

KARADENİZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

**ANTEN KONUM KONTROLÜNDE KAYAN KIPLI KONTROL YÖNTEMİNİN
PID VE BULANIK MANTIK KONTROL YÖNTEMİYLE KARŞILAŞTIRILMASI**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Elektrik-Elektronik Müh. Selin AYDIN FANDAKLI

HAZİRAN 2014
TRABZON

KARADENİZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

**ANTEN KONUM KONTROLÜNDE KAYAN KIPLI KONTROL YÖNTEMİNİN
PID VE BULANIK MANTIK KONTROL YÖNTEMİYLE KARŞILAŞTIRILMASI**

Mühendis Selin AYDIN FANDAKLI

**Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsünde
"ELEKTRİK YÜKSEK MÜHENDİSİ"
Unvanı Verilmesi İçin Kabul Edilen Tezdir.**

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 13.05.2014
Tezin Savunma Tarihi : 02.06.2014

Tez Danışmanı: Prof. Dr. Cemil GÜRÜNLÜ

Trabzon 2014

Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında
Selin AYDIN FANDAKLI tarafından hazırlanan

ANTEN KONUM KONTROLÜNDE KAYAN KIPLİ KONTROL YÖNTEMİNİN
PID VE BULANIK MANTIK KONTROL YÖNTEMİYLE KARŞILAŞTIRILMASI

başlıklı bu çalışma, Enstitü Yönetim Kurulunun 13/05/2014 gün ve 1553 sayılı kararıyla
oluşturulan jüri tarafından yapılan sınavda

YÜKSEK LİSANS TEZİ
olarak kabul edilmiştir.

Jüri Üyeleri

Başkan : Prof. Dr. Cemil GÜRÜNLÜ

Üye : Doç. Dr. Halil İbrahim OKUMUŞ

Üye : Yrd. Doç. Dr. Hüseyin PEHLİVAN

Prof. Dr. Sadettin KORKMAZ
Enstitü Müdürü

ÖNSÖZ

Bu tez, Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, Elektrik Mühendisliği Yüksek Lisans Programı'nda yapılan bir çalışmadır.

Öncelikle bu çalışma boyunca değerli görüşlerini ve desteğini esirgemeyen tez danışmanım sayın Prof. Dr. Cemil GÜRÜNLÜ'ye teşekkürü bir borç bilirim. Yine çalışma konusunun belirlenmesi ve çalışmanın her aşamasında bana yol gösteren ve yardımcı olan bölümümüz hocalarından Doç. Dr. Halil İbrahim OKUMUŞ'a teşekkür ederim.

Manevi destekleriyle her zaman yanımda olan bölümümüz asistanlarından Seniha KETENCİ, Zeynep HASIRCI ve Mehmet Ali USTA'ya teşekkür ederim.

Ayrıca bu çalışma boyunca büyük bir hoşgörü ve sabırla bana destek olan, maddi ve manevi olarak yanımda olan aileme ve eşime sonsuz şükran ve teşekkürlerimi sunarım.

Selin AYDIN FANDAKLI

Trabzon 2014

TEZ BEYANNAMESİ

Yüksek Lisans Tezi olarak sunduğum “Anten Konum Kontrolünde Kayan Kipli Kontrol Yönteminin PID ve Bulanık Mantık Kontrol Yöntemiyle Karşılaştırılması” başlıklı bu çalışmayı baştan sona kadar danışmanım Prof. Dr. Cemil GÜRÜNLÜ'nün sorumluluğunda tamamladığımı, verileri/örnekleri kendim topladığımı, deneyleri/analizleri ilgili laboratuvarlarda yaptığımı/yaptırdığımı, başka kaynaklardan aldığım bilgileri metinde ve kaynakçada eksiksiz olarak gösterdiğimi, çalışma sürecinde bilimsel araştırma ve etik kurallara uygun olarak davrandığımı ve aksinin ortaya çıkması durumunda her türlü yasal sonucu kabul ettiğimi beyan ederim. 02/06/2014

Selin AYDIN FANDAKLI

İÇİNDEKİLER

Sayfa No

| | |
|--|------|
| ÖNSÖZ..... | IV |
| TEZ BEYANNAMESİ..... | IV |
| İÇİNDEKİLER..... | V |
| ÖZET..... | VII |
| SUMMARY | VIII |
| ŞEKİLLER DİZİNİ..... | IXX |
| TABLolar DİZİNİ..... | XII |
| SEMBOLLER DİZİNİ..... | XII |
| 1. GENEL BİLGİLER..... | 1 |
| 1.1. Giriş | 1 |
| 1.1.1. Literatür Araştırması | 4 |
| 1.2. Doğru Akım Motorları..... | 7 |
| 1.2.1. SMDA Motorun Elektriksel ve Mekaniksel Denklemlerinin Çıkartılması..... | 8 |
| 1.3. Kontrol Sistemleri | 13 |
| 1.3.1. Kontrol Sistem Türleri..... | 14 |
| 1.3.1.1. Açık Çevrim Kontrol..... | 14 |
| 1.3.1.2. Kapalı Çevrim Kontrol | 15 |
| 1.3.2. Geri Beslemeli Sistemlerin Tarihsel Gelişimi | 15 |
| 1.3.3. Doğrusal Zamanla Değişmeyen Sistemlerin Kararlılığı..... | 16 |
| 1.3.3.1. Mutlak Kararlılık, Bağıl Kararlılık ve Kararlı Durum Hatası | 18 |
| 1.3.3.2. Routh-Hurwitz Kararlılık Kriteri..... | 25 |
| 1.3.4. Geçici Tepke Parametreleri | 29 |
| 1.4. PID Denetleyici | 29 |
| 1.4.1. Oransal Kontrol | 25 |
| 1.4.2. İntegral Kontrol | 26 |
| 1.4.3. Türevsel Kontrol..... | 27 |
| 1.4.4. PID Kontrol | 28 |
| 1.5. Bulanık Mantık Denetleyici | 29 |
| 1.5.1. Bulanık Mantık Kavramı | 29 |

| | | |
|----------|---|----|
| 1.5.1.1. | Bulanık Teori ve Uygulamaların Tarihsel Gelişimi | 30 |
| 1.5.1.2. | Bulanık Mantık Kontrolün Avantajları | 31 |
| 1.5.2. | Bulanık Kümeler | 31 |
| 1.5.3. | Bulanık Kontrol Sistemlerinin Temel Yapısı | 35 |
| 1.6. | Kayan Kipli Denetleyici | 37 |
| 1.6.1. | Giriş | 37 |
| 1.6.2. | Temel Değişken Yapılı Kontrol Kavramları | 39 |
| 1.6.3. | Genel Kayan Kipli Kontrol Probleminin Tanımı | 44 |
| 1.6.4. | Klasik Kayan Kipli Kontrolör Tasarımı | 45 |
| 2. | YAPILAN ÇALIŞMALAR VE BULGULAR | 49 |
| 2.1. | Anten Konum Kontrol Sistemi Tasarımı | 49 |
| 2.1.1. | Anten Konum Kontrol Sistemi Transfer Fonksiyonu Belirleme İşlemleri | 49 |
| 2.1.1.1. | Giriş/Çıkış Potansiyometreleri | 49 |
| 2.1.1.2. | Ön Yükselteç/Güç Yükselteci | 50 |
| 2.1.1.3. | Motor ve Yük | 51 |
| 2.1.2. | Anten Konum Kontrol Sisteminin Durum Uzay Gösterimi | 52 |
| 2.1.2.1. | Güç Yükselteci İçin Durum Denklemlerinin Belirlenmesi | 52 |
| 2.1.2.2. | Motor ve Yükün Durum Denklemlerinin Belirlenmesi..... | 53 |
| 2.1.3. | Anten Konum Kontrol Sistemi Açık Çevrim Cevabı | 54 |
| 2.1.4. | Anten Konum Kontrol Sistemi Kapalı Çevrim Cevabı | 56 |
| 2.1.5. | Sistemin Kazançla Kararlılık Analizi | 61 |
| 2.1.6. | Anten Konum Kontrol Sistemi Kontrolcü Tasarımı | 62 |
| 2.1.7. | PID Denetleyicili Anten Konum Kontrolü Tasarımı | 66 |
| 2.1.8. | Bulanık Mantık Denetleyicili Anten Konum Kontrolü Tasarımı..... | 71 |
| 2.1.9. | Kayan Kipli Denetleyicili Anten Konum Kontrolü Tasarımı | 74 |
| 3. | SONUÇLAR VE ÖNERİLER | 88 |
| 4. | KAYNAKLAR | 89 |
| ÖZGEÇMİŞ | | |

Yüksek Lisans Tezi

ÖZET

ANTEN KONUM KONTROLÜNDE KAYAN KIPLİ KONTROL YÖNTEMİNİN PID
VE BULANIK MANTIK KONTROL YÖNTEMİYLE KARŞILAŞTIRILMASI

Selin AYDIN FANDAKLI

Karadeniz Teknik Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı
Danışman: Prof. Dr. Cemil GÜRÜNLÜ
2014, 93 Sayfa

Çağımızda zaman ve mekân seçmeksizin haberleşmeyi sağlayan en önemli teknoloji hiç şüphesiz uydu haberleşmesidir. Yaptığımız telefon görüşmelerinde, televizyon yayınlarının sağlanmasında, internetle veri erişiminde, askeri alanda hedef takibinde uydu haberleşmesi kullanılmaktadır. Bu haberleşmenin sağlanmasında takip doğruluğu yüksek olan anten konum kontrol sistemleri kullanılmaktadır.

Bu tez çalışmasında doğru akım motorunun mekaniksel ve elektriksel denklemleri çıkarılarak transfer fonksiyonu elde edilmiştir. Kontrol yöntemleri genel hatlarıyla incelenmiştir. PID denetleyici, bulanık mantık denetleyici ve kayan kipli denetleyici örneklerle açıklanmıştır. Anten konum kontrol sistemi tasarlanmış ve bu sisteme PID, BMD ve KKD uygulanmıştır. Simulasyon sonuçları karşılaştırılmış ve en uygun kontrol yöntemi belirlenmiştir. Antenin yönlendirilmesindeki hassasiyet ve doğruluk artırılmıştır. Yönlendirme sonucu oluşan açı sapmaları tasarlanan kontrol yöntemiyle minimum seviyeye indirilmiştir.

Anahtar Kelimeler: DA motorları, Routh-Hurwitz, PID, Bulanık mantık kontrol, Kayan kipli kontrol

Master Thesis

SUMMARY

THE COMPARISON OF SLIDING MODE CONTROL METHOD WITH FUZZY LOGIC AND PID CONTROL METHODS FOR ANTENNA POSITION CONTROL

Selin AYDIN FANDAKLI

Karadeniz Technical University
The Graduate School of Natural and Applied Sciences
Electrical-Electronics Engineering Graduate Program
Supervisor: Prof. Dr. Cemil GÜRÜNLÜ
2014, 93 Pages

The most important technology which provides to communication without selecting time and space is undoubtedly the satellite communications. The satellite communications are used in our phone conversation, in the provision of television broadcast, in data access to internet, in target tracking in the military field. The antenna position control systems whose tracking accuracy is high are used in the provision of these communications.

In this study, the mechanical and electrical equations of the DC Motor is obtained by deriving the transfer function. Control methods are studied broadly. PID controllers, the fuzzy logic controller and sliding mode controller is explained with examples. The antenna position control system is designed and PID, fuzzy logic controller and sliding mode controller is applied that system. Simulation results are compared and the most appropriate control method is determined. Precision and accuracy in the orientation of the antenna is increased. The angular deviation is minimized by the designed control system.

Key Words: DC motor, Routh- Hurwitz, PID Control, Fuzzy Logic Control, Sliding Mode Control

ŞEKİLLER DİZİNİ

| | <u>Sayfa No</u> |
|---|------------------------|
| Şekil 1.1. Anten azimut konum kontrol sistemi | 2 |
| Şekil 1.2. SMDA motorun eşdeğer devresi | 8 |
| Şekil 1.3. SMDA motorun blok diyagramı | 12 |
| Şekil 1.4. Basit bir kontrol sisteminin blok diyagramı..... | 19 |
| Şekil 1.5. İkinci dereceden bir sistemin blok diyagramı | 24 |
| Şekil 1.6. Oransal kontrol blok diyagramı..... | 25 |
| Şekil 1.7. İntegral kontrol blok diyagramı | 27 |
| Şekil 1.8. Türevsel kontrol blok diyagramı | 27 |
| Şekil 1.9. PID kontrol blok diyagramı..... | 28 |
| Şekil 1.10. Kesin kümenin grafiksel gösterimi | 33 |
| Şekil 1.11. Bulanık kümenin grafiksel gösterimi | 33 |
| Şekil 1.12. Tren hızlarına ait bulanık küme üyelik fonksiyonu çizimi | 34 |
| Şekil 1.13. Ayrık zamanlı bulanık küme üyelik fonksiyonlarının grafiksel gösterimi | 35 |
| Şekil 1.14. BMD'nin genel yapısı | 36 |
| Şekil 1.15. DYK için verilen sistemin blok diyagramı | 40 |
| Şekil 1.16. DYK için verilen sistemin faz düzlemi | 41 |
| Şekil 1.17. 1. Bölge modelinin faz düzlemi | 42 |
| Şekil 1.18. 2. Bölge modelinin faz düzlemi | 42 |
| Şekil 1.19. Birleştirilmiş sistemin faz düzlemi..... | 43 |
| Şekil 1.20. İkinci dereceden bir sistemin klasik yöntemle göre erişim ve kayma kipleri | 48 |
| Şekil 2.1. Açık çevrimli anten konum kontrol sisteminin blok diyagramı..... | 54 |
| Şekil 2.2. Açık çevrimli anten konum kontrol sisteminin indirgenmiş blok diyagramı.... | 55 |
| Şekil 2.3. Kapalı çevrimli anten konum kontrol sisteminin blok diyagramı..... | 56 |
| Şekil 2.4. Kapalı çevrimli anten konum kontrol sisteminin indirgenmiş blok diyagramı.. | 56 |
| Şekil 2.5. Kapalı çevrimli anten konum kontrol sisteminin işaret akış diyagramı..... | 57 |
| Şekil 2.6. $K=100$ için sistemin basamak tepkisi | 59 |
| Şekil 2.7. K kazancının farklı değerlerine göre sistemin çıkışları..... | 60 |
| Şekil 2.8. $K=10$ kazancı için sistemin basamak tepkisi..... | 61 |
| Şekil 2.9. $K=420$ değeri için sistemin basamak tepkisi | 62 |
| Şekil 2.10. Sistemin istenen koşulla ait karakteristik denkleminin kutupları..... | 63 |

| | |
|--|----|
| Şekil 2.11. Geri beslemesiz sistemin işaret akış diyagramı..... | 64 |
| Şekil 2.12. Kontrolcü tasarımı için geri beslemeli sistemin sinyal akış diyagramı..... | 65 |
| Şekil 2.13. PID denetleyicili anten konum kontrol sistemi blok diyagramı..... | 66 |
| Şekil 2.14. PID denetleyicili sistemin kapalı çevrim sistem çıkışı..... | 67 |
| Şekil 2.15. PID denetimli ve denetimsiz sistem karşılaştırma blok diyagramı | 67 |
| Şekil 2.16. PID denetimli ve denetimsiz sistem karşılaştırma sonuçları..... | 68 |
| Şekil 2.17. Anten konum kontrol sistemi deney seti | 68 |
| Şekil 2.18. Anten konum kontrol sisteminde kullanılan modüller | 69 |
| Şekil 2.19. $K=1$, $a=10.2$ ve $b=38.2$ için elde edilen osiloskop sonuçları | 70 |
| Şekil 2.20. $K=10$, $a=10.2$ ve $b=38.2$ için elde edilen osiloskop sonuçları | 70 |
| Şekil 2.21. Bulanık mantık denetleyicili anten konum kontrol sistemi..... | 71 |
| Şekil 2.22. Çalışmada kullanılan BMD'nin temel yapısı | 72 |
| Şekil 2.23. Bulanık mantık denetleyicili kapalı çevrim sistem çıkışı..... | 73 |
| Şekil 2.24. BMD, PID denetimli ve denetimsiz sistem karşılaştırma sonuçları..... | 74 |
| Şekil 2.25. Kayan kipli denetleyicili anten konum kontrol sistemi..... | 75 |
| Şekil 2.26. Kayma yüzeyi seçimi blok diyagramı | 75 |
| Şekil 2.27. Anten konum kontrol sistemi faz düzlemi | 75 |
| Şekil 2.28. Kayan kipli denetleyicili kapalı çevrim sistem çıkışı..... | 76 |
| Şekil 2.29. PID, BMD ve KKD'nin basamak girişine verdiği tepke..... | 76 |
| Şekil 2.30. Çeşitli açı değerlerine BMD ve PID'nin verdiği tepke | 77 |
| Şekil 2.31. Çeşitli açı değerlerine KKD'nin verdiği tepke..... | 77 |
| Şekil 2.32. $\lambda=25$, $\beta=1000$ için KKD'nin verdiği tepke | 80 |
| Şekil 2.33. Gürültü eklenmiş sisteme PID'nin verdiği tepke | 81 |
| Şekil 2.34. Gürültü eklenmiş sisteme BMD'nin verdiği tepke | 81 |
| Şekil 2.35. Gürültü eklenmiş sisteme KKD'nin verdiği tepke..... | 82 |
| Şekil 2.36. Gürültü eklenmiş PID denetimli sistemin konum hatası ve kontrol işareti..... | 82 |
| Şekil 2.37. Gürültü eklenmiş BMD'li sistemin konum hatası ve kontrol işareti | 83 |
| Şekil 2.38. Gürültü eklenmiş KKD'li sistemin konum hatası ve kontrol işareti..... | 83 |
| Şekil 2.39. BMD+PID'nin KKD ile karşılaştırılması | 84 |
| Şekil 2.40. BMD+PID'nin KKD ile karşılaştırma sonuçları..... | 85 |
| Şekil 2.41. PID denetleyicinin merdiven şeklindeki referansa tepkisi | 85 |
| Şekil 2.42. Bulanık mantık denetleyicinin merdiven şeklindeki referansa tepkisi..... | 86 |
| Şekil 2.43. Kayan kipli denetleyicinin merdiven şeklindeki referansa tepkisi..... | 86 |

TABLolar DİZİNİ

Sayfa No

| | |
|---|----|
| Tablo 1.1. Motor eşdeğer devre parametrelerinin sembolleri, adlandırmaları ve birimleri | 8 |
| Tablo 1.2. 6. Mertebeden bir sistemin Routh düzeni..... | 23 |
| Tablo 2.1. Potansiyometrelerin giriş çıkış ilişkisi | 49 |
| Tablo 2.2. Yükselteçlerin giriş çıkış ilişkisi | 51 |
| Tablo 2.3. SMDA motor parametre değerleri..... | 51 |
| Tablo 2.4. K'nın farklı değerlerine göre elde edilen sonuçlar..... | 59 |
| Tablo 2.5. Anten konum kontrol sisteminin Routh-Hurwitz tablosu | 61 |
| Tablo 2.6. PID denetleyici parametreleri..... | 66 |
| Tablo 2.7. Bulanık mantık denetleyici 49 kurallı kural tablosu | 73 |
| Tablo 2.8. KKD için verilen açı değerlerine ulaşma süreleri | 78 |
| Tablo 2.9. λ ve β parametrelerine göre yerleşme süreleri | 79 |
| Tablo 2.10. PID, BMD ve KKD karşılaştırma sonuçları | 87 |

SEMBOLLER DİZİNİ

| | |
|--------|--|
| azimut | Güney açısı, ufuk açısı, yatay bileşen |
| GPS | Global Positioning System (Küresel Konumlama Sistemi) |
| LQG | Linear Quadratic Gaussian (Doğrusal Kuadratik Gauss) |
| FQPD | Four Quadrant Photodetector (Dört Bölge Foto Dedektör) |
| PLC | Programmable Logic Controller (Programlanabilir Mantıksal Denetleyici) |
| OATS | Bir elektrik-elektronik aygıttan yayılan ışınların ölçülebildiği bir tesis |
| MLP | Multilayer Perceptron |
| T.M.L | Through Model Lemma |
| IC | Akıllı Denetim (Intelligent Control) |
| DA | Doğru Akım |
| AA | Alternatif Akım |
| SMDA | Sabit Mıknatıslı Doğru Akım |
| FDI | Hata Tanı Sistemi (Fault Diagnosis) |
| FTC | Fault Tolerant Control (Hata Tolerans Kontrol) |
| EMK | ElektroMotor Kuvvet |
| LEO | Alçak Yükseklikteki Yörünge (Low Earth Orbit) |
| PID | Oransal, İntegral ve Türevsel Denetleyici |
| BMD | Bulanık Mantık Denetleyici |
| KKD | Kayan Kipli Denetleyici |
| DYK | Değişken Yapılı Kontrol |
| KKK | Kayan Kipli Kontrol |

1. GENEL BİLGİLER

1.1. Giriş

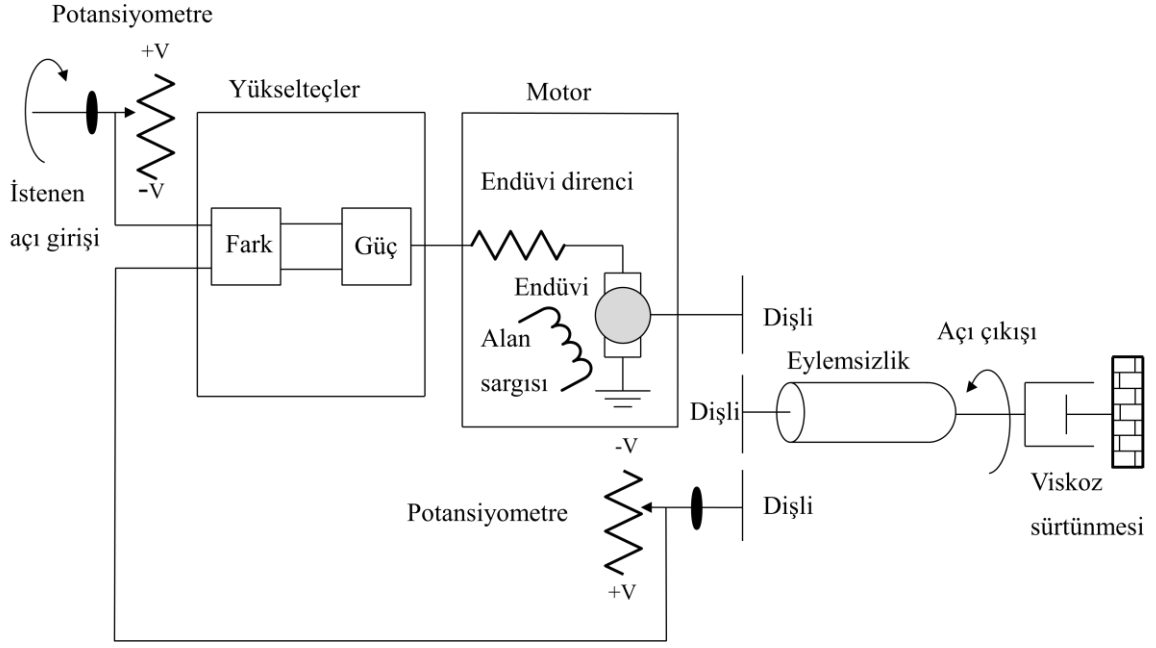
Çağımızda zaman ve mekân seçmeksizin haberleşmeyi sağlayan en önemli ve ileri teknoloji hiç şüphesiz uydu haberleşmesidir. Yaptığımız telefon görüşmelerinde, televizyon yayınlarının sağlanmasında, veri iletişimde kullanılan internet erişiminde kısacası hayatımızın her alanında uydu sistemleri ile karşılaşmaktayız. Gün geçtikçe iletişim trafiği artmaktadır, uydu haberleşme sistemleri sayesinde artan iletişim trafiğine çözümler getirilebilmektedir. Uydu haberleşmesinin yaygınlaşma sebeplerinden biri, bir noktadan başka bir noktaya veya birden fazla noktaya kolay ve ucuz bir şekilde haberleşme sağlanmasıdır [1].

Uydu ile yüksek frekanslı haberleşmenin sağlanabilmesi için de takip doğruluğu yüksek olan anten konum kontrol sistemleri kullanılmaktadır. Takip doğruluğundan kasıt, antenin uyduya yönlendirildikten sonra oluşan açı sapmasının minimum olmasıdır.

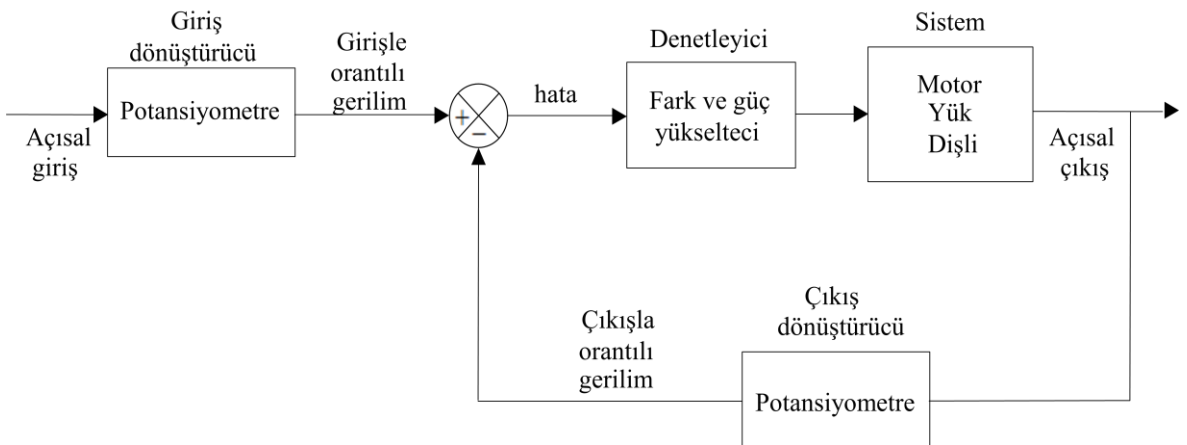
Evlerde kullanılan çapı küçük parabolik antenlerin farklı uydulardan gelen farklı yayınları alabilmeleri için ilgili uyduya yönlendirilmesi gerekir. Askeri alanlarda kullanılan uçaksavar füze sistemine ait atış-kontrol radarına ait parabolik antenin hedef takibi yapabilmesi için hedefe yönlendirilmesi gerekir. Uydu yer istasyonlarındaki dev çaplı parabolik antenlerin farklı yörüngelerin uydu takibinde aynı şekilde uyduya yönlendirilmesi gerekir. Örneklerdeki yönlendirmenin gerçekleşmesi için anten konum kontrol sistemine ihtiyaç vardır [2].

