitilen Yapay Sinir Ağları PID Kontrolcüsü Tasarım Çalışmaları.....	142
EK-2. Kendinden Ayarlamalı Bulanık PID Tasarım Çalışmaları.....	147

ÇİZELGELERİN LİSTESİ

Çizelge	Sayfa
Çizelge 2.1. D-H parametreleri.....	12
Çizelge 3.1. Kontrolcü veri birimleri	28
Çizelge 3.2. Kontrolcü katsayıları.....	63
Çizelge 3.3. Kontrolcü veri birimleri	63
Çizelge 4.1. ZN basamak cevabı ile PID parametreleri tespiti.....	77
Çizelge 4.2. ZN frekans cevabı ile PID parametreleri tespiti.....	77
Çizelge 4.3. CC ile PID parametreleri tespiti	79
Çizelge 4.4. Farklı kuş ve iterasyon sayılarına göre elde edilen PID katsayıları	91
Çizelge 4.5. Kp bulanık mantık kural tablosu	101
Çizelge 4.6. Ki bulanık mantık kural tablosu	102
Çizelge 4.7. Kd bulanık mantık kural tablosu	103
Çizelge 5.1. Kontrolcü performansları karşılaştırma - GZT	120
Çizelge 5.2. US testlerinde uygulanan bozucu etkiler	120
Çizelge 5.3. Kontrolcü performansları karşılaştırma – US	126

ŞEKİLLERİN LİSTESİ

Şekil	Sayfa
Şekil 2.1. GS eksen ve hareket gösterimi	5
Şekil 2.2. GS stabilizasyon bloğu	5
Şekil 2.3. Vektör gösterimi	6
Şekil 2.4. Yönelim	8
Şekil 2.5. P vektörünün Z eksenini etrafında θ açısıyla döndürülmesi	9
Şekil 2.6. Sabit açı sistemi	9
Şekil 2.7. Gimbal iç ve dış eksen hareketleri - DKY	11
Şekil 2.8. Gimbal iç ve dış eksen hareketleri - TKY	13
Şekil 2.9. Gimbal sisteminin hareketi	15
Şekil 2.10. GS sabit girdileri	16
Şekil 2.11. GS dinamik modeli alt programları	17
Şekil 2.12. GS dinamik modeli	17
Şekil 2.13. DA motorun elektriksel modeli	18
Şekil 2.14. DA motoru modeli	20
Şekil 2.15. DA motoru blok diyagramı	21
Şekil 2.16. DA motoru durum diyagramı	23
Şekil 2.17. Ölçüm faktörü ve sürüklenme parametrelerinin grafiksel gösterimi	24
Şekil 2.18. Sapma ve ölçüm faktörü gösterimi	25
Şekil 2.19. Çıkış gürültüsü gösterimi	25
Şekil 3.1. MD kodunu üreten simulink modeli	27
Şekil 3.2. DA motoru test sistemi	28
Şekil 3.3. Sistem açık döngü kök-yer grafiği	29
Şekil 3.4. Tek döngülü kontrol sistemi şematik gösterimi	30
Şekil 3.5. PID kontrolcü çeşitli sıfır konumları için kök yeri eğrisi değişimi	31
Şekil 3.6. Kazanç seçimi için kök-yer grafiği	32
Şekil 3.7. PID kontrolcü kapalı döngü BBK cevabı	33
Şekil 3.8. PID kontrolcü kapalı döngü bode eğrileri	34
Şekil 3.9. PID kontrolcü ile 20 mNm yükte pozisyon cevabı	34
Şekil 3.10. Kazanç seçimi için kök-yer grafiği	35
Şekil 3.11. PID kontrolcü ile 20 mNm yükte pozisyon cevabı	36

Şekil	Sayfa
Şekil 3.12. PID kontrolcü kapalı döngü BBK cevabı	36
Şekil 3.13. PID pozisyon kontrolcüsü pozisyon cevabı	37
Şekil 3.14. Gimbal dış eksenini açık döngü pozisyon cevabı.....	38
Şekil 3.15. Gimbal eksenini SK modeli	39
Şekil 3.16. CETM	39
Şekil 3.17. Güncellenen J_m ve B_m değerleri ile sistem cevabı.....	40
Şekil 3.18. DA motoru modeli	40
Şekil 3.19. GS iç eksenini açık döngü pozisyon cevabı.....	41
Şekil 3.20. Güncellenen J_m ve B_m değerleri ile iç eksen sistem cevabı	42
Şekil 3.21. Pozisyon-Hız kaskad kontrolcü	43
Şekil 3.22. Gerilim-Hız açık döngü kök yeri eğrisi	44
Şekil 3.23. PI kontrolcü ile açık döngü kök yeri eğrileri.....	45
Şekil 3.24. PI hız kontrol döngüsü kök yeri eğrisi.....	46
Şekil 3.25. PI hız kontrol döngüsü BBK cevabı	47
Şekil 3.26. PI hız kontrol döngüsü bode eğrileri	47
Şekil 3.27. Hız referansı - pozisyon açık döngü kök yeri eğrisi.....	48
Şekil 3.28. Pozisyon-Hız kontrol döngüsü BBK cevabı	49
Şekil 3.29. Pozisyon-Hız kontrol döngüsü bode eğrileri.....	50
Şekil 3.30. Pozisyon-Hız kontrolcüsü ile 20 mNm yükte pozisyon cevabı	50
Şekil 3.31. Pozisyon-Hız-Akım kaskad kontrolcü.....	51
Şekil 3.32. Gerilim-Akım transfer fonksiyonu	51
Şekil 3.33. Gerilim-Akım açık döngüsü kök yeri eğrisi.....	52
Şekil 3.34. Akım kontrolcüsü alternatif sıfır pozisyonları için kök yeri eğrileri.....	53
Şekil 3.35. Gerilim-Akım kapalı döngüsü kök yeri eğrisi.....	54
Şekil 3.36. PI akım kontrol döngüsü BBK cevabı	55
Şekil 3.37. PI akım kontrol döngüsü kapalı döngü bode eğrileri.....	55
Şekil 3.38. Akım referansı - hız transfer fonksiyonu	56
Şekil 3.39. Akım referansı - hız transfer fonksiyonu kök yeri eğrisi.....	57
Şekil 3.40. Hız kontrolcüsü alternatif sıfır pozisyonları için kök yeri eğrileri	57
Şekil 3.41. Akım-Hız kapalı döngüsü kök yeri eğrisi.....	58
Şekil 3.42. PI hız kontrol döngüsü BBK cevabı	59
Şekil 3.43. PI hız kontrol döngüsü kapalı döngü bode eğrileri.....	59

Şekil	Sayfa
Şekil 3.44. Hız referansı - pozisyon transfer fonksiyonu	60
Şekil 3.45. Hız referansı - pozisyon transfer fonksiyonu kök yeri eğrisi.....	60
Şekil 3.46. P pozisyon kontrol döngüsü BBK cevabı	61
Şekil 3.47. P pozisyon kontrol döngüsü kapalı döngü bode eğrileri.....	62
Şekil 3.48. Kaskad pozisyon - hız kontrolcüsü ile 20mNm yükte pozisyon cevabı	62
Şekil 3.49. Gimbal dış eksen BBK pozisyon cevapları.....	64
Şekil 3.50. Gimbal dış eksen BBK hız cevapları.....	65
Şekil 3.51. Gimbal dış eksen BBK akım cevapları.....	65
Şekil 3.52. Gimbal dış eksen sinüs komutu pozisyon cevapları.....	66
Şekil 3.53. Gimbal dış eksen sinüs komutu hız cevapları	67
Şekil 3.54. Gimbal dış eksen sinüs komutu akım cevapları	67
Şekil 3.55. Gimbal iç eksen adım referansı pozisyon cevapları	68
Şekil 3.56. Gimbal iç eksen adım referansı hız cevapları	69
Şekil 3.57. Gimbal iç eksen adım referansı akım cevapları	69
Şekil 3.58. Gimbal iç eksen sinüs referans komutu pozisyon cevapları	70
Şekil 3.59. Gimbal dış eksen sinüs referans komutu hız cevapları.....	71
Şekil 3.60. Gimbal dış eksen sinüs referans komutu akım cevapları.....	71
Şekil 4.1. Gimbal stabilizasyonu gösterimi	73
Şekil 4.2. Birim basamak sinyali	74
Şekil 4.3. BBS cevabı.....	75
Şekil 4.4. Birim rampa sinyali	76
Şekil 4.5. BRS cevabı.....	76
Şekil 4.6. CC yöntemi sistem giriş-çıkış parametreleri.....	78
Şekil 4.7. KPY ile katsayı hesaplama sistemi.....	80
Şekil 4.8. OAY ile katsayı hesaplama sistemi	80
Şekil 4.9. MTAY ile katsayı hesaplama sistemi	81
Şekil 4.10. PID kontrolcülü tek döngülü kontrol sistemi	82
Şekil 4.11. YSA genel ağ yapısı	84
Şekil 4.12. Sigmoid fonksiyonu.....	85
Şekil 4.13. PSO PID algoritması.....	87
Şekil 4.14. YSA PID algoritması	88
Şekil 4.15. YSA PID bloğu.....	88

Şekil	Sayfa
Şekil 4.16. PSO UF gösterimi.....	89
Şekil 4.17. PSO algoritması akış şeması	90
Şekil 4.18. Farklı PID katsayıları ile sapma eksen pozisyon cevapları.....	92
Şekil 4.19. Farklı PID katsayıları ile sapma eksen pozisyon cevapları (yakın plan).....	92
Şekil 4.20. Farklı PID katsayıları ile yükselme eksen pozisyon cevapları.....	93
Şekil 4.21. Farklı PID katsayıları ile yükselme eksen pozisyon cevapları (yakın plan)	93
Şekil 4.22. Bulanık PID kontrolcü gösterimi.....	94
Şekil 4.23. Bulanık PID kontrolcü gösterimi [58]	94
Şekil 4.24. Fonksiyon tabanlı KAB PID kontrolcü gösterimi [79].....	96
Şekil 4.25. KAB PID kontrolcü gösterimi [81]	96
Şekil 4.26. Bulanık mantık kontrolcüsü	97
Şekil 4.27. KAB PID giriş ve çıkış üyelik fonksiyonları gösterimi (iç eksen).....	97
Şekil 4.28. Üçgen üyelik fonksiyonu	98
Şekil 4.29. Giriş Üyelik Fonksiyonu.....	98
Şekil 4.30. Çıkış üyelik fonksiyonu	99
Şekil 4.31. Kp'nin hata ve hatanın türevi ile bulunması	101
Şekil 4.32. Ki'nin hata ve hatanın türevi ile bulunması	102
Şekil 4.33. Kd'nin hata ve hatanın türevi ile bulunması	103
Şekil 4.34. Mamdani çıkarım yönteminin gösterimi.....	104
Şekil 4.35. PID katsayıları (birim basamak komuta karşılık ayarlanan katsayılar).....	105
Şekil 4.36. PID katsayıları (rampa komuta karşılık ayarlanan katsayılar)	106
Şekil 5.1. GZTS şematik gösterimi	108
Şekil 5.2. GZTS deney ortamı	108
Şekil 5.3. Uçuş simülatörü şematik gösterimi	109
Şekil 5.4. Uçuş simülatörü deney ortamı.....	110
Şekil 5.5. Gimbal sapma eksen kare dalga komutu pozisyon cevapları	111
Şekil 5.6. Gimbal sapma eksen kare dalga komutu pozisyon cevapları (yakın plan)....	111
Şekil 5.7. Gimbal sapma eksen rampa komutu pozisyon cevapları.....	113
Şekil 5.8. Gimbal sapma eksen rampa komutu pozisyon cevapları (yakın plan)	113
Şekil 5.9. Gimbal sapma eksen rampa testi hata değerleri	114
Şekil 5.10. Gimbal yükselme eksen kare dalga komutu pozisyon cevapları.....	115
Şekil 5.11. Gimbal yükselme eksen pozisyon cevapları (yakın plan).....	116

Şekil	Sayfa
Şekil 5.12. Gimbal yükselme eksen rampa komutu pozisyon cevapları.....	117
Şekil 5.13. Gimbal yükselme eksen rampa komutu pozisyon cevapları (yakın plan) ...	118
Şekil 5.14. Gimbal yükselme eksen rampa testi hata değerleri	118
Şekil 5.15. Test 1 sapma eksen pozisyon cevapları	121
Şekil 5.16. Test 2 sapma eksen pozisyon cevapları	122
Şekil 5.17. Test 3 sapma eksen pozisyon cevapları	122
Şekil 5.18. Test 4 yükselme eksen pozisyon cevapları	123
Şekil 5.19. Test 5 yükselme eksen pozisyon cevapları	124
Şekil 5.20. Test 6 yükselme eksen pozisyon cevapları	124
Şekil 5.21. Uçuş senaryosu testi - sapma eksen girdileri	126
Şekil 5.22. Uçuş senaryosu testi - yükselme eksen girdileri	127
Şekil 5.23. Uçuş senaryosu testi - sapma eksen pozisyon cevapları.....	128
Şekil 5.24. Uçuş senaryosu testi - yükselme eksen pozisyon cevapları.....	129

SİMGELER VE KISALTMALAR

Bu çalışmada kullanılmış simgeler ve kısaltmalar açıklamaları ile birlikte aşağıda sunulmuştur.

Simgeler	Açıklamalar
B_m	Motor Viskoz Sürtünme Katsayısı
B_{ti}	Dış ve İç Eksen Arasındaki Viskoz Sürtünme Katsayısı
$e_a(t)$	Motor Gerilimi
$G_c(s)$	PID Kontrolcü Sistemi Transfer Fonksiyonu
$i_a(t)$	Motor Akımı
J_i	Gimbal İç Ekseninin Toplam Eylemsizlik Momenti
J_m	Motor Eylemsizliği
K_b	Ters EMK
K_d	Türevsel Kazanç Terimi
K_i	İntegral Kazancı Terimi
K_p	Konum Kazancı
K_{ti}	İç Eksen Kablolarının Direngenliğini
K_{vi}	Motor Sürücü Kartı Kazancı
L_a	Motor Endüktansı
Nm	Newton Metre
R_a	Motor Direnci
$T_L(t)$	Yük Momenti
$T_m(t)$	Motor Momenti
$w_m(t)$	Motor Açısal Hızı
$\theta_m(t)$	Motor Açısal Konumu
$^\circ$	Derece

Kısaltmalar	Açıklamalar
ANSI	American National Standards Institute
BBK	Birim Basamak Komutu
BBS	Birim Basamak Sinyali
CETM	Control and Estimation Tool Manager
DA	Doğru Akım
D-H	Denavit-Hartenberg
DKY	Düz Kinematik Yöntem
DTH	Doğrudan Tahrikli Halka
EMK	Elektro-Motor Kuvveti
GZTS	Gerçek Zamanlı Test Sistemi
KAB PID	Kendinden Ayarlamalı Bulanık PID
KKF	Kokusuz Kalman Filtresi
MD	Mikrodenetleyici
NI	National Instrument
PID	Proportional Integral Derivative
PIV	Proportional Integral Velocity
PWM	Pulse Width Modulation
SK	Sistem Kimliklendirme
STF	Self Tuning Fuzzy
TAF	Tangent Activation Function
TKY	Ters Kinematik Yöntem
TLC	Target Language Compiler
YSA	Yapay Sinir Ağları

1. GİRİŞ

Askeri alanda hedef bulma ve takip günümüz dünyasında ordular için büyük önem taşımaktadır. Özellikle insansız hava araçlarının ve füzelerin, görevlerini tam olarak yerine getirebilmeleri için hedef bulmada ve takipte hatasız çalışmaları gerekmektedir. Bu kapsamda farklı hedef takip yöntemleri kullanılmaktadır. Bu yöntemlerden biriside görüntü işleme yöntemlerinin kullanıldığı kamera sistemleridir. Kamera ile gerçekleştirilen hedef takip sistemlerinde, görüş hattının stabilizasyonunun, uçuşa bağlı ve çevresel etkenlerden doğan titreşimlere ve bozucu etkilere karşı izole edilmesi gerekmektedir [1]. Özellikle füze sistemlerinde, hızlı ve kesin bir şekilde hedefe kilitlenme ve bozucu etkenlere karşı takibini sürdürme füzenin başarılı olması kapsamında çok kritik bir unsurdur. Günümüzde gelişmiş füze sistemlerinin çoğunda görüş hattının stabilizasyonu gimbal sistemleri (GS) ile sağlanmaktadır [2].

GS, füzelerde arayıcı başlığın hedefe kilitlenmesini ve takibini sağlayan ve üç ekseninde hareket kabiliyeti ile görüş açısını artıran bir sistemdir. Füzenin hareketinden ve titreşimden kaynaklanan etkileri üzerinde bulunan kamera sistemine aktarmayarak, kameranın görüntüye odaklanmasını ve stabil durumda kalmasını sağlamaktadır [3]. Bu tez çalışmasında bir taktik füzede kullanılacak olan GS'nin stabilizasyonu kapsamında çalışmalar gerçekleştirilmiştir. Tez çalışması kapsamında üzerinde çalışılan GS mekatronik bir yapıdadır ve hareket eksenlerinin kontrolü DA motorları tarafından gerçekleştirilmektedir. GS, arayıcı başlığının görüş açısının artırılması ve hareketli hedefin takip edilebilmesi kapsamında çok etkin bir rolü vardır. Fakat bu etkinliğin başarılı bir şekilde sağlanabilmesi için füze dinamiğinden ve aerodinamik koşullardan etkilenmeden stabilizasyonunun çok hassas yapılması gerekmektedir. Füzeler genellikle at-unut yapıda geliştirilmektedir. Bu nedenle GS kapsamında kullanılacak olan stabilizasyon algoritmasının farklı ortam şartlarına ve hedef durumuna göre kendini uygun değerlere ayarlaması gerekmektedir. Bu ayarlamalar yapılırken bir diğer sorunda farklı dönüş eksenlerinin birbirinden farklı hızlarda ve farklı pozisyonlara hareket edebilecek olmasıdır. Bu kapsamda da denetimci her bir eksen için ilgili hız, pozisyon, ivme ve akım değerlerini ayarlamalı ve hedefi kaybetmemek adına bu işlemleri kısa sürede hesaplayıp, ilgili motorları sürmelidir.

GS'de ki problemler ve zorluklar maddeler halinde aşağıda verilmiştir.

1. Füzenin üç ana ekseninde hareket edebilme yeteneğine sahip olmak durumunda olması aşağıdaki sorunların ortaya çıkmasına sebep olmaktadır.
 - a. Kullanılan hareket ve algılayıcı komponentlerinin çok sayıda olması,
 - b. Algılayıcıların çevresel faktörlerden dolayı gürültülü cevap vermesi,
 - c. Algılayıcı komponentlerin montaj veya tasarım kaynaklı hatalarından dolayı yük dağılımındaki eşitsizlik.
2. Gerçek zamanlı kontrol edilebilme yeteneğine sahip olmak durumunda olması;
 - a. Denetiminin algılayıcılardan aldığı verileri değerlendirip aynı anda tüm eksenlere gerekli kontrol sinyallerini göndermesi gerekmektedir.
 - b. Uçuş anında değişken çevresel koşullar.
 - c. Hedefin bilinmeyen ve tahmin edilemeyen hareketi.
 - d. Füzenin dinamik ve titreşimli yapısı.

GS’de kullanılan kontrolcü, başarılı bir hedef takibi için, bu olumsuz etkenlerle başa çıkabilmelidir. Endüstride uzun yıllardır DA motoru kontrolünde genellikle PID kontrolcü kullanılmaktadır. PID, Proportional (Oransal), Integral (İntegral), Derivative (Türevsel), üç parametresi de birbirinden bağımsız olarak ayarlanabilen yaygın bir kontrolcüdür [4,5]. PID kontrolcü, karakteristiği bilinen lineer sistemlerde etkindir. Fakat gimbal gibi füzenin uçuş yörüngesine ve hedefin hareketine bağlı çok fazla belirsizlikleri içeren sistemlerde etkin bir kontrol yöntemi değildir. Bu nedenle son yıllarda araştırmacılar, lineer olmayan sistemlerde, geleneksel kontrol yöntemleri yerine alternatif kontrol sistemleri kapsamında ki çalışmalara ağırlık vermişlerdir. Tez çalışması kapsamında ilk olarak gimbal vb. sistemlerinin stabilizasyonuna yönelik gerçekleştirilmiş olan literatür çalışmaları incelenmiştir. Bu çalışmalarda hazırlanan kontrolcülerden öne çıkanları; elektro-optik bir işaretleme sistemin stabilizasyonu kapsamında 2 bölümden oluşan bir iç mod kontrol sistemi (2-Port Internal Mode Control) tasarımı [1], bir uydu sisteminin stabilizasyonu kapsamında tasarlanan bulanık mantık (Fuzzy Logic) yöntemi [6], dengelenmemiş bir rotora sahip gimbalin kontrolüne yönelik tasarlanan adaptif kontrolcü [7], bir uzay istasyonunun güneş panellerini hareket ettiren sistemin kontrolü kapsamında tasarlanan adaptif kontrolcü [8], RC (Radio-Controlled) helikopterde kamera taşıyıcı olarak kullanılan bir GS’nin kontrolü kapsamında tasarlanan veri güdümlü PD (Data-Driven PD) kontrolcü [9], insan gözünün hareket kabiliyetinden esinlenerek geliştirilen bir GS’nin kontrolü kapsamında tasarlanan adaptif kontrolcü [10], elektro-optik bir görüntüleme sisteminin

kontrolü kapsamında tasarlanan kesir dereceli kontrol (Fractional Order Control) yöntemi olmuştur [11]. Bu çalışmalar haricinde farklı platformların stabilizasyonuna yönelik çalışmalarda, örnek teşkil etmesi sebebiyle incelenmiştir [12-26].

Bu tez çalışmasında taktik füzede kullanılacak olan gimbal sisteminin, yukarıda detaylı bir şekilde verilen problemlerin etkilerini en aza indirip, stabilizasyonunu gerçekleştirmek amaçlanmıştır. Stabilizasyonu gerçekleştirirken, geliştirilecek olan kontrolcünün, minimum kalıcı hata ve maksimum yükselme zamanına sahip olması hedeflenmiştir. Yukarıda detayları verilen literatür taraması neticesinde; araştırmacılar “İki Eksenli Gimbal Sisteminin Stabilizasyonu” kapsamında farklı kontrolcü algoritmaları üzerine çalışmalar gerçekleştirmişlerdir. Bu çalışmaların birçoğu bilgisayar ortamında modelleme çalışmaları olarak kalmış ve gerçek hayata uygulama olarak geçmemiştir. Uygulama olarak geçenlerin büyük kısmı da hareket kabiliyeti bakımından düşük hızlarda hareket eden sistemlerdir. Bu tez çalışmasında bu araştırmalardan farklı olarak, gerçek bir füzede kullanılacak gimbal sisteminin stabilizasyonu kapsamında çalışmalar yapılmıştır. Çalışmada üzerinde çalışılan ana kontrol yöntemi olarak katsayıları zamanla değişen kendinden ayarlamalı PID yöntemi belirlenmiştir. Katsayıları ayarlama yöntemi olarak bulanık mantık, PSO (Parçacık Sürü Optimizasyonu) ile eğitilen YSA (Yapay Sinir Ağları) ve Butterworth polinomları olmak üzere üç farklı yöntem seçilmiştir. Böylece çalışmalar esnasında GS kapsamında, “Kendinden Ayarlamalı Bulanık PID Kontrol” ve “Katsayıları PSO YSA ile ayarlanan PID Kontrol” tasarlanmış ve hazırlanan test sistemi ile GS üzerinde test edilmiştir. Bu kontrolcülere alternatif olarak Klasik PID kontrolcü de tasarlanmış ve test çalışmalarında test edilerek uyarlamalı PID ile klasik PID yöntemlerinin karşılaştırmaları yapılmıştır.

Çalışma kapsamında üzerinde çalışılan GS'nin performans gereksinimleri aşağıda verilmiştir. Bu gereksinimler aynı zamanda tasarlanan kontrol sisteminin de gereksinimlerini oluşturmaktadır.

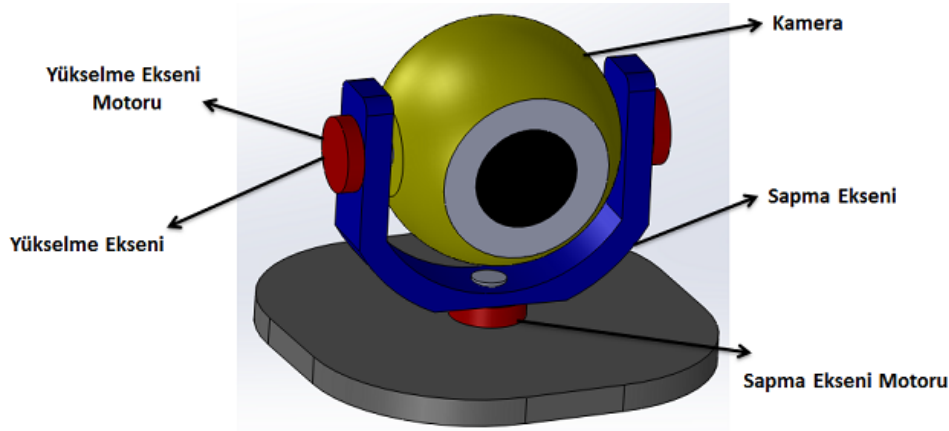
- Eksenlerin dönüş açısı kabiliyeti $\pm 20^\circ$
- Gimbal sisteminin dönüş hızı $\geq 100^\circ/\text{s}$
- Kontrolcünün oturma zamanı tepkisi (1° BBK için) ≤ 100 ms
- Stabilizasyon hatası $\leq 0,1^\circ$
- Gimbal sisteminin band genişliği ≥ 10 Hz

Tez çalışmalarında ilk olarak bilgisayar ortamında benzetim çalışmaları gerçekleştirilmiştir. Bu kapsamda ilk olarak, GS'nin hareketlerini tanımlamak amacıyla kinematik denklemler ve enerji analizi yapabilmek amacıyla dinamik denklemler araştırılmış ve bilgisayar ortamında modellenmiştir. Bu sayede stabilizasyonu gerçekleştirilen GS'nin ana mimarisi bilgisayar ortamına aktarılmıştır. İkinci aşamada GS'nin tahrik mekanizmasını oluşturan alt komponentlerin modelleme çalışmaları gerçekleştirilmiştir. Üçüncü aşamada ise gimbal eksenlerinin transfer fonksiyonu çıkarılarak bilgisayar ortamında modellenmiş ve bu transfer fonksiyonu kullanılarak sistem analizleri ve kontrolcü tasarım çalışmaları gerçekleştirilmiştir. Denyesel çalışmalarda gimbal eksenlerinin dinamiğinin modelden farklı olduğu görülmüştür. Bu kapsamda eksen modelleri üzerine Matlab Control and Estimation Tool Manager kullanılarak sistem kimliklendirme çalışmaları gerçekleştirilmiştir. Daha sonra bu modeller üzerinde Matlab Control System Toolbox ile üç farklı kontrol sistemi tasarlanmış ve deneysel ortamda test edilerek birbirlerine göre olan üstünlükleri belirlenmiştir. Dördüncü aşamada stabilizasyon algoritmasının geri besleme sensörü olan ciroskopun modeli hazırlanmış ve ciroskop verilerini filtreleme kapsamında çalışmalar gerçekleştirilmiştir. Eksen modelleri ile ciroskop modeli birleştirilerek GS modeli tamamlanmış ve bu model üzerinde test etmek amacıyla yukarıda detayları verilen 3 farklı kontrolcü tasarlanmıştır. Çalışmanın son aşamasında ise deneysel çalışmalar kapsamında gerçek zamanlı test sistemi hazırlanmıştır. Bu sayede gimbalin hem masa üzerinde hem de uçuş simülasyonunda ki testleri yapılarak, geliştirilen algoritmaların çalışma durumları analiz edilmiştir. Tez çalışması kapsamında benzetim ve test çalışmaları Labview ve Matlab programları ile gerçekleştirilmiştir.

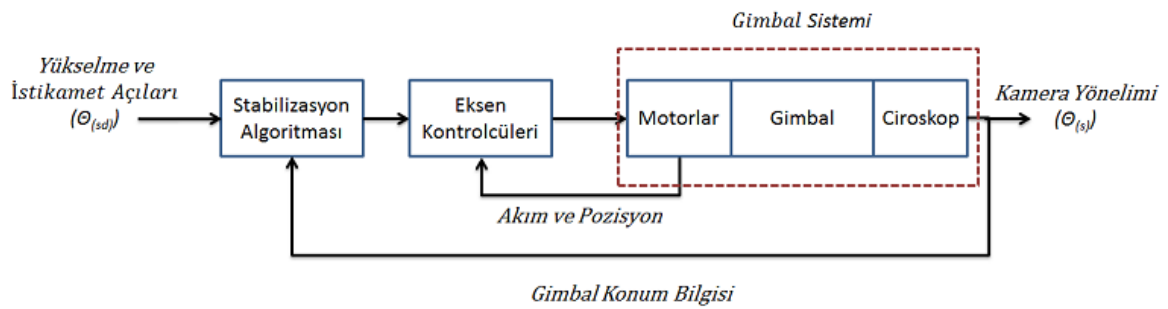
2. BENZETİM ÇALIŞMALARI

Dinamik sistemlerin kontrolü kapsamında, deneysel çalışmalardan önce bilgisayar ortamında gerçekleştirilen benzetim çalışmaları önem arz etmektedir. Benzetim (simülasyon) fiziksel bir uygulamayı hayata geçirmeden önce, bilgisayar ortamında gerekli programlar yardımıyla canlandırma işlemidir [27]. Deneysel çalışmalarda kontrol sistemleri üzerindeki parametre ayarlamaları hem sistemlere zarar verebilmekte hemde araştırmacıya zaman kaybettirmektedir. Bu nedenle tez çalışmalarının ilk bölümü benzetim çalışmalarına ayrılmıştır.

GS iki eksenenden oluşmaktadır. Dış eksen yatay eksen (azimuth axis – sapma eksen), iç eksen dikey eksen (elevation axis – yükselme eksen) olarak adlandırılmaktadır. Kamera sistemi iç eksene yerleştirilmektedir [15]. Şekil 2.1.'de çalışmalar kapsamında kullanılan GS'nin eksen gösterimi ve Şekil 2.2.'de temel stabilizasyon bloğu verilmiştir.



Şekil 2.1. GS eksen ve hareket gösterimi



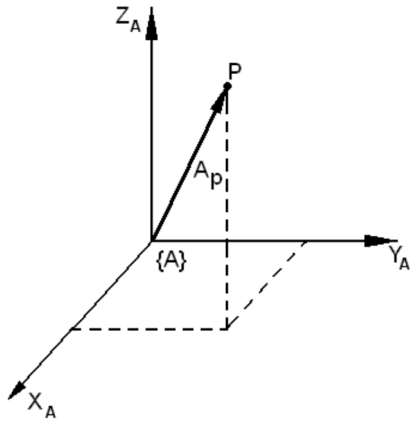
Şekil 2.2. GS stabilizasyon bloğu

GS'nin benzetimini yapabilmek için, eksenlerin konumlarını, yönelimlerini ve çevresini iyi bir şekilde modelleyebilmek gerekmektedir. GS'nin modellenmesi, kinematik modelleme ve dinamik modelleme olmak üzere iki aşamadan oluşmaktadır [28]. Kinematik, hareketin geometrisini yani hareketin yolunu incelemektedir. Dinamik ise hareketi sağlayan kuvvet verildiğinde ortaya çıkan hareketi incelemektedir. Gimbal sisteminin modelini oluştururken kuvvetler önemli bir yere sahip olduğu için dinamik denklemler ön plana çıkmaktadır. Yöntemlerin tanımına geçmeden önce hem yöntemlerin uygulanışında hemde eksenlerin konumlanmasında önemli bir yere sahip olan koordinat sistemi tanımlamaları verilmiştir.

2.1. Koordinat Sistemi Tanımlamaları

2.1.1. Konum

Üç boyutlu uzayda seçilen bir nokta, koordinat sisteminin merkezine göre tanımlanmış, 3x1 boyutlu bir vektörle gösterilir ve buna konum vektörü adı verilir. Vektör adını, tanımlandığı koordinat sisteminden alır [29, 30].



Şekil 2.3. Vektör gösterimi

Şekil 2.3.'te gösterilen vektör sisteminde P noktasının {A} koordinat sistemine göre konumu A_P şeklinde adlandırılır ve Eş. 2.1'de ki gibi gösterilir.

$${}^A P = \begin{bmatrix} {}^A P_x \\ {}^A P_y \\ {}^A P_z \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

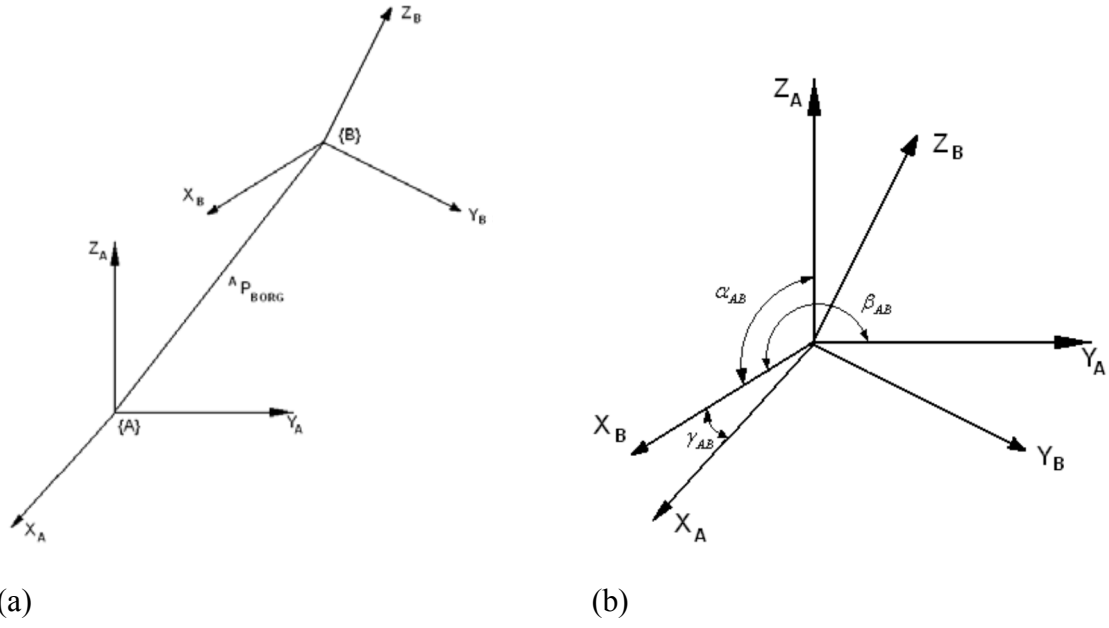
2.1.2. Yönelim

Bir koordinat sisteminin başka bir koordinat sistemine göre dönme miktarına yönelim denir ve 3x3 boyutlu dönme matrisi ile ifade edilir. Şekil 2.4. (a)'da {B} koordinat sisteminin {A} koordinat sistemine göre yönelimi gösterilmiştir.

Koordinat sistemlerinin birbirini cinsinden ifade edilmesi için birim vektörler kullanılır. {B} koordinat sisteminin birim vektörleri cinsinden ifadesi $\{B\} = \hat{X}_B, \hat{Y}_B, \hat{Z}_B$ {B} koordinat sisteminin vektörlerinin {A} koordinat sistemi cinsinden ifadesi ise $\{A\} = {}^A\hat{X}_B, {}^A\hat{Y}_B, {}^A\hat{Z}_B$ şeklindedir. {B} koordinat sisteminin yöneliminin {A} koordinat sistemi cinsinden ifadesi ise ${}^A_B R$ şeklindedir ve matematiksel gösterimi Eş. 2.2'de verilmiştir [29, 30].

$${}^A_B R = [\hat{X}_B, \hat{Y}_B, \hat{Z}_B] = \begin{bmatrix} r_{11} & r_{12} & r_{13} \\ r_{21} & r_{22} & r_{23} \\ r_{31} & r_{32} & r_{33} \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

Koordinat sistemlerinin eksenleri gimbal sisteminin eksenlerinde olduğu gibi çakışık olduğunda yönelimin gösterim şekli değişmektedir. Şekil 2.4. (b)'de verilen gösterimde, {B} koordinat sistemi ile {A} koordinat sistemi çakışıktır. Bu durumda $\hat{X}_B$ birim vektörünün yönelimi {A} koordinat sistemine göre ${}^A\hat{X}_B$ şeklinde gösterilir ve tanımı Eş. 2.3'te verilmiştir [29, 30].



Şekil 2.4. Yönelim

(a) Koordinat sistemlerinde yönelim

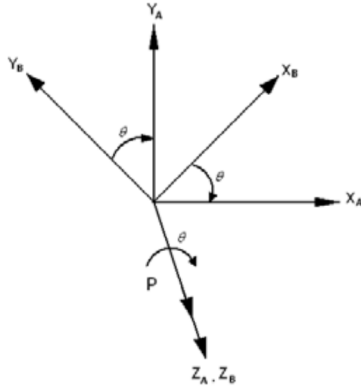
(b) $\hat{X}_B$ birim vektörünün {A} koordinat sistemine göre yönelimi

$${}^A\hat{X}_B = \begin{bmatrix} r_{11} \\ r_{21} \\ r_{31} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} |X_B||X_A|\cos\gamma_{AB} \\ |X_B||X_A|\cos\beta_{AB} \\ |X_B||X_A|\cos\alpha_{AB} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{X}_B * \hat{X}_A \\ \hat{X}_B * \hat{Y}_A \\ \hat{X}_B * \hat{Z}_A \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

2.1.3. Dönme operatörü

Koordinat sisteminin X,Y,Z eksenlerinden herhangi biri etrafında döndürülmesi iki veya üç boyutlu uzayda ifade edilir [28]. Şekil 2.5.'te verilen P vektörünün Z eksenini etrafında θ açısıyla döndürülmesinden elde edilen dönme matrisi Eş. 2.4'te verilmiştir [29, 30].

$${}^A_B R = \begin{bmatrix} {}^A\hat{X}_B, {}^A\hat{Y}_B, {}^A\hat{Z}_B \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta & 0 \\ \sin\theta & \cos\theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.4)$$



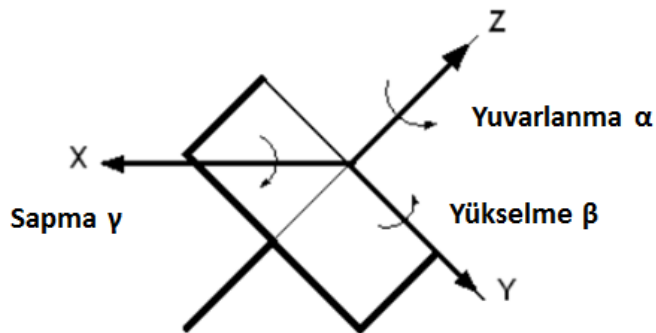
Şekil 2.5. P vektörünün Z eksenini etrafında θ açısıyla döndürülmesi

Konum vektörü $\begin{bmatrix} P_X \\ P_Y \\ P_Z \end{bmatrix}$ olan P vektörünün homojen dönüşüm matrisi Eş. 2.5'te verilmiştir.

$$R_Z = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 0 & P_X \\ \sin \theta & \cos \theta & 0 & P_Y \\ 0 & 0 & 1 & P_Z \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

2.1.4. Yuvarlanma, yükselme ve sapma açısı sistemi

Dönme işleminin, hareket etmeyen sabit koordinat çerçevesine göre gerçekleşmesine sabit açı sistemi veya yuvarlanma, yükselme ve sapma açı sistemi denir [30, 31].



Şekil 2.6. Sabit açı sistemi

Şekil 2.6.'da verilen koordinat sisteminde merkezleri çakışık olan $\{B\}$ koordinat sistemi şekilde görüldüğü gibi X_A eksen boyuncası γ , Y_A eksen boyuncası β ve Z_A eksen boyuncası α açılarıyla döndürülmesiyle oluşan matematiksel ifade Eş. 2.6'da verilmiştir [30, 31].

$$\begin{aligned}
 R_{XYZ}(\gamma, \beta, \alpha) &= R_Z(\alpha)R_Y(\beta)R_X(\gamma) \\
 &= \begin{bmatrix} \cos \alpha & -\sin \alpha & 0 \\ \sin \alpha & \cos \alpha & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \beta & 0 & \sin \beta \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin \beta & 0 & \cos \beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \gamma & -\sin \gamma \\ 0 & \sin \gamma & \cos \gamma \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} \cos \alpha \cos \beta & \cos \alpha \sin \beta \sin \gamma - \sin \alpha \cos \gamma & \cos \alpha \sin \beta \cos \gamma + \sin \alpha \sin \gamma \\ \sin \alpha \cos \beta & \sin \alpha \sin \beta \sin \gamma + \cos \alpha \cos \gamma & \sin \alpha \sin \beta \cos \gamma - \cos \alpha \sin \gamma \\ -\sin \beta & \cos \beta \sin \gamma & \cos \beta \cos \gamma \end{bmatrix} \quad (2.6)
 \end{aligned}$$

$\{B\}$ koordinat sistemine göre $\{A\}$ koordinat sisteminin sabit açı sistemindeki α , β ve γ açı kümesi ise Eş. 2.7'de verilmiştir.

$$\begin{aligned}
 R_{XYZ}(\gamma, \beta, \alpha) &= \begin{bmatrix} r_{11} & r_{12} & r_{13} \\ r_{21} & r_{22} & r_{23} \\ r_{31} & r_{32} & r_{33} \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} \cos \alpha \cos \beta & \cos \alpha \sin \beta \sin \gamma - \sin \alpha \cos \gamma & \cos \alpha \sin \beta \cos \gamma + \sin \alpha \sin \gamma \\ \sin \alpha \cos \beta & \sin \alpha \sin \beta \sin \gamma + \cos \alpha \cos \gamma & \sin \alpha \sin \beta \cos \gamma - \cos \alpha \sin \gamma \\ -\sin \beta & \cos \beta \sin \gamma & \cos \beta \cos \gamma \end{bmatrix} \quad (2.7)
 \end{aligned}$$

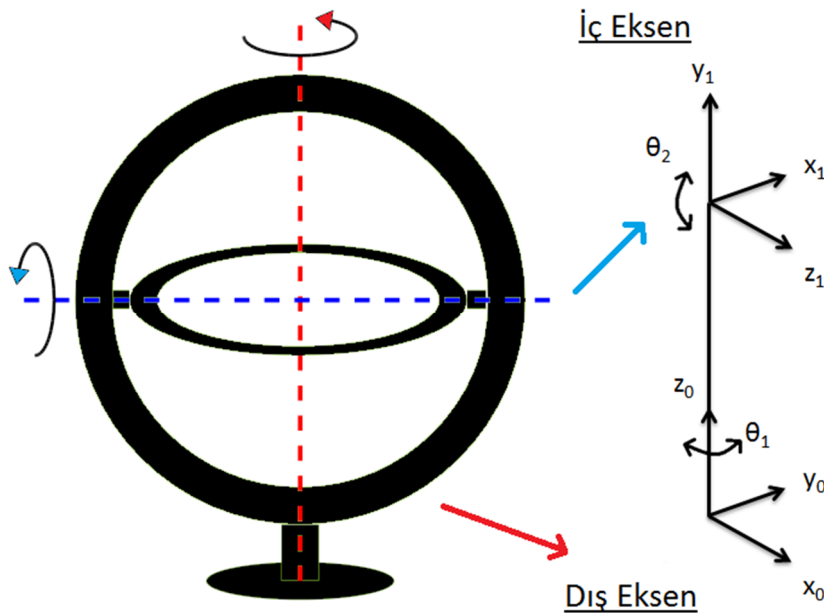
2.2. GS Kinematiği

Kinematik denklemlerinin çıkarılmasında genelde iki yola başvurulur. Bunlardan birincisi düz kinematik yöntem, diğeri de ters kinematik yöntemidir.

2.2.1. Düz kinematik yöntem

Düz kinematik yöntemde (DKY) amaç verilen eyleyici (gimbal eksenleri hareketi) parametrelerinden yola çıkarak uç işlevcinin (kamera sistemi) pozisyonunu bulmaktır [32].

Gimbal eksen hareketlerinin düz kinematik yöntemleri ile belirlenmesi kapsamında kullanılan yöntemler; Pieper-Roth ve Denavit-Hartenberg yöntemleridir. Bunlar içinden gimbal sistemlerine en uygun olanı ve en fazla tercih edileni Denavit-Hartenberg (D-H) yöntemidir. Bu yöntemde dört ana değişken kullanılarak robot kinematiği çıkarılmaktadır. Bu değişkenler iki eksen arasındaki uzuv uzunluğu a_i , iki eksen arasındaki eksen açısı α_i , iki eksen arasındaki eklem kaçıklığı d_i ve iki eksen arasındaki eklem açısı θ_i 'dir [32, 33].



Şekil 2.7. Gimbal iç ve dış eksen hareketleri - DKY

Şekil 2.7.'de gimbal eksenlerinin hareket yönleri gösterilmiştir. Eksen hareketleri dikkate alınarak bulunan D-H parametreleri Çizelge 2.1.'de verilmiştir. Gimbal eksenleri çakışık

olarak kabul edilip eksen kaçıklığı olmadığı kabul edildiğinde a_i ve d_i değerleri 0 olmaktadır.

Çizelge 2.1. D-H parametreleri

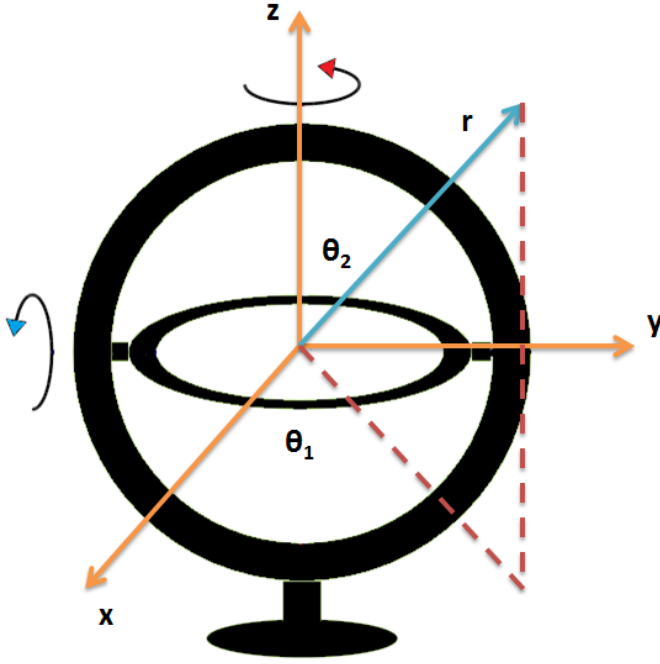
i	α_i (rad)	a_i (m)	θ_i (rad)	d_i (m)
1	$-\Pi/2$	0	θ_1	0
2	$\Pi/2$	0	θ_2	0

Çizelge 2.1. 'de verilen parametreler kullanılarak, Eş. 2.5'te verilen dönüşüm matrisi uygulandığında GS kapsamında ki DKY dönüşüm matrisi elde edilir [15, 31]. Dönüşüm matrisi Eş. 2.8'de verilmiştir.

$$T_0^2 = \begin{bmatrix} \cos \theta_1 \cos \theta_2 & -\sin \theta_1 & \cos \theta_1 \sin \theta_2 & 0 \\ \sin \theta_1 \cos \theta_2 & \cos \theta_1 & \sin \theta_1 \sin \theta_2 & 0 \\ -\sin \theta_2 & 0 & \cos \theta_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

2.2.2. Ters kinematik yöntem

Ters kinematik yöntemde ise amaç verilen uç işlevci (kamera sistemi) pozisyonundan eyleyicilerin (gimbal eksenleri hareketi) parametrelerinin bulunmasıdır [32]. Robotik sistemlerde ters kinematik yöntem; analitik olarak karmaşık, doğrusal olmayan denklemler içermesi, eklemlerin yapısına bağlı olması ve eklem sayısının fazla olması sebebiyle çözülmesi zor problemler içerebilmektedir [15, 31]. Tez çalışmasında kullanılan GS'de ise iki eksen bulunması ve eksenlerin merkez noktalarının aynı noktada olması TKY'nin uygulanmasını kolaylaştırmaktadır.



Şekil 2.8. Gimbal iç ve dış eksen hareketleri - TKY

Şekil 2.8.'de gimbal iç eksenine bağlı kameranın r vektörü doğrultusunda hareket ettiği kabul edilsin. Bu durumda TKY'nin gimbal sistemine uygulanışı kapsamında θ_1 ve θ_2 açılarının bulunması gerekmektedir. İlk olarak x , y , z değerleri r cinsinden ifade edilir.

$$x = r \cos \theta_1 \sin \theta_2 \quad (2.9)$$

$$y = r \sin \theta_1 \sin \theta_2 \quad (2.10)$$

$$z = r \cos \theta_2 \quad (2.11)$$

Eş. 2.9, 2.10 ve 2.11 denklemlerinden θ_1 ve θ_2 açılarının hesaplanması Eş. 2.12 ve 2.13 ile verilmiştir [15, 31].

$$\theta_1 = \tan^{-1} \frac{y}{x} \quad (2.12)$$

$$\theta_2 = \tan^{-1} \frac{\sqrt{x^2 + y^2}}{z} \quad (2.13)$$

2.3. GS Dinamiği

GS'nin dinamiği, hareket kontrol sisteminin ürettiği tork ile eksenlerin hareketi arasındaki ilişkiyi kapsamaktadır. Gimbal sisteminin dinamik modeli Lagrange Denklemi ile oluşturulmaktadır [15]. Lagrange denklemi (Eş. 2.14) kinetik enerji ile potansiyel enerjinin farkından oluşmaktadır.

$$L = K - V \quad (2.14)$$

Gimbal sisteminin kinetik enerjisi;

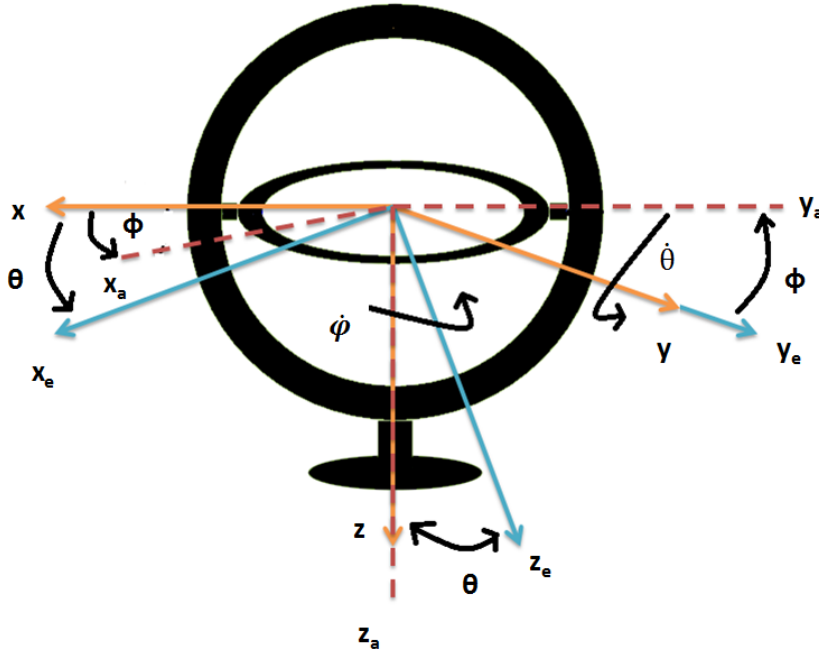
$$K = \frac{1}{2} \dot{q}^T D(q) \dot{q} \quad (2.15)$$

denklemleriyle ifade edilir. Denklemlerde $\dot{q}$ açısal hızı, $D(q)$ atalet matrisini göstermektedir [15].

Şekil 2.9.'da verilen gimbal sisteminin iç ekseninde kamera olduğu kabul edilsin. (İç Eksen = I, Dış Eksen = D, Kamera = K olarak kullanılacaktır.) Bu gimbal sisteminin hareketiyle birlikte ortaya çıkan kinetik enerji; kamera ve iç eksenin toplam kinetik enerjisi ile dış eksenin kinetik enerjisinin toplamına eşit olacaktır.

$$K = \frac{1}{2} \left[(J_{Ky} + J_{Iy}) \dot{\theta}^2 + (J_{Kz} + J_{Iz}) \dot{\phi}^2 \sin^2(\theta) + (J_{Kx} + J_{Ix}) \dot{\phi}^2 \cos^2(\theta) + (J_{Dz}) \dot{\phi}^2 \right] \quad (2.16)$$

Eş. 2.16'da J_K kamera atalet matrisini, J_I iç eksen atalet matrisini, J_D dış eksen atalet matrisini göstermektedir. $\dot{\theta}$ dikey ekseninde açısal dönüş hızını, θ dikey eksen dönüş miktarını, $\dot{\phi}$ yatay eksen açısal dönüş hızını ve ϕ yatay eksen dönüş miktarını göstermektedir [34].



Şekil 2.9. Gimbal sisteminin hareketi

Gimbal sisteminin potansiyel enerjisi;

$$V = mgl(\cos(\theta) - 1) \quad (2.17)$$

denklemleriyle ifade edilir. Denklemlerde m toplam kütleyi, l ise eksen kaçıklığını göstermektedir. Eş. 2.16 ve Eş. 2.17'nin farkı gimbal sisteminin enerji eşitliğini yani Lagrange yaklaşımını verecektir [34]. Sistem eksen kaçıklığı olmadığı durumda potansiyel enerji 0 olacak ve sistemin toplam enerjisi kinetik enerjiye eşit olacaktır.

Lagrange denkleminde tork;

$$T_i = \frac{d}{dt} \frac{\partial L}{\partial \dot{\lambda}_i} - \frac{\partial L}{\partial \lambda_i} \quad (2.18)$$

denklemleri ile bulunur [15, 34]. Denklemlerde λ_i eksen dönüş miktarını ve $\dot{\lambda}_i$ eksen açısal hızını göstermektedir. Eksen kaçıklığı olmadığı kabul edilerek Eş. 2.16, 2.17 ve 2.18 kullanılarak;

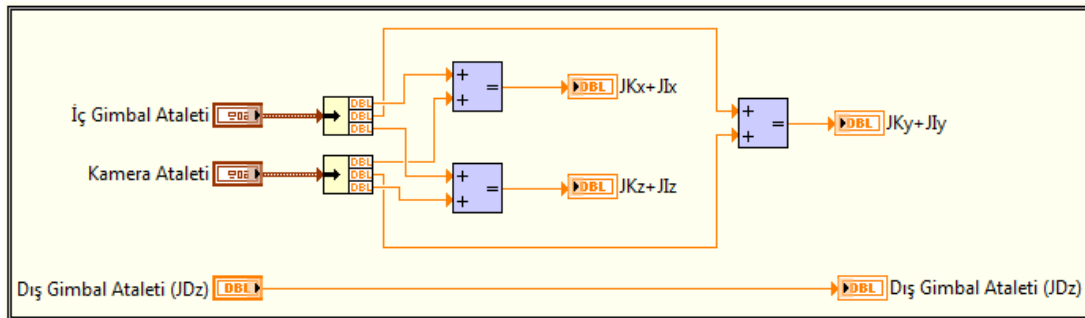
$$T_{\phi} = (J_{Kz} + J_{Iz})\ddot{\phi} \sin^2(\theta) + 2\dot{\phi}\dot{\theta} \sin(\theta)\cos(\theta) + (J_{Kx} + J_{Ix})\ddot{\phi} \cos^2(\theta) - 2\dot{\phi}\dot{\theta} \sin(\theta)\cos(\theta) + (J_{Dz})\ddot{\phi} \quad (2.19)$$

$$T_{\theta} = (J_{Ky} + J_{Iy})\ddot{\theta} + (J_{Kx} + J_{Ix} - J_{Kz} - J_{Iz})\dot{\phi}^2 \cos(\theta)\sin(\theta) \quad (2.20)$$

yatay ve dikey eksenler için tork eşitlikleri bulunmuş olur.

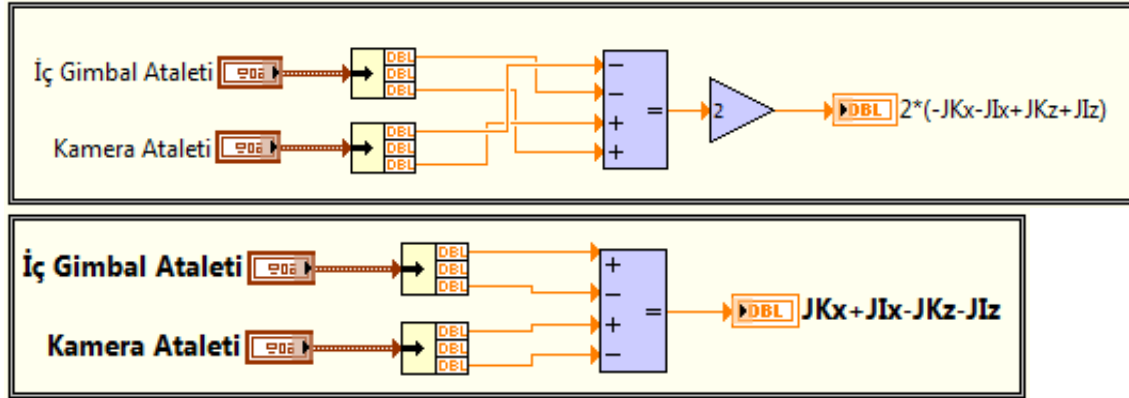
2.3.1 GS dinamik modeli

GS'nin dinamik modelini oluşturmak için Eş. 2.19 ve Eş. 2.20'de verilen tork eşitliklerinin modellenmesi gerekmektedir. Modelleme çalışmalarında ilk olarak sistemde sabit olarak bulunan girdiler oluşturulmuştur. Eş. 2.19 ve Eş. 2.20 denklemlerinde dikkat edilirse sabit girdilerin GS iç ataleti (J_{Ix} , J_{Iy} , J_{Iz}), GS dış ataleti (J_{Dx} , J_{Dy} , J_{Dz}) ve kamera ataleti (J_{Kx} , J_{Ky} , J_{Kz}) olduğu görülür. Sistem sabit girdilerinin Labview programında modellenmiş hali Şekil 2.10.'da gösterilmiştir.



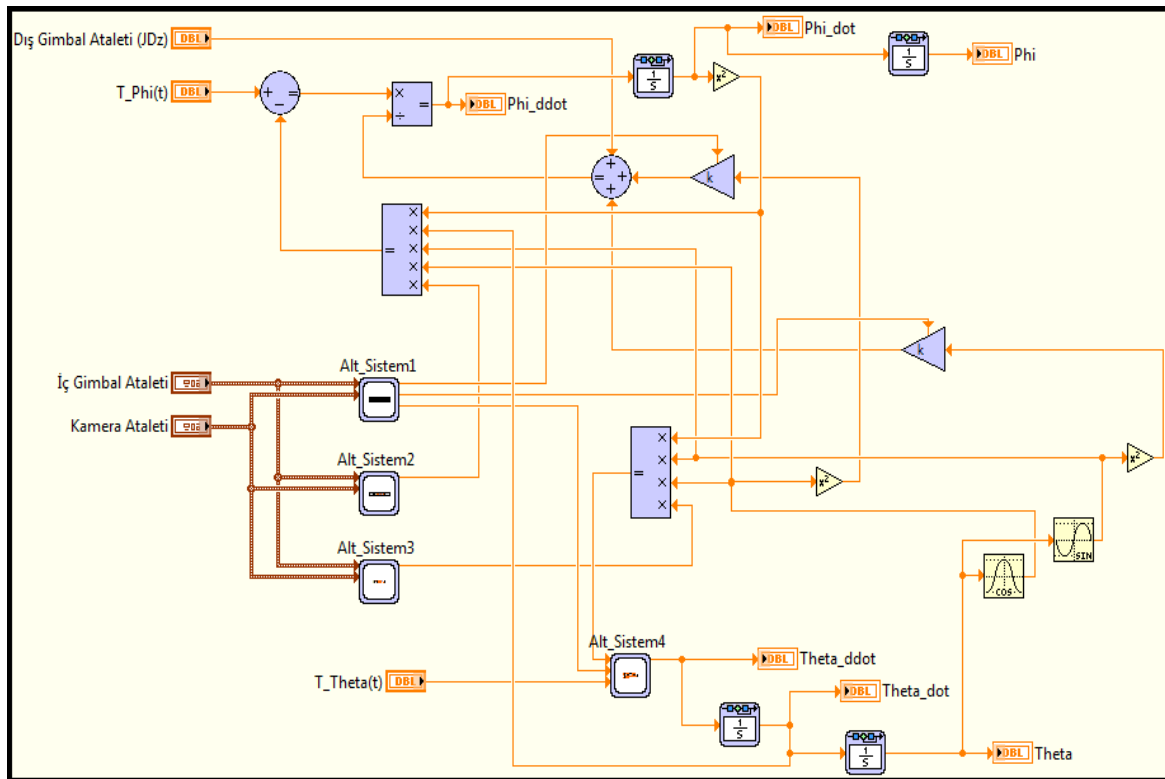
Şekil 2.10. GS sabit girdileri

Programın daha anlaşılır ve daha kolay müdahale edilebilir olması için yukarıda verilen eşitliklerde bulunan matematiksel işlemler alt programlar halinde hazırlanmıştır. Bu kapsamda hazırlanan alt programlardan Alt_Sistem2 ve Alt_Sistem3'e ait program görüntüleri Şekil 2.11.'de verilmiştir.



Şekil 2.11. GS dinamik modeli alt programları

Eş. 2.21 ve 2.22’de $\ddot{\phi}$ ve $\ddot{\theta}$ yatay ve dikey eksenlere ait ivme değerleri eşitliklerin diğer taraflarına çekildiğinde tork değerlerine bağlı olarak elde edilen ivme değerleri bulunmuş olur. İvme hızın türevi ve hız da pozisyonun türevi olduğu için ivmenin integrali alındığında hız değerine ve hızın integrali alındığında da pozisyon değerine ulaşılır. Şekil 2.12.’de GS’nin dinamik modelinin görüntüsü verilmiştir.



Şekil 2.12. GS dinamik modeli

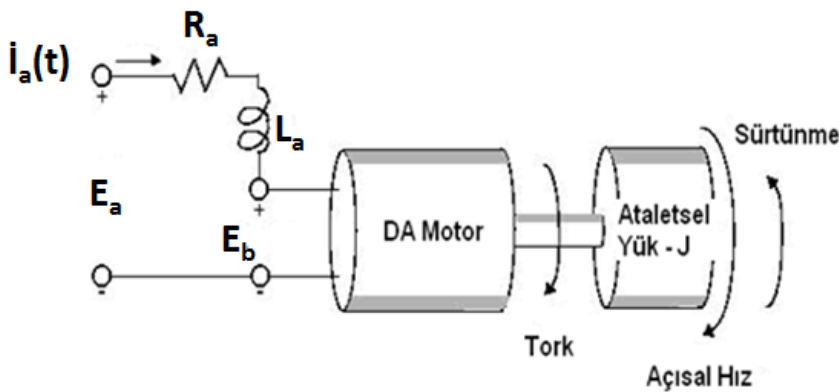
2.4. GS Alt Komponentleri Benzetim Çalışmaları

Şekil 2.2.'de verilen GS stabilizasyon bloğu incelendiği vakit, GS'nin ana tahrik elemanlarının DA motorları ve ana geri besleme sensörünün de cirooskop olduğu görülmektedir. GS'nin kapsamında bilgisayar ortamında gerçekleştirilecek olan kontrolcü tasarım çalışmalarında bu komponentlerin modellerine ihtiyaç vardır. Çalışma kapsamında bu modeller hazırlanarak GS'nin ana modeline eklenmiştir.