Konum kontrol sistemleri, konum giriş komutunu çıkışta konum tepkesine dönüştüren, robot kollarda, bilgisayar disk sürücülerinde ve antenlerde sıklıkla kullanılan sistemlerdir. Bu tezin amacı, anten yönlendirilmesinde hassasiyet ve doğruluğun büyük önem taşımasından dolayı çıkışta, potansiyometrenin giriş açısını takip eden antenin azimut açısını elde etmektir. Şekil 1.1(a)'da anten azimut konum kontrol sisteminin şematik gösterimi verilirken Şekil 1.1(b)'de ise sistemin işlevsel blok diyagramı verilmiştir. Bu çalışmada azimut açısını hedef alan tek eksenle hareket anlatılmıştır. Ancak aynı blok diyagramı yükselme açısı takibinde de kullanılabilir. Şekilde verilen blok diyagramında, sistemin girişine antenin yatayda yönlendirilmesi istenilen konum bilgisi girilir. Bu konum bilgisi bir potansiyometre yardımıyla gerilime

dönüştürülür. Çıkışta elde edilen antenin anlık konum verisi yine bir potansiyometreyle gerilime dönüştürülerek geri besleme yoluyla girişe aktarılır. Burada girişle çıkıştan gelen verilerin farkı alınarak, motor ve dişlileri harekete geçirecek hata sinyali oluşturulur. Hata sinyali, fark ve güç yükselteçlerinden geçirilerek sistemi sürecekt yükseltilmiş sinyal elde edilir, böylece motor ve dişli takımı sayesinde antenin yönlendirilmesi gerçekleştirilir [3].



(a)



(b)

Şekil 1.1. Anten azimut konum kontrol sistemi
(a) şematik gösterim (b) işlevsel blok diyagramı

Anten konum kontrol sisteminin amacı hatayı sifira çekmek yani sistemi dengeye getirmektir. Bunu sağlamak amacıyla şekilde verilen sisteme kontrol ünitesi eklenir. Kontrol ünitesi temelde karşılaştırma yapan bir hesaplama mantığıyla çalışarak hata sinyalini işler ve kontrol sinyali üretir ve bu denetim sinyaliyle motor ve dişliler istenilen konuma doğru yönelmeye başlar. Bu yönelme işlemi, giriş ve çıkış konumu eşit oluncaya kadar devam eder. Eşitlenmesi hata sinyalinin sıfır olduğu anlamına gelir ve motora dur komutu gönderilir. Aynı şekilde giriş ile çıkış arasındaki fark artınca da motora ulaşan sinyal artacak ve motorun hızlı çalışmasına neden olacaktır.

Konum hatasının meydana gelmesinin çeşitli sebepleri vardır. Bunlar aşağıda sıralanmıştır [4].

- Azimut açısı izleme seviyesinin düzgün olmaması
- Kuvvetli rüzgâr, fırtına gibi bozucu etkiler
- Tahrik elemanını doyuma götüren büyük anten hareketi
- Çanak paneli bozuk ayarı ve enkoder bozuklukları gibi mekaniksel bozukluklar
- Isıl değişimlerden dolayı anten yapısının deformasyonu
- Dişli kutusundaki dişli boşluğu (ölü nokta)
- Ortamın kırılması vb.

Bunları engellemek amacıyla kontrol sistemine ihtiyaç duyulmaktadır. Konum hatasını sıfırlayarak istenilen azimut açısına doğru anteni en doğru şekilde yönlendirmeyi amaçlayan bu çalışmada, ilk olarak sistemin en önemli parçası olan doğru akım motorları hakkında bilgi verilmiş, daha sonra kontrol sistemlerine geçilmiştir. Kontrol sistemleri hakkında genel bilgi verildikten sonra çalışmada kullanılan kontrol yöntemleri tek tek irdelenmiştir. Bunlardan ilki PID, ikincisi bulanık mantık ve sonuncusu da kayan kipli kontrol yöntemidir. Çalışmanın son kısmında ise yapılan çalışmalar ve sonuçlar yer almaktadır. Çalışmada bu kontrol yöntemleri birbirleriyle karşılaştırılmış ve anten konum kontrol sistemi için en uygun kontrol yöntemi belirlenmiştir.

1.1.1. Literatür Araştırması

H. Chris Tseng ve Dennis W. Teo, sensör etkisi ve gürültülü deniz ortamıyla başa çıkabilecek dayanıklı uydu izleme anteni tasarlamıştır, denetleyici olarak bulanık mantık denetleyici kullanmıştır ve anteni istenen konuma getirmek için GPS kullanılmıştır. Kullanılan denetleyici sayesinde, 0.5 saniye içerisinde istenen amaca ulaşılmıştır [5].

Wodek Gawronski, bir çalışmasında beyaz gürültü uygulanmış anten kontrolünde PI, LQG ve H_∞ kontrol algoritmalarını kullanmış ve en iyi yöntemin H_∞ olduğunu göstermiştir. Yerleşme zamanı diğerlerine göre daha kısadır ve rüzgâr bozucu etkisine olan dayanıklılığı daha fazladır [4]. Diğer bir çalışmasında, anten konum kontrolünde, kontrol sinyali üretmek için giriş komutunun gelecek değerlerini kullanan öngörülü kontrol yöntemini kullanmış ve LQ kestiriminin öngörülü kontrol amaçlarına göre oldukça yavaş olduğunu göstermiştir [6].

Saša Dimitrijević ve Dragan Antić, uydu anten konum kontrolünde iki giriş tek çıkışlı bulanık kayan kipli denetleyici kullanmıştır. Bozucu giriş ve hava şartlarının neden olduğu kararlı durum etrafındaki osilasyonlar azaltılmıştır [7].

Xian-Jun Pan, Yan Hong Wu ve Xin Jia, kızılötesi işaret, FQPD ve anten servosundan oluşan yardımcı işaretlemeye dayalı anten izleme-hedefleme kontrol sistemi tasarlamıştır. Önerilen anten kontrol sisteminin, elektromanyetik girişim altında yüksek doğrulukta çalıştığını, bozucu girişlere karşı güçlü dayanıklılığını ve özellikle basit ve ekonomik olduğunu göstermiştir [8].

Y. Yalçın ve S. Kurtulan, çatı çanak anten izlemi sistemi tasarlayarak bunu PLC ve görüntü ünitesi kullanarak pratik olarak gerçekleştirmiştir. Denetleyici olarak dijital PD ve PID kullanarak sistemi simüle etmişlerdir. Bozucu giriş olarak rüzgar kuvvetini kullanmışlardır ve bunun sisteme etkilerini gözlemlemişlerdir [9].

H. İbrahim Okumuş, E. Şahin ve Ö. Akyazı, PID denetleyici ve bulanık mantık denetleyici kullanarak anten azimut konum kontrol sistemi tasarlamıştır. Simulasyon sonuçları, bulanık mantık denetleyici ile tasarlanan kontrol sisteminin daha hızlı cevap verdiğini göstermiştir [10].

B. Ragıp Mutlu, Ulaş Yaman, Serdar Üşenmez, R. Aşkın Dilan, Melik Dölen ve A. Buğra Koku tarafından Çevrimiçi Donanım Benzetimi yöntemi kullanılarak 2 eksenli bir uydu izleme anteninin konum kontrolü verilmiştir ve bu yöntemin başarısı ortaya konulmuştur [11].

Ignatius Agung Wibowo ve arkadaşları yaptıkları çalışmada OATS'de mikrodenetleyici ile kontrol edilen step motor ve dc motor kullanarak anten konumunu ayarlayan, hız ve konum kontrolü yapan bir sistem tasarlamışlar ve sistemin doğruluğunu analiz etmişlerdir [12].

Recep Alper Aktuğ, 1999'da yaptığı tez çalışmasında, uydu iletişimde kullanılan parabolik, horn ve reflektör anten tasarımlarını incelemiş, antenlerin tasarım parametrelerini teorik olarak hesaplamış ve geliştirdiği bilgisayar programı ile bunları denemiştir [13].

İbrahim Ölmez 2006'da yaptığı tez çalışmasında uydu haberleşme sistemlerini incelemiş ve uydu haberleşme sistemlerinde önemli rol oynayan anten sistemlerini ele almıştır [1].

Mustafa Tekin, 2010 yılında yaptığı tez çalışmasında uydu anten kontrol sistemlerini incelemiş, PI kontrolör ile Modern LQG ve H_∞ kontrolörleri ile sistem modellemesi yaparak performans analizi yapmıştır. Daha sonra Notch filtresi ile PI kontrolörün hibritlenmesi sonucu elde edilen kontrolör ve ele alınan diğer kontrolörler arasında kıyaslama yapmıştır. H_∞ kontrolörün diğerlerine göre performansının daha iyi olduğunu göstermiştir [14].

Mario Garcia-Sanz, Trupti Ranka ve Bhal Chandra Joshi, yaptıkları çalışmada büyük radar antenlerindeki yüksek performanslı servo sistemler için doğrusal olmayan gürbüz denetleyici tasarımı yapmışlardır. Bu gürbüz anahtarlama denetleyici tasarımı radarın ölçülmüş konumu ile referans arasındaki hataya bağlı kararlı bir anahtarlama sağlar. Tasarladıkları denetleyicinin dayanıklı olması sebebiyle sistemdeki parametre belirsizliklerine rağmen gerekli performansı sağlamışlardır [15].

Soohong Park ve Jongkwon Kim, yaptıkları çalışmada uyarlanabilir bulanık denetleyici kullanarak data-link anten kontrol sistem tasarımı yapmışlardır. 2 eksenli data link anten sistemi için bilgisayar simülasyonlarıyla kararlılık ve izleme algoritmaları test edilmiştir. Koordinat dönüşümüyle kompanse açı hesaplama algoritması türetilmiş ve anten sisteminin performansı artırılmıştır. Hem simülasyon bazında hem de deneysel olarak klasik PID ve Bulanık PID denetleyici karşılaştırılmıştır. Bulanık PID, klasik PID denetleyiciye göre üstün performans sergilemiştir [16].

Haluk Gözde 2003 yılında yaptığı tez çalışmasında, bir 8-bitlik AT89C52 mikroişlemcisi kullanarak jeosenkron yörüngedeki haberleşme uydularından gelen sinyalleri almak için parabolik antenin iki boyutta hareketini sağlayacak bir kontrol sistemi

tasarlamıştır. Açısal doğruluk testleri yapmıştır. Test sonuçlarıyla belirlenen açı sapmaları MATLAB’da eğri uydurma yöntemi kullanılarak giderilmeye çalışılmıştır [17].

A.Razi, M.B. Menhaj ve A. Mohebbi, yaptıkları çalışmada LEO uydu izleme yer istasyon anteninin konum kontrolünde MLP sinir ağıları T.M.L’ya dayalı IC metodunu kullanmışlardır. Bu yöntemle dişli kutusu boşluklarının ve diğer kısımların aksaklıklarının neden olduğu doğrusalsızlık engellenmeye çalışılmıştır. Önerilen metodun etkinliği kanıtlanmıştır [18].

Iman Mohammadzaman, Ali Khaki Sedigh ve Mehrzad Nasirian, yaptıkları çalışmada yer istasyonu anteni konum kontrolünde Genelleştirilmiş Öngörülü Kontrol algoritmasını kullanmışlardır. Bu yöntemle doğrusalsızlıklar elimine edilmiştir. Aynı zamanda, zamanla değişen parametrelerin etkilerini azaltmak için ayarlanabilir öngörülü denetleyici önerilmiştir. Simulasyon sonuçları önerilen metodun etkililiğini ortaya koymuştur [19].

Mohsen N. Soltani, Roozbeh Izadi-Zamanabadi ve Rafael Wisniewski, yaptıkları çalışmada uydu izleme anteninin doğrusal olmayan dinamik modelini türetmişlerdir. FDI tasarlayarak hatanın tahmini değeri üzerindeki bozucuların etkisini azaltmışlardır. NIMC kullanarak izleme hatasının sıfıra çekilmesi garantilenmiştir. Son olarak FTC ile uydu izleme anteni için istenen özellikler tamamlanmıştır [20].

Jium-Ming Lin ve Po-Kuang Chang yaptıkları çalışmada model uydu anten izleme sistemi için akıllı denetleyici tasarımı yapmışlardır. Kontrol yöntemi olarak geleneksel ve Ziegler-Nichols metoduna dayalı PID ve Ziegler-Nichols metoduna dayalı bulanık denetleyici kullanmışlardır. Bulanık denetleyicinin hem alçak hem de yüksek anten izleme çevrim kazançlarında daha iyi olduğunu ve izleme çevrim kazancı parametre etkilerinin azaltılabilir olduğunu göstermişlerdir [21].

J. C. Lozier, J. A. Norton ve M. Iwama yaptıkları çalışmada bir antenin yönlendirilmesinde kullanılan servo sistemi tasarlamışlardır. Tasarlanan servo sistemin performansı her yönüyle irdelenmiştir ve sonuç olarak bu sistemle, antenin uydu izlemede yeterli doğrulukta yönlendirilmesi sağlanmıştır [22].

1.2. Doğru Akım Motorları

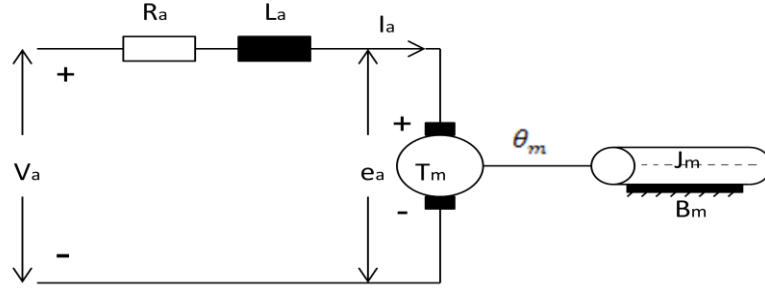
Doğru akım (DA) motorları, günümüzde endüstriyel uygulamalarda yaygın kullanılan hareket elemanlarıdır. Teknolojik gelişmelerle birlikte elektrikli ev aletleri, elektrikli tren, vinçler, yük asansörleri, yazıcı, elektrikli taşıtlar, disket sürücü, kâğıt endüstrisi, otomasyon, robotik, takım tezgâhı gibi yerlerde kullanılırlar [23]. Geniş uygulama alanına sahip olmasının birçok önemli sebebi vardır: Kolay kontrol edilebilmesi, yüksek performans göstermesi, geniş sınırlar içerisinde hız ayarı ve hassas konumlandırma yapılabilmesi gibi [24]. DA motorları, yüksek moment üretebilmeleri, kolay soğutulabilmeleri, çalışma ortamlarının güvenilir olması gibi çalışma karakteristiklerinin sağladığı üstünlüklerinden dolayı sanayide çok tercih edilen makine haline gelmiştir [25].

Yaygın olarak kullanılmasının diğer bir sebebi de alternatif akım motorlarına göre kontrolünün daha kolay olmasıdır. Geçmişte kontrol amacıyla alternatif akım servo motorlar kullanılırdı. AA motorlarının karakteristiklerinin doğrusal olmaması sebebiyle analitik olarak incelenmesi, modellenmesi ve dolayısıyla kontrol edilmesi zordur. Bu yüzden bilim insanları motor kontrolü konusunda farklı arayışlar içerisine girmişlerdir. Güç elektroniğindeki gelişmelere bağlı olarak fırçasız doğru akım motorları kontrol sistemlerinde kullanılmaya başlamıştır [26]. Fırçasız motorların üstünlüğü, fırçalarda zamanla meydana gelebilecek, yanma ve patlamaya neden olabilen kıvılcımlardan kurtulmuş olmalarıdır ve fırçasız da motorlarda rotor, statorun yerini almıştır [27]. Malzeme teknolojisindeki gelişmelere bağlı olarak fırçasız doğru akım motorlarında rotor sargısının yerini sabit mıknatıslar almıştır. Bu motorların sağladığı birçok avantajın yanı sıra kontrol tarafı da dikkatleri üzerinde toplayacak düzeydedir. Kullanıldıkları yerlere bakıldığında anahtarlama elemanlarının tetiklenmesi, dinamik frenleme, pozisyon bilgilerinin algılanması, hız ve konum kontrolünün temel gereksinim olduğu görülmektedir [28].

DA motorların kontrol edilmesi basittir ve geniş çalışma aralığında güvenilirdir. Genellikle doğrusal sistemler olarak modellenirler ve doğrusal kontrol yaklaşımları gerçekleştirilir. Bu çalışmada, öncelikle anten konum kontrolünde hassas ve kolay kontrol imkânı sağlayan sabit mıknatıslı doğru akım motorunun elektrikselsel ve mekaniksel dinamik denklemleri çıkartılmış, transfer fonksiyonları elde edilmiş ve SMDA motorun durum uzay modeli oluşturulmuştur.

1.2.1. SMDA Motorun Elektriksel ve Mekaniksel Denklemlerinin Çıkarılması

Elektrik motorları, gerilim girişine karşı konum çıkışı veren, daha basit olarak ifade edecek olursak temelde güç kaynağından aldığı elektrik enerjisini mekanik enerjiye dönüştüren elektromekanik tahrik elemanlarıdır. Kontrol sistemlerinde sıkça kullanılmalarından dolayı DA motorlarının matematiksel modellerinin çıkarılması gerekir. SMDA motoru endüvi devresi, endüvi direnci R_a , ona seri bağlı endüvi endüktansı L_a ve rotor döndüğünde endüvide meydana gelen zıt EMK e_a ile modellenir. SMDA motorun dinamik denklemlerini çıkardığımız eşdeğer devre diyagramı Şekil 1.2’de gösterilmiştir. Eşdeğer devreyi oluşturan elemanların birimleri, sembolleri ve adlandırmaları Tablo 1.1’de verilmiştir [29].



Şekil 1.2. SMDA motorun eşdeğer devresi

Tablo 1.1. Motor eşdeğer devre parametrelerinin sembolleri, adlandırmaları ve birimleri

| Semboller | Adlandırmalar | Birimler |
|------------|----------------------------|---------------|
| R_a | Endüvi direnci | [Ω] |
| L_a | Endüvi endüktansı | [H] |
| i_a | Endüvi akımı | [A] |
| e_a, V_a | Zıt EMK, Uygulanan gerilim | [Volt] |
| K_e | Zıt EMK sabiti | [V/rad/s] |
| K_t | Moment sabiti | [Nm/A] |
| T_L, T_m | Yük moment, Mil Momenti | [Nm] |
| ω_m | Açısal hız | [Rad/s] |
| θ_m | Açısal konum | [Rad] |
| J_m | Rotor eylemsizliği | [Kg m^2] |
| B_m | Viskoz-sürtünme katsayısı | [Kg m^2/s] |

Sürekli mıknatıslar manyetik alan oluşturur. Endüvi devresinden akan $i_a(t)$ akımı oluşan manyetik alandan doğru açılarda geçtiğinde, B manyetik alan büyüklüğüne ve l iletkenin uzunluğuna bağlı olan $F = Bl i_a(t)$ olan bir kuvvet oluşturur. Sonuçta oluşan moment motorun hareketli kısmı olan rotorun dönmesini sağlar. Motorda meydana gelen diğer bir olay da şu şekildedir: Bir iletken manyetik alanda, doğru açılarda hareket ettirildiğinde, iletken uçlarında, v iletkenin hızına bağlı olan $e = Blv$ gerilimi üretilir. Akım taşıyan endüvi, manyetik alanda döndüğü zaman, üretilen gerilim hızla orantılı olarak değişir [30]. Endüvi gerilimi $e_a(t)$, (1.1)'deki eşitlikteki gibi verilir.

$$e_a(t) = K_e * \frac{d\theta_m(t)}{dt} = K_e * \omega_m(t) \quad (1.1)$$

Şekil 1.2'de görüldüğü gibi endüvi uçlarına uygulanan $V_a(t)$ gerilimi ile SMDA motoru kontrol edilir. Doğrusal analizde, motorun hava aralığı akısı, doyuma ulaşmadığı varsayılan alan akımı ile motorun oluşturduğu moment de hava aralığı akısı ve endüvi akımıyla orantılıdır. Buna göre (1.2) eşitliği elde edilir.

$$\phi = K_f * i_f ; \quad T_m = K_m * \phi * i_a(t) ; \quad (1.2)$$

Φ akısı sabit olduğundan elektriksel yana ilişkin mil momenti (1.3) eşitliği gibi yazılabilir.

$$T_m = K_t * i_a(t) \quad (1.3)$$

Yapılan hesaplamalar sonucunda K_m değerinin K_e değerine eşit olduğu bulunur. Motorun endüvi devresine Kirchoff gerilim yasası uygulandığında (1.4) eşitliği elde edilir ve (1.5) eşitliğindeki gibi yeniden düzenlenir.

$$V_a(t) = R_a i_a(t) + L_a \frac{di_a(t)}{dt} + e_a(t) \quad (1.4)$$

$$\frac{di_a(t)}{dt} = \frac{1}{L_a} V_a(t) - \frac{R_a}{L_a} i_a(t) - \frac{1}{L_a} e_a(t) \quad (1.5)$$

Newton yasası kullanılarak elde edilen SMDA motorun mekaniksel yana ait denklemi, (1.6)'da verilmiştir ve (1.7) denklemindeki gibi yeniden düzenlenir.

$$T_m(t) = J_m \frac{d\omega_m(t)}{dt} + B_m \omega_m(t) - T_L(t) \quad (1.6)$$

$$\frac{d\omega_m(t)}{dt} = \frac{1}{J_m} T_m(t) - \frac{B_m}{J_m} \omega_m(t) + \frac{1}{J_m} T_L(t) \quad (1.7)$$

(1.1) eşitliği, (1.5) denkleminde yerine konulursa denklem (1.8), (1.3) eşitliği, (1.7) denkleminde yerine konulursa denklem (1.9) elde edilir. $d\theta_m(t)/dt = \omega_m(t)$ eşitliği (1.10)'da verilmiştir.

$$\frac{di_a(t)}{dt} = \frac{1}{L_a} V_a(t) - \frac{R_a}{L_a} i_a(t) - \frac{1}{L_a} K_e \omega_m(t) \quad (1.8)$$

$$\frac{d\omega_m(t)}{dt} = \frac{1}{J_m} K_t i_a(t) - \frac{B_m}{J_m} \omega_m(t) + \frac{1}{J_m} T_L(t) \quad (1.9)$$

$$\frac{d\theta_m(t)}{dt} = \omega_m(t) \quad (1.10)$$

Sistemin durum uzay modelini çıkarmak için öncelikle durum değişkenleri belirlenmelidir. Burada, durum değişkenleri $i_a(t)$, $\omega_m(t)$ ve $\theta_m(t)$ olarak yazılabilir. (1.8), (1.9) ve (1.10) denklemlerini kullanarak durum denklemleri vektör-matris şeklinde düzenlenirse (1.11) eşitliği elde edilir.

$$\begin{bmatrix} \frac{di_a(t)}{dt} \\ \frac{d\omega_m(t)}{dt} \\ \frac{d\theta_m(t)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_a}{L_a} & -\frac{K_e}{L_a} & 0 \\ \frac{K_t}{J_m} & -\frac{B_m}{J_m} & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ \omega_m(t) \\ \theta_m(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_a} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} V_a(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{J_m} \\ 0 \end{bmatrix} T_L(t) \quad (1.11)$$

SMDA motorunun durum denklemlerinden yola çıkarak transfer fonksiyonu elde edilir. Başlangıç şartları ve $T_L(t)$ sıfır kabul edilerek (1.8) ve (1.9) denklemlerinin Laplace dönüşümü alındığında denklem (1.12), (1.13), (1.14) ve (1.15) eşitlikleri elde edilir.

$$sI_a(s) = \frac{1}{L_a}V_a(s) - \frac{R_a}{L_a}I_a(s) - \frac{K_e}{L_a}s\Theta_m(s) \quad (1.12)$$

$$V_a(s) = (sL_a + R_a)I_a(s) + K_e s\Theta_m(s) \quad (1.13)$$

$$s^2\Theta_m(s) = \frac{K_t}{J_m}I_a(s) - \frac{B_m}{J_m}s\Theta_m(s) \quad (1.14)$$

$$I_a(s) = \frac{J_m s^2 + B_m s}{K_t} \Theta_m(s) \quad (1.15)$$

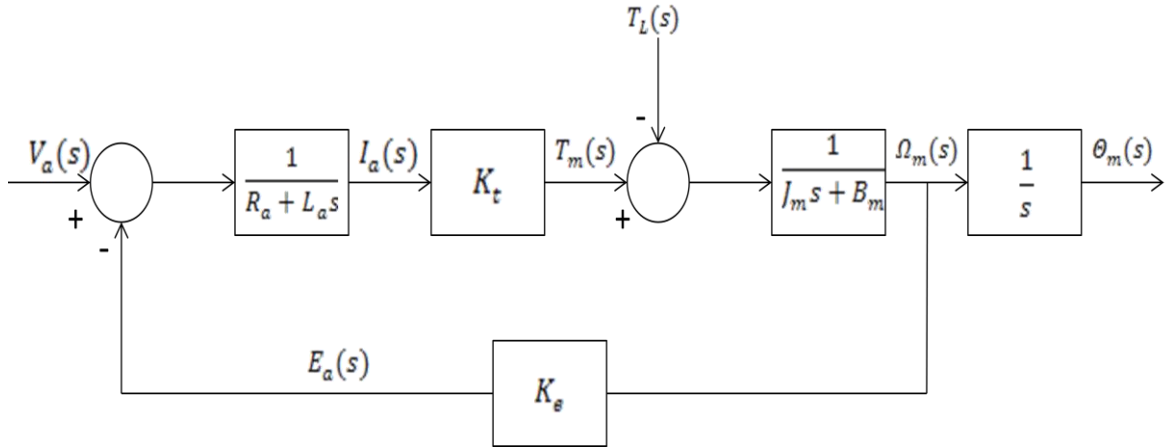
(1.15) eşitliğinde verilen $I_a(s)$, (1.13) eşitliğinde yerine konulursa (1.16) eşitliği elde edilir.

$$V_a(s) = \frac{[L_a J_m s^3 + (B_m L_a + R_a J_m) s^2 + (K_t K_e + R_a B_m) s]}{K_t} \Theta_m(s) \quad (1.16)$$

SMDA motorun açısai konumu ve giriş gerilimi arasındaki transfer fonksiyonu (1.17) eşitliğindeki gibi elde edilir.

$$\frac{\Theta_m(s)}{V_a(s)} = \frac{K_t}{L_a J_m s^3 + (R_a J_m + B_m L_a) s^2 + (K_t K_e + R_a B_m) s} \quad (1.17)$$

SMDA motorun transfer fonksiyonundan, Şekil 1.3'deki blok diyagramı oluşturulur. Blok diyagramdan görüldüğü üzere $E_a(s)$, zıt EMK tarafından motor hızıyla orantılı negatif geri besleme işareti oluşturularak motorun kapalı çevrim sistemi elde edilir.