2.4.1. DA motoru modeli

DA motoru elektriksel modeli:

Kontrol edilen prosesin matematiksel modellenmesi, sistemin analiz ve sentezinde önemli bir adım oluşturur [35]. Sistemi kontrol etmek için ilk önce prosesin dinamik özelliklerini belirleyen bir değişken takımı tanımlamak gerekmektedir. DA motoru kontrolünde stator sargılarına uygulanan gerilim, sargılardan akan akım, motor milinde oluşan moment, rotor açılal konumu ve hızı sistem değişkeni olarak kullanılmaktadır [36]. Şekil 2.13.'te verilen GS'de kullanılan motorlar hacimsel kısıtlardan dolayı doğrudan tahrikli DA halka motorlar arasından tercih edilmiştir. DA motorun (ataletsel yüke karşı hareket etmeye çalışan) elektriksel modeli Şekil 2.13.'te verilmiştir.



Şekil 2.13. DA motorun elektriksel modeli

Bu modelde Kirchoff yasası kullanıldığında, motor ile ilgili aşağıdaki diferansiyel denklemler elde edilir. Motorun ürettiği tork $T_m(t)$, motorun armatüründen geçen akıma $i_a(t)$ ve tork sabiti K_t 'ye bağlıdır [37].

$$\tau_m(t) = K_i i_a(t) \quad (2.21)$$

Ters emk gerilimi $e_b(t)$ motor şaftının açısal hızı $\omega_m(t)$ ile emk sabiti K_b 'ye bağlıdır.

$$e_b(t) = K_b \omega(t) \quad (2.22)$$

Yukarıda şekilde verilen devrenin gerilim eşitlikleri Eş. 2.23'te verilmiştir. R_a motor iç direncini, L_a motor sarım endüktansı, $E_a(t)$ uygulama gerilimi değerlerini ifade etmektedir.

$$E_a(t) - E_b(t) = L_a \frac{di}{dt} + R_a i(t) \quad (2.23)$$

Eş. 2.23'te ters emk gerilimi eşitliğin diğer kısmına aktarılıp yerine Eş. 2.22 yazıldığında Eş. 2.24 elde edilir.

$$E_a(t) = L_a \frac{di}{dt} + R_a i_a(t) + K_b \omega(t) \quad (2.24)$$

Eş. 2.25'te akım yalnız bırakıldığında aşağıdaki akım denklemi elde edilir.

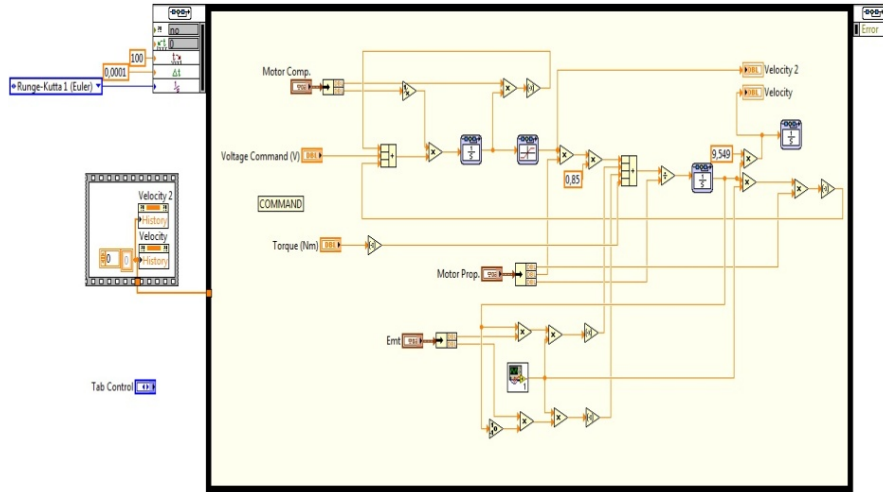
$$\frac{di}{dt} = -\frac{R_a}{L_a} i_a(t) - K_b \omega(t) + \frac{1}{L_a} E_a(t) \quad (2.25)$$

Yukarıdaki modelde tork eşitliği, Newton yasası kullanılarak elde edilir [38]. J_m toplam ataletsel momenti ifade etmektedir.

$$\sum \tau_i = J_m \frac{d\omega}{dt} = -K_b \omega(t) + K_i i_a(t)$$

$$\Rightarrow \frac{d\omega}{dt} = -\frac{1}{J_m} K_b \omega(t) + \frac{1}{J_m} K_i i_a(t) \quad (2.26)$$

Yukarıda ki eşitlikler yardımı ile Labview programında model oluşturulmuştur. Şekil 2.14.'te modele ait programın görüntüsü verilmiştir.



Şekil 2.14. DA motoru modeli

DA motoru transfer fonksiyonu ve blok diyagramı:

Doğrusal zamanda değişmeyen bir sistemin transfer fonksiyonu, başlangıç koşullarının sıfır olması halinde, sisteme uygulanan impuls yanıtının Laplace dönüşümü olarak tanımlanır [39]. Tek giriş ve tek çıkışlı bir sistemde $u(t)$ giriş, $y(t)$ çıkış ve $g(t)$ impuls yanıtı olmak üzere, $G(s)$ sistemin transfer fonksiyonu olmak üzere;

$$G(s) = L[g(t)] \quad (2.27)$$

olarak tanımlanır. $G(s)$ transfer fonksiyonu, $y(t)$ giriş ve $u(t)$ çıkış işaretinin Laplace dönüşümü $Y(s)$ ve $U(s)$ tüm başlangıç koşulları sıfır olmak üzere;

$$G(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} \quad (2.28)$$

olarak bulunur.

Önceki bölümde verilen denklemlerden motorun açısal konumu ve giriş gerilimi arasındaki transfer fonksiyonu;

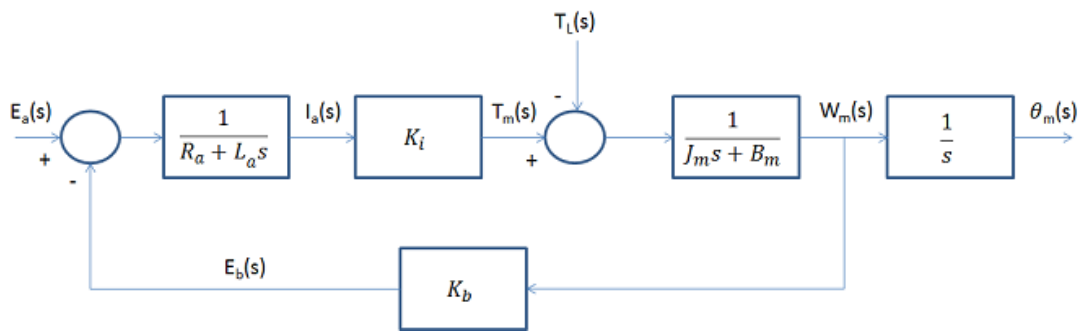
$$\frac{\theta_m(s)}{E_a(s)} = \frac{K_i}{L_a J_m s^3 + (R_a J_m + B_m L_a) s^2 + (K_b K_i + R_a B_m) s} \quad (2.29)$$

olarak bulunur.

Gimbal sisteminde kullanılacak olan motorun ($J_m = 2,8 \text{ g.cm}^2$, $K_b = 0,021 \text{ V/rad/s}$, $K_i = 21,2 \text{ mN.m/A}$, $R = 7 \Omega$, $L = 5 \text{ mH}$) parametreleri 2.31) denkleminde yerine koyulduğunda aşağıda verilen transfer fonksiyonu elde edilmiştir.

$$TF = \frac{0,021}{1,4E-9s^3 + 1,96E-6s^2 + 0,0004452s} \quad (2.30)$$

Blok diyagramı bir sistemin yapısını ve iç bağlantılarını basitçe ifade eden ve transfer fonksiyonu ile birlikte, sistemdeki neden ve etki ilişkisini belirtmek amacıyla kullanılır [5]. DA motoru modelinde ters EMK nedeniyle bir geri besleme mevcuttur. Ters EMK fiziksel olarak motor hızıyla orantılı negatif bir geri besleme oluşturur [40]. Eş. 2.30'dan elde edilen blok diyagramı aşağıda verilmiştir.



Şekil 2.15. DA motoru blok diyagramı

DA motoru durum denklemleri ve durum diyagramı:

$$x_n = f_n(x, u, t), x_i = \frac{dx_i}{dt}, f_i = (x, u, t), i = 1, \dots, n \quad (2.31)$$

Durum denklemleri, n adet durum değişkeni içeren ve durum vektörü;

$$x(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_n(t)]^T \quad (2.32)$$

vektör biçiminde ifade edilir ve aşağıda gösterilen r giriş grubuna sahiptir.

$$u(t) = [u_1(t), u_2(t), \dots, u_r(t)]^T \quad (2.33)$$

Her bir durum değişkeni sütun vektör $x(t)$ 'nin zaman değişken bileşenidir [39]. Verilen bir başlangıç koşulu ve $t \geq t_0$ 'daki girişler için durum denklemleri tüm durum değişkenlerinin türevini içerir. Doğrusal zamanda değişen bir sistemin doğrusal diferansiyel denklemi;

$$\dot{x}_1 = a_{11}x_1 + a_{12}x_2 + \dots a_{1n}x_n + b_{11}u_1 + \dots b_{1r}u_r \quad (2.34)$$

matris formunda gösterimi [39];

$$\begin{bmatrix} \dot{y}_1 \\ \vdots \\ \dot{y}_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_{11} & \dots & c_{1n} \\ \vdots & \dots & \vdots \\ c_{m1} & \dots & c_{mn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ \vdots \\ x_n \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} d_{11} & \dots & d_{1r} \\ \vdots & \dots & \vdots \\ d_{m1} & \dots & d_{mr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ \vdots \\ u_r \end{bmatrix} \quad (2.35)$$

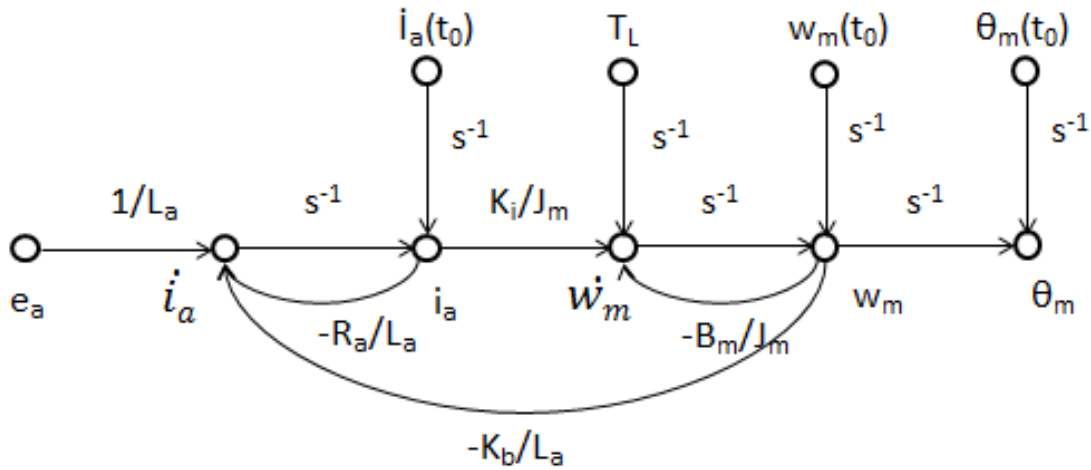
DA motoruna ait sistemin durum değişkenleri $i_a(t)$, $W_m(t)$ ve $\theta_m(t)$ olarak tanımlanabilir. Durum denklemleri vektör-matris biçiminde düzenlenirse Eş. 2.36'da verilen matris elde edilir.

$$\begin{bmatrix} \frac{di_a(t)}{dt} \\ \frac{dW_m(t)}{dt} \\ \frac{d\theta_m(t)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_a}{L_a} & -\frac{K_b}{L_a} & 0 \\ \frac{K_i}{J_m} & -\frac{B_m}{J_m} & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{L_a} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} e_a(t) - \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{J_m} \\ 0 \end{bmatrix} T_L(t) \quad (2.36)$$

GS'de kullanılan motorun parametreleri Eş. 2.36'da yerine koyulduğunda aşağıda verilen durum denklemi elde edilmiştir.

$$\begin{bmatrix} \frac{di_a(t)}{dt} \\ \frac{dw_m(t)}{dt} \\ \frac{d\theta_m(t)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1,4E + 3 & -4,2 & 0 \\ 7,57E + 4 & -26,51 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 200 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} e_a(t) - \begin{bmatrix} 0 \\ 3,57E + 6 \\ 0 \end{bmatrix} T_L(t) \quad (2.37)$$

Yüksek mertebeden ifade edilen diferansiyel denklemlerin anlaşılır şekilde gösterimi için durum diyagramları geliştirilmiştir. Durum diyagramları denklemlerdeki türev ve integral işlemleri baz alınarak oluşturulur. Yukarıda denklemi verilen DA motoru kapsamında hazırlanan durum diyagramı aşağıda verilmiştir.



Şekil 2.16. DA motoru durum diyagramı

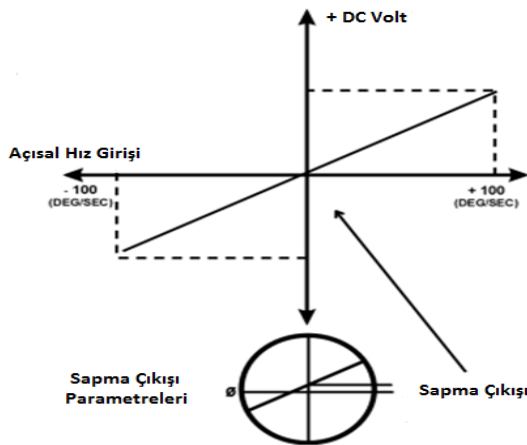
2.4.2. Mutlak enkoder modeli

GS’de eksen kontrolü kapsamında geri besleme sensörü olarak mutlak enkoder kullanılmaktadır. Mutlak enkoder, eksenlerin mutlak pozisyon değerini vermektedir. Bu sensörlerin hassasiyeti genellikle “bit” ile ifade edilir ve günümüzde üreticiler 22 bite kadar gimbal sistemlerine uygun boyutlarda mutlak enkoderler üretmektedir. GS’de kullanılan enkoder 21 bittir ve direk kontrol yüzeyi şaftına bağlandığı için GS’de eksen kontrolünde $360^\circ/2^{21}$ hassasiyetle ölçüm vermektedir.

2.4.3. Cirooskop modeli

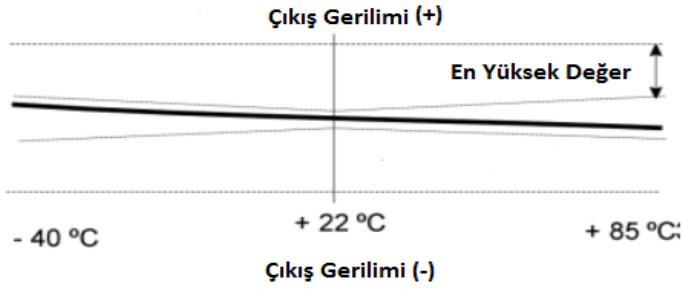
GS stabilizasyon algoritmasında yer eksenine göre konum bilgisini, iç eksene yerleştirilen cirooskop sağlamaktadır. Tasarlanan GS iki eksenli (sapma ve yükselme) hareket serbestliğine sahip olduğu için, iki ekseninde de ölçüm verebilen tek bir cirooskop kullanılması tercih edilmiştir. Cirooskop modeli, ölçüm verilerine dayanan hata modeli ve cirooskop kanalının girdi çıktı ilişkisinden yararlanılarak dinamik model şeklinde oluşturabilmektedir. Hata modellemesi için minimum düzeyde gerekli parametreler ölçüm faktörü, sapma, çıkış gürültüsü olup dinamik kısım için ise sönümleme oranı ve band genişliğidir [41].

Ölçüm faktörü, lineer varsayım yapılarak açı girdisinin DA gerilimi çıktısına dönüştürmekte kullanılır. Belirtilmiş $15\text{mV}/^\circ/\text{s}$ ölçüm faktörü, $1,50\text{ VDA}$ çıktısının $100^\circ/\text{s}$ dönüsel hareket olduğunu göstermektedir.



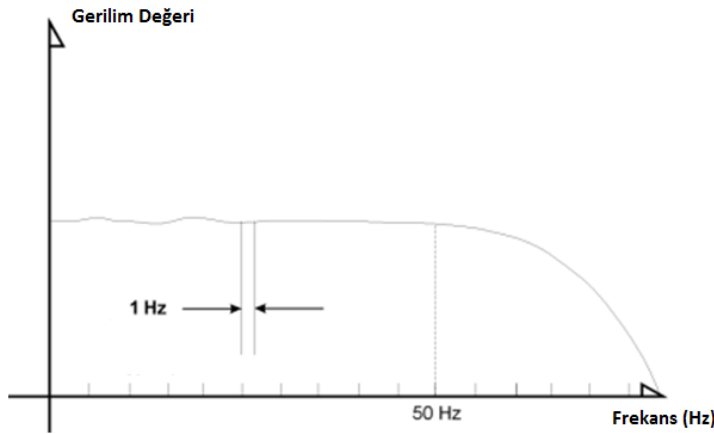
Şekil 2.17. Ölçüm faktörü ve sürüklenme parametrelerinin grafiksel gösterimi

Sapma, derece girdisi sıfır halinde referans sıcaklık değerinde ivme ve gürültüden bağımsız olarak okunan değerdir. Ölçüm faktörü sıcaklık hassasiyeti, ölçüm faktörü değerinin ortam sıcaklığına bağlı olarak değişimini gösterir. Sıcaklığın sapmaya olan etkisi, sapma değerinin ortam sıcaklığına bağlı olarak nasıl değiştiği bilgisini verir.



Şekil 2.18. Sapma ve ölçüm faktörü gösterimi

Çıkış gürültüsü, elektriksel gürültü ile tanımlanır ve belirli bir frekans aralığında V^2/Hz ile verilir. Kısaca gürültü güç seviyesinin, ölçümü alınan çıktı içindeki yayılımını belirtir. Örnek olarak, sistem çıktı grafiğinin herhangi 1 Hz genişliğinde bir bölgesi içerisinde grafiğin altında kalan alanın karekökü gerilim seviyesini verir. Bandgenişliği boyunca ölçümlerin ortalama değeri, çıkış gürültü değerinin bandgenişliği ve 0,707 ile çarpılması ile bulunabilir [41, 42].



Şekil 2.19. Çıkış gürültüsü gösterimi

Ciroskoptan gelen verilerin eksenlere göre anlamlandırılması gerekmektedir. Cirooskop verilerini anlamlandırmak amacıyla Eş. 2.12 ve 2.13 ile verilen ters kinematik yöntemi kullanılmıştır. Cirooskopun hassas ölçümü, kontrol kapsamında sisteme yüksek hassasiyet getirirken aynı zamanda füze dinamiğinden kaynaklanan etkilere karşı da çıkış sinyalin gürültülü olmasına sebep olmaktadır. Sinyal gürültüsünün yüksek mertebelere erişmesi konum kontrolünü sıkıntıya sokmaktadır. Bu kapsamda ciroskoptan alınan verinin uygun bir filtre ile filtrelenmesine karar verilmiştir.

Sensör filtreleme konusunda literatür taraması yapıldığında üç yöntemin öne çıktığı görülmüştür. Bunlardan birincisi Kalman Filtresidir. Kalman filtresi sisteme verilen giriş ve ölçülen gürültülü çıkışına bakarak sistemin gerçek çıkışını ve durumunu tahmin etmeye çalışır. Kalman filtresini verimli bir şekilde kullanabilmek için sistem modelinin gerçeğe yakın olması gerekmektedir [43]. İkinci yöntem Kokusuz Kalman Filtresi (KKF) dir (Unscented Kalman Filter). Kokusuz Kalman Filtresinin temelinde lineer olmayan sistemler için ortalama etrafında yer alan noktaların bir kümesinin deterministik olarak seçilmesi esasına dayanan kokusuz dönüşüm tekniği vardır. İlerletilmiş Kalman Filtresinde yapılan lineerleştirme işlemi burada yapılmamaktadır [44, 45]. Üçüncü yöntem ise Ortalama Kayma Algoritmasıdır (Mean Shift Algorithm). Ortalama kayma algoritması parametrik olmayan istatistiksel bir yöntemdir ve nokta dağılımının en yoğun olduğu yeri bulmayı sağlar [46].

Yukarıda verilen yöntemlerden, doğrusal olmayan sistemlerde başarılı sonuçlar verdiği gözlenen KKF tercih edilmiştir. KKF; x rasgele değişkeninin f lineer olmayan fonksiyonu ile y rasgele değişkenine dönüştürüldüğü ($y=f(x)$) durumu göz önüne alındığında, x rasgele değişkeninin ortalamasının $\bar{x}$ ve kovaryansının P_{xx} olduğu durumda, Sigma noktaları olarak adlandırılan noktaların kümesi örneklem ortalamaları $\bar{x}$ ve örneklem kovaryansları P_{xx} olacak şekilde seçilir. Lineer olmayan fonksiyon seçilen her bir noktaya uygulanır ve dönüşüm altındaki noktalar $\bar{y}$ ve P_{yy} istatistikleri elde edilir [45,46]. Bu dönüşüm ile, $\bar{x}$ ortalama ve P_{xx} kovaryanslı n boyutlu x rasgele değişkeni, $2n+1$ tane ağırlıklandırılmış noktaya dönüştürülür. Burada x_i deterministik örnekleme noktalarıdır (sigma noktaları) ve $i=1,2,...,n$ için aşağıdaki gibi seçilir [44,45];

$$X_0 = \bar{x} \quad , \quad W_0 = \frac{k}{n+k} \quad (2.38)$$

$$X_i = \bar{x} + (\sqrt{(n+k)P_{xx}})_i \quad , \quad W_i = \frac{1}{2(n+k)}, i = 1, \dots, n \quad (2.39)$$

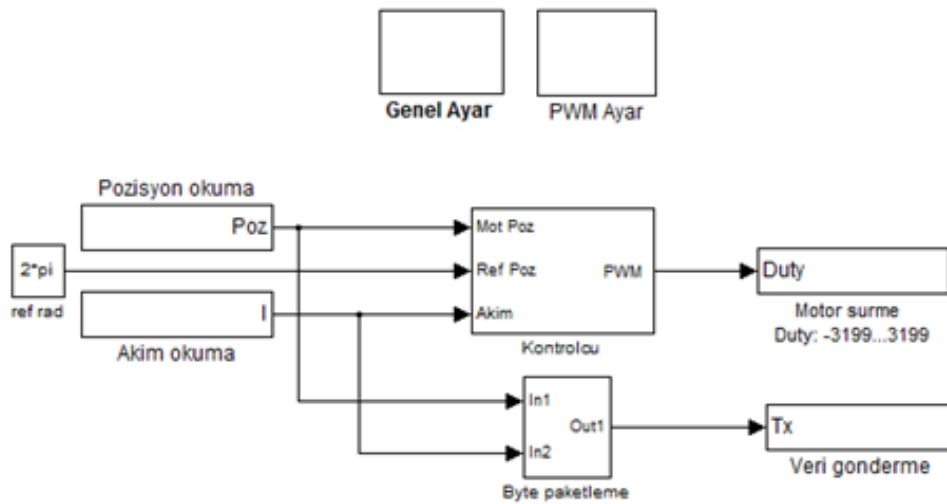
$$X_i = \bar{x} - (\sqrt{(n+k)P_{xx}})_{i-n} \quad , \quad W_{i+n} = \frac{1}{2(n+k)}, i = n+1, \dots, 2n \quad (2.40)$$

Burada $k \in R$ ve $(\sqrt{(n+k)P_{xx}})_i$, $(n+k)P_{xx}$ matrisinin karekökünün i . satır veya sütunu ve W_i , i . noktanın ağırlığıdır.

3. GS EKSENLERİ KONTROL ALGORİTMALARI TASARIM ÇALIŞMALARI

Şekil 2.2.'de verilen stabilizasyon bloğu kapsamında kontrol algoritmaları tasarım çalışmaları içten dışa doğru gerçekleştirilmiştir. Bu kapsamda ilk olarak eksen kontrolcüsü kapsamında tasarım çalışmaları yapılmıştır. DA motorları GS eksenlerine aktarma mekanizması olmaksızın doğrudan bağlıdır. Bu nedenle DA motoru modeli üzerinde geliştirilen kontrolcü aynı zamanda eksen kontrolünü de başarıyla gerçekleştirebilmektedir. Bu kapsamda 2. Bölümde hazırlanan motor modeli üzerinde çalışmalar gerçekleştirilmesine karar verilmiştir.

Deneysel çalışmalar kapsamında dsPIC MD tabanlı bir kontrol sistemi oluşturulmuştur. dsPIC MD'yi programlamak için, Matlab/Simulink'te yer alan Target Language Compiler (TLC) ile öncelikle ANSI C kodu oluşturulmuş, ardından Microchip'in sağladığı C30 C derleyicisi kullanılarak makine kodu üretilmiştir. Sistem modeli Şekil 3.1.'de gösterilmiştir.



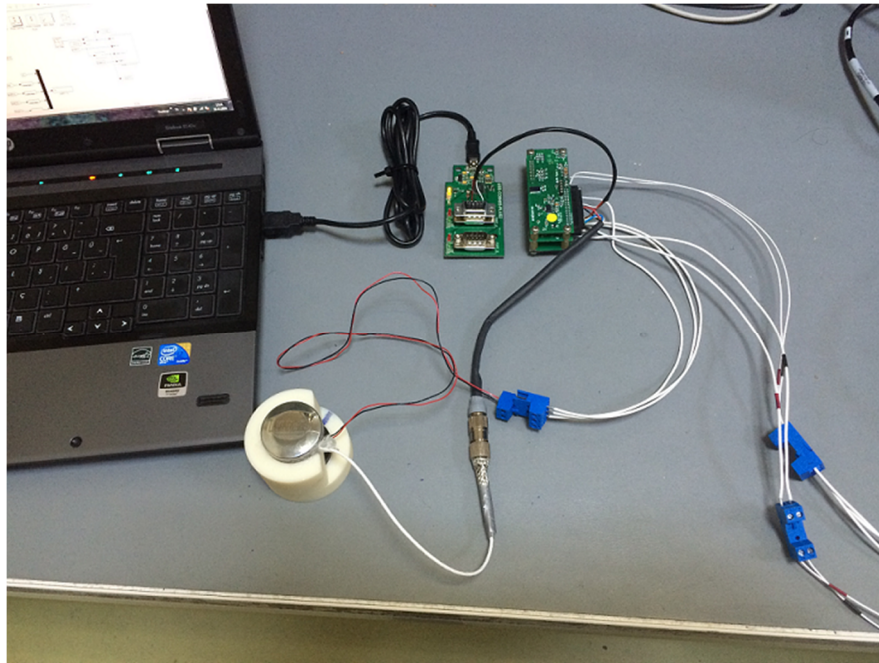
Şekil 3.1. MD kodunu üreten simulink modeli

Simulink, oluşturulan modeli ANSI C koduna çevirmektedir. MD ile ara yüzü sağlamak için hazırlanan TLC kodları da s-function blokları aracılığıyla modele eklenmiştir. Model açıklamaları Çizelge 3.1.'de belirtilmiştir.

Çizelge 3.1. Kontrolcü veri birimleri

Blok Adı	Açıklama
Genel Ayar	MD'nin çalışma hızını, ayar bitlerini ve sistemin frekansını belirleyen kesme işlevinin çağırılma sıklığı bu bloktan ayarlanmaktadır.
PWM Ayar	Motoru sürerken kullanılan PWM sinyaliyle ilgili ayarlar (frekans, polarite vb.) bu blok ile ayarlanmaktadır.
Pozisyon Okuma	Eksene bağlı mutlak enkoderden pozisyon verisi bu blok aracılığıyla okunmaktadır.
Akım Okuma	Aktif olan komütasyon durumuna göre yukarı tarafta kalan fazın akımı bu blok aracılığıyla okunmaktadır.
Motor Sürme	Hall etkisi sensör geri beslemesi kullanılarak fırçasız motor sürmek için kullanılan bloktur.
Veri gönderme	Girdi olarak gelen vektörü, RS-485 ara yüzü üzerinden asenkron olarak dış dünyaya gönderen bloktur.

Motoru sürmek için, merkezinde dsPIC33f model bir MD'nin yer aldığı bir motor sürücü kartı kullanılmıştır. Sürücü kartı MD'ye ek olarak, haberleşme ara yüzü, MOSFET H köprüsü ve sürücüleri ile sensör okuma ara yüzlerini içermektedir. Testlerde kullanılan sürücü kartı ve haberleşme donanımı Şekil 3.2.'de verilmiştir.

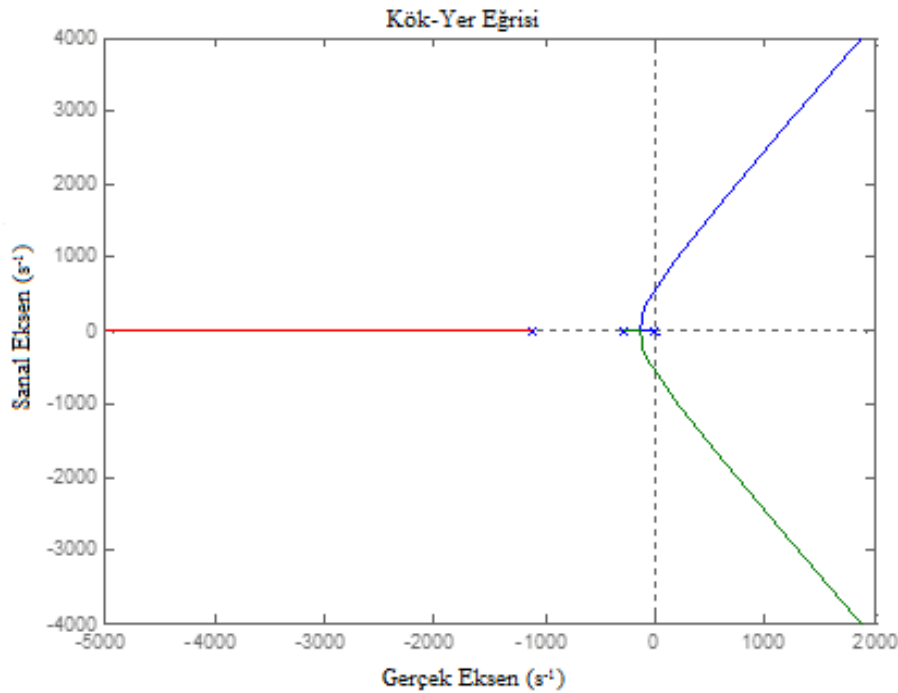


Şekil 3.2 DA motoru test sistemi

3.1. Kontrolcü Tasarım Çalışmaları

Geribeslemeli kontrol sistemleri tasarımında açık döngü sistemin analiz edilmesi, kapalı döngü sistemin nasıl davranacağı hakkında bilgi edinilebilmesi açısından çok önemlidir. Bu kapsamda kullanılan yöntemlerden en çok tercih edileni sistem için Kök-Yer eğrisinin oluşturulması ve yorumlanmasıdır [4, 5]. Kök-Yer eğrisi sistem parametrelerinin değişimi ile sistem kapalı döngü köklerinin s düzlemindeki yerini gösteren grafiklerdir. Kök-Yer eğrisinin yanında sistem analizinde frekansa bağlı olarak çizilen Bode diyagramları da kullanılmaktadır. Bode diyagramlarında frekansa bağlı değişen genlik ve faz açısı değerleri iki ayrı diyagramda gösterilir. Grafikler çizilirken logaritmik skala kullanılarak, geniş bir aralıktaki frekans değişimlerine karşılık gelen genlikler ve faz açıları grafikte anlaşılır bir şekilde gösterilebilmektedir [4, 5].

Tez çalışması kapsamında DA motoru kontrol algoritmalarını tasarlamak amacıyla önceki bölümde oluşturulan transfer fonksiyonu ve durum denklemleri temel alınarak herbir kapalı döngü kontrol sisteminin Kök-Yer eğrileri ve Bode diyagramları çıkarılmış ve gimbal sisteminin gereksinimlerindeki hız ve band genişliği değerleri bu grafiklerden yorumlanmıştır. Açık döngü sistemin Kök-Yer grafiği Şekil 3.3.'te verilmiştir.

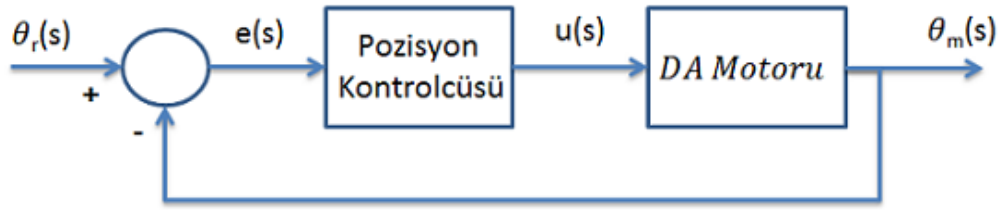


Şekil 3.3. Sistem açık döngü kök-yer grafiği

Görüldüğü üzere sistem birincisi orijinde (0'da) ikincisi orijine yakın (-285'te) ve üçüncüsü orijine uzak olmak üzere (-1115'te) 3 kökten oluşmaktadır. Orijine uzakta olan kök sistemin elektriksel dinamiklerini, orijine yakında olan kök mekanik karakterlerini ve orijindeki kök de pozisyon cevabı olması sebebi ile eklenen integrator etkisini göstermektedir. Sistemin elektriksel dinamikleri, mekanik dinamiklerine göre orijine oldukça uzaktır. Bu sebeple mekanik dinamikler pozisyon cevabında daha baskın olacaktır.

3.1.1. Tek döngülü kontrol sistemi

Şekil 3.4.'te tek döngülü kontrol sisteminin şematik gösterimi sunulmuştur. Bu tip kontrol sisteminde, motor konumu ($\theta_m(s)$) geri besleme sensörü ile ölçülerek referans açı değeri ($\theta_r(s)$) ile karşılaştırılmakta, oluşan hata sinyali ($e(s)$) de kontrolcü ile manipüle edilerek uygun motor gerilim referansı ($u(s)$) oluşturulmaktadır.



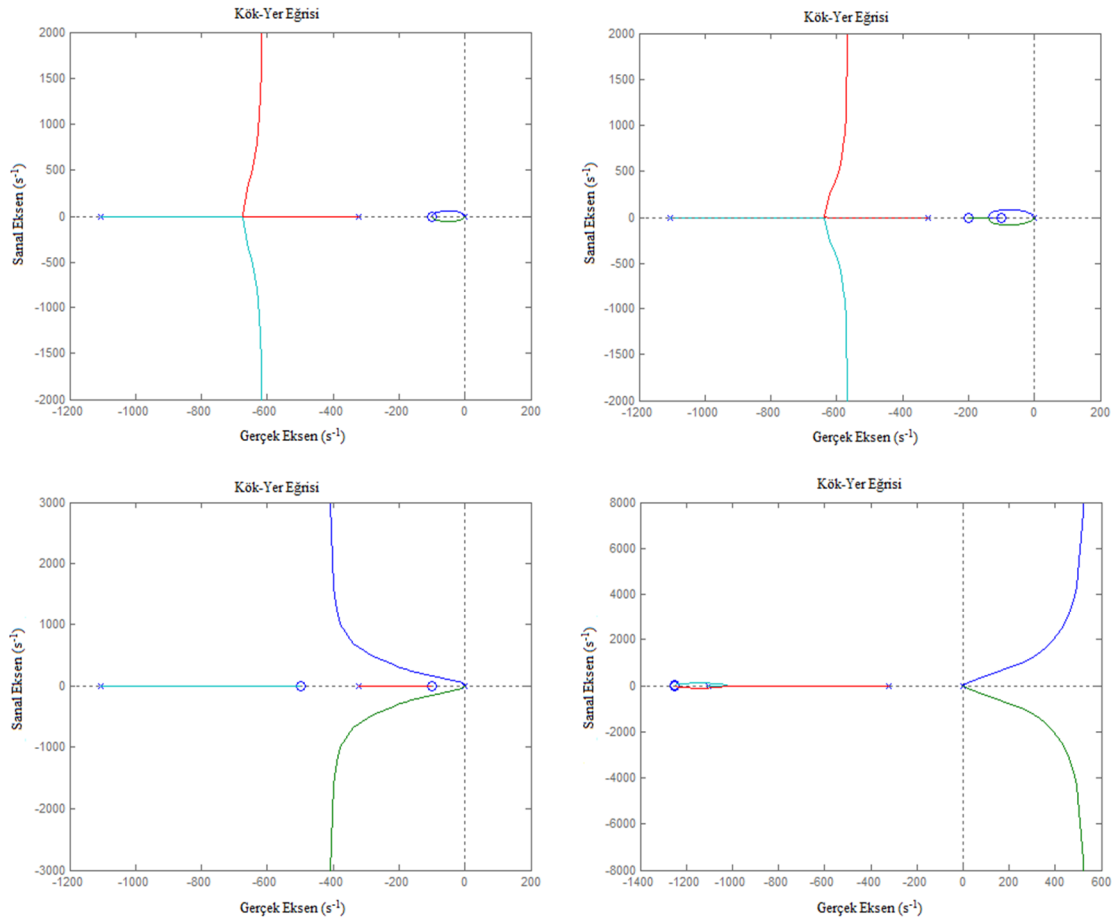
Şekil 3.4. Tek döngülü kontrol sistemi şematik gösterimi

Basitliği ve uygulama kolaylığı açısından özellikle endüstriyel kontrol sistemlerinde en fazla tercih edilen PID kontrolcüler, kapalı çevrim kontrol sistemlerinde, ele alınan kontrol değişkeninin istenen değeriyle, ölçülen değeri arasındaki hatayı, hatanın belli bir aralıktaki toplamını ve hatanın zamana göre değişimini, sırasıyla kontrol sisteminden beklenen dinamik davranışa göre hesaplanan oransal (P), integral (I) ve türevsel (D) kazanç katsayılarıyla çarparak, kontrol edilen sisteme gönderilecek kontrol sinyalini oluşturmaktadır. Bu yapıda integral işlemi modellemede hesaba katılmayan parametre belirsizlikleri ve sisteme etkiyecek bozucu girişler dolayısıyla ortaya çıkabilecek durağan durum hatasını sıfırlarken, türev işlemi de anlık hata değerindeki değişimi ortadan kaldırmaya çalışır [5]. Ancak, hatanın gitgide arttığı durumlarda integral işlemi çıkış sinyalini de zaman içerisinde büyütecek ve sistemin kararsız olmasına sebep olacaktır. “Yığılma (İng. windup)” olarak adlandırılan bu olgu, temelde integral işlemiyle kontrol sinyali üzerindeki doymanın etkileşimininden kaynaklanmaktadır. Bu durum, integral

işlemini içeren kontrolcü sinyali kontrol yazılımı üzerinden sınırlandırılarak veya integral işlemi çıkışına hata birikmesini önleyecek bir yapı (İng. anti-windup scheme) eklenerek ortadan kaldırılmaya çalışılmaktadır [47]. Diğer taraftan, hatadaki anlık değişimin büyük olduğu durumlarda, türev işlemi de kontrol sinyalinin büyümesine neden olacaktır. Eş. 3.1’de PID kontrolcü verilmiştir.

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(\tau) d\tau + K_D \frac{de(t)}{dt} \quad (3.1)$$

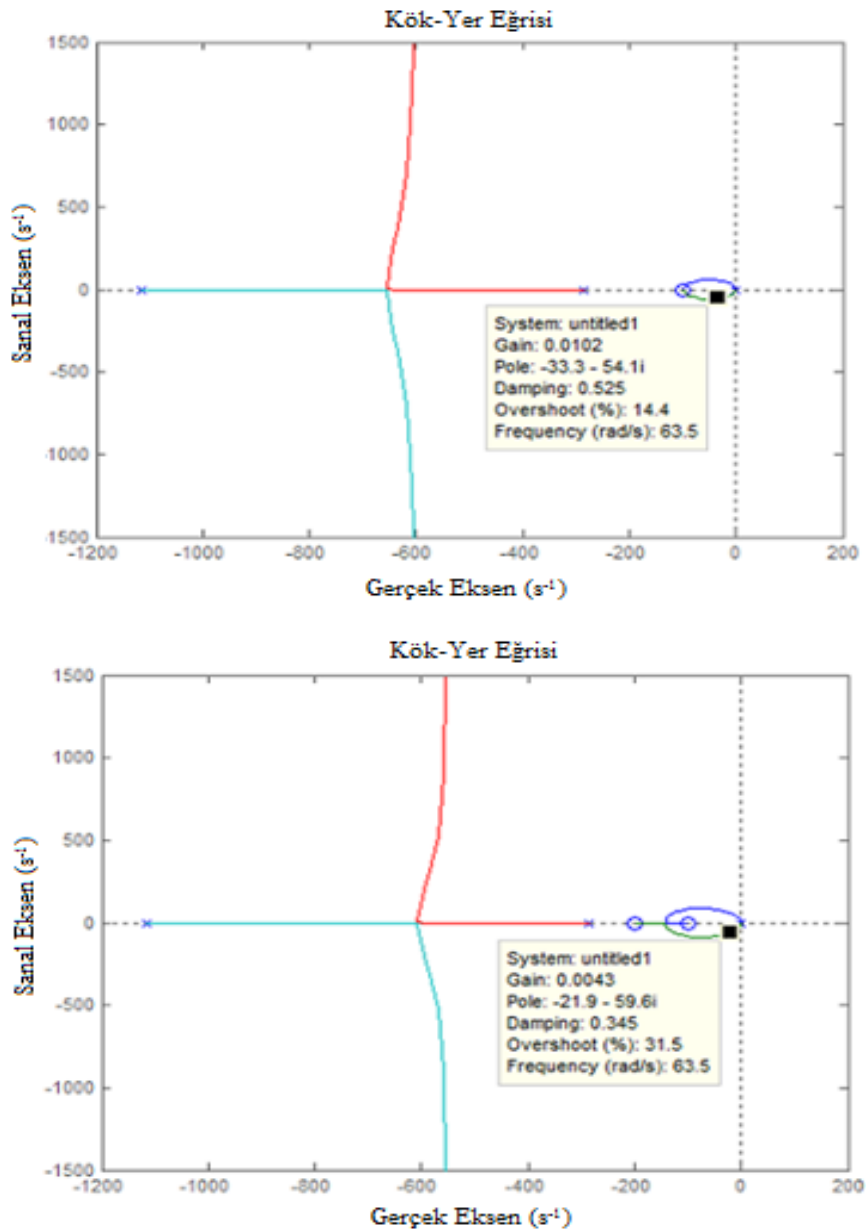
PID kontrolcü Şekil 3.3.’te açık döngü cevabı verilen sisteme uygulandığı vakit, sistemin kök-yeri grafiğine iki “sıfır” ve orijinde bir “kök” yerleştirmektedir. Sıfırların ikisi birden kökün soluna, sağına veya biri sağına biri soluna yerleştirilebilir. Bu farklı alternatiflere ait kök-yer grafikleri Şekil 3.5.’te verilmiştir.



Şekil 3.5. PID kontrolcü çeşitli sıfır konumları için kök yeri eğrisi değişimi

Yukarıda ki alternatifler değerlendirildiğinde, sıfırların sola kaydıkça sistem kararlılığını olumsuz etkilediği görülebilmektedir. Sıfırlar sola doğru kaydıkça, kökler sanal eksene doğru yöneldiğinden sistem salınımlı bir cevaba sahip olacaktır. Hatta son alternatifte kararsız bir yapı oluşacağı görülebilmektedir. Bu sebeple sıfır konumları olarak ilk iki alternatif değerlendirilmiştir.

Şekil 3.6.'da farklı kontrolcüler için açık döngü kök yeri eğrileri sunulmuştur. Görüldüğü üzere sıfırlar sola kaydıkça, sanal kökler sanal eksene yönelmekte bu da sistem cevabındaki aşım değerlerini artırmaktadır.



Şekil 3.6. Kazanç seçimi için kök-yer grafiği

Şekil 3.6.'da verilen her iki kontrolcüde de orijine yakın olan sıfır -100'e yerleştirilmiştir. Diğer sıfır ise ilk kontrolcüde -100'e ikinci kontrolcüde ise -200'e yerleştirilmiştir. Tasarlanan 2 kontrolcü alternatifinin transfer fonksiyonları ve P, I, D katsayıları aşağıda sunulmuştur.

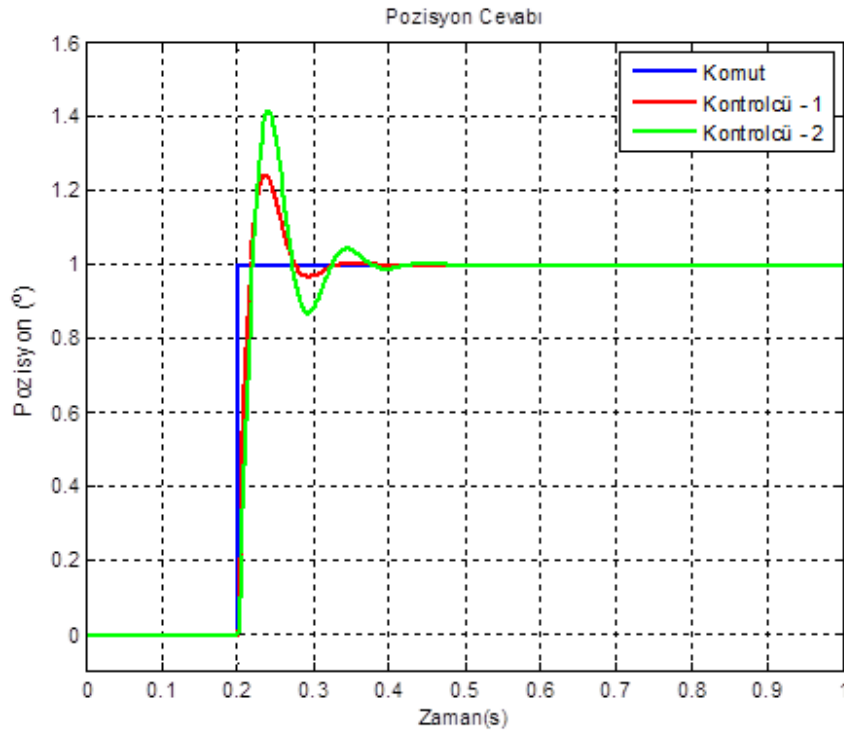
$$G_{c1}(s) = 0,0102(200 + s + 10000/s) = K_{p1} + K_{d1}s + K_{i1}/s$$

$$K_{p1} = 2,04, K_{d1} = 0,0102, K_{i1} = 102$$

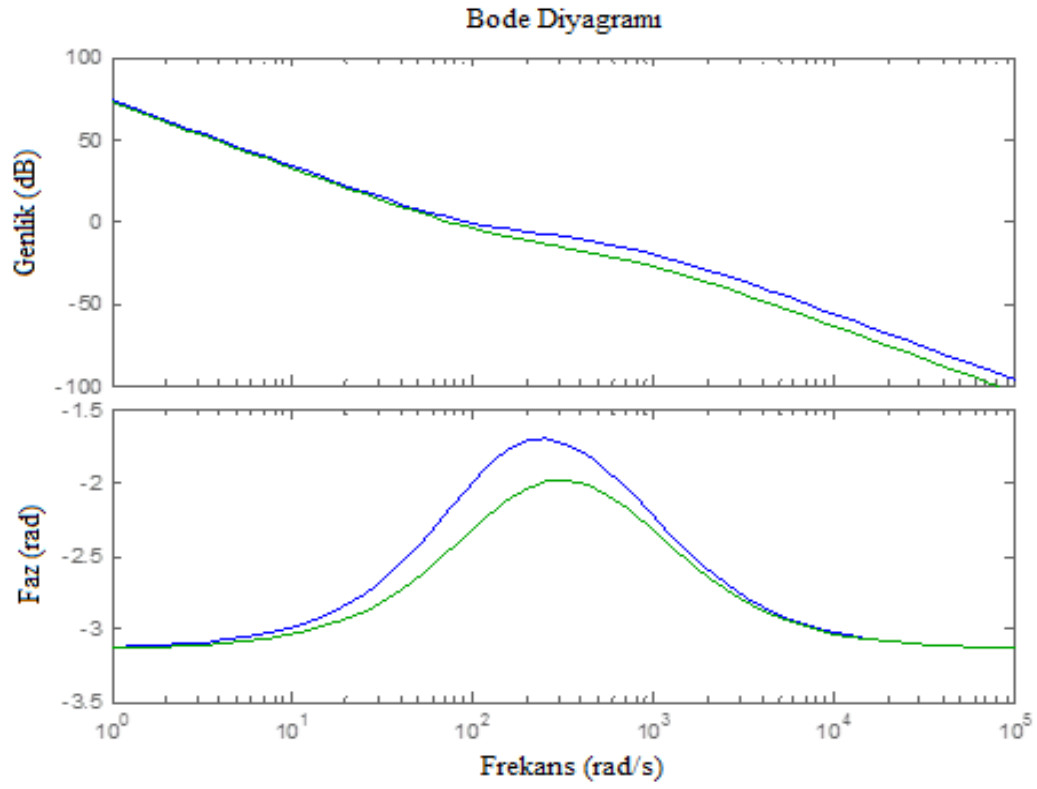
$$G_{c2}(s) = 0,0043(300 + s + 20000/s) = K_{p2} + K_{d2}s + K_{i2}/s$$

$$K_{p2} = 1,29, K_{d2} = 0,0043, K_{i2} = 86$$

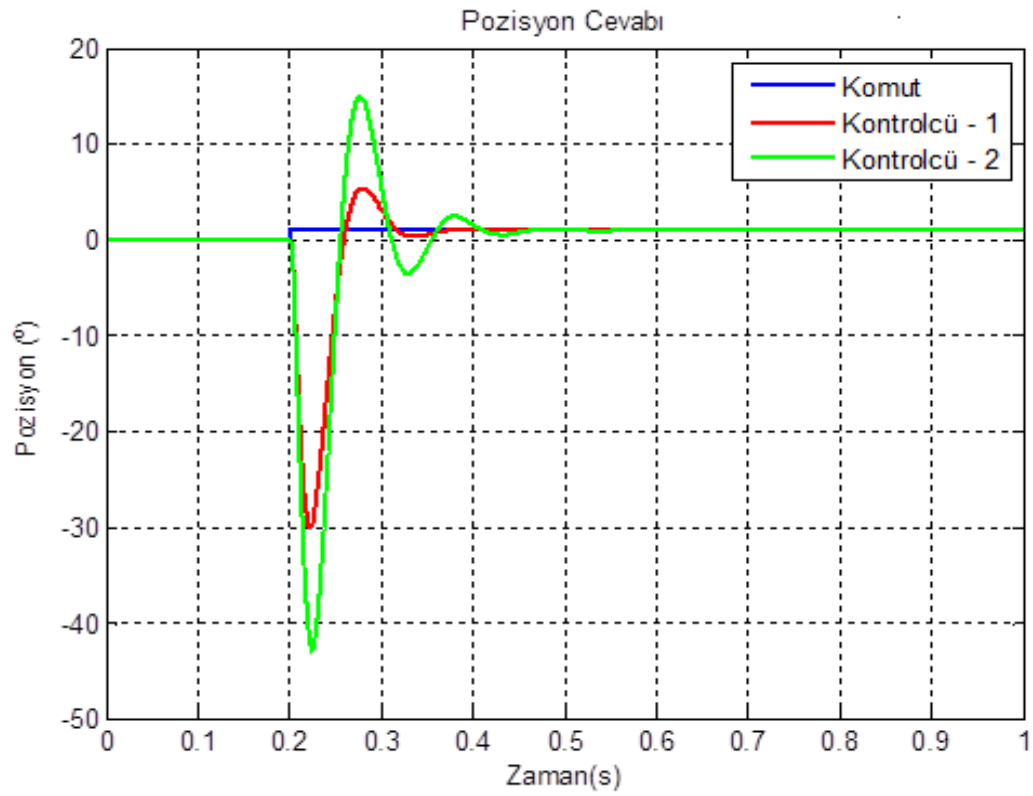
Şekil 3.7. incelendiğinde, sıfırın sola kayması ile birlikte aşım değerlerinin oldukça arttığı görülmüştür. Her iki kontrolcü de aşımli cevaplara sahiptir, fakat sıfırın orijine daha yakın olduğu 1. Alternatif daha az bir aşım ile son değere ulaşabilmektedir. Şekil 3.8.'de ise kapalı döngü bode eğrileri görülmektedir. Her iki kontrolcü de 10 Hz bant genişliği isterini karşılayabilmektedir.



Şekil 3.7. PID kontrolcü kapalı döngü BBK cevabı



Şekil 3.8. PID kontrolcü kapalı döngü bode eğrileri

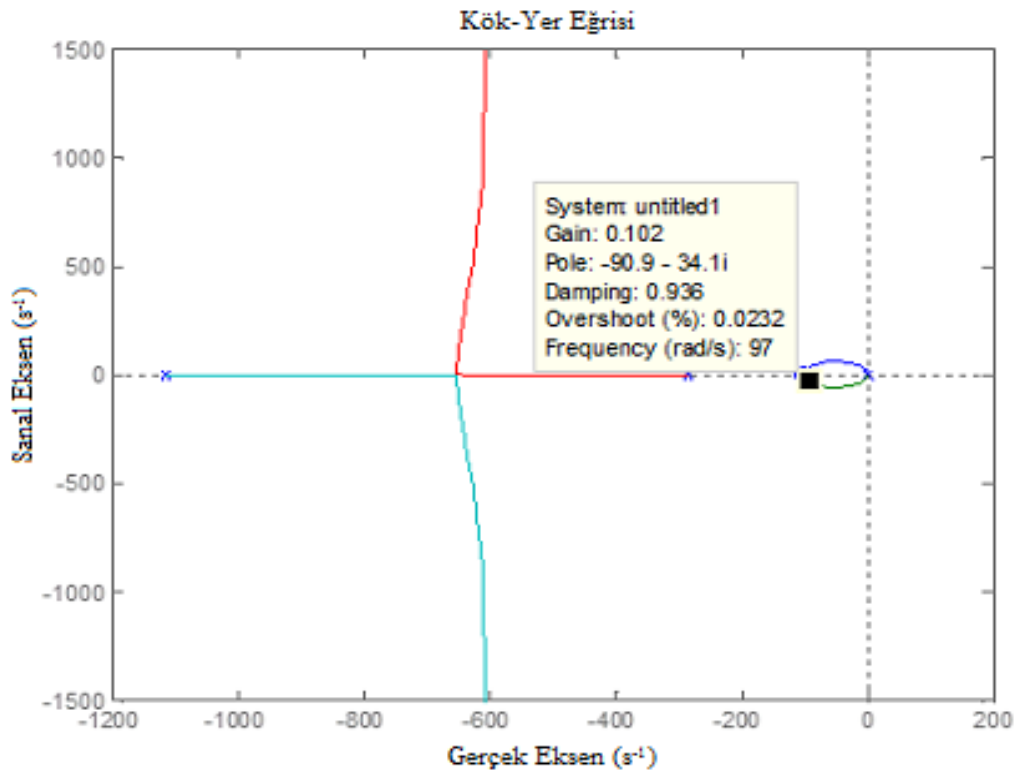


Şekil 3.9. PID kontrolcü ile 20 mNm yükte pozisyon cevabı

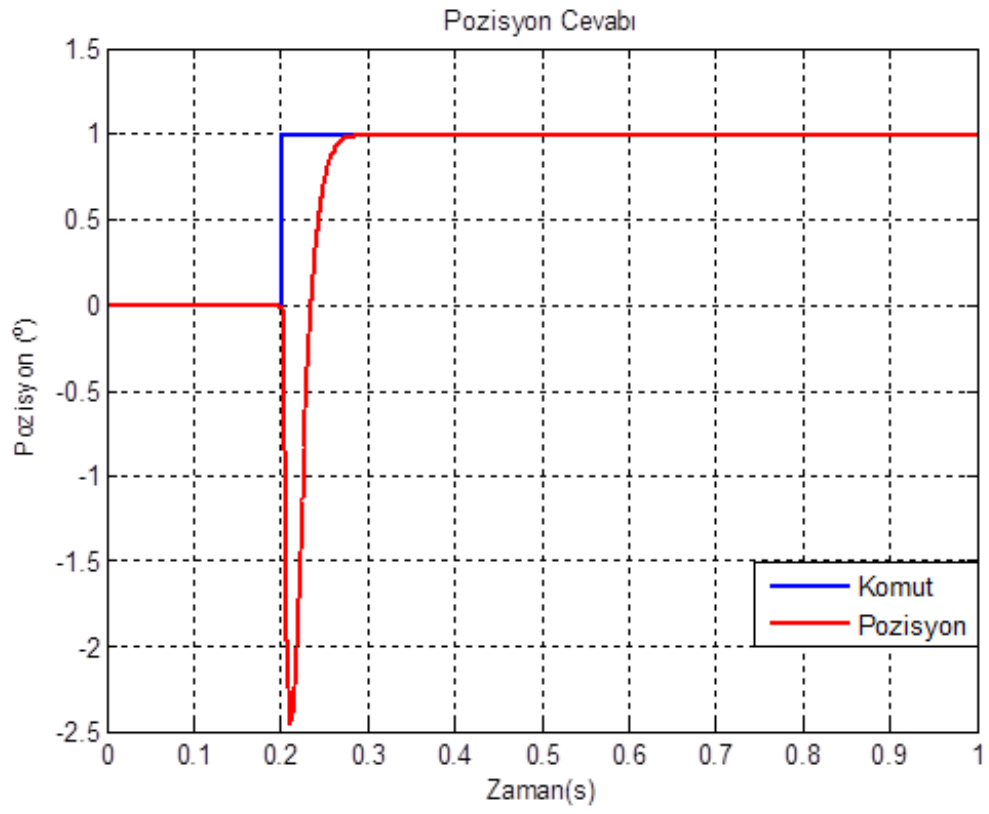
Sisteme, eksenlerin maruz kalabileceği değerde yük verilerek simülasyonlar yeniden yapılmıştır. Şekil 3.9. incelendiğinde, PID kontrolcünün yükün etkilerini osilasyonluda olsa giderebildiği görülmektedir. Bu I kontrolcünün oluşan hatanın integralini alarak sisteme girdi oluşturması sayesinde mümkün olmaktadır. Fakat bu durum aynı zamanda aşım neden olmakta aşımın etkilerini de D kontrolcü gidermektedir. İki alternatif değerlendirildiğinde, ilk alternatifin hem aşım değerinin daha az olması hem de bozucu etkilerin giderilmesi yönünden daha başarılı olduğu görülmektedir. 1. Kontrolcüyü daha gürbüz hale getirmek amacıyla frekansı 15 Hz olan bir çalışma bölgesi seçilerek kontrolcü katsayıları yeniden hesaplanmıştır.

$$G_{c3}(s) = 0,102(200 + s + 10000/s) = K_{p1} + K_{d1}s + K_{i1}/s$$

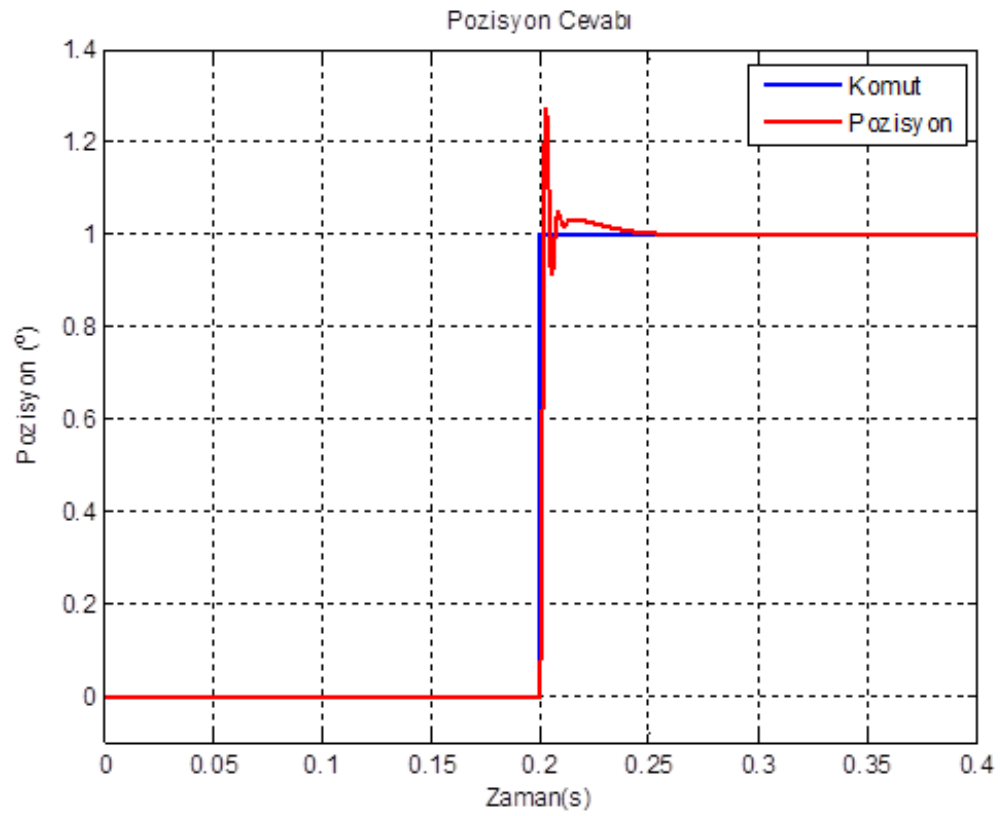
$$K_{p1} = 20,4, K_{d1} = 0,102, K_{i1} = 1020$$



Şekil 3.10. Kazanç seçimi için kök-yer grafiği



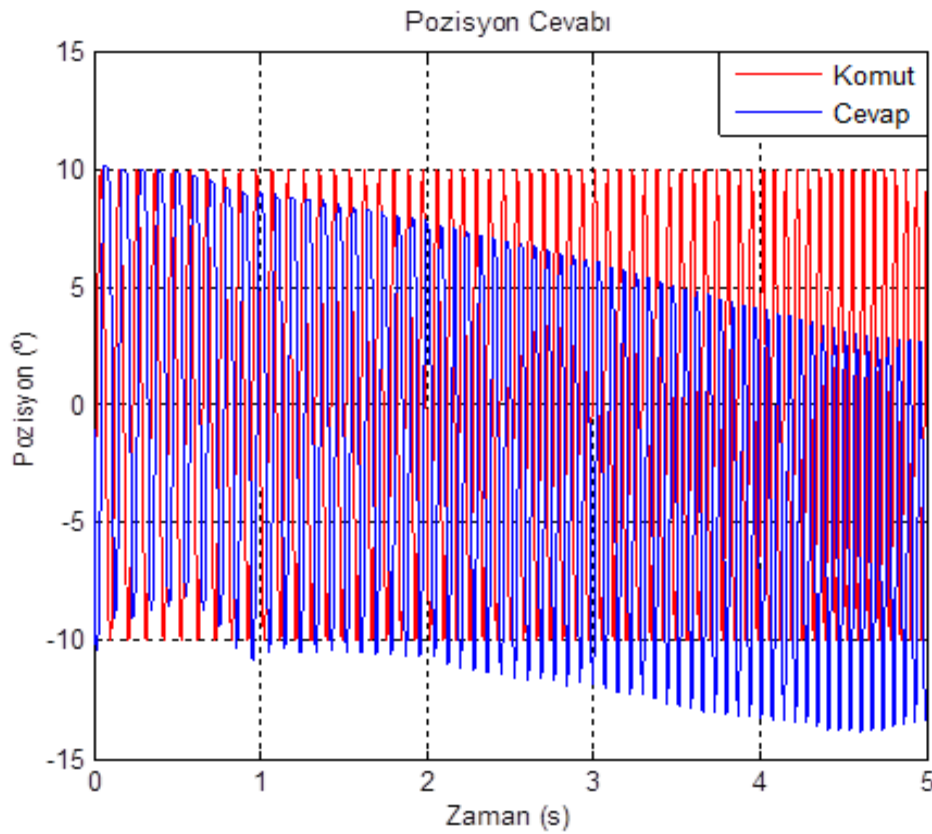
Şekil 3.11. PID kontrolcü ile 20 mNm yükte pozisyon cevabı



Şekil 3.12. PID kontrolcü kapalı döngü BBK cevabı

Şekil 3.11.'de yeni kontrolcünün 20 mNm yük altındaki performansı incelenmiştir. Kontrolcü diğer alternatiflere göre yükün etkilerini daha başarılı bir şekilde giderebilmektedir fakat bu durumda da Şekil 3.12.'de görüleceği üzere kontrolcü çok agresif olduğu için yüksüz durumda aşım sebeptir.