Şekil 1.3. SMDA motorun blok diyagramı

Bu çalışmada, endüvi endüktansı L_a , endüvi direnci R_a 'ya göre çok küçük olduğu varsayılmıştır ve modelleme yapılırken basitleştirme yoluna gidilerek L_a sıfır kabul edilmiştir. Buna göre transfer fonksiyonu yeniden düzenlenir ve (1.18) eşitliği elde edilir.

$$\frac{\Theta_m(s)}{V_a(s)} = \frac{\frac{K_t}{R_a J_m}}{s^2 + \frac{1}{J_m} \left(B_m + \frac{K_t K_e}{R_a} \right) s} \quad (1.18)$$

Transfer fonksiyonunda kullanılan ve Tablo 1.1'de verilen J_m ve B_m , eşdeğer mekanik sabitler olarak verilmiştir. Motorun eylemsizliğini J_a , sürtünme katsayısını B_a ve motora bağlanacak olan yükün eylemsizliğini J_L , yükün sürtünme katsayısını B_L olarak

varsayarsak, J_m ve B_m , sırasıyla (1.19) ve (1.20) eşitliklerindeki gibi elde edilir. Burada verilen N_1/N_2 dişli oranını vermektedir.

$$J_m = J_a + J_L \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2 \quad (1.19)$$

$$B_m = B_a + B_L \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2 \quad (1.20)$$

1.3. Kontrol Sistemleri

Mühendislik, insanoğlunun ihtiyaçlarını karşılamak amacıyla doğanın kuvvetlerini ve materyallerini anlama ve kontrol etmedir. Kontrol sistem mühendisleri de toplum için faydalı ürünleri sağlamak amacıyla sistemlerin anlaşılması ve kontrol edilmesi ile ilgilenirler. Günümüzde, teknolojinin gelişmesiyle kontrol sistemlerine olan ilgi artmaya başlamıştır. Kontrol sistemleri, ürünlerin kalite kontrolünde, kimyasal işlemlerde, taşıma sistemlerinde, güç sistemlerinde, takım tezgâhı kontrolünde, robotik sistemlerde, uzay teknolojisinde, silah sistemlerinde, nanoteknolojide, trafik kontrol sistemlerinde ve diğer endüstriyel alanlarda çokça kullanılır. Sistemlerin verimli olarak çalışması için öncelikle iyi analiz edilmesi, modellenmesi ve kontrol edilmesi gerekmektedir; bu nedendir ki günümüz mühendislerinin yaşadığı sorunlardan biri de kimyasal işlem sistemleri gibi yeterince anlaşılammış, robotik sistemler gibi modern, karmaşık ve birbirleriyle ilişkili sistemlerin modellenmesi ve kontrolüdür [26].

Kontrol sistem tasarımı, farklı seçenek ve kararlardan oluşan süreçlerdir. Bu seçenekler, kontrol edilecek olan sistemin gereksinimlerine ve özelliklerine bağlıdır. Kararlar ise, çelişkili gereksinimler arasında uzlaşma sağlarlar. Sistemlerin, sinyallerin ve performans gereksinimlerinin matematiksel modellerini türetmek önemlidir. Başarılı bir kontrol sistemi tasarımı için, sistem ve sinyallerin dinamik özelliklerinin iyi anlaşılması gerekir. Otomatik kontrol, mühendislik ve tıp, ekonomi, toplum gibi bilimin her alanında temeldir; bu yüzden çoğu mühendis ve bilim adamının otomatik kontrolün teorisi ve pratiğiyle aşına olması istenir [31].

Tasarım işlemlerinde ilk adım, sistem hedeflerini tespit etmektir. Örneğin, bu çalışmadaki amaç, çanak antenin uydu sinyallerini hatasız olarak takip etmesidir. İkinci adım, kontrol etmek istenilen değişkenleri tanımlamaktır. Bu çalışmada kontrol edilmek istenilen değişken SMDA motor milinin açısız konumudur. Üçüncü adım değişkenlerin özelliklerini yazmaktır. Bu adımlardan sonra, istenilen kontrol performansını sağlayacak şekilde sistem ayarlanır, sistem için bir tahrik elemanı ve ölçüm yapacak sensör belirlenir. Sistem, tahrik elemanı ve sensör için modelleme yapılır. Daha sonra toplam sisteme bir denetleyici eklenir. Tasarım işleminde son adım hedeflenen performansı yakalamak amacıyla sistemin parametrelerini ayarlamaktır. İstedığımız sonuca ulaşamazsak, sistem ayarı geliştirilir, daha gelişmiş tahrik elemanı ve sensör kullanılarak verilen adımlar tekrarlanır [32].

1.3.1. Kontrol Sistem Türleri

Dinamik sistemlerin kontrolü, çok yaygın bir kavramdır. Otomobil sürmede olduğu gibi bir sistemde makine kontrolü insan tarafından gerçekleştiriliyorsa, bu manuel kontroldür, buna karşılık, bir termostatla oda sıcaklığı ayarlanmasında olduğu gibi bir sistem sadece makinelerle kontrol ediliyorsa bu da otomatik kontroldür. Bir referans sinyali izlemek için tasarlanan sistemler, takip sistemi veya servo sistemler olarak adlandırılırken, bilinmeyen bozucu girişlere karşı çıkış durumunu tutmak amacıyla tasarlanan sistemler regülatörler olarak adlandırılırlar. Kontrol etkisini hesaplamada kullanmak üzere, sistem çıkışının ölçümü alınmıyorsa açık çevrim kontrolü, kontrollü çıkış sinyali ölçülüyor ve geri besleniyorsa kapalı çevrim ya da geri besleme kontrolü olarak adlandırılır. Kontrolün teori ve tasarım teknikleri iki kategoride incelenir. Klasik kontrol metotları, Laplace veya Fourier dönüşümlerini kullanırken, Modern kontrol metotları sıradan diferansiyel denklemlere dayalıdır [33].

1.3.1.1. Açık Çevrim Kontrol

Açık çevrim; kontrol etkisini belirlemek amacıyla istenen sonuçla ölçülen sonucu karşılaştırmaz. Bu yüzden gerçek sonucu ölçmek için kullanılmaz. Açık çevrimin avantajı kapalı çevrim kontrolden daha az maliyetli oluşudur ve modellemesi çok daha basittir;

çünkü hataya dayalı etkiyi düzeltme ihtiyacı yoktur. Açık çevrimin dezavantajı ise, bozucuların neden olduğu hataların düzeltilemez olmasıdır [34].

1.3.1.2. Kapalı Çevrim Kontrol

Kapalı çevrim kontrol ya da geri beslemeli kontrol olarak adlandırılan bu kontrol türü, istenen sonuçla gerçek sonuç arasındaki farkı ölçmeye dayalıdır. Geri besleme terimi, sinyalin ölçülen değer yönünde hareket etmesinden gelmektedir. Sinyal, kontrollü sistem çıkışından başlar ve denetleyici girişinde son bulur yani geri beslenir. Kapalı çevrim terimi de geri besleme yoluyla oluşturulan çevrime karşılık gelir.

Kapalı çevrim sistemlerde, kontrollü değişken bir sensör yardımıyla ölçülür, bu ölçüm bilgisi denetleyiciye geri beslenir ve toplama bloğunda girişle karşılaştırılır. Çıkıştan geri beslenen sinyalle giriş sinyali arasında fark varsa, bu fark uyarma sinyali olarak adlandırılır ve sistemi sürmeye devam eder. Fark yoksa uyarma sinyali sıfır olur ve sistem denge halinde kalır. Bu da istenen değere ulaşıldığı anlamına gelir.

Kapalı çevrim sistemlerin açık çevrim sistemlere göre en belirgin avantajı, daha fazla doğruluğa sahip olması ve gürültü, bozucu etki ve ortamdaki değişikliklere daha az duyarlı olmasıdır. Kapalı çevrim sistemlerde, geçici tepke ve kararlı durum hatası, basit bir kazanç ayarıyla ya da denetleyicinin yeniden tasarımıyla daha esnek bir şekilde kontrol edilebilir. Dezavantaj olarak da kapalı çevrim sistemlerin açık çevrim sistemlere göre çok daha karmaşık ve de pahalı olduğu söylenebilir.

1.3.2. Geri Beslemeli Sistemlerin Tarihsel Gelişimi

Geri beslemeli kontrol sistemleri, insanlık tarihinden daha eskiye dayanır. Yunanlılar M.Ö. 300'lerde kontrol mühendisliğine başlamışlardır. Ktesibios, ölçülü kabın içine su dolmasıyla çalışan su saatini icat etmiştir. Bizantiyolu Philon tarafından sıvı seviye kontrol fikri yağ lambalarına uygulanmıştır. Buhar basıncının dengelenmesi, Denis Papin'in güvenlik supabı icadıyla 1681'de başlamıştır. Cornelis Drebbel 17. Yüzyılda kuluçkalık yumurtalar için tamamen mekaniksel kontrol sistemi icat etmiştir. 1745'te hız kontrolü, Edmund Lee tarafından rüzgâr gülüne uygulanmıştır ve bu fikir 1809'da William Cubitt tarafından geliştirilmiştir. 18. yüzyılda James Watt buhar makinelerinin hızın kontrol

etmek amacıyla ağırlıklı mekanik hız regülatörü icat etmiştir. Günümüzde bilinen kontrol sistemleri teorisi de 19. Yüzyılın ikinci yarısında yayılmaya başlamıştır. 1868'de James Clerk Maxwell diferansiyel denklem katsayılarına dayalı 3. Derece sistemler için kararlılık kriteri ileri sürmüştür. 1874'te Edward John Routh, kararlılık kriterini 5. dereceden sistemlere kadar genişletmiştir. 1877'de Adams Prize, Routh Hurwitz kriterini anlatan bir bildiri sunmuştur ve ödül kazanmıştır. Alexandr Michailovich Lyapunov, kontrol sistem kararlılığında bugünün teori ve pratiğinin gelişmesine katkı sağlamıştır. 1930'larda Hendrick W. Bode ve Harry Nyquist geri beslemeli yükselteçlerin analizini geliştirmişlerdir [3].

1.3.3. Doğrusal Zamanla Değişmeyen Sistemlerin Kararlılığı

Doğrusal olmayan ve zamanla değişen sistemler için kararlılık analizi karmaşık ve zor bir konudur. Doğrusal zamanla değişmeyen sistemlerde, transfer fonksiyonun payda polinomunun bütün kökleri negatif gerçel kısma sahip olmalıdır. Yani bütün kökler sol yarı düzlemde olmalıdır; aksi takdirde kararsız olur. Başlangıç şartları, sifıra yaklaşıyorsa sistem kararlı, uzaklaşıyorsa sistem kararsız olur.

Doğrusal zamanla değişmeyen sistemlerde, transfer fonksiyonu payda polinomundan karakteristik denkleme geçiş yaptığımızda (1.21) denklemi elde edilir.

$$\Delta(s) = s^n + a_1s^{n-1} + a_2s^{n-2} + \dots + a_n = 0 \quad (1.21)$$

Karakteristik denklemin köklerinin reel veya karmaşık; fakat birbirinden farklı olduğunu düşünürsek; (1.22) eşitliği elde edilir.

$$T(s) = \frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{b_0s^m + b_1s^{m-1} + \dots + b_m}{s^n + a_1s^{n-1} + \dots + a_n}$$

$$= \frac{K \prod_{i=1}^m (s - z_i)}{\prod_{i=1}^n (s - p_i)} \quad (1.22)$$

(1.21)'de verilen karakteristik denklem olarak adlandırılan diferansiyel denklemin çözümleri için kısmî kesir açılımı kullanarak (1.23) eşitliği yazılabilir.

$$y(t) = \sum_{i=1}^n K_i e^{p_i t} \quad (1.23)$$

(1.21) denkleminin kökleri $\{p_i\}$ ve $\{K_i\}$, başlangıç şartlarına ve sıfır konumuna bağlıdır. Eğer transfer fonksiyonun sağ yarı düzleminde bir kutbu iptal edecek bir sıfır bulunuyorsa, ona karşılık gelen $\{K_i\}$ çıkışta sifira eşit olacaktır; fakat bazı iç değişkenlerde kararsız geçici durumlar oluşacaktır.

Sistemin kararlı olmasında gerekli ve yeterli şart, (1.23) eşitliğindeki bütün terimlerin $t \rightarrow \infty$ 'a gittikçe sifira gitmesidir. Bütün p_i 'ler için, $e^{p_i t} \rightarrow 0$ olur. Sistemin bütün kökleri sol yarı düzleminde yani $Re\{p_i\} < 0$ olduğunda bu gerçekleşir [33].

Kontrol sistemlerinin zaman tepkisi iki kısımdan oluşur:

- Geçici tepke
- Sürekli durum tepkisi

Geçici tepke, sistem tepkesinin bir parçasıdır. Belirli bir zaman sonra geçici tepke kaybolur veya 0'a doğru azalır. Böylece $c_t(t)$ (1.24)'teki gibi ifade edilebilir.

$$\lim_{t \rightarrow \infty} c_t(t) = 0 \quad (1.24)$$

Geçici tepke kaybolduktan sonra, geri kalan kısım kararlı-durum tepkisi $c_{ss}(t)$ olarak adlandırılır.

Sistem cevabı, $c(t)$ (1.25)'de olduğu gibi yazılabilir:

$$c(t) = c_{tr}(t) + c_{ss}(t) \quad (1.25)$$

Denklemin sağ tarafındaki ilk terim geçici tepkeyi, ikinci terim sürekli durum tepkesini verir.

Bir sistemin geçici performansına ilişkin önemli bir faktör sistemin kararlılığıdır. Kararlı sistem, sınırlı sistem cevabı veren bir sistem olarak tanımlanır. Bu sistem, sınırlı bir girişe ya da bozucu etkiye bağlı ve sistem tepkisi büyüklük olarak sınırlı ise sistem kararlı olduğu söylenir.

Sınırlı bir cevap elde etmek için, kapalı çevrim sistemin kökleri s düzleminin sol yarı kısmında olmalıdır. Böylece, geri beslemeli sistemin kararlı olması için gerekli ve yeterli şart sistem transfer fonksiyonunun bütün köklerinin negatif gerçel kısmı olmalıdır. Bir sistemin transfer fonksiyonunun bütün kökleri s düzlemin sol yarı tarafında ise kararlıdır. Karakteristik denklemi $j\omega$ ekseninde basit köklere sahip olup diğer bütün kökleri sol yarı düzlemde ise, girişi, frekansı $j\omega$ eksen köklerinin büyüklüğüne eşit olan bir sinüzoid olmadıkça, sınırlı bir giriş için kararlı durum çıkışı salınımları devam edecektir. Bu durumda çıkış sınırsız olacaktır. Böyle bir sistem marjinal kararlı olarak adlandırılır. Kararsız bir sistem için, karakteristik denklemin s - düzlemin sağ yarı tarafında en az bir köke sahip olması ya da $j\omega$ ekseninde katlı kökü bulunması gerekir. Anlatılanlardan yola çıkarak şu şekilde toparlayabiliriz: Geri besleme kontrol sistemin kararlılığını tespit etmek için, karakteristik denklemin kökleri belirlenmelidir. Kararlılık konusunda üç yaklaşım vardır:

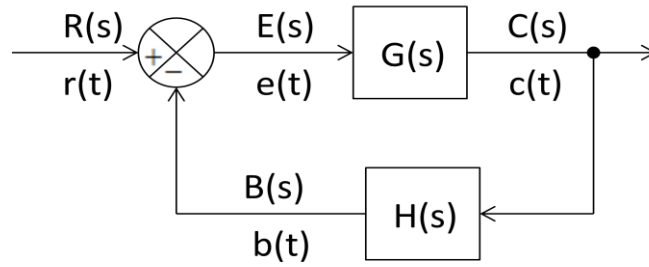
- 1) s -düzlem yaklaşımı
- 2) frekans domeni ($j\omega$) yaklaşımı
- 3) zaman domeni yaklaşımı

1.3.3.1. Mutlak Kararlılık, Bağlı Kararlılık ve Kararlı Durum Hatası

Kontrol sistem tasarımında, bileşenlerin bilgisinden sistemin dinamik davranışını tahmin edebilmeliyiz. Kontrol sisteminin dinamik davranışının en önemli karakteristiği sistemin kararlı olup olmadığı veren mutlak kararlılıktır. Bir kontrol sistemi giriş ve bozucuların varlığında, denge konumundaysa çıkış sabit kalır. Başlangıç şartlarına bağlı olan doğrusal zamanla değişmeyen sistemin çıkışı denge konumuna geri dönüyorsa, bu sistem kararlıdır. Doğrusal zamanla değişmeyen bir sistemin çıkışındaki salınımlar sonsuza kadar devam ediyorsa, bu sistem kritik kararlıdır. Başlangıç şartlarına bağlı olan sistem çıkışı denge konumundan uzaklaşıyorsa sistem kararsızdır.

Mutlak kararlılıktan sonraki önemli sistem davranışı, bağıl kararlılık ve sürekli durum hatasıdır. Bağıl kararlılık, kararlılığın derecesini ifade eder. Bir fiziksel kontrol sistemi, enerji depolayan elemanlar içeriyorsa, sistem çıkışı hemen takip edemez, sürekli duruma ulaşmadan önce geçici durum oluşturur. Fiziksel kontrol sisteminin geçici tepkisi, sürekli duruma ulaşmadan önce salınımlar gösterir. Kararlı durumdaki sistemin çıkışı girişe tam olarak uymuyorsa kararlı durum hatası var demektir. Bu hata kontrol sisteminin doğruluğu hakkında bilgi verir [31].

Kararlı durum hatası bir kontrol sisteminin performansını değerlendirmede kullanılan kriterlerden biridir. Doğrusal bir sistemde kararlı durum hatası, sistemin tipine ve giriş sinyaline bağlıdır. Farklı sistem tipleri ve farklı giriş sinyalleri, farklı kararlı durum hatalarına neden olur. Bu çalışmada yalnızca basamak girişin neden olduğu kararlı durum hatası anlatılacaktır. Şekil 1.4'te verilen blok diyagramında $G(s)H(s)$ (1.26) eşitliğindeki gibi ifade edilir.



Şekil 1.4. Basit bir kontrol sisteminin blok diyagramı

$$G(s)H(s) = \frac{K(1+a_1s)(1+a_2s)\dots(1+a_ns)}{s^j(1+b_1s)(1+b_2s)\dots(1+b_ms)} \quad (1.26)$$

$$G(s)H(s) = \frac{K(s+2)}{s(s+3)(s+5)} \quad (1.27)$$

Sistemin tipi j parametresine göre belirlenmektedir. 1.27'de verilen örnekte $j=1$ olduğundan bu sistem Tip-1 sistemdir. Eşitlik (1.28)'de, Şekil 1.4'te verilen blok diyagramından elde edilen $e(t)$ hatası, (1.29)'da Laplace dönüşümü ile elde edilmiş olan $E(s)$ ve (1.30)'da ise kararlı durum hatası e_{ss} verilmiştir.

$$e(t) = r(t) - b(t) \quad (1.28)$$

$$\begin{aligned} E(s) &= R(s) - B(s) \\ &= R(s) - C(s)H(s) \\ &= R(s) - E(s)G(s)H(s) \\ &= \frac{R(s)}{1 + G(s)H(s)} \end{aligned} \quad (1.29)$$

$$\begin{aligned} e_{ss} &= \lim_{t \rightarrow \infty} e(t) \\ &= \lim_{s \rightarrow 0} sE(s) \\ &= \lim_{s \rightarrow 0} \frac{sR(s)}{1 + G(s)H(s)} \end{aligned} \quad (1.30)$$

Basamak giriş sinyali, (1.31) eşitliğinde verilirken, basamak hata sabiti olan K_p ise (1.32) eşitliğinde verilmiştir.

$$R(s) = \frac{a}{s}, \quad r(t) = au(t) \quad (1.31)$$

$$K_p = \lim_{s \rightarrow 0} G(s)H(s) \quad (1.32)$$

Basamak hata sabiti cinsinden kararlı durum hatası (1.33) eşitliğinde verilmiştir.

$$\begin{aligned} e_{ss} &= \lim_{s \rightarrow 0} \frac{sR(s)}{1 + G(s)H(s)} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{a}{1 + G(s)H(s)} = \frac{a}{1 + \lim_{s \rightarrow 0} G(s)H(s)} \\ &= \frac{a}{1 + K_p} \end{aligned} \quad (1.33)$$

Tip 0 bir sistem için, (1.26)'da verilen denklemde $j=0$ alınıp (1.32)'de yerine konulduğunda $K_p = K$ elde edilir ve böylece kararlı durum hatasını veren (1.34) eşitliği çıkarılır. Burada, Tip 0 sistemin kararlı durum hatasının bulunduğu görülmektedir.

$$e_{ss} = \frac{a}{1+K} \quad (1.34)$$

Tip 1 bir sistem için, (1.26)'da verilen denklemde $j=1$ alınıp (1.32)'da yerine konulduğunda $K_p = \infty$ elde edilir ve elde edilen kararlı durum hatası (1.35) eşitliğinde verilmiştir. Burada, Tip 1 sistemin kararlı durum hatasının olmadığı görülmektedir.

$$e_{ss} = \frac{a}{1+\infty} = 0 \quad (1.35)$$

1.3.3.2. Routh- Hurwitz Kararlılık Kriteri

Kararlılık belirleme, çoğu mühendisin ilgilendiği bir konudur. İlk kez Maxwell ve Vishnegradsky dinamik sistemlerin kararlılığı konusunu göz önüne almışlardır. 1800'lerin sonlarında, A. Hurwitz ve E. J Routh, lineer bir sistemin kararlılığını araştıran bir yöntem yayınladı [35, 36]. Routh-Hurwitz kararlılık metodu, sistemleri, mutlak kararlılık bakımından incelememizi sağlayan, bunu doğrusal, zamanla değişmeyen sabit katsayılı karakteristik denklemleri dikkate alarak yapan cebirsel bir methodur. Belirtilen karakteristik denklem (1.36)'de verilmiştir.

$$\Delta(s) = a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0 = 0 \quad (1.36)$$

Sistemin kararlılığını tespit etmek için, köklerden birinin sağ yarı s düzleminde olup olmadığını belirlemek yeterlidir. (1.36) eşitliğini çarpan biçiminde yeniden düzenlersek (1.37) elde edilir. Çarpanları birlikte çarparsak (1.38) eşitliği elde edilir.

$$a_n (s - r_1)(s - r_2) \dots (s - r_n) = 0 \quad (1.37)$$

$$\begin{aligned} q(s) &= a_n s^n - a_n (r_1 + r_2 + \dots + r_n) s^{n-1} \\ &\quad + a_n (r_1 r_2 + r_2 r_3 + r_1 r_3 + \dots) s^{n-2} \\ &\quad - a_n (r_1 r_2 r_3 + r_1 r_2 r_4 \dots) s^{n-3} + \dots \end{aligned}$$

$$+a_n (-1)^n r_1 r_2 r_3 \dots r_n = 0 \quad (1.38)$$

(1.38) eşitliğini genelleştirirsek n. dereceden denklem için (1.39)'daki eşitliği yazabiliriz.

$$\begin{aligned} q(s) &= a_n s^n - a_n (\text{bütün köklerin toplamı}) s^{n-1} \\ &+ a_n (\text{ikişer alınan köklerin çarpımlarının toplamı}) s^{n-2} \\ &- a_n (\text{üçer alınan köklerin çarpımlarının toplamı}) s^{n-3} + \dots \\ &+ a_n (-1)^n (\text{bütün köklerin çarpımı}) = 0 \end{aligned} \quad (1.39)$$

Eğer bütün kökler sol yarı düzlemde ise polinomun bütün katsayıları aynı işaretli olmalıdır. Kararlı bir sistem için, bütün katsayıların sıfırdan farklı olması da gerekir. Bir sistem bunları karşılamıyorsa, kararsız olduğunu biliriz; fakat eğer karşılıyorsa o zaman sistemin kararlılığını tespit etmek için irdeleme devam eder, yani yukarıda verilen koşullar gereklidir; ancak yeterli değildir. Routh-Hurwitz kriteri doğrusal sistemlerin kararlılık analizinde gerekli ve yeterli bir kriterdir. Bu kriter, karakteristik denklemin katsayılarının sıralanmasına dayalıdır. 6. mertebeden bir sistemin karakteristik denklemi (1.40)'da verilmiştir. Buna göre oluşturulan Routh düzeni Tablo 1.2'de gösterilmiştir.

$$a_6 s^6 + a_5 s^5 + a_4 s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0 = 0 \quad (1.40)$$

Tablo 1.2. 6. mertebeden bir sistemin Routh düzeni

| | | | | |
|-------|-------------------------------------|-------------------------------------|---------------------------------------|-------|
| s^6 | a_6 | a_4 | a_2 | a_0 |
| s^5 | a_5 | a_3 | a_1 | 0 |
| s^4 | $\frac{a_5 a_4 - a_6 a_3}{a_5} = A$ | $\frac{a_5 a_2 - a_6 a_1}{a_5} = B$ | $\frac{a_5 a_0 - a_6 * 0}{a_5} = a_0$ | 0 |
| s^3 | $\frac{A a_3 - a_5 B}{A} = C$ | $\frac{A a_1 - a_5 a_0}{A} = D$ | $\frac{A * 0 - a_5 * 0}{A} = 0$ | 0 |
| s^2 | $\frac{BC - AD}{C} = E$ | $\frac{C a_0 - A * 0}{C} = a_0$ | $\frac{C * 0 - A * 0}{C} = 0$ | 0 |
| s^1 | $\frac{ED - C a_0}{E} = F$ | 0 | 0 | 0 |
| s^0 | $\frac{F a_0 - E * 0}{F} = a_0$ | 0 | 0 | 0 |

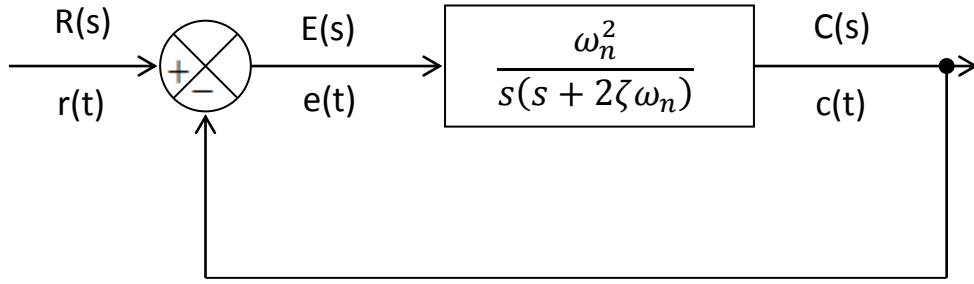
Routh düzeninde birinci sütundaki katsayıların işaretleri denklem kökleri hakkında dolayısıyla sistemin kararlılığı hakkında bilgi verir. Bu sütunda işaret değişimi yoksa karakteristik denklemin kökleri sol yarı düzlemde ve sistem kararlıdır; aksi takdirde sağ yarı düzlemde kök var demektir. Bu da sistemin kararsız olmasına yol açar. Ayrıca işaret değişimi sayısı sağ yarı düzlemdeki kök sayısına eşittir.

1.3.4. Geçici Tepke Parametreleri

Performans analizinde kullanılan diğer bir önemli etmen geçici tepke parametreleridir. Genellikle en sık kullanılan parametreler şunlardır:

- Gecikme süresi t_d
- Yükselme süresi t_r
- Tepe süresi t_p
- Maksimum aşma M_p %
- Yerleşme süresi t_s

Bu parametrelerin tanımlarına geçmeden önce ikinci mertebeden bir sistemin sönüm oranı ζ ve doğal frekansı ω_n açıklanacaktır. Bunun için Şekil 1.5'teki blok diyagramı kullanılmıştır.