Hesaplanan katsayılarla sahip PID kontrolcü test sistemine entegre edilmiştir. Kontrolcüyü test etmek amacıyla sisteme Chirp sinyali (frekansı zamanla artan sinüs sinyali) uygulanmıştır. Şekil 3.13.'te PID pozisyon kontrolcüsü pozisyon cevabı ve pozisyon komutu aynı grafikte görülmektedir.



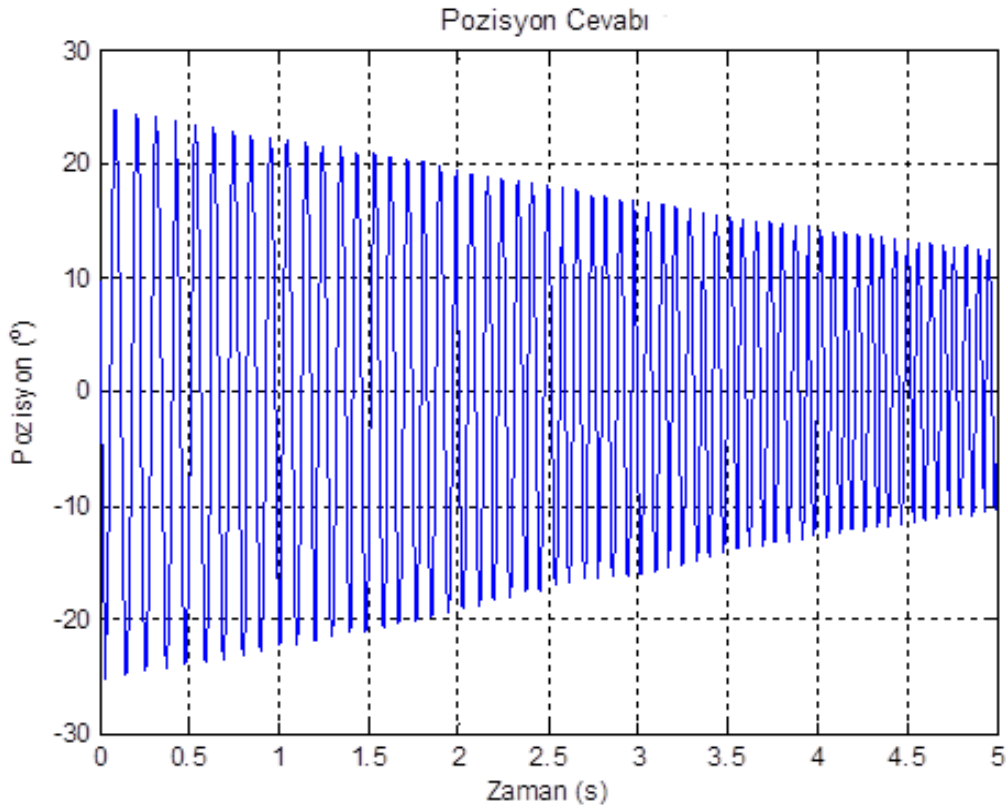
Şekil 3.13. PID pozisyon kontrolcüsü pozisyon cevabı

Görüldüğü üzere simülasyon sonuçları ile test verileri örtüşmemektedir. Modelde motora ait motor eylemsizliği (J_m) katalog değeri olan $2,8 \text{ gcm}^2$ ve viskoz sürtünme katsayısı (B_m) 0 olarak kabul edilmiştir. Yani motor modeli ideal durum için oluşturulmuştur. Fakat halka motorlarda, montaj ve eksenleme kaynaklı, sürtünme ve eylemsizlik değerleri olması gerekenden farklı olabilmektedir. Sistem kapsamında uygun kontrolcüyü tasarlayabilmek

için motor modelinin gerçek sisteme benzetilmesi gerekmiştir. Bu kapsamda sistem kimliklendirme (SK) çalışması gerçekleştirilmiştir. SK, dinamik bir sistemin modelinin gerçek sistemden alınan giriş-çıkış ölçümleriyle bulunması anlamına gelmektedir. Amacı ise, belirli bir sistemin veri giriş-çıkış ilişkisini temsil eden, genellikle doğrusal fark denklemleri veya transfer fonksiyonundan oluşan güvenilir bir matematiksel model elde etmektir. Elde edilen bu modelin hedefi ise, sistemin davranışını öngörmek, kontrol etmek ve davranışını istenilen doğrultuda değiştirmektir [48,49].

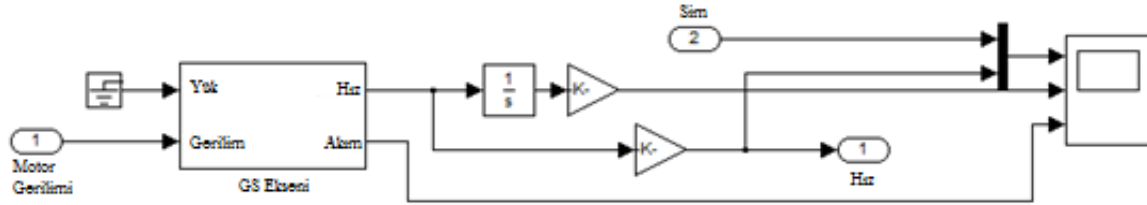
3.2. GS Eksenleri SK Çalışmaları

SK çalışmalarında Matlab Control and Estimation Tool Manager (CETM) kullanılmıştır. SK yapabilmek için ilk olarak gimbal dış eksenini açık döngü 10 volt ile (Chirp sinyali) sürülerek pozisyon verileri toplanmıştır.



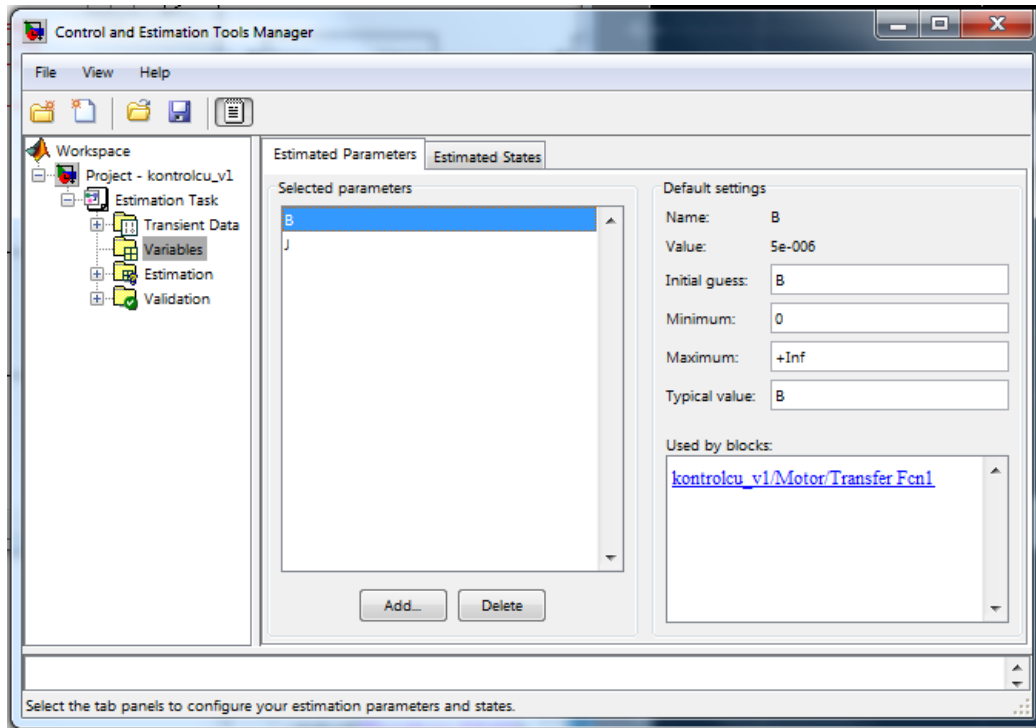
Şekil 3.14. Gimbal dış eksenini açık döngü pozisyon cevabı

Şekil 3.14.'te eksen motorunun enkoderinden toplanan açık döngü pozisyon cevapları görülmektedir. Toplanan veriler Matlab/Simulink ortamında hazırlanan SK modeli (Şekil 3.15.) içerisine girdi olarak eklenmiştir.



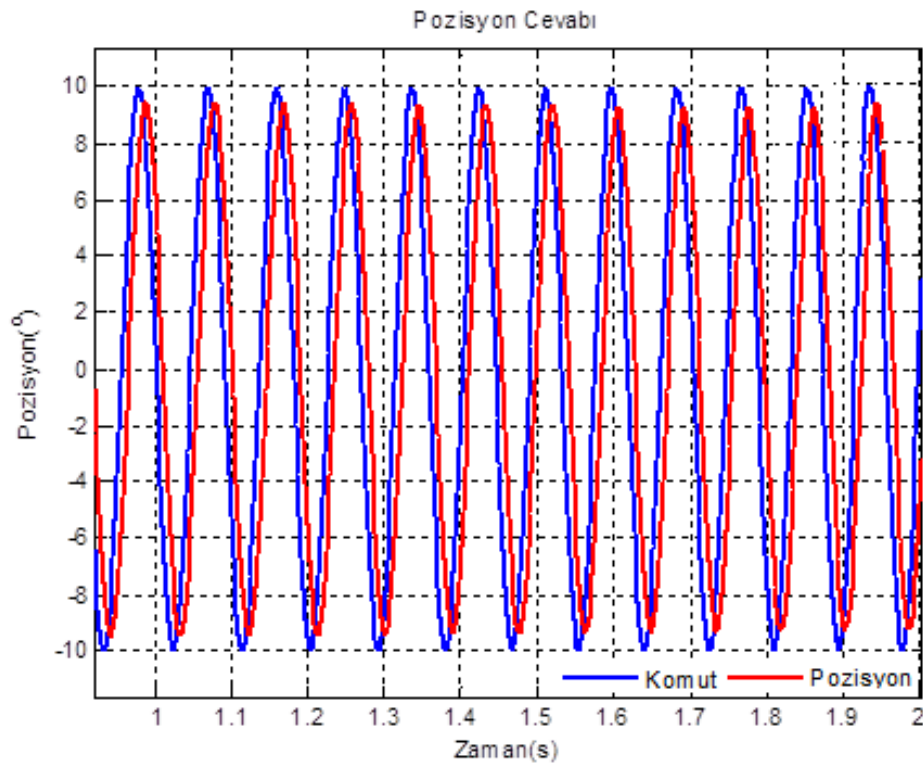
Şekil 3.15. Gimbal eksen SK modeli

CETM'de (Şekil 3.16.) SK modeli kullanılarak, J_m ve B_m değerleri 0 ile $+\infty$ aralığında değiştirilmiş ve sistem cevabı incelenmiştir.



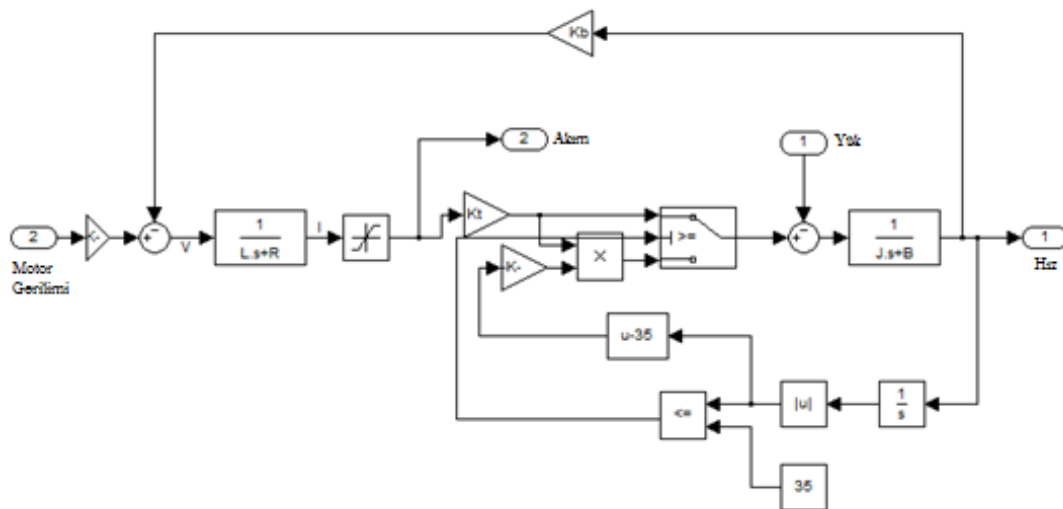
Şekil 3.16. CETM

J_m ve B_m değerleri ile yapılan kimliklendirme çalışması sonucunda Şekil 3.17.'de verilen sistem cevabı elde edilmiştir.



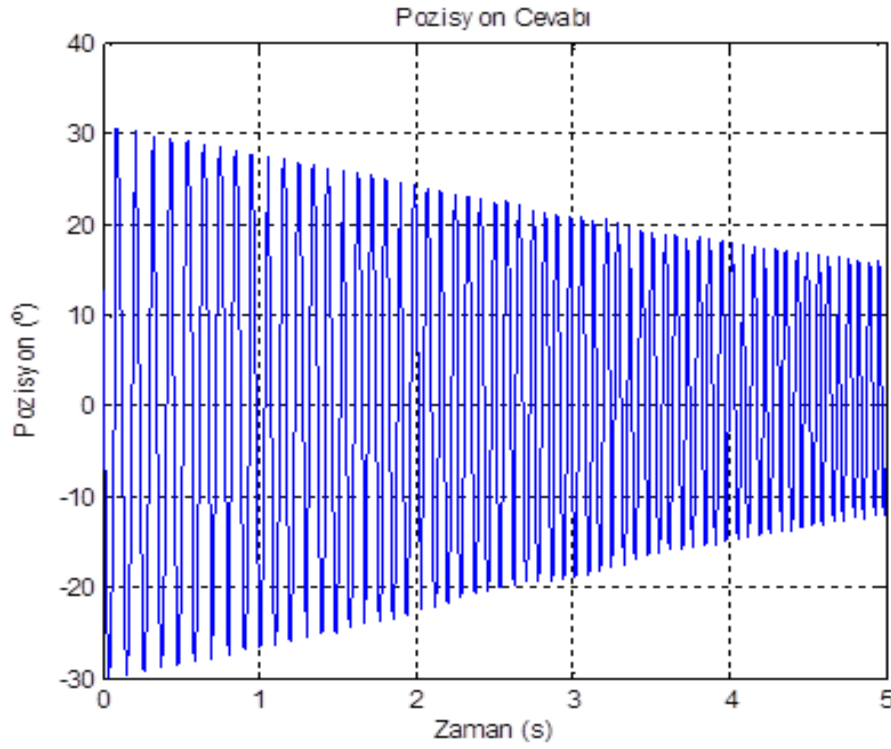
Şekil 3.17. Güncellenen J_m ve B_m değerleri ile sistem cevabı

Şekil 3.17.'de verilen sistem cevabı ile son eklenen güncellenen eylemsizlik ve sürtünme değerleri sayesinde modelin gerçek sisteme yaklaştığı görülmüştür. SK çalışmaları sonucunda gimbal dış eksen için J_m : $3e-05$ ve B_m : $500e-8$ değerleri elde edilmiştir. Sistemde kullanılan motor ± 35 derecelik açılarda maksimum torku uygulayabilmektedir. Bu özellikte eklenerek motor (gimbal eksen) modeli sonlandırılmıştır. (Şekil 3.18.)



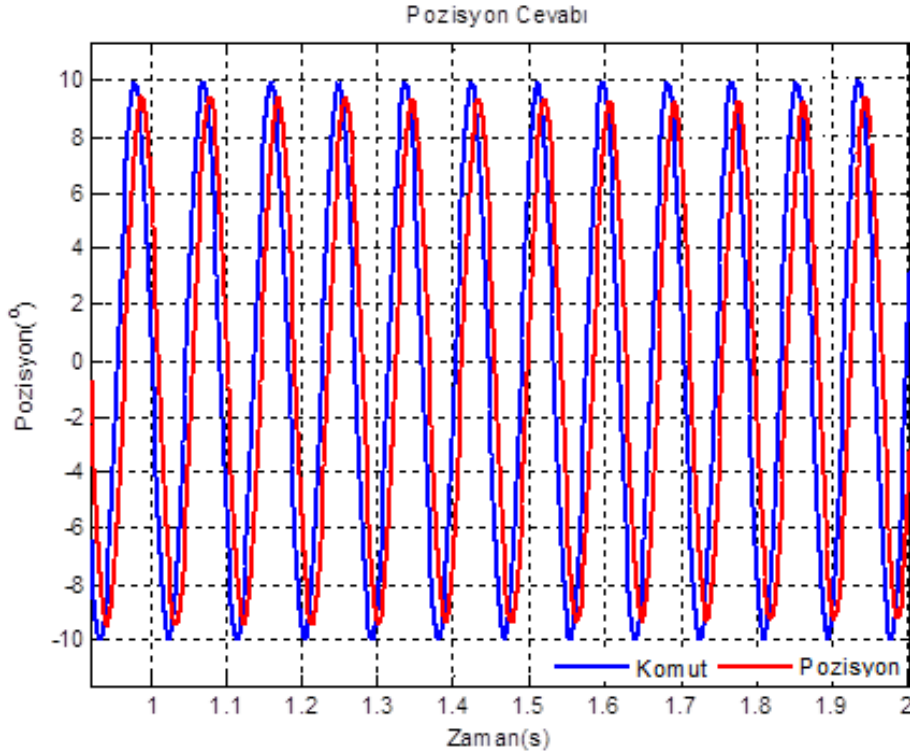
Şekil 3.18. DA motoru modeli

GS dış eksen kapsamında gerçekleştirilen SK çalışmaları iç eksen için de gerçekleştirilmiştir. Dış eksen kapsamında elde edilen motor modeli iç eksen için de aynen kullanılmıştır. Fakat montaj hataları ve eksenleme kaçıklığı gibi değerler farklı olacağı için SK çalışmaları iç eksen için ayrıca yapılmıştır. SK yapabilmek için ilk olarak gimbal iç eksenini açık döngü sürülerek pozisyon verileri toplanmıştır.



Şekil 3.19. GS iç eksenini açık döngü pozisyon cevabı

Toplanan veriler SK modeli içerisine girdi olarak eklenmiştir. CETM’de SK modeli kullanılarak, J_m ve B_m değerleri 0 ile $+\infty$ aralığında değiştirilmiş ve sistem cevabı incelenmiştir.



Şekil 3.20. Güncellenen J_m ve B_m değerleri ile iç eksen sistem cevabı

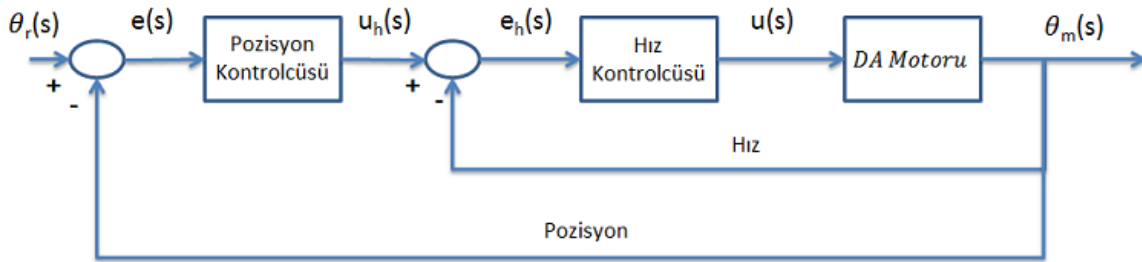
Şekil 3.20.'de verilen sistem cevabı ile GS İç Ekseni için J_m : $3.5e-05$ ve B_m : $575e-8$ değerleri elde edilmiş ve eksen modeli sonlandırılmıştır. Yeni model üzerinden Bölüm 3.1.'de anlatılan PID kontrolcü çalışmaları tekrarlanmış ve yeni katsayılar elde edilmiştir. bu kapsamda elde edilen PID katsayıları, K_p : 0.03, K_i : 0.1 ve K_d : 0.0003 olmuştur.

3.3. Çok Döngülü (Kaskad) Kontrol Sistemi

Çok döngülü kontrol sistemlerinde, sistem çıkışının yanı sıra iç durumları da kontrol edilmektedir. DA motoru için, tek döngülü yapıda çıkış değişkeni olan pozisyon kontrol edilmektedir. Çok döngülü yapıda ise pozisyonun yanı sıra hız ve akım (ivme) değişkenleri de kontrol edilebilmektedir. Bu durum hız ve akım gibi iç değişkenlerin limitlenebilmesini ve frekans-cevap ilişkilerinin belirlenebilmesini mümkün kılmaktadır. Aynı zamanda bozucu etki olan yük torku tesirini sırası ile akım, hız ve pozisyon üzerinde göstereceğinden, etkisinin en yüksek olacağı akım değişkeninin kontrolü yük torku etkisinin daha hızlı giderilmesini ve böylece sistemin daha gürbüz hale gelmesini sağlayacaktır.

3.3.1. Pozisyon-Hız kaskad kontrolcü tasarımı

Pozisyon ve hız döngülerinden oluşan kaskad kontrolcü şematik olarak Şekil 3.21.'de sunulmuştur. Bu tip kontrol sisteminde, motor konumu ($\theta_m(s)$) geri besleme sensörü ile ölçülerek referans açı değeri ($\theta_r(s)$) ile karşılaştırılmakta, oluşan hata sinyali ($e(s)$) pozisyon kontrolcüsü ile manipüle edilerek hız referansı ($u_h(s)$) elde edilmektedir. Motordan elde edilen hız geri beslemesi ile hız referansı karşılaştırılmakta ve uygun motor gerilim referansı ($u(s)$) oluşturulmaktadır.



Şekil 3.21. Pozisyon-Hız kaskad kontrolcü

Kontrolcü tasarımında, pozisyon kontrolcüsü gereksinimleri olarak sistem gereksinimleri kabul edilmiştir. Hız döngüsü bir dışındaki döngünün bant genişliğinin teorik olarak en az 2, pratikte ise en az 5-10 katı bant genişliğine sahip olacak şekilde tasarlanmalıdır. Bu sayede iç döngü ile dış döngü dinamiklerinin birbirini kısıtlanması engellenecektir. Hız döngüsünün bant genişliğinin çok artırılması ise sistemin hız cevabının çok sert olmasına ve sensör gürültüsünün kontrol etkinliği üzerindeki bozucu etkisinin artmasına sebep olacaktır. Bu iki kısıtlayıcı sebepten ötürü hız döngüsü bant genişliği 100 Hz olarak belirlenmiştir.

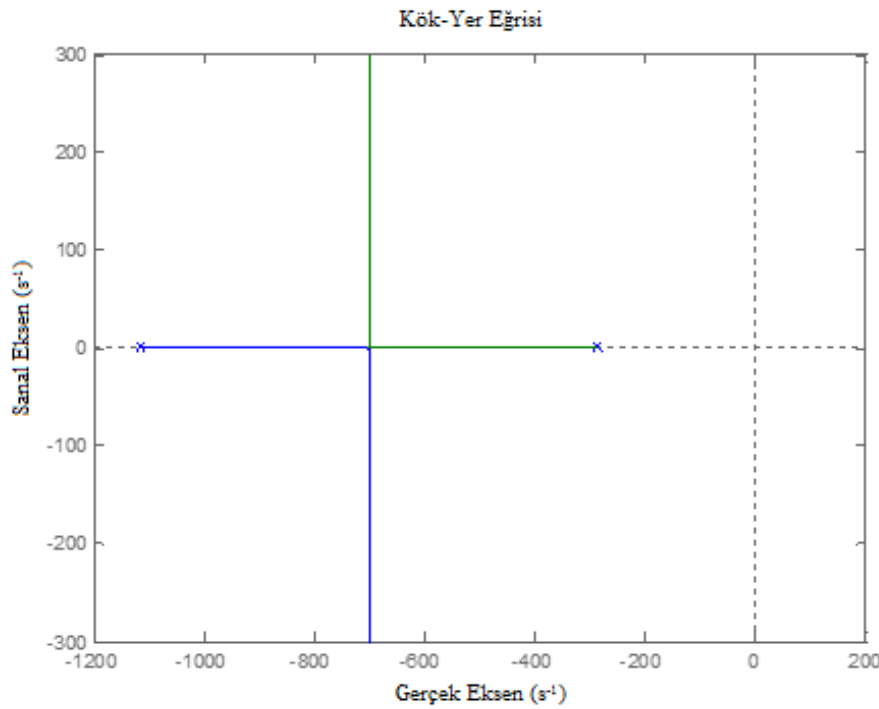
Hız Kontrolcüsü Tasarımı:

Hız kontrolcüsü kendisine gelen hız referans değerini gerçekleştirmek için motora uygulanması gereken akım referansı değerini hesaplamak ile yükümlüdür. Bu durumda hız kontrolcüsü tasarımını gerçekleştirebilmek için motora uygulanan akım referansı ile motor açısai hızı arasındaki transfer fonksiyonu gerekmektedir. Gerilim ile hız arasındaki ilişkiyi gösteren transfer fonksiyonu Eş. 3.2'de sunulmuştur. Hız kontrolcüsü bu transfer fonksiyonu ile belirtilen sisteme göre tasarlanmıştır.

$$\frac{W_m(s)}{E_a(s)} = \frac{K_i}{L_a J_m s^2 + (R_a J_m + B_m L_a) s + (K_b K_i + R_a B_m)} \quad (3.2)$$

GS'de kullanılan motorun parametreleri Eş. 3.2'de yerine koyulduğunda aşağıda verilen transfer fonksiyonu elde edilmiştir.

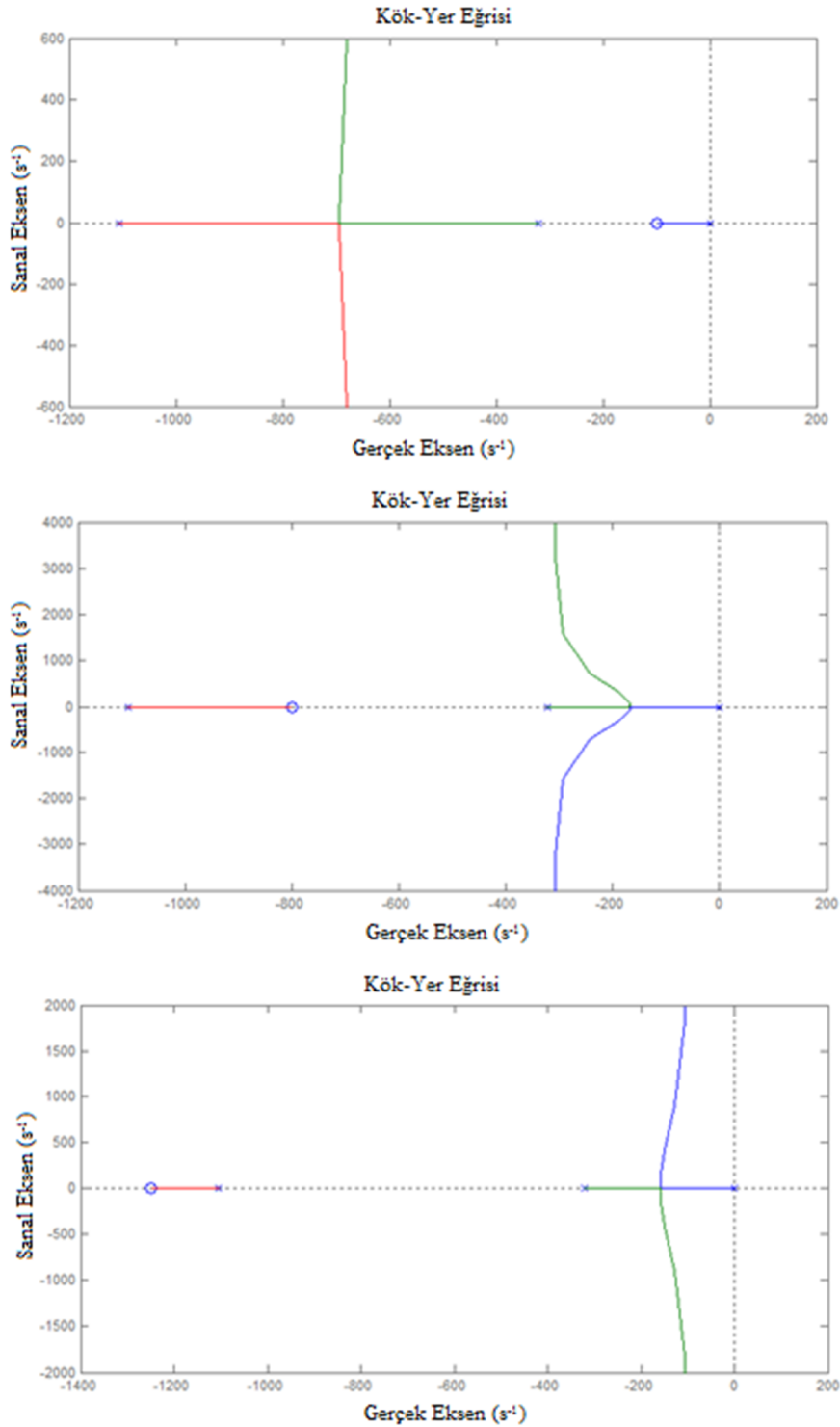
$$TF = \frac{0,021}{1,4E - 9s^2 + 1,96E - 6s + 0,0004452}$$



Şekil 3.22. Gerilim-Hız açık döngü kök yeri eğrisi

Şekil 3.22.'den görüldüğü üzere Gerilim-Hız çevrimi açık döngüde kararlı durumdadır. DA motorlarında uygulanan gerilime bağlı olarak motor ulaşabileceği en yüksek hıza ulaşır ve o hızda sabit kalır. Bu nedenle açık döngü eğrisi kararlı çıkmıştır. Hız kontrolünde ki amaç motorun yüksek hızının kontrol altında tutulmasını sağlayarak pozisyon kontrolünün daha esnek olmasını sağlamaktır. Hız döngüsü açık döngü kök yeri eğrisi gerçek ekseninde bulunan iki kökten oluşmaktadır. Görüldüğü üzere orijinde kök bulunmamaktadır dolayısı ile son hal hatası oluşmaması için PI kontrolör gereklidir. PI kontrolcü sisteme orijinde bir “kök” ve gerçek ekseninde bir “sıfır” ekleyecektir [50]. Eklenecek sıfır 3 farklı yere

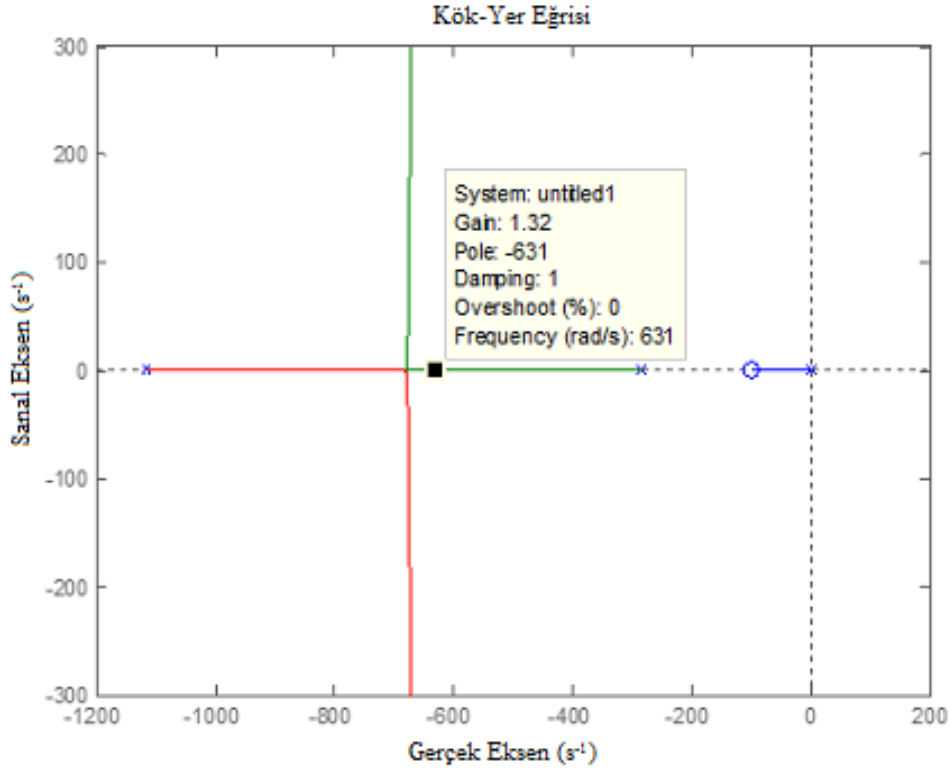
koyulabilmektedir. Bu 3 farklı durum sonucu oluşan kök yeri eğrileri Şekil 3.23.'te gösterilmiştir.



Şekil 3.23. PI kontrolcü ile açık döngü kök yeri eğrileri

Sıfırın iki kök arasına yerleştirildiği durum kök eğrilerinin sanal eksene yönelmesine ve aşımli cevaplara sebep olacaktır. Benzer bir şekilde sıfırın en sola yerleştirildiği durum da

aşımli hatta kararsız cevaplara sebep olacaktır. Bu sebeple sıfırın orijin ile ilk kök arasına yerleştirildiği durum daha uygun bir çözüm olacaktır. Şekil 3.24.'te sıfırın -100'e uygulanarak tasarlanan kontrolcünün açık döngü kök yeri eğrisi görülmektedir.



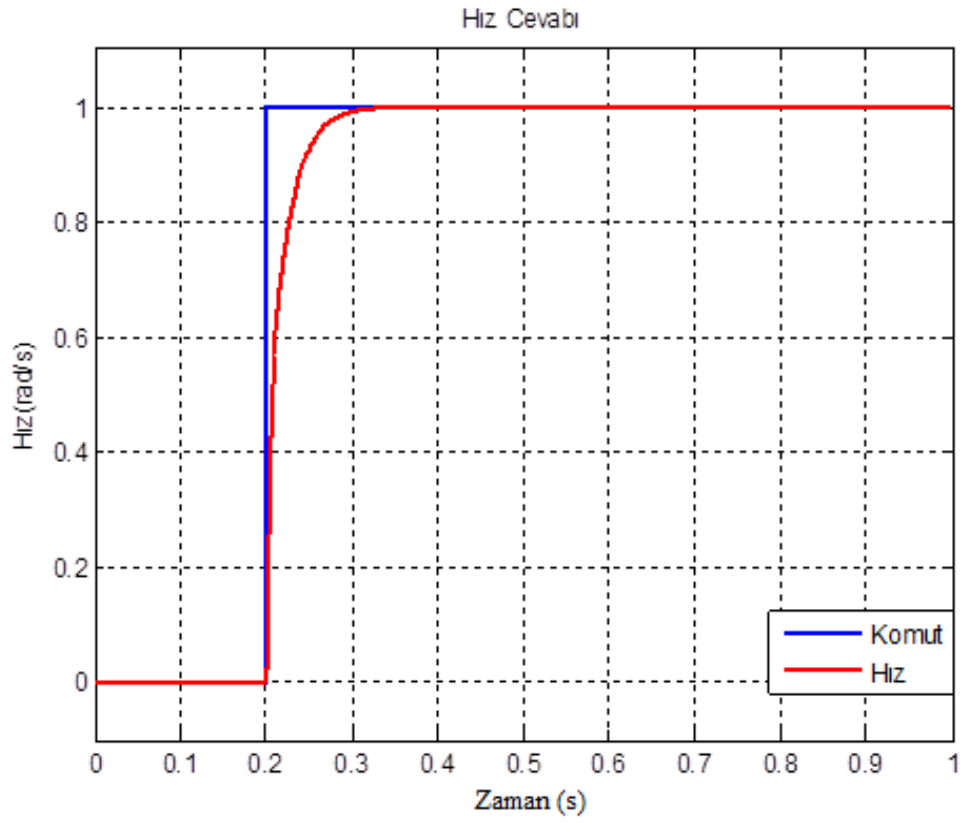
Şekil 3.24. PI hız kontrol döngüsü kök yeri eğrisi

Tasarlanan kontrolcünde sıfır -100'e konulmuş ve kapalı döngü sistemin bant genişliği 100 Hz (631 rad/s) olacak şekilde kazanç değeri ayarlanmıştır. Oluşan kontrolcünün transfer fonksiyonu:

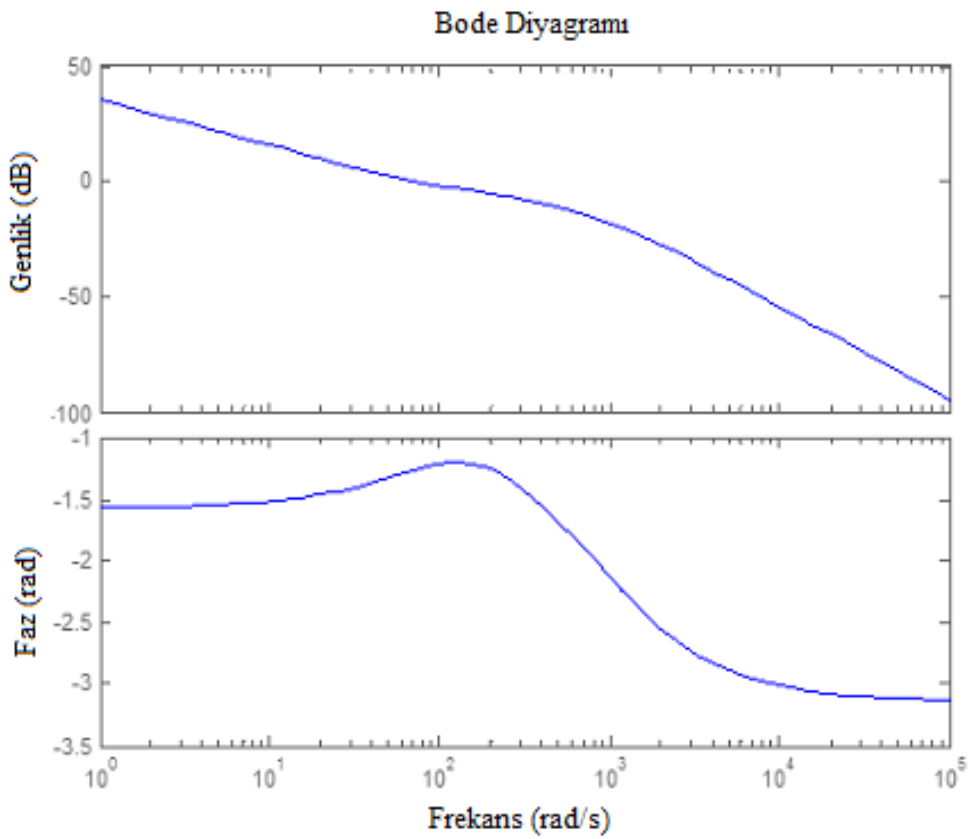
$$G_{c,v}(s) = \frac{1,32(1 + 0,01s)}{s} = \frac{K_{i,v}}{s} + K_{p,v}$$

$$K_{i,v} = 1,32, K_{p,v} = 0,0132$$

Oluşan kapalı döngü hız kontrol sisteminin ve birim basamak komuta verdiği cevap ve kapalı döngü bode eğrileri Şekil 3.25. ve Şekil 3.26.'da sunulmuştur.



Şekil 3.25. PI hız kontrol döngüsü BBK cevabı



Şekil 3.26. PI hız kontrol döngüsü bode eğrileri

Pozisyon Kontrolcüsü Tasarımı:

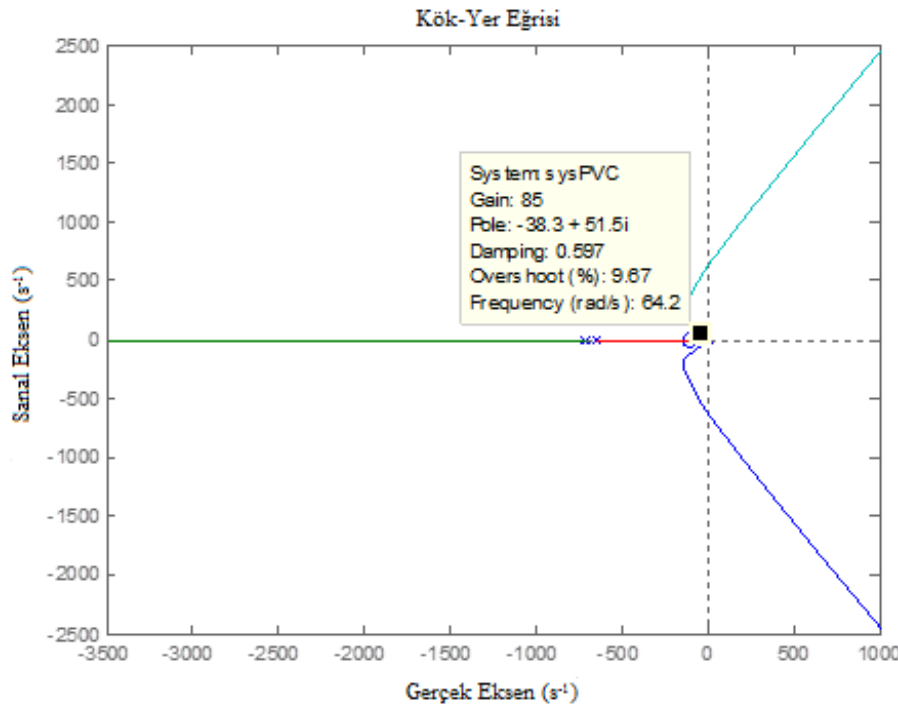
Pozisyon kontrolcüsü kendisine gelen pozisyon referans değerini gerçekleştirmek için motora uygulanması gereken hız referansı değerini hesaplamak ile yükümlüdür. Hız kontrol kontrolcüsü ile birlikte oluşan hız referansı ile motor açısı arasındaki ilişkiyi belirleyen transfer fonksiyonu Eş. 3.3'te sunulmuştur. Pozisyon kontrolcüsü bu transfer fonksiyonu ile belirtilen sisteme göre tasarlanmıştır.

$$\frac{W_m(s)}{E_a(s)} = \frac{G_{cv}K_i}{L_aJ_ms^3 + (R_aJ_m + B_mL_a)s^2 + (G_{cv}K_i + K_bK_i + R_aB_m)s} \quad (3.3)$$

GS'de kullanılan motorun parametreleri Eş. 3.3'te yerine koyulduğunda aşağıda verilen transfer fonksiyonu elde edilmiştir.

$$TF = \frac{2,8E - 4s + 0,028}{1,4E - 9s^4 + 1,96E - 6s^3 + 7,25E - 4s^2 + 0,028s}$$

İlgili transfer fonksiyonunun açık döngü kök yeri eğrisi Şekil 3.27.'de sunulmuştur.

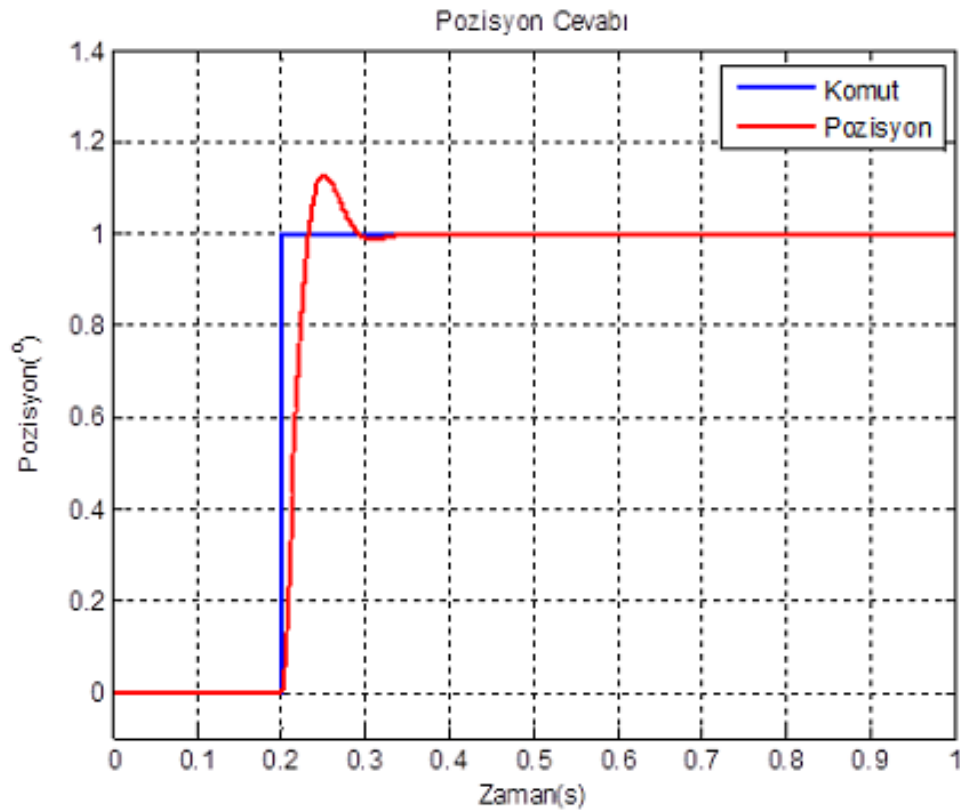


Şekil 3.27. Hız referansı - pozisyon açık döngü kök yeri eğrisi

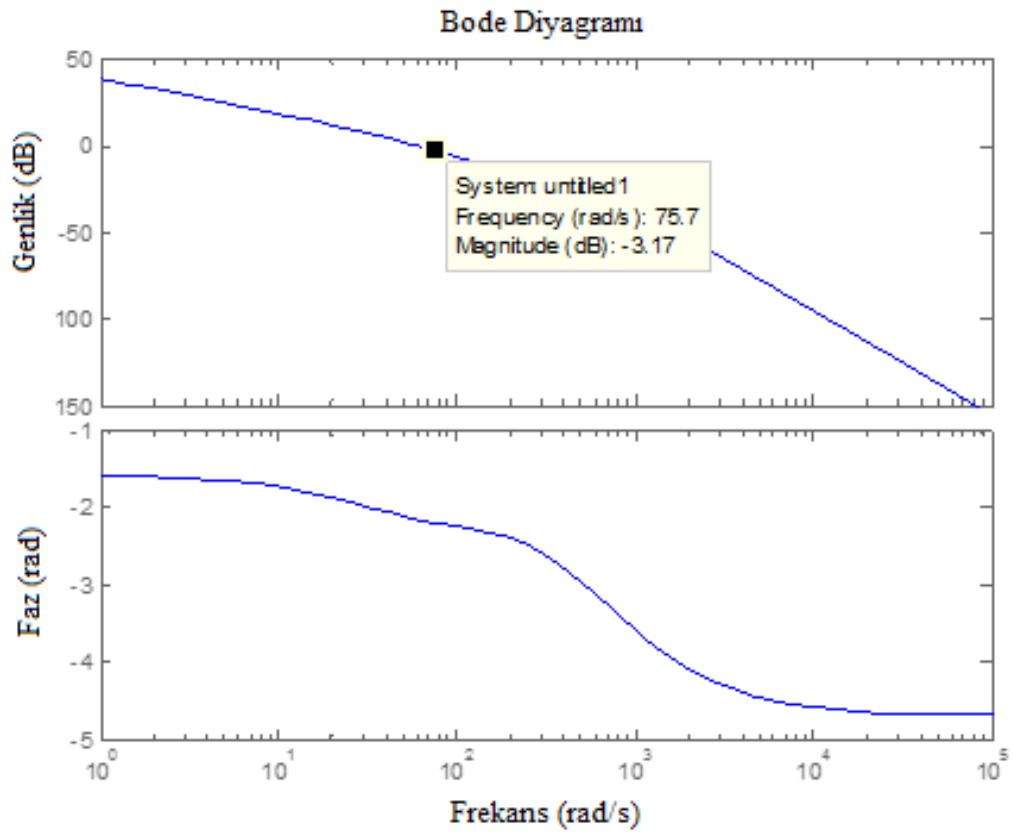
Görüldüğü üzere pozisyon açık döngü transfer fonksiyonu paydasında serbest bir s terimine sahiptir. Paydadaki serbest “ s ” terimi, sistemin son hal hatasının sıfır olmasına sebep olacaktır. Bu durumda pozisyon döngüsü için P kontrolcü yeterli olmaktadır. Pozisyon döngüsü bant genişliğinin 10 Hz olmasını sağlayacak şekilde P kontrolcü katsayısı belirlenmiştir.

$$G_{c,p}(s) = 85 = K_{p,p}$$

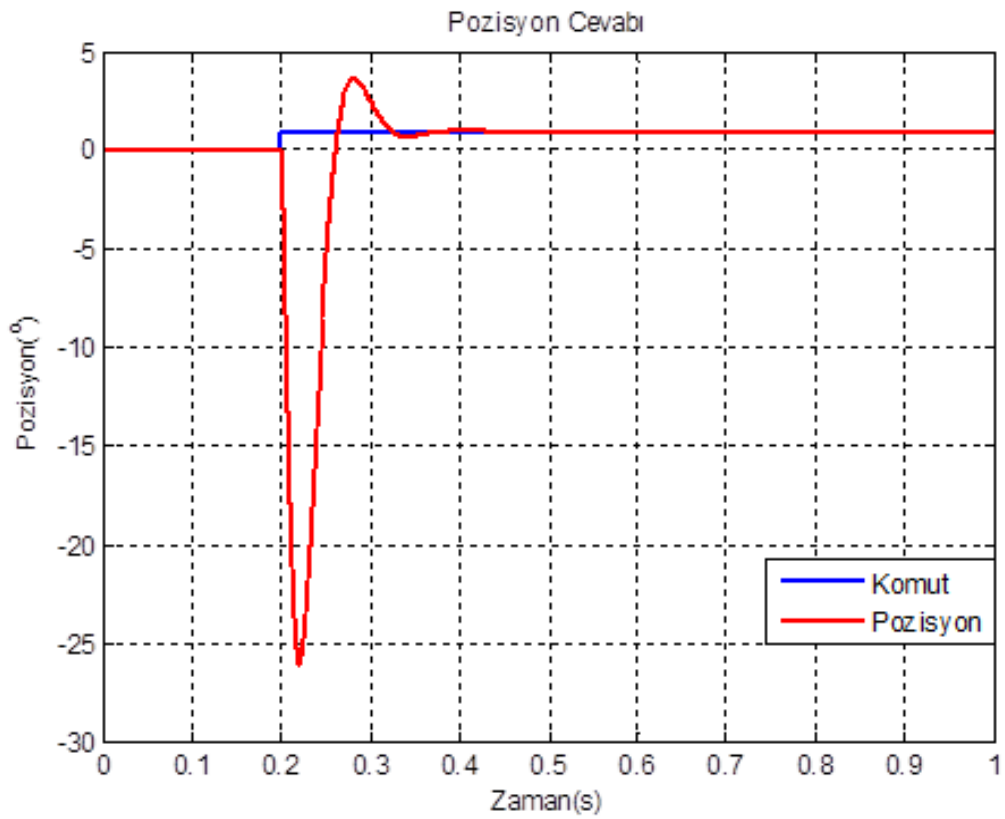
Oluşan kapalı döngü pozisyon kontrol sisteminin yüksüz ve yük altında birim basamak komuta verdiği cevap ve kapalı döngü bode eğrileri Şekil 3.28., Şekil 3.29. ve Şekil 3.30.’da sunulmuştur.



Şekil 3.28. Pozisyon-Hız kontrol döngüsü BBK cevabı



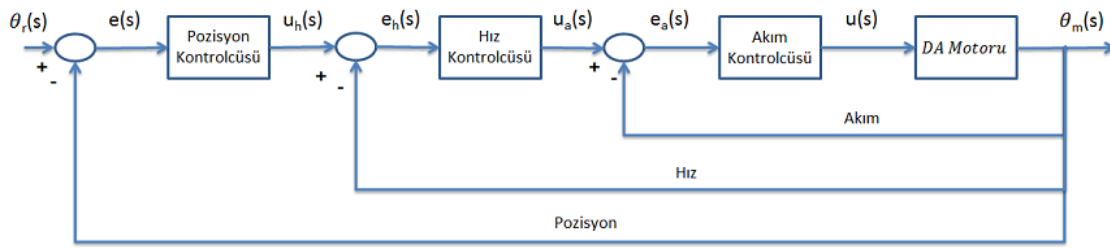
Şekil 3.29. Pozisyon-Hız kontrol döngüsü bode eğrileri



Şekil 3.30. Pozisyon-Hız kontrolcüsü ile 20 mNm yükte pozisyon cevabı

3.3.2. Pozisyon-Hız-Akım kaskad kontrolcü

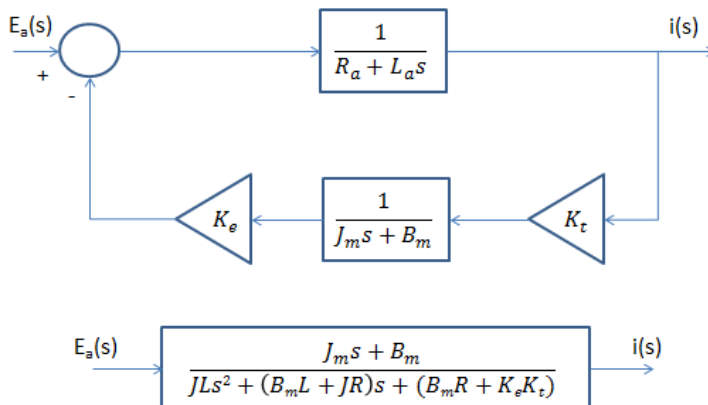
Pozisyon, hız ve akım döngülerinden oluşan kaskad kontrolcü Şekil 3.31.'de şematik olarak sunulmuştur. Bu tip kontrol sisteminde, motor konumu ($\theta_m(s)$) geri besleme sensörü ile ölçülerek referans açı değeri ($\theta_r(s)$) ile karşılaştırılmakta, oluşan hata sinyali ($e(s)$) pozisyon kontrolcüsü ile manipüle edilerek hız referansı ($u_h(s)$) elde edilmektedir. Motordan elde edilen hız geri beslemesi ile hız referansı karşılaştırılmakta, oluşan hata sinyali ($e_h(s)$) hız kontrolcüsü ile manipüle edilerek akım referansı ($u_a(s)$) elde edilmektedir. Motordan elde edilen akım geri beslemesi ile akım referansı karşılaştırılmakta, oluşan hata sinyali ($e_a(s)$) akım kontrolcüsü ile manipüle edilerek uygun motor gerilim referansı ($u(s)$) oluşturulmaktadır.



Şekil 3.31. Pozisyon-Hız-Akım kaskad kontrolcü

Akım Kontrolcüsü Tasarımı:

Motor gerilimi ile akım arasındaki ilişkiyi belirleyen transfer fonksiyonu Şekil 3.32.'de belirtilmiştir. Akım kontrolcüsü bu transfer fonksiyonu kullanılarak tasarlanmıştır.

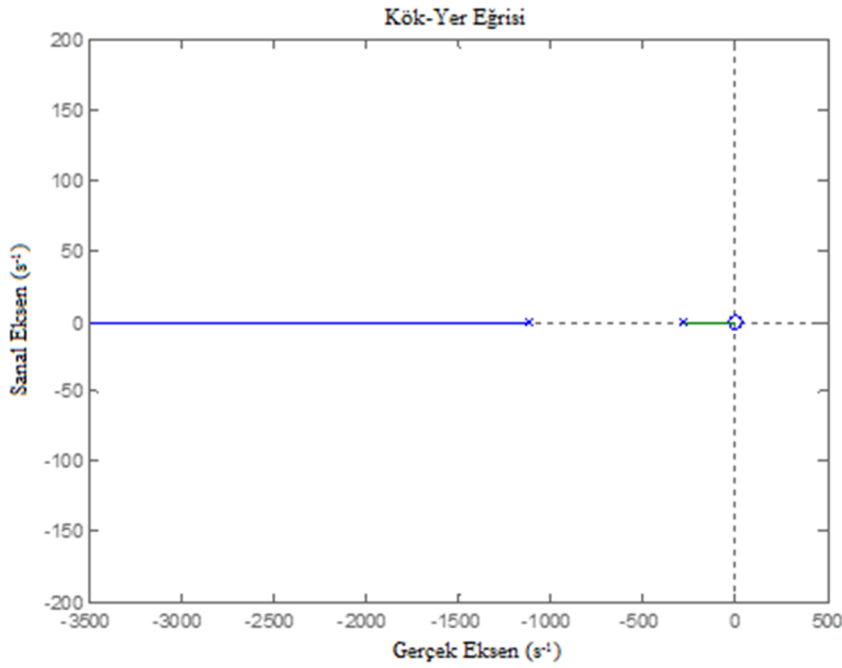


Şekil 3.32. Gerilim-Akım transfer fonksiyonu

GS'de kullanılan motorun parametreleri Şekil 3.32.'de verilen denklemde yerine koyulduğunda aşağıda verilen transfer fonksiyonu elde edilmiştir.

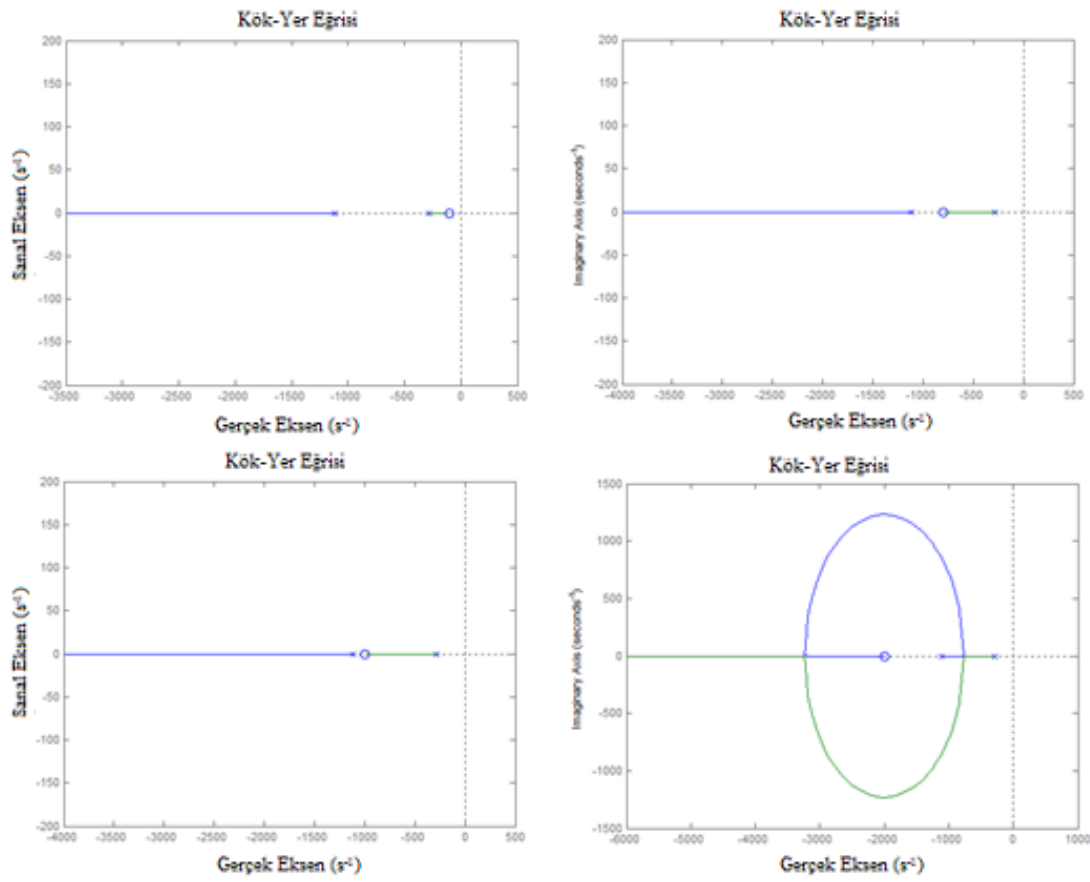
$$TF = \frac{2,8E - 7s}{1,4E - 9s^2 + 1,96E - 6s + 4,452E - 4}$$

İlgili transfer fonksiyonunun açık döngü kök yeri eğrisi Şekil 3.33.'te sunulmuştur. Sistem orijine çok yakın bir sıfır ve gerçekte 2 kökten oluşmaktadır. Son hal hatasını önlemek için PI kontrolcü kullanılmalıdır.



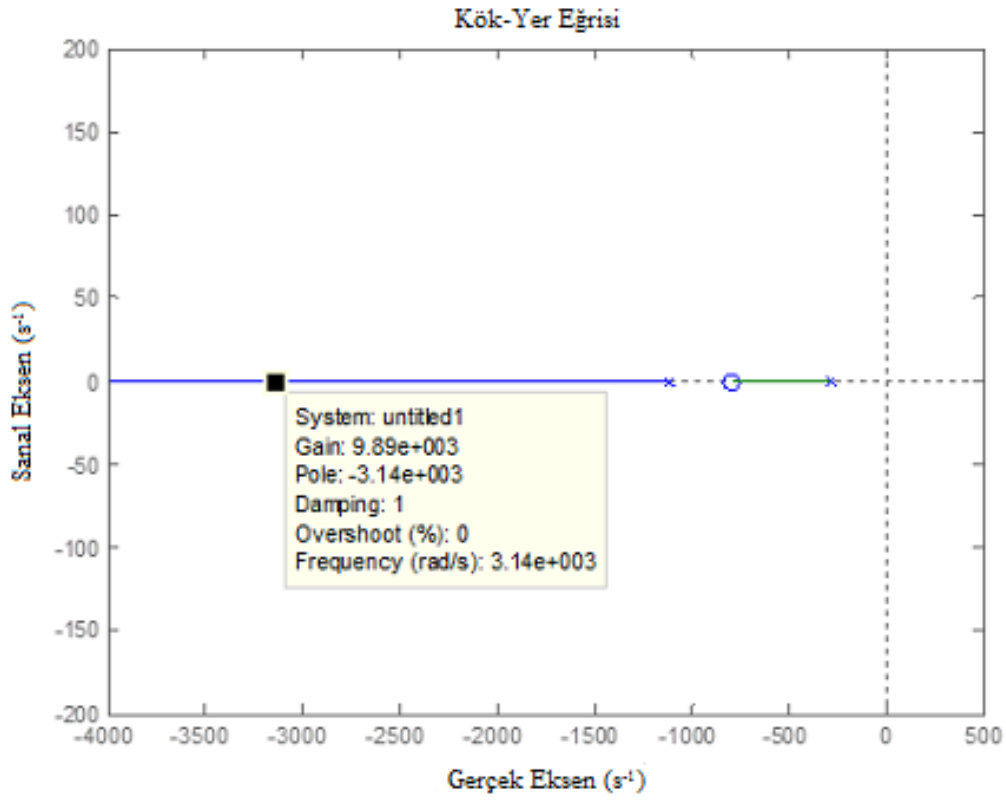
Şekil 3.33. Gerilim-Akım açık döngüsü kök yeri eğrisi

Sıfır için 4 alternatif yer vardır. Bunlar sıfırın sağ, sıfır ile ilk kökün arası, ilk kök ile ikinci kök arası ve ikinci kökün soludur. Bu alternatiflerin oluşturduğu kök yeri eğrileri Şekil 3.34.'te verilmiştir.



Şekil 3.34. Akım kontrolcüsü alternatif sıfır pozisyonları için kök yeri eğrileri

PI kontrolcünün orijine yerleştirdiği kök sebebi ile bütün durumlarda bu kök ile en yakınındaki sıfır arasında reel ekseninde bir kol oluşacaktır. Fakat bu kol üzerindeki kökler sıfıra yakın olduğundan etkilerini kaybedecektir. Dolayısı ile dominant kök kontrolcünün eklediği sıfır ile ikinci kök arasındaki kolda olacaktır. Sıfır sola yaklaştıkça P kontrolcünün etkisi daha dominant hale gelmektedir, bu da sistemin analog akım sensörü okunurken oluşan gürültülerden daha çok etkilenmesine yol açacaktır. Sıfırın çok sola taşınması ise sisteme çok hızlı bir dinamik ekleyecek ve örnekleme frekansı isterini arttıracaktır. Bu sebeplerle sıfır pozisyonu, orijine ne çok yakın ne de çok uzak olarak seçilerek -800'e yerleştirilmiş ve bant genişliği 500 Hz (3140 rad/s) olacak şekilde bir kontrolcü tasarlanmıştır. (Şekil 3.35.)



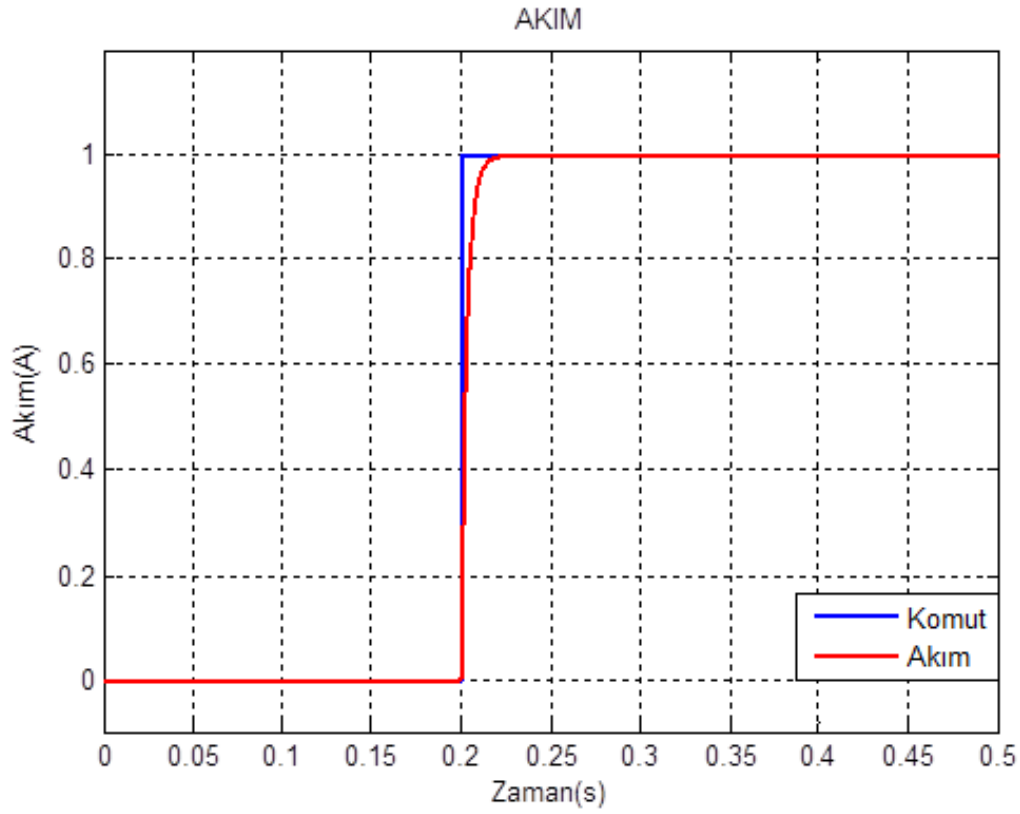
Şekil 3.35. Gerilim-Akım kapalı döngüsü kök yeri eğrisi

Bu durumda elde edilen kontrolcü aşağıda belirtilmektedir.

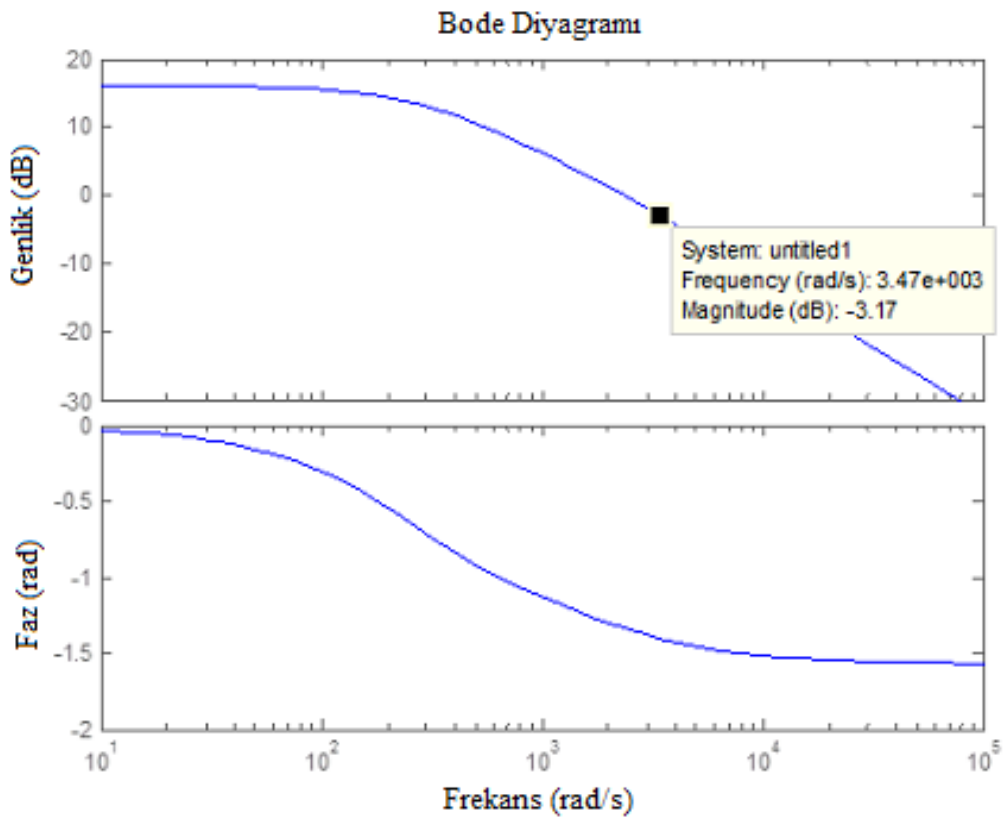
$$G_{c,i}(s) = \frac{9890(1 + 0,00125s)}{s} = \frac{K_{i,i}}{s} + K_{p,i}$$

$$K_{i,i} = 9890, K_{p,i} = 12,3625$$

Oluşan akım kontrol sisteminin birim basamak komuta verdiği cevap ve kapalı döngü bode eğrileri Şekil 3.36. ve Şekil 3.37.'de sunulmuştur.



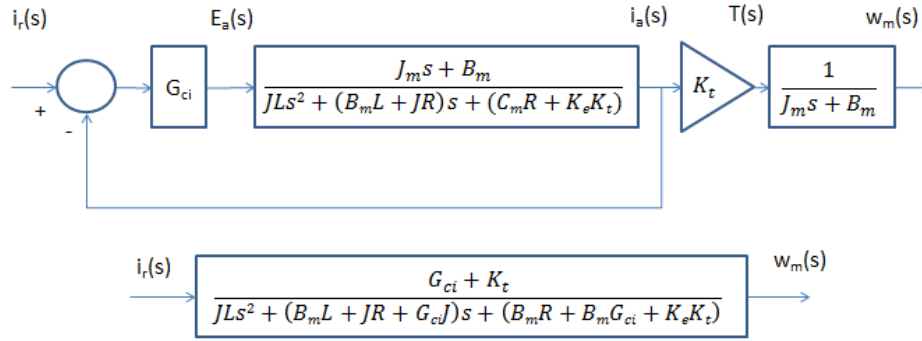
Şekil 3.36. PI akım kontrol döngüsü BBK cevabı



Şekil 3.37. PI akım kontrol döngüsü kapalı döngü bode eğrileri

Hız Kontrolcüsü Tasarımı:

Akım kontrol döngüsü ile birlikte oluşan akım referansı ile motor hızı arasındaki ilişkiyi belirleyen transfer fonksiyonu Şekil 3.38.'de sunulmuştur. Hız kontrolcüsü bu transfer fonksiyonu ile belirtilen sisteme göre tasarlanmıştır.

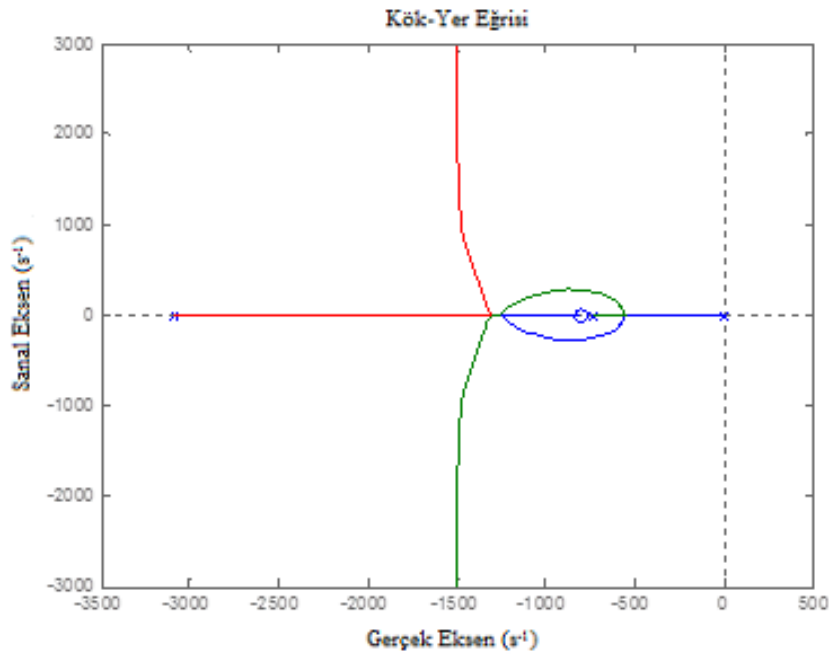


Şekil 3.38. Akım referansı - hız transfer fonksiyonu

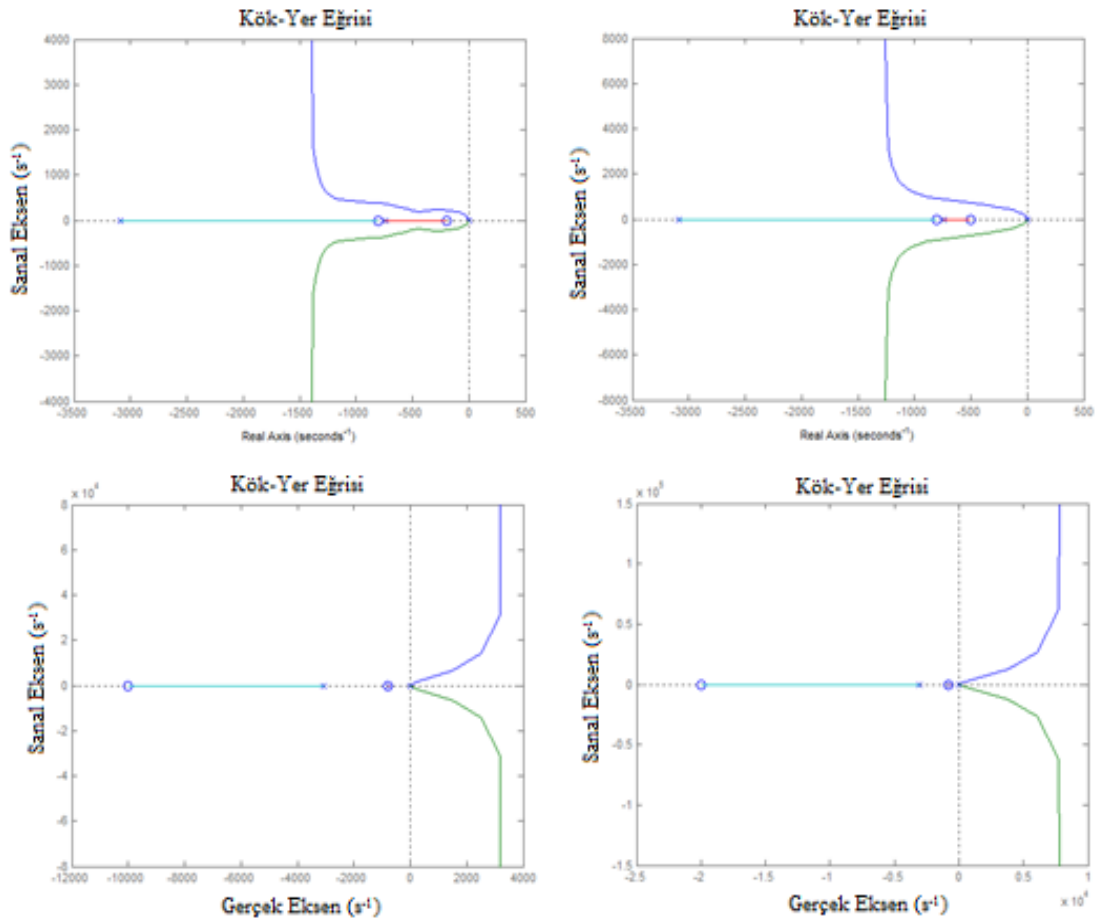
GS'de kullanılan motorun parametreleri Şekil 3.38.'de verilen denklemde yerine koyulduğunda aşağıda verilen transfer fonksiyonu elde edilmiştir.

$$TF = \frac{12,3837s + 9890}{1,4E - 9s^3 + 5,3615E - 6s^2 + 3,2E - 3s}$$

İlgili transfer fonksiyonunun açık döngü kök yeri eğrisi Şekil 3.39.'da sunulmuştur. Sistem birisi orijine çok yakın diğeri de çok uzak olmak üzere 3 kök ve 1 adet orijine uzak sıfırdan oluşmaktadır. Yine sistemde boşta “s” terimi olmadığından son hal hatasını önlemek amacı ile PI kontrolcü kullanılmalıdır. Farklı sıfır pozisyonları için oluşan kök yeri eğrileri Şekil 3.40.'ta sunulmuştur.



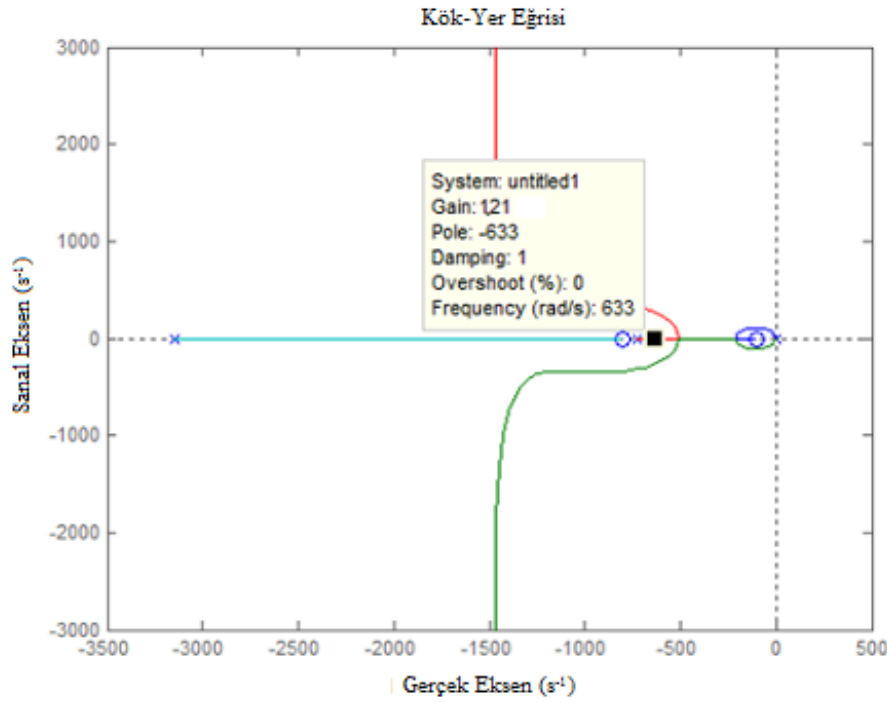
Şekil 3.39. Akım referansı - hız transfer fonksiyonu kök yeri eğrisi



Şekil 3.40. Hız kontrolcüsü alternatif sıfır pozisyonları için kök yeri eğrileri

İlk alternatifte sıfır, orijine yakın iki kök arasına; ikincide orijine yakın kök ile sıfır arasına; üçüncüde orijine en uzak kök ile sıfır arasına ve dördüncüde orijinden en uzakta olacak şekilde yerleştirilmiştir. 3. ve 4. alternatiflerde sistem çok sınırlı kazanç değerleri için kararlı yapıda olacaktır. Bu durum sistem parametrelerinde operasyon sırasında oluşacak değişimlerde problem yaratacaktır. Bu sebeple en uygun yer 1. ve 2. alternatiflerde belirtilen durum olacaktır.

Bu durumda sıfır -100'e konulmuş ve kapalı döngü sistemin bant genişliği 100 Hz olacak şekilde kazanç değeri ayarlanmıştır. (Şekil 3.41.)



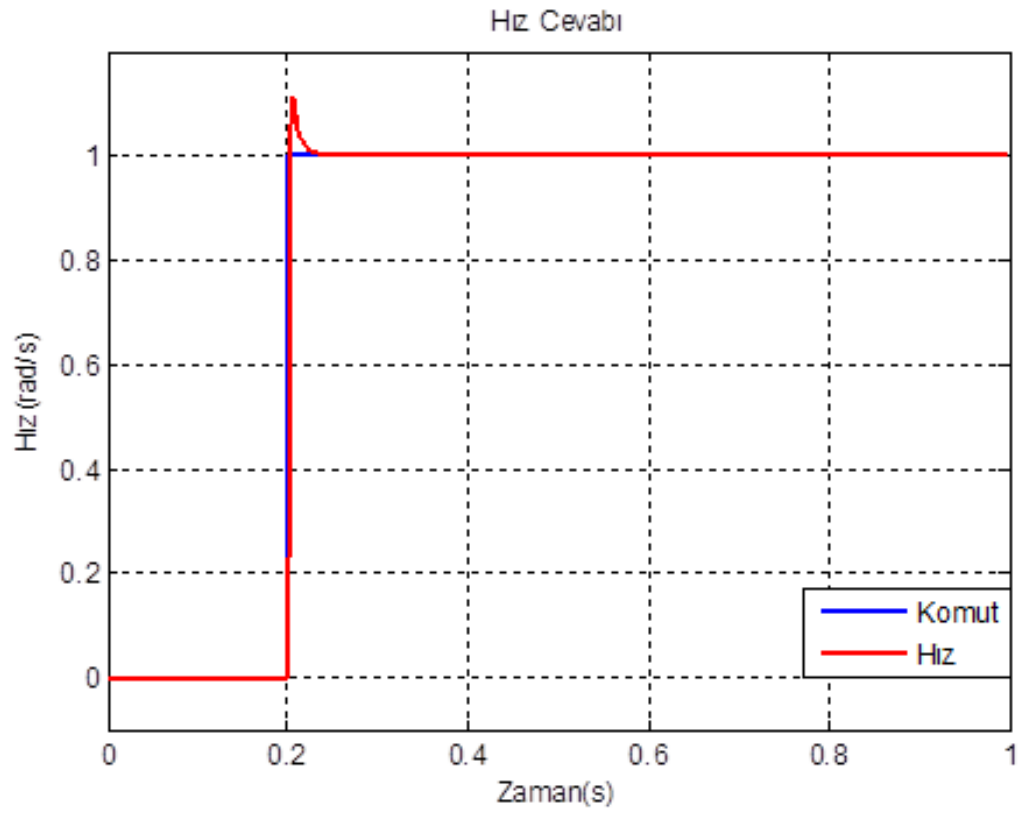
Şekil 3.41. Akım-Hız kapalı döngüsü kök yeri eğrisi

Oluşan kontrolörün transfer fonksiyonu:

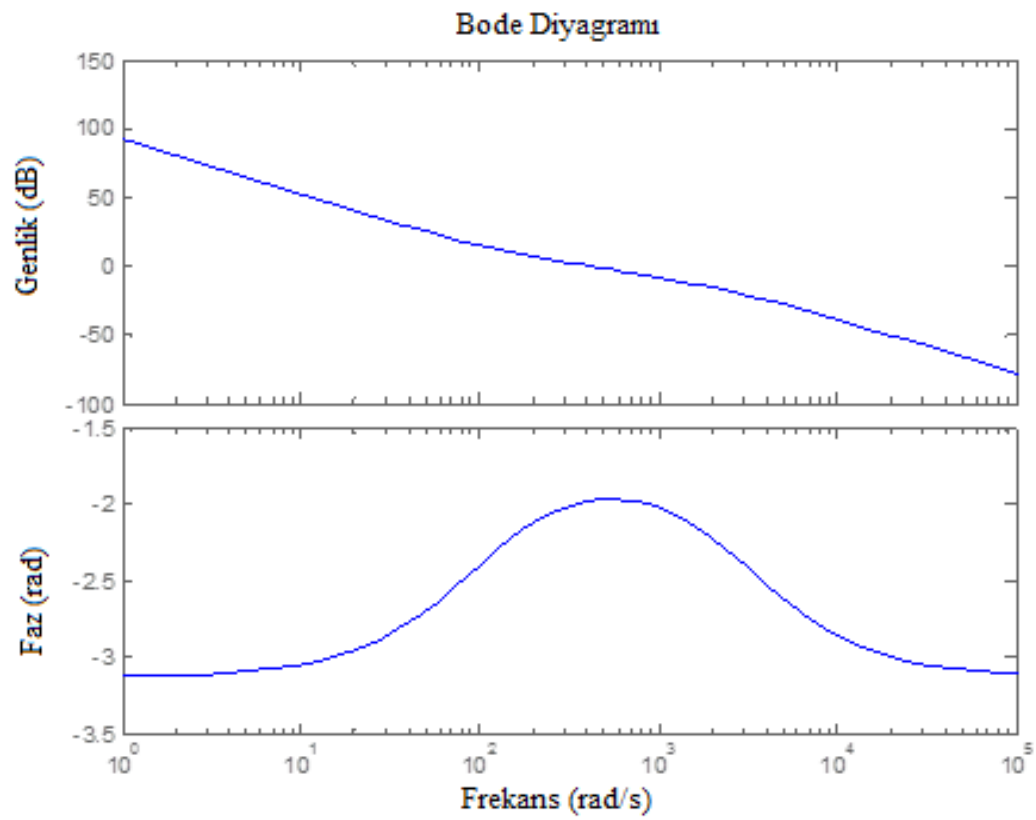
$$G_{c,v}(s) = \frac{1,21(1 + 0,01s)}{s} = \frac{K_{i,v}}{s} + K_{p,v}$$

$$K_{i,v} = 1,21, K_{p,v} = 0,0121$$

Oluşan sistemin birim basamak komuta verdiği cevap ve bode eğrileri Şekil 3.42. ve Şekil 3.43.'te belirtilmiştir.



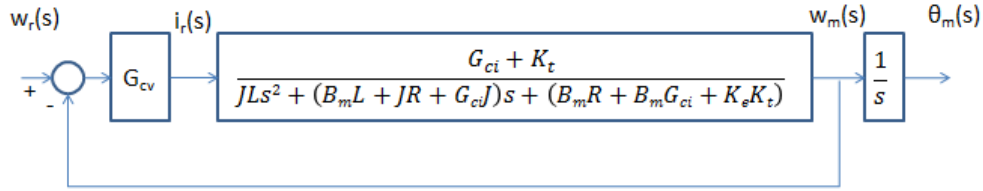
Şekil 3.42. PI hız kontrol döngüsü BBK cevabı



Şekil 3.43. PI hız kontrol döngüsü kapalı döngü bode eğrileri

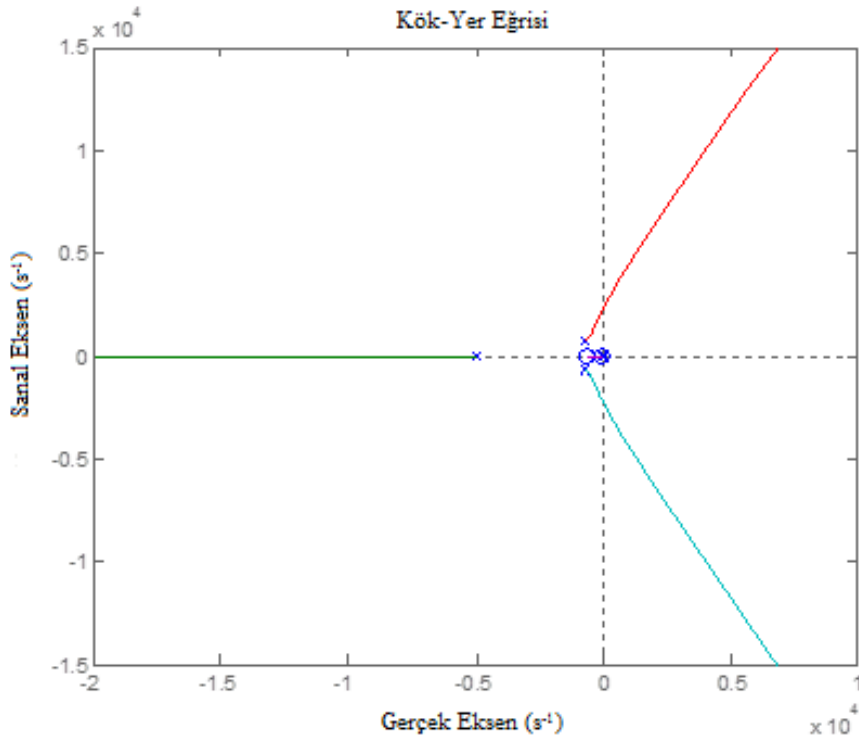
Pozisyon Kontrolcüsü Tasarımı:

Tasarlanan hız kontrolcüsü ile birlikte oluşan hız referansı ile motor açısı arasındaki ilişkiyi belirleyen transfer fonksiyonu Şekil 3.44.'te sunulmuştur. Pozisyon kontrolcüsü bu transfer fonksiyonu ile belirtilen sisteme göre tasarlanmıştır.



Şekil 3.44. Hız referansı - pozisyon transfer fonksiyonu

Hız referansı ile motor açısının ilişkisini tanımlayan transfer fonksiyonu kısaca $G_{w\theta}(s)$ olarak belirtilmiştir. Bu transfer fonksiyonu paydasında serbest “s” terimi barındırmaktadır. Bu durumda, istenilen bant genişliğinde aşım değerleri çok artmadığı sürece pozisyon kontrolcüsü için P kontrolcü yeterli olmaktadır. Şekil 3.45.’te belirtilen transfer fonksiyonunun kök yeri eğrisi verilmiştir.

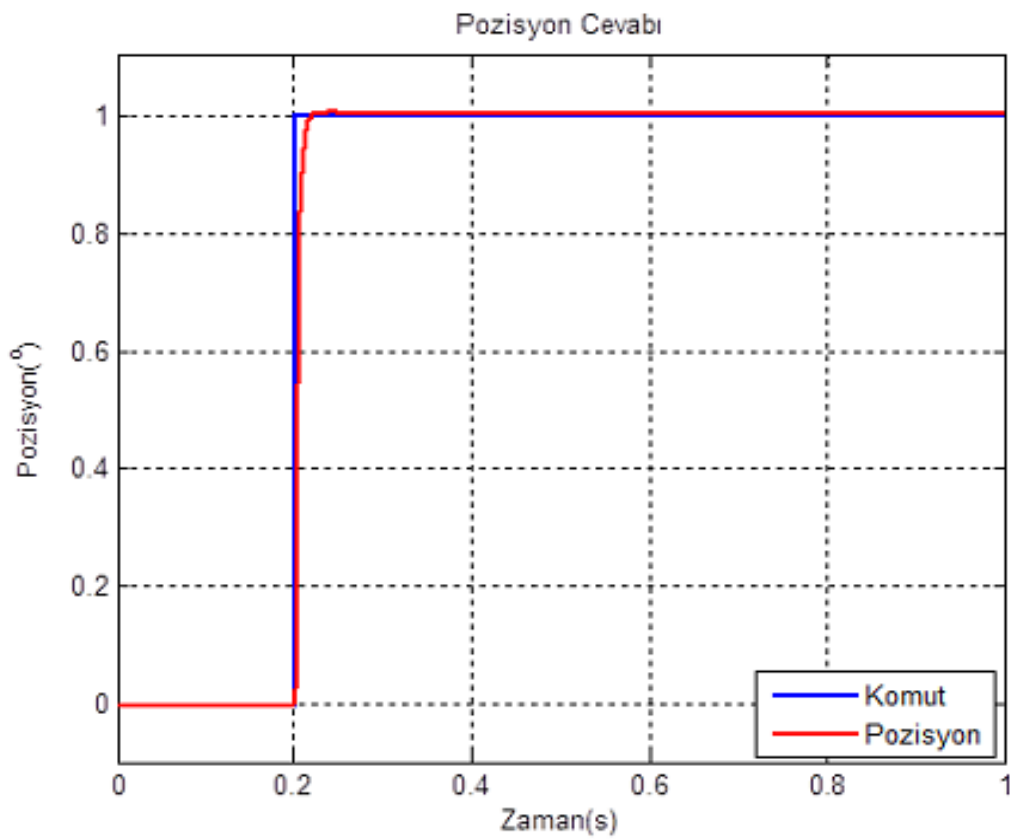


Şekil 3.45. Hız referansı - pozisyon transfer fonksiyonu kök yeri eğrisi

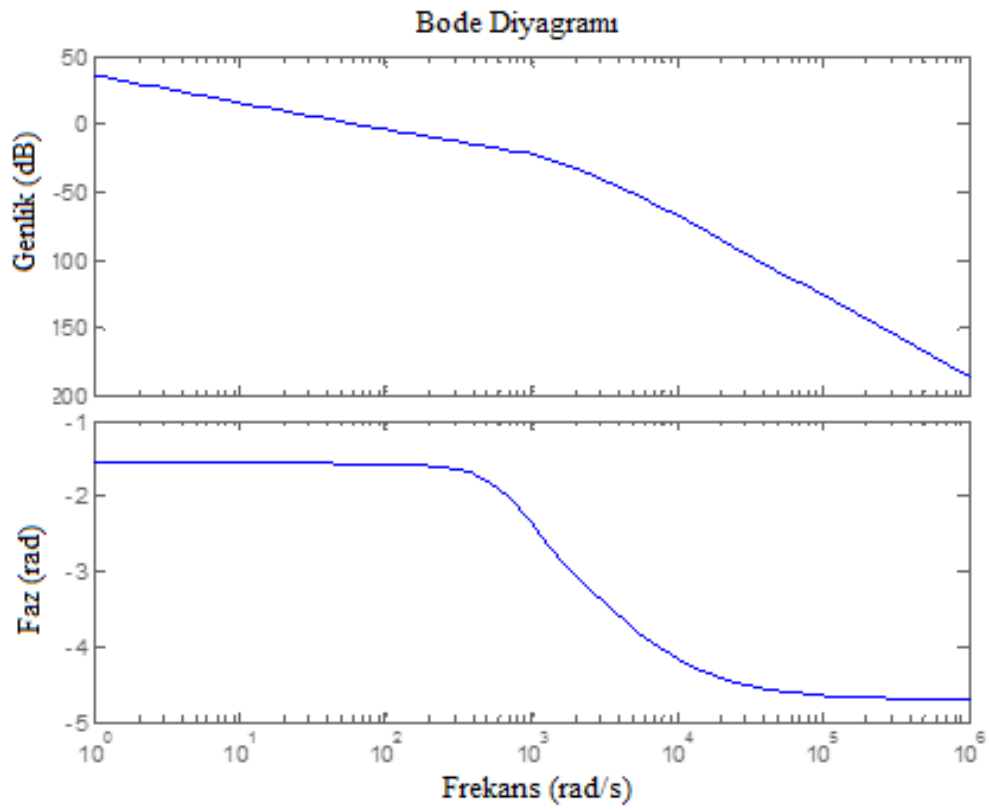
10 Hz bant genişliğine sahip olan aşırı hızlı bir kontrolcü elde edebilmek için P kontrolcü yeterli olmuştur. Bu durumda elde edilen pozisyon kontrolcüsü katsayısı aşağıda verilmiştir.

$$G_{c,p}(s) = 100 = K_{p,p}$$

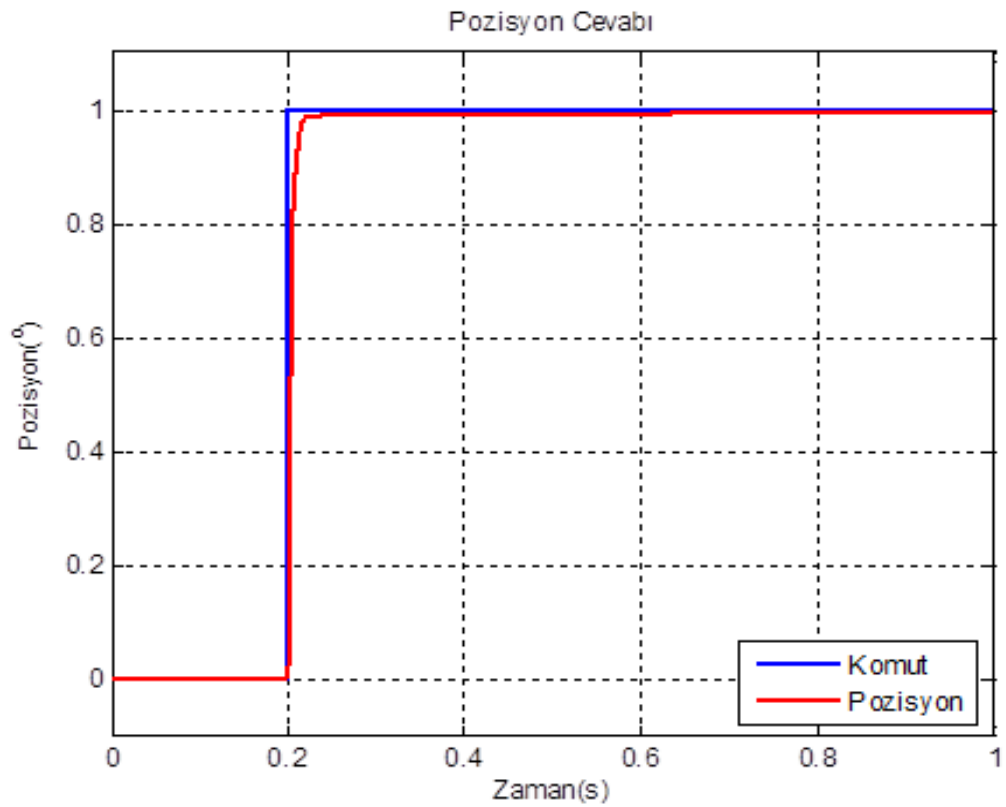
Oluşan kapalı döngü sistemin birim basamak komutayüksüz durumda ve yük altında verdiği cevap ve bode eğrileri aşağıda sunulmuştur.



Şekil 3.46. P pozisyon kontrol döngüsü BBK cevabı



Şekil 3.47. P pozisyon kontrol döngüsü kapalı döngü bode eğrileri



Şekil 3.48. Kaskad pozisyon - hız kontrolcüsü ile 20mNm yükte pozisyon cevabı

Doğrudan tahrikli halka (DTH) motorlar yapıları gereği benzer tork ve hız değerlerine sahip DA motorlarına göre daha fazla atalet ve indüktans değerlerine sahiptirler. Normal DA motorlarında genelde klasik PID veya PD pozisyon kontrolcüler başarılı sonuç verirken, yukarıda yapılan kontrolcü tasarım çalışmaları sonucunda, DTH motorlarda yüke karşı hassas pozisyon kontrolü yapabilmek için, akım ve hız kontrolcülerini içeren kaskad kontrolcüye ihtiyaç duyulduğu görülmüştür. PID ve Pozisyon-Hız Kaskad kontrolcüler yüksüz ortamda başarılı sonuçlar verirken yük altında aynı etkiyi gösterememişlerdir.

3.4. Kontrolcü Tablosu

Bu kısımda tasarlanan kontrolcü katsayıları çizelge halinde sunulmuştur. Yapılan çalışmalarda eksen pozisyonunun kontrolü kapsamında tek döngülü PID, Pozisyon-Hız ve Pozisyon-Hız-Akım kontrolü kaskad kontrolcüler ile kontrol edildiği alternatif mimariler tasarlanmıştır. Tasarlanan kontrolcülerin katsayıları ve katsayılar ile uyumlu birimler Çizelge 3.2. ve Çizelge 3.3.'te sunulmuştur.

Çizelge 3.2. Kontrolcü katsayıları

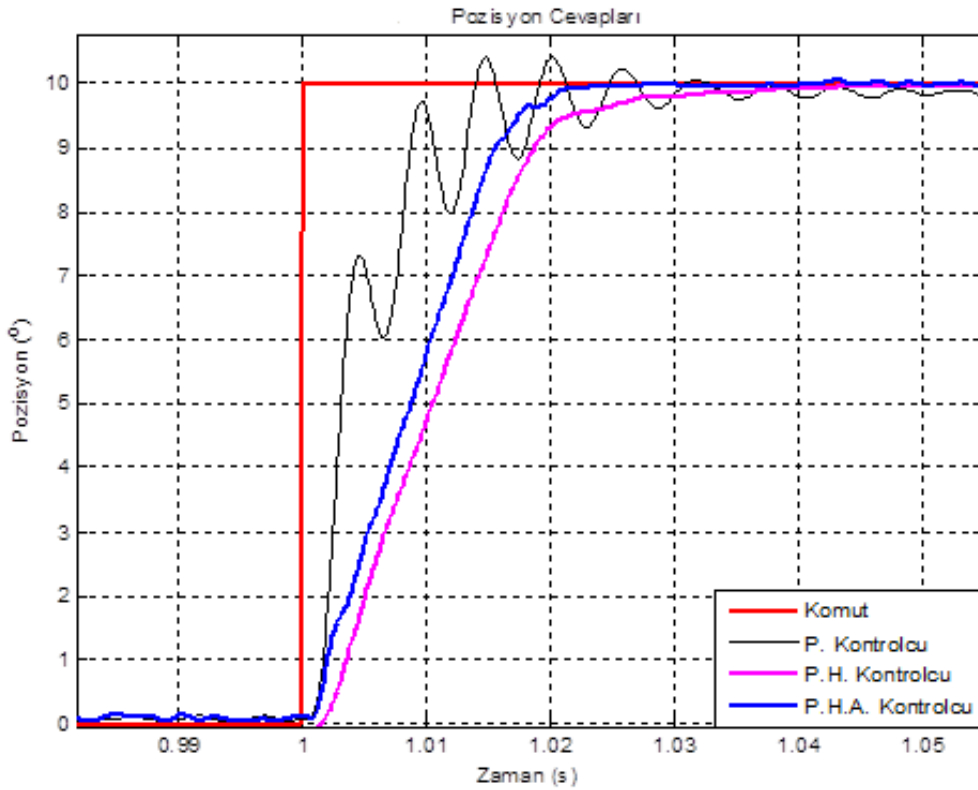
Kontrolcü	Pozisyon			Hız			Akım		
	P	I	D	P	I	D	P	I	D
PID	0,03	0,1	0,0003	-	-	-	-	-	-
Kaskad P-H	85	0	0	0,0132	1,32	0	-	-	-
Kaskad P-H-A	100	0	0	0,0121	1,21	0	12,3625	9890	0

Çizelge 3.3. Kontrolcü veri birimleri

Veri Tipi	Birim
Motor Pozisyonu	Derece
Motor Hızı	Rad/s
Motor Akımı	A

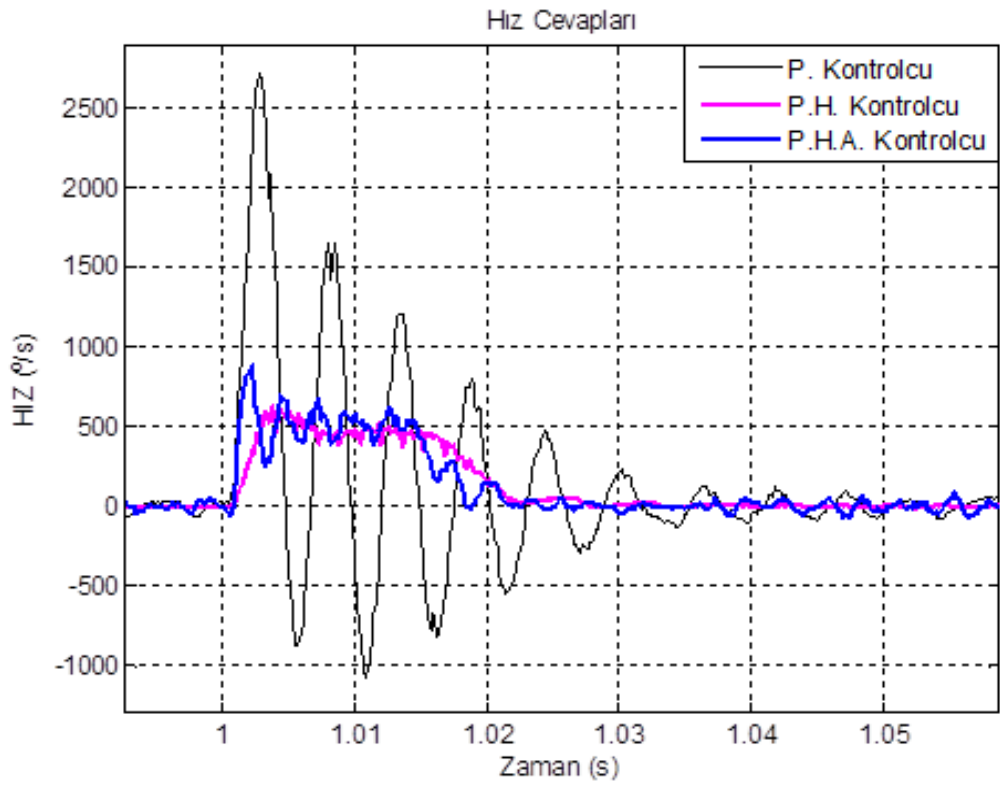
3.5. GS Dış Ekseni Kontrolcü Alternatifleri Karşılaştırma

Doğrulama çalışmaları kapsamında yukarıda verilen üç kontrolcüde ayrı ayrı test sistemine entegre edilmiş ve testlerde pozisyon, hız ve akım verileri toplanmıştır. Testler esnasında gimbal dış eksenine 10 derecelik BBK ve 10 derece - 10 Hz'lik (Gimbal başarımlı gereksinimi.) Sinüs referans komutları uygulanmıştır. Şekil 3.49.'da birim basamak komuta karşılık gelen pozisyon cevapları görülmektedir.

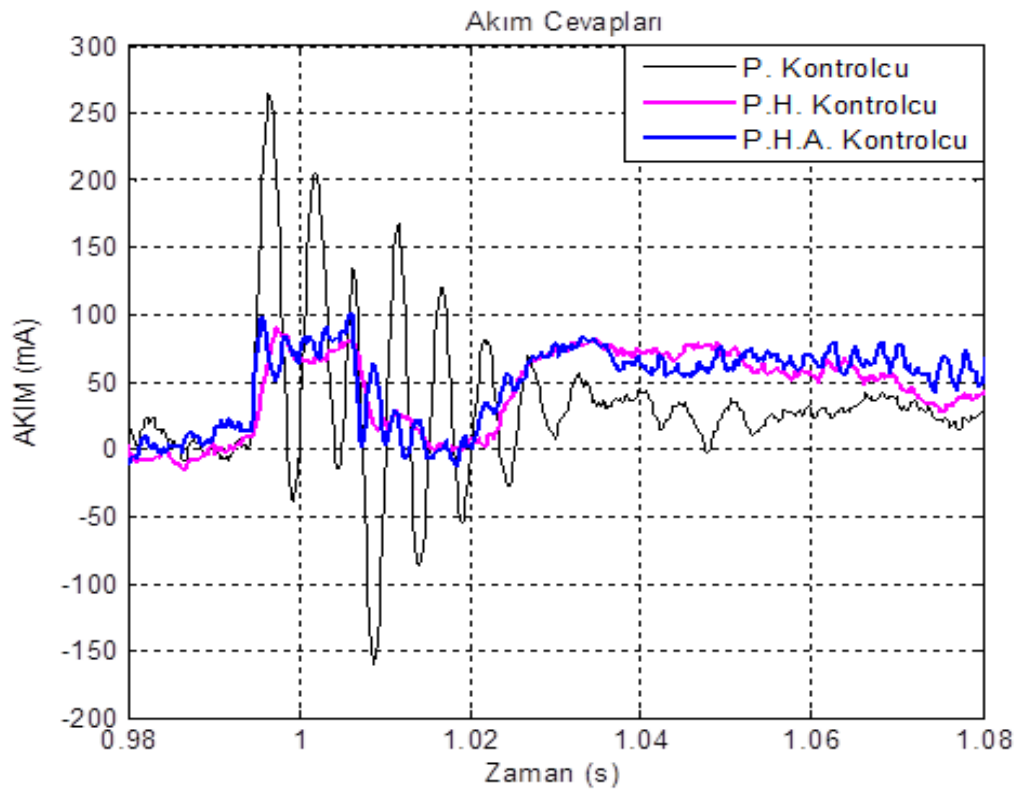


Şekil 3.49. Gimbal dış eksen BBK pozisyon cevapları

Standart DA motorlarında BBK'yı yerine getirebilmek için sadece pozisyon kontrolü yeterli olurken, montaj ve eksen kaçıklığına bağlı olarak eylemsizliği ve sürtünmesi yüksek olan halka motorlarda akım ve hız gibi iç dinamiklerin de kontrol edilmesi gerekmektedir. Şekil 3.49.'da görüldüğü üzere kaskad kontrol yapıları sistem kontrolünde daha başarılı ve osilasyonsuz kontrol sağlamıştır. Akım kontrolünde dahil olduğu kontrolcü en hızlı yükselme ve oturma zamanına sahiptir. Şekil 3.50. ve Şekil 3.51.'de BBK'ya karşılık elde edilen hız ve akım grafikleri görülmektedir.

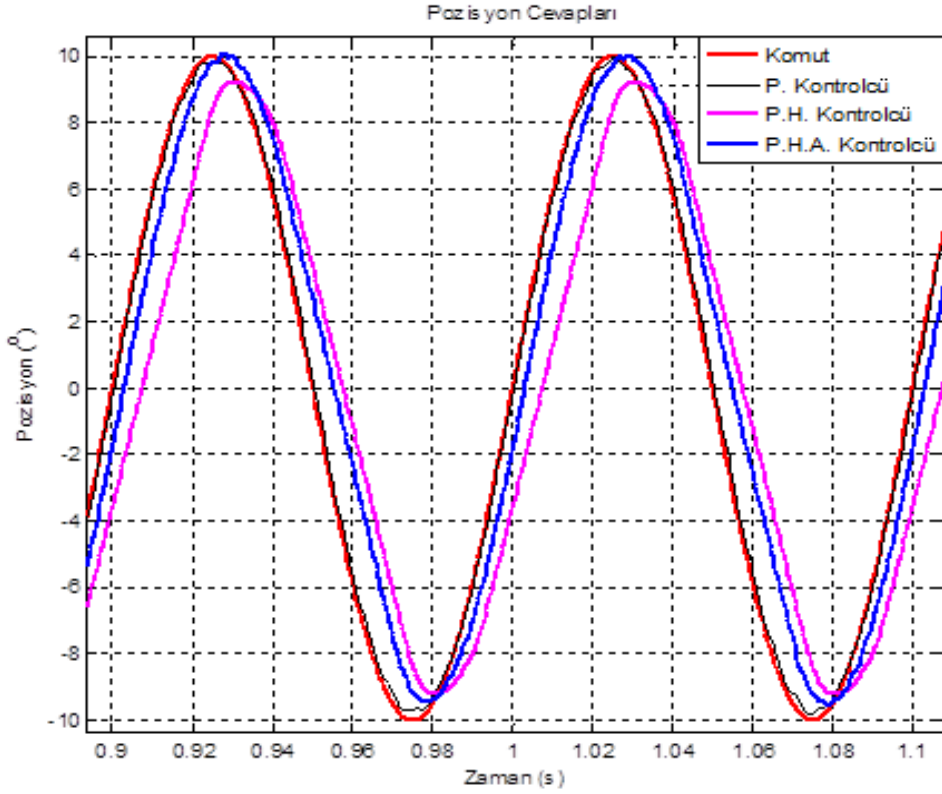


Şekil 3.50. Gimbal dış eksen BBK hız cevapları



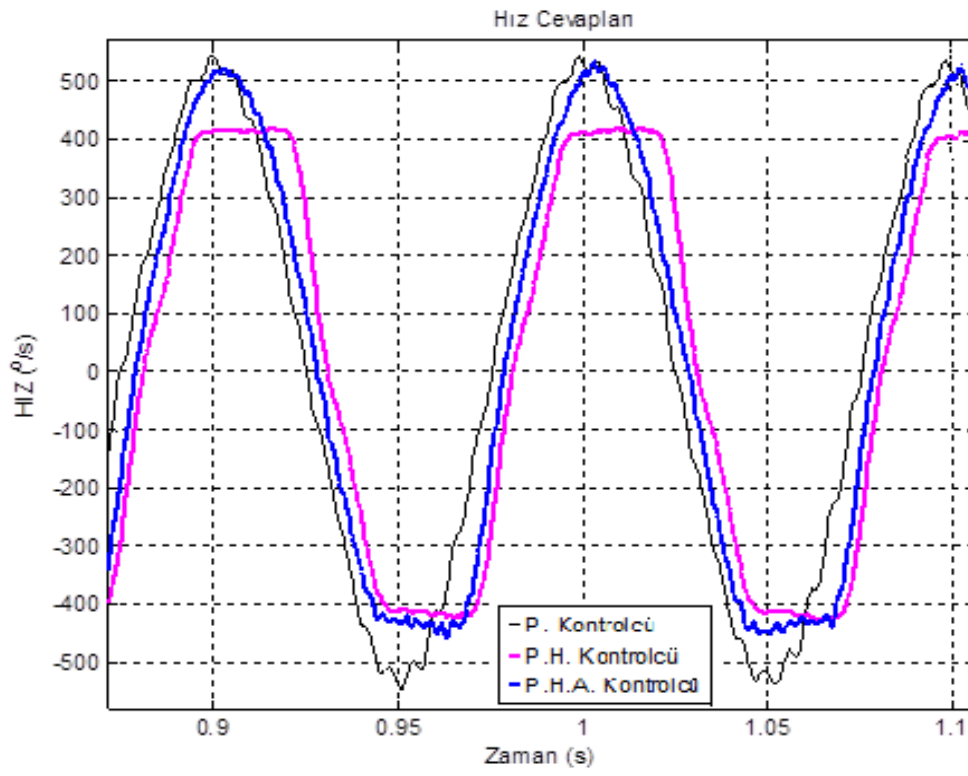
Şekil 3.51. Gimbal dış eksen BBK akım cevapları

Hız ve akım cevaplarında beklenildiği üzere P. Kontrolde ciddi osilasyonlar gözükmemektedir. P.H.A. Kontrolcü, P.H. Kontrolcüye göre daha yüksek hızlara ve akımlara sebep olmuştur. Bu durum pozisyon kontrolünde daha hızlı yükselme ve oturma zamanı elde edilmesine yol açmıştır. Şekil 3.52.'de Sinüs komutuna karşılık gelen pozisyon cevapları görülmektedir.

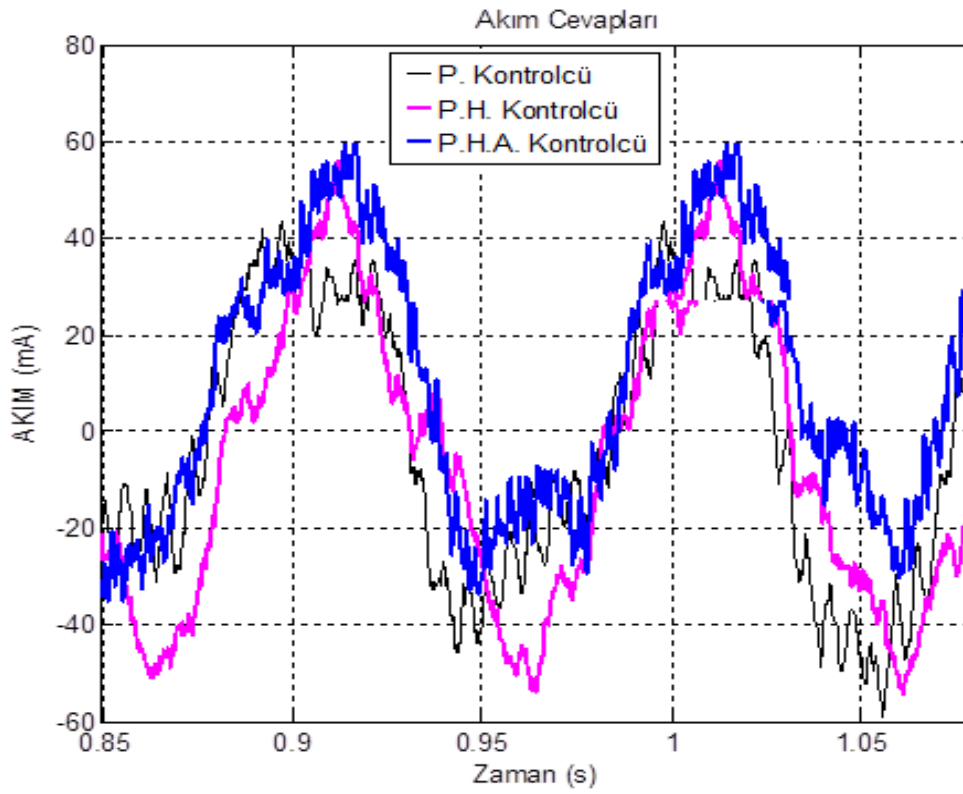


Şekil 3.52. Gimbal dış eksen sinüs komutu pozisyon cevapları

Sinüs referans komutu step komutuna göre daha düşük dinamiklere sahiptir. Bu referans komutunu P. Kontrolcü de başarılı bir şekilde yerine getirebilmiştir. P.H.A. kontrolcü P. Kontrolcüye göre daha geç cevap vermesine karşın başarılı olmuştur. P.H. kontrolcü ise tolere edilemeyecek şekilde komuta geç cevap vermektedir. Şekil 3.53. ve Şekil 3.54.'te Sinüs komuta karşılık elde edilen hız ve akım grafikleri görülmektedir.



Şekil 3.53. Gimbal dış eksen sinüs komutu hız cevapları

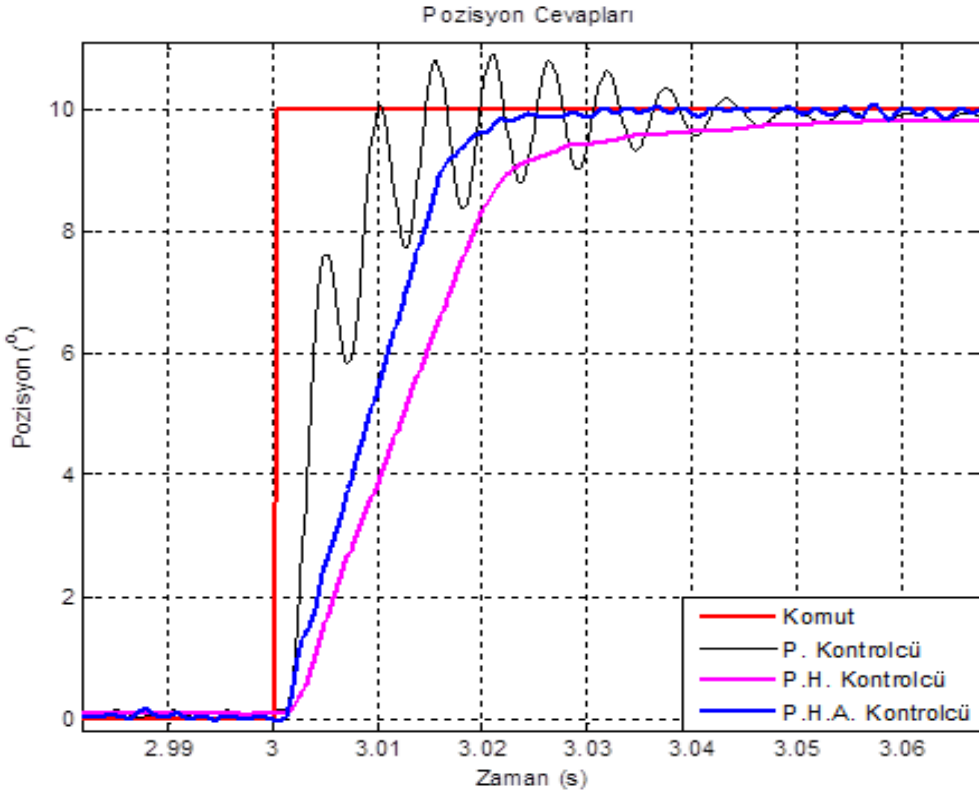


Şekil 3.54. Gimbal dış eksen sinüs komutu akım cevapları

Testler kapsamında uygulanan BBK ve sinüs referans komutlarına karşılık ikisine de başarıyla cevap veren ve sistem gereksinimlerini sağlayan kontrolcü P.H.A. kontrolcü olmuştur. Tez çalışmasında gimbal ekseninin dış eksenini kontrolü kapsamında değerleri Çizelge 3.2.'de verilen P.H.A. kontrolcüsü seçilmiştir.

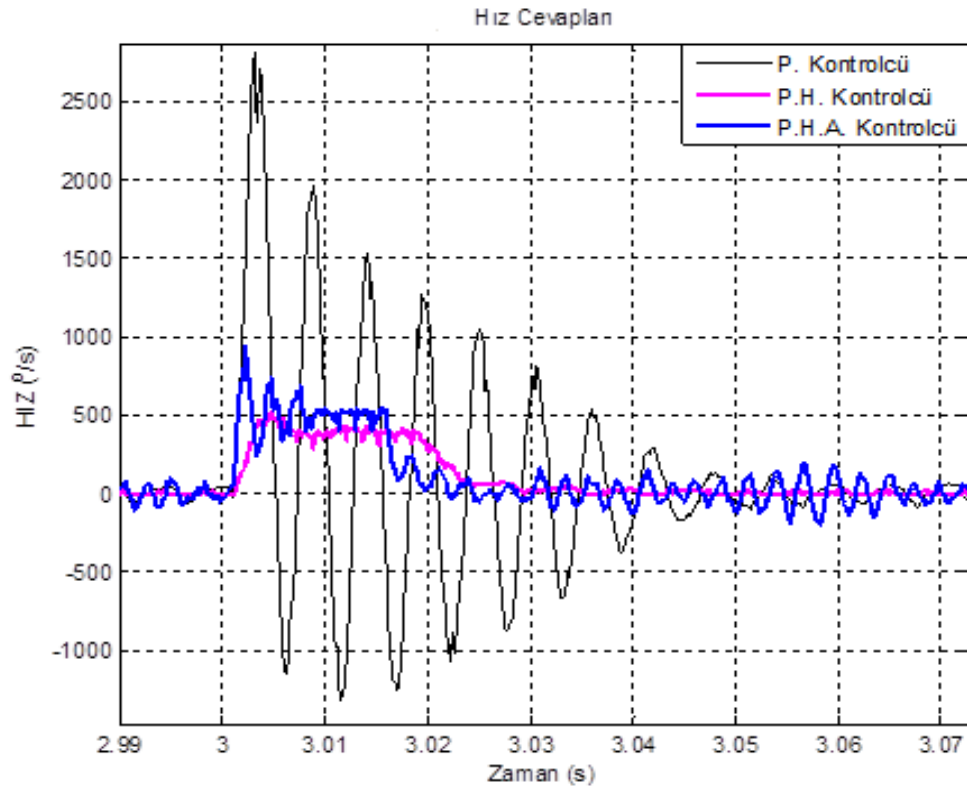
3.6. GS İç Ekseni Kontrolcü Alternatifleri Karşılaştırma

Doğrulama çalışmaları kapsamında yukarıda verilen üç kontrolcüde ayrı ayrı test sistemine entegre edilmiş ve testlerde pozisyon, hız ve akım verileri toplanmıştır. Şekil 3.55.'te adım referans komuta karşılık gelen pozisyon cevapları görülmektedir.

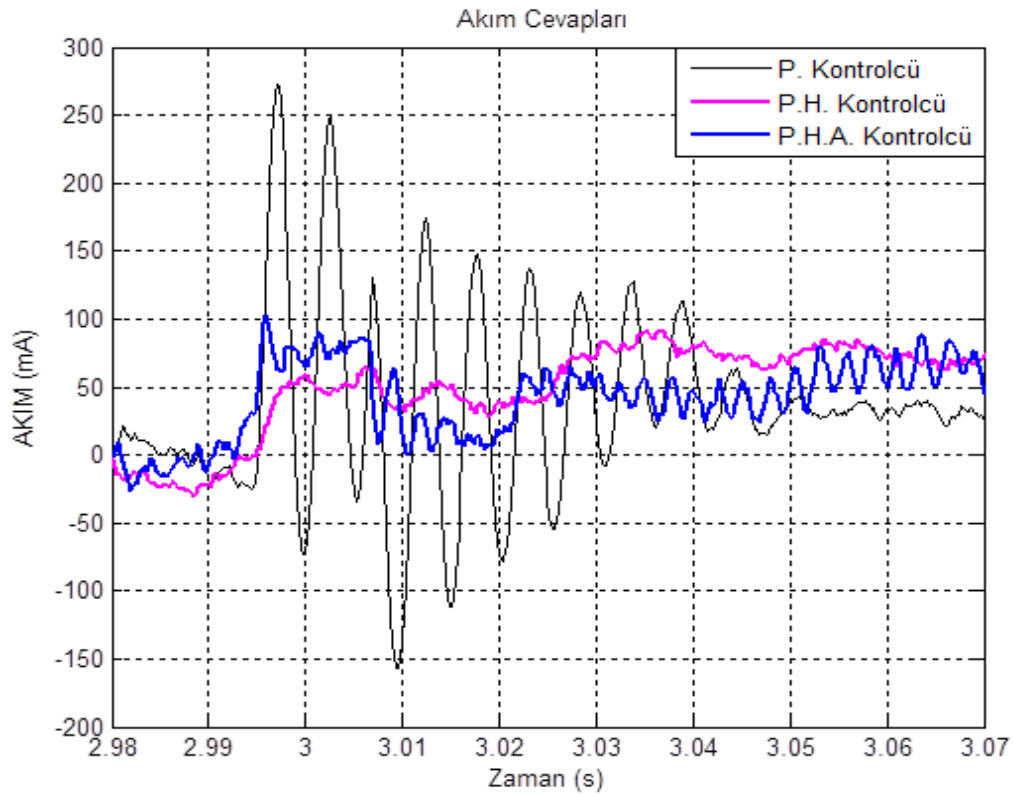


Şekil 3.55. Gimbal iç ekseni adım referansı pozisyon cevapları

Gimbal iç ekseni kapsamında elde edilen sonuçlar dış ekseninde elde edilen sonuçlara benzer çıkmıştır. İlgili yorumlar Bölüm 3.5.'te yapıldığı için bu bölümde yeniden yapılmamıştır. Şekil 3.56. ve Şekil 3.57.'de adım referansa karşılık elde edilen hız ve akım grafikleri görülmektedir.