Şekil 1.5. İkinci mertebeden bir sistemin blok diyagramı

İkinci mertebeden bir sistemin kapalı çevrim transfer fonksiyonu (1.41) denkleminde verilmiştir. Sistemin karakteristik denklemi (1.42) eşitliğinde verilmiştir.

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (1.41)$$

$$\Delta(s) = s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2 = 0 \quad (1.42)$$

Sistemin girişine basamak giriş $R(s)=1/s$ uygulanırsa sistem çıkışında $C(s)$ (1.43) eşitliğindeki gibi elde edilir.

$$C(s) = \frac{\omega_n^2}{s(s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2)} \quad (1.43)$$

Elde edilen transfer fonksiyonunun ters Laplace dönüşümü alınırsa çıkış yanıtı $c(t)$ (1.44) eşitliğindeki gibi elde edilir. (1.42)'de verilen karakteristik denklem kökleri (1.45) eşitliğinde verilmiştir.

$$c(t) = 1 - \frac{e^{-\zeta\omega_n t}}{1 - \zeta^2} \sin(\omega_n(\sqrt{1 - \zeta^2}t + \cos^{-1}\zeta)) \quad t \geq 0 \quad (1.44)$$

$$\begin{aligned} s_1, s_2 &= -\zeta\omega_n \pm j\omega_n\sqrt{1 - \zeta^2} \\ &= -\alpha \pm j\omega \end{aligned} \quad (1.45)$$

Burada $\alpha = \zeta\omega_n$ olup sönüm sabiti, $\zeta = a/\omega_n$ olup sönüm oranı olarak adlandırılırken ω_n parametresi de doğal frekans olarak ifade edilmektedir. ω_n sabit tutularak ζ değerine bağlı olarak sistem hakkında aşağıdaki yorumlar yapılabilmektedir.

$0 < \zeta < 1$ → eksik sönümlü

$\zeta = 1$ → kritik sönümlü

$\zeta > 1$ → aşırı sönümlü

$\zeta = 0$ → sönümsüz

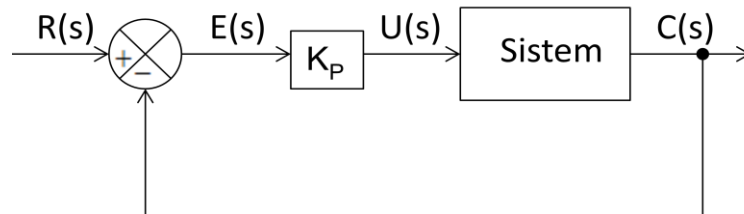
$\zeta < 0$ → negatif sönümlü

Sistemin çıkışı $c(t)$ ise, gecikme süresi, $c(t)$ 'nin başlangıç değerinden kararlı durum değerinin yarısına ulaşma zamanını, yükselme süresi kararlı durum değerinin % 10'undan %90'ına ulaşma süresini, tepe süresi, tepe değeri c_{\max} 'a ulaşma zamanını ve yerleşme süresi de kararlı durum değerine % 2 veya % 5 toleransla ulaşma zamanını ifade ederken yüzde aşma da ilk aşma yaptığı kısımda kararlı durum değerinden ne kadar aşma yaptığını yüzde olarak verir.

1.4. PID Denetleyici ile Tasarım

1.4.1. Oransal Kontrol

Bir sistemin kontrol edilmesinin amacı, çalışma performansının iyileştirilmesidir. Kazanç sağlamak, çoğu sistem için öncelikli amaçlardandır; bu nedenle ki oransal kazanç sistemler için önemli bir elemandır [37].



Şekil 1.6. Oransal kontrol blok diyagramı

Şekil 1.6'da verilen blok diyagramında görüldüğü gibi sistemi kontrol eden denetleyici, transfer fonksiyonu K_P olan saf kazançtır. Denetleyici girişi ile çıkışı arasındaki bağıntı (1.46)'da verilmiştir. Laplace domeninde yeniden düzenlenirse, (1.47) bağıntısı elde edilir.

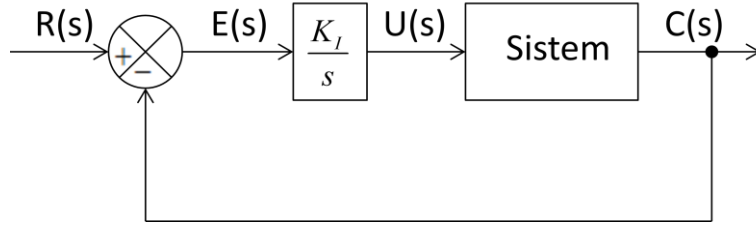
$$u(t) = k_p e(t) \quad (1.46)$$

$$U(s) = K_p E(s) \quad (1.47)$$

Buradan; sisteme uygulanan kontrol işaretinin giriş hata işaretinin belli bir katı olduğu görülmektedir. Hatanın büyük olması kontrol giriş işaretinin büyük olmasını sağlarken, hatanın çok küçük olması ise kontrol giriş işaretinin çok küçük olmasına dolayısıyla kararlı durum hatası meydana gelmesine neden olur, K_P değerini artırılarak sürekli durum hatası düşürülür. Aynı zamanda referans girişe verilen cevap süresi kısalmır; ancak dezavantaj olarak aşma artar [38].

1.4.2. İntegral Kontrol

İntegral denetleyicilerin tek başına kullanımı sınırlı olmakla beraber genellikle oransal denetleyici ile birlikte kullanıldığı görülmektedir. Oransal denetleyicinin oluşturduğu kararlı durum hatasını yok etmede kullanılan denetleyici türüdür. Şekil 1.7.'de integral denetleyici ile kontrol edilen sisteme ait blok diyagramı verilmiştir. Bağıntı (1.48)'de denetleyici girişi ile çıkışı arasındaki eşitlik verilmiştir. Bu eşitliği Laplace domeninde yeniden düzenlenirse (1.49) bağıntısından görüldüğü gibi sistemin derecesini bir artırmaktadır. Dolayısıyla K_I 'nin gereğinden fazla artırılması sistemi kararsızlığa sürükler, aşmayı artırır [39].



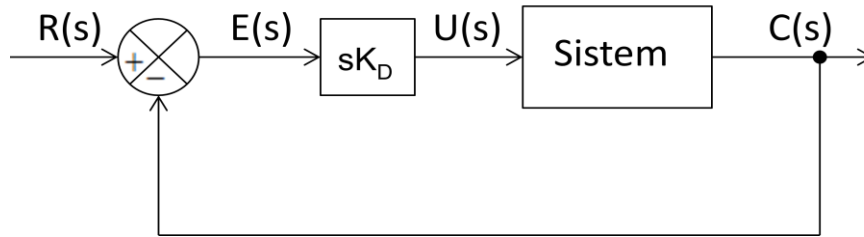
Şekil 1.7. İntegral kontrol blok diyagramı

$$u(t) = k_i \int_0^t e(\tau) d\tau \quad (1.48)$$

$$U(s) = \frac{K_I}{s} E(s) \quad (1.49)$$

1.4.3. Türevsel Kontrol

Türevsel denetleyici kullanılmasının en önemli sebebi, diğer denetleyicilerin oluşturduğu aşmayı ortadan kaldırmaktır, bu nedenledir ki türevsel denetleyicinin tek başına kullanımı yoktur. Bu yüzden Şekil 1.8’de türevsel denetleyici ile kontrol edilen sisteme ait blok diyagramı sadece gösterim amaçlı verilmiştir. (1.50) bağıntısından görüldüğü gibi hatanın değişme hızına bağlı bir kontrol işareti üretir. (1.51) eşitliğinde denetleyici girişi ile çıkışı arasındaki bağıntı Laplace domeninde verilmiştir.



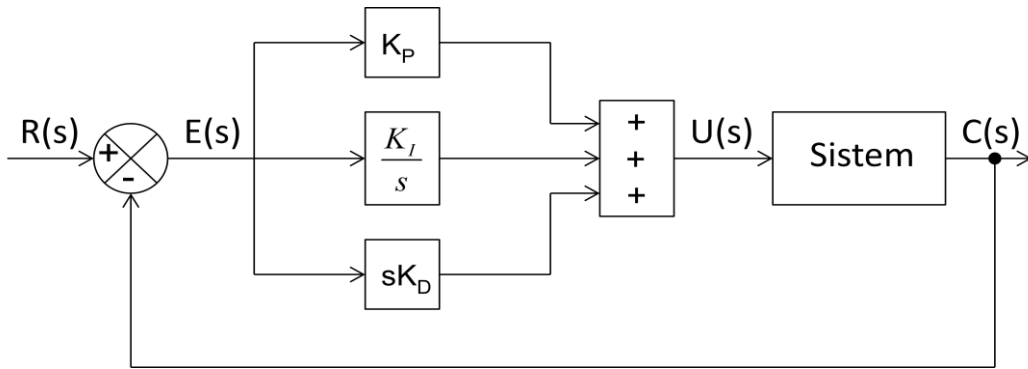
Şekil 1.8. Türevsel kontrol blok diyagramı

$$u(t) = k_d \frac{de(t)}{dt} \quad (1.50)$$

$$U(s) = sK_D E(s) \quad (1.51)$$

1.4.4. PID Kontrol

PID kontrol, daha önce anlatılan oransal, integral ve türevsel olmak üzere üç temel kontrol biriminin birlikte kullanılmasıyla oluşan kontrol türüdür. PID denetleyici ile kontrol edilen sistemin blok diyagramı Şekil 1.9.'de verilmiştir.



Şekil 1.9. PID kontrol blok diyagramı

PID denetleyici, ilk kontrol stratejilerinden biridir ve basit kontrol yapısından ötürü endüstriyel alanda uygulama alanı çok geniştir. Süreç kontrolünde, kontrol çevriminin % 95'inden fazlası PID türüdür. Kontrol edilen sistemle ilgili ayrıntılı model bilgisi gerektirmez [40].

PID denetleyici birçok önemli fonksiyonu yerine getirir: geri besleme yoluyla sistemin kontrol edilmesini sağlar, oransal işleviyle sistem tepkisi hızlandırılır, integral işleviyle kararlı durum hatası ortadan kaldırılır ve türev işleviyle de gelecek işlem önceden tahmin edilir ve aşma ortadan kaldırılır. Enerji üretim, iletim ve imalatında kullanılan karmaşık otomatik sistemlerin oluşturulmasında, PID kontrol sık sık mantık devreleri, ardışıl makineler, ayırıcı anahtarlar ve basit fonksiyon bloklarıyla birleştirilerek kullanılır. PID denetleyici kontrol mühendisliğinin bel kemiğidir, ekmek kapısıdır diyebiliriz [41].

Üç terimli PID denetleyicinin transfer fonksiyonu (1.52) eşitliğinde verilmiştir. Bu eşitlik süreç sanayilerinde kullanımına göre yeniden düzenlenirse (1.53) eşitliği elde edilir.

$$\frac{U(s)}{E(s)} = k_p + \frac{k_I}{s} + k_D s \quad (1.52)$$

$$\frac{U(s)}{E(s)} = k_p \left[1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s \right] \quad (1.53)$$

T_I , integral zaman sabiti ve T_D türevsel zaman sabiti olarak adlandırılan bu parametreler denetleyiciyi ayarlama operatör tarafından kullanılırlar.

1.5. Bulanık Mantık Denetleyici

1.5.1. Bulanık Mantık Kavramı

“Bulanık” kelimesi, günümüzde çoğu mühendis için artık bulanık değildir. Bulanık sistemler ve bulanık kontrol teorileri geleneksel kontrol sistem mühendisliğinin mevcut alanına umut verici, yeni bir boyut kazandırmıştır. Bulanık mantık kontrol, yapay zeka ve geleneksel kontrol arasında bağlantı kuran bir yöntemdir. Bu yöntem, genellikle doğruluğun çok önemli ve gerekli olmadığı durumlarda uygulanır.

Bulanık mantık, matematiksel denklemler yerine dilsel terimlerin kullanıldığı bir yöntemdir. Karmaşık fiziksel bir sistemin, diferansiyel denklemler kullanılarak matematiksel bir modeli oluşturulamadığı ve dilsel terimleri kullanan insan deneyimine ihtiyaç duyulduğu durumda, bulanık sistemler ve bulanık kontrol teorilerinin kullanılması daha caziptir. Günümüz piyasasında mevcut olan birçok özel yazılım ve donanım içeren bulanık kontrol metod ve uygulamaları akıllı kontrol türü olarak sınıflandırılabilir. Çünkü bulanık sistem modellemesi, analiz ve kontrolünde bulanık küme, bulanık mantık, bulanık kural gibi bileşenlere insan bilgisi, deneyimi dahil edilmektedir. Geleneksel yaklaşımlar ile karşılaştırıldığında, bulanık kontrol alan uzmanlarından daha fazla bilgi kullanmaktadır; fakat fiziksel bir sistemin modellenmesinde, matematiksel modellemeye daha az dayanmaktadır [42].

Literatürde, bulanık sistemler teorisi için iki tür gerekçe vardır:

- Gerçek dünya, kesin tanımlar elde edebilmek için çok karmaşıktır; bu yüzden makul bir model elde etmek için yaklaşık veya bulanık bir tanımlama yapılmalıdır.

- Bilgi çağına doğru ilerledikçe insan bilgisi giderek daha önemli bir hale gelmiştir. İnsan bilgisini sistematik bir şekilde formüleştirmek için bir teori gereklidir.

Gerçekte, mühendislik alanında hemen hemen tüm teoriler gerçek dünyayı yaklaşık olarak karakterize eder; bu yüzden ilk gerekçe bulanık sistemler teorisinin diğer teorilerden ayırt edici bir özelliğini göstermez.

İkinci gerekçe ise, bulanık sistemler teorisinin, mühendisliğin bağımsız bir dalı olduğunu gösterir [43].

Çoğu sistem için iki kaynaktan önemli bilgi gelmektedir. Birincisi sistem hakkında insan tecrübesi, ikincisi de fiziksel yasalara göre elde edilen matematiksel modeller ve sensör ölçümleridir. Sistem tasarımında önemli olan bu iki bilgiyi birleştirmektir. Bulanık sistem teorisi de bunu amaçlamaktadır.

Bulanık mantığın kullanılmasının ana sebebi, kesin olmayan bilgilerle doğru kararlar verebilmeyi sağlayan karar verme mekanizmalarının modellenmesidir.

1.5.1.1. Bulanık Teori ve Uygulamaların Tarihsel Gelişimi

Klasik teorinin, bir sistemin matematiksel modelinin kesin olarak bilinmediği durumlarda yetersiz kalmasından dolayı bilim adamları bulanık teorisine yönelmişlerdir. Bulanık teorisi, 1965 yılında Lotfi A. Zadeh tarafından yayınlanan ve yeni ufuklar açan bildiriyle başlamıştır [44]. 1960'ların sonlarında bulanık algoritmalar (1968) ve bulanık karar verme mekanizması (1970) gibi yeni bulanık metodlar önerilmiştir [45, 46]. Lotfi Zadeh'in özverili ve mükemmel çalışmaları sonucu olarak bulanık teori bağımsız bir alanda oluşmuştur. 1973 yılında Zadeh'in sunmuş olduğu diğer bir bildiriyle bulanık kontrolün temelleri atılmıştır [47]. Daha sonra Mamdani ve Assilian, bulanık mantık denetleyicinin oluşturulmasının çok kolay olduğunu ve çok daha iyi çalıştığını bulmuşlardır [48]. 1980 yılında, Sugeno, Fuji Elektrik su arıtma sistemi kontrolü olan ilk bulanık sistem uygulamasını başlatmıştır. 1980'lerin başlarında, Hitachi'den Yasunobu ve Miyamoto, Sendai metrosu için bulanık kontrol sistemi geliştirmeye başlamış olup 1987'de bu projeyi bitirmişlerdir ve böylece dünyadaki en ileri düzeydeki metro sistemini kurmuşlardır. 1989'da Yamakawa ters sarkacı dengede tutan bulanık sistem geliştirmiştir. Bu şekilde 1980'lerin sonlarında ve 1990'ların başlarında bulanık sistemler ve kontrolü hızlıca ilerlemiş ve günümüzdeki yaygın kullanım seviyesine ulaşmıştır.

1.5.1.2. Bulanık Mantık Kontrolün Avantajları

- Gerçek dünyada, sistemlerin çoğu doğrusal olmayan sistemlerdir; bulanık kontrol yöntemi diğer kontrol yaklaşımlarına göre bu tür sistemleri kontrol etmede daha etkili bir yöntemdir.
- Sistemlerin matematiksel modellerine ihtiyaç duymadan kontrol etme imkanı sunması yani bulanık kontrol yönteminin serbest model yaklaşımına dayanması, çoğu karmaşık sistemin kontrolünde kullanılmasını sağlar.
- Bulanık mantık kontrol, oldukça basit, esnek ve dayanıklı çözümler sunar, ayrıca yazılım basitliği ucuza mal olmasını sağlar [49, 50, 51, 52].

1.5.2. Bulanık Kümeler

Literatürde küme teorileri incelendiğinde, bir nesnenin söz konusu kümeye ait olup olmadığı ve aitlik dereceleri konusunda iki gruba ayrıldığı görülmektedir. Klasik küme teorisinde, bir nesne veya varlık söz konusu kümenin ya elemanıdır ya da değildir, eleman ve eleman olmayan varlıklar arasında net ve keskin bir ayrım vardır; yani bir eleman için kümeye ait midir değil midir sorusuna % 100 aittir cevabı veriliyorsa bu küme klasik kümedir. Ancak olasılık ve istatistikte, bir varlığın o kümenin elemanı olma olasılığı nedir diye sorulmaktadır ve alınan yanıt % 90 olabilmektedir. Klasik küme teorisi kısmî üyeliğe olanak sağlamadığından bu yanıtı çözüm oluşturamayacaktır. Böylece, gerçek dünyadaki kısmî üyeliğe sahip çoğu problem klasik küme teorisiyle açıklanamaz, başka bir çözüm yoluna gidilmelidir. Bu problemlere çözüm olarak bulanık küme teorisi geliştirilmiştir. Bulanık küme teorisi, kısmî üyelikleri kabul eder [42].

Bulanık kümeler, bulanık sistemlerin yapı taşıdır ve farklı üyelik derecelerine sahip elemanları içerirler. Bu kümeler, üyelik fonksiyonu olarak tanımlanan ve bulanık küme teorisinin temel elemanı olan bir fonksiyon ile, elemanlarını $[0,1]$ aralığındaki gerçel sayılara atarlar. Kümeye ait olan elemanlar için 1, kümeye ait olmayanlar için 0 ve kümeye aitliği belirsiz olanlar için 0-1 arasındaki üyelik değerleri atanır [52].

U , söylem evreninde tanımlanan evrensel küme olarak tanımlanır. C , bu evrensel kümeye ait herhangi bir klasik küme (crisp set) olarak tanımlanırsa, (1.54) ifadesi elde edilir.

$$C \subseteq U \quad (1.54)$$

Eğer bu C kümesi U evrensel kümesine ait değilse (1.55) ifadesi elde edilir.

$$C \not\subseteq U \quad (1.55)$$

a, C kümesinin bir elemanı ise (1.56), elemanı değilse (1.57) ifadesinde olduğu gibi gösterilir.

$$a \in C \quad (1.56)$$

$$a \notin C \quad (1.57)$$

Üyelik fonksiyonu kullanarak, a elemanının C kümesine ait olup olmadığını gösterebiliriz. Bir C kümesi için üyelik fonksiyonu μ_C olarak tanımlanırsa (1.58) eşitliği elde edilir.

$$\mu_C = \begin{cases} 1, & x \in C \\ 0, & x \notin C \end{cases} \quad (1.58)$$

Buradan, μ_C fonksiyonunun, U evrensel kümesindeki elemanları (1.59) ifadesinde $\{0, 1\}$ kümesine eşlediğini görebiliriz.

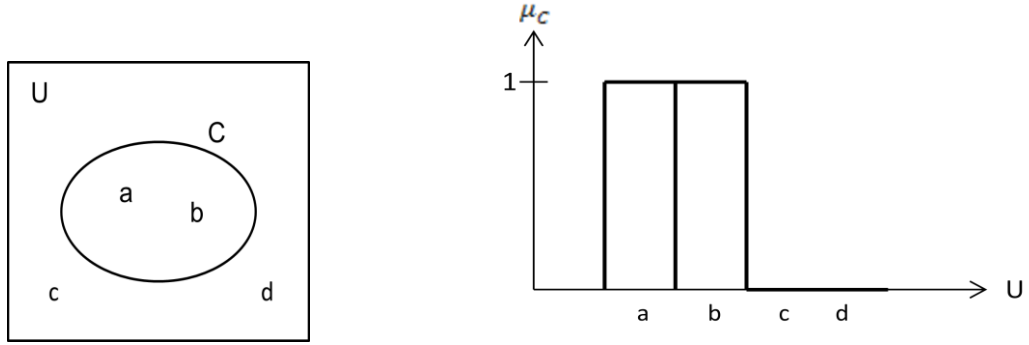
$$\mu_C : U \rightarrow \{0, 1\} \quad (1.59)$$

Bulanık kümelerde ise U evrensel kümedeki her eleman üyelik fonksiyonu yoluyla (1.60) ifadesindeki gibi $[0,1]$ aralığına eşlenir. Burada üyelik fonksiyonu μ_F ile tanımlanmıştır.

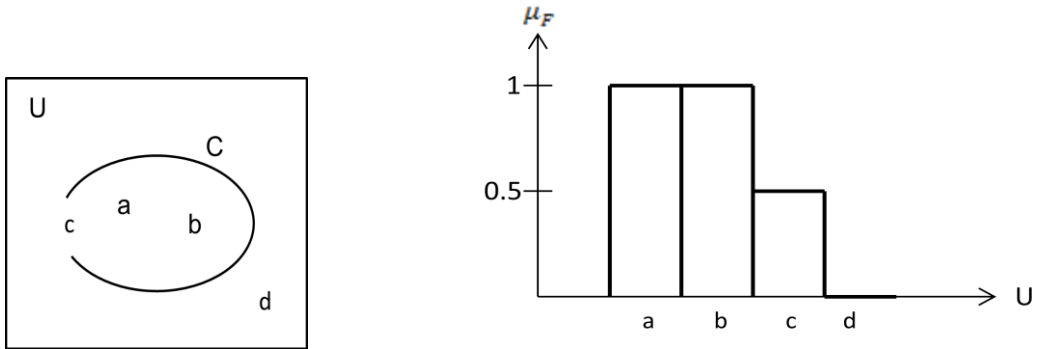
$$\mu_F : U \rightarrow [0, 1] \quad (1.60)$$

Sonuç olarak, bulanık kümenin klasik kümeye göre belirsiz sınıra sahip olduğu görülmektedir. Bulanık küme ve kesin küme arasındaki fark, Şekil 1.10 ve Şekil 1.11'de

verilmiştir. Şekil 1.10’da c elemanı C kümesine ait olmadığı için, yani kümenin sınırları belli olduğundan C kümesi kesin küme, Şekil 1.11.’de ise c elemanının C kümesine aitliği belirsiz olduğundan burada C kümesi bulanık küme olarak tanımlanmıştır [53].

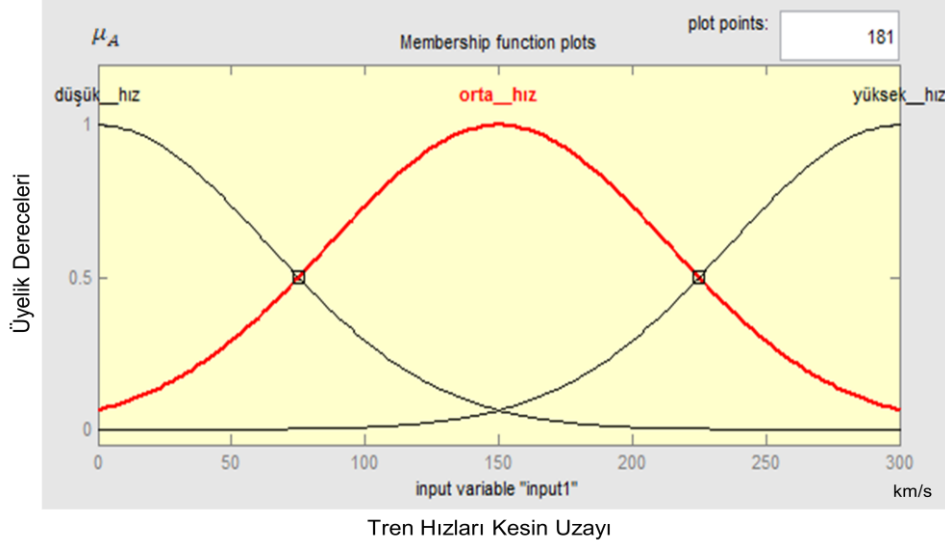


Şekil 1.10. Kesin kümenin grafiksel gösterimi



Şekil 1.11. Bulanık kümenin grafiksel gösterimi

Şekil 1.12’de MATLAB’ta oluşturulan örnekte tren hızları uzayında tanımlı düşük hız, orta hız ve yüksek hız olmak üzere üç çeşit hız bölgesi verilmiştir. Hızlar km/s cinsinden, üyelik fonksiyonu μ_A olarak tanımlanmıştır. Soldan sağa doğru gidildikçe hızın arttığı görülmektedir.

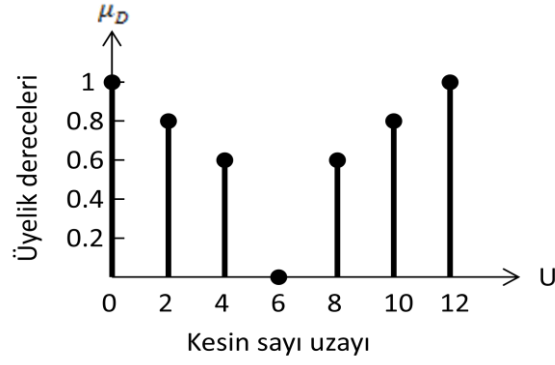


Şekil 1.12. Tren hızlarına ait bulanık küme üyelik fonksiyonu çizimi

Verilen hız bölgelerini birbirinden kesin sınırlarla ayırmak mümkün olmadığından birer bulanık küme olarak tanımlanmıştır. Şekil 1.13.'ün soldaki ilk bölgesinde düşük hızdan orta hıza geçiş vardır. Bu bölgede sağa doğru gidildikçe, bölgenin düşük hız bulanık kümesine ait olma derecesi azalırken, orta hız bulanık bölgesine ait olma derecesi artmaktadır. Sağdaki bölgede ise orta hızdan yüksek hıza doğru bir geçiş söz konusudur. Orta bölgeden sağa doğru gidildikçe, bu bölgenin orta hız bulanık kümesine ait olma derecesi azalırken, yüksek hız bulanık kümesine ait olma derecesi artmaktadır. Buradan çıkarılacak diğer bir sonuç ise, düşük hızın yüksek hız bulanık kümesinde üyeliğinin bulunmaması ve yüksek hızın da düşük hız bulanık kümesinde üyeliğinin bulunmamasıdır.

Yukarıda anlatılan örneklerdeki kümeler sürekli biçimde verilmiştir. Bulanık kümeleri ayrık biçimde de gösterebiliriz. Denklem (1.61)'de $U=\{0, 2, 4, 6, 8, 10, 12\}$ evrensel kümesindeki (kesin sayı uzay kümesi) D bulanık kümesinin üyelik fonksiyonlarıyla nasıl karakterize edildiği görülmektedir. Şekil 1.13'te bu bulanık kümenin evrensel kümedeki grafiksel gösterimi verilmiştir. Bu grafik, ayrık zamanlı bulanık küme üyelik fonksiyonunu ifade etmektedir [54].

$$D = \frac{1}{0} + \frac{0.8}{2} + \frac{0.6}{4} + \frac{0}{6} + \frac{0.6}{8} + \frac{0.8}{10} + \frac{1}{12} \quad (1.61)$$



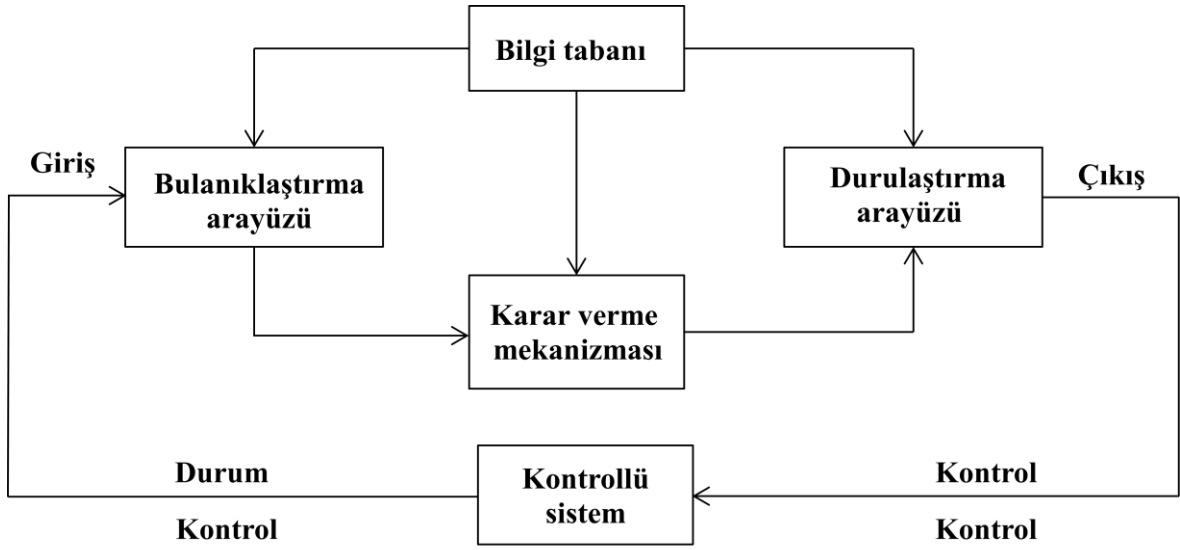
Şekil 1.13. Ayrık zamanlı bulanık küme üyelik fonksiyonlarının grafiksel gösterimi

Üyelik fonksiyonu olarak genellikle üçgen, yamuk, gaussian ve çan gibi bulanık küme fonksiyonları kullanılırken, sigmoid, sinüsoid ve cauchy türü fonksiyonların kullanıldığı da görülmektedir.

1.5.3. Bulanık Kontrol Sistemlerinin Temel Yapısı

BMD tasarımında sistematik bir prosedür olmamasına rağmen temel bir şekil verilebilmektedir. Bu şekil 4 ana kısımdan oluşmaktadır. BMD'nin genel yapısı Şekil 1.14'te verilmiştir [55].

- Bulanıklaştırma arayüzü
- Bilgi tabanı
- Karar verme mekanizması
- Durulaştırma arayüzü



Şekil 1.14. BMD'nin genel yapısı

Bulanıklaştırma arayüzünde girişten alınan kesin değerler dilsel değişkenlere dönüştürülür. Bulanık küme içerisinde dilsel değişkenlere, üyelik fonksiyonları aracılığıyla üyelik değerleri atanır.

Veri tabanı ve dilsel kural tabanı olarak kendi içinde ikiye ayrılan bilgi tabanında diğer üç ana kısmın görevlerini düzgün bir şekilde gerçekleştirebilmesi için gerekli olan bilgiler bulunmaktadır.

- Veri tabanı, kontrol kuralları ve veri işlemede kullanılan tanımları içerir.
- Dilsel kural tabanı, dilsel kontrol kuralları aracılığıyla kontrol stratejisini belirler.

Bulanık mantık kontrol sistemlerinin çoğunluğu bilgiye dayalı sistemlerdir. Bu, bulanık mantık denetleyicilerin EĞER-İSE bulanık kuralları ile oluşturulacağı anlamına gelmektedir. Bu kurallar da uzman kişinin sistem, denetleyici ve performans vb. bilgisine dayalı olarak oluşturulmalıdır.

Karar verme mekanizması bulanık mantık kontrolün merkezi işlem birimi ya da beyni olarak tanımlanabilir. Bulanık ifadelerden kural tablosu yoluyla anlam çıkarma işlemi gerçekleştirilmektedir. Giriş dilsel değişkenleri bulanık kurallar sistemine dayalı çıkış dilsel değişkenleri üzerine eşler.

Durulaştırma aşamasında, bulanık çıkarım sonucu elde edilen çıkış dilsel değişkenlerin ağırlıklı değerleri analog değişkenlere dönüştürülür. Amaç, bulanık kümenin

birden fazla üyelik değerine sahip olan elemanın çıkışta tek bir kesin değere sahip olmasını sağlamaktır. Bunun için genel ağırlıklı ortalama formülü kullanılır [56, 57].

1.6. Kayan Kipli Denetleyici

1.6.1. Giriş

Kayan Kipli Kontrol (KKK), Değişken Yapılı Kontrolün (DYK) özel bir çeşididir. DYK sistemleri, 1960'ların başlarında Sovyet araştırmacılar Emelyanov ve Barbashin tarafından ortaya atılmış ve öncü çalışmalarıyla geliştirilmiştir [58, 59, 60].

1970'lerin ortalarına kadar geliştirilen bu kontrol tekniği, Rusya'nın dışına çıkamamıştır. Daha sonra Aizerman, Itkis ve Utkin, yaptıkları çalışma ve kitaplarının İngilizce olarak yayınlanmasıyla bu tekniğin yayılmasına katkı sağlamışlardır [61, 62, 63].

Başlarda, sadece kuramsal olarak bu yöntemin başarısı ortaya konulurken uzun süren çalışmalar sonucunda olgunlaşarak uygulamalarda da kullanılabilir hale gelmiştir ve son zamanlarda özellikle güç ve kontrol uygulamalarında oldukça başarılı sonuçlar elde edilmiştir. Kayan kipli kontrol, güç sistemleri, uydu ve uzay sistemleri, otomatik uçuş kontrolü, elektrik motorlarının kontrolü, kimyasal süreçler, robotik uygulamalar gibi birçok alanda kullanılmaktadır. Bunun yanında, motor sürücülerine, DA/DA ve AA/DA dönüştürücülere, nükleer güç reaktörlerine ve elektromekanik sistemlere uygulanmıştır.

Temelde Lyapunov kararlılık koşullarına dayanan bu KKK yöntemi, sistem belirsizliklerine, sistem içerisindeki parametre değişimlerine ve sisteme çevreden gelen bozucu etkilere karşı duyarsız ve dayanıklıdır. Doğrusal ya da doğrusal olmayan sistemler için denetleyici tasarımında, kolaylıkla uygulanabilen bir algoritmaya sahiptir ve yüksek dereceli sistemlerin derecelerinin düşürülmesinde kullanılır [64].

Bir sistemi modellerken veya bir sisteme denetleyici tasarlarken, özellikle yüksek dereceli sistemlerde, çözüme daha basit bir şekilde ulaşabilme adına bazı ihmaller yapılır. Bu şekilde yapılan modellemeler sistemi ifade etmede simulasyon bazında yeterli olabilir; ancak pratikte bu ihmallerin neden olduğu olumsuzlukların görülmesi kaçınılmazdır. Yapılan ihmallerin neden olduğu modelleme hataları, değişken parametreler, harici bozucu etkiler kontrol algoritmalarını olumsuz etkilemektedir. Bu sorunları ortadan kaldırmak için geliştirilmiş olan KKK, yüksek performans sergilemektedir. Çünkü bu yöntemin en önemli

özelliği, tüm bu olumsuzluklara karşı duyarsız olması ve sahip olduğu kararlı konumu koruyabilmesidir [65].

KKK, yüksek frekanslı anahtarlama kontrolüyle doğrusal olmayan sistemlerin dinamiklerini değiştiren değişken yapılı kontrol türüdür. KKK'de denetleyici, sistemin durum gidişatının durum uzay bölgesine doğru hareket etmesini ve bu bölgede kalmasını sağlamak için tasarlanır. Burada durum uzay bölgesi olarak tanımlanan anahtarlama yüzeyi veya kayma yüzeyidir. Kayma yüzeyine ulaşılınca kayma hareketi, bu bölgede kalmaya zorlanır ve sistem dengeye gelene kadar denge noktasında kaymaya devam eder. Dengeye ulaşan sistem kayma rejimine girer ve yukarıda anlatılan tüm olumsuzluklardan etkilenmez hale gelir. Başka bir deyişle, bu denetimin çalışma stratejisi, sistemin dinamik davranışının gerekli performansı sağlayan anahtarlama yüzeyine ulaşmasını ve istenen referansa oturana kadar bu yüzeyde kayması işlemine dayanır. Kontrol işareti idealde, frekansı sonsuz olan bir anahtarlama şeklinde oluşur ve bu istenen sonucun mükemmel bir şekilde elde edilmesini sağlar [66].

KKK yönteminin avantajlarının yanında dezavantajları da bulunmaktadır. Çatırtı sorunu ve kayma yüzeyi etrafındaki frekansı çok yüksek olan salınımlar kontrol doğruluğunun düşük olmasına, enerji kaybına, mekanik hareketli parçalarda aşınmalara, sistem hasarına vb. neden olabilmektedir [67]. Denetimi yapılacak olan sistemin, tüm dinamiklerinin hesaba katılmasını gerektiren eşdeğer kontrolün hesaplama zorluğu da bu yöntemin neden olduğu sorunlardandır. Ancak bu sorunları ortadan kaldıracak yöntemler bulunmaktadır. İşaret fonksiyonu yerine doyma fonksiyonunun kullanılması çatırtı sorununu engellerken, en küçük kareler yöntemiyle kestirim veya ardışıl en küçük kareler yöntemiyle kestirim kullanılarak eşdeğer kontrolün hesaplama zorluğu aşılmıştır [68].

Kontrolcü kayma yüzeyinin tasarımını gerçekteştirerek istenen sistem performansını da belirlemiş olacaktır. Kontrolcünün kontrol girişi seşiminde dikkatli olması gerekmektedir; çünkü uygun kontrol girişi seşilmediği takdirde istenilen amaca ulaşılamaz, yani sistemin anahtarlama yüzeyine ulaşması sağlanamaz ve yüzey üzerinde kayması gerçekteştirilemez. Kaymayı oluşturan, kontrol işaretinin anahtarlanıp, durum izlerinin faz yüzeyinin bir tarafından diğerine yönlendirilmesidir [65].

1.6.2. Temel Değişken Yapılı Kontrol Kavramları

Eşitlik (1.62)'de durum denklemleri verilen doğrusal sistemi göz önüne alırsak;

$$\dot{x} = A(x,t) + B(x,t)u(t) \quad (1.62)$$

Burada; $x \in R^n, A \in F^n, u \in R^m, \text{rank}(B(x,t)) = m, u \in [u_{min}, u_{max}]$ 'dir.

Anahtarlama yüzeyi ve kontrol işareti seçimi, değişken yapılı kontrol tasarımında kullanılan iki kriterdir.

$s = \{x: \phi(t) - \varphi(x) = s(x,t) = 0$, anahtarlama yüzeyini veya $s(x)$ vektör formunda yazılmış m adet anahtarlama fonksiyonunu ifade eder. Burada;

$\phi(t)$: Olması istenen durum değerleri fonksiyonu

$\varphi(x)$: Durum değişkenlerinin fonksiyonudur.

Kontrol işaretinin seçilmesi ise kararlılık kriterini sağlayan kontrolün hesaplanması işlemidir. $s(x)$ 'in işaretine göre değişen kontrol işareti (1.63) eşitliğinde verilmiştir.

$$u(x,t) = \begin{cases} u^+(x,t) : s(x) > 0 \\ u^-(x,t) : s(x) < 0 \end{cases} \quad (1.63)$$

Kayan kipli kontrol, sistem durumlarının sonlu zamanda $s(x)=0$ yüzeyine ulaşmasını sağlayan değişken yapılı kontrol sistemlerinin özel bir halidir.

Değişken yapılı kontrolün temeli, (1.64)'te verilen ikinci dereceden sistem örneğinden yola çıkılarak kısaca anlatılmıştır. (1.65)'te kayma yüzeyinin sıfırdan küçük veya büyük olduğu durumlarda geri besleme kazancı ψ 'nin anahtarlama durumu verilirken (1.66)'da ise $s(x,y)$ anahtarlama fonksiyonu ifadesi verilmiştir. (1.67)'de anahtarlama fonksiyonunun çarpanları olan iki fonksiyon verilmiştir.

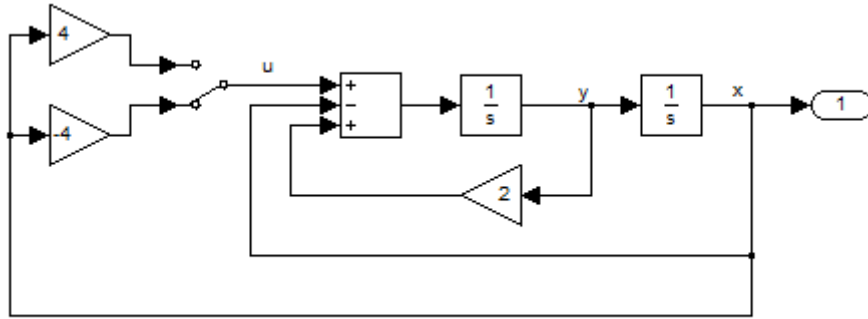
$$\begin{aligned}\dot{x} &= y \\ \dot{y} &= 2y - x + u \\ u &= -\mu x\end{aligned}\tag{1.64}$$

$$\begin{aligned}\mu &= 4, \quad s(x, y) > 0 \\ \mu &= -4, \quad s(x, y) < 0\end{aligned}\tag{1.65}$$

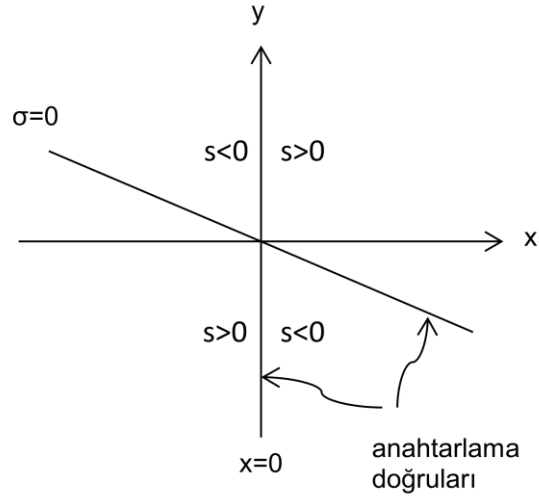
$$s(x, y) = x\sigma, \quad \sigma = 0.5x + y\tag{1.66}$$

$$x = 0 \quad \text{ve} \quad \sigma = 0.5x + y = 0\tag{1.67}$$

(1.67)'de verilen fonksiyonlar, xy faz düzlemini $s(x,y)$ 'nin farklı işaretlere sahip olduğu iki bölgeye ayırır. Bu şekilde bölgelere ayıran çizgilere anahtarlama doğruları adı verilmektedir. Şekil 1.15'te sistemin blok diyagramı, Şekil 1.16'da ise sistemin faz düzlemi ve anahtarlama doğrusu verilmiştir.



Şekil 1.15. DYK için verilen sistemin blok diyagramı



Şekil 1.16. DYK için verilen sistemin faz düzlemi

İki bölgeye ayrılan sistem iki farklı matematiksel modelle ifade edilir. 1. bölge için model (1.68) ifadesinde, 2. bölge için model ise (1.69) ifadesinde verilmektedir. Sistemlerin Matlab'ta çizdirilen faz düzlemleri Şekil 1.17 ve Şekil 1.18'de verilmiştir.

$$s(x, y) > 0 \quad \rightarrow$$

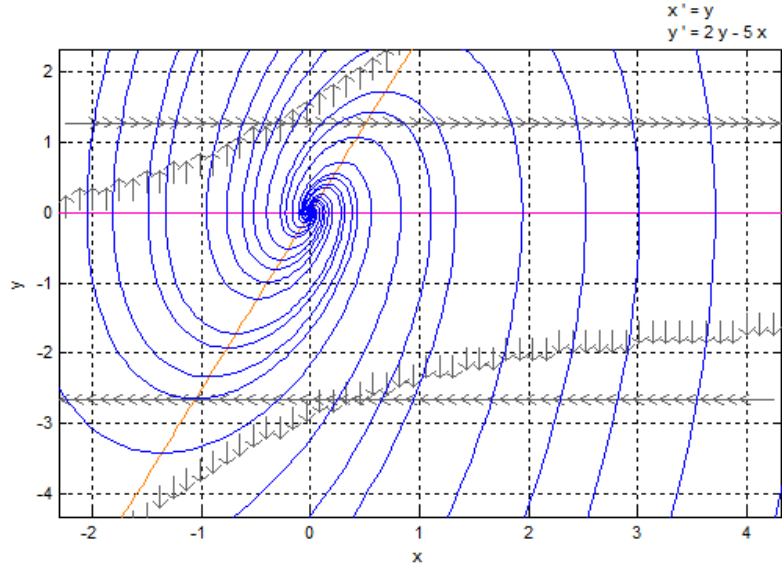
$$\dot{x} = y$$

$$\dot{y} = 2y - x - 4x = 2y - 5x \quad (1.68)$$

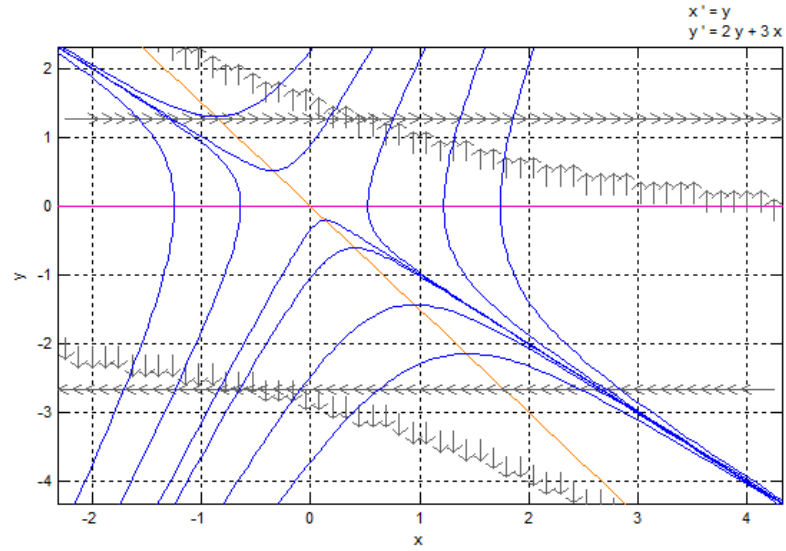
$$s(x, y) < 0 \quad \rightarrow$$

$$\dot{x} = y$$

$$\dot{y} = 2y - x + 4x = 2y + 3x \quad (1.69)$$



Şekil 1.17. 1. Bölge modelinin faz düzlemi

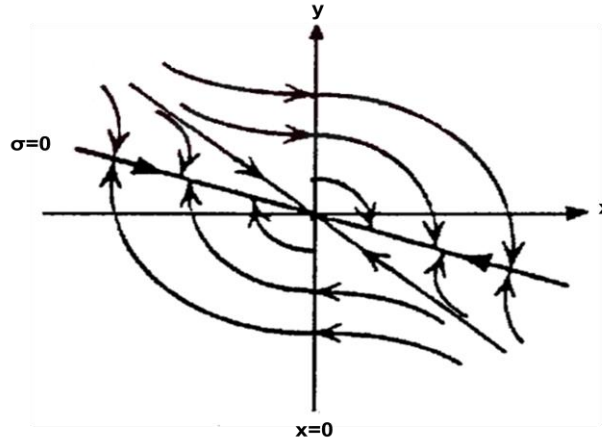


Şekil 1.18. 2. Bölge modelinin faz düzlemi

Şekil 1.17'deki faz düzleminde, (1.68) denkleminin denge noktası orjinde kararsız bir odaklamayı gösterirken, Şekil 1.18'deki faz düzleminde (1.69) denkleminin denge noktası da kararsız parabolik eğriler şeklindedir. İki bölgeyi tüm faz düzlemini elde etmek için $s(x,y)=0$ kümesinde sistemin izleri belirlenmelidir. $x=0$ doğrusu üzerinde 1. ve 2. bölge faz izleri birleştirilir. Buna göre (1.70) dinamik denklemini elde edilir. $\sigma=0$ anahtarlama doğrusu

üzerindeki izin faz düzlemi ise Şekil 1.19’da verilmiştir. Burada sistemin kararlı yüzeye ulaştığı görülmektedir.

$$\sigma = 0.5x + y = 0.5x + \dot{x} = 0 \quad (1.70)$$



Şekil 1.19. Birleştirilmiş sistemin faz düzlemi

Şekil 1.19 incelendiğinde, $s=0$ doğrusunun, kendine doğru gelen izlerin sonlandığı noktaları içerdiği görülmektedir. Bu noktalar kayan kip adı verilen özel bir iz oluştururlar. Buradan yola çıkarak şu söylenebilir: Bir sistemin faz izi genel olarak sistemin iki kipini temsil eden iki kısımdan oluşmaktadır.

- 1) Yaklaşma (erişme kipi)
- 2) Kayma kipi

Yaklaşma kipinde, sistemin izi faz düzleminin herhangi bir yerinde başlayarak anahtarlarma doğrusuna doğru hareket eder ve sonlu zamanda bu doğruya ulaşır. Kayma kipinde ise bu iz asimptotik olarak faz düzleminin orjinine doğru yönelmektedir.

Bu örnekle, DYK sistemleri için aşağıdaki yargılar çıkarılmıştır:

- Faz düzleminin orjini, sistemin denge durumunu ifade ettiğinden, kayma kipi sistemin geçici durum tepkesini vermektedir. Diğer bir ifadeyle, $\sigma=0$ doğrusu, kayma kipi süresince sistemin geçici durum tepkesini oluşturur.
- Kayma kipindeki bir sistemin derecesi, orijinal sistemin derecesinden düşüktür.
- Kayma kipindeki sistemin dinamiği, tamamen $s=0$ doğrusunu tanımlayan parametrelere bağlıdır.

- Kayma kipi, iki bölgenin oluşturduğu izlerden farklı bir ize sahiptir.

Kontrol işlemi süresince, (1.64)'da verilen kontrol sisteminin yapısı (1.65)'de verilen iki duruma göre değiştiğinden değişken yapıli kontrol olarak adlandırılmaktadır. Burada, kayma kipin işlevinin önemli olmasından dolayı kayma kipli kontrol olarak ifade edilmektedir [69].

1.6.3. Genel Kayan Kipli Kontrol Probleminin Tanımı

$1 \leq m < n$ durumu için $A \in \mathfrak{R}^{n \times n}$ ve $B \in \mathfrak{R}^{n \times m}$ olarak tanımlanan m girişli belirsiz doğrusal ve zamanla değişmeyen bir kontrol sisteminin durum denklemi (1.71)'de verilmiştir.

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) + f(t, x, u) \quad (1.71)$$

(1.71)'de verilen dinamik denklemdeki f fonksiyonunun, bilinmeyen ancak durumun bilinen fonksiyonlarıyla sınırlı olduğu varsayılır. Sistemde mevcut olan parametre belirsizlikleri ve doğrusalsızlıklarını ifade eden bu fonksiyon için farklı sınırlar koyulabilmektedir. Ele alınması gereken problem, sistemin durumlarını herhangi bir başlangıç noktasından orjine doğru yönlendiren bir kontrol yapısı oluşturmaktır.

(1.72)'deki gibi ifade edilen ve $s: \mathfrak{R}^n \rightarrow \mathfrak{R}^m$ olan lineer fonksiyon anahtarlama fonksiyonu olarak tanımlanır.

$$s(x) = Sx \quad (1.72)$$

Burada $S \in \mathfrak{R}^{m \times n}$ olan full rankı ifade eder ve S , (1.73)'deki gibi tanımlanır.

$$S = \{x \in \mathfrak{R}^n : s(x) = 0\} \quad (1.73)$$

$x(t)$ ile temsil edilen (1.71) denkleminin çözümü için, bütün $t \geq t_s$ için $s(t) = 0$ durumunu karşılayan t_s sonlu zamanının mevcut olduğu varsayılır ve bütün $t \geq t_s$ için kayma hareketinin olduğu söylenebilir. İdeal kayma hareketi için en cazip yaklaşım Utkin tarafından önerilen eşdeğer kontrol yaklaşımıdır [70]. Genel anlamda eşdeğer kontrol, S

düzlemi üzerinde ideal kayma hareketini sürdürmeyi amaçlayan bir kontrol yapısıdır. Eşdeğer kontrolü tanımlarken, başlangıçta (1.71) denklemde verilen belirsiz fonksiyonun sifira eşit olduğu varsayılır ve buna göre yeniden düzenlenen denklem (1.74)'te verilmiştir.