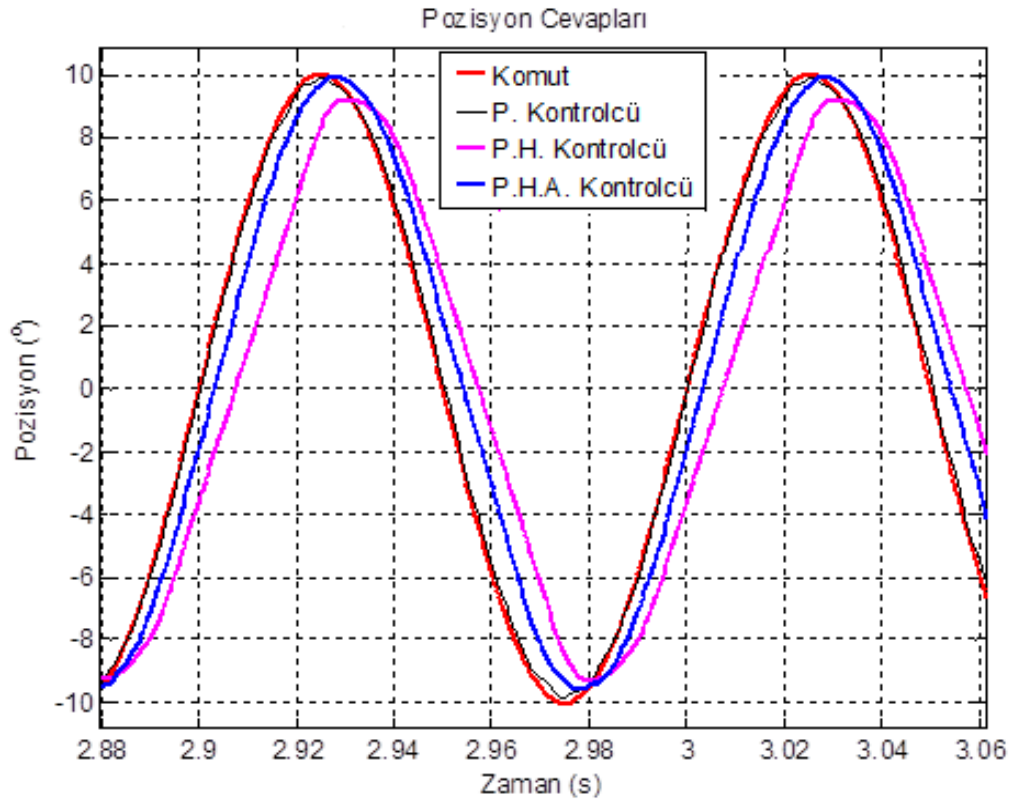


Şekil 3.56. Gimbal iç eksenli adım referansı hız cevapları



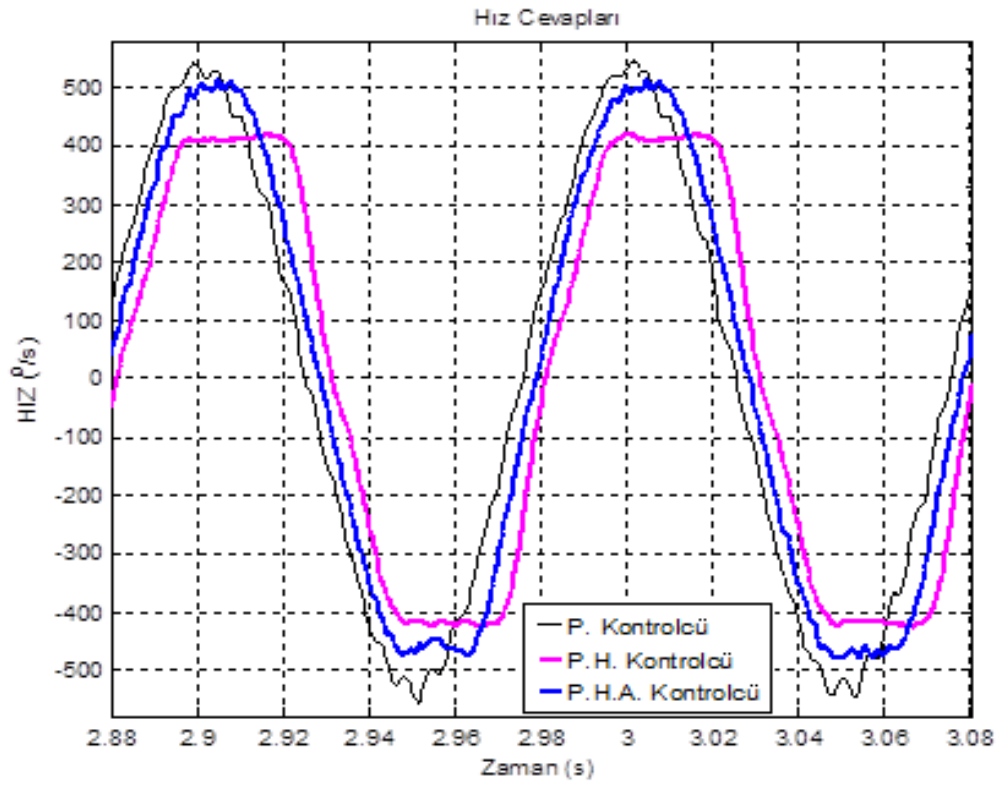
Şekil 3.57. Gimbal iç eksenli adım referansı akım cevapları

Şekil 3.58.'de sinüs referans komuta karşılık gelen pozisyon cevapları görülmektedir.

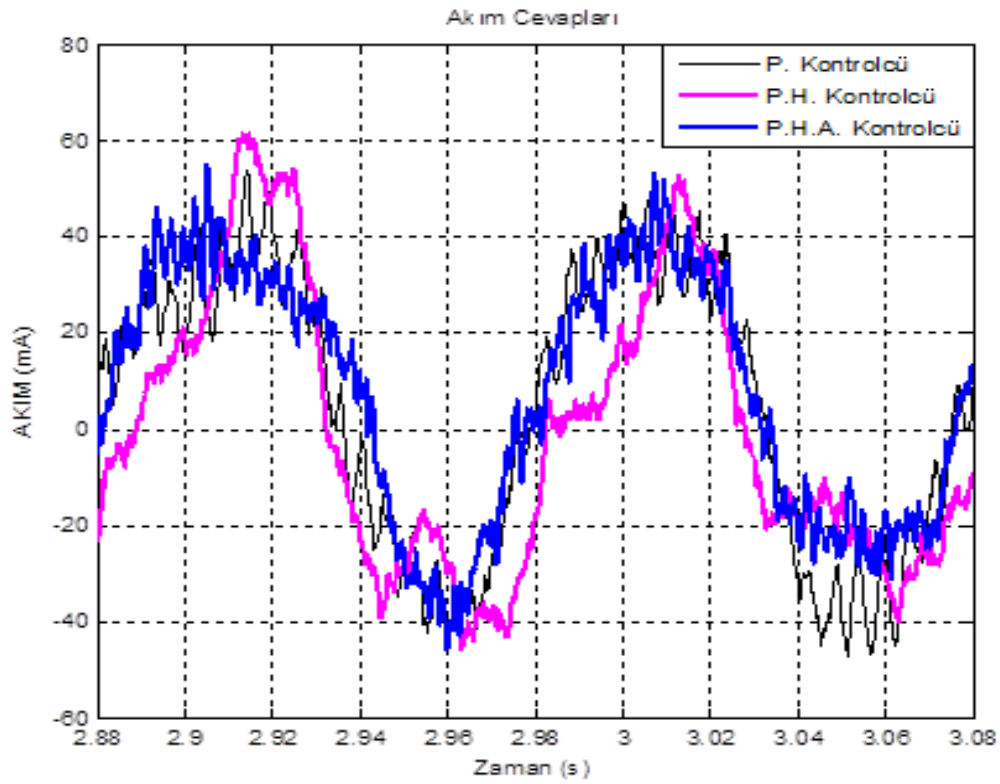


Şekil 3.58. Gimbal iç eksen sinüs referans komutu pozisyon cevapları

Şekil 3.59. ve Şekil 3.60.'da sinüs referans komuta karşılık elde edilen hız ve akım grafikleri görülmektedir.



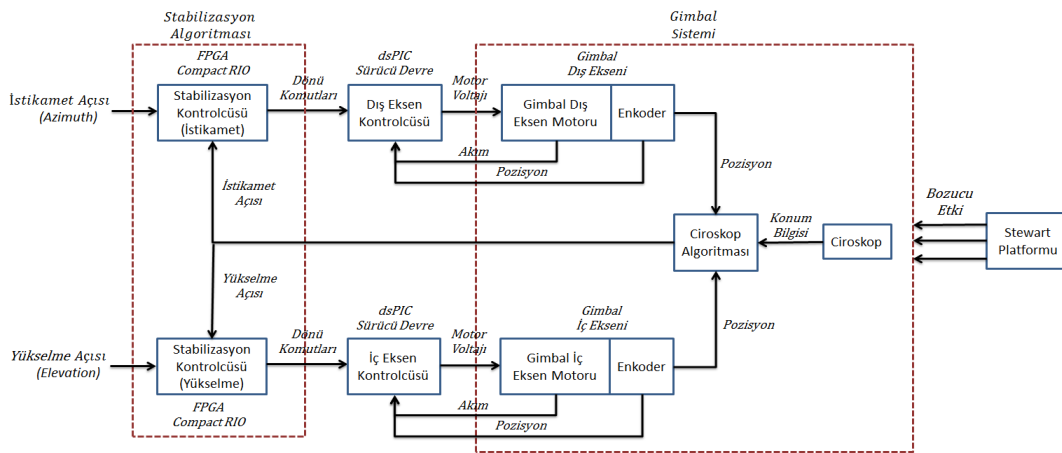
Şekil 3.59. Gimbal dış eksen sinüs referans komutu hız cevapları



Şekil 3.60. Gimbal dış eksen sinüs referans komutu akım cevapları

4. STABİLİZASYON ALGORİTMASI TASARIM ÇALIŞMALARI

Gimbal stabilizasyonu kapsamında sisteme, yükselme açısı (elevation) ve istikamet açısı (azimuth) olmak üzere, iki adet referans komutu gelmektedir. Yükselme açısı komutlarını iç gimbal eksen, istikamet açısı komutlarını dış gimbal eksen gerçekleştirilmektedir. Cirooskop algoritmalarının ve motor kontrol algoritmalarının sisteme eklenmesiyle stabilizasyon bloğu stabilizasyon algoritması hariç tamamlanmış oldu. Şekil 4.1.'de GS stabilizasyonunun gösterimi verilmiştir.



Şekil 4.1. Gimbal stabilizasyonu gösterimi

Stabilizasyon algoritmaları tasarım çalışmaları kapsamında, 2. Bölüm'de anlatılan modeller ile 3. Bölüm'de anlatılan eksen kontrol algoritmaları birleştirilmiş ve iki eksenli gimbal sisteminin modeli tamamlanmıştır.

GS'nin başarılı bir şekilde hedef takibi yapabilmesi için 1. Bölüm'de verilen etkenlerle başa çıkabilmesi gerekmektedir. Motor kontrolü gibi içerisinde elektrik makinaları bulunan mekatronik sistemlerde denetimci olarak genellikle PID kullanılır. Endüstride yaygın kullanım alanına sahip PID kontrolcü, karakteristiği bilinen ve lineer sistemlerde etkindir. Fakat gimbal gibi füzenin uçuş yörüngesine ve hedefin hareketine bağlı çok fazla belirsizlikleri içeren sistemlerde klasik yöntemlerle hesaplanan katsayıların yetersiz kalabildiği ve sistem kontrolünde osilasyonlara sebep olduğu bilinmektedir. Bu nedenle tez çalışmasında geleneksel PID kontrolün haricinde, son dönemde robotik uygulamalarda ön plana çıkan PSO YSA ve bulanık mantık yöntemleri ile bu katsayıların hesaplanması üzerine çalışmalar yapılmıştır [51].

4.1. Klasik PID Katsayı Ayarlama Yöntemleri

PID katsayıları ayarlama kapsamında literatürde farklı yöntemlerler bulunmaktadır. Bu bölümde, literatürde diğer alternatiflere göre öne çıkan yöntemler kapsamında temel hesaplama bilgileri verilmiştir. Yöntemlerden önce, tasarım ve analiz çalışmalarında sıklıkla kullanılan, birim basamak sinyali ve rampa sinyali üzerine temel bilgiler verilmiştir.

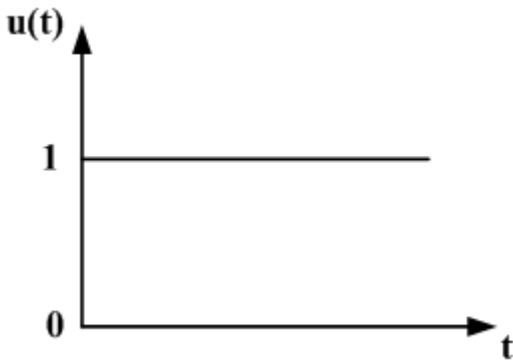
4.1.1. Birim basamak sinyali (BBS) ve birim rampa sinyali (BRS)

Kontrol sistemlerinde, sistem cevabının giriş referans sinyalini belirli koşullar altında takip etmesi isteniyorsa, giriş ve çıkış sinyalleri zaman fonksiyonu olarak karşılaştırılır. Bu nedenle kontrol sistemlerinde sistem cevabının değerlendirilmesi zaman yanıtı üzerinde gerçekleştirilmektedir. Kontrol sistemlerinin zaman tanım bölgesi performansını değerlendirirken, sistem cevabını incelemek amacıyla genellikle birim basamak sinyali (BBS) ve birim rampa sinyali (BRS) gibi test işaretleri kullanılmaktadır.

BBS girişi, sistemin ani değişimlere olan cevabını incelemek amacıyla kullanılmaktadır. BBS'nin matematiksel ifadesi;

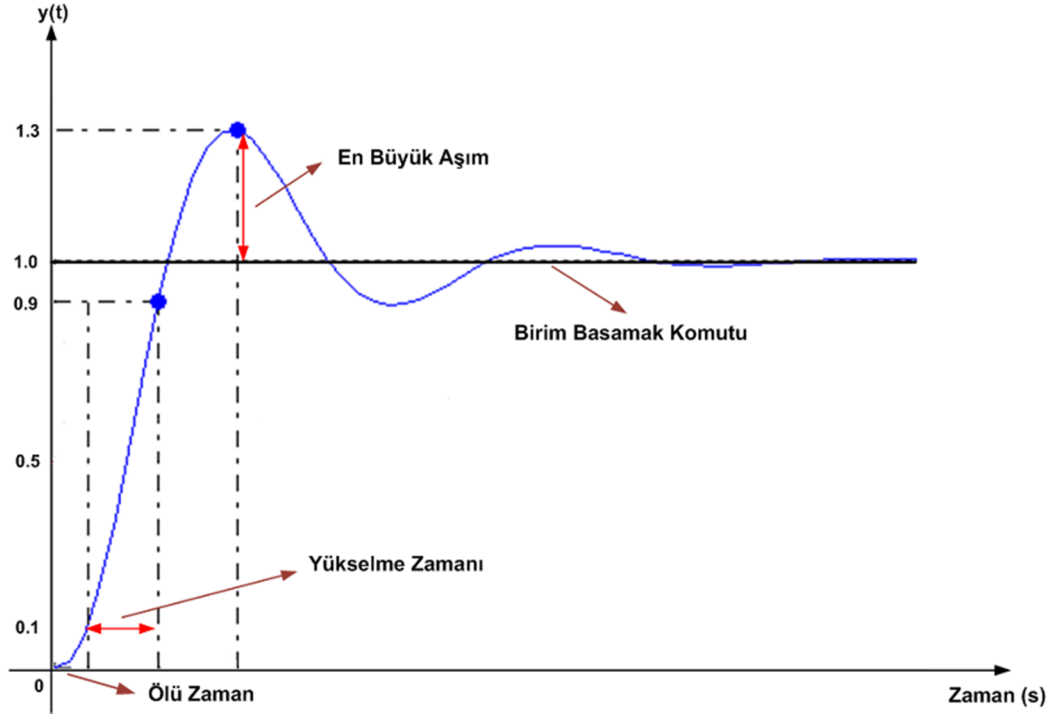
$$u_s(t) = \begin{cases} 1 & t \geq 0 \\ 0 & t < 0 \end{cases} \quad (4.1)$$

olarak ifade edilir [52]. BBS'nin grafiksel gösterimi Şekil 4.2.'de verilmiştir.



Şekil 4.2. Birim basamak sinyali

Sistemlerin BBS'ye karşı verdiği cevaba birim basamak cevabı denir [52]. Şekil 4.3.'te sistemlerin BBS'ye vermiş olduğu genel tepki gösterilmiştir.



Şekil 4.3. BBS cevabı

BBS cevabı kapsamında kontrol sistemlerinin zaman tanım bölgesi özelliklerini değerlendirmek amacıyla aşağıda verilen kriterler belirlenmiştir [53]:

- *En Büyük Aşım:* $y(t)$ BBS cevabı olmak üzere $y(t)$ 'nin en büyük değeri y_{eb} ve sürekli hal değeri y_{sh} olmak üzere $y(t)$ nin en büyük aşımı aşağıda verilen yöntemle hesaplanır.

$$\text{En Büyük Aşım} = y_{eb} - y_{sh}$$

Sistem cevaplarında aşım genellikle bir kontrol sisteminin kararlılığını değerlendirme ölçüsü olarak kullanılır ve büyük olması istenmez.

- *Yükselme Zamanı:* BBS cevabının son değerinin %10'dan %90'a kadar geçen zamana denir ve T_r ile gösterilir.

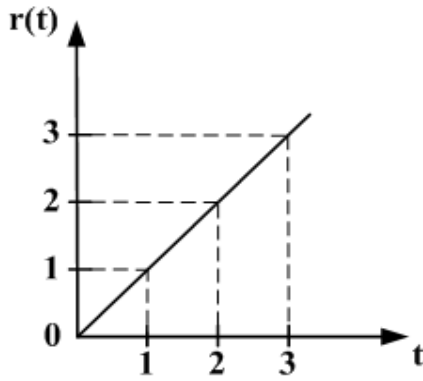
- *Oturma Zamanı:* BBS cevabının son değerinin, belirlenen bir oranına yetişip o aralıktan ayrılmaması için geçen zamana denir ve T_s ile gösterilir.

- *Ölü Zaman*: Sistemin giriş işaretine tepkisiz olduğu zaman dilimine ölü zaman denir ve L ile gösterilir.

BRS girişi, zamana göre sabit değişen bir işarettir ve sistemlerin zamanla doğrusal değişen referans değerlere verdiği cevabı değerlendirmek amacıyla kullanılır. RS'nin matematiksel ifadesi;

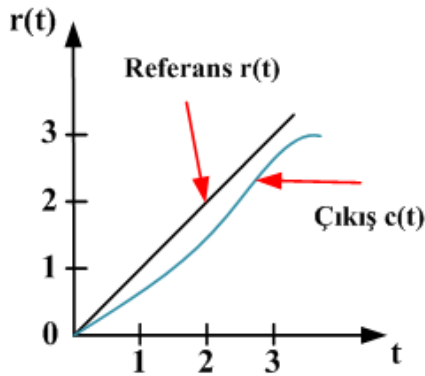
$$r(t) = \begin{cases} t & t \geq 0 \\ 0 & t < 0 \end{cases} \quad (4.2)$$

olarak ifade edilir [54]. BRS'nin grafiksel gösterimi Şekil 4.4.'te verilmiştir.



Şekil 4.4. Birim rampa sinyali

Sistemlerin BRS'ye karşı verdiği genel tepki Şekil 4.5.'te gösterilmiştir.



Şekil 4.5. BRS cevabı

4.1.2. Ziegler-Nichols (ZN) yöntemleri

PID parametreleri hesaplama kapsamında en çok tercih edileni ZN yöntemleridir. ZN’de transfer fonksiyonu;

$$G_c(s) = K_c(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s) \quad (4.1)$$

olan bir PID kontrolcüde, oransal kazanç K_c , integral zamanı T_i ve türevsel zaman T_d olarak ifade edilmektedir.

ZN yöntemlerinden birincisi ZN basamak cevabı yöntemidir. Sistemin basamak cevabından ölü zaman L ve cevabın eğimi K olmak üzere $K = a/L$ ile ifade edilen bir a parametresi tespit edilir [55]. PID katsayılarının bulunması kapsamında a ve L parametrelerini içeren ve Çizelge 4.1.’de verilen denklemler kullanılmaktadır.

Çizelge 4.1. ZN basamak cevabı ile PID parametreleri tespiti

Kontrolcü Tipi	K_c	T_i	T_d
P	$1/a$	-	-
PI	$0,9/a$	$3,33L$	-
PID	$1,2/a$	$2L$	$L/2$

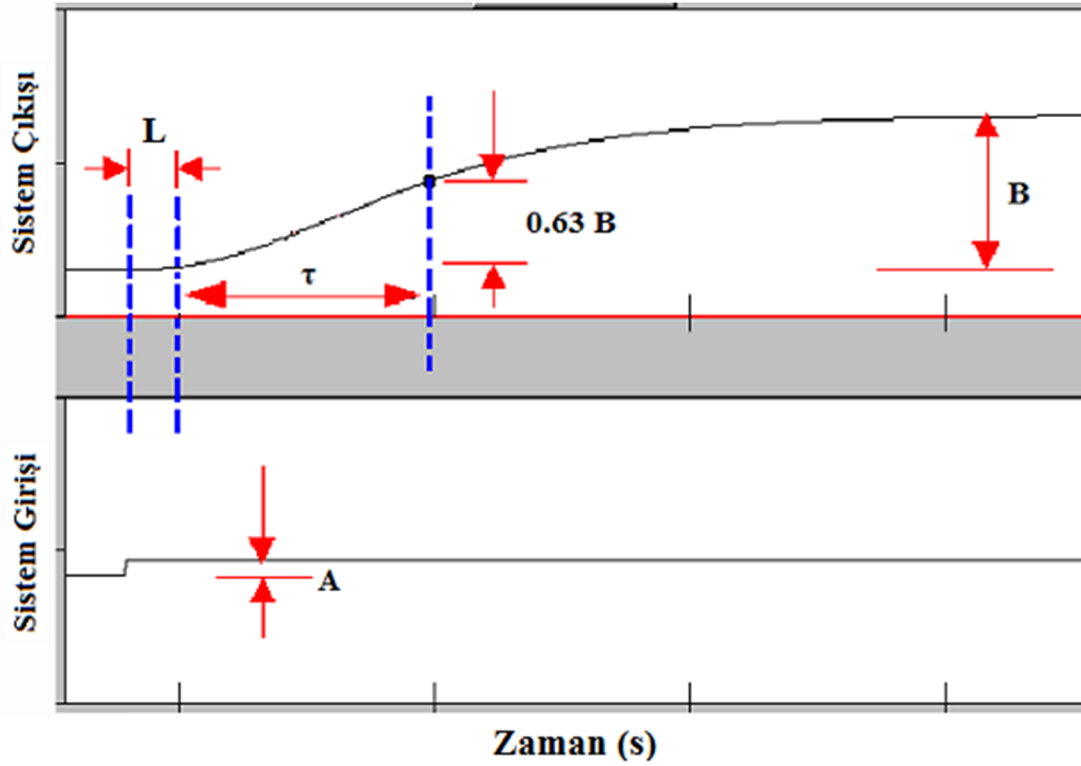
ZN yöntemlerinden ikincisi frekans cevabı yöntemidir. Sistem oransal kontrolcü kullanılarak kapalı çevrim çalıştırılır ve oransal kontrolör parametresi K sürekli artırılarak çıkış gözlenir. Sistem çıkışının osilasyon yapmaya başladığı ana ait K değeri K_u ve osilasyona ait periyot değeri T_u olarak tanımlanmaktadır [55]. Frekans cevabı yöntemine ait parametre hesaplama denklemleri Çizelge 4.2.’de verilmiştir.

Çizelge 4.2. ZN frekans cevabı ile PID parametreleri tespiti

Kontrolcü Tipi	K_c	T_i	T_d
P	$0,5 K_u$	-	-
PI	$0,4 K_u$	$0,8 T_u$	-
PID	$0,6 K_u$	$0,5 T_u$	$0,125 T_u$

4.1.3. Cohen-Coon (CC) yöntemi

PID katsayılarını ayarlama, araştırmacılar tarafından kullanılan en eski yöntemdir. CC yönteminde, Şekil 4.6.'da verilen, sistem yanıtı ve sistem girişi kapsamında bazı parametreler belirlenmiştir [55].



Şekil 4.6. CC yöntemi sistem giriş-çıkış parametreleri

Şekil 4.6.'da verilen parametrelerden; B çıkışın stabil hale geldiği son değer ve A sisteme uygulanan giriş değeri olmak üzere, sürecin kazancı;

$$g_p = \frac{B}{A}$$

olarak ifade edilir. τ (zaman sabiti) ölü zaman sonrasında başlayıp sistem cevabının stabil hal değerinin %63'üne ulaştığı ana kadar olan zamanı ifade eder. CC PID parametreleri ayarlama denklemleri Çizelge 4.3.'te verilmiştir [55].

Çizelge 4.3. CC ile PID parametreleri tespiti

Kontrolcü Tipi	K_c	T_i	T_d
P	$\frac{1}{g_p} \frac{\tau}{L} \left(\frac{L}{3\tau} + 1 \right)$	-	-
PI	$\frac{1}{g_p} \frac{\tau}{L} \left(\frac{L}{12\tau} + 0,9 \right)$	$L \frac{30 + 3L/\tau}{9 + 20L/\tau}$	-
PID	$\frac{1}{g_p} \frac{\tau}{L} \left(\frac{L}{4\tau} + \frac{4}{3} \right)$	$L \frac{32 + 6L/\tau}{13 + 8L/\tau}$	$L \frac{4}{11 + 2L/\tau}$

4.1.4. Butterworth polinomu yöntemi

Literatürde kutup yerleştirme amacıyla kullanılan yöntemlerden bir bölümü sistem girişi ve cevabı üzerinden tahminlerde bulunarak ayarlama yapmaktadır [56]. Diğer bir katsayı belirleme yöntemi ise sisteme ait transfer fonksiyonunu belirli fonksiyonlarla eşleştirerek uygun bant genişliği değerlerine göre hesaplamalar yapmaktır. Bu yöntemlerden biri de Butterworth polinomu yöntemidir. Bu yöntemde sistem kutuplarını, kontrol sisteminden beklenen bant genişliğini sağlayacak şekilde seçmek mümkün olmaktadır [57,58]. Eş. 4.2’de üçüncü mertebeden Butterworth polinomu gösterilmiştir [58]:

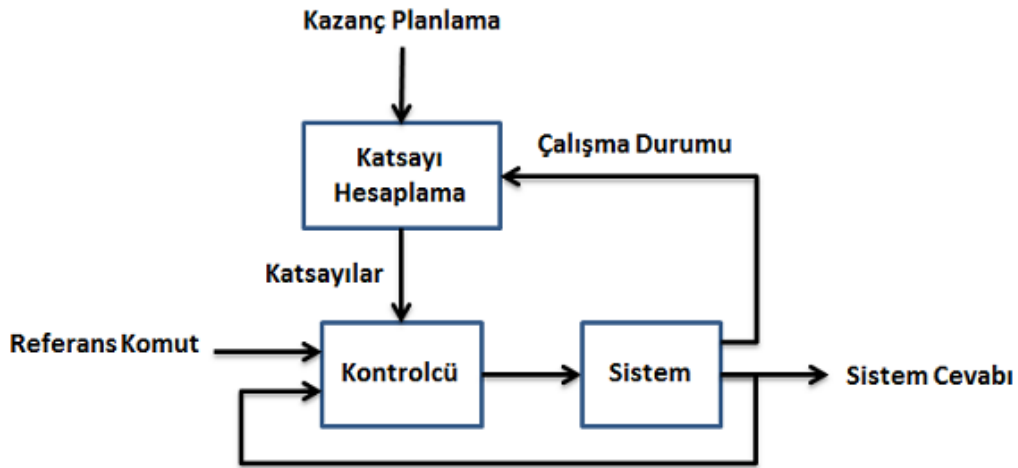
$$B_3(s) = \frac{s^3}{\omega_c^3} + \frac{2s^2}{\omega_c^2} + \frac{2s}{\omega_c} + 1 \quad (4.2)$$

Yukarıdaki denklemde $\omega_c (=2\pi f_c)$, rad/s cinsinden kontrol sisteminden istenen bant genişliği değerini göstermektedir. Kontrol edilecek sistemin transfer fonksiyonu Eş. 4.2’de verilen denklem ile eşleştirilerek uygun katsayılar belirlenmektedir.

4.1.5. Kendinden ayarlamalı PID kontrol sistemi

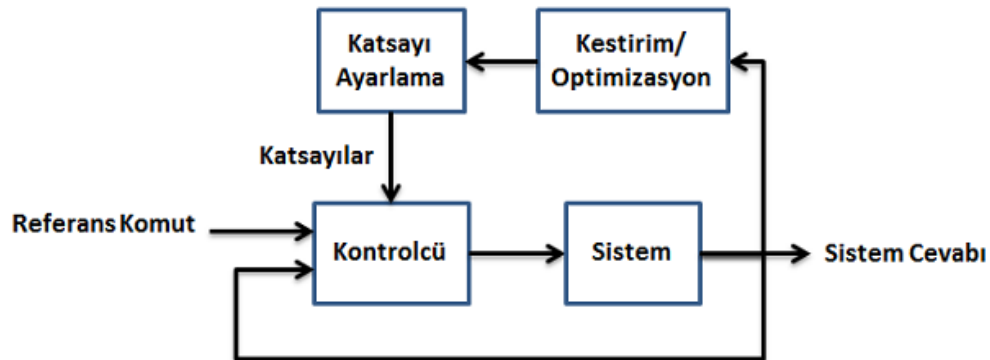
Kendinden ayarlamalı kontrol (KAK) veya uyarlamalı kontrol olarak bilinen kontrol yönteminde temel amaç kontrolcü parametrelerinin, ihtiyaç durumuna göre yenilenmesidir. İsterlere göre katsayıların artırılıp-azaltılarak, ihtiyaç duyulan, optimum kontrol sinyallerinin üretilmesi sağlanmaktadır. KAK’nin uygulanışı bakımından temelde 3 farklı

yöntem vardır. Bunlardan birincisi kazanç planlama yöntemidir (KPY). KPY sürecin çalışma durumuna bakarak, daha önceden hazırlanan kazanç katsayılarını kontrol sistemine uyarlamaktadır. Kazanç katsayılarını planlarken sistemin dinamik özellikleri kullanılmaktadır. Bu nedenle yöntemi başarı ile kullanabilmek için uygulanacak sistemin dinamiği çok iyi bilinmelidir [59]. Şekil 4.7.'de KPY ile katsayı hesaplama sisteminin gösterimi verilmiştir.



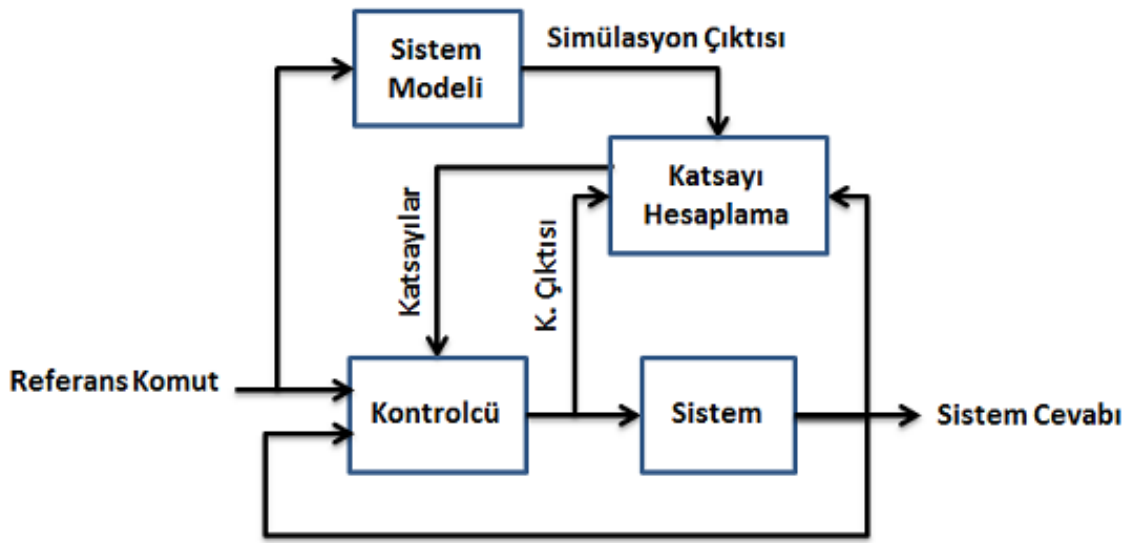
Şekil 4.7. KPY ile katsayı hesaplama sistemi

İkinci yöntem otomatik ayarlama yöntemidir. (OAY). OAY'de katsayı ayarlama işlemleri, sistem tanımlama ve/veya parametre kestirim yöntemleri kullanılarak yapılmaktadır. Kontrole başlamadan önce katsayılar başlangıç değerleri atanmakta ve süreç boyunca sistem cevabı dikkate alınarak, kestirim yöntemleri ile katsayılar güncellenmektedir [60]. Şekil 4.8.'de OAY ile katsayı hesaplama sisteminin gösterimi verilmiştir.



Şekil 4.8. OAY ile katsayı hesaplama sistemi

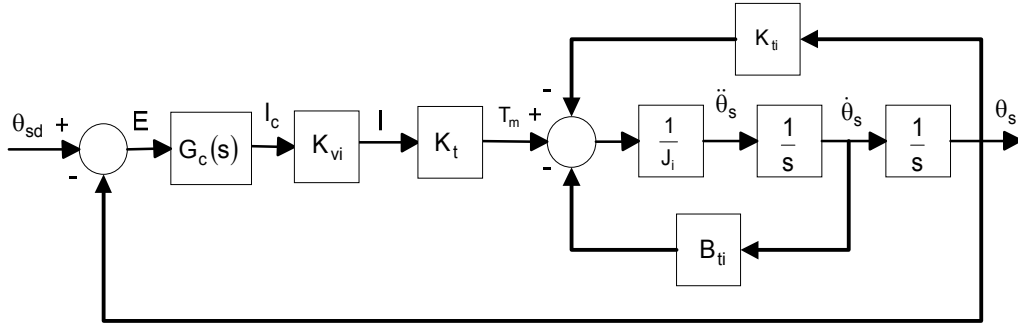
Üçüncü yöntem ise model tabanlı ayarlama yöntemidir (MTAY). MTAY’de katsayı ayarlama işlemleri sırasında sistemin modeli de kullanılmaktadır. Sisteme uygulanan giriş sinyalinin aynısı paralelde çalışan sistem modelinde uygulanır. Model çıkışı ile sistem cevabı karşılaştırılarak katsayılar üzerinde uygun ayarlamalar yapılmaktadır. Sistemin modeli gerçeğe yakın bir şekilde hazırlandığında başarılı sonuçlar elde edilmektedir fakat sistemin kontrolü ile birlikte uygulama sırasında modelinde çalışması işlem yükünü artırmaktadır [61]. Şekil 4.9.’da MTAY ile katsayı hesaplama sisteminin gösterimi verilmiştir.



Şekil 4.9. MTAY ile katsayı hesaplama sistemi

4.2. Klasik PID Tasarım Çalışmaları

Stabilizasyon algoritması kapsamında tasarlanan PID kontrolcüsü için, klasik katsayı ayarlama yöntemlerinden, sistemin bant genişliği isterlerine cevap verebilmek ve sistem cevabındaki aşırımları en aza indirmek amacıyla, Bölüm 4.1.’de anlatılan yöntemlerden, Butterworth Polinomu yöntemi tercih edilmiştir. Butterworth yöntemini sisteme uyarlayabilmek için öncelikle GS’nin transfer fonksiyonu çıkarılmıştır.



Şekil 4.10. PID kontrolcülü tek döngülü kontrol sistemi

Şekil 4.10.'da GS'ye ait, içerisinde PID kontrolcüsü de bulunan standart blok diyagramı verilmiştir. Diyagramda verilen parametreler, J_i , B_{ti} , K_{vi} , K_{ti} , K_t ve $G_c(s)$ sırasıyla gimbal iç ekseninin toplam eylemsizlik momenti, dış ve iç eksen arasındaki viskoz sürtünme katsayısı, motor sürücü kartı kazancı, iç eksen kablolarının direngenliği, motor tork sabiti ve PID kontrolcüsü transfer fonksiyonunu göstermek üzere, kontrol sisteminin θ_{sd} 'den θ_s 'ye olan kapalı çevrim transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi elde edilmektedir.

$$\frac{\theta_s(s)}{\theta_{sd}(s)} = \frac{n_2 s^2 + n_1 s + 1}{d_3 s^3 + d_2 s^2 + d_1 s + 1} \quad (4.3)$$

Yukarıda verilen denklemde,

$$n_1 = K_p / K_i,$$

$$n_2 = K_d / K_i,$$

$$d_1 = (K_{ti} / K_{vi} K_t K_i) + (K_p / K_i),$$

$$d_2 = (B_{ti} / K_{vi} K_t K_i) + (K_d / K_i) \text{ ve}$$

$$d_3 = J_i / (K_{vi} K_t K_i)$$

olarak tanımlanmıştır.

Kapalı çevrim transfer fonksiyonu Eş. 4.3'te ki gibi elde edildikten sonra, fonksiyonun karakteristik polinomunun kökleri; kapalı çevrim kontrol sisteminin kutupları belirlenen

başarım gereksinimlerine göre yerleştirilerek, kontrolcü katsayıları elde edilir. Eş. 4.3'te verilen transfer fonksiyonunun paydası Eş. 4.2'ye eşitlenirse, K_p , K_i ve K_d için aşağıdaki ifadeler elde edilir:

$$K_p = (2J_i \omega_c^2 - K_{ti}) / (K_{vi} K_t) \quad (4.4)$$

$$K_i = J_i \omega_c^3 / (K_{vi} K_t) \quad (4.5)$$

$$K_d = (2J_i \omega_c - B_{ti}) / (K_{vi} K_t) \quad (4.6)$$

Hesaplamalar ilk olarak GS iç eksen (yükselme eksen) kapsamında yapılmıştır. GS iç eksen kapsamında gerçekleştirilen sistem kimliklendirme çalışmaları sonucunda $J=3.5E-5$ ve $K_{ti}=575E-8$ olarak elde edilmiştir (Bölüm 3.2.). K_t değeri motor kataloğundan 0.021 olarak alınmıştır. Yukarıdaki denklemlerde bilinmeyen olarak motor sürücü kartı kazanç değeri K_{vi} bulunmaktadır. Hesaplamalarda $K_{vi}=1$ olarak kabul edilmiştir. Hesaplamalarda ilk olarak bant genişliği (ω_c) değeri hesaplanmıştır. (Sistem isterleri kapsamında $f_c=10$ Hz'dir.)

$$\omega_c = 2\pi f_c$$

$$\omega_c = 2 * \pi * 10 = 62.8$$

$$K_p = \frac{2 * 3.5E - 5 * 62.8^2 - 575E - 8}{1 * 0.021} = 13.14$$

$$K_i = \frac{3.5E - 5 * 62.8^3}{1 * 0.021} = 4.1e2$$

$$K_d = \frac{2 * 3.5E - 5 * 62.8 - 575E - 8}{1 * 0.021} = 0.21$$

GS dış eksen (sapma eksen) kapsamında gerçekleştirilen sistem kimliklendirme çalışmaları sonucunda $J=3E-6$ ve $K_{ti}=500E-8$ olarak elde edilmiştir (Bölüm 3.2.).

$$K_p = \frac{2 * 3E - 6 * 62.8^2 - 500E - 8}{1 * 0.021} = 11.27$$

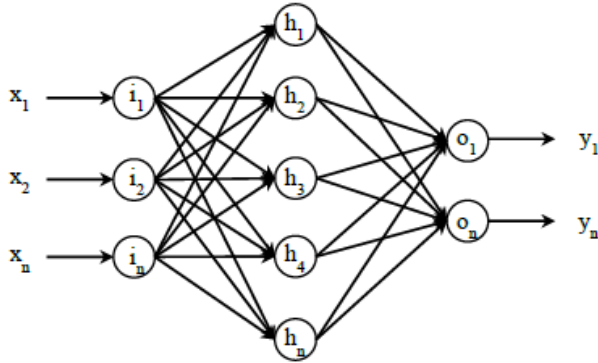
$$K_i = \frac{3E - 6 * 62.8^3}{1 * 0.021} = 3.5e2$$

$$K_d = \frac{2 * 3E - 6 * 62.8 - 500E - 8}{1 * 0.021} = 0.18$$

4.3. PSO ile Eğitilen Yapay Sinir Ağları PID Kontrolcüsü Tasarım Çalışmaları

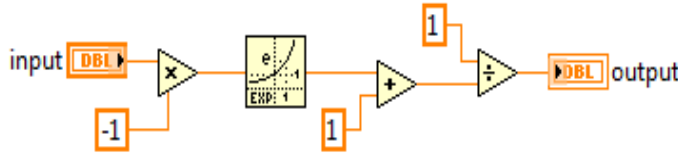
Yapay Sinir Ağları (YSA), yapay sinir hücrelerinin çeşitli şekillerde birbirleriyle bağlanmasından elde edilmektedir. YSA'nın elde edilmesinde, farklı sayıda hücreden oluşan katmanlar ve bu katmanların birbirleriyle bağlantısı şeklinde oluşturulmaktadır [62].

Şekil 4.11.'de YSA'nın genel ağ yapısı gösterilmiştir.



Şekil 4.11. YSA genel ağ yapısı

x_1, x_2, x_n ile gösterilen girdiler bir YSA'nın girişleri olarak bilinir. h_1, h_2, h_n ile gösterilen bölümler gizli katmanlardır ve o_1, o_n de YSA'nın çıkışlarını göstermektedir. Yapay sinir hücresinde çıktı değerini belirlemek amacıyla hücreye gelen net girdileri hesaplayan aktivasyon işlevi fonksiyonu bulunur. Aktivasyon fonksiyonlarının lineer fonksiyon, step fonksiyonu, sinüs fonksiyonu, eşik değer fonksiyonu, sigmoid fonksiyonu ve hiperbolik tanjant fonksiyonu olmak üzere değişik gösterimleri mevcuttur. Uygulamaların çoğu çok katmanlı algılayıcı biçiminde tasarlandığı için çalışmalarda genel olarak Sigmoid Fonksiyonu tercih edilmektedir [63]. Bu çalışma kapsamında da Şekil 4.12.'de gösterilen sigmoid fonksiyonu kullanılmıştır.



Şekil 4.12. Sigmoid fonksiyonu

YSA'da hücre eleman bağlantılarının ağırlık değerlerinin belirlenmesi işlemine ağırlık eğitilmesi denir. Başlangıçta bu değerler rastgele belirlenir. Ancak daha sonra çıktı değerlerine göre bu ağırlık değerleri tekrar tekrar değiştirilerek gerçek durumuna erişir [64,65]. Eğitim verisinin tamamlanmasından sonra eğitilmiş olan ağ, ağırlık değerlerinin son durumuna göre, verilen herhangi bir veri setinin sonucunu tahmin edebilmektedir [66]. Buna da ağırlık öğrenmesi denir. Ağların eğitilmesi kapsamında araştırmacılar son yıllarda farklı optimizasyon yöntemlerini kullanmışlardır. Optimizasyon, bir problemde belirli koşullar altında mümkün olan alternatifler içinden en iyisini seçme işlemidir [67]. Optimizasyon süreçlerinde, değişken sayısına ve veri tiplerine bağlı olarak problemlerin zorluk dereceleri artmaktadır. Bu tür değişken sayısı fazla olan problemlerin çözümünde klasik optimizasyon yöntemleri yerine doğada var olan sistemleri ve olayları temel alarak oluşturulan sezgisel sürü yöntemleri kullanılmaktadır [68]. YSA'nın eğitimi kapsamında optimizasyon yöntemi olarak çoğunlukla karınca kolonisi algoritması (Ant Colony Algorithm) [69], parçacık sürüsü optimizasyonu (Particle Swarm Optimization) [70] ve yapay arı kolonisi algoritması (Artificial Bee Colony Optimization) [71] tercih edilmektedir. Bu algoritmalar içerisinde PSO daha az iterasyonla daha hızlı cevap verebilme yeteneği ile öne çıkmaktadır. Bu nedenle tez çalışması kapsamında da PID katsayılarını hesaplamak amacıyla YSA'nın eğitimi için PSO algoritması tercih edilmiştir.

PSO, kuş sürülerinin davranışlarından esinlenilerek ortaya çıkarılmış popülasyon tabanlı optimizasyon tekniğidir [72]. Doğrusal olmayan problemlerin çözümü için tasarlanmıştır. Çok parametrelili ve çok değişkenli optimizasyon problemlerine çözüm bulmak için kullanılmaktadır [73].

PSO, bir grup rastgele çözümle başlatılır ve güncellemelerle optimum çözüm bulunmaya çalışılır. Her tekrarlama, parçacık konumları, iki en iyi değere göre güncellenir. İlki, o

ana kadar parçacığın elde ettiği en iyi çözümü sağlayan koordinatlardır. Bu değer “pbest” olarak adlandırılır ve hafızada saklanır. Diğer en iyi değer ise, popülasyonda o ana kadar tüm parçacıklar tarafından elde edilen en iyi çözümü sağlayan koordinatlardır. Bu değer global en iyidir ve “gbest” ile gösterilir. D adet parametreden oluşan n adet parçacığın olduğu popülasyon parçacık matrisi Eş. 4.7’deki gibi oluşur [74].

$$X = \begin{bmatrix} x_{11} & x_{12} & \dots & x_{1D} \\ x_{21} & x_{22} & \dots & x_{2D} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ x_{n1} & x_{n2} & \dots & x_{nD} \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

Parçacık sürü matrisindeki i’ nci parçacık aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$x_i = [x_{i1}, x_{i2}, \dots, x_{iD}] \quad (4.8)$$

Önceki en iyi uygunluk değerini veren i’ nci parçacığın pozisyonu (pbest_i);

$$pbest_i = [p_{i1}, p_{i2}, \dots, p_{iD}] \quad (4.9)$$

şeklinde ifade edilir. gbest ise her iterasyonda tüm parçacıklar için tektir ve Eş. 4.10’daki gibi gösterilir.

$$gbest_i = [p_1, p_2, \dots, p_D] \quad (4.10)$$

i’ nci parçacığın hızı,

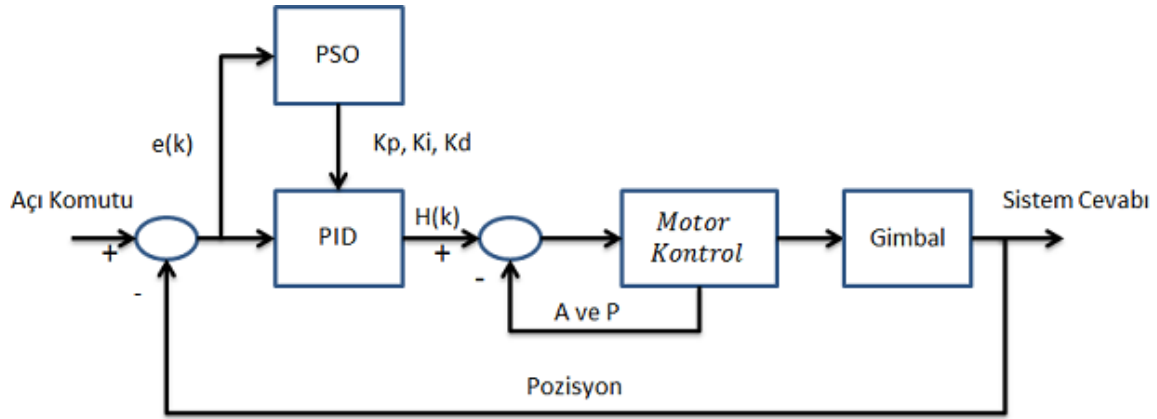
$$v_i = [v_{i1}, v_{i2}, \dots, v_{iD}] \quad (4.11)$$

olarak ifade edilir. İki en iyi değer bulunmasından sonra parçacık hızları ve konumları aşağıda verilen denklemlere göre güncellenmektedir.

$$v_i^{k+1} = v_i^k + c_1 * rand_1^k * (pbest_i^k - x_i^k) + c_2 * rand_2^k * (gbest^k - x_i^k) \quad (4.12)$$

$$x_i^{k+1} = x_i^k + v_i^{k+1} \quad (4.13)$$

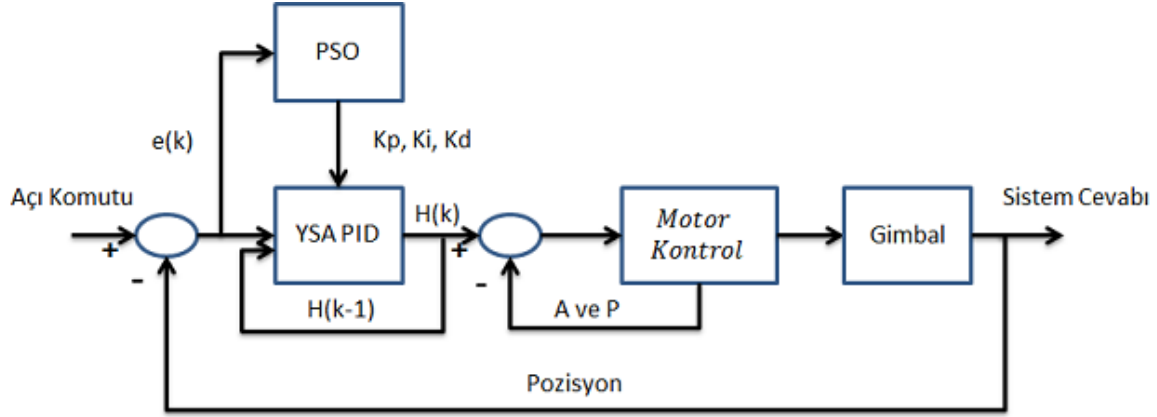
Eş. 4.12’de ki c_1 ve c_2 parametreleri öğrenme faktörleridir. c_1 ve c_2 , her parçacığı pbest ve gbest pozisyonlarına doğru çeken, hızlanma terimlerini ifade eden sabitlerdir. c_1 parçacığın kendi tecrübelerine göre hareket etmesini, c_2 ise sürüdeki diğer parçacıkların tecrübelerine göre hareket etmesini sağlamaktadır. Denklemdaki $rand_1$ ve $rand_2$, ise $[0,1]$ arasında düzgün dağılımlı rastgele sayılardır. k iterasyon sayısını, i ise parçacık indisini belirtmektedir. Sadece PSO kullanılarak PID katsayılarının hesaplanmasını içeren kontrolcü yapısı Şekil 4.13.’de verilmiştir.



Şekil 4.13. PSO PID algoritması

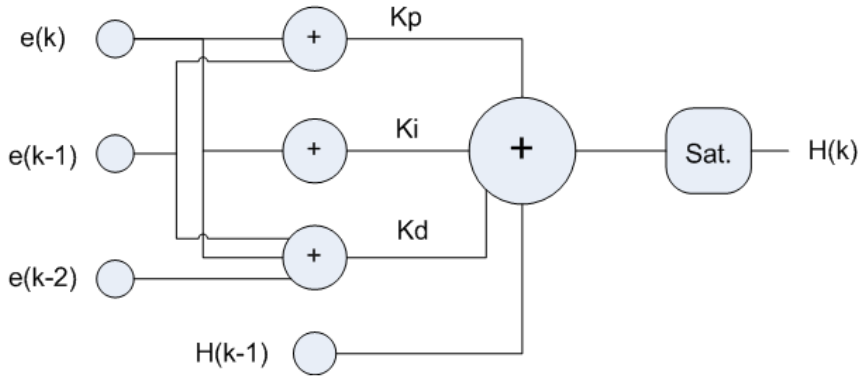
PSO ile optimizasyon çalışmalarında hesaplanan parametrelere değer aralığı atamak gerekmektedir. Algoritma uygun değerlerin bulunması kapsamında bu limitler arasında atamalar yapmaktadır. Bu değerlerin uygun seçilmemesi durumunda istenilen değerler bulunmadan iterasyon tamamlanmaktadır. Bu kapsamda PSO’nun etkinliğini artırmak için araştırmacılar PSO ile YSA’nın birlikte çalıştığı algoritmalar üzerinde çalışmalar yapmaktadır [72]. Bu çalışmalarda temelde bir YSA modeli PID kontrol yöntemine uyarlanmakta ve PID katsayıları PSO ile bulunmaktadır. Fakat burda normal PSO’dan farklı olarak YSA’nın öğrenme yeteneği ile uygun katsayıların bulunması daha az iterasyonla bulunabilmektedir.

Şekil 4.14.'te tez çalışmasında geliştirilmiş olan PSO ile eğitilen YSA PID kontrolcü yapısı verilmiştir.



Şekil 4.14. YSA PID algoritması

Şekil 4.14.'te ki YSA PID bloğunun gösterimi aşağıda verilmiştir.



Şekil 4.15. YSA PID bloğu

PSO ile PID katsayılarını bulmak için, Eş. 4.12 uyarlağında aşağıda verilen parametre ayar denklemleri elde edilir. Denklemlerde rand değerleri 0 ile 1 aralığında alınmaktadır.

$$Kp_i^{k+1} = Kp_i^k + c_1 * rand_1^k * (pbest_i^k - Kp_i^k) + c_2 * rand_2^k * (gbest^k - Kp_i^k) \quad (4.14)$$

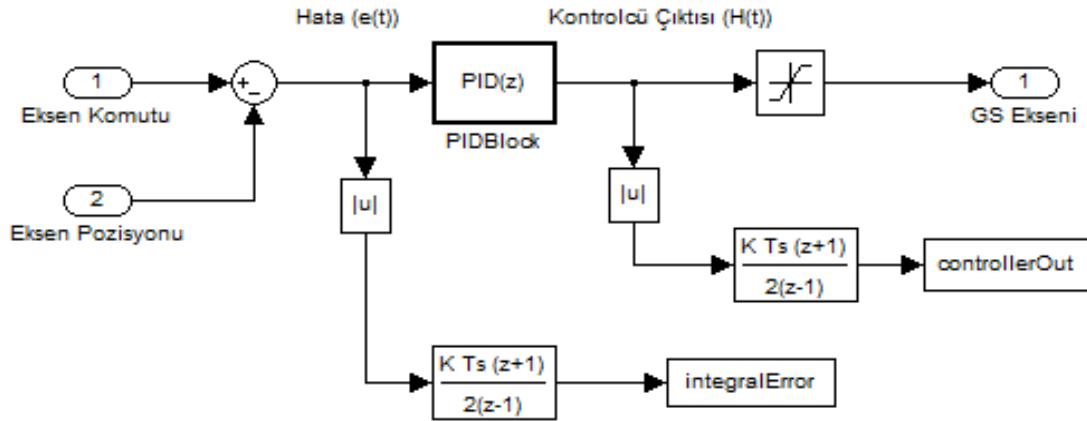
$$Ki_i^{k+1} = Ki_i^k + c_1 * rand_1^k * (pbest_i^k - Ki_i^k) + c_2 * rand_2^k * (gbest^k - Ki_i^k) \quad (4.15)$$

$$Kd_i^{k+1} = Kd_i^k + c_1 * rand_1^k * (pbest_i^k - Kd_i^k) + c_2 * rand_2^k * (gbest^k - Kd_i^k) \quad (4.16)$$

PSO'da çözümün uygunluğunu kontrol etmek amacıyla uygunluk fonksiyonu (fitness function - UF) kullanılmaktadır. Ulaşılacak istenilen değere bu fonksiyonun minimum veya maksimum olma durumuna bakılarak ulaşılmaktadır [75]. Kontrol sistemleri kapsamında genelde hatanın integrali, hatanın karesinin integrali veya hatanın mutlak değerinin integrali alınarak UF oluşturulmaktadır [76]. İntegral alınarak toplam hatanın 0'a yaklaşması kontrol edilmektedir. Bu çalışmada UF kapsamında Eş. 4.17 ile gösterilen hatanın mutlak değerinin integrali alınmıştır.

$$UF = \int_0^{\infty} |r(t) - y(t)| dt = \int_0^{\infty} |e(t)| dt \quad (4.17)$$

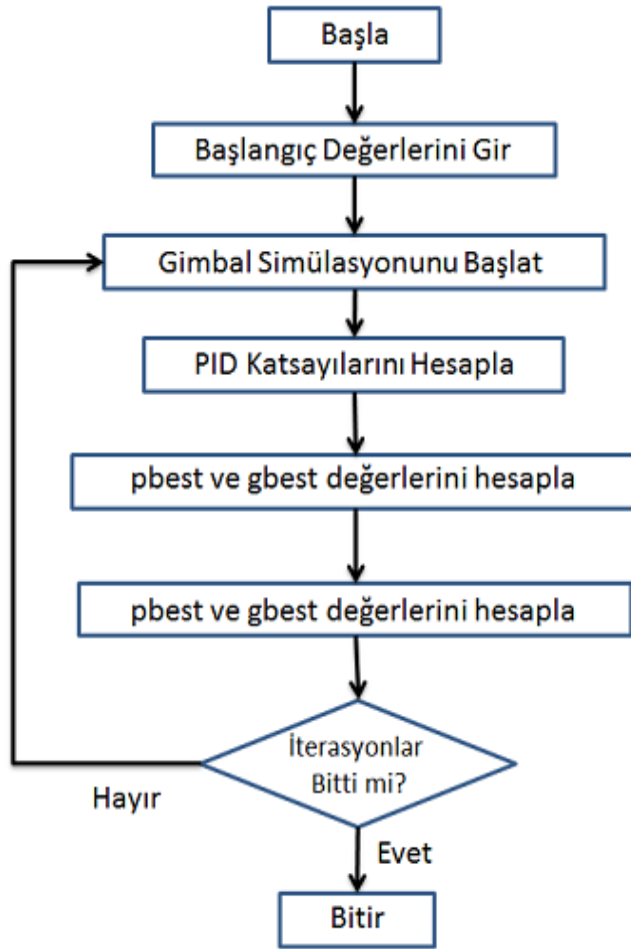
Sadece hatanın integrali ile işlem yapmak, özellikle hatanın büyük olduğu başlangıç anında, kontrolcü çıkışının çok yüksek olmasına sebep olacaktır. Bu durum sistem cevabında aşım ve hatta osilasyona sebep olacaktır. Bu nedenle çalışmada hazırlanan UF'de hata sinyali ile beraber kontrolcü çıkışının da kontrolü gerçekleştirilmiştir. Böylece kontrolcü çıkışı belirli değerler arasında tutulmuş ve kontrolcünün agresif olması engellenmiştir. Şekil 4.16.'da YSA PSO kapsamında hazırlanan UF'nin gösterimi verilmiştir.



Şekil 4.16. PSO UF gösterimi

Kontrol algoritmalarının görevi, geribesleme sensöründen alınan veri ile referans komutu karşılaştırılıp gerekli kontrol sinyalini üretmektir. Her kontrol döngüsünde aynı işlem tekrarlanır ve sistem cevabı referans değere yaklaştırılmaya çalışılır. YSA PSO algoritmasının çevrimiçi (online) çalıştırılması durumunda, her kontrol döngüsünde belirli

sayıda iterasyonları çalıştırıp en uygun sinyali hesaplamaya çalışacaktır. Füze sistemi, gimbalden yüksek kontrol döngüsü hızında cevap vermesini beklemektedir. Bu yüksek hıza YSA PSO ile online olarak cevap vermek mümkün olmadığı için algoritma çevrimdışı (offline) çalıştırılmış ve PID katsayıları hesaplanmıştır. Bu kapsamda GS modeli ile simülasyonlar yapılarak kontrol kapsamında gerekli olan PID katsayıları hesaplanmıştır. Yukarıda verilen eşitlikler kullanılarak Şekil 4.17.'de gösterilen akış şeması oluşturulmuştur [70].



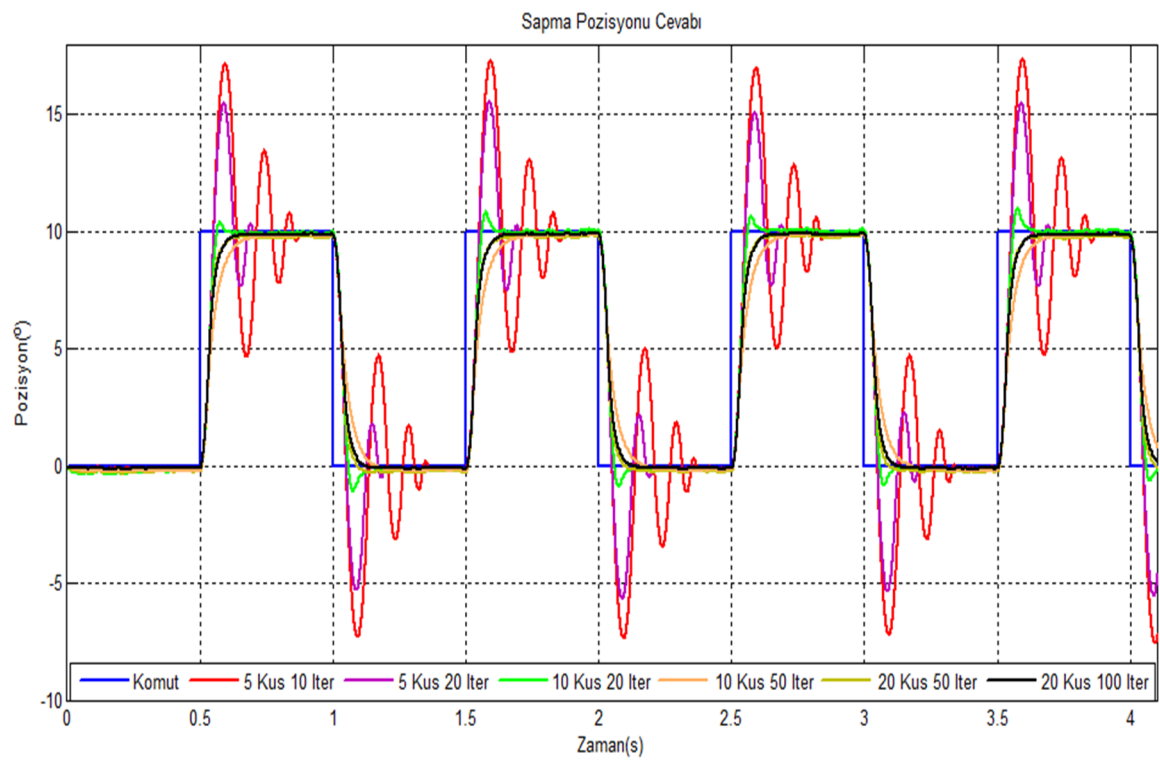
Şekil 4.17. PSO algoritması akış şeması

Simülasyon çalışmalarında, GS eksenleri kapsamında PSO ile, kuş sayısı 5-20 ve iterasyon sayısı 10-100 aralığında değiştirilerek farklı simülasyonlar yapılmış ve PID katsayıları hesaplanmıştır. Sapma ve yükselme eksenleri kapsamında elde edilen PID katsayıları ve simülasyonun tamamlanma süreleri Çizelge 4.4.'te verilmiştir.