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \quad (1.74)$$

Bu noktada; sistemin durumlarının (1.73)'de verilen S yüzeyinde kaldığı ve ideal kayma hareketinin söz konusu olduğu varsayılır. Bu ifade, bütün $t \geq t_s$ için $Sx(t) = 0$ ve $\dot{s}(t) = S\dot{x}(t) = 0$ anlamına gelmektedir. (1.74) denkleminde faydalanarak, tüm $t \geq t_s$ durumu için (1.75) denklemi elde edilir.

$$S\dot{x}(t) = SAx(t) + SBu(t) = 0 \quad (1.75)$$

(1.74)'te verilen nominal sistemin eşdeğer kontrolü u_{eq} olarak adlandırılır ve (1.75) denkleminin çözümü (1.76)'da verilmiştir.

$$u_{eq}(t) = -(SB)^{-1} SAx(t) \quad (1.76)$$

(1.76) eşitliği (1.74)'teki denklemde yerine yazıldığında, bütün $t \geq t_s$ ve $Sx(t_s) = 0$ durumu için ideal kayma hareketi (1.77)'deki gibi elde edilir.

$$\dot{x}(t) = (I_n - B(SB)^{-1}S)Ax(t) \quad (1.77)$$

1.6.4. Klasik Kayan Kipli Kontrolör Tasarımı

Klasik kayan kipli kontrolör tasarımında öncelikle, model belirsizlikleri ve bozucu girişler altında, y çıkışının r referansını takip etmesini sağlayacak olan u kontrol girişinin belirlenmesi gerekir. Çıkış ile referans arasındaki izleme hatası (1.78)'de tanımlanmıştır. Kullanılan ilk kontrol algoritmalarından olan klasik kayan kip kontrolör tipi için tanımlanan kayma yüzeyi (1.79)'da verilmiştir.

$$e = r - y \quad (1.78)$$

$$s = \left(\frac{d}{dt} + \lambda \right) e \quad (1.79)$$

Böylelikle kontrol problemi, e izleme hatasının $s=0$ anahtarlama doğrusuna sonlu bir zamanda ulaşarak, $1/\lambda$ zaman sabiti ile orjine ulaşması olarak tanımlanabilir. Bant genişliği olarak adlandırılan λ sabiti denetleyici ve sistemin performansını ilgilendirmektedir. (1.79)'da verilen kayma yüzeyinin türev bileşeninin bulunması sistemin gürültüden etkilenmesine ve sürekli durum hatası oluşturmaya neden olmaktadır. Bunu önlemek için alçak geçiren filtre kullanılabilir. Ancak bu yapılan işlemi gereksiz yere uzatmaktadır. Bunun yerine türev işlevi yerine integratör kullanılarak kayma yüzeyi tanımlanarak hem gürültü, hem de sürekli durum hatası engellenmiş olur. İntegratör kullanılarak tanımlanan kayma yüzeyi (1.80)'de verilmiştir. Kayma yüzeyine ulaşma koşulu $s(t)=0$ olması için (1.80)'de verilen denklemde $(k-a)$ değerinin negatif olması gerekir. Bunun için de $k < 0$ seçilmelidir.

$$s(t) = e(t) - \int_0^t (k-a)e(\lambda) d\lambda \quad (1.80)$$

Kayma yüzeyi üzerinde kalmayı garantilemek amacıyla tanımlanan kontrol girişi de (1.81)'de verilmiştir.

$$u(t) = ke(t) - \beta \operatorname{sgn}(s) \quad (1.81)$$

Anahtarlama kazancı olan β 'nin seçilme şartı (1.82)'de verilmiştir.

$$\beta \geq |d(t)| \quad (1.82)$$

k ve β parametrelerinin uygun olarak seçilmesi sonucunda (1.83) ifadesi çıkarılmaktadır.

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = 0 \quad (1.83)$$

Bu aşamada Lyapunov kararlılık analiziyle (1.81)'de verilen kontrol girişi belirlenir. Bunun için (1.84)'te $V(0)=0$ olan Lyapunov fonksiyonu tanımlanabilir. İstenen kontrolün sağlanması için gerekli ve yeterli şart (1.85)'te verilmiştir.

$$V = \frac{1}{2} s^2 \quad (1.84)$$

$$\dot{V} = \frac{1}{2} \frac{d}{dt} (s^2) \leq -\eta |s| \quad (1.85)$$

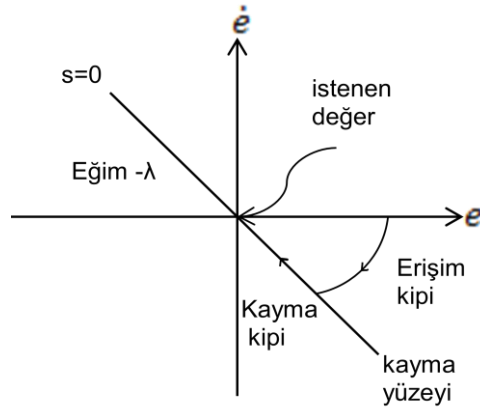
(1.85)'te verilen eşitlikten (1.86)'daki eşitsizlik elde edilmiştir.

$$\dot{s} \operatorname{sgn}(s) \leq -\eta \quad (1.86)$$

Burada;

$$\operatorname{sgn}(s) = \begin{cases} 1, & s > 0 \\ 0, & s = 0 \\ -1, & s < 0 \end{cases}$$

dir. (1.86) eşitsizliğini sağlayan u kontrol girişi seçildiğinde sistem kayma kipine erişir. Bu yüzden de bu eşitsizlik erişim şartı olarak bilinir. $s=0$ olan kayma veya anahtarlama doğrusuna ulaşan izleme hatası, parametre değişikliklerine ve bozucu girişlere duyarlı olur ve bu doğru üzerinden orjine kayma hareketiyle ulaşır. Erişim kipi ve kayma kipi Şekil 1.20'de verilmiştir.



Şekil 1.20. İkinci dereceden bir sistemin klasik yönteme göre erişim ve kayma kipleri

2. YAPILAN ÇALIŞMALAR VE BULGULAR

2.1. Anten Konum Kontrol Sistemi Tasarımı

Antenin istenilen konuma yönlendirilmesini sağlamak ve yönlendikten sonra oluşan açılış sapmalarını minimize etmek amacıyla anten konum kontrol sistemi tasarlanmıştır.

2.1.1. Anten Konum Kontrol Sistemi Transfer Fonksiyonu Belirleme İşlemleri

Fiziksel sistemleri modellemek amacıyla matematiksel olarak belirlediğimiz transfer fonksiyonları kullanırız. Genellikle bu fiziksel sistemler elektriksel, mekaniksel ve elektromekaniksel gibi farklı tür alt sistemlerden oluşmaktadır. Aşağıda anten konum kontrol sisteminin her bir alt sistemini temsil eden transfer fonksiyonların nasıl elde edildiği gösterilmiştir.

2.1.1.1. Giriş/Çıkış Potansiyometreleri

Potansiyometrelerin modellenmesinde dinamikleri ihmal edilmiştir, giriş ve çıkış potansiyometreleri aynı şekilde ayarlanmıştır; böylece transfer fonksiyonlarının aynı olması sağlanmıştır. Çıkış gerilimi ve referans konum girişi arasındaki ilişki bulunarak modellenir. Alt sistem olarak kabul edilen giriş-çıkış potansiyometrelerinin giriş ve çıkış ilişkisi Tablo 2.1’de verilmiştir. Merkez konumda çıkış gerilimi sıfırdır.

Tablo 2.1. Potansiyometrelerin giriş-çıkış ilişkisi

| Alt Sistem | Giriş | Çıkış |
|------------------------|--------------------------------------|--|
| Giriş Potansiyometresi | $\theta_g(t)$:Referans konum girişi | $V_g(t)$:Giriş potansiyometresinden gelen ön yükselteç pozitif giriş gerilimi |
| Çıkış Potansiyometresi | $\theta_c(t)$:Ölçülen konum çıkışı | $V_c(t)$:Çıkış potansiyometresinden gelen ön yükselteç negatif giriş gerilimi |

Potansiyometreler, +18 V ya da -18 V'a doğru 3 tur attığı varsayılmıştır. Buna göre, 18V'luk gerilim değişimi meydana gelir. Böylece potansiyometrelerin transfer fonksiyonu, giriş potansiyometresi için $V_g(s)/\theta_g(s)$ (2.1) eşitliğinde ve çıkış potansiyometresi $V_\zeta(s)/\theta_\zeta(s)$ (2.2) eşitliğindeki gibi elde edilir.

$$\frac{V_g(s)}{\theta_g(s)} = \frac{18}{2 * \pi * 3} = \frac{3}{\pi} \quad (2.1)$$

$$\frac{V_\zeta(s)}{\theta_\zeta(s)} = \frac{18}{2 * \pi * 3} = \frac{3}{\pi} \quad (2.2)$$

2.1.1.2. Ön Yükselteç, Güç Yükseltici

Transfer fonksiyonu elde edilirken hiçbir zaman doymaya ulaşılmadığı varsayılmıştır ve ön yükseltecin dinamikleri ihmal edilmiştir. Modelleme yapılırken her ikisi için de çıkış geriliminin Laplace dönüşümünün giriş geriliminin Laplace dönüşümüne oranı alınmıştır. Ön yükselteç ve güç yükseltici sinyali yükselterek sistemi sürmek için kullanılmıştır. Ön yükseltecin transfer fonksiyonu için $V_p(s)/V_e(s)$, (2.3) eşitliğinde ve güç yükseltecin transfer fonksiyonu için $V_a(s)/V_p(s)$, (2.4) eşitliğinde verilmiştir. Alt sistem olarak kabul edilen ön yükselteç ve güç yükseltecin giriş-çıkış ilişkisi Tablo 2.2'de verilmiştir. Bu çalışmada, $K_1 = 150$ ve $a = 150$ olarak alınarak modelleme yapılmıştır.

$$\text{Ön Yükselteç} = \frac{V_p(s)}{V_e(s)} = K \quad (2.3)$$

$$\text{Güç yükseltici} = \frac{V_a(s)}{V_p(s)} = \frac{K_1}{s+a} = \frac{150}{s+150} \quad (2.4)$$

Tablo 2.2. Yükselteçlerin giriş-çıkış ilişkisi

| Alt Sistem | Giriş | Çıkış |
|----------------|---|--|
| Ön Yükselteç | $V_e(t)$:Potansiyometre çıkışları arasındaki fark gerilimi | $V_p(t)$:Güç yükseltecine giden ön yükselteç çıkış gerilimi |
| Güç Yükselteci | $V_p(t)$:Güç yükselteci giriş gerilimi | $V_a(t)$:Motora giden güç yükselteç çıkış gerilimi |

2.1.1.3. Motor ve Yük

Anten konum kontrol sistemi tasarımında kullanılan SMDA motorunun parametre değerleri Tablo 2.3’de verilmiştir.

Tablo 2.3. SMDA motor parametre değerleri

| Semboller | Parametre değerleri ve Birimleri |
|-----------|--|
| R_a | 0.5Ω |
| L_a | $\approx 0 H$ |
| K_e | $0.5 Nm / \left(\frac{rad}{s} \right)$ |
| K_t | $0.5 Nm / A$ |
| T_L | $\approx 0 Nm$ |
| J_a | $0.01 Nm / \left(\frac{rad}{s^2} \right)$ |
| J_L | $1 Nm / \left(\frac{rad}{s^2} \right)$ |
| B_a | $0.005 Nm / \left(\frac{rad}{s} \right)$ |
| B_L | $0.125 Nm / \left(\frac{rad}{s} \right)$ |
| N_1 | 50 |
| N_2 | 250 |

Eşdeğer eylemsizliği ve eşdeğer viskoz sürtünme katsayısını hesaplamak için (1.19) ve (1.20) eşitlikleri kullanılmıştır. Buna göre $J_m=0.05 Nm/(rad/s^2)$ ve $B_m=0.01 Nm/(rad/s)$

değerleri elde edilmiştir. (1.18) eşitliğinde SMDA motorun transfer fonksiyonu çıkarılmıştı. Tablo (2.3)'teki değerleri transfer fonksiyonunda yerine koyduğumuzda motorun transfer fonksiyonu (2.5) eşitliğindeki gibi elde edilir.

$$\frac{\Theta_m(s)}{V_a(s)} = \frac{\frac{0.5}{0.5*0.05}}{s \left[s + \frac{1}{0.05} \left(0.01 + \frac{0.5*0.5}{0.5} \right) \right]} = \frac{20}{s(s+10.2)} \quad (2.5)$$

Motor ve yükün transfer fonksiyonunu tamamlamak amacıyla dişli oranı hesaba katılmalıdır. $\frac{N_1}{N_2} = \frac{50}{250} = 0.2$ olarak alındığında motor ve yükün transfer fonksiyonu (2.6)

eşitliğindeki gibi elde edilir.

$$\frac{\Theta_\phi(s)}{V_a(s)} = 0.2 * \frac{\Theta_m(s)}{V_a(s)} = 0.2 \frac{20}{s(s+10.2)} = \frac{4}{s(s+10.2)} \quad (2.6)$$

2.1.2. Anten Konum Kontrol Sisteminin Durum Uzay Gösterimi

Bölüm (2.1.1)'de anten konum kontrol sisteminin alt sistemlerinin transfer fonksiyonları belirlenmişti. Buna göre, güç yükselteci ve motor-yükün dinamik sistem olduğu, diğer alt sistemlerin de saf kazançlar olduğu görülmüştür. Burada sadece dinamik sistemlerin transfer fonksiyonlarından durum uzay gösterimine geçiş yapılmıştır.

2.1.2.1. Güç Yükselteci İçin Durum Denklemlerinin Belirlenmesi

Güç yükseltecinin transfer fonksiyonu (2.4) ifadesinde verilmiştir. Burada eşitliğin iki yanını kullanarak içler dışlar çarpımı yapılırsa (2.7) eşitliği elde edilir. Burada, ters Laplace dönüşümü uygulanarak, (2.8) ve (2.9) eşitliklerinde olduğu gibi zamana bağlı durum denklemleri çıkarılır.

$$(s+150)V_a(s) = 150V_p(s) \quad (2.7)$$

$$\frac{dV_a(t)}{dt} + 150V_a(t) = 150V_p(t) \quad (2.8)$$

$$\frac{dV_a(t)}{dt} = -150V_a(t) + 150V_p(t) \quad (2.9)$$

Güç yükseltecinin çıkışı $V_a(t)$ olduğundan çıkış denklemi (2.10) eşitliğindeki gibi elde edilir.

$$y = V_a(t) \quad (2.10)$$

2.1.2.2. Motor ve Yükün Durum Denklemlerinin Belirlenmesi

(1.4) denklemindeki L_a ve (1.6) denklemindeki $T_L(t)$ sıfır alınarak modelleme yapılmıştır. Buna göre SMDA motorun elektriksel yana ilişkin denklemleri (2.11) eşitliğinde, mekaniksel yana ilişkin denklemleri (2.12) eşitliğinde verilmiştir.

$$V_a(t) = R_a i_a(t) + K_e \frac{d\theta_m}{dt} \quad (2.11)$$

$$T_m(t) = K_t i_a(t) = J_m \left(\frac{d^2\theta_m}{dt^2} \right) + B_m \frac{d\theta_m}{dt} \quad (2.12)$$

Burada durum değişkenleri olarak, (2.13) ve (2.14) eşitliklerinde olduğu gibi θ_m ve ω_m seçilmiştir ve çıkış olarak (2.15) eşitliği verilmiştir. Buna göre durum denklemleri vektör-matris şeklinde düzenlenirse, (2.16) eşitliği elde edilir. Tablo 2.3'teki parametre değerleri (2.16)'da yerine konulursa (2.17) eşitliği elde edilir. Çıkış denklemi vektör matris şeklinde düzenlenirse, (2.18) eşitliği elde edilir.

$$x_1 = \theta_m \quad (2.13)$$

$$x_2 = \frac{d\theta_m}{dt} = \omega_m \quad (2.14)$$

$$y = \frac{N_1}{N_2} * \theta_m(t) = \theta_\zeta(t) \quad (2.15)$$

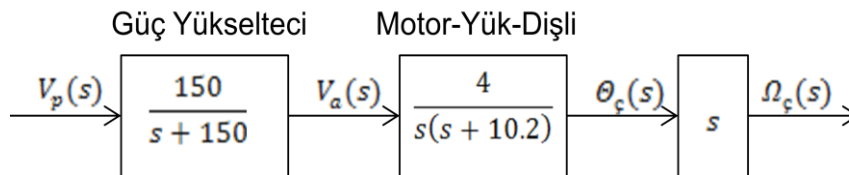
$$\begin{bmatrix} \frac{d\theta_m(t)}{dt} \\ \frac{d\omega_m(t)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -\frac{1}{J_m} \left(B_m + \frac{K_t K_b}{R_a} \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta_m(t) \\ \omega_m(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{K_t}{R_a J_m} \end{bmatrix} V_a(t) \quad (2.16)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{d\theta_m(t)}{dt} \\ \frac{d\omega_m(t)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -10.2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta_m(t) \\ \omega_m(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 20 \end{bmatrix} V_a(t) \quad (2.17)$$

$$\theta_\zeta(t) = \begin{bmatrix} 0.2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta_m(t) \\ \omega_m(t) \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

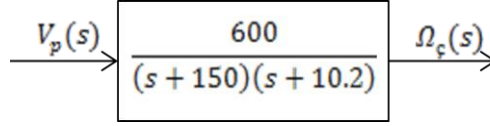
2.1.3. Anten Konum Kontrol Sistemi Açık Çevrim Cevabı

(2.4) ve (2.6) eşitliklerinde verilen transfer fonksiyonları kullanılarak Şekil 2.1'deki anten kontrol sisteminin açık çevrim blok diyagramı oluşturulmuştur.



Şekil 2.1. Açık çevrimli anten konum kontrol sisteminin blok diyagramı

Blok diyagramları indirgenerek tüm sisteme ait transfer fonksiyonu, tek blok içinde olacak şekilde tüm sisteme ait giriş-çıkış ilişkisi Şekil 2.2'de elde edilmiştir.



Şekil 2.2. Açık çevrimli anten konum kontrol sisteminin indirgenmiş blok diyagramı

Sisteme referans olarak basamak giriş uyguladığımızda denklem (2.19) elde edilir. Bu denklemin çözümlenmesiyle $A=0.0286$, $B=-0.42$ ve $C=0.392$ değerleri bulunmuştur. Bulunan değerler, (2.19) denkleminde yerine konular, ardından ters Laplace dönüşümü uygulanırsa, hızın zamana bağlı fonksiyonu (2.20) eşitliğindeki gibi elde edilir.

$$\frac{\Omega_\zeta(s)}{V_p(s)} = \frac{600}{(s+150)(s+10.2)} \frac{1}{s} = \frac{A}{s+150} + \frac{B}{s+10.2} + \frac{C}{s} \quad (2.19)$$

$$\omega_\zeta(t) = 0.0286e^{-150t} - 0.42e^{-10.2t} + 0.392 \quad (2.20)$$

Antenin açık çevrim kontrolü incelendiğinde, sistemin ikinci mertebeden bir sistem olduğu görülür. Sistemin karakteristik denklemi $\Delta(s) = s^2 + 2\zeta\omega_n + \omega_n^2 = s^2 + 160.2s + 1530$ kullanılarak, sistemin doğal frekansı $\omega_n = 39.11$ ve sönüm oranı $\zeta = 2.043$ bulunmuştur. $\zeta > 1$ olduğundan, sistem aşırı sönümlüdür. Buradan durum uzay modeline geçiş yapılmıştır. Bunun için (2.21)'de verilen transfer fonksiyon eşitliğinde içler dışlar çarpımı yapılır ve başlangıç şartları için ters Laplace dönüşümü uygulanarak (2.22)'deki durum denklemi elde edilir.

$$\frac{\Omega_\zeta(s)}{V_p(s)} = \frac{600}{s^2 + 160.2s + 1530} \quad (2.21)$$

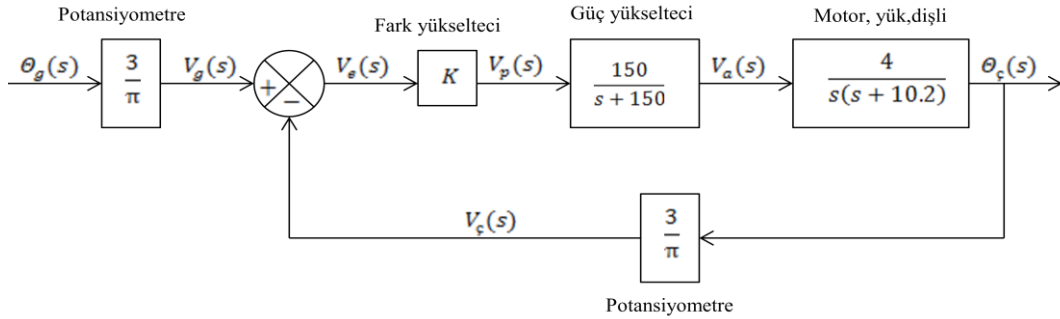
$$\ddot{\omega}_\zeta + 160.2\dot{\omega}_\zeta + 1530\omega_\zeta = 600V_p \quad (2.22)$$

Durum değişkenleri; $x_1 = \omega_\zeta$, $x_2 = \dot{\omega}_\zeta$ olarak alınmıştır. Buna göre durum denklemleri vektör-matris şeklinde düzenlenirse, (2.23)'teki ifade elde edilir.

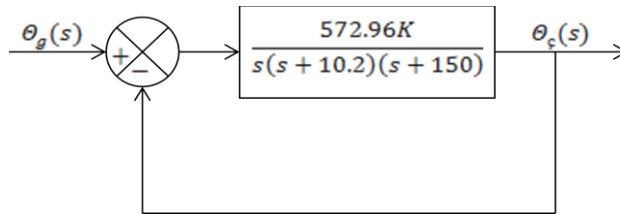
$$\begin{bmatrix} \frac{d\omega_\zeta}{dt} \\ \frac{d^2\omega_\zeta}{dt^2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1530 & -160.2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_\zeta \\ \frac{d\omega_\zeta}{dt} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 600 \end{bmatrix} V_p \quad (2.23)$$

2.1.4. Anten Konum Kontrol Sistemi Kapalı Çevrim Cevabı

Fiziksel alt sistemler transfer fonksiyonlarla matematiksel olarak modellenirler. Ardından, geri besleme sistemi oluşturmak amacıyla bu alt sistemler birleştirilir. Bu birbirine bağlanmış matematiksel modeller, sistemi girişten çıkışa kadar olan tüm sistemi temsil eden tek bir transfer fonksiyona indirgenir ve sistem cevabını belirlemede ve performans analizi yapmada kullanılırlar [3]. Anten kontrol sistemini oluşturan alt sistemlerin modellemelerini kullanarak, kapalı çevrim kontrol sistemin blok diyagramı Şekil 2.3.'teki gibi oluşturulmuştur. Şekil 2.4.'te girişten çıkışa kadar olan tüm sistemi temsil eden tek bir transfer fonksiyona indirgenmiştir.



Şekil 2.3. Kapalı çevrimli anten konum kontrol sistemi blok diyagramı



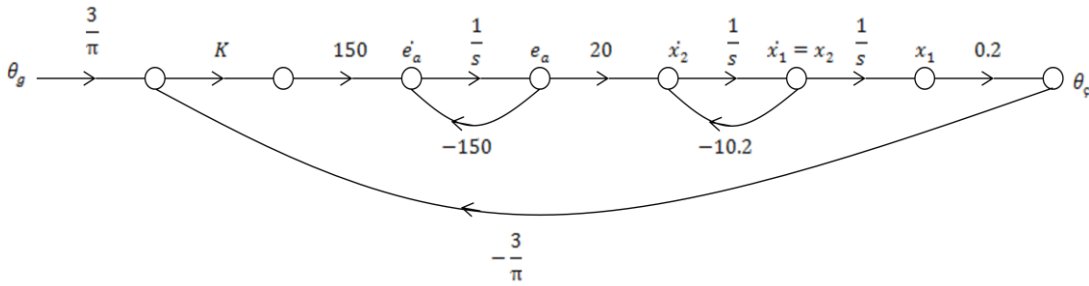
Şekil 2.4. Kapalı çevrimli anten konum kontrol sisteminin indirgenmiş blok diyagramı

Birim geri beslemeli sistemin transfer fonksiyonunu elde etmek için (7.23) eşitliği kullanılır ve (7.24) ifadesi elde edilir.

$$T(s) = \frac{G(s)}{1+G(s)} \quad (2.24)$$

$$T(s) = \frac{572.96K}{s^3 + 160.2s^2 + 1530s + 572.96K} \quad (2.25)$$

Anten kontrol sisteminin kapalı çevrim transfer fonksiyonundan elde edilen işaret akış diyagramı Şekil 2.5.'te verilmiştir.



Şekil 2.5. Kapalı çevrimli anten konum kontrol sisteminin işaret akış diyagramı

Sistemin kapalı çevrim transfer fonksiyonundan durum uzay modeline geçiş yapmak için öncelikle integratör çıkışları durum değişkenleri olarak tanımlanır. Tanımlanan durum değişkenleri ifade (2.26)'da verilmiştir. İşaret akış diyagramından elde edilen durum denklemleri (2.27), (2.28) ve (2.29) eşitliklerinde verilmiştir. Çıkış denklemi ise (2.30)'da verilmiştir.

$$x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ e_a \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

$$\dot{x}_1 = x_2 \quad (2.27)$$

$$\dot{x}_2 = -10.2x_2 + 20e_a \quad (2.28)$$

$$\dot{e}_a = -150e_a + 143.24K\theta_g - 28.65Kx_1 \quad (2.29)$$

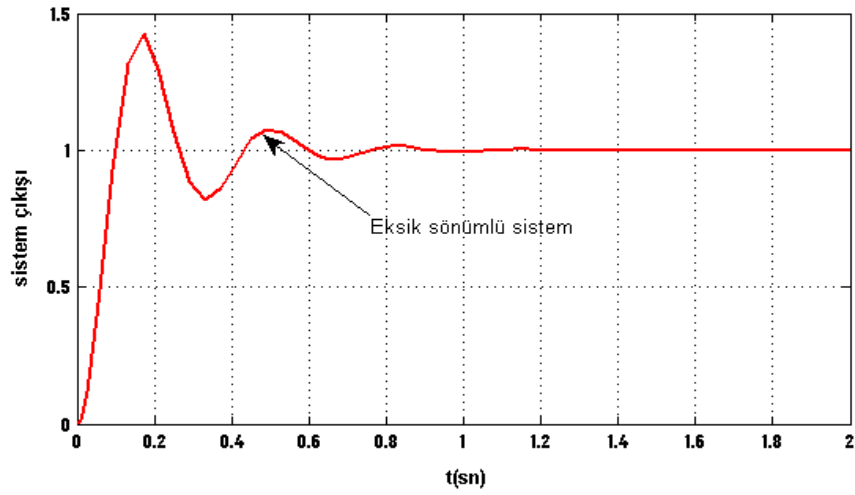
$$y = \theta_{\zeta} = 0.2x_1 \quad (2.30)$$

Eşitliklerde verilen durum denklemleri vektör-matris şeklinde düzenlenirse, (2.31) eşitliği elde edilir.

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{e}_a \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & -10.2 & 20 \\ -28.65K & 0 & -150 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ e_a \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 143.24K \end{bmatrix} \theta_g \quad (2.31)$$

Durum denklemleri oluşturulduktan sonra güç yükseltecini birim kazançla yer değiştirerek ve ön yükselteç kazancı $K=100$ alınarak elde edilen basitleştirilmiş sistemin kapalı çevrim transfer fonksiyonu (2.32) bağıntısında verilmiştir. Buradan doğal frekans $\omega_n = 19.54$ ve sönüm oranı $\zeta = 0.261$ elde edilir. $\zeta < 1$ olduğundan sistem eksik sönümlüdür. Sistemin basamak girişi uygulandığında Matlab/Simulink'te elde edilen çıktısı Şekil 2.6'da verilmiştir. Sistemin maksimum aşma, tepe süresi ve yerleşme süresi gibi sonuçları, sırasıyla (2.33), (2.34) ve (2.35)'te verilmiştir. Matematiksel olarak elde edilen sonuçların simulasyon sonuçlarıyla aynı olduğu görülmektedir.

$$G(s) = \frac{381.9}{s^2 + 10.2s + 381.9} \quad (2.32)$$



Şekil 2.6. K=100 için sistemin basamak tepkesi

$$\% \text{ Maksimum aşma} = M_p = 100 * \left(e^{-\frac{\pi\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}}} \right) = \% 42.7 \quad (2.33)$$

$$\text{Tepe süresi} = t_p = \frac{\pi}{\omega_n \sqrt{1-\zeta^2}} = 0.166 \text{ s} \quad (2.34)$$

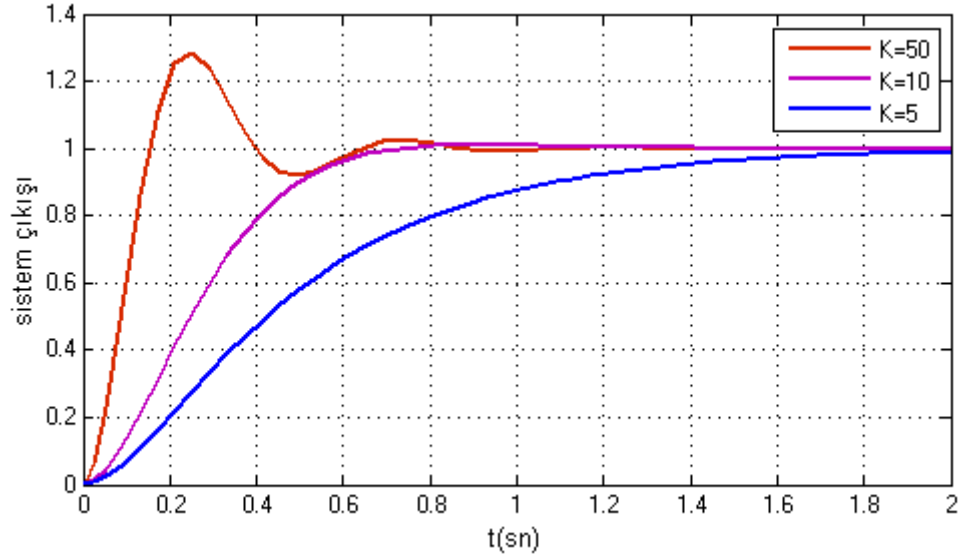
$$\text{Yerleşme süresi} = t_s = \frac{4}{\zeta\omega_n} = 0.784 \text{ s} \quad (2.35)$$

Sonuçlara göre, % 42.7 aşma olduğu görülmektedir. Aşmayı azaltmak için K değeri düşürülmelidir. Tablo 2.4.'te farklı K değerleri için elde edilen sonuçlar yer almaktadır.

Tablo 2.4. K'nın farklı değerlerine göre elde edilen sonuçlar

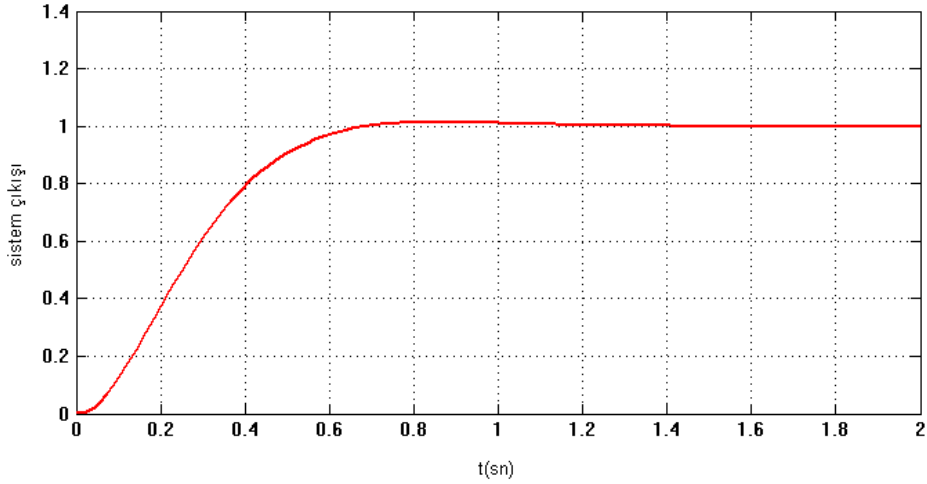
| | ζ | ω_n | $\% M_p$ | $t_p(s)$ | $t_s(s)$ |
|-------------|---------|------------|----------|----------|----------|
| K=50 | 0.369 | 13.81 | 28.7 | 0.245 | 0.784 |
| K=10 | 0.825 | 6.18 | 1 | 0.899 | 0.784 |
| K=5 | 1.167 | 4.37 | Aşma yok | Tepe yok | 2 |

Verilen değerlere göre elde edilen simulasyon sonuçları Şekil 2.7’de verilmiştir.



Şekil 2.7. K kazancının farklı değerlerine göre sistemin ıkışları

Elde edilen sonuçlara göre K’nın değerleri dşrldğinde aşmanın azaldığı görülmektedir. Ancak belli bir değerden sonra çıkışın aşırı sönümlü olduğu görülmektedir. Bu yerleşme süresini artırmaktadır, dolayısıyla istenmeyen bir durumdur. Bu yüzden optimum sonuç K=10 değeri için elde edilmiştir. Basitleştirilmiş sistemin simulasyonundan sonra, yükselteç kazancını da devreye alarak K=10 değeri için sistemin çıkışı elde edilmiştir. Simulasyon sonucu Şekil 2.8.’de verilmiştir. Şekil 2.7 ve Şekil 2.8 karşılaştırıldığında, basitleştirilmiş sistem ve yükselteç kazancı eklenmiş tüm sistemin sonuçlarının hemen hemen aynı olduğu gözlemlenmiştir.



Şekil 2.8. K=10 kazancı için sistemin basamak tepkisi

2.1.5. Sistemin Kazançla Kararlılık Analizi

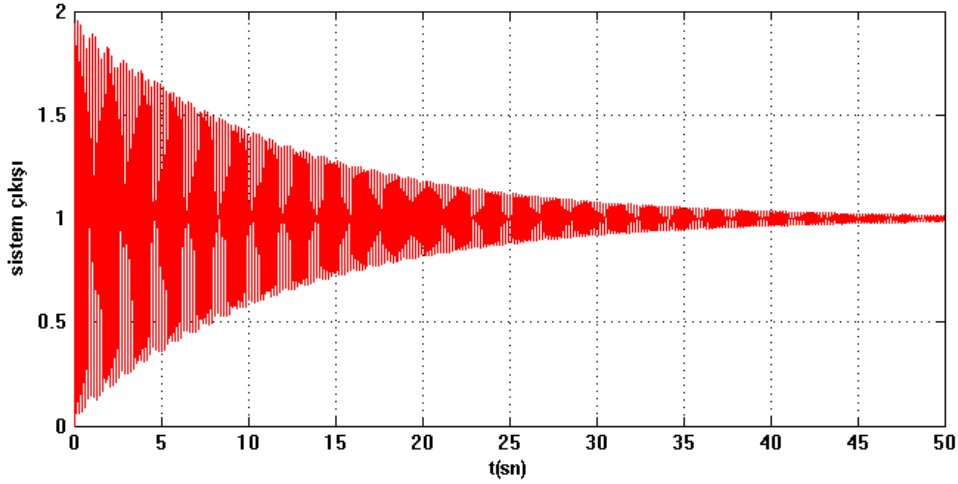
Sistemin, kapalı çevrim köklerinin sol yarı s düzleminde olduğunda kararlı olduğunu biliyoruz. Çevrim kazançları değiştikçe kutupların yerleri de değişmektedir. Bu da kutupların sağ yarı s düzlemine kaymasına dolayısıyla kararsızlığa neden olmaktadır. Kapalı çevrim sistemler için uygun kazanç ayarları esastır. Eşitlik (2.25)'te sistemin transfer fonksiyonu çıkarılmıştı. Transfer fonksiyonun paydasından yararlanarak Tablo 2.5'teki Routh tablosu elde edilmiştir. K'nın değerini elde etmek için (2.36) denklemini kullanılmıştır.

Tablo 2.5. Anten konum kontrol sisteminin Routh-Hurwitz tablosu

| | | |
|-------|------------|---------|
| s^3 | 1 | 1530 |
| s^2 | 160.2 | 572.96K |
| s^1 | 1530-3.75K | 0 |
| s^0 | 572.96K | 0 |

$$K = \frac{160.2 \cdot 1530}{572.96} = 427.8 \quad (2.36)$$

$K=428$ olduğunda sistem marjinal kararlı olarak çalışır. Bu yüzden $0 < K < 428$ için ilk sütunda işaret değişikliği olmayacaktır. Sonuç olarak $0 < K < 428$ için sistem kararlıdır diyebiliriz. $K=428$ için elde edilen simulasyon sonucu Şekil 2.9'da verilmiştir.



Şekil 2.9. $K=428$ değeri için sistemin basamak tepkisi

2.1.6. Anten Konum Kontrol Sistemi Kontrolcü Tasarımı

Sisteme kontrolcü tasarlamak için öncelikle kontrol edilebilirliği test edilmiştir. Bunun için öncelikle % 10 aşma ve 1 saniyelik yerleşme süresi veren 2. dereceden sistemin karakteristik denklemi elde edilmiştir. Sistemin sönüm oranı ζ , (2.37) denkleminde, doğal frekansı ω_n (2.38) denkleminde elde edilmiştir. Bu değerlere göre elde edilen karakteristik denklem (2.39)'da verilmiştir. Karakteristik denklemin kökleri (2.40)'daki formül ile hesaplanmıştır.

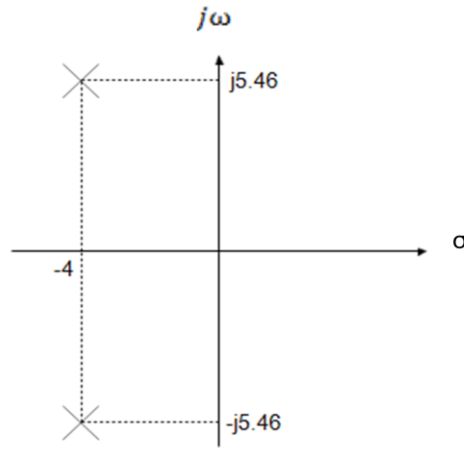
$$\zeta = -\frac{\ln\left(\frac{\%M_p}{100}\right)}{\sqrt{\pi^2 + \ln^2\left(\frac{\%M_p}{100}\right)}} = 0.591 \quad (2.37)$$

$$\omega_n = \frac{4}{t_s * \zeta} = 6.768 \quad (2.38)$$

$$\Delta(s) = s^2 + 2\zeta\omega_n + \omega_n^2 = s^2 + 8s + 45.8 = 0 \quad (2.39)$$

$$x_1, x_2 = \frac{-b \pm \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a} \quad (2.40)$$

Buna göre; $x_1 = -4 + j5.46$ ve $x_2 = -4 - j5.46$ kutupları elde edilmiştir. Elde edilen kutuplar, Şekil 2.10'da gösterilmiştir.



Şekil 2.10. Sistemin istenen koşula ait karakteristik denkleminin kutupları

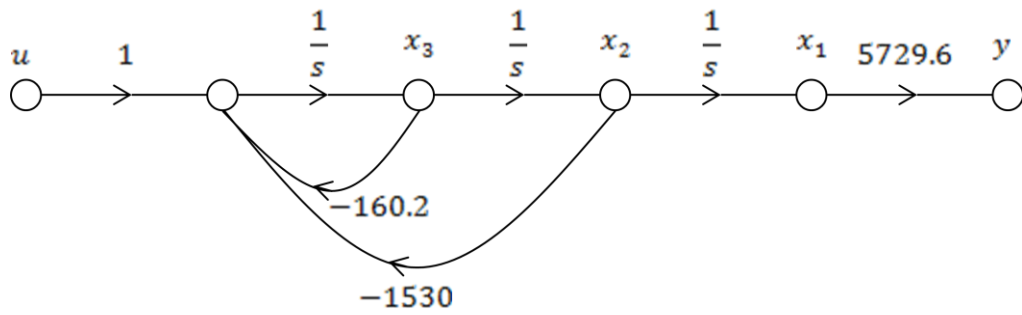
Anten konum kontrol sistemi 3. dereceden olduğu için 3. kutbu belirlememiz gerekir. Bunun için 2. derece baskın çiftten 10 kat daha uzağa yerleştiririz, yani diğer kutup $x_3 = -40$ olarak verilmiştir. Buna göre karakteristik denklemini yeniden düzenlediğimizde (2.41) eşitliği elde edilmektedir [3].

$$\Delta(s) = (s + 40)(s^2 + 8s + 45.8) = s^3 + 48s^2 + 365.8s + 1832 = 0 \quad (2.41)$$

Bu aşamadan sonra, sistemin gerçek karakteristik denklemini elde edilmiştir. Bunun için geri besleme alınmadan elde edilen transfer fonksiyonu $G(s)$ kullanılır. Sistemin geri

beslemesiz transfer fonksiyonu, $K=10$ değeri için (2.42)'de verilmiştir. Buradan, işaret akış diyagramına geçiş yapılmıştır ve işaret akış diyagramından durum-uzay modeli elde edilmiştir. Geri beslemesiz anten kontrol sistemi işaret akış diyagramı Şekil (2.11)'de çizilmiş olup sistemin durum-vektör matrisi (2.43) ve çıkış matrisi (2.44) bağıntısıyla verilmiştir.

$$G(s) = \frac{5729.6}{s(s+10.2)(s+150)} \quad (2.42)$$



Şekil 2.11. Geri beslemesiz sistemin işaret akış diyagramı

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & -1530 & -160.2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} u = Ax + Bu \quad (2.43)$$

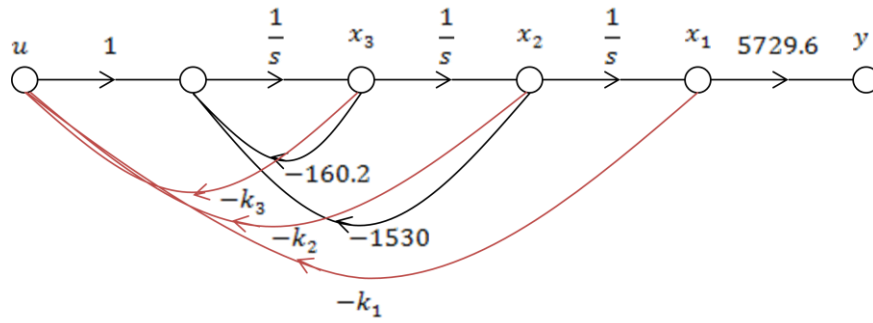
$$y = [5729.6 \ 0 \ 0]x = Cx \quad (2.44)$$

Durum-uzay vektör matrisi elde edildikten sonra kontrol edilebilirlik matrisi $CM = [B \ ABA^2B]$ çıkartılmıştır. Kontrol edilebilirlik matrisi (2.45) eşitliğinde verilmiştir.

$$CM = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & -160.2 \\ 1 & -160.2 & 24134.04 \end{bmatrix} \quad (2.45)$$

Bu aşamadan sonra CM 'nin determinanı hesaplanmıştır ve $|CM| = -1$ bulunmuştur. Determinant sıfırdan farklı olduğundan CM 'nin rankı 3 olarak elde edilir. Sistemin derecesi, CM 'nin rankına eşit olduğundan kontrol edilebilir bir sistem olduğunu söyleyebiliriz.

Bütün durum değişkenlerinden girişe geri besleme alındığında oluşan sinyal akış diyagramı Şekil 2.12'de verilmiştir. Sinyal akış diyagramının temsil ettiği, $[A-BK]$ sistem matrisi, (2.46) denkleminde verilmiştir. Karakteristik denklemi elde etmek için $\det[sI-(A-BK)]$ hesaplanmıştır ve (2.47) eşitliğinde verilmiştir. (2.48) eşitliğinde, (2.47)'de elde edilen denklem (2.41)'de verilen karakteristik denkleme eşitlenerek k_i katsayıları bulunmuştur.



Şekil 2.12. Kontrolcü tasarımı için geribeslemeli sistemin sinyal akış diyagramı

$$A - BK = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ -k_1 & -(1530 + k_2) & -(160.2 + k_3) \end{bmatrix} \quad (2.46)$$

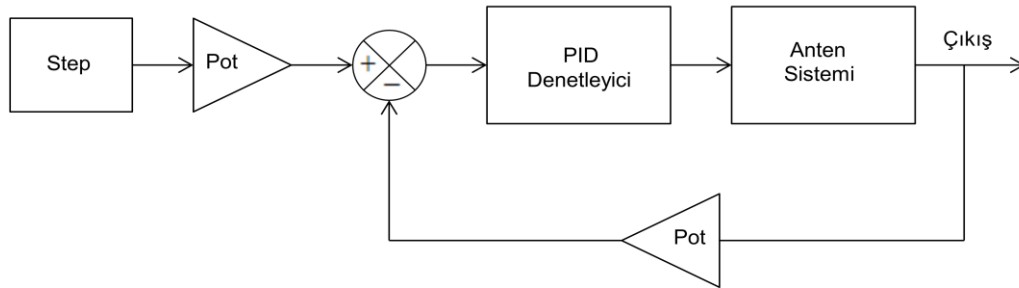
$$\begin{aligned} \det[sI - (A - BK)] &= \begin{bmatrix} s & -1 & 0 \\ 0 & s & -1 \\ k_1 & 1530 + k_2 & s + 160.2 + k_3 \end{bmatrix} \\ &= s^3 + (160.2 + k_3)s^2 + (1530 + k_2)s + k_1 \end{aligned} \quad (2.47)$$

$$s^3 + (160.2 + k_3)s^2 + (1530 + k_2)s + k_1 = s^3 + 48s^2 + 365.8s + 1832 \quad (2.48)$$

Buradan, $k_1 = 1832$, $k_2 = -1164.2$ ve $k_3 = -112.2$ bulunmuştur.

2.1.7. PID Denetleyicili Anten Konum Kontrol Sistemi Tasarımı

PID denetimli anten konum kontrol sisteminin blok diyagramı Şekil 2.13'te verilmiştir. Blok diyagramındaki PID denetleyici katsayıları Tablo 2.6'da verilmiştir.

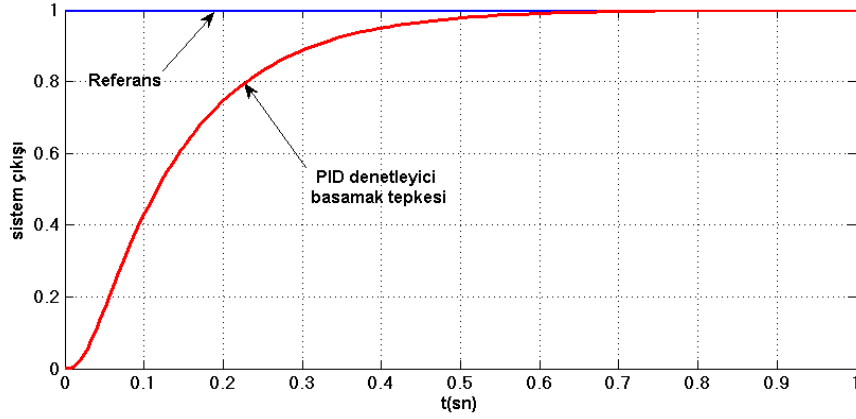


Şekil 2.13. PID denetleyicili anten konum kontrol sistemi blok diyagramı

Tablo 2.6. PID denetleyici parametreleri

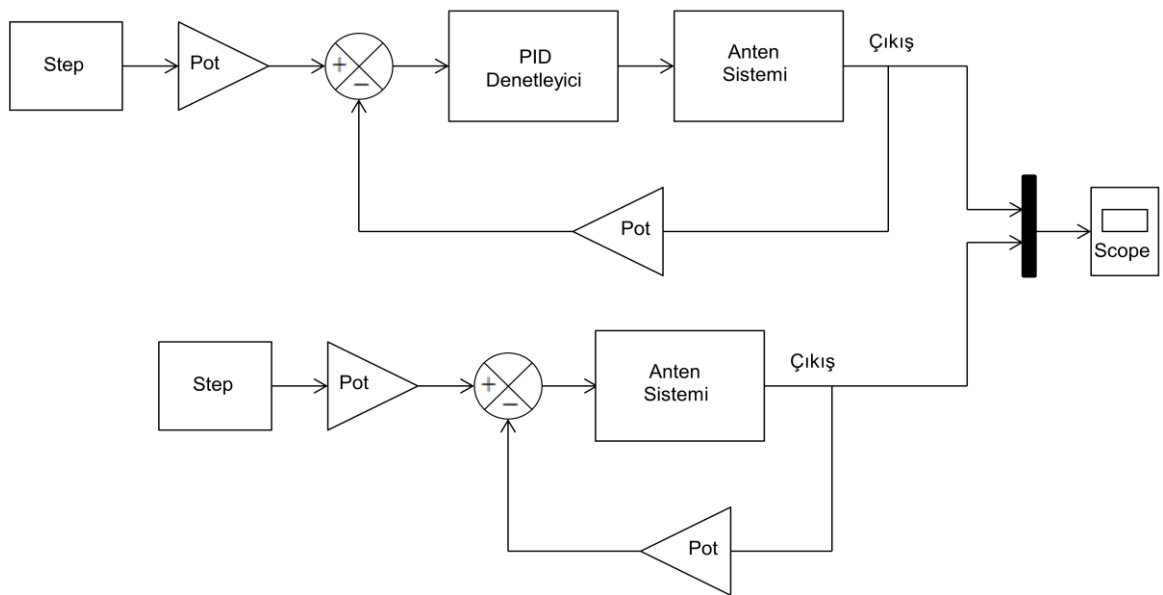
| | |
|-------|-------|
| K_P | 7 |
| K_I | 0.005 |
| K_D | 0.8 |

Sistemi, PID denetleyici ile kontrol ettiğimizde elde edilen sonuç Şekil 2.14'te verilmiştir.



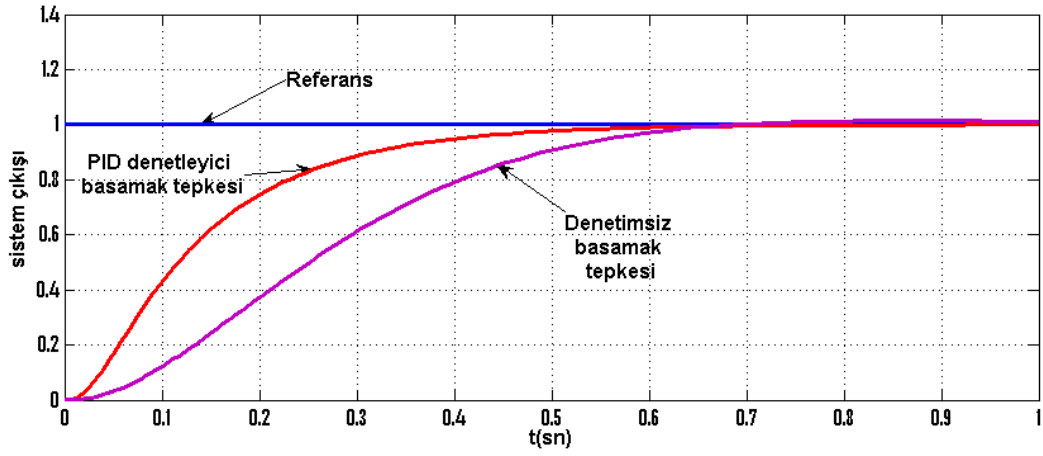
Şekil 2.14. PID denetleyicili kapalı çevrim sistemin çıkışı

Sistemin girişine birim basamak tepkisi uyguladığımızda sistem çıkışında aşmanın olmadığı ve yerleşme süresini %2 toleranslı olarak kabul ettiğimizde, 0.51 saniyede 0.98'e karşılık gelen referansı yakaladığı görülmektedir. Buradaki amaç referansı en kısa sürede, aşmasız ve kararlı durum hatası olmadan takip edebilmektir. Tablo 2.4'te verilen K kazancının 10 olduğu durumda yerleşme süresi 0.784 olarak bulunmuştu ve çok küçük de olsa aşma olduğu görülmüştü. Burada aşmanın olmadığını ve yerleşme süresinin denetimsiz duruma göre daha kısa olduğunu görülmektedir. Şekil 2.15'te PID denetleyicili ve denetimsiz sistemin karşılaştırıldığı blok diyagramı görülmektedir.



Şekil 2.15. PID denetimli – denetimsiz sistem karşılaştırma blok diyagramı

Simulasyon sonuçları Şekil 2.16’da verilmiştir.



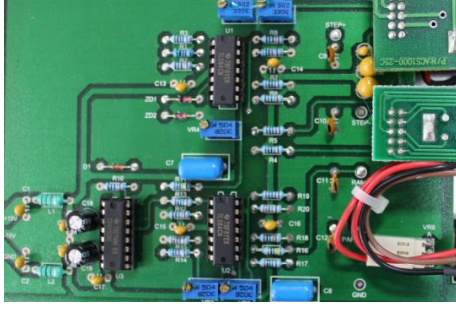
Şekil 2.16. PID denetimli ve denetimsiz sistem karşılaştırma sonuçları

Bu aşamada PID denetleyicili anten konum kontrol sistemi deneysel olarak gerçekleştirilmiştir. Şekil 2.17’de verilen deney setinde anten konum kontrol sistemi oluşturulmuş ve osiloskopta sonuçlar elde edilmiştir.

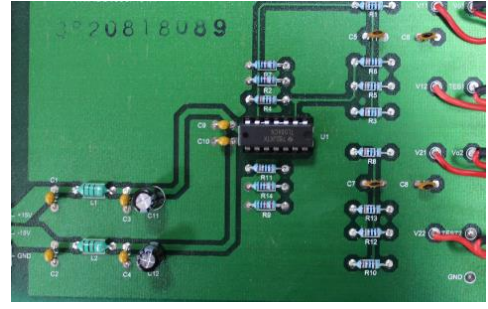


Şekil 2.17. Anten konum kontrol sistemi deney seti

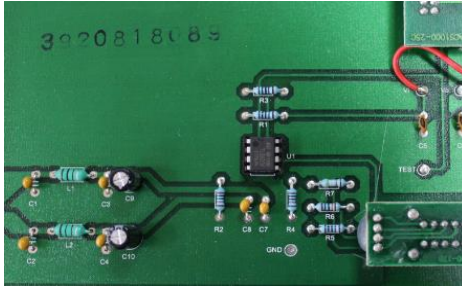
Verilen deney seti Şekil 2.18’de verilen modüllerden oluşmaktadır.