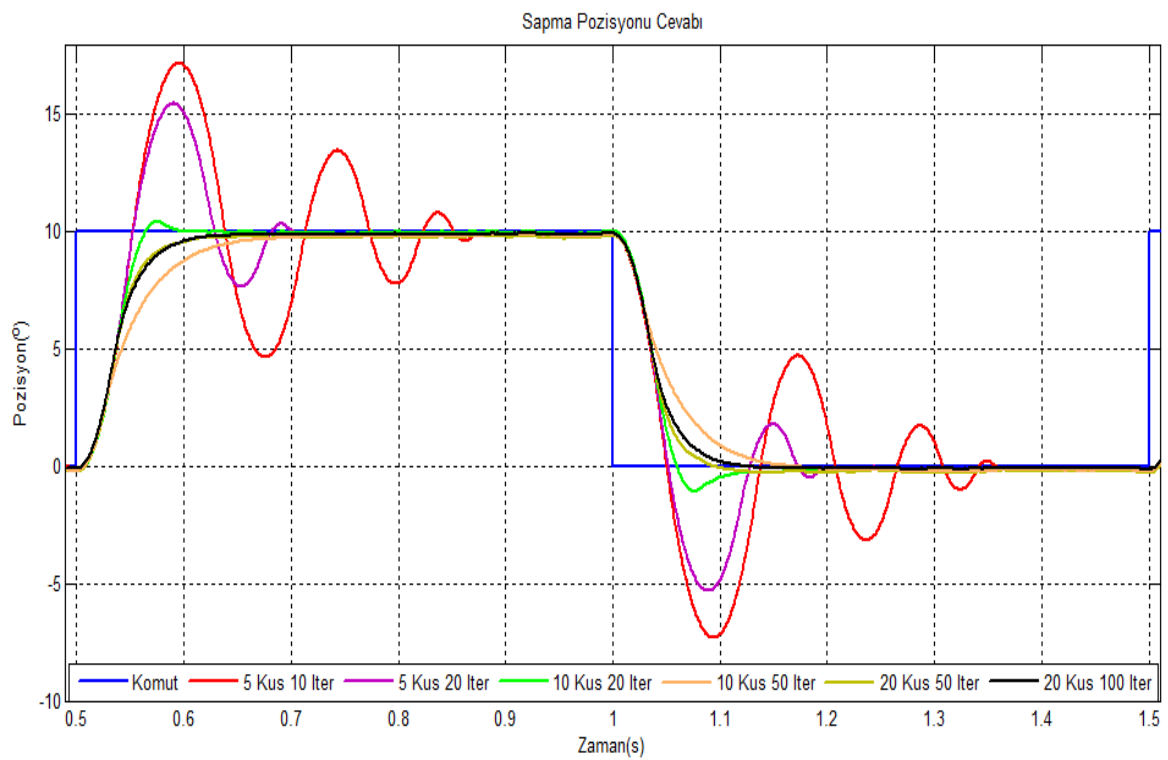
Çizelge 4.4. Farklı kuş ve iterasyon sayılarına göre elde edilen PID katsayıları

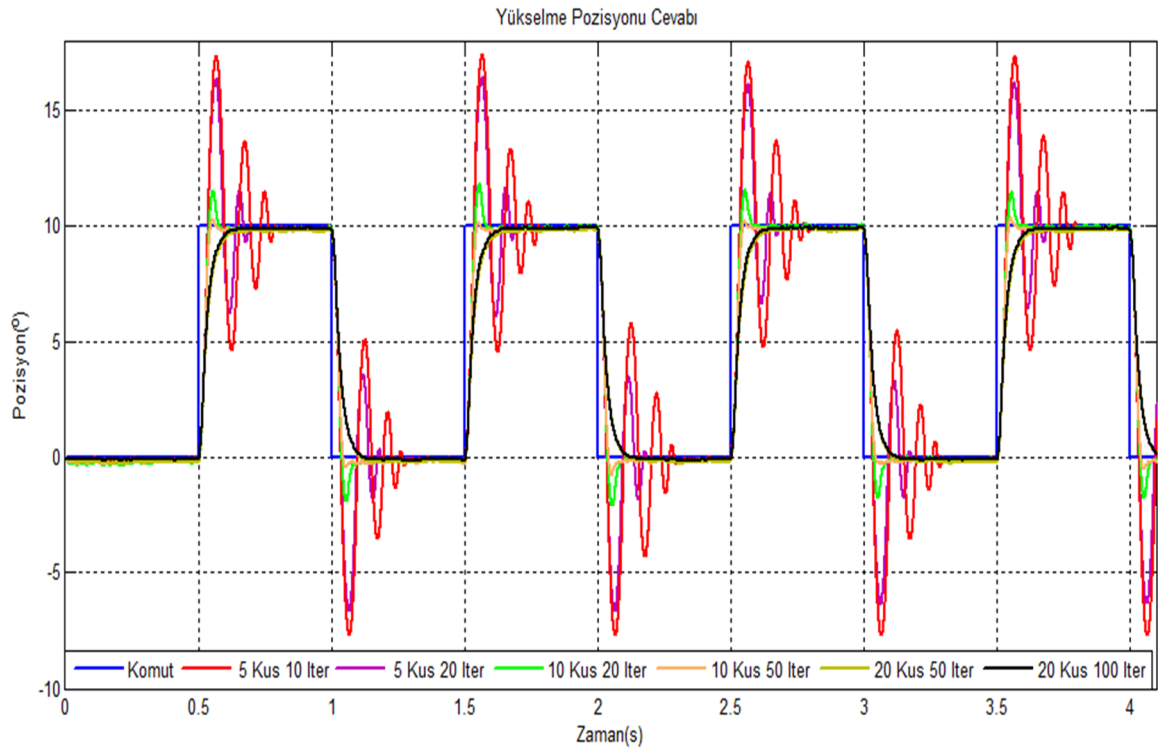
Kuş Sayısı	İterasyon Sayısı	Kp		Ki		Kd		Toplam Optimizasyon Süresi (sn)
		S.E.	Y.E.	S.E.	Y.E.	S.E.	Y.E.	
5	10	30	30	0	0	0.1	0.1	48
5	20	24.45	25.75	1.5	3.5	0.15	0.15	72
10	20	10.25	11.05	1.05	1.35	0.15	0.25	141
10	50	12.50	13.15	0.55	0.50	0.45	0.35	456
20	50	14.85	13.50	0.15	0.15	0.55	0.55	1075
20	100	15.75	14.80	0.05	0.08	0.75	0.70	2215

PSO kapsamında simülasyon çalışmaları, 5 kuş ve 10 iterasyon ile başlanmıştır. GS cevaplarının istenilen seviyeye ulaşabilmesi için kuş ve iterasyon sayısı artırılarak devam edilmiştir. Bir noktadan sonra sayılarda yapılan artımların GS üzerindeki etkisi değişmemeye başlanmış ve o durumda hesaplanmış olan katsayıların kontrolcü kapsamında kullanılmasına karar verilmiştir. Yukarıdaki katsayılar, deney düzeneğinde, sapma ve yükselme eksenleri kapsamında ayrı ayrı test edilmiş ve elde edilen sonuçlar aşağıda verilen grafiklerde gösterilmiştir. Görüldüğü üzere hatanın azaltılması için kuş ve iterasyon sayısının artırılması belirli değerlere kadar etkili sonuçlar vermiş ve sistem cevabı üzerinde olumlu iyileştirmelere sebep olmuştur. Çalışmalar kapsamında hazırlanan program kodları ve simülasyon modeli EK-1.'de verilmiştir.

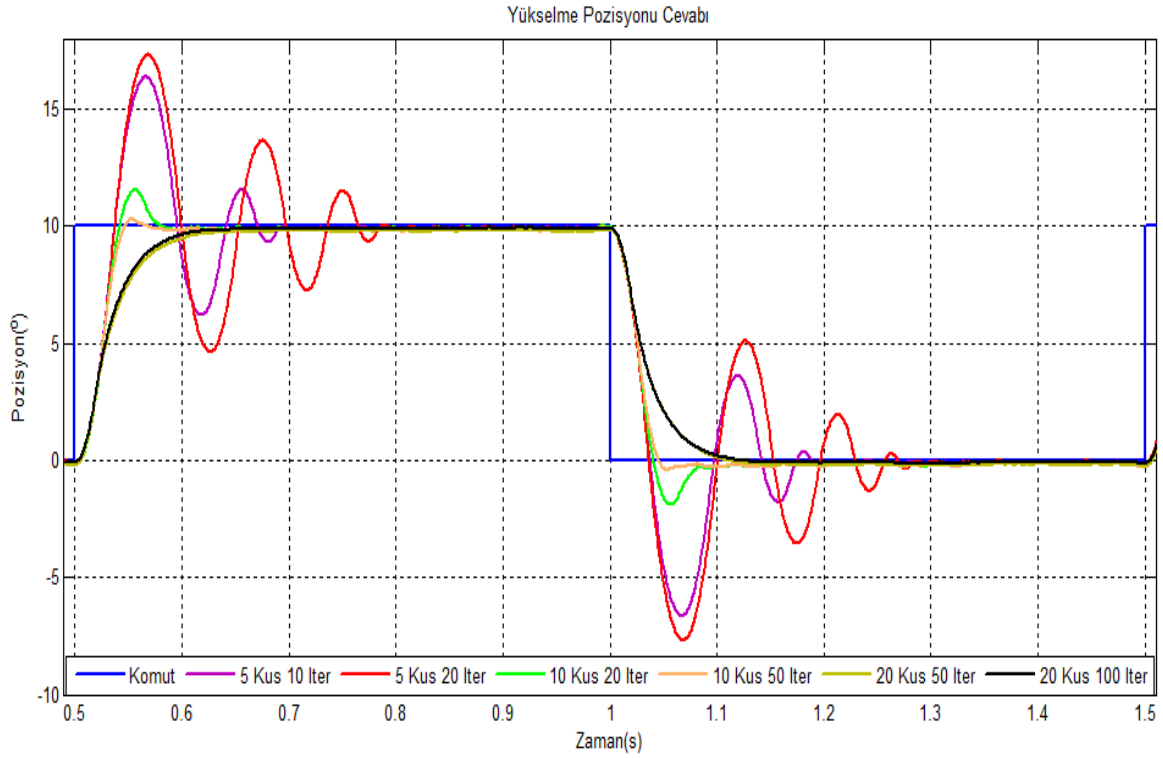


Şekil 4.18. Farklı PID katsayıları ile sapma eksenî pozisyon cevapları





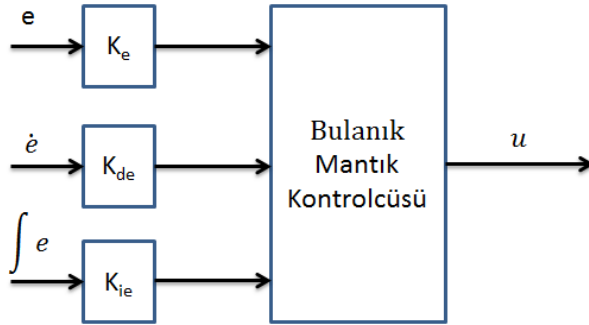
Şekil 4.20. Farklı PID katsayıları ile yükselme eksen pozisyon cevapları



Şekil 4.21. Farklı PID katsayıları ile yükselme eksen pozisyon cevapları (yakın plan)

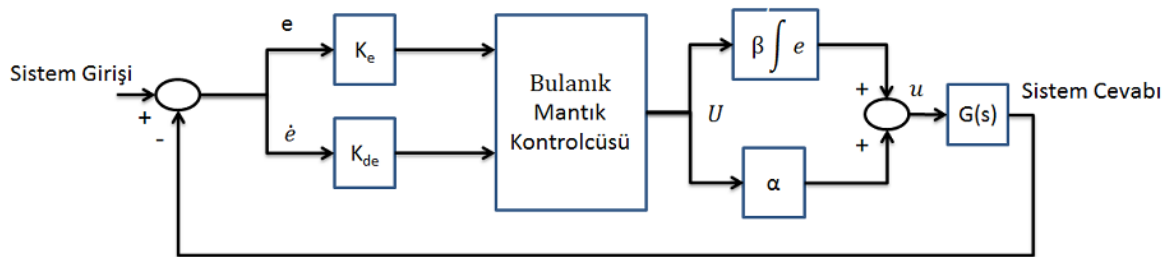
4.4. Kendinden Ayarlamalı Bulanık PID Tasarım Çalışmaları

Bulanık PID kontrol, kontrolcü girişinde hata, hatanın değişimi ve hatanın integralinin kullanılması ile gerçekleştirilmektedir [77]. Kontrolcüyeye ait gösterim Şekil 4.22.'de verilmiştir.



Şekil 4.22. Bulanık PID kontrolcü gösterimi

Bu sistemin dezavantajları vardır. Kontrolcüyeye ait giriş sayısının üç olması sebebiyle bulanık kontrolör yapısında oluşturulacak kural sayısında çok fazla olmaktadır. Aynı zamanda hatanın integralinin, sistemi kontrol eden operatör tarafından takip edilip kontrol işleminde düzenlemeler yapılması çok güçtür. Bu dezavantajları ortadan kaldırmak adına Qiao ve Mizumoto işlem sayısını aza indirecek farklı bir kontrolcü yapısı sunmuşlardır. Bu yapıda önce bir bulanık PD tipi kontrolcü oluşturulmuş, daha sonra kontrolcü çıkışının integrali alınarak ve β katsayısı ile çarpılarak bir bulanık PI tipi kontrolcü oluşturulmakta ve bu kontrolcünden elde edilen bulanık PD tipi kontrolcünün α değeri ile çarpımı ile toplanarak yeni bir bulanık kontrolcü yapısı oluşturulmaktadır. Şekil 4.23.'te kontrolcünün gösterimi verilmiştir [78].



Şekil 4.23. Bulanık PID kontrolcü gösterimi [58]

Kontrolcüye ait kontrol işareti aşağıda verilmiştir.

$$u = \alpha A + \beta A t + (\alpha K_e p + \beta K_{de} D)e + \beta K_e P \int e dt + \alpha K_e D e \quad (4.18)$$

Kontrol işaretine bakıldığında, tasarlanan kontrolcünün parametresi zamanla değişen PID kontrolcüsü gibi davrandığı görülmektedir. Kontrolcü yapısına bakıldığında bulanık PD ve PI tipi kontrolcülerin paralel olarak bağlanmasıyla bulanık PID tipi kontrolcü elde edilmektedir. Burada K_e ve K_{de} 'ye giriş ölçekleme faktörleri, α ve β 'ya ise çıkış ölçekleme faktörleri adı verilmektedir. Bulanık PID tipi kontrolcülerin başarımını artırmak amacıyla kendinden ayarlamalı bulanık PID (KAB PID) önerilmektedir.

Bulanık PID tipi kontrolcüye ait bulanık kurallarda ve ölçekleme faktörlerinde değişiklik yapılmaz ve sadece üyelik fonksiyonlarında ayarlamalar yapılır ise o zaman sadece sistem yanıtının sürekli hal cevabında iyileştirmeler yapılabilir, buna karşın sistem yanıtının geçici hal cevabında iyileştirme yapılamaz. Bu yüzden sistemin hem sürekli hal hemde geçici hal cevabında iyileştirme yapılabilmesi için ölçekleme faktörlerinin ayarlanması gerekmektedir. Bu amaçla Woo ve arkadaşları çalışmalarında iki adet deneysel fonksiyon tanımlamışlardır [79].

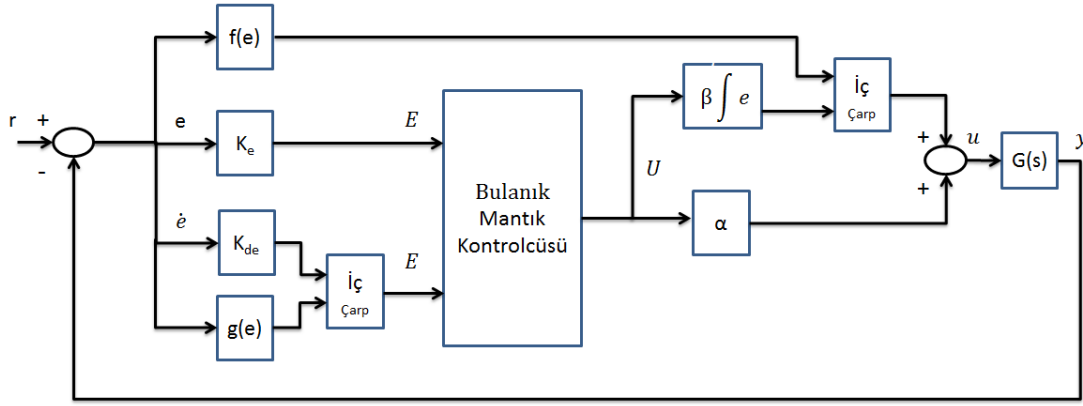
$$0 \leq |e| \leq 1$$

$$f(e(t)) = a_1 * \text{abs}(e(t)) + a_2 \quad (4.19)$$

$$g(e(t)) = b_1 * (1 - \text{abs}(e(t))) + b_2 \quad (4.20)$$

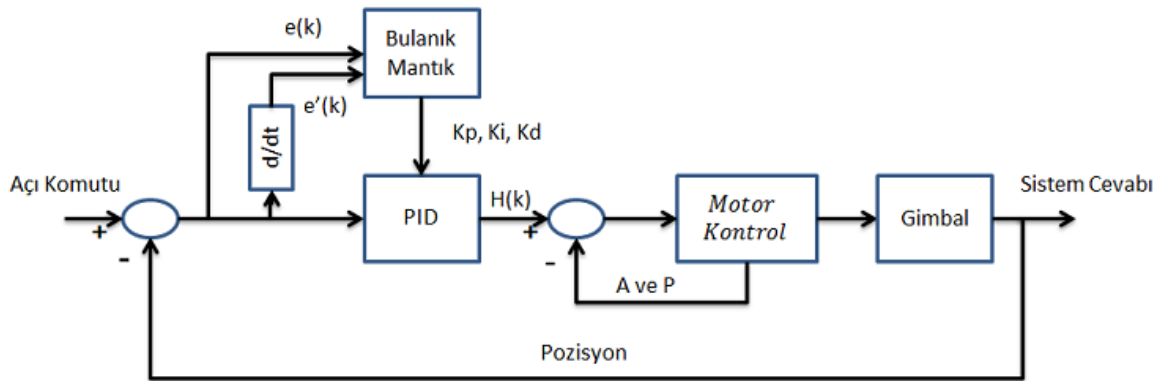
a_1 , a_2 , b_1 , b_2 pozitif sabitlerdir. Burada β_s ve K_{des} sırasıyla β ve K_{de} ölçekleme faktörlerinin başlangıç değerleridir. Eşitliklerden görüldüğü gibi, $f(e(t))$ fonksiyonunun amacı $\beta(e(t))$ ölçekleme faktörü değerini hatanın zamanla değişimine bağlı olarak azaltmaktır. Bunun aksine $g(e(t))$ fonksiyonunun amacı $K_{de}(e(t))$ ölçekleme faktörü değerini hatanın zamanla değişimine bağlı olarak arttırmaktır. Sistem yanıtının başlangıç anında hatanın değeri maksimum olacağından $f(e(t))$ fonksiyonunun değeri de maksimum olacaktır, buna karşın $g(e(t))$ fonksiyonunun değeri minimum olacaktır. Ancak zamanla hatanın değeri küçüleceğinden $f(e(t))$ fonksiyonunun değeri azalırken $g(e(t))$ fonksiyonunun değeri artacaktır. Böylelikle sistem yanıtının erken safhalarında bulanık PID kontrolöre ait integral kontrol bileşeninin değeri büyük olacak ve zamanla bu değer azalarak sistemin

sönümü artırarak sistem daha kararlı hale gelecektir [79,80]. Fonksiyon Tabanlı KAB PID kontrolcüye ait gösterim Şekil 4.24.'te verilmiştir.



Şekil 4.24. Fonksiyon tabanlı KAB PID kontrolcü gösterimi [79]

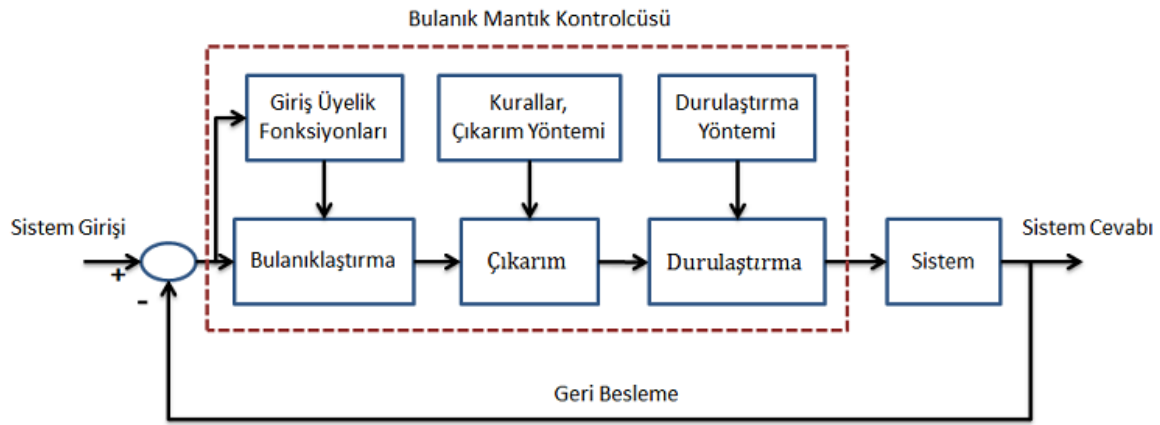
Yukarıda önerilen kontrol yönteminde fonksiyon çarpanlarının ve sabitlerin sistem kapsamında çok hassas ayarlanması gerekmektedir. Aksi taktirde kontrolcü kendinden ayarlama sayesinde sonradan toparlayabilse de başlangıça anında sistem cevabında çok fazla osilasyona sebep olabilmektedir. Bu nedenle tez çalışması kapsamında hata ile hatanın türevinin bulanık mantık tarafından yorumlanıp gerekli PID katsayılarını üretecek KAB Bulanık PID kontrol yöntemi tasarlanmasına karar verilmiştir. Bu yöntemin gösterimi Şekil 4.25.'te verilmiştir.



Şekil 4.25. KAB PID kontrolcü gösterimi [81]

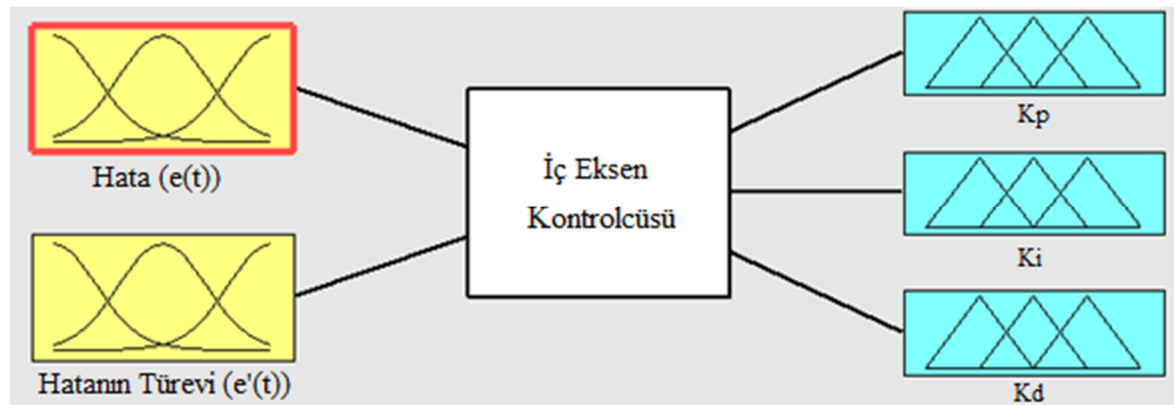
Bulanık mantık temelde bulanıklaştırma, çıkarım ve durulaştırma olmak üzere 3 ana bölümden oluşmaktadır. Bulanıklaştırma bölümünde, sistemden alınan girdilerin, üyelik fonksiyonları ile ait oldukları bulanık küme/kümeler ve üyelik derecesi tespit edilmektedir.

Çıkarım bölümü, bulanıklaştırılmış girişlerini alır ve daha önceden tanımlanan kurallar kapsamında değerlendirilerek sisteme uygulanabilecek en uygun çıkış değerini üretir. Çıkarım bölümünden elde edilen çıkışlar bulanıktır. Bulanık veriler en son durulaştırma bölümünde çıkış üyelik fonksiyonları ile değerlendirilerek, gerçek sistem üzerinde kullanılabilecek yapıya getirilmektedir [82]. Şekil 4.26.'da bulanık mantık kontrolcüsüne ait temel gösterim verilmiştir.



Şekil 4.26. Bulanık mantık kontrolcüsü

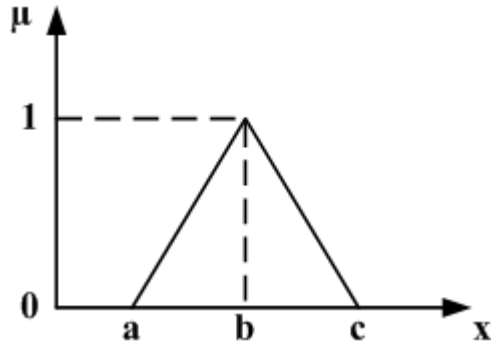
GS'nin her iki ekseninde de KAB PID tasarımı gerçekleştirilmiştir. Şekil 4.27.'de iç eksen kontrolüne yönelik geliştirilen kontrolcü yapısı verilmiştir. Hata ve hatanın türevi bulanık mantık kontrolcüsüne alınmış ve giriş üyelik fonksiyonları ile bulanıklaştırılmıştır.



Şekil 4.27. KAB PID giriş ve çıkış üyelik fonksiyonları gösterimi (iç eksen)

Bulanık mantıkta araştırmacılar tarafından birçok üyelik fonksiyonu tanımlanmış olsada bunlardan en çok tercih edilenleri üçgen, yamuk, gaussian ve çan şekilli versiyonlardır. Tez çalışmasında işlem yükünün küçük olması ve aynı zamanda uygulamaya kolay

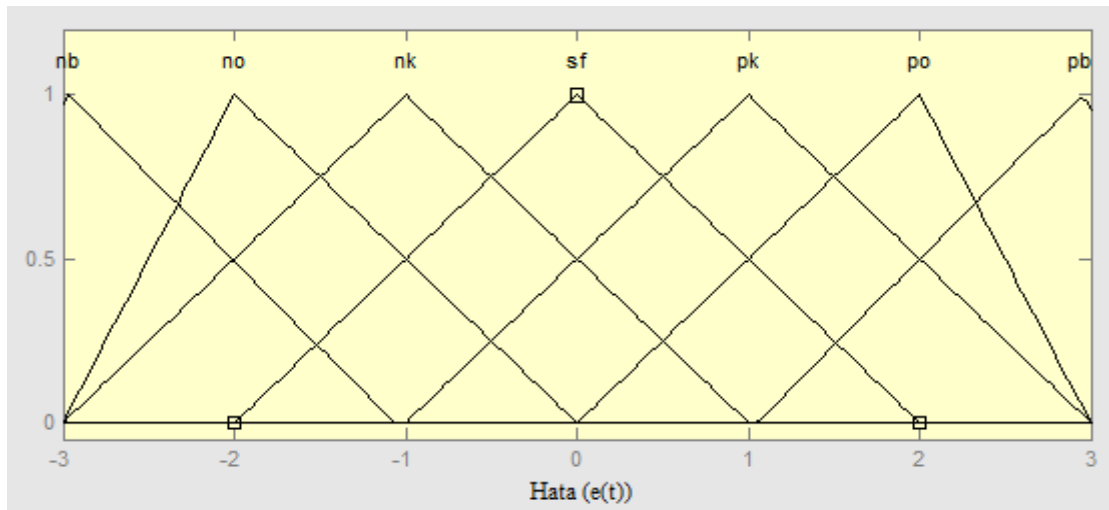
aktarılabilmesi sebebiyle üçgen üyelik fonksiyonu (ÜÜF) tercih edilmiştir [83]. ÜÜF a, b ve c olmak üzere üç parametre ile tanımlanır. Şekil 4.28.'de ÜÜF'ye ait gösterim ve Eş. 4.21'de de değer atamaları verilmiştir.



Şekil 4.28. Üçgen üyelik fonksiyonu

$$\mu(x; a, b, c) = \begin{cases} a \leq x \leq b & \text{ise } \frac{x-a}{b-a} \\ b \leq x \leq c & \text{ise } \frac{c-x}{c-b} \\ x > c \text{ veya } x < a & \text{ise } 0 \end{cases} \quad (4.21)$$

KAB PID'de giriş üyelik fonksiyonları $[-3, 3]$ aralığında tanımlanmıştır. Şekil 4.29.'da hata giriş değerleri kapsamında hazırlanan üyelik fonksiyonunun gösterimi verilmiştir.



Şekil 4.29. Giriş üyelik fonksiyonu

Kontrolcüler kapsamında tasarlanan üyelik fonksiyonunda ki tanımlamalar önceleri az, orta ve çok olarak kullanılmış fakat zamanla yazılım ve elektronik dünyasındaki gelişmelerle

beraber tanımlamaların sayısı artırılarak daha hassas kontrolcüler elde edilmeye başlanmıştır. KAB PID giriş üyelik fonksiyonları kapsamında kullanılan tanımlamalar aşağıda verilmiştir.

nb : Negatif büyük $\{-3,-1,-1\}$

no : Negatif orta $\{-3,-2,-0\}$

nk : Negatif küçük $\{-3,-1,1\}$

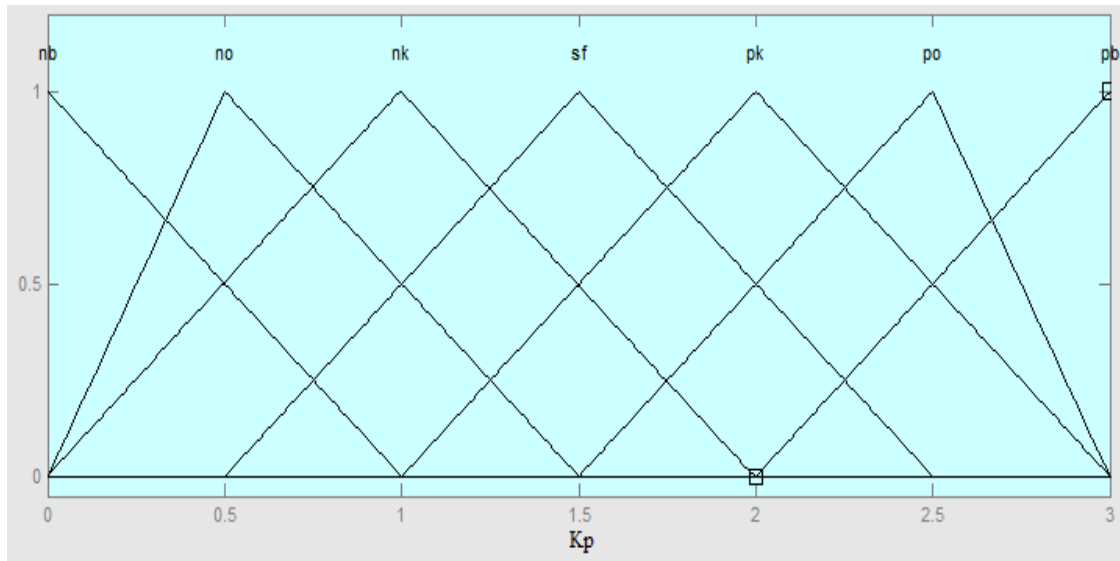
sf : Sıfır $\{-2,0,2\}$

pk : Pozitif küçük $\{-1,1,3\}$

po : Pozitif orta $\{0,2,3\}$

pb : Pozitif büyük $\{1,3,3\}$

KAB PID’de çıkış üyelik fonksiyonları ise $[0, 3]$ aralığında tanımlanmıştır. Şekil 4.30.’da PID katsayıları kapsamında hazırlanan üyelik fonksiyonunun gösterimi verilmiştir.



Şekil 4.30. Çıkış üyelik fonksiyonu

KAB PID çıkış üyelik fonksiyonları kapsamında kullanılan tanımlamalar aşağıda verilmiştir.

nb : Negatif büyük $\{0,1,1\}$

no : Negatif orta $\{0,0.5,1.5\}$

nk : Negatif küçük	$\{0,1,2\}$
sf : Sıfır	$\{0.5,1.5,2.5\}$
pk : Pozitif küçük	$\{1,2,3\}$
po : Pozitif orta	$\{1.5,2.5,3\}$
pb : Pozitif büyük	$\{2,3,3\}$

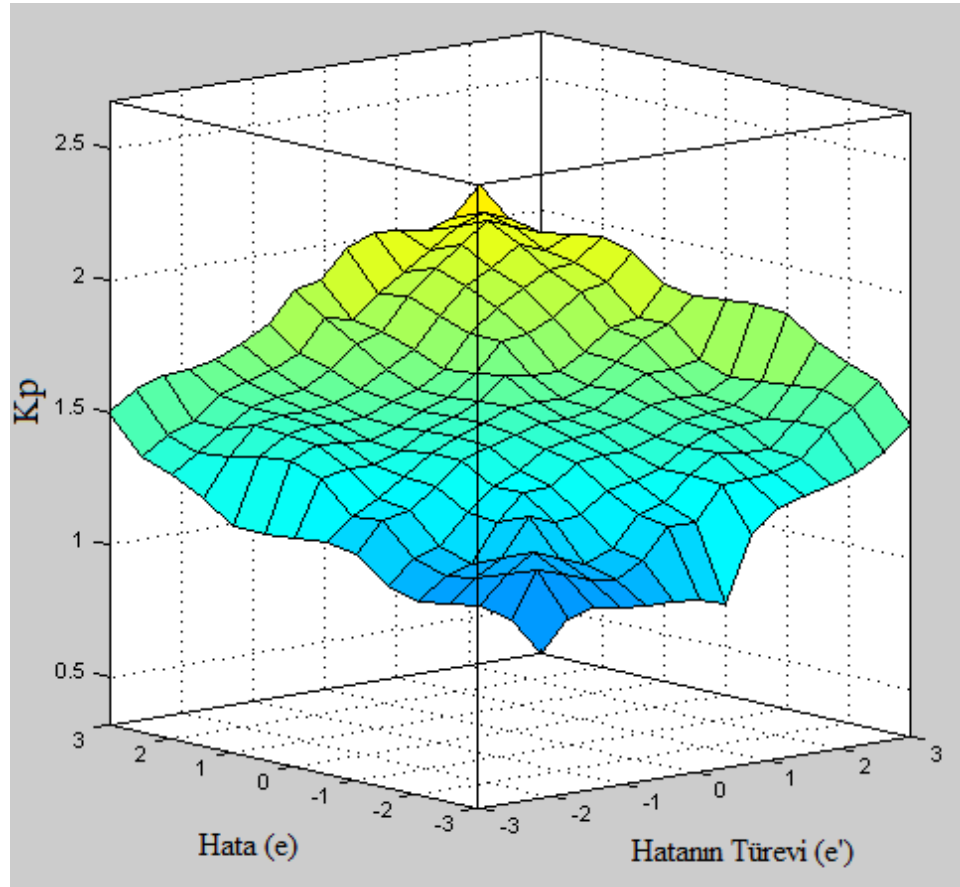
Bulanıklaştırılan giriş sinyalleri, PID kontrolcü özellikleri dikkate alınarak hazırlanan kurallar ile değerlendirilerek K_p , K_i ve K_d değerleri elde edilmektedir. K_p , K_i ve K_d değerleri kapsamında ayrı ayrı kural tabloları oluşturulmuştur. Kural tabloları oluşturulurken temel PID çalışma prensipleri dikkate alınmıştır. Bu prensiplerden bir bölümü aşağıda verilmiştir [4,5,50,56,81]:

- Hatanın büyük olduğu yerde, K_p 'nin büyük, K_d 'nin küçük ve K_i 'nin sıfır seçilmesi büyük aşım engel olacaktır.
- Hata orta değerlerde olduğunda, K_p küçük, K_i orta olmalıdır. Bu durumda K_d sistem üzerinde etkili olmaktadır. K_d 'nin alması gereken değeri bulmak için hatanın türevine bakılmaktadır. Hatanın türevi büyük ise K_d küçük, hatanın türevi küçük ise K_d büyük seçilmelidir.
- Hata küçük olduğunda sistem cevabı oturma durumuna geçmiş demektir. Bu durumda sistemi bozucu yüke karşı korumak ve gürbüz hale getirmek için K_p ve K_i değerleri büyük olmalıdır. K_d 'nin durumu kapsamında hatanın türevine bakmak gerekmektedir. Hatanın türevi büyük ise K_d küçük ve hatanın türevi küçük ise K_d büyük olmalıdır.

K_p , K_i ve K_d katsayıları kapsamında hazırlanan kural tabloları Çizelge 4.5., Çizelge 4.6. ve Çizelge 4.7.'de verilmiştir. Hata ile hatanın türevinin katsayılar üzerindeki etkilerini daha net görebilmek için Matlab'da yüzey görünümü grafikleri hazırlanmıştır. Hata ve hatanın türevinin K_p üzerine olan etkisinin yüzey gösterimi Şekil 4.31.'de, K_i üzerine olan etkisinin yüzey gösterimi Şekil 4.32.'de ve K_d üzerine olan etkisinin yüzey gösterimi Şekil 4.33.'te verilmiştir.

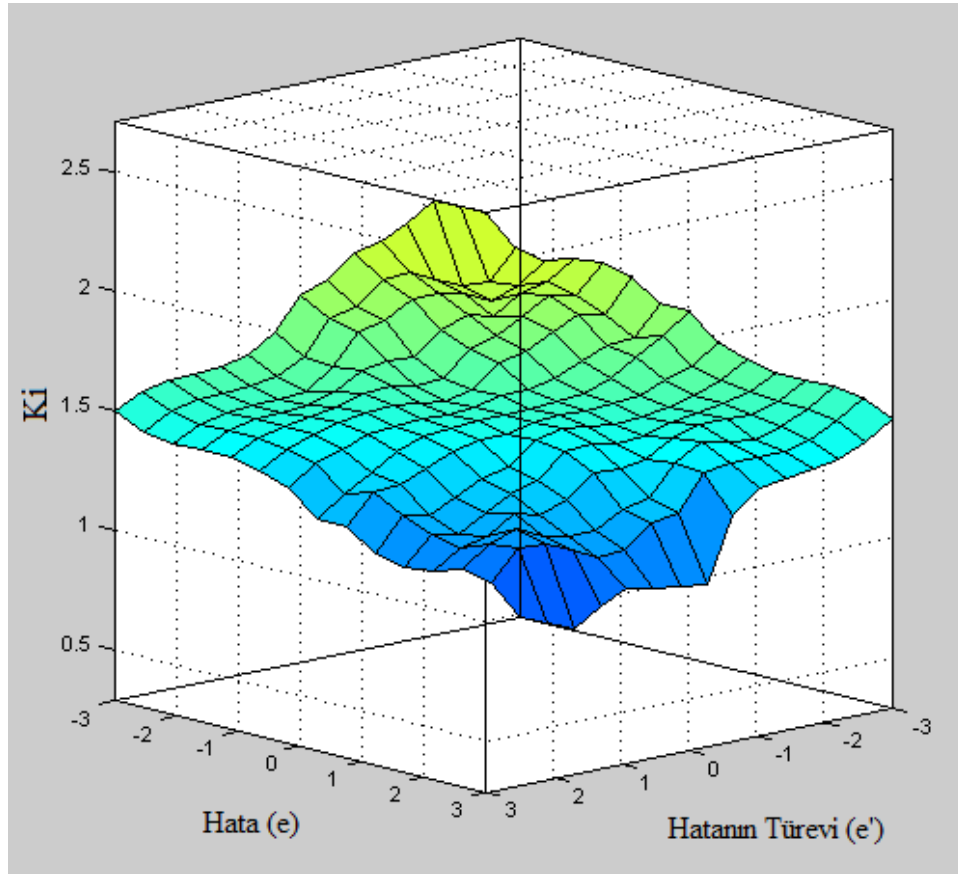
Çizelge 4.5. Kp bulanık mantık kural tablosu

e/e'	nb	no	nk	sf	pk	po	pb
pb	sf	sf	no	no	nb	nb	nb
po	pk	sf	nk	no	no	no	nb
pk	pk	pk	sf	nk	nk	no	no
sf	pk	po	pk	sf	nk	no	no
nk	po	po	pk	pk	sf	nk	nk
no	pb	pb	po	pk	pk	sf	nk
nb	pb	pb	po	po	pk	sf	sf

Şekil 4.31. K_p 'nin hata ve hatanın türevi ile bulunması

Çizelge 4.6. Ki bulanık mantık kural tablosu

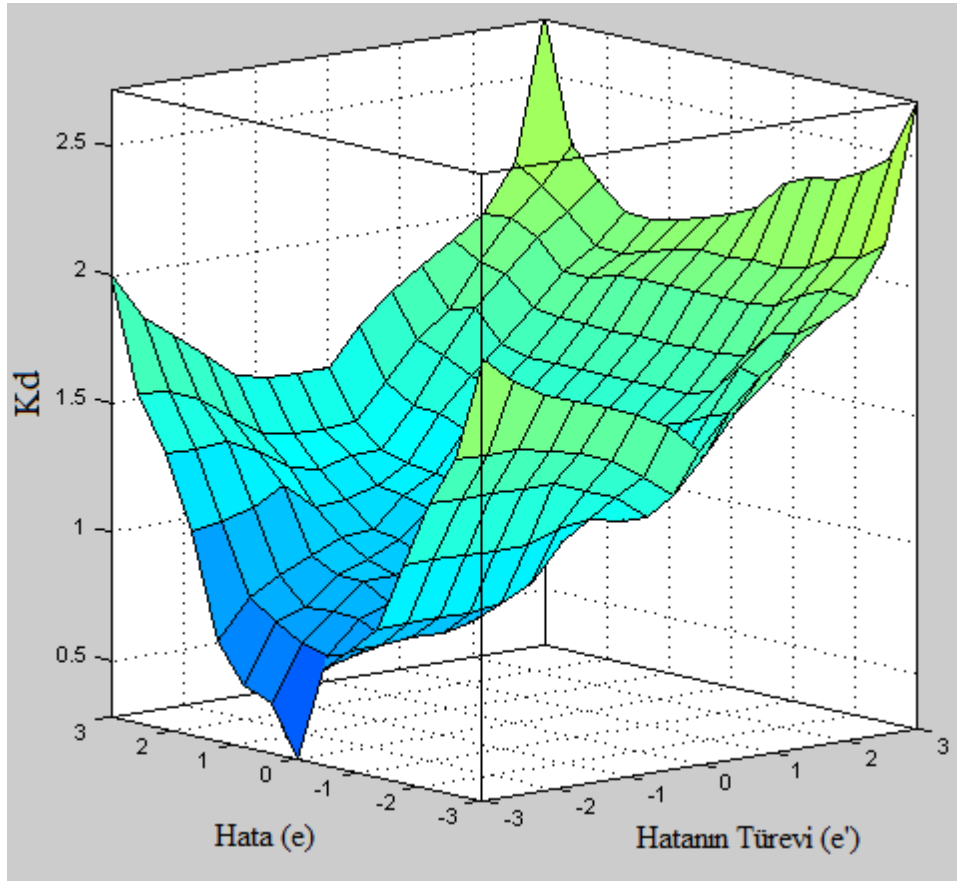
e/e'	nb	no	nk	sf	pk	po	pb
pb	sf	sf	pk	pb	po	pb	pb
po	sf	sf	pk	pk	po	pb	pb
pk	nk	nk	sf	pk	pk	po	po
sf	no	no	nk	sf	pk	po	po
nk	no	nb	nk	nk	sf	pk	pk
no	nb	nb	nk	nk	nk	sf	sf
nb	nb	nb	no	no	nk	sf	sf



Şekil 4.32. Ki'nin hata ve hatanın türevi ile bulunması

Çizelge 4.7. Kd bulanık mantık kural tablosu

e/e'	nb	no	nk	sf	pk	po	pb
pb	pb	po	po	po	pk	pk	pb
po	pb	pk	pk	pk	pk	pk	po
pk	sf	sf	sf	sf	sf	sf	sf
sf	sf	nk	nk	nk	nk	nk	sf
nk	sf	nk	no	no	nk	nk	sf
no	pk	nk	nb	no	no	nk	sf
nb	pk	no	nb	no	nb	no	pk



Şekil 4.33. Kd'nin hata ve hatanın türevi ile bulunması

Bulanık çıkarım kısmında, kural tabanı ile birlikte çıkarım mekanizması bulunmaktadır. Sisteme gelen veriler üyelik fonksiyonları ile işlenmeye hazır halde getirildikten sonra “eğer - o halde” (if elseif else) şeklinde tanımlı kurallara göre çıkarım mekanizması tarafından işlenmektedir. Bulanık çıkarım mekanizmasında bilgiler, literatürde farklı çıkarım yöntemleri aracılığıyla modellenmektedir. Bu yöntemlerden en çok tercih edilenleri Mamdani, Larsen, Tsukamoto ve Tagaki-Sugeno-Kang yöntemleridir [84]. Bu çalışmada kontrol sistemleri kapsamında sıklıkla tercih edilen Mamdani çıkarım yöntemi kullanılmıştır. Bu yöntemin kural yapısı, G giriş değişkenleri, O çıkış değişkenleri, A ve B üyelik fonksiyonları ve C bulanık sonuç kümeleri olmak üzere;

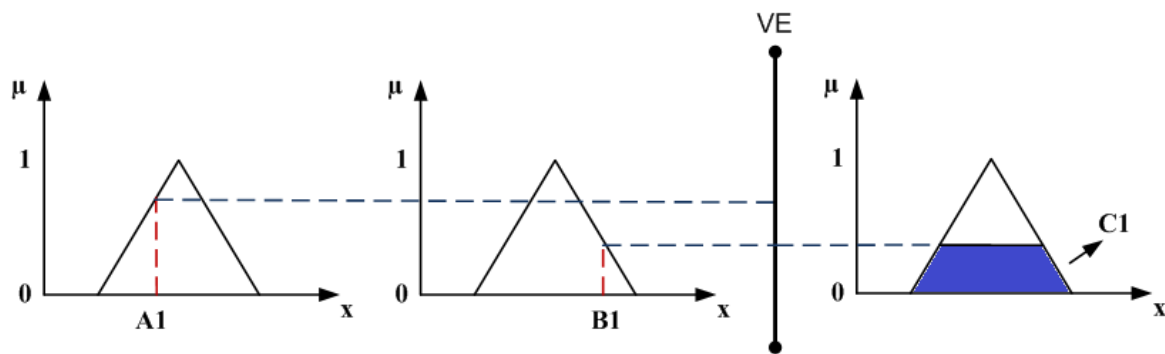
Eğer $G_1 = A_1$ ve $G_2 = B_1$ ise o halde $O_1 = C_1$

Eğer $G_1 = A_2$ ve $G_2 = B_2$ ise o halde $O_2 = C_2$

...

Eğer $G_1 = A_n$ ve $G_2 = B_n$ ise o halde $O_n = C_n$

şeklinde gösterilmektedir. Tez çalışması kapsamında hazırlanan, üçgen üyelik fonksiyonları üzerinde kullanılan, Mamdani yönteminin grafiksel gösterimi Şekil 4.34.’te verilmiştir [85].



Şekil 4.34. Mamdani çıkarım yönteminin gösterimi

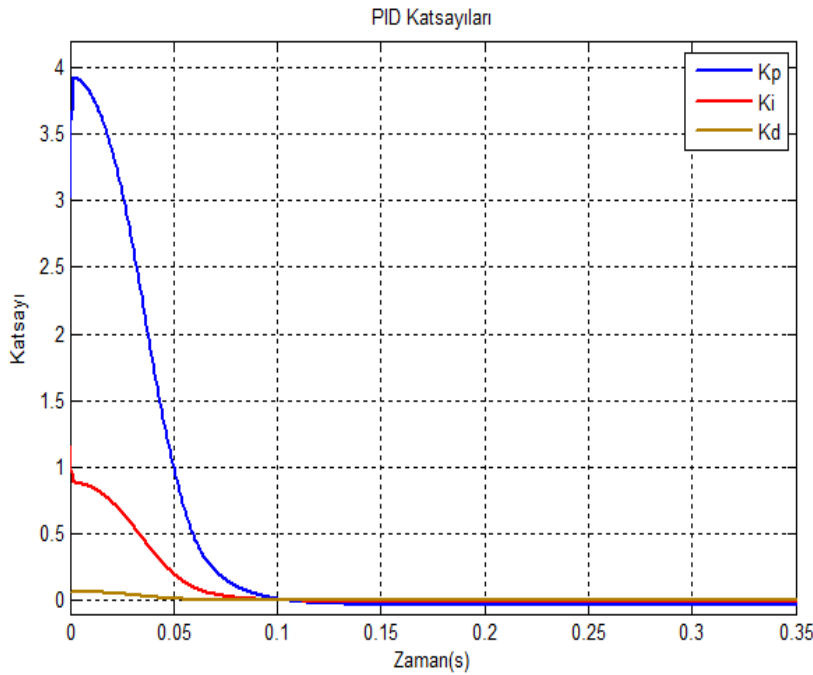
Şekil 4.34.’te görüldüğü üzere çıkarım bölümünden elde edilen veri halen bulanıktır ve bu verinin durulaştırılarak sistem üzerinde uygulanacak gerçek veriye dönüştürülmesi gerekmektedir. Literatürde en fazla kullanılan durulaştırma yöntemleri ağırlık merkezi, en

büyük üyelik ilkesi, ortalama en büyük üyelik ve en büyüklerin en büyüğü yöntemleridir [85]. Bu çalışmada ağırlık merkezi yöntemi kullanılmıştır. Ağırlık merkezi yöntemi;

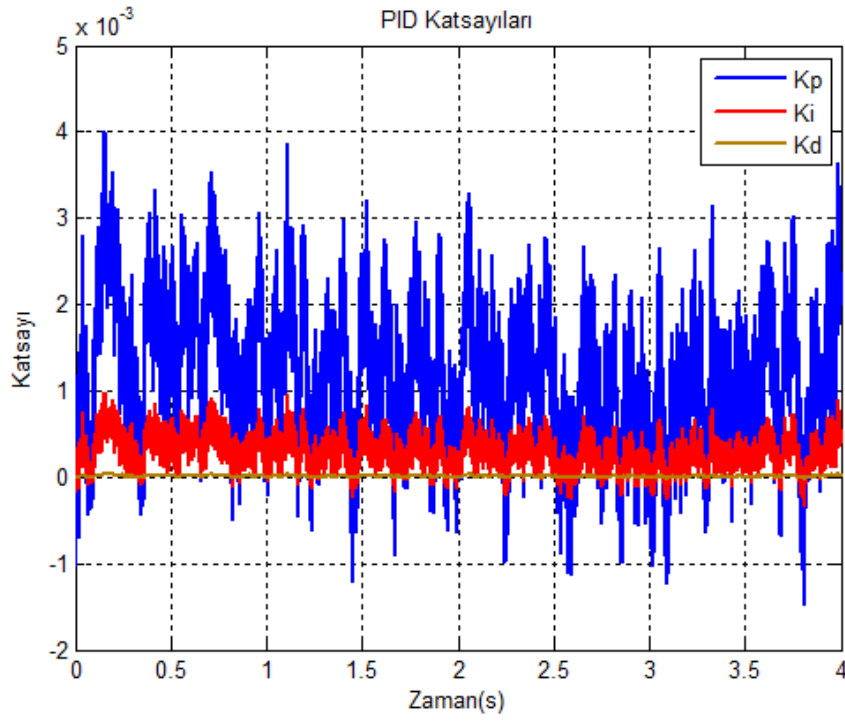
$$y_m = \frac{\sum_{i=1}^n y_i \mu_c(y_i)}{\sum_{i=1}^n \mu_c(y_i)} \quad (4.22)$$

eşitliği ile hesaplanmaktadır. y_i çıktı değişken değerini, $\mu_c(y_i)$ çıktı değişkenin üyelik mertebesini ve y_m 'de durulaştırma sonucunda elde edilen değeri göstermektedir.

KAB PID'nin, PID katsayılarını sistemin durumuna göre devamlı güncelleme özelliği sayesinde, deneysel çalışmalarda diğer sabit katsayılı PID kontrolcülere nazaran daha başarılı sonuçlar elde edilmiştir. Bu kapsamda detaylı bilgi 5. Bölüm'de verilmiştir. KAB PID ile yapılan testler esnasında elde edilen katsayıların değişkenliğini göstermek amacıyla Şekil 4.35 ve Şekil 4.36'da ki sonuçlar gösterilmiştir. Step komuta karşı KAB PID hatanın en büyük olduğu başlangıç anında K_p ve K_i değerlerini yükselterek hata değerini azaltıp istenilen referans komuta hızlı bir şekilde gelmeye çalışmaktadır. Sistem cevabı referans komuta geldiği vakit katsayıları sıfıra yaklaştırarak aşım olmasını engellemekte ve kalıcı hatayı azaltmaktadır. (Şekil 4.35.) Rampa komutta ise hata değeri küçük olarak başladığı için, KAB PID hatayı sıfırlayacak şekilde katsayıları minimumda tutmaktadır. (Şekil 4.36.)



Şekil 4.35. PID katsayıları (birim basamak komuta karşılık ayarlanan katsayılar)



Şekil 4.36. PID katsayıları (rampa komuta karşılık ayarlanan katsayılar)

KAB PID kapsamında hazırlanan kural algoritması ve Mamdani yönteminin katsayılar üzerine uygulanmasının örnek gösterimi EK-2.'de verilmiştir.

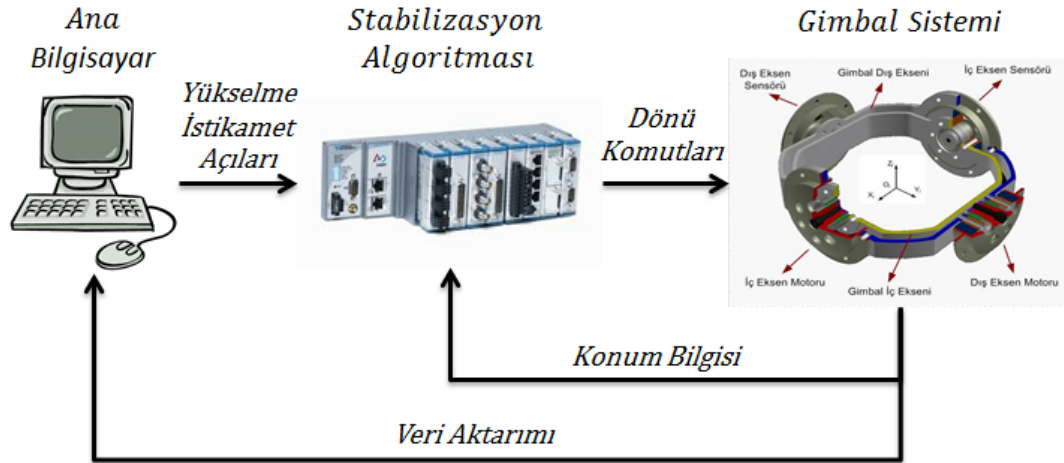
5. TEST VE DOĞRULAMA ÇALIŞMALARI

Stabilizasyon algoritmaları tasarımı çalışmalarında Gerçek Zamanlı Test Sistemi oluşturulmuş ve GS ile hem masa üzerinde hemde bozucu etki altında testler gerçekleştirilmiştir.

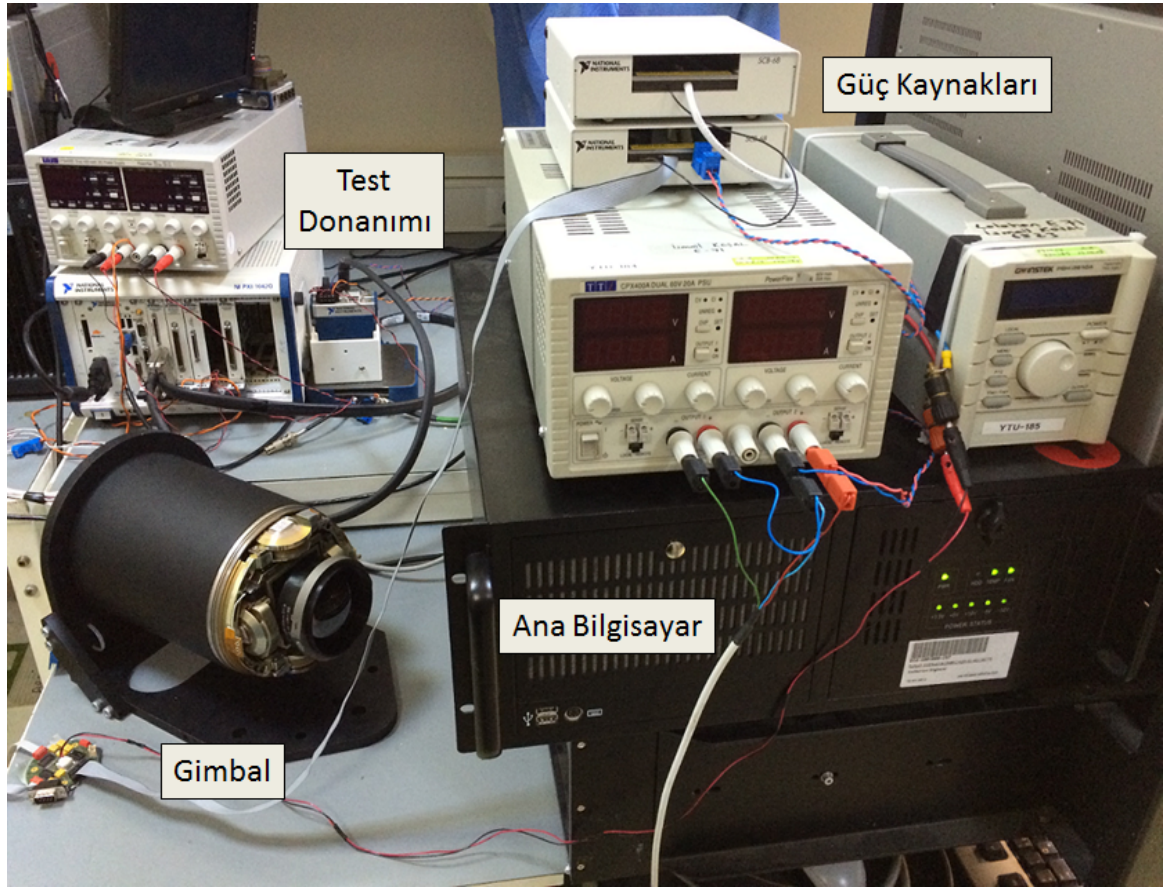
5.1. Gerçek Zamanlı Testler

Algoritma testleri kapsamında ilk olarak masa üzerinde yükselme ve istikamet açılarını yerine getirebilmek amacıyla gerçek zamanlı çalışan bir test sistemi (GZTS) oluşturulmuştur. Gerçek dünyada ki donanımın kontrolü gerçekleştirilirken, sistemin işlerliğini test etmek ve kontrol etmek amacıyla veri toplamanın ve göndermenin bire bir gerçek zamanlı yapılması gerekmektedir. Aksi takdirde zamana göre sistem analizi yanlış gerçekleştirilecek ve bu da sistem kontrolünün istenilen bir biçimde yapılamamasına sebep olacaktır. Testler esnasında gerçekleştirilen işlemler zamanlayıcı tarafından belirlenen örnekleme periyodu ve çevirim zamanı dahilinde gerçekleştirilir. Birden fazla veri toplama işleminin yapıldığı sistemlerde örnekleme periyotları ve çevirim zamanı işlemlerin özelliğine göre farklı ayarlanabilir [86].

GSTS’de stabilizasyon algoritması NI CompactRIO sistemi üzerinde bulunmaktadır. Gimbal sisteminden ciroskoptan alınan veriler, kinematik işlemler ve ciroskop algoritmaları da aynı sistem üzerinde bulunmaktadır. Ana bilgisayar tarafından gimbal sistemine yükselme ve istikamet açıları iletilmektedir. Ana bilgisayar ise Windows ortamında çalışmaktadır. Şekil 5.1.’de GZTS’ye ait şematik gösterim ve Şekil 5.2.’de GZTS’ye ait deneysel ortamın görüntüsü verilmiştir.



Şekil 5.1. GZTS şematik gösterimi

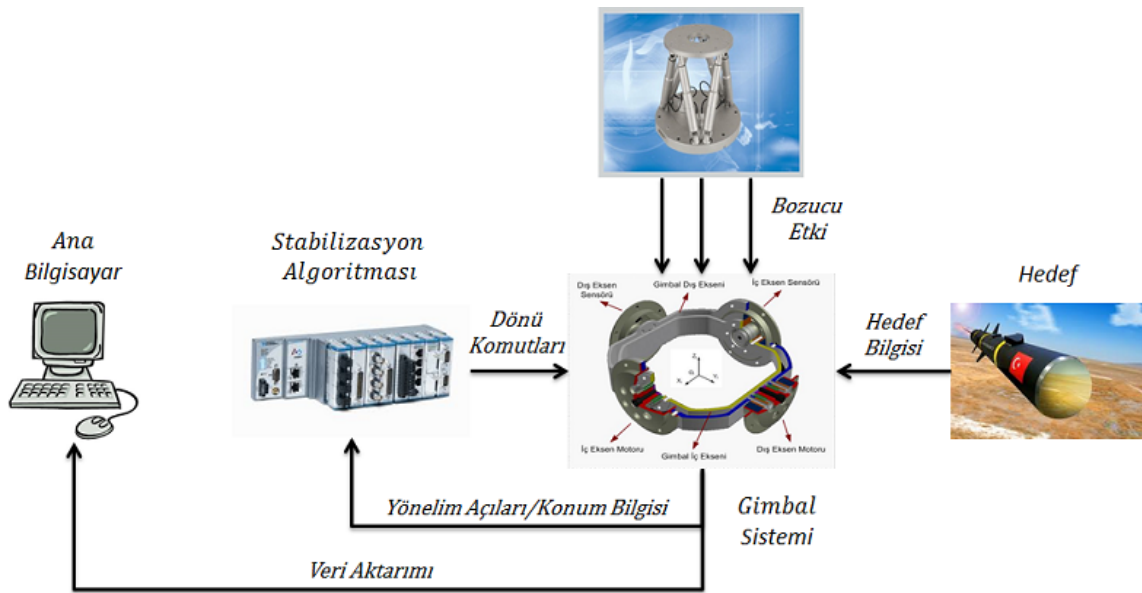


Şekil 5.2. GZTS deney ortamı

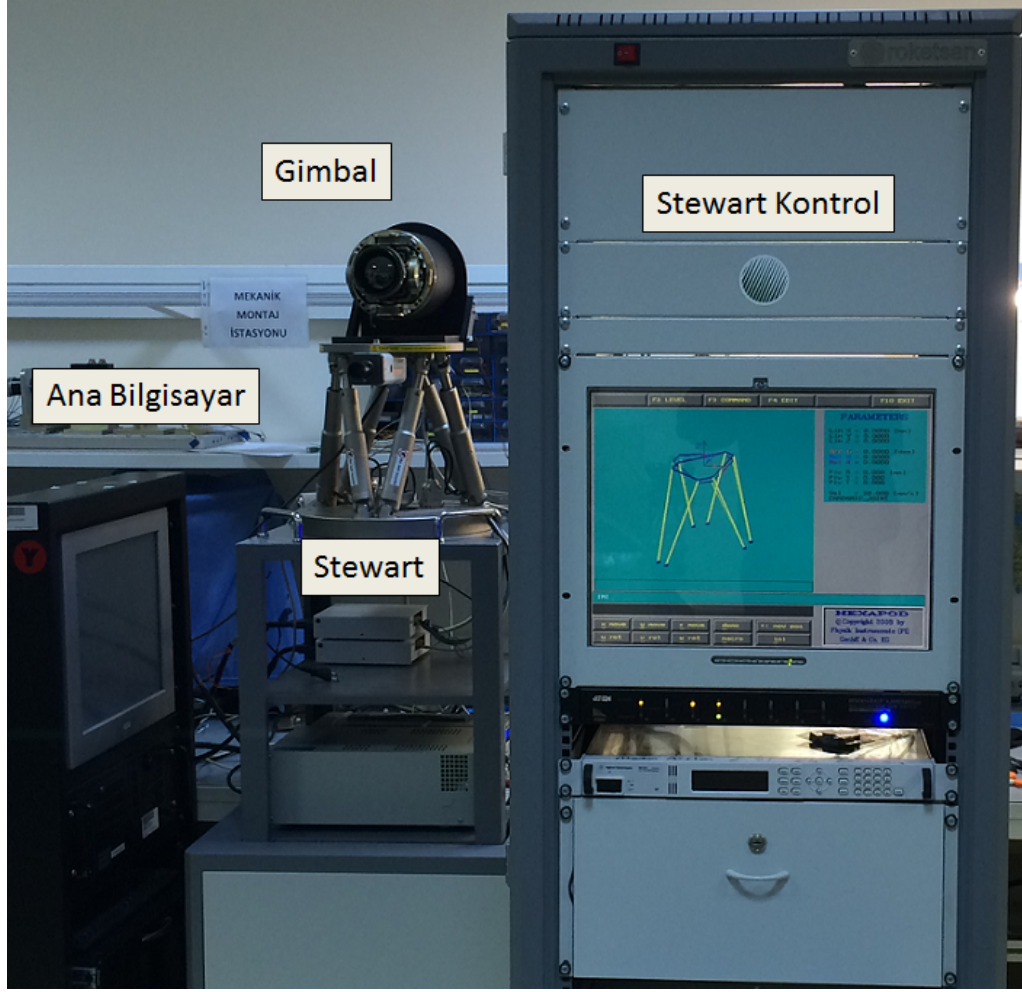
Masa üzerinde gerçekleştirilen testlerden sonra GS'nin gerçekte karşılaşacağı etkileri içerisinde barındıran uçuş simülâtörü hazırlanmıştır. Bu test sistemi gimbal kapsamında füze uçuşunun simüle edildiği ve stabilizasyon algoritmasının hedef doğrultusunda ki

görev durumunu test etmek amacıyla tasarlanmıştır. Şekil 5.3.'te uçuş simülâtörüne ait şematik gösterim verilmiştir.

Füze uçuşunu simüle edebilmek için gimbalin üç ekseninde hareketini sağlayan stewart platformu kullanılmıştır. Stewart platformu yük taşıyabilecek bir platforma paralel olarak monte edilmiş 6 lineer motordan oluşmaktadır. Lineer motorların diğer ucu ise sabit bir temele oturtulmuştur. Her bir lineer motor temele ve platforma 2 serbestlik dereceli ya da 3 serbestlik dereceli mafsallar ile bağlanmaktadır. 6 motorun lineer olarak uzanabilme ve kısalabilme kabiliyetleri sayesinde platform 3 tanesi öteleme ve 3 tanesi dönme olmak üzere 6 serbestlik derecesinde hareket kabiliyetine sahip olmaktadır [87]. Şekil 5.4.'te uçuş simülâtörüne ait deneysel ortamın görüntüsü verilmiştir.



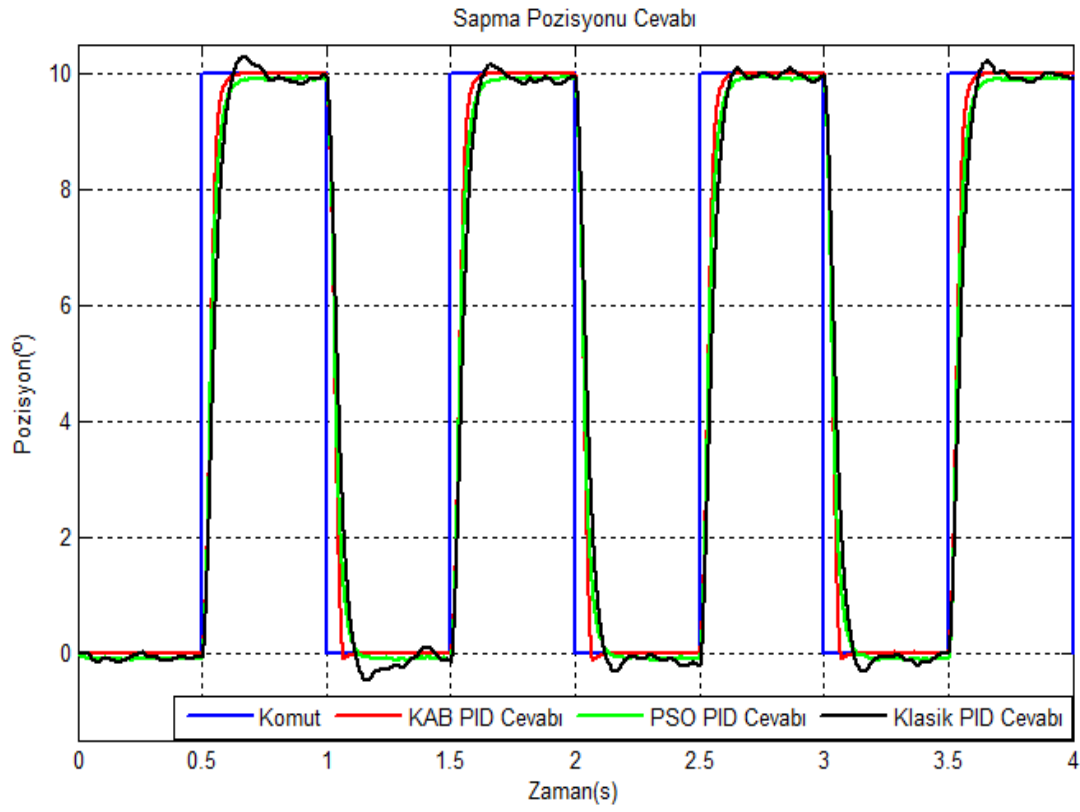
Şekil 5.3. Uçuş simülâtörü şematik gösterimi



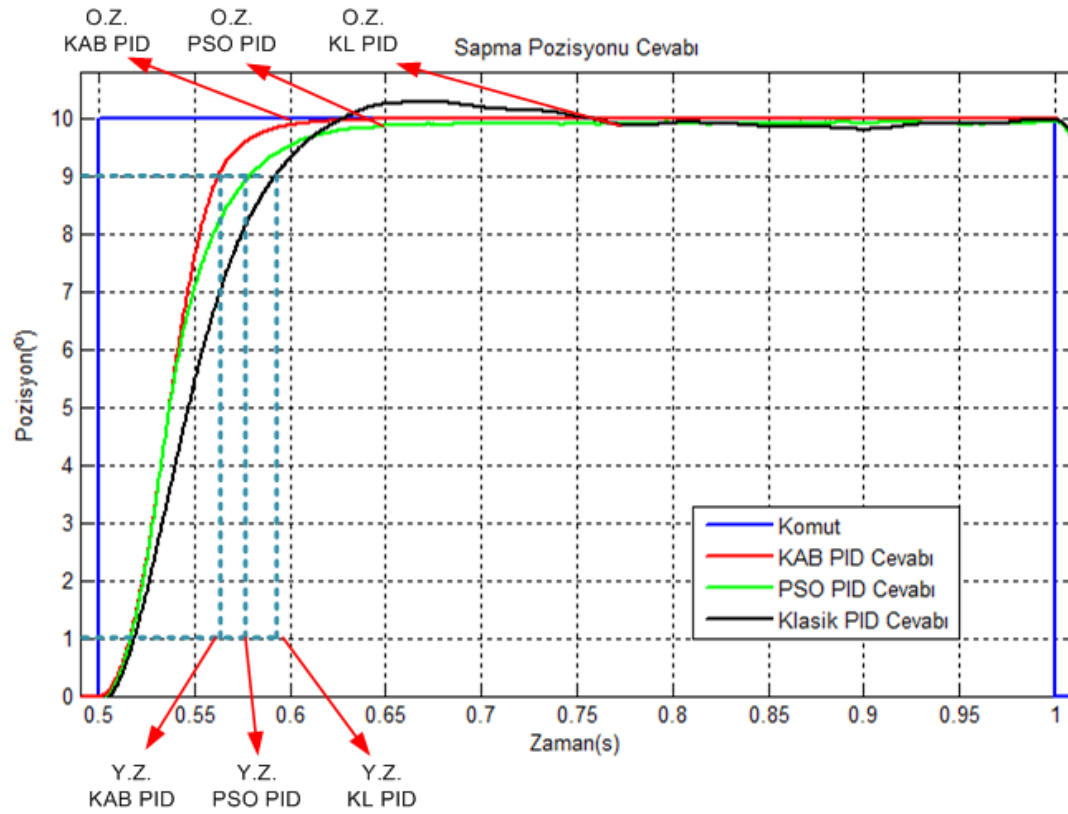
Şekil 5.4. Uçuş simülatörü deney ortamı

5.2. Stabilizasyon Algoritmaları Karşılaştırılması

Analiz çalışmaları kapsamında 4. Bölüm’de verilen üç kontrolcüde ayrı ayrı test sistemine entegre edilmiş ve testlerde gimbal sisteminin eksenlerine ait pozisyon verileri toplanmıştır. Testler kapsamında ilk olarak masa üzerinde GZTS kullanılarak eksen hareketlerinin kontrolü gerçekleştirilmiştir. GZT kapsamında, kontrolcü analizleri yapabilmek amacıyla, sistemle ilk olarak sapma ekseninde gimbale kare dalga (Birim basamak sinyalinden türetilmiştir.) ve rampa referans komutları verilmiştir. Şekil 5.5.’te kare dalga referans komutuna karşılık gelen sapma pozisyonu cevapları görülmektedir.



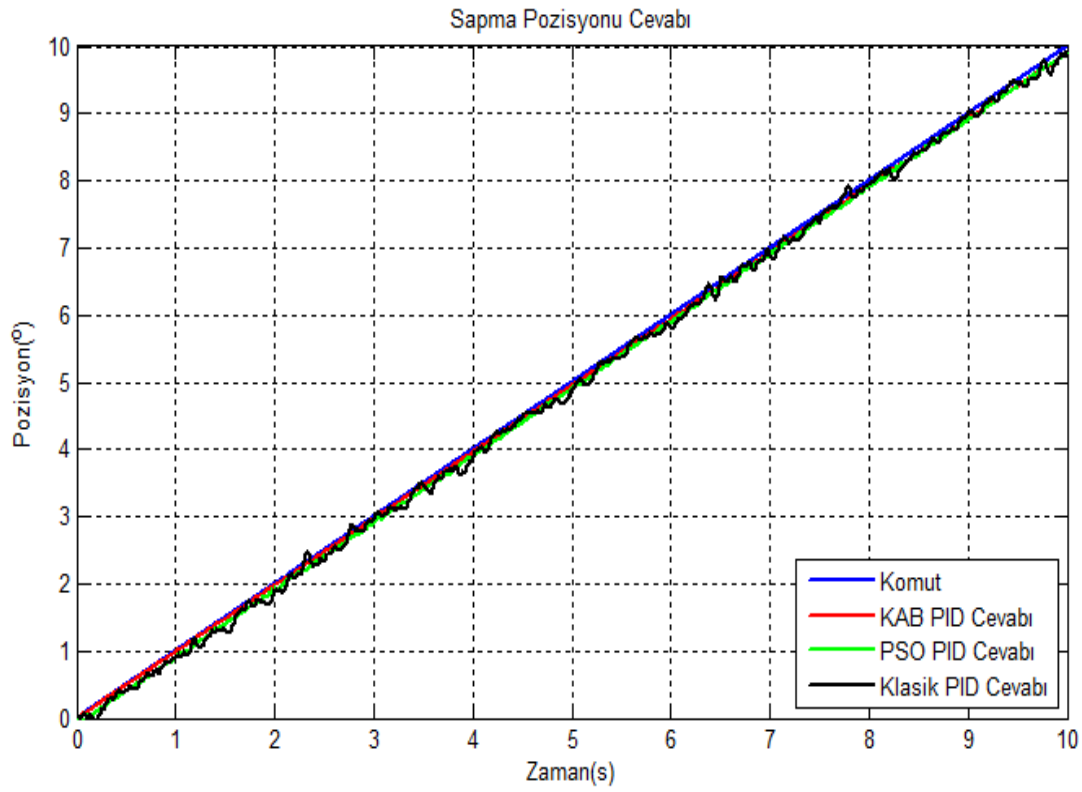
Şekil 5.5. Gimbal sapma eksenine kare dalga komutu pozisyon cevapları



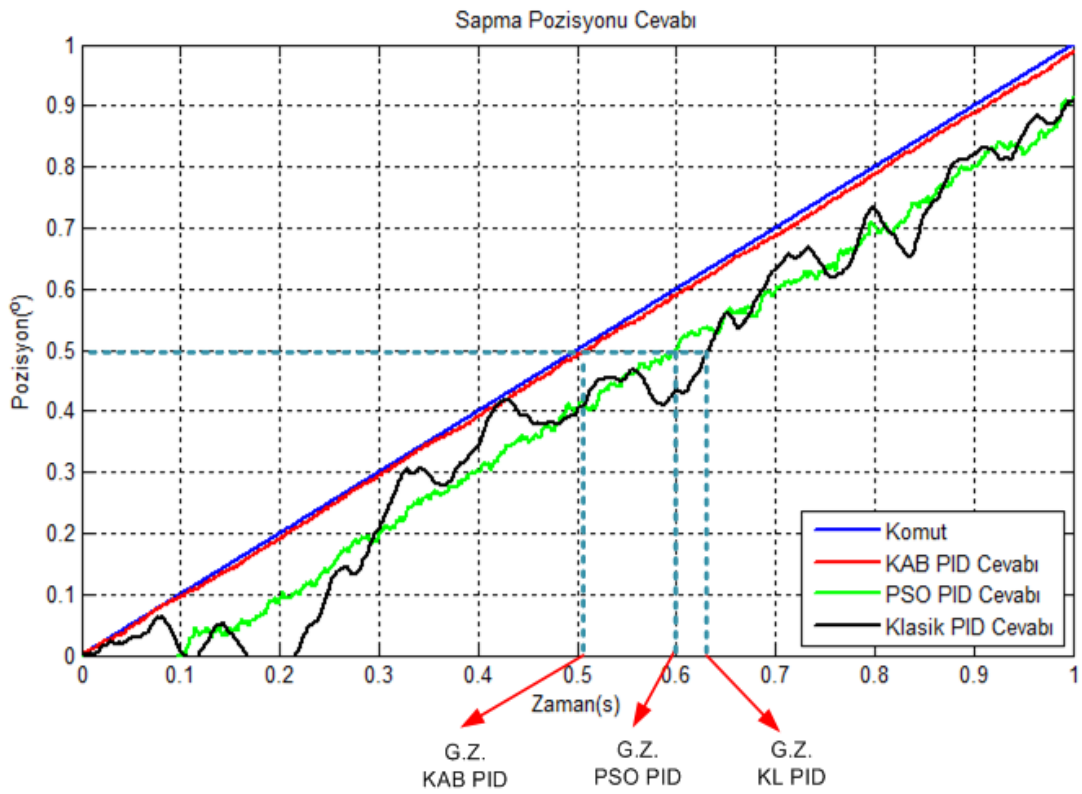
Şekil 5.6. Gimbal sapma eksenine kare dalga komutu pozisyon cevapları (yakın plan)

Şekil 5.6.'da sapma ekseninden kare dalga referans komutuna karşılık elde edilen pozisyon cevaplarının 0,5 – 1,0 saniye aralığında ki yakın plan gösterimi verilmiştir. Grafikte O.Z. ile pozisyon cevaplarının oturma zamanları ve Y.Z. ile de yükselme zamanları gösterilmektedir. Sapma ekseninde KAB PID kontrolcü ile 46 ms yükselme zamanı ve 100 ms oturma zamanı elde edilmiştir. KAB PID ile ayrıca 10 derecelik kare dalga komutunda 20 miliderece kalıcı durum hatası oluşmuştur. KAB PID ile sistemin her döngüsünde hata ve hatanın türevi değerlendirilerek PID katsayıları uygun seviyelere çekilmektedir. Bu özellik, hatanın büyük olduğu durumlarda, kontrolcünün sistem cevabındaki gürbüzlüğü artırarak ve hatanın küçük olduğu durumda ise katsayıları düşürerek sistem cevabındaki aşımı ve kalıcı durum hatasını azaltmaktadır. PSO YSA PID kontrolcü ile 62 ms yükselme zamanı, 150 ms oturma zamanı elde edilmiş ve 100 miliderecelik kalıcı durum hatası oluşmuştur. Klasik PID kontrolcü ile de 73 ms yükselme zamanı, 280 ms oturma zamanı elde edilmiş ve 200 miliderecelik kalıcı durum hatası oluşmuştur. Klasik PID kontrolcü katsayıları hesaplanırken, GS'nin doğrusal kabul edildiği durum için transfer fonksiyonu çıkarılmış ve hesaplamalar yapılmıştır. Fakat belirsizliklerin ve doğrusal olmayan durumların bulunduğu GS için, hesaplanan katsayıların, sapma ekseninde kare dalga komutuna cevap vermede yetersiz kaldığı görülmektedir. PSO YSA PID ise GS'ye ait tüm alt sistemlerin modellendiği ve cirooskop gürültüsünün eklendiği GS modeli üzerinde gerçekleştirilen optimizasyon çalışmaları sonucunda katsayıları hesaplamıştır. Bu nedenle elde edilen katsayılar klasik hesaplama yöntemine göre daha etkin sonuç vermiştir.

Sapma ekseninde son olarak rampa referans komutu ile tüm kontrolcü alternatifleri kapsamında testler yapılmıştır. Şekil 5.7.'de rampa komutuna karşılık gelen sapma pozisyonu cevapları görülmektedir.

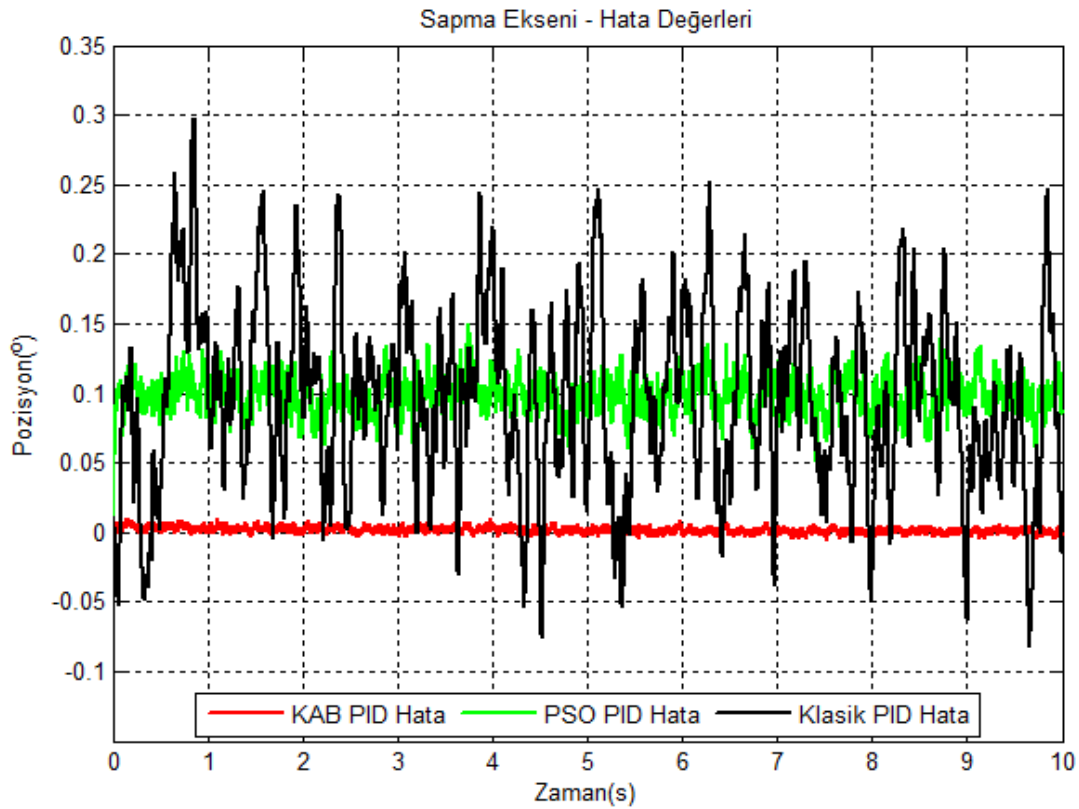


Şekil 5.7. Gimbal sapma eksen rampa komutu pozisyon cevapları



Şekil 5.8. Gimbal sapma eksen rampa komutu pozisyon cevapları (yakın plan)

Şekil 5.8.'de sapma ekseninden rampa referans komutuna karşılık elde edilen pozisyon cevaplarının 0 – 1,0 saniye aralığında ki yakın plan gösterimi verilmiştir. Grafikte G.Z. ile pozisyon cevapları ile komut arasındaki gecikme zamanları gösterilmektedir. Gerçek hayatta sistem cevabının komutu, atalet, sürtünme vb. sebepler dolayısıyla aynı zaman diliminde takip etmesi mümkün değildir. Sapma ekseninde KAB PID kontrolcü ile 25 ms gecikme zamanı elde edilmiştir. PSO YSA PID kontrolcü ile 100 ms gecikme zamanı ve Klasik PID ile de 135 ms gecikme zamanı elde edilmiştir. KAB PID rampa komutta hata değeri küçük olarak başladığı için, hatayı sıfırlayacak şekilde katsayıları minimumda tutmakta ve osilasyona mahal vermeden kontrole devam etmektedir. Sabit katsayılı kontrolcülerden PSO YSA PID 100 ms farkla komutu takip edebilirken Klasik PID ise osilasyonlu bir şekilde takip edebilmektedir. Rampa testinde zaman analiziyle beraber hata değerleri de incelenmiştir. Şekil 5.9.'da sapma eksen rampa testlerinde elde edilen hata değerleri gösterilmiştir.

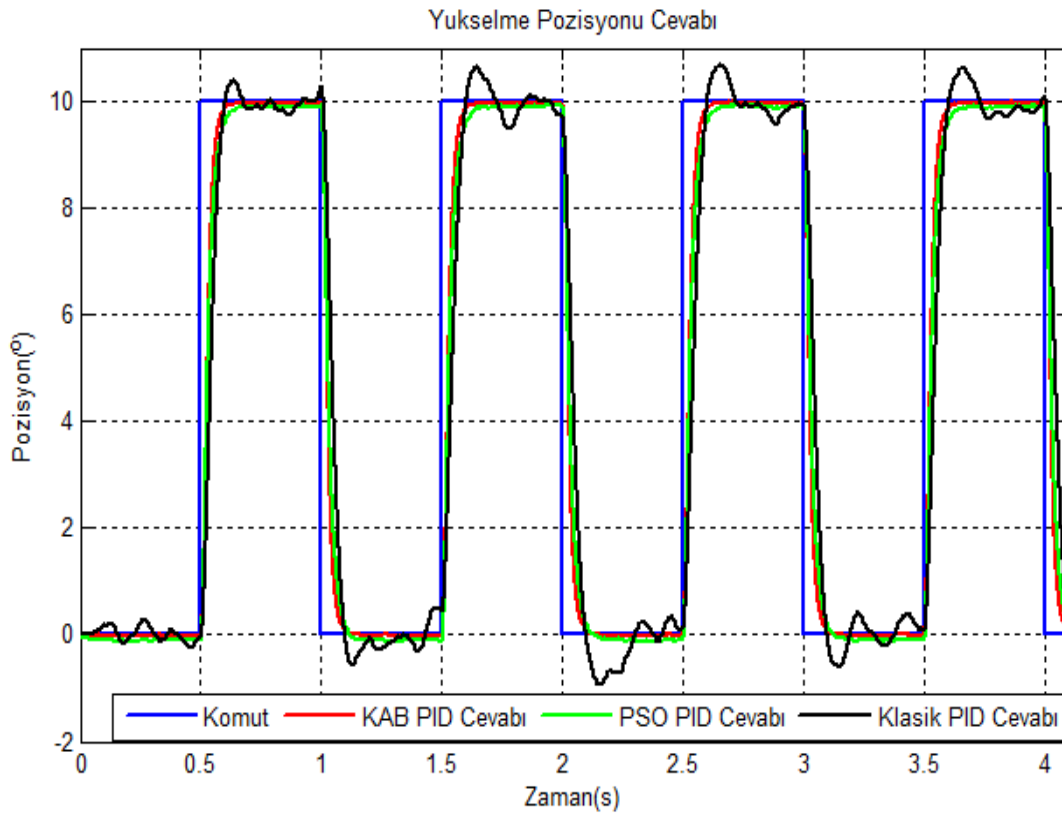


Şekil 5.9. Gimbal sapma eksen rampa testi hata değerleri

Şekil 5.9.'da görüleceği üzere rampa testlerinde KAB PID kontrolcü ile 0 etrafında yaklaşık 20 miliderecelik hatalar oluşmuştur. Katsayı güncellemesi ile rampa testinde

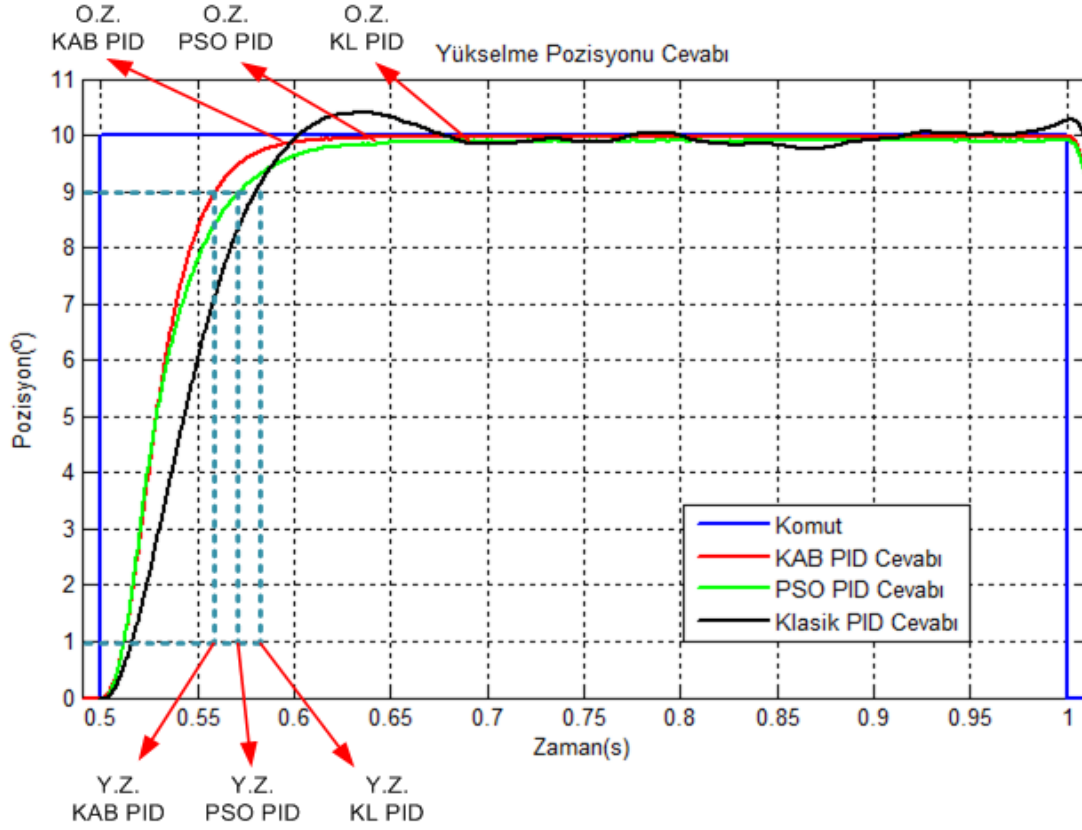
hatanın büyümesi engellenmekte ve belirli bir aralıkta tutulmaktadır. PSO PID ile yaklaşık 150 milidirecelik hata değerleri oluşmuştur. Bu hata değerinin, kare dalga komutu ile yapılan testlerde, sistem cevabının durağan hale geldikten sonraki hata değerleri ile örtüştüğü görülmektedir. Klasik PID kontrolcüsü ile yapılan testlerde ise 350 milidirecelik salınıma sahip hata değerleri gözlenmiştir.

GZT kapsamında ikinci olarak, yükselme ekseninde gimbale kare dalga ve rampa referans komutları verilmiştir. Şekil 5.10.'da kare dalga komutuna karşılık gelen yükselme pozisyonu cevapları görülmektedir.



Şekil 5.10. Gimbal yükselme eksenine kare dalga komutu pozisyon cevapları

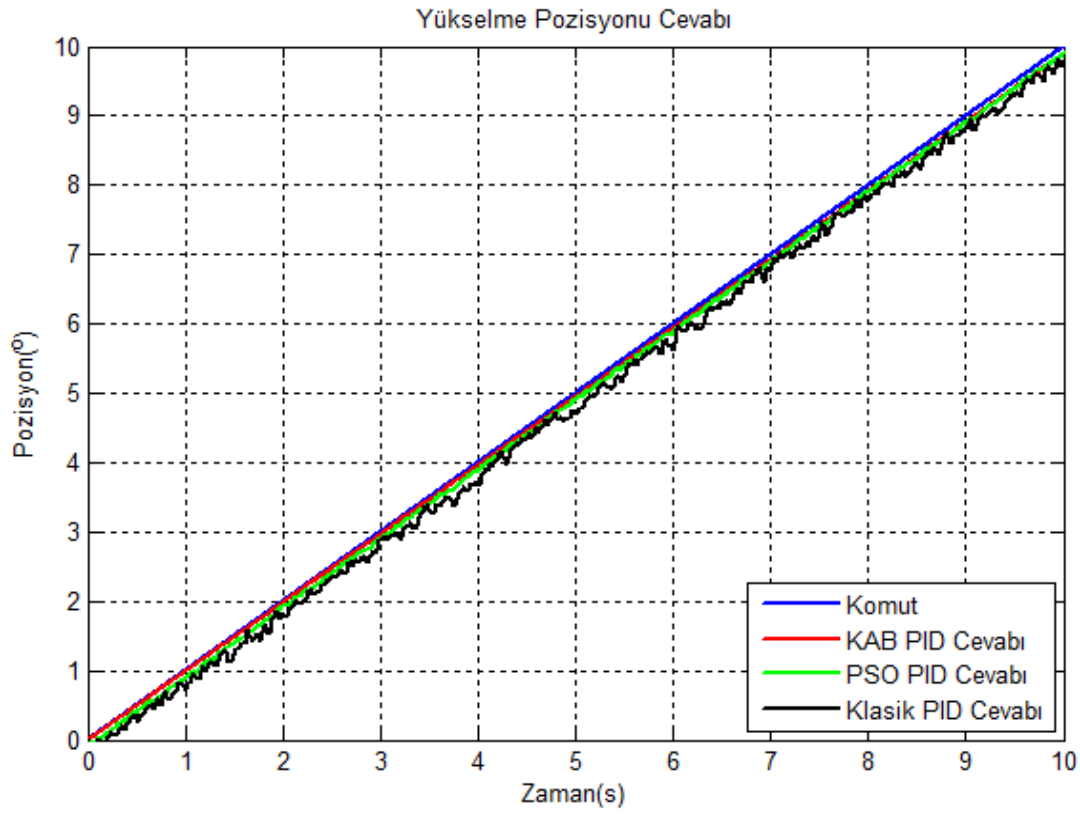
Şekil 5.11.'de yükselme ekseninden kare dalga referans komutuna karşılık elde edilen pozisyon cevaplarının 0,5 – 1,0 saniye aralığında ki yakın plan gösterimi verilmiştir.



Şekil 5.11. Gimbal yükselme eksenini kare dalga komutu pozisyon cevapları (yakın plan)

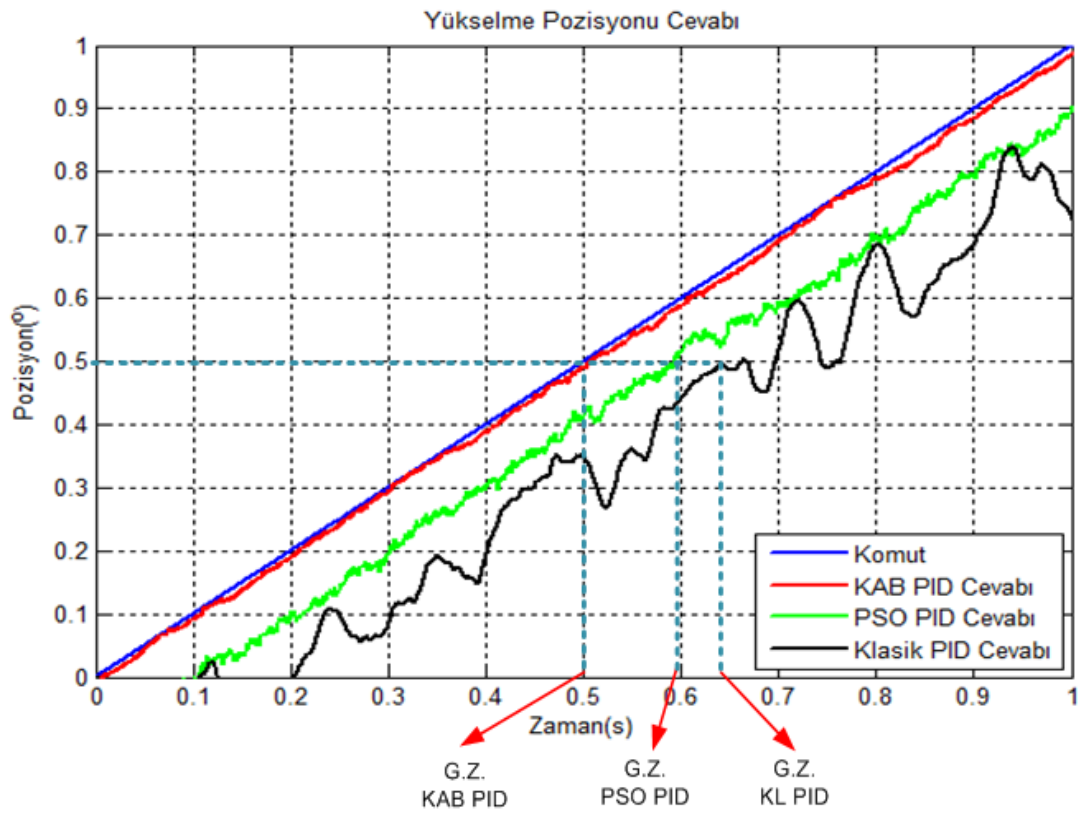
Sapma ekseninde KAB PID kontrolcü ile 47,5 ms yükselme zamanı ve 100 ms oturma zamanı elde edilmiştir. KAB PID ile ayrıca 10 derecelik kare dalga komutunda 18 miliderece kalıcı durum hatası oluşmuştur. PSO YSA PID kontrolcü ile 60 ms yükselme zamanı, 150 ms oturma zamanı elde edilmiş ve 100 miliderecelik kalıcı durum hatası oluşmuştur. Klasik PID kontrolcü ile de 67 ms yükselme zamanı, 190 ms oturma zamanı elde edilmiş ve 200 miliderecelik kalıcı durum hatası oluşmuştur. Sistemin anlık hata değişimine olan tepkisini ölçmek amacıyla uygulanan kare dalga komutuna karşılık yükselme ekseninde de en etkin cevabı KAB PID kontrolcü vermiştir.

Yükselme ekseninde son olarak rampa referans komutu ile tüm kontrolcü alternatifleri kapsamında testler yapılmıştır. Şekil 5.12.'de rampa komutuna karşılık gelen sapma pozisyonu cevapları görülmektedir.

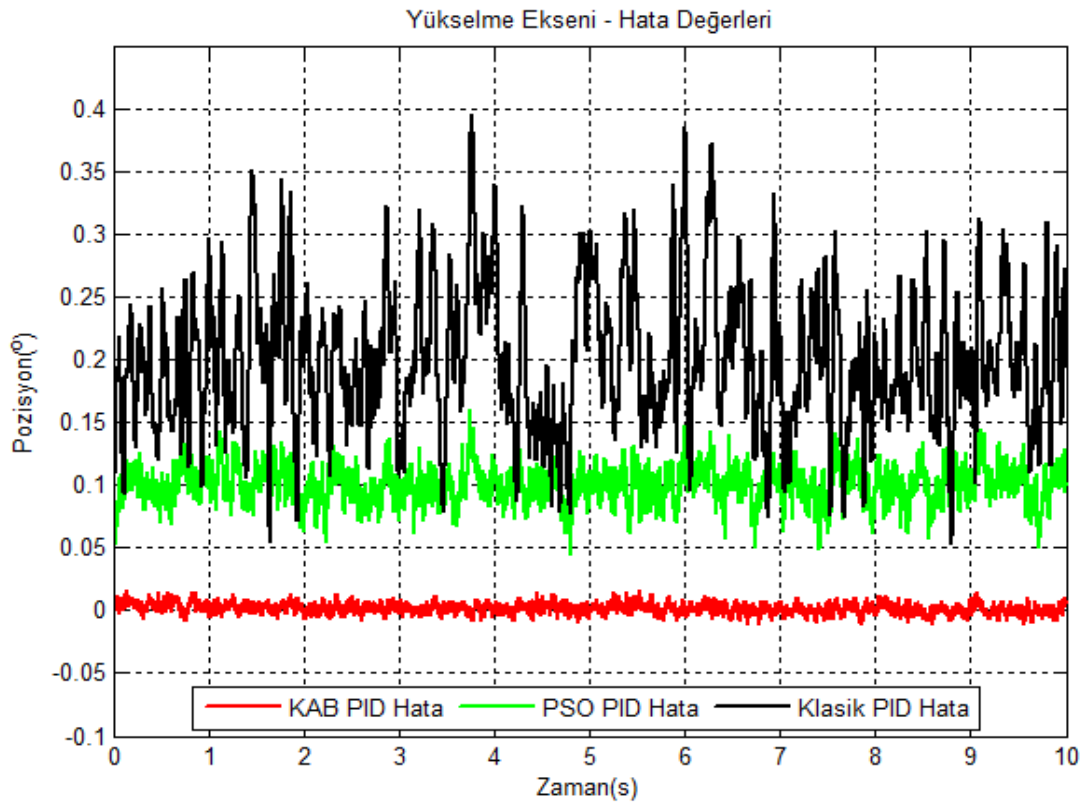


Şekil 5.12. Gimbal yükselme eksen rampa komutu pozisyon cevapları

Şekil 5.13.'te yükselme ekseninden, rampa referans komutuna karşılık elde edilen pozisyon cevaplarının 0 – 1,0 saniye aralığında ki yakın plan gösterimi verilmiştir. Yükselme ekseninde KAB PID kontrolcü ile 20 ms gecikme zamanı elde edilmiştir. PSO YSA PID kontrolcü ile 95 ms gecikme zamanı ve Klasik PID ile de 165 ms gecikme zamanı elde edilmiştir. Şekil 5.14.'te yükselme eksen rampa testlerinde elde edilen hata değerleri gösterilmiştir.



Şekil 5.13. Gimbal yükselme eksen rampa komutu pozisyon cevapları (yakın plan)



Şekil 5.14. Gimbal yükselme eksen rampa testi hata değerleri

Yükselme eksenini rampa testlerinde KAB PID kontrolcü ile 0 etrafında yaklaşık 20 milidirecelik hatalar oluşmuştur. PSO PID ile yaklaşık 150 milidirecelik hata değerleri oluşmuştur. Klasik PID kontrolcüsü ile yapılan testlerde ise 400 milidirecelik salınımına sahip hata değerleri gözlenmiştir. Yükselme ekseninde gerçekleştirilen testlere ait sonuçlar sapma eksenini testleri sonuçlarına benzer çıkmıştır.

Gimbal eksenlerinin cirooskop tabanlı kontrol çalışmalarında eksenlere ayrı ayrı kare dalga ve rampa referans komutları uygulanmış ve sistem cevapları toplanmıştır. Kare dalga referans komutlarına karşılık yükselme zamanı, oturma zamanı ve kalıcı hata bakımından en iyi cevapları KAB PID vermiştir. Kare dalga referans komutlarına cevap vermekte sistemleri en çok zorlayan unsur yükselme zamanıdır. Hızlı bir yükselme zamanı istenildiğinde seçilen katsayılar sistem cevabında yüksek aşımara ve osilasyonlara sebep olabilmektedir. Osilasyonu önlemek amacıyla seçilen küçük katsayılar ise yükselme zamanının uzamasına ve dolayısıyla sistem cevabının gecikmesine neden olmaktadır. KAB PID ise hatanın büyük olduğu yerde katsayıları yükselterek sistem cevabını hızlandırmakta ve hatanın azaldığı yerde katsayıları düşürerek yüksek aşımara ve osilasyona sebep olmadan sistem cevabını istenilen değere getirmektedir. Sistem modeli üzerinden bilgisayar ortamında çevrimdışı olarak katsayıları hesaplayan YSA PSO PID ise geleneksel yöntemlerle ayarlanan PID kontrolcüye göre daha başarılı sonuçlar vermiştir. Geleneksel PID yöntemi, sisteme ait transfer fonksiyonunun başarılı bir şekilde çıkarılabildiği, doğrusal sistemlerde başarılı olabilmektedir. GS'de ağırlıklı olarak mekanik ve cirooskop gürültüsüne dayanan belirsizlikler geleneksel PID kontrolcünün başarısız olmasına sebep olmaktadır. YSA PSO PID'de ise bilgisayar ortamında, dinamik ve kinematik modellerin içerisine cirooskop gürültüsünün ve mekanik sürtünmelerin eklenmesiyle hazırlanan GS modeli üzerinde yapılan optimizasyon çalışmaları ile daha uygun katsayılar bulunmuş ve daha başarılı sonuçlar elde edilmiştir. GZT'lerde gerçekleştirilen testlerde elde edilen verilere göre hazırlanan kontrolcü performansları Çizelge 5.1.'de verilmiştir.

Çizelge 5.1. Kontrolcü performansları karşılaştırma - GZT

Sistem Cevabı Analizi	KAB PID		PSO PID		PID	
	S. E.	Y. E.	S. E.	Y. E.	S. E.	Y. E.
Yükselme Zamanı (sn)	0,046	0,047	0,062	0,06	0,073	0,067
Oturma Zamanı (sn)	0,10	0,10	0,15	0,15	0,28	0,19
Kalıcı Durum Hatası (derece)	0,02	0,018	0,10	0,10	0,20	0,20
Maksimum Aşım (derece)	0	0	0	0	0.26	0.40

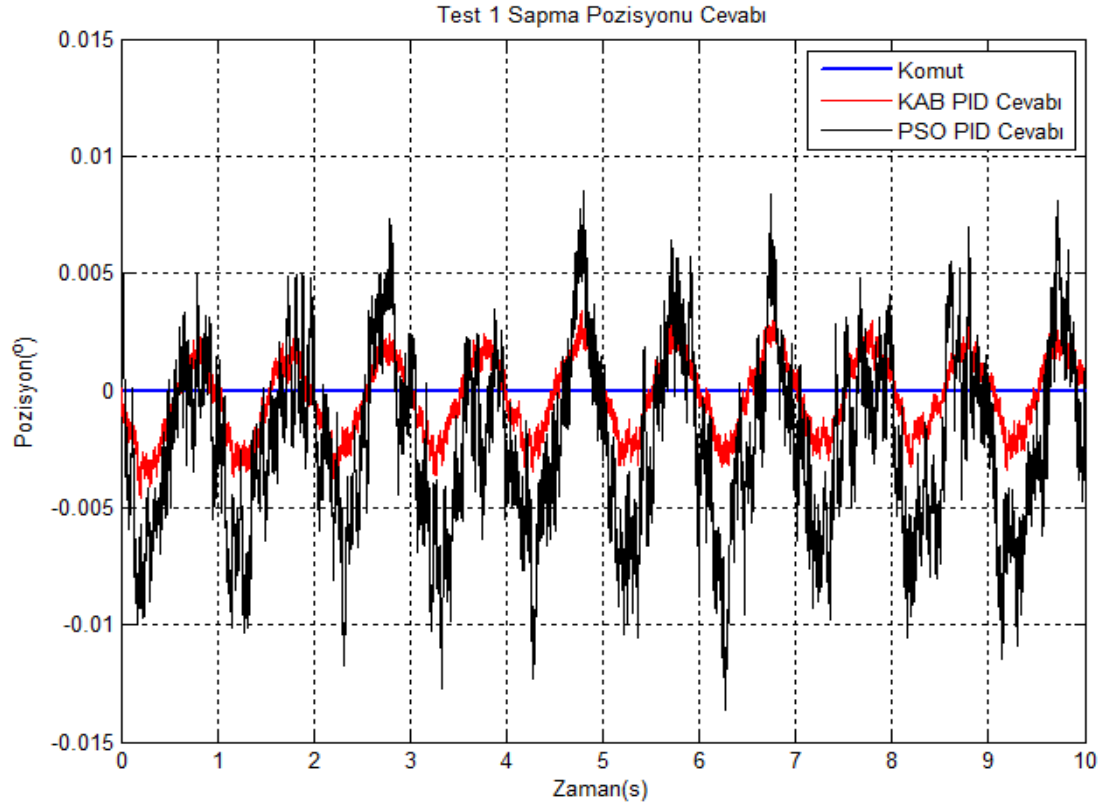
S.E.: Sapma Ekseni, Y.E.: Yükselme Ekseni

Analiz çalışmalarının ikinci bölümünde uçuş simülatörü (US) ile test çalışmaları yapılmıştır. Testler esnasında gimble, Stewart platformu ile füzenin uçuş esnasında maruz kalabileceği bozucu etkiler verilmiştir. Bozucu etkiler, farklı genlik ve frekans değerlerinde sinüs sinyali olarak uygulanmıştır. Füzenin manevralarını simüle edebilmek amacıyla; uçuşun genel durumunu simüle etmek için yüksek genlik düşük frekans (10 derece – 1 Hz), ani yön değiştirmeler ve titreşim durumunu simüle etmek için düşük genlik yüksek frekans (1 derece – 10 Hz) ve genel yön değişimini simüle etmek için orta genlik ve frekans (5 derece – 2 Hz) değerlerine sahip bozucu etkiler uygulanmıştır. Masa üzerinde gerçekleştirilen testlerde Klasik PID kontrolcünün yetersiz kalması sebebiyle, US ile gerçekleştirilen testlerde GS kapsamında KAB PID ve PSO YSA PID kontrolcülerini kullanılmıştır. US ile gerçekleştirilen testlerde stewart platformu ile Çizelge 5.2.'de verilen bozucu etkiler uygulanmıştır.

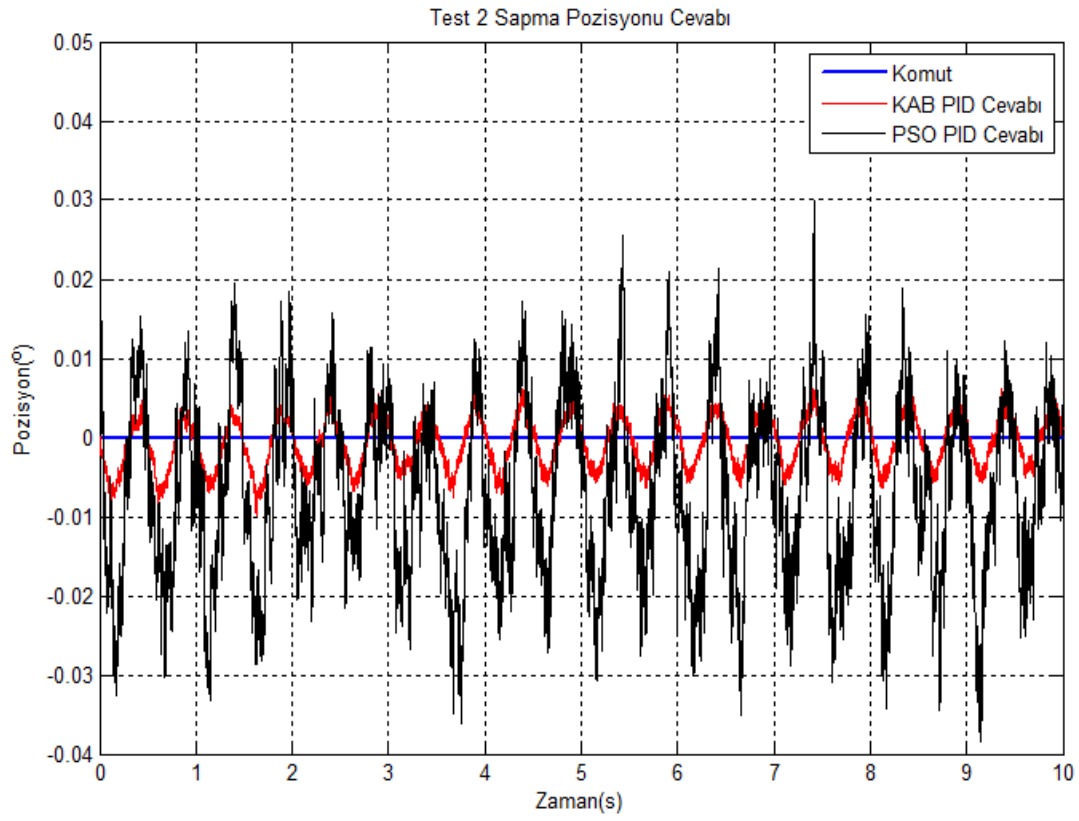
Çizelge 5.2. US testlerinde uygulanan bozucu etkiler

Testler	Bozucu Etki (Sinüs)			
	Sapma Ekseni		Yükselme Ekseni	
	Genlik (derece)	Frekans (Hz)	Genlik (derece)	Frekans (Hz)
Test 1	10	1	0	0
Test 2	5	2	0	0
Test 3	1	10	0	0
Test 4	0	0	10	1
Test 5	0	0	5	2
Test 6	0	0	1	10

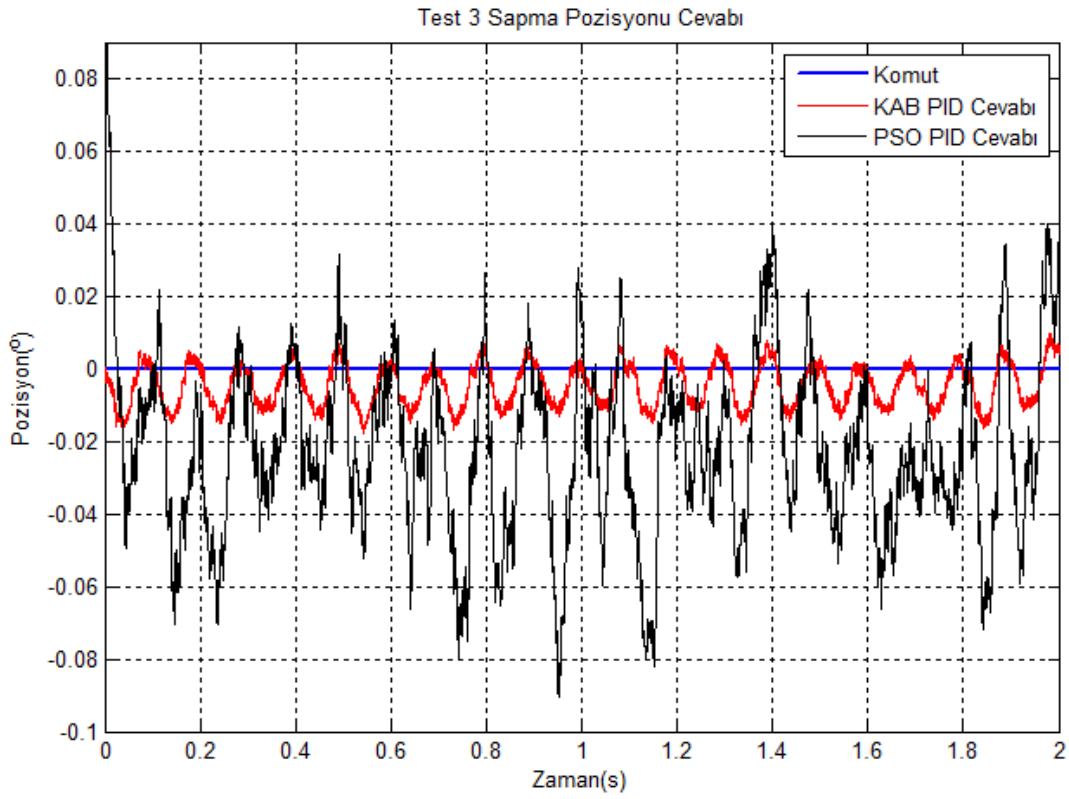
Testler ilk olarak sapma ekseninde gerçekleştirilmiştir. Testlerde gimble her iki ekseninde 0 komutu verilmiş ve Stewart platformundan sırası ile Test 1, Test 2 ve Test 3'te verilen bozucu etkiler uygulanmıştır. Bu koşullar altında elde edilen sapma pozisyonu cevapları Şekil 5.15., Şekil 5.16. ve Şekil 5.17.'de verilmiştir.



Şekil 5.15. Test 1 sapma eksen pozisyon cevapları

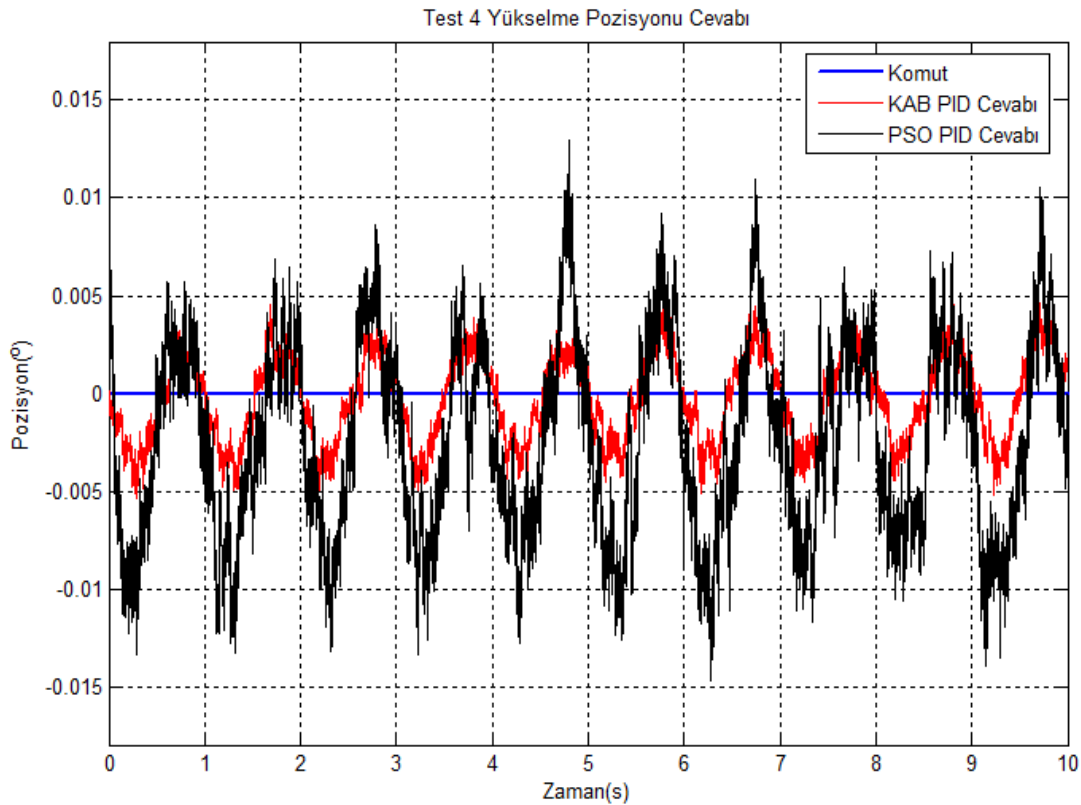


Şekil 5.16. Test 2 sapma eksen pozisyon cevapları

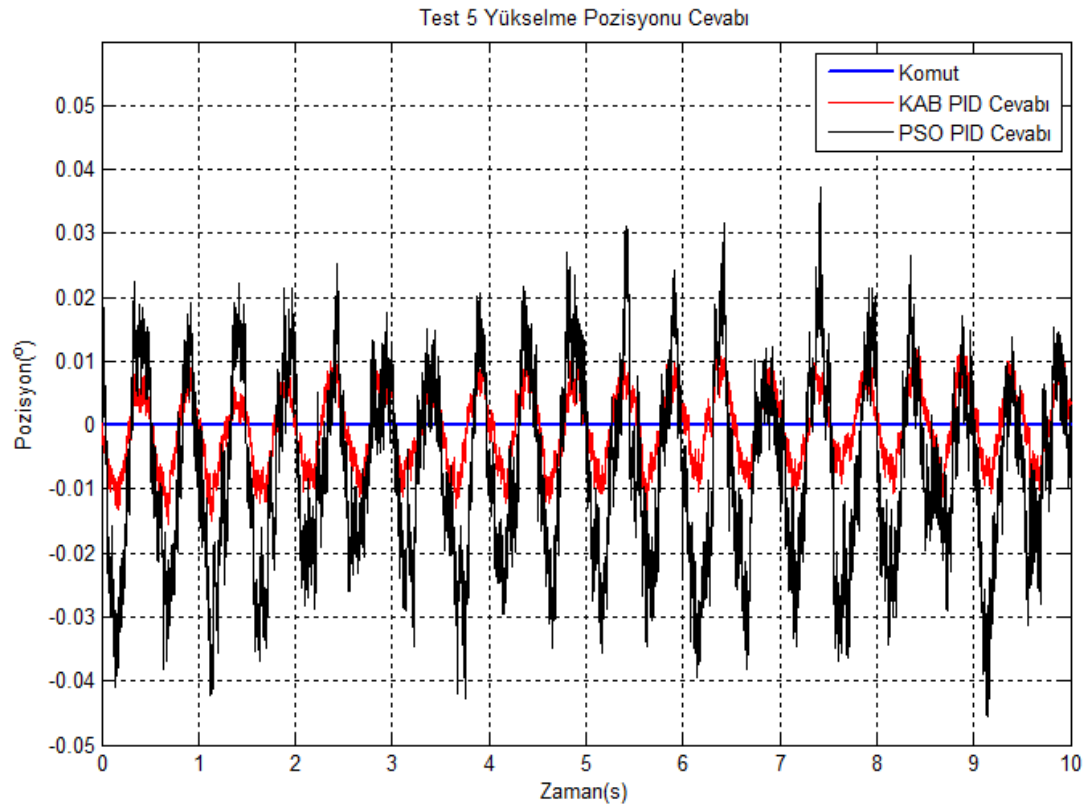


Şekil 5.17. Test 3 sapma eksen pozisyon cevapları

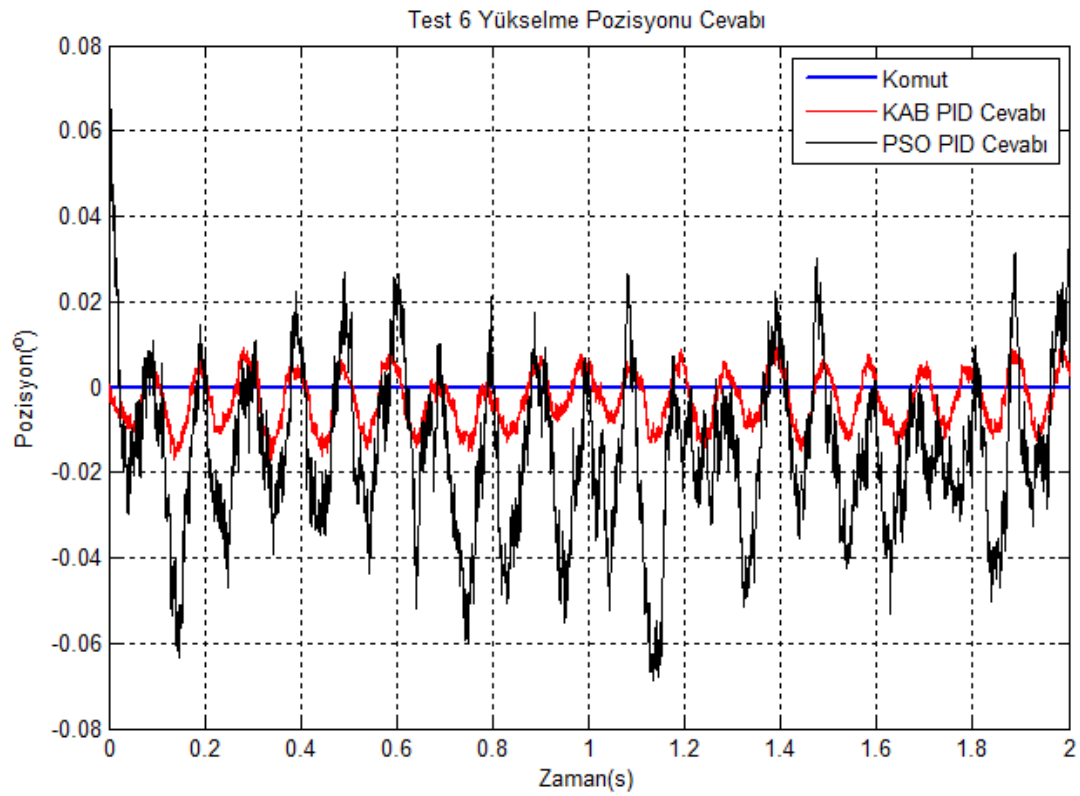
Sapma ekseninde gerçekleştirilen testlerde KAB PID kontrolcü ile Test 1’de 5 milidirecelik, Test 2’de 12 milidirecelik ve Test 3’te 20 milidirecelik hatalar ile stabilizasyon gerçekleştirilmiştir. Testler esnasında, füze hareketlerinden gelen bozucu etkilerin frekans değerlerinin artması ile stabilizasyonun daha fazla etkilendiği görülmüştür. Gürültülü bir profile sahip olan Test 3, genlik değeri düşük olmasına karşın yüksek frekansa bir titreşime sahip olması dolayısıyla sistemin kontrolünü zorlaştırmıştır. Buna karşın KAB PID, değişken koşullara uyum sağlayabilme özelliği sayesinde, 20 milidirecelik hata ile olsa da GS’yi 0 civarında tutmayı başarmıştır. PSO PID kontrolcü ile gerçekleştirilen testlerde sırası ile Test 1’de 15 milidirecelik, Test 2’de 50 milidirecelik ve Test 3’te 100 milidirecelik hatalar ile stabilizasyon gerçekleştirilmiştir. Sapma ekseninden sonra aynı testler yükselme ekseninde de gerçekleştirilmiştir. Yükselme ekseninde testlerinde elde edilen pozisyon cevapları Şekil 5.18., Şekil 5.19. ve Şekil 5.20.’de verilmiştir.



Şekil 5.18. Test 4 yükselme ekseninde pozisyon cevapları



Şekil 5.19. Test 5 yükselme eksen pozisyon cevapları



Şekil 5.20. Test 6 yükselme eksen pozisyon cevapları

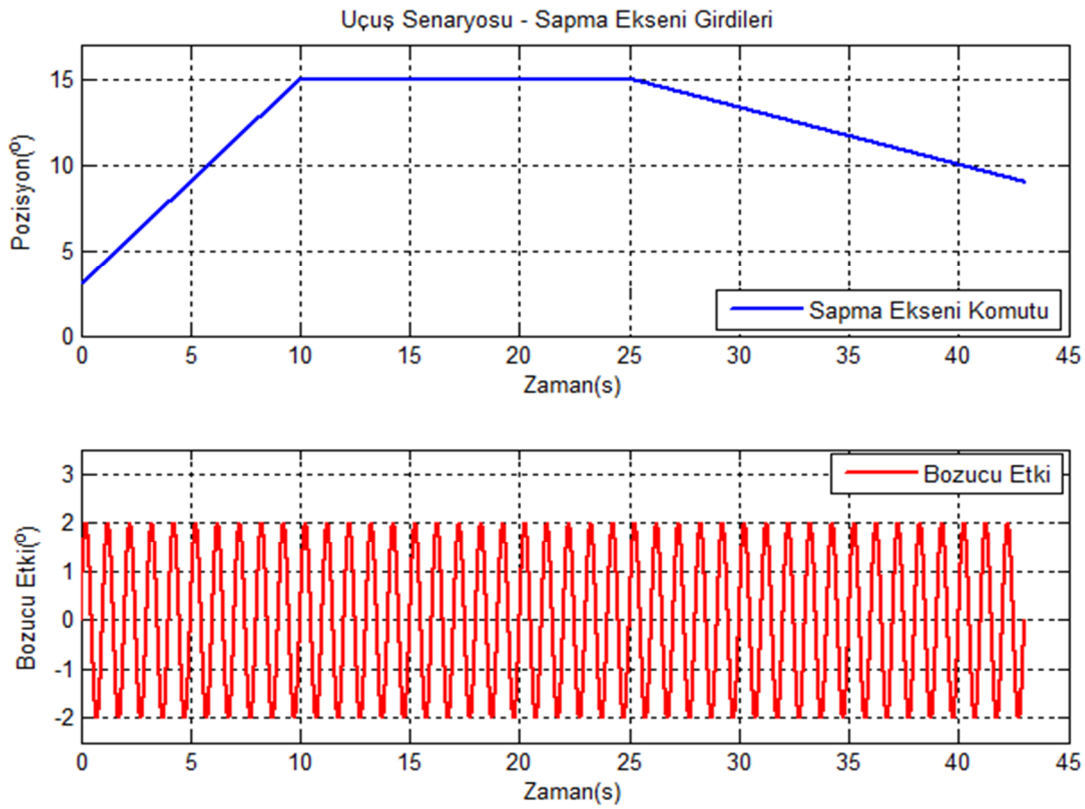
Yükselme ekseninde gerçekleştirilen testlerde KAB PID kontrolcü ile Test 1’de 8 miliderecelik, Test 2’de 17 miliderecelik ve Test 3’te 25 miliderecelik hatalar ile stabilizasyon gerçekleştirilmiştir. Yükselme eksen testlerinde de sapma ekseninde olduğu gibi, füze hareketlerinden gelen bozucu etkilerin frekans değerlerinin artması ile stabilizasyonun daha fazla etkilendiği görülmüştür. Yükselme ekseninde oluşan hata değerlerinin sapma ekseninden daha fazla olduğu görülmektedir. Bölüm 3.2.’de gerçekleştirilen sistem kimliklendirme testlerinde, kameranın taşındığı yükselme ekseninin (iç eksen) atalet ve mekanik sürtünme değerlerinin sapma eksen (dış eksen) değerlerine göre daha fazla olduğu hesaplanmıştı. Bu farklar, yükselme eksenini kontrol eden DA motoruna daha fazla yük olarak etki etmiş ve bu eksen de stabilizasyon hatasının daha fazla olmasına sebep olmuştur. Yükselme ekseninde, PSO PID kontrolcü ile gerçekleştirilen testlerde sırası ile Test 1’de 20 miliderecelik, Test 2’de 65 miliderecelik ve Test 3’te 105 miliderecelik hatalar ile stabilizasyon gerçekleştirilmiştir.

Gimbalin stabilizasyonu kapsamında yapılan US’de, Stewart platformundan uçuşu simüle edecek şekilde bozucu etkiler uygulanmıştır. Etkileri eksenel olarak görebilmek amacıyla ilk olarak eksenel bazlı uygulanmış ve ilgili eksene 0 komutu verilerek etkiye karşı sistemin direnci test edilmiştir. Bu testler kapsamında da GZT’de olduğu gibi KAB PID ile GS üzerinde etkin bir kontrol gerçekleştirilmiştir. KAB PID testlerde bozucu etkiye karşı 20 miliderecelik hatalarla stabilizasyonu gerçekleştirmiştir. YSA PSO PID ise testlerde ortalama 100 miliderecelik hatalarla stabilizasyonu gerçekleştirebilmiştir. US ile gerçekleştirilen uçuş simülasyonu testlerinde, KAB PID ile çalışmanın hedef değeri olan %1’den daha düşük yaklaşık %0,2 - 0,3 hata değerleri ile stabilizasyon gerçekleştirilmiştir. YSA PSO PID ise %1 civarında hata değerleri ile gimbal sisteminin stabilizasyonunu gerçekleştirmiştir. Test çalışmaları sonucunda KAB PID kontrolcünün, gimbal stabilizasyonu uygulamasında, gerçek sistem üzerinde kullanılabileceği görülmüştür. US testlerinde gerçekleştirilen testlerde elde edilen verilere göre kontrolcü performansları Çizelge 5.3.’te verilmiştir.

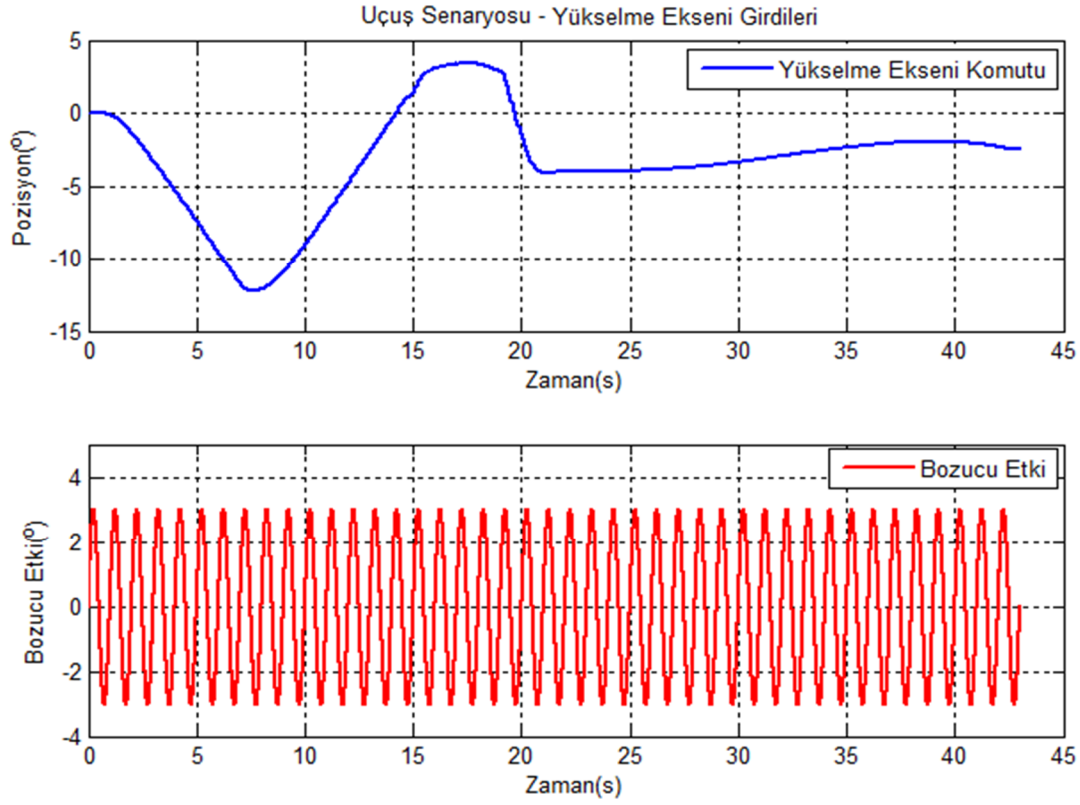
Çizelge 5.3. Kontrolcü performansları karşılaştırma – US

Test	Sapma Eksen Hatası (miliderece)		Yükselme Eksen Hatası (miliderece)	
	KAB PID	PSO PID	KAB PID	PSO PID
10 Derece – 1 Hz	5	15	8	20
5 Derece – 2 Hz	12	50	17	65
1 Derece – 10 Hz	20	100	25	105

Eksenel testlerden sonra, gerçek füze uçuşunu simüle etmek amacıyla, US'den gimbal sistemine, taktik füzenin uçuşuna ait örnek bir senaryoyu canlandırmak için, kamera pozisyonu referans komutları ve Stewart platformundan, her iki eksene birden füze manevralarını simüle eden bozucu etkiler uygulanmıştır. Testlerde US testlerinde başarılı sonuçlar elde edilen ve çalışma gereksinimlerini sağlayabilen KAB PID kontrolcü kullanılmıştır. Şekil 5.21.'de sapma eksen referans komutları ve bozucu etkileri, Şekil 5.22.'de de yükselme eksen referans komutları ve bozucu etkileri verilmiştir.

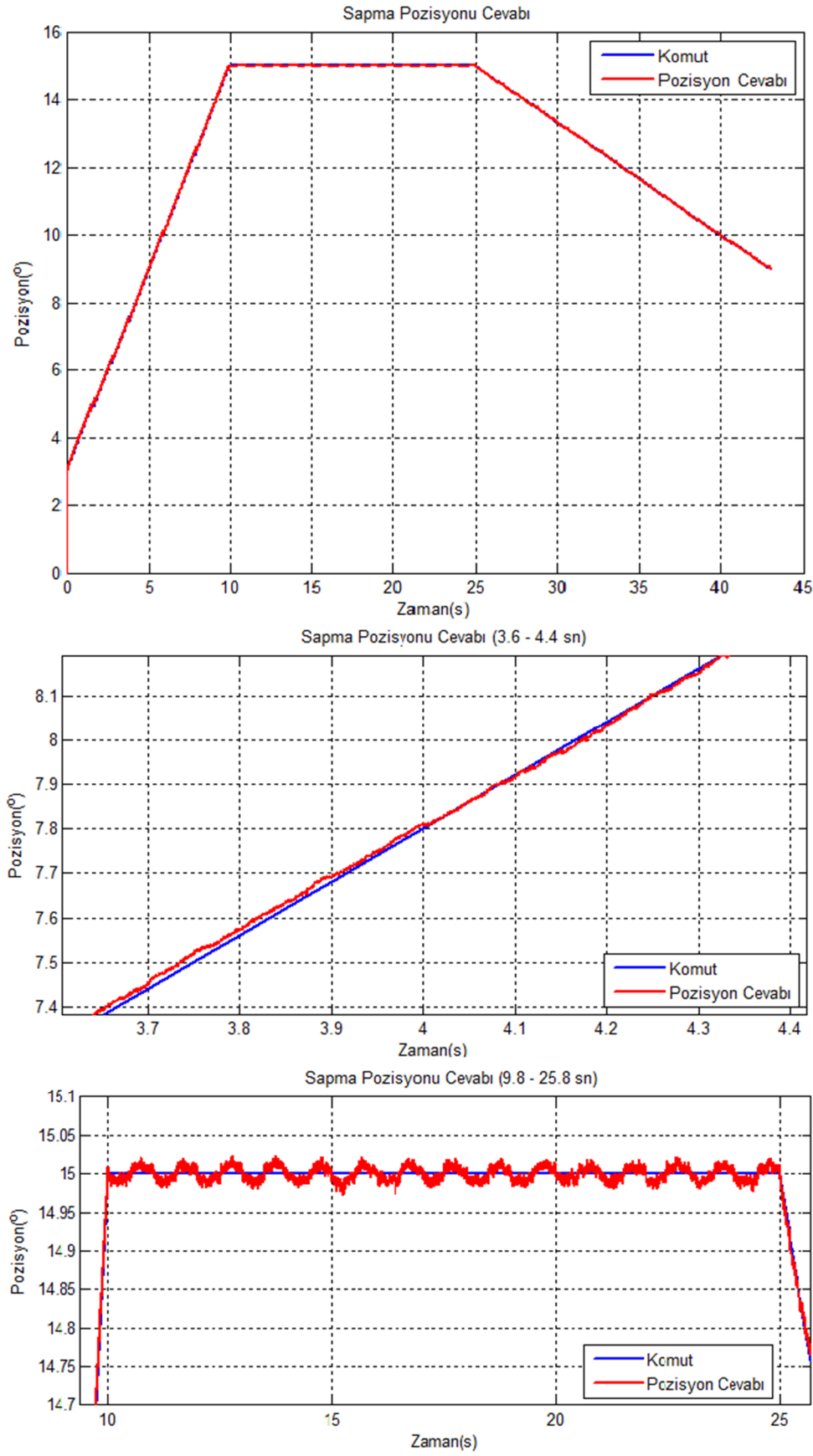


Şekil 5.21. Uçuş senaryosu testi - sapma eksen girdileri

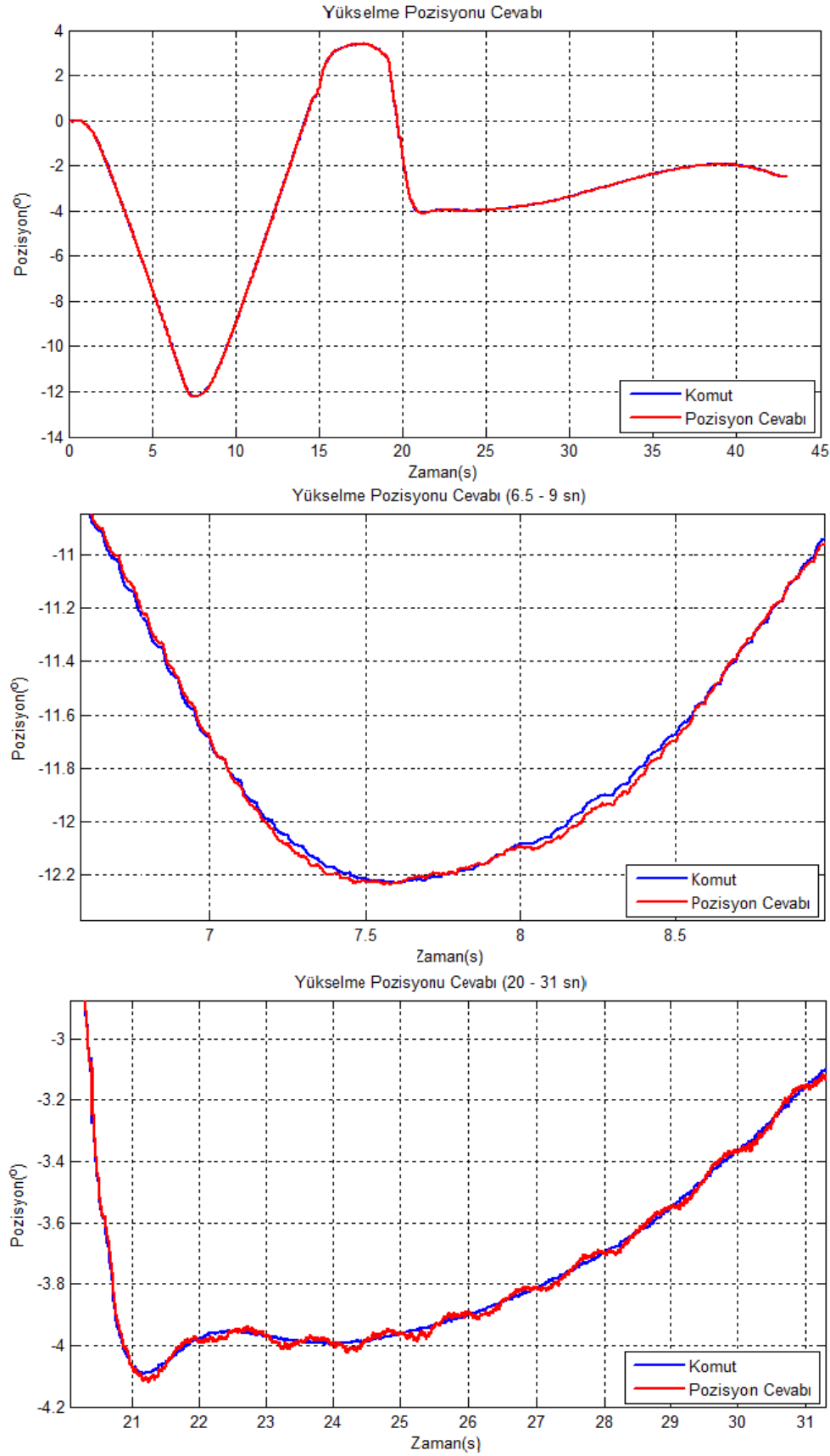


Şekil 5.22. Uçuş senaryosu testi - yükselme eksen girdileri

Şekil 5.23.'te uçuş senaryosu testinde elde edilen sapma eksen pozisyon cevapları bulunmaktadır. Sonuçların görsel açıdan daha anlaşılır olması için 3,6 – 4,4 sn ve 9,8 – 25,8 sn aralıkları yakın planda gösterilmiştir. Şekil 5.24.'te ise uçuş senaryosu testinde elde edilen yükselme eksen pozisyon cevapları bulunmaktadır. Sonuçların görsel açıdan daha anlaşılır olması için 6,5 – 9 sn ve 20 – 31 sn aralıkları yakın planda gösterilmiştir. Uçuş senaryosu testinde, ana bilgisayardan GS'ye her iki eksen için farklı kamera pozisyonu komutları ve stewart platformundan her iki eksen için farklı bozucu etkiler uygulanmıştır. Testler sonucunda KAB PID kontrolcünün, örnek bir uçuş simülasyonunda, gimbal stabilizasyonunu başarıyla yerine getirdiği görülmüştür. Testlerde eksenler için farklı genlik ve frekans değerlerine sahip sinüs bozucu etkisi uygulanmıştır. Bozucu etkiler altında eksenler kapsamında 10 – 20 miliderecelik hata değerleri ile stabilizasyon sağlanmıştır.



Şekil 5.23. Uçuş senaryosu testi - sapma eksenli pozisyon cevapları



Şekil 5.24. Uçuş senaryosu testi - yükselme eksenini pozisyon cevapları

6. SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu tez çalışmasında, taktik füzede kullanılacak iki eksenli gimbal sisteminin stabilizasyonu kapsamında kontrolcü tasarımı ve uygulamaya aktarım çalışmaları gerçekleştirilmiştir. Kontrolcü kapsamında üç farklı PID kontrol sistemi tasarlanmış ve gerçek sistem üzerine aktarılarak GS stabilizasyonu üzerinde ki etkileri incelenmiştir. Çalışma kapsamında tasarlanan kontrolcüler; kendinden uyarlamalı PID kontrolcünün katsayılarını çevrimiçi ayarlamak amacıyla bulanık mantık destekli bir kontrolcü, PID katsayılarını çevrimdışı hesaplayan YSA PSO yöntemi içeren PID kontrolcü ve geleneksel PID kontrolcüdür. Bu bölümde tez çalışması kapsamında yapılanlar, elde edilen sonuçlar, sonuçların değerlendirmeleri ve literatürde gerçekleştirilen benzer çalışmalar ile karşılaştırmalar ayrı ayrı değerlendirilmiştir.

6.1. Tez Çalışması Kapsamında Yapılanlar

Yapılanlar aşağıda maddeler hâlinde verilmiştir.

- ✓ Literatür tarama çalışmaları tez döneminin her aşamasında devam etmiştir. Öncelikli olarak GS kapsamında gerçekleştirilen modelleme ve benzetim çalışmaları analiz edilmiştir.
- ✓ Benzetim çalışmaları kapsamında ilk olarak GS'nin hareketlerini tanımlayabilmek amacıyla ters ve düz kinematik denklemler çıkarılmış ve bilgisayar ortamında modellenmiştir.
- ✓ Benzetim çalışmalarının ikinci aşamasında GS'nin enerji denklemlerini içeren dinamik denklemleri çıkarılmış ve modellenmiştir.
- ✓ GS'nin mekanik modelinin olgunlaşmasıyla sistemde kullanılabilecek alt sistemlerin belirlenmesi çalışmalarına geçilmiştir. Alt sistemleri belirleyebilmek amacıyla alternatifleri karşılaştırabilmek için bilgisayar ortamında sırasıyla aşağıdaki modeller oluşturulmuştur.
 - DA motoru modeli,
 - Enkoder modeli,

- Sürücü devre modeli
- Cirooskop modeli

✓ Alt sistemlere ait modellerin oluşturulmasıyla GS'nin modeli tamamlanmıştır. Mekanik prototiplerin hazırlanması ve komponentlerin tedarigi ile GS kapsamında deneysel çalışmalar yapılmaya başlanmıştır.

✓ Çalışmalara ilk olarak eksen kontrolcülerinin tasarımı ile başlanmıştır. Bu kapsamda eksenlere ait transfer fonksiyonu hazırlanmış ve Matlab ortamında kontrolcü tasarım çalışmaları yapılmıştır.

✓ Eksenler kapsamında mekanik sıkıntılara bağlı olarak modelin gerçek sistem ile uyuşmadığı görülmüş ve bu kapsamda SK çalışmaları gerçekleştirilmiştir.

✓ SK çalışmaları sonucunda eksen modelleri tamamlanmış ve herbir eksen için ayrı ayrı kontrolcüler tasarlanmıştır. Kontrolcü tasarımı kapsamında farklı alternatifler arasından yapılan deneysel çalışmalar sonucunda uygun olan kontrolcü belirlenmiştir.

✓ Stabilizasyon çalışmaları kapsamında ilk olarak test sistemleri hazırlanmıştır. Bu kapsamda;

- Herbir eksenin cirooskop tabanlı kontrolünü gerçekleştirmek amacıyla gerçek zamanlı test sistemi hazırlanmıştır.
- GS'nin füzenin uçuşu anındaki etkilere karşı durumunu analiz etmek amacıyla da US hazırlanmıştır.

✓ Stabilizasyon algoritmaları tasarımı kapsamında ilk olarak teze adını veren, kendinden uyarlamalı PID kontrolcüsü geliştirilmiştir. Hedef takibinde GS'nin kendisine gelen komutlara yüksek hızda cevap verbilmesi gerekmektedir. Bu kapsamda yapılan literatür taraması çalışmasında GS'ye benzer robotik uygulamalarda çevrimiçi katsayı hesaplamada Bulanık Mantık ile başarılı sonuçlar elde edildiği görülmüştür. Tez çalışmasında da uyarlama kapsamında katsayı hesaplama yöntemi olarak kendinden ayarlamalı bulanık mantık tasarlanmıştır.

✓ KAB PID'ye alternatif olarak, çevrimiçi uyarlama sistemini karşılaştırmak amacıyla çevrimdışı katsayı hesaplama yöntemleri kullanılarak katsayılar hesaplanmıştır. Bu kapsamda;

- GS modeli üzerinde optimizasyon yöntemi ile katsayı hesaplayan YSA PSO tasarlanmış ve model üzerinde yapılan çalışmalar ile PID katsayıları hesaplanmıştır.
- Geleneksel yöntemlerden Butterworth polinomları kullanılarak PID katsayıları hesaplanmıştır.
- ✓ Son olarak geliştirilen tüm stabilizasyon algoritmaları hazırlanan test sistemleri ile GS üzerinde test edilmiş ve sistem cevapları analiz edilmiştir.

6.2. Sonuçlar ve Değerlendirme

Literatürdeki benzer gimbal uygulamalarında, genellikle stabilizasyon algoritmasının cirooskop tabanlı tek kontrol döngüsünden oluştuğu görülmüştür. Ciroskoptan alınan dönü bilgisinin, eksen motorlarının kontrolüne yönelik çevrilip uygulanması sırasında, cirooskop gürültüsü ve kinematik çevrimden kaynaklı hatalar dolayısıyla toplam hata değerleri birikmekte ve motor kontrolü kapsamında gerekli olan referans değeri farklılaştırmaktadır. Bu nedenle tez çalışması kapsamında çift döngülü bir kontrol sistemi tasarlanmıştır. Kontrol döngüsünün iç kısmında eksen motorlarının kontrolüne yönelik kontrolcü tasarlanmıştır. Eksen kontrolünde oluşacak hatalar dış döngüdeki stabilizasyon algoritmasına fazladan yük getirecektir. Bu kapsamda iç eksen motoruna yönelik sadece pozisyon kontrolü yapılmamış hız ve akım gibi iç dinamiklerinde kontrolü yapılarak daha hassas ve gürbüz bir kontrol sistemi oluşturulmuştur. Dış stabilizasyon algoritmasında ise hataları minimumda tutmak amacıyla katsayıları sistem cevabına göre kendinden güncellenebilen bir PID kontrol sistemi geliştirilmiştir. GS’de kablo direngenliği, mekanik sürtünme ve eksen kaçıklıkları gibi durumlardan dolayı eksenlerde farklı açılarda kontrol motorlarına farklı yükler düşebilmektedir. Bu kapsamda tasarlanan KAB PID ile PID katsayıları kontrolün her anına özel farklı olarak ayarlanmış ve daha etkin bir kontrolcü elde edilmiştir. US’de yapılan testlerde KAB PID ile 10 derecelik basamak komutunda %0.2’lik ve bozucu etkiler altında 20 miliderece değerlerinde stabilizasyon hatalarına ulaşılmış ve GS füze isterlerine yanıt verebilir hale gelmiştir.

Literatürde gimbal vb. sistemlerin stabilizasyonu kapsamında gerçekleştirilen çalışmalar ağırlıklı olarak bilgisayar ortamında geliştirilen simülasyon çalışmalarından oluşmaktadır. Gerçek donanım üzerinde gerçekleştirilen çalışmalarda araştırmacılar; iki eksenli cirooskop tabanlı bir platformun stabilizasyonunda kullanılan bulanık mantık kontrolcüsü [88] ile

%1 civarında, hava aracında kamera taşıma amacıyla kullanılan bir gimbal sisteminin stabilizasyonu kapsamında gürbüz kontrolcü ile 170 miliderece ve kayan kipli kontrolcü ile 65 miliderece civarında [89] ve hedef takibinde kullanılan kamerayı taşıyan gimbal sisteminin stabilizasyonu kapsamında geliştirilen adaptif kontrolcü ile 500 miliderece civarında hata değerleri [12] elde etmişlerdir. Bu tez çalışmasında, literatürde bulunan çalışmalara alternatif olarak geliştirilen kendinden uyarlamalı bulanık mantık kontrolcüsü ile hata değerleri 20 miliderece civarına kadar düşürülebilmektedir. Kontrolcünün füze sisteminde kullanılacak olması sebebiyle, çalışmalarda sistemin basamak komutuna olan tepkileri de incelenmiş, özellikle aşım ve osilasyon olmadan hızlı yükselme zamanına sahip olabilmesi için bulanık mantık sistemi kapsamında uygun kuralların ve üyelik fonksiyonlarının belirlenmesi gerçekleştirilmiştir. Çalışmalar sonucunda 2. Bölüm’de verilen füze isterlerine göre, test çalışmaları sonucunda KAB PID kontrolcünün stabilizasyon uygulamasında, gerçek füze üzerinde kullanılabileceği görülmüştür.

GS stabilizasyonu alanında ilk kez önerilen bu stabilizasyon yöntemi kapsamında yapılan çalışmaların, ülkemizde savunma sanayii çalışmalarında, arayıcı başlık çalışmalarının daha ileriye taşınmasına katkılar sağlayacağı değerlendirilmektedir. Çalışmanın geçerliliğini ortaya koymak amacıyla gerçek füze uçuş koşullarının simüle edildiği test sistemi kurulmuş ve stabilizasyon algoritması GS üzerinde test edilerek farklı bozucu etkiler altındaki cevapları incelenmiştir. Bu çalışmanın ayrıca GS benzeri robotik uygulamalar kapsamında da araştırmacılara örnek olacağı düşünülmektedir.

KAYNAKLAR

1. Yun-xia, X., Qi-lianga, B., Zhi-jun, L. and Qiong-yan, W. (2012). 2-Port Internal Model Control for Gyro Stabilized Platform of Electro-Optical Tracking System, *Acquisition, Tracking, Pointing, and Laser Systems Technologies XXVI, SPIE Proceedings*, 8395.
2. Smith, B.J., Schrenk, W.J., Gass, W.B. and Shtessel, Y.B. (1999). Sliding Mode Control in a Two Axis Gimbal System, *Aerospace Conference*, 457-470.
3. Huhai, J., Hongguang, J., Qun, W. and Xin, Z. (2011). Distribution of Gyroscope Accuracy Parameters for E-O Stabilization Platform, *International Electric Information and Control Engineering Conference*, 1353-1356.
4. Kuo, B.C., (2009). Otomatik Kontrol Sistemleri (Dördüncü Baskı), *Türkiye: Literatür Yayınevi*, 687-739.
5. Ogata, K., (2002). Modern Control Engineering (Dördüncü Baskı), *ABD: Aeeizh Yayınevi*, 681-703.
6. Leghmizi, S. and Liu, S. (2011). A Survey Of Fuzzy Control For Stabilized Platforms, *International Journal of Computer Science & Engineering Survey*, 48-57.
7. Ahmed, J. and Bernstein, D.S. (2002). Adaptive Control of Double-Gimbal Control-Moment Gyro with Unbalanced Rotor, *Journal Of Guidance, Control, And Dynamics*, 105-115.
8. Tao, G., Kokotovic, P.V. and Lanculescu, G. (1993). Adaptive Friction Compensation Applied to Positioning of a Space-Station Solar Array, *The Fist IEEE Regional Conference*, 80-84.
9. Kazuo, K., Shiino, T. and Yamamoto, T. (2008). Data-Driven PD Gimbal Control, *International Conference on Computational Intelligence for Modelling, Control and Automation*, 993-998.
10. Lenz, A., Balakrishnan, T., Pipe, A.G. and Melhuish, C. (2008). An adaptive gaze stabilization controller inspired by the vestibulo-ocular reflex, *Bioinsp. Biomim.* 3 035001, 1-11.
11. Wang, L., Ling, M., Wang, D., Chen, Y. and Wang, C. (2008). Line-of-Sight Stabilization System Based on Fractional-Order Control, *System and Control in Aerospace and Astronautics*, 1-4.
12. Hong, W. (1994). Adaptive Control of a Two Axis Camera Gimbal, *Massachutes Institute of Technology*.
13. Algrain, M.C. and Quinn, J. (1993). Accelerometer Based Line-of-Sight Stabilization Approach for Pointing and Tracking Systems, *Second IEEE Conference on Control Applications*, 159-163.
14. Lin, C. and Hsiao, Y. (2001). Adaptive Feedforward Control for Disturbance Torque Rejection in Seeker Stabilizing Loop, *IEEE Transactions On Control Systems Technology*, 108-121.
15. Wongkamchang, P. and Sangveraphunsiri, V. (2008). Control of Inertial Stabilization Systems Using Robust Inverse Dynamics Control and Adaptive Control, *Thammasat Int. J. Sc. Tech.*, 20-32.

16. Sa, Y.H., Young, K. and Kim, A. (2001). An Attitude Control And Stabilization Of An Unstructured Object Using Balancing Beam, *New Construction Machinery*, 792-797.
17. Mackunis, W., Dupree, K., Fitz-Coy, N. and Dixon, W.E. (2008). Adaptive Satellite Attitude Control in the Presence of Inertia and CMG Gimbal Friction Uncertainties, *The Journal of the Astronautical Sciences*, 121-134.
18. Yi, K.Y. and Chung, Y.G. (1999). An Implementation of a Gyro Actuator for the Attitude Control of an Unstructured Object, *International Conference on Robotics & Automation*, 1626-1631.
19. Ji, W., Li, Q., Xu, B., Tu, J. and Zhao, D. (2009). Cascade Servo Control for LOS Stabilization of Opto-electronic Tracking Platform Design and Self-tuning, *International Conference on Information and Automation*, 1034-1039.
20. Schoenwald, D., Ozgiinera, U. and Graham, R. (1992). Control Of Gimbal Dynamics Via Sensitivity Models For Uncertainty In Friction Parameters, *Control Application First IEEE Conference*, 52-57.
21. Aoki, K., Yanagita, Y., Tagami, K. and Koyashiki, A. (2014). Inertial stabilization system for small airborne SAR, *IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS)*, 612-615.
22. Sun, L., Yao, Di., Tian, W. and Zeng, T. (2013). Research on antenna stabilization technology of micro SAR system, *IET International Radar Conference*, 1-5.
23. Zhang, Q., Tan, Z. and Liang, Y. (2008). Gyro Stabilized System Based on Auto-Disturbance Rejection Controller, *International Colloquium on Computing, Communication, Control, and Management*, 34-38.
24. Baek, J.H., Kim, J.C. and Choo, S. (2005). Modeling on a Gimbal with an Antenna, *International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics*, 1035-1040.
25. Nam, B., Kim, H., Lee, H. and Kim, D. (2009). Optimal Speed Controller Design of the Two-Inertia Stabilization System, *International Journal of Computer and Information Engineering*, 41-46.
26. Özkan, B., Yıldız, E. N. and Dönmez, B. (2008). Precise Position Control of a Gimbaled Camera System, *Navigation and Control Conference and Exhibit*.
27. Hadas, Z., Březina, T., Andrs, O., Vetiska, J. and Brezina, L. (2012). Simulation Modelling Of Mechatronic System With Flexible Parts, *15th International Power Electronics and Motion Control Conference*.
28. Tahira, S. (2009). Dynamic Analysis of 8-joint Gimbal System Executing 4 DOF Motion, *Proceedings of International Bhurban Conference on Applied Sciences & Technology Islamabad*.
29. Karlığa, B. (2002). *Düzlem Analitik Geometri Ders Notları*.
30. Çetinkaya, Ö. (2009). Bir Kolun Hareketlerini Takip Eden Dört Dönel Mafsallı Robot Kolu Tasarımı Ve Deneyisel Araştırılması, *Yüksek Lisans Tezi, Trakya Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*.

31. Spong, M.W. (2007). Robot Dynamics and Control, *Department of General Engineering University of Illinois at Urbana-Champaign*, 1-7.
32. Shah, S. V., Saha, S. K. and Dutt, J. K. (2012). Denavit-Hartenberg Parameterization of Euler Angles, *Journal of Computational and Nonlinear Dynamics*, 7 / 021006-1.
33. Skoglar, P. (2002). Modeling and control of IR/EO-gimbal for UAV surveillance applications, *Master Thesis, Institutionen för Systemteknik, Linköping*.
34. Hastürk, Ö., Erkmen, A., Erkmen, İ. (2011). Proxy-Based Sliding Mode Stabilization of a Two-Axis Gimballed Platform, *Proceedings of the World Congress on Engineering and Computer Science*.
35. Kiruthika, A., Rajan, A.A. and Rajalakshmi, P. (2013). Mathematical modelling and speed control of a sensed brushless DC motor using intelligent controller, *Emerging Trends in Computing, Communication and Nanotechnology*.
36. Xue, P., Wang, H., Hou, J. and Li, W. (2012). Based on the Fuzzy PID Brushless DC Motor Control System Design, *International Conference on Measurement, Information and Control*, 703-706.
37. Reston, C. (2004), Brushed DC Motor Fundamentals, *Microchip Technology Inc*.
38. Wolm, P., Chen, X.Q., Chase, J.G., Pettigrew, W. and Hann, C.E. (2008). Analysis of a PM DC Motor Model for Application in Feedback Design for Electric Powered Mobility Vehicles, *15th International Conference on Mechatronics and Machine Vision in Practice*, 640-645.
39. Houpis, C.H. and Sheldon, S.N. (2013). Linear Control System Analysis and Design with MATLAB®, *Sixth Edition (Automation and Control Engineering)*.
40. Xiao, J., Hou, L., Wang, H. and Zhang, W. (2013). Modeling of DC motor and its controller optimization design, *International Conference on Advanced Mechatronic Systems*, 163-167.
41. Jianmao, X., Haipeng, Z. and Junzhong, S. (2007), Periodic Error Compensation for Quartz MEMS Gyroscope Drift of INS, *Chinese Journal of Aeronautics*, 539-545.
42. Stubberud, P. A. and Stubberud, A. R. (2008). A signal processing technique for improving the accuracy of MEMS inertial sensors, *19th Int. Conf. Systems Engineering*, 13-18.
43. Jatoth, R.J., Shubhra, S. and Ali, E. (2013). Performance Comparison of Kalman Filter and Mean Shift Algorithm for Object Tracking, *I.J. Information Engineering and Electronic Business*.
44. Wan, E.A. and Merwe, R. (2000). The unscented Kalman filter for nonlinear estimation, *Adaptive Systems for Signal Processing, Communications, and Control Symposium*.
45. Haussmann, G. (2009). Using the Unscented Kalman Filter in Fast Hybrid Testing, *Department of Civil Environmental and Architectural Engineering*.
46. Talu, M.F., Türkoğlu, İ. ve Cebeci, M. (2010). Ortalama Kayma Algoritması Kullanılarak Gerçek Zamanlı Çekirdek Tabanlı Nesne Takibi - Real-Time Kernel Based Object Tracking using Mean Shift, *SIU2010 - IEEE 18.Sinyal isleme ve iletisim uygulamalari kurultayi*, 328-331.

47. Astrom, K. J. (2002). Control System Design, *Lecture Notes*.
48. Keesman, K. (2011). System Identification: An Introduction (Advanced Textbooks in Control and Signal Processing), Springer; 2011 edition.
49. Fu, L. and Li, P. (2013). The Research Survey of System Identification Method, *Intelligent 5th International Conference on Human-Machine Systems and Cybernetics (IHMSC)*, 397-401.
50. Srivastava, A.K., Kumar, D., Tripathi, S.M. and Sen, P.K. (2012). Comparative study of proportional-integral and proportional-integral-derivative (PI and PID) controllers for Z-source inverter-fed induction motor drive, *2nd International Conference on Power, Control and Embedded Systems (ICPCES)*, 1-6.
51. Xu, H., Lai, J., Yu, Z. and Liu, J. (2012). Based on Neural Network PID Controller Design and Simulation, *2nd International Conference on Computer and Information Application (ICCIA2012)*, 844-846.
52. Singh, S. (2010). Proposed Concept of Signals for Unit Step Functions, *Proceedings of the World Congress on Engineering and Computer Science*, 1-6.
53. MIT OpenCourseWare. (2008). Dynamics and Control II, *Massachusetts Institute of Technology Department of Mechanical Engineering*, 1-8.
54. Friedman, E. G. and Mulligan, J. H. (1997). Ramp Input Response of RC Tree Networks, *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, 53-58.
55. Srinivas, P., Lakshmi, K. V. and Kumar, V. N. (2014). A Comparison of PID Controller Tuning Methods for Three Tank Level Process, *International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering*, 6810-6820.
56. Lee, C. H. (2004). A Survey of PID Controller Design based on Gain and Phase Margins, *International Journal of Computational Cognition*, 63-100.
57. Tavazoei, M. S. and Haeri, M. (1993). Comparison of the Existing Methods in Determination of the Characteristic Polynomial, *Transactions on Engineering, Computing and Technology*, 130-133.
58. Thajchayapong, P., Cheevasuvit, F. and Suwatanapankul, V. (1979). A Design Technique for Transitional Butterworth-Chebyshev Filters, *Proceedings of the IEEE*, 958-960.
59. Krishna, B., Gangopadhyay, S. and George, J. (2012), Design and Simulation of Gain Scheduling PID Controller for Ball and Beam System, *International Conference on Systems, Signal Processing and Electronics Engineering (ICSSEE 2012)*, 199-203.
60. Colak, I. and Sahin, M. (2012), Sensorless control of a brushless DC motor using a Self-Tuning PID, *Power Electronics, International Symposium on Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM 2012)*, 1057-1062.
61. Ghanadan, R. (1990), Adaptive PID Control of Nonlinear Systems, *Master Thesis – University of Maryland*, 33-39.
62. Dagher, K.A. and Al-Araji, A.S. (2013). Design of an Adaptive PID Neural Controller for Continuous Stirred Tank Reactor based on Particle Swarm Optimization, *Al-Khwarizmi Engineering Journal*, 46- 53.

63. Öztemel, E. (2003). Yapay Sinir Ağları. *Papatya Yayınevi*.
64. Haykin, S. (2009). Neural Networks and Learning Machines (Third Edition). *Pearson Prentice Hall Inc*.
65. Sahin, M., Bulbul, H.I., Colak, I. (2012). Position Control of a DC Motor Used in Solar Panels with Artificial Neural Network, *Machine Learning and Applications (ICMLA), 11th International Conference on*, 487-492.
66. Uğur, A. ve Kınacı, A., C. (2006). Yapay Zeka Teknikleri ve Yapay Sinir Ağları Kullanılarak Web Sayfalarının Sınıflandırılması, *XI. Türkiye' de Internet Konferansı*.
67. Akyol, S. ve Alataş, B. (2012). Güncel Sürü Zekâsı Optimizasyon Algoritmaları, *Nevşehir Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitü Dergisi 1*, 36-50.
68. Kesler, M., Karakuzu1 C. ve Yüzgeç, U. (2011). Güncel Sezgisel Arama Algoritmalarının Denetleyici Parametrelerinin Optimizasyonunda Başarım Kıyaslaması, *6th International Advanced Technologies Symposium (IATS'11)*, 281-286.
69. Changliang, X., Hongwei F., Wei C. and Jie X. (2006). Ant Colony Algorithm Based Fuzzy Control for a Brushless DC Motor, *Intelligent Control and Automation, WCICA 2006, The Sixth World Congress on*, 6498-6502.
70. Allaoua, B., Gasbaoui, B. and Mebarkı, B. (2009). Setting Up PID DC Motor Speed Control Alteration Parameters Using Particle Swarm Optimization Strategy, *Leonardo Electronic Journal of Practices and Technologies ISSN 1583-1078*, 19-32.
71. Mishra, A.K., Tiwari, V.K., Kumar, R. and Verma, T. (2013). Speed control of dc motor using artificial bee colony optimization technique, *International Conference on Control, Automation, Robotics and Embedded Systems (CARE)*, 1-6.
72. Kennedy, J. and Eberhart, R., C. (1995). Particle Swarm Optimization, *Proc. IEEE int'l conf. on neural Networks*, 1942-1948.
73. Herrmann, M. (2011). “Partical Swarm Optimization”, *Natural Computing, The University of Edinburgh*.
74. Çevik, K.K. ve Koçer, H. E. (2013). Parçacık Sürü Optimizasyonu ile Yapay Sinir Ağları Eğitime Dayalı Bir Esnek Hesaplama Uygulaması, *Suleyman Demirel University Journal of Natural and Applied Science 17(2)*, 39-45.
75. Moghaddas, M., Dastranj, M., Changizi, N. and Rouhani, M. (2010). PID Control of DC motor using Particle swarm Optimization (PSO) Algorithm, *The Journal of Mathematics and Computer Science*, 386-39.
76. Nasri, M., Nezamabadi, H. and Maghfoori, M., (2010). A PSO-Based Optimum Design of PID Controller for a Linear Brushless DC Motor, *World Academy of Science, Engineering and Technology International Journal of Electrical, Robotics, Electronics and Communications Engineering*, 171-175.
77. Adnan, F.H., Mahmud, M.F.O. and Abdullah, W.F.H. (2012). Hyperbolic tangent activation function integrated circuit implementation for perceptrons, *IEEE Student Conference on Research and Development (SCORED)*, 84-87.

78. Qiao, W. Z. and Mizumoto, M. (1996). PID type fuzzy controller and parameters adaptive method, *Fuzzy Sets and Systems*, 23-35.
79. Woo, Z. W., Chung, H. Y. and Lin, J. J. (2000). A PID-type fuzzy controller with self-tuning scaling factors, *Fuzzy Sets and Systems*, 321-326.
80. Faouk, N. and Bingqi, T. (2012). Application Of Self-Tuning Fuzzy PID Controller On The AVR System, *International Conference on Mechatronics and Automation*, 2510-2514.
81. Pandey, M.K. (2010), Analysis of Self Tuning Fuzzy PID Internal Mode Control, *Master Thesis, Department of Electrical and Instrumentation Engineering*.
82. Aissaoui, A. G. and Tahour, A. (2012), Application of Fuzzy Logic in Control of Electrical Machines, *Fuzzy Logic – Controls, Concepts, Theories and Applications*, 107-129.
83. Zhao, J. and Bose, B.K. (2002), Evaluation Of Membership Functions for Fuzzy Logic Controlled Induction Motor Drive, *IECON 02, Industrial Electronics Society*, 229-234.
84. Iancu, I., Colhon, M. and Dupac, M. (2010). A Fuzzy Controller with Various T-norms Applied in Robot Navigation, *WSEAS Transactions on Systems and Control*, 882-891.
85. Elamvazuthi, I., Vasant, P. and Webb, J. (2009). The Application of Mamdani Fuzzy Model for Auto Zoom Function of a Digital Camera, *(IJCSIS) International Journal of Computer Science and Information Security*, 244-249.
86. Salzmann, C., Gillet, D. and Huguenin, P. (2000). Introduction to Real-time Control Using LabVIEW with an Application to Distance Learning, *International Journal of Engineering Education*, 255-272.
87. Han, P., Wang, T. and Wang, D.H. (2008). Modeling and control of a Stewart platform based six-axis hybrid vibration isolation system, *Intelligent Control and Automation, WCICA 2008. 7th World Congress on*, 1613-1618.
88. Dey, S., Halder, S. and Nandakumar, M. P. (2014). Gyroscopic Stabilization Of Two-Dimensional Gimbals Platform Using Fuzzy Logic Control, *Intelligent Control and Automation, International Journal of Electrical, Electronics and Data Communication*, 36-42.
89. Sangveraphunsiri, V. and Malithong, K. (2009). Robust Inverse Dynamics and Sliding Mode Control for Inertial Stabilization Systems, *Asian International Journal of Science and Technology in Production and Manufacturing (AIJSTPME)*, 33-45.

EKLER

EK-1. PSO ile Eğitilen Yapay Sinir Ağları PID Kontrolcüsü Tasarım Çalışmaları

PSO ile model üzerinde gerçekleştirilen optimizasyon çalışmaları kapsamında Matlab Program'ı kullanılmıştır. PSO yazılımı biri ana ve ikisi alt program olmak üzere 3 bölümden oluşmaktadır. Ana programda optimizasyonda kullanılan kuş sayıları, değişken sayıları (PID katsayıları), değişken limitleri, iterasyon sayısı belirlenmekte ve simülasyonları başlatan olan katsayı bulma (foodAvailabilityFunc) alt programı çağrılmaktadır.

Ana Program

```
nBirds = 5; %Kuş sayısı
nVars = 3; % Değişken sayısı
varLimist = [0 30; 0 30; 0 30]; % Değişken limitleri
nIterations = 10; % İterasyon sayısı

fitnessFunc = 'foodAvailabilityFunc'; % Alt program
availabilityType = 'min'; % Hatanın minimuma indirilmesi

params = Particle_Swarm_Optimization(nBirds,nVars,varLimits,fitnessFunc,...
    availabilityType,velocityClampingFactor,cognitiveConstant,socialConstant,...
    minInertiaWeight,maxInertiaWeight,nIterations);
```

Ana Program tarafından çağırılan foodAvailabilityFunc programında, simulink ortamında hazırlanan GS modeli çağrılmakta ve uygunluk fonksiyonları dikkate alınarak PID katsayıları değiştirilerek iterasyonlar gerçekleştirilmektedir.

```
function out = foodAvailabilityFunc(in)
```

```
Kp = in(1);
Ki = in(2);
Kd = in(3);
```

```
load_system('gimbalModel.mdl') % Simülasyon modelini çağırma
```

```
set_param('gimbalModel/Subsystem/PIDBlock','Kp',num2str(Kp));
set_param('gimbalModel/Subsystem/PIDBlock','Ki',num2str(Ki));
set_param('gimbalModel/Subsystem/PIDBlock','Kd',num2str(Kd));
```

```
sim('gimbalModel'); % Simülasyonu çalıştırma
```

```
out=integralError.signals.values(end)+controllerOut.signals.values(end); % Uygunluk
Fonksiyonu tanımlaması
```

EK-1. (devam)PSO ile eğitilen yapay sinir ağları PID kontrolcüsü tasarım çalışmaları

end

İkinci alt program, katsayı hesaplamalarının yapıldığı ve 4.3. Bölüm’de anlatılan en iyi değerlerin bulunması yöntemlerinin kullanıldığı programdır.

```
function [optimised_parameters] = Particle_Swarm_Optimization (Bird_in_swarm,
Number_of_quality_in_Bird, MinMaxRange, Food_availability, availability_type,
velocity_clamping_factor, cognitive_constant, social_constant, Min_Inertia_weight,
Max_Inertia_weight, max_iteration)
%{
    Parametre ve fonksiyon kontrolü
%}
if (exist ('MinMaxCheck.m')==0)
    clc;
    fprintf ('Fonksiyonları kontrol ediniz...');
    return;
end
if nargin < 11
    error('Eksik parametre girişi...')
end
%{
    Optimizasyon yöntemi, minimum olma isteri
%}
availability_type=lower(availability_type(1:3));
[row,col]=size(MinMaxRange);
if row~=Number_of_quality_in_Bird || col~=2
    error('Değişken matrisi uyumsuz...')
end

for i=1:Number_of_quality_in_Bird
    if MinMaxRange(i,1)>=MinMaxRange(i,2)
        error('Minimum değer üst limitten fazla bulundu!!!')
    end
end

N=Bird_in_swarm*max_iteration;
q=0;
bird_min_range=MinMaxRange(:,1);
bird_max_range=MinMaxRange(:,2);
format long;

for i=1:Number_of_quality_in_Bird
    bird(:,i)=bird_min_range(i)+(bird_max_range(i)-
    bird_min_range(i))*rand(Bird_in_swarm,1);
end
```

EK-1. (devam)PSO ile eğitilen yapay sinir ağları PID kontrolcüsü tasarım çalışmaları

```

Vmax=bird_max_range*velocity_clamping_factor;
Vmin=-Vmax;

for i=1:Number_of_quality_in_Bird
    Velocity(:,i)=Vmin(i)+(Vmax(i)-Vmin(i))*rand(Bird_in_swarm,1);
end

for itr=1:max_iteration
    disp(['Hesaplanıyor... %', num2str(q*100/N) ])

    for p=1:Bird_in_swarm
        parameter=bird(p,:,itr);
        availability(p,itr)=foodAvailabilityFunc(parameter);

        switch availability_type
            case 'min'
                format long;
                [pBest_availability,index]=min(availability(p,:)); % İterasyon adımının en iyi
değeri
                pBest=bird(p,:,index);

                if(p==1 && itr==1)
                    gBest=pBest;
                    gBest_availability=pBest_availability; % Tüm iterasyonların en iyi değeri
                elseif availability(p,itr)<gBest_availability
                    gBest_availability=availability(p,itr);
                    gBest=bird(p,:,itr);
                end

            case 'max'
                format long;
                [pBest_availability,index]=max(availability(p,:));
                pBest=bird(p,:,index);

                if(p==1 && itr==1)
                    gBest=pBest;
                    gBest_availability=pBest_availability;
                elseif availability(p,itr)>gBest_availability
                    gBest_availability=availability(p,itr);
                    gBest=bird(p,:,itr);
                end

            otherwise
                error('Değerler limitler dışında!!!')
        end
    end
end

```

EK-1. (devam)PSO ile eğitilen yapay sinir ağları PID kontrolcüsü tasarım çalışmaları

```

    w(itr)=(max_iteration - itr)*(Max_Inertia_weight -
    Min_Inertia_weight)/(max_iteration-1) + Min_Inertia_weight;
    Velocity(p,:(itr+1))=w(itr)*Velocity(p,,:itr) +
    social_constant*rand(1,Number_of_quality_in_Bird).*(gBest-bird(p,,:itr)) +
    cognitive_constant*rand(1,Number_of_quality_in_Bird).*(pBest-bird(p,,:itr));
    Velocity(p,:(itr+1))=MinMaxCheck(Vmin, Vmax, Velocity(p,:(itr+1))); % Katsayı
hesabi

    bird(p,:(itr+1))= bird(p,,:itr) + Velocity(p,:(itr+1));
    bird(p,:(itr+1))=MinMaxCheck(bird_min_range, bird_max_range, bird(p,:(itr+1)));
    q=q+1;
end

end

optimised_parameters=gBest;

```


EK-2. Kendinden Ayarlamalı Bulanık PID Tasarım Çalışmaları

PID katsayıları kapsamında hazırlanan kural tabloları neticesinde toplam 49 adet kural ortaya çıkmıştır. Kurallar algoritmaya “if elseif” yapısı ile aktarılmıştır. Ayrıca bu bölümde hata için -1.61 ve hatanın türevi için 0.4 olması durumunda PID katsayılarının Mamdani yöntemi ile hesaplanmasının grafiksel gösterimi verilmiştir. (Bölüm 4.4.’te, bulanık mantık tasarım çalışmalarında, hesaplama yöntemi olarak kullanılan Mamdani yöntemi kapsamında detaylı bilgi verilmiştir.)

Bulanık PID Kuralları

```

if(hata == nb) && (hataTurev == nb)
    kp=pb;
    ki=nb;
    kd=pk;
elseif(hata == nb) && (hataTurev == no)
    kp=pb;
    ki=nb;
    kd=no;
elseif(hata == nb) && (hataTurev == nk)
    kp=po;
    ki=no;
    kd=nb;
elseif(hata == nb) && (hataTurev == sf)
    kp=po;
    ki=no;
    kd=no;
elseif(hata == nb) && (hataTurev == pk)
    kp=pk;
    ki=nk;
    kd=nb;
elseif(hata == nb) && (hataTurev == po)
    kp=sf;
    ki=sf;
    kd=no;
elseif(hata == nb) && (hataTurev == pb)
    kp=sf;
    ki=sf;
    kd=pk;
elseif(hata == no) && (hataTurev == nb)
    kp=pb;
    ki=nb;
    kd=pk;
elseif(hata == no) && (hataTurev == no)
    kp=pb;

```

EK-2. (devam) Kendinden Ayarlamalı Bulanık PID Tasarım Çalışmaları

```

    ki=nb;
    kd=nk;
elseif(hata == no) && (hataTurev == nk)
    kp=po;
    ki=nk;
    kd=nb;
elseif(hata == no) && (hataTurev == sf)
    kp=pk;
    ki=nk;
    kd=no;
elseif(hata == no) && (hataTurev == pk)
    kp=pk;
    ki=nk;
    kd=no;
elseif(hata == no) && (hataTurev == po)
    kp=sf;
    ki=sf;
    kd=nk;
elseif(hata == no) && (hataTurev == pb)
    kp=nk;
    ki=sf;
    kd=sf;
elseif(hata == nk) && (hataTurev == nb)
    kp=po;
    ki=no;
    kd=sf;
elseif(hata == nk) && (hataTurev == no)
    kp=po;
    ki=nb;
    kd=nk;
elseif(hata == nk) && (hataTurev == nk)
    kp=pk;
    ki=nk;
    kd=no;
elseif(hata == nk) && (hataTurev == sf)
    kp=pk;
    ki=nk;
    kd=no;
elseif(hata == nk) && (hataTurev == pk)
    kp=sf;
    ki=sf;
    kd=nk;
elseif(hata == nk) && (hataTurev == po)
    kp=nk;
    ki=pk;
    kd=nk;
elseif(hata == nk) && (hataTurev == pb)
    kp=nk;

```

EK-2. (devam) Kendinden Ayarlamalı Bulanık PID Tasarım Çalışmaları

```

    ki=pk;
    kd=sf;
elseif(hata == sf) && (hataTurev == nb)
    kp=pk;
    ki=no;
    kd=sf;
elseif(hata == sf) && (hataTurev == no)
    kp=po;
    ki=no;
    kd=nk;
elseif(hata == sf) && (hataTurev == nk)
    kp=pk;
    ki=nk;
    kd=nk;
elseif(hata == sf) && (hataTurev == sf)
    kp=sf;
    ki=sf;
    kd=nk;
elseif(hata == sf) && (hataTurev == pk)
    kp=nk;
    ki=pk;
    kd=nk;
elseif(hata == sf) && (hataTurev == po)
    kp=no;
    ki=po;
    kd=nk;
elseif(hata == sf) && (hataTurev == pb)
    kp=no;
    ki=po;
    kd=sf;
elseif(hata == pk) && (hataTurev == nb)
    kp=pk;
    ki=nk;
    kd=sf;
elseif(hata == pk) && (hataTurev == no)
    kp=pk;
    ki=nk;
    kd=sf;
elseif(hata == pk) && (hataTurev == nk)
    kp=sf;
    ki=sf;
    kd=sf;
elseif(hata == pk) && (hataTurev == sf)
    kp=nk;
    ki=pk;
    kd=sf;
elseif(hata == pk) && (hataTurev == pk)
    kp=nk;

```

EK-2. (devam) Kendinden Ayarlamalı Bulanık PID Tasarım Çalışmaları

```

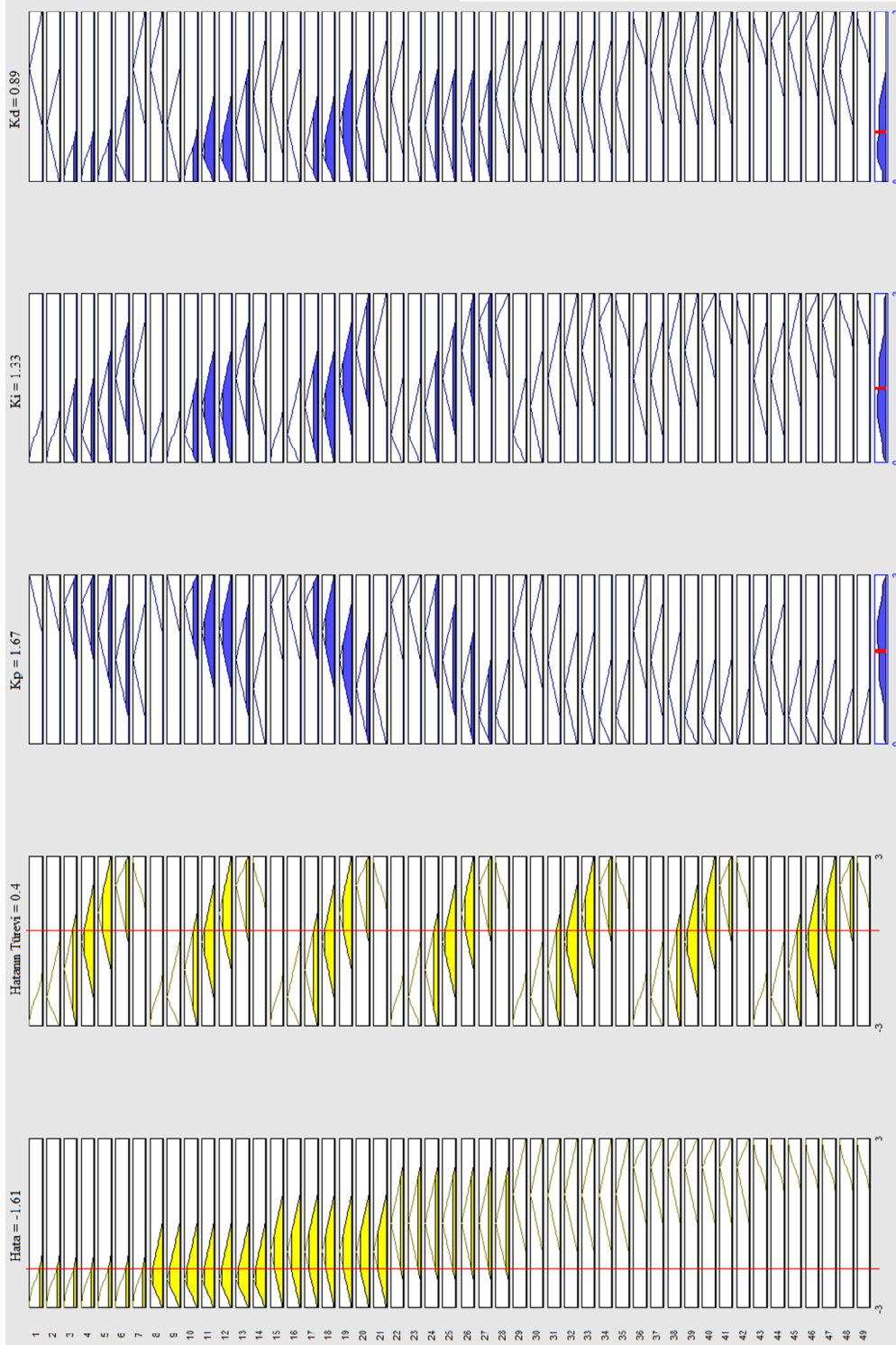
    ki=pk;
    kd=sf;
elseif(hata == pk) && (hataTurev == po)
    kp=no;
    ki=po;
    kd=sf;
elseif(hata == pk) && (hataTurev == pb)
    kp=no;
    ki=po;
    kd=sf;
elseif(hata == po) && (hataTurev == nb)
    kp=pk;
    ki=sf;
    kd=pb;
elseif(hata == po) && (hataTurev == no)
    kp=sf;
    ki=sf;
    kd=pk;
elseif(hata == po) && (hataTurev == nk)
    kp=nk;
    ki=pk;
    kd=pk;
elseif(hata == po) && (hataTurev == sf)
    kp=no;
    ki=pk;
    kd=pk;
elseif(hata == po) && (hataTurev == pk)
    kp=no;
    ki=po;
    kd=pk;
elseif(hata == po) && (hataTurev == po)
    kp=no;
    ki=pb;
    kd=pk;
elseif(hata == po) && (hataTurev == pb)
    kp=nb;
    ki=pb;
    kd=po;
elseif(hata == pb) && (hataTurev == nb)
    kp=sf;
    ki=sf;
    kd=pb;
elseif(hata == pb) && (hataTurev == no)
    kp=sf;
    ki=sf;
    kd=po;
elseif(hata == pb) && (hataTurev == nk)
    kp=no;

```

EK-2. (devam) Kendinden Ayarlamalı Bulanık PID Tasarım Çalışmaları

```
    ki=pk;
    kd=po;
elseif(hata == pb) && (hataTurev == sf)
    kp=no;
    ki=pb;
    kd=po;
elseif(hata == pb) && (hataTurev == pk)
    kp=no;
    ki=po;
    kd=pk;
elseif(hata == pb) && (hataTurev == po)
    kp=nb;
    ki=pb;
    kd=pk;
elseif(hata == pb) && (hataTurev == pb)
    kp=nb;
    ki=pb;
    kd=pb;
else
    kp=0;
    ki=0;
    kd=0;
end
```

EK-2. (devam) Kendinden Ayarlamalı Bulanık PID Tasarım Çalışmaları



Şekil 2.1. Mamdani yöntemi ile PID katsayılarının bulunması

ÖZGEÇMİŞ

Kişisel Bilgiler

Soyadı, adı : ŞAHİN, Murat
 Uyuğu : T.C.
 Doğum tarihi ve yeri : 07.06.1983, Kayseri
 Medeni hali : Evli
 Telefon : 0 (533) 424 16 06
 e-mail : msahin@roketan.com.tr



Eğitim

Derece	Eğitim Birimi	Mezuniyet tarihi
Doktora	Gazi Üniversitesi / Elektrik Eğitimi Bölümü	2015
Yüksek lisans	Ankara Üniversitesi / Elektronik Mühendisliği	2008
Lisans	Ankara Üniversitesi / Elektronik Mühendisliği	2005
Lise	Kayseri Sümer Lisesi	2001

İş Deneyimi

Yıl	Yer	Görev
2007-Halen	Roketsan A. Ş.	Ar-Ge Mühendisi
2006-2007	Zer Elektronik Ltd. Şti.	Ar-Ge Mühendisi

Yabancı Dil

İngilizce

Yayınlar

1. Sinanc, D., **Sahin, M.**, Esen Z., Yavanoglu U., Sagiroglu S., “An Intelligent Feedback Control Mechanism For Brushless DC Motors”, 16th International Power Electronics And Motion Control Conference And Exposition PEMC 2014.
2. **Sahin, M.**, Esen, Z., Erdural, S., Çakıroğlu S., “Deney Tasarımı Yöntemi ile Mekatronik Sistemlerde Süreç İyileştirilmesi”, Savtek 2014, Savunma Teknolojileri Kongresi 25-27 Haziran 2014, Ankara.

3. Colak, I., **Sahin, M.**, Esen, Z, “Artificial Neural Networks Controller Algorithm Developed for a Brushless DC Motor”, Machine Learning and Applications (ICMLA), 2013.
4. Colak, I., Bulbul, H.I., **Sahin, M.**, “System Identification and Control of an Wound Rotor AC Induction Machine for Wind Turbine”, Renewable Energy Research and Applications (ICRERA), 2013.
5. **Sahin M.**, Esen Z, Külünk Z., “Hybrid Modeling for Mechatronic Actuator System Based on LabVIEW and Solidworks”, 3rd IEEE International Conference on Computer Science and Automation Engineering, pp. 1-5, 2013.
6. **Murat Sahin**, Halil İbrahim Bülbül, Zafer Esen, Uraz Yavanoglu, İlhami Çolak, “Co-Simulation Study on BLDC Motor Drive System Based on Multisim and LabVIEW”, Powereng 2013, İstanbul.
7. Karapinar, Umut; Esen, Zafer; **Sahin, Murat**; Kanburoglu, Furkan; “Cascaded controller algorithm design for a brushless DC motor with Matlab/Simulink and MCU implementation”, Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU), 2013 21st.
8. Colak, I., Bulbul, H.I., Sagiroglu, S., **Sahin, M.**, “Modeling a permanent magnet synchronous generator used in wind turbine”, Renewable Energy Research and Applications (ICRERA), 2012.
9. **Sahin, M.**, Bulbul, H.I., Colak, I., “Position Control of a DC Motor Used in Solar Panels with Artificial Neural Network”, Machine Learning and Applications (ICMLA), 2012 11th International Conference on (Volume:2), pp.487-492.
10. Colak, I., **Sahin, M.**, “Sensorless control of a brushless DC motor using a Self-Tuning PID”, Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM), 2012 International Symposium on, pp.1057-1062.
11. **Murat ŞAHİN** ve Metin ARSLAN, “Lazer Arayıcı Başlıkların Testlerine Yönelik “Elektro-Optik Test Sistemi” nin Tasarlanması ve Modellenmesi”, Savtek 2012, Savunma Teknolojileri Kongresi 20-22 Haziran 2012, Ankara.
12. Dr. M. Taylan DAŞ ve **Murat ŞAHİN**, “DA Servo Motorun Gerçek Zamanlı Pozisyon Denetimi”, 15. Ulusal Makina Teorisi Sempozyumu 16 Haziran 2011.
13. Raziye TEKİN ve **Murat ŞAHİN**, “Füze Kontrol Tahrik Sistemleri Yükleme Testleri İçin Yükleme Düzenegi Geliştirilmesi”, SAVTEK Savunma Teknolojileri Kongresi 2008, Odtü, Ankara.

Hobiler

Kitap okuma, koşu, doğa yürüyüşü



GAZİ GELECEKTİR..