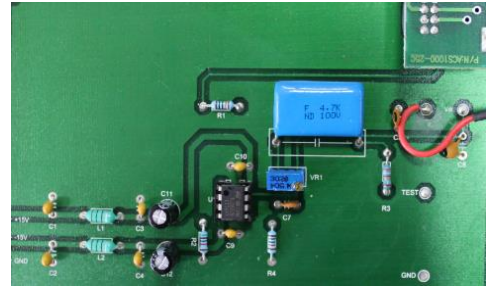
a.Referans giriş modülü



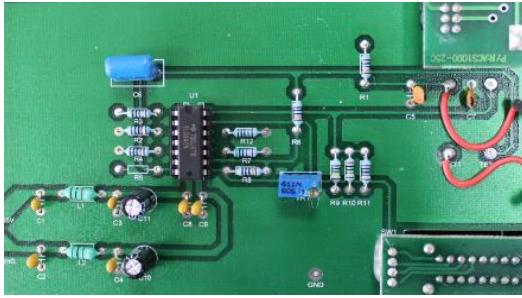
b. Toplama modülü



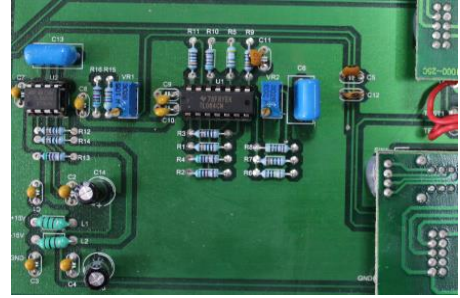
c.Oransal denetleyici modülü



d. Türevsel denetleyici modülü



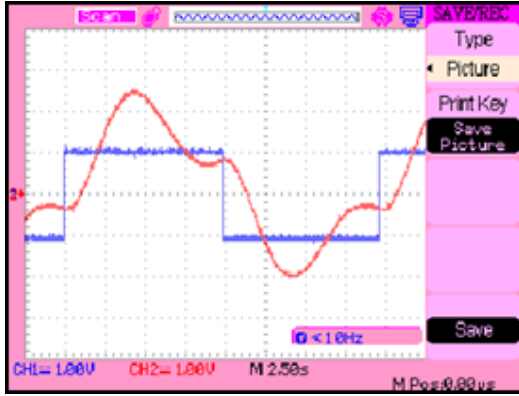
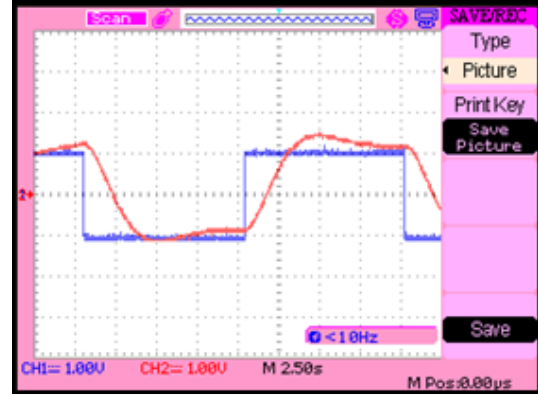
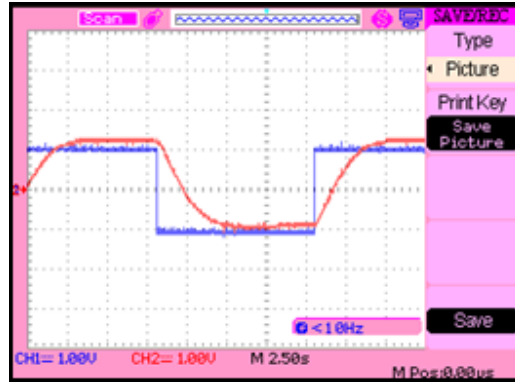
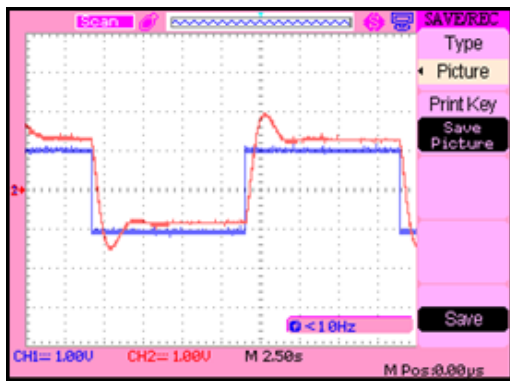
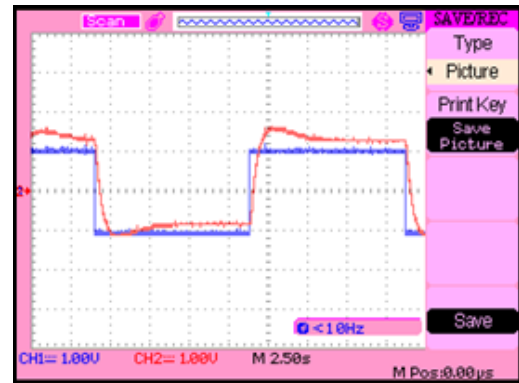
e. İntegral denetleyici bloğu



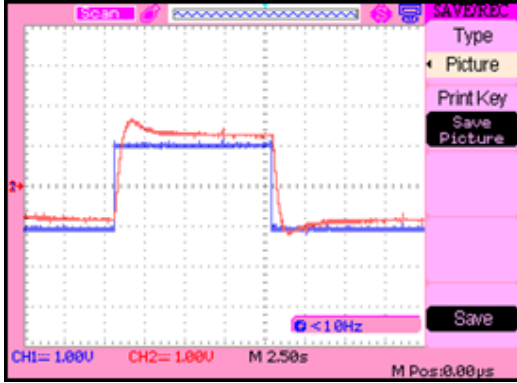
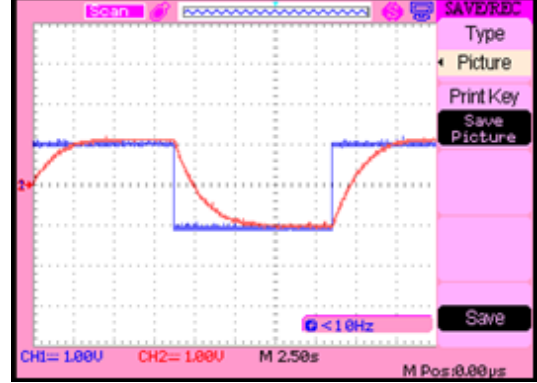
f. İkinci dereceden sistem modülü

Şekil 2.18. Anten konum kontrolü sisteminde kullanılan modüller

Burada, referans giriş modülünden birim basamak girişi seçilmiştir. Deneysel çalışmalarda basitleştirilmiş sistem kullanılmıştır. Şekil 2.19 ve Şekil 2.20’de osiloskoptan elde edilen sonuçlar verilmiştir. Sonuçlarda verilen a ve b değerleri ikinci dereceden sistemin pay ve payda parametreleri iken, K ön yükselteç katsayısıdır.

a. $K_p = 20, K_d = 0.8, K_i = 8$ b. $K_p = 20, K_d = 10, K_i = 0$ c. $K_p = 20, K_d = 100, K_i = 0$ Şekil 2.19. $K=1, a=10.2$ ve $b=38.2$ için elde edilen osiloskop sonuçlarıa. $K_p = 20, K_d = 50, K_i = 8$ b. $K_p = 20, K_d = 100, K_i = 8$ Şekil 2.20. $K=10, a=10.2$ ve $b=38.2$ için elde edilen osiloskop sonuçları

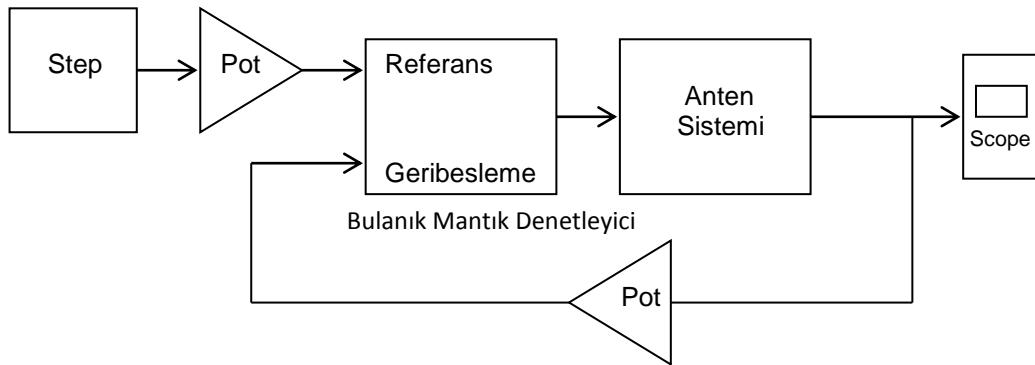
Şekil 2.20 devamı

c. $K_p = 30, K_d = 100, K_i = 10$ d. $K_p = 2, K_d = 15, K_i = 8$

Deneysel sonuçlarla simülasyon sonuçları karşılaştırıldığında yerleşme süresinin farklı olduğu görülmektedir. Simülasyon sonuçlarına göre referansı yakalama süresi 0.5 saniye olurken deneysel sonuçlarda bunun yaklaşık 5 saniye civarında olduğu görülmektedir. Gerçek zamanlı sistemlere göre çok anormal bir sonuç olmamasına rağmen istenen bir durum olduğu da söylenemez.

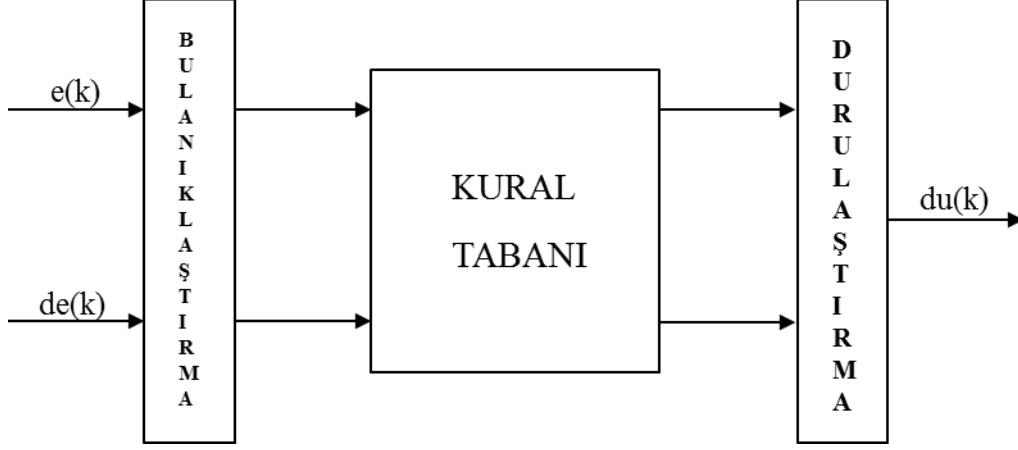
2.1.8. Bulanık Mantık Denetleyicili Anten Konum Kontrol Sistemi Tasarımı

Şekil 2.21'de bulanık mantık denetleyici ile kontrol edilen anten konum kontrol sisteminin blok diyagramı görülmektedir [71,72].



Şekil 2.21. Bulanık Mantık denetleyicili anten konum kontrol sistemi

Burada bulanık mantık denetleyici üç ana kısımdan oluşur. Bulanıklaştırma, kural tabanı ve durulaştırma olan bu kısımlar Şekil 2.22’de gösterilmiştir.



Şekil 2.22.Çalışmada kullanılan BMD'nin temel yapısı

Bulanık mantık denetleyicinin girişleri hata $e(k)$ ve hatanın değişimi $de(k)$ 'dir. Bu iki giriş kesin değerlerdir. Simulink blokları (2.49)'deki eşitliklere göre oluşturulmuştur.

$$\begin{aligned} e(k) &= r(k) - y(k) \\ de(k) &= e(k) - e(k-1) \end{aligned} \quad (2.49)$$

Bulanıklaştırma evresinde kesin değerler, bulanık üyelik değerlerine dönüştürülmüştür. Bulanık üyelik değerlerini elde etmek için NB, NM, NS, ZZ, PS, PM ve PB olmak üzere yedi alt kümeye ayrılmıştır. Üyelik fonksiyonu olarak üçgen kullanılmıştır. Üçgen üyelik fonksiyonun matematiksel ifadesi (2.50)'de verilmiştir.

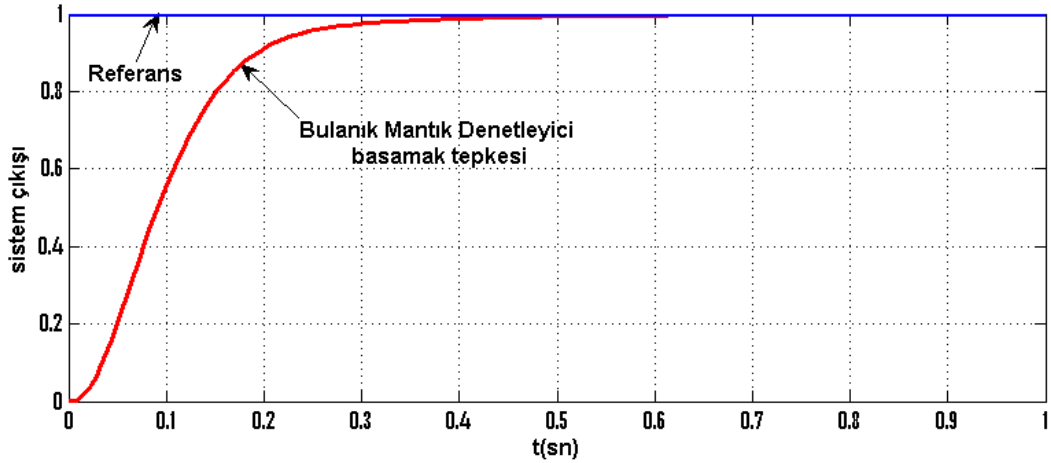
$$A_{\Delta} = \max \left(\min \left(\frac{x - x_1}{x_r - x_1}, \frac{x_2 - x}{x_2 - x_r} \right), 0 \right) \quad (2.50)$$

Bu çalışmada 49 kurallı bulanık mantık denetleyici kullanılmıştır. 9 kurallı ve 25 kurallı bulanık mantık denetleyici ile denemeler yapılmış; fakat istenilen sonuç elde edilemediğinden 49 kurallı seçilmiştir. Bunlar, Tablo 2.7'de verilmiştir. Bulanık mantık

denetleyicinin referansa bağılı simülasyon sonuçları Şekil 2.22’de verilirken, BMDli, PID denetleyicili ve denetimsiz sistemin karşılaştırılması ise Şekil 2.23’te verilmiştir.

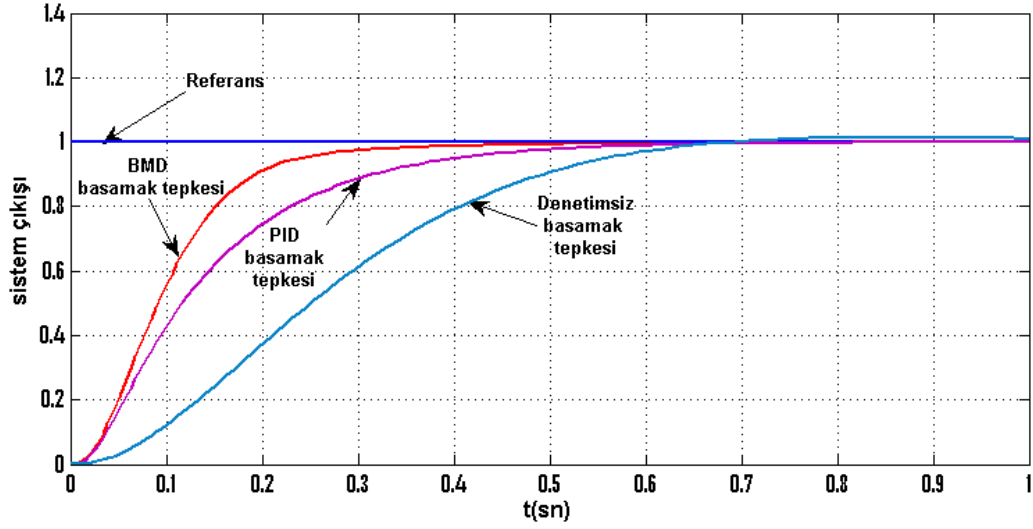
Tablo 2.7. Bulanık mantık denetleyici 49 kurallı kural tablosu

| du | | e | | | | | | |
|----|----|----|----|----|----|----|----|----|
| | | NB | NM | NS | ZZ | PS | PM | PB |
| de | NB | NB | NB | NM | NM | NS | NS | ZZ |
| | NM | NB | NM | NM | NS | NS | ZZ | PS |
| | NS | NM | NM | NS | NS | ZZ | PS | PS |
| | ZZ | NM | NS | NS | ZZ | PS | PS | PM |
| | PS | NS | NS | ZZ | PS | PS | PM | PM |
| | PM | NS | ZZ | PS | PS | PM | PM | PB |
| | PB | ZZ | PS | PS | PM | PM | PB | PB |



Şekil 2.23. Bulanık mantık denetleyicili kapalı çevrim sistemin çıkışı

Sistemin girişine birim basamak tepkisi uyguladığımızda sistem çıkışında aşmanın olmadığı ve yerleşme süresini %2 toleranslı olarak kabul ettiğimizde, 033 saniyede 0.98'e karşılık gelen referansı yakaladığını görülmektedir.



Şekil 2.24. BMD, PID denetimli ve denetimsiz sistem karşılaştırma sonuçları

2.1.9. Kayan Kipli Denetleyicili Anten Konum Kontrol Sistemi Tasarımı

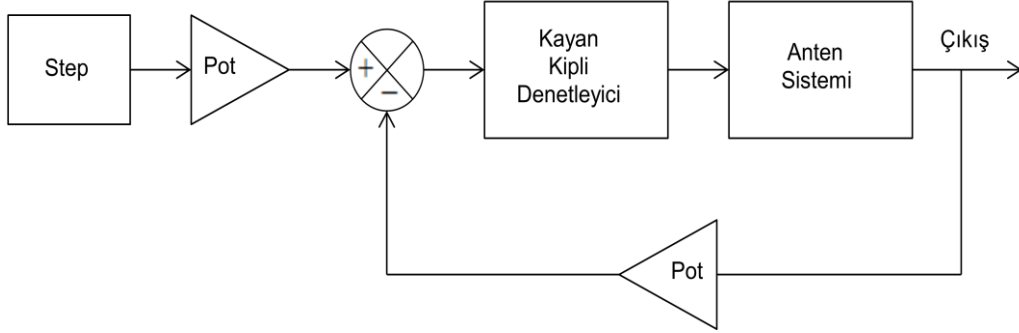
KKD tasarımında antenin ikinci dereceden basitleştirilmiş transfer fonksiyonu kullanılmıştır. Bu tasarımda, (2.49) denklemindeki gibi bir kayma yüzeyi seçilmiştir. Buna göre hatanın fonksiyonları (2.50)'de elde edilmiştir.

$$\begin{aligned} s &= \dot{e} + \lambda e \\ \dot{s} &= \ddot{e} + \lambda \dot{e} \end{aligned} \quad (2.49)$$

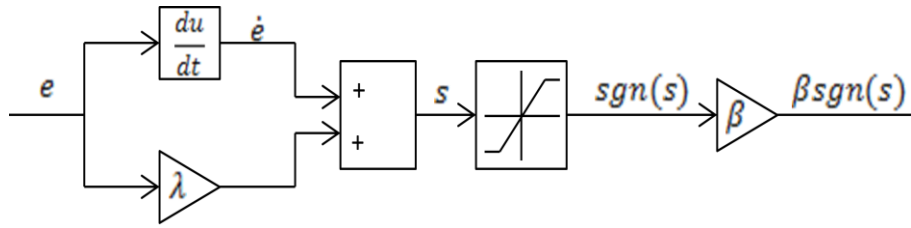
$$\begin{aligned} e &= \theta_r - \theta \\ \dot{e} &= \dot{\theta}_r - \dot{\theta} \\ \ddot{e} &= \ddot{\theta}_r - \ddot{\theta} \end{aligned} \quad (2.50)$$

Burada θ_r , referans açı girişini ifade etmektedir. Tasarımda kayan kipli denetleyici parametrelerinden biri olan $\lambda=20$ olarak alınmıştır ve $\dot{s} = -\beta \text{sgn}(s)$ olan sabit değişimli erişme kuralı kullanılmıştır. Buna göre seçilen $\beta=50$ 'dir. KKD anten kontrol sistemi blok diyagramı 2.25'te verilmiştir. Kayma yüzeyi için tasarlanan blok diyagramı 2.26'da

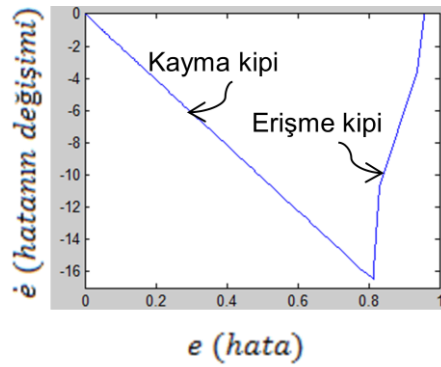
verilmiştir ve sistemin faz düzlemi 2.27'de verilmiştir. 2.25'te verilen simulasyonun sonucu 2.28'de gösterilmiştir.



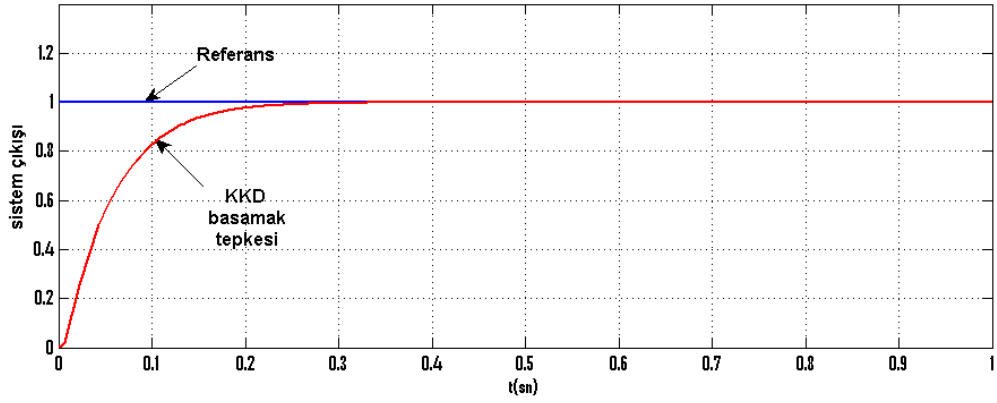
Şekil 2.25. Kayan kipli denetleyicili anten konum kontrol sistemi



Şekil 2.26. Kayma yüzeyi seçimi blok diyagramı

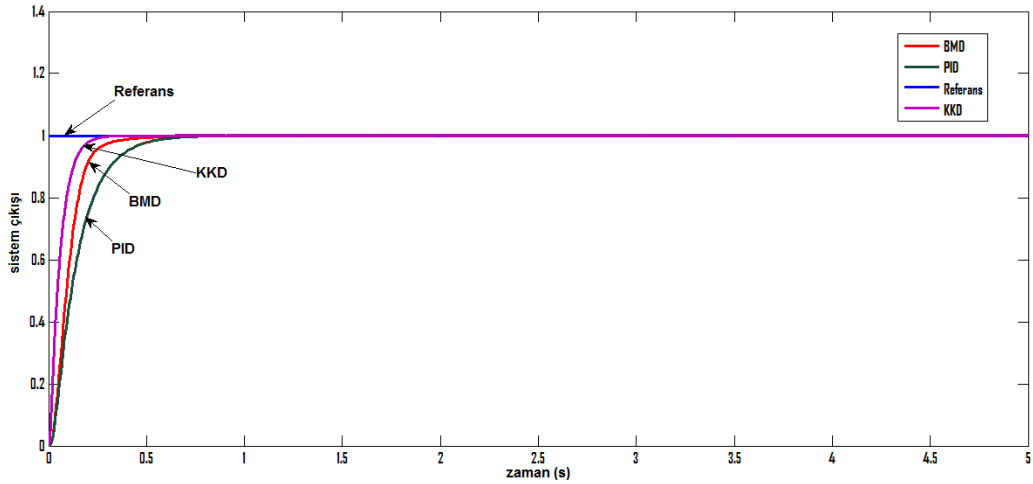


Şekil 2.27. Anten konum kontrol sistemi faz düzlemi



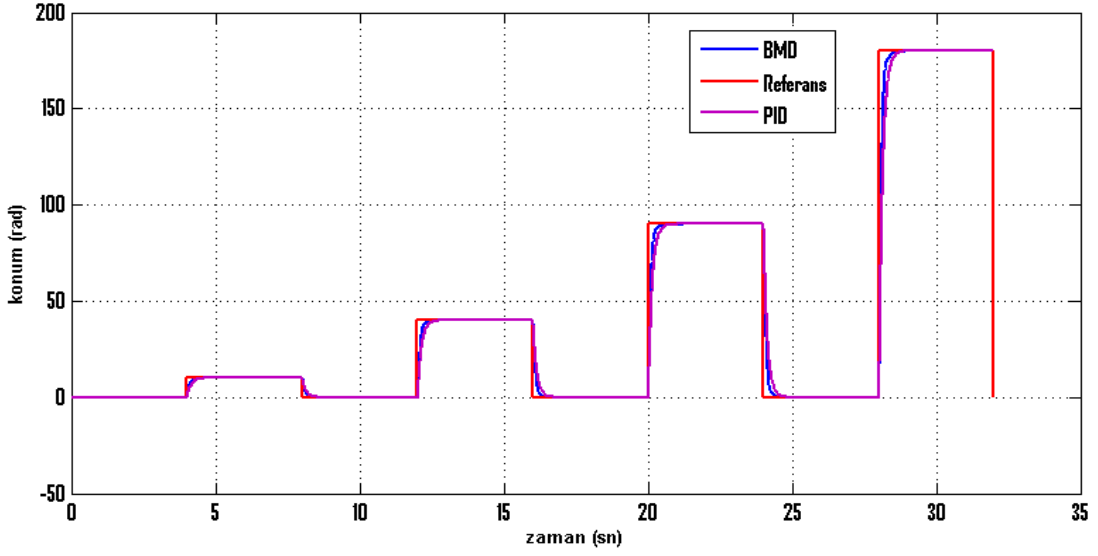
Şekil 2.28. Kayan kipli denetleyicili kapalı çevrim sistem çıkışı

Sistemin girişine birim basamak tepkisi uyguladığımızda sistem çıkışında aşmanın olmadığı ve yerleşme süresini %2 toleranslı olarak kabul ettiğimizde, 0.208 saniyede 0.98'e karşılık gelen referansı yakaladığı görülmektedir. Şekil 2.29'da bütün denetleyicilerin karşılaştırma sonuçları verilmiştir. KKD'nin performansının diğerlerine göre daha iyi olduğu görülmektedir.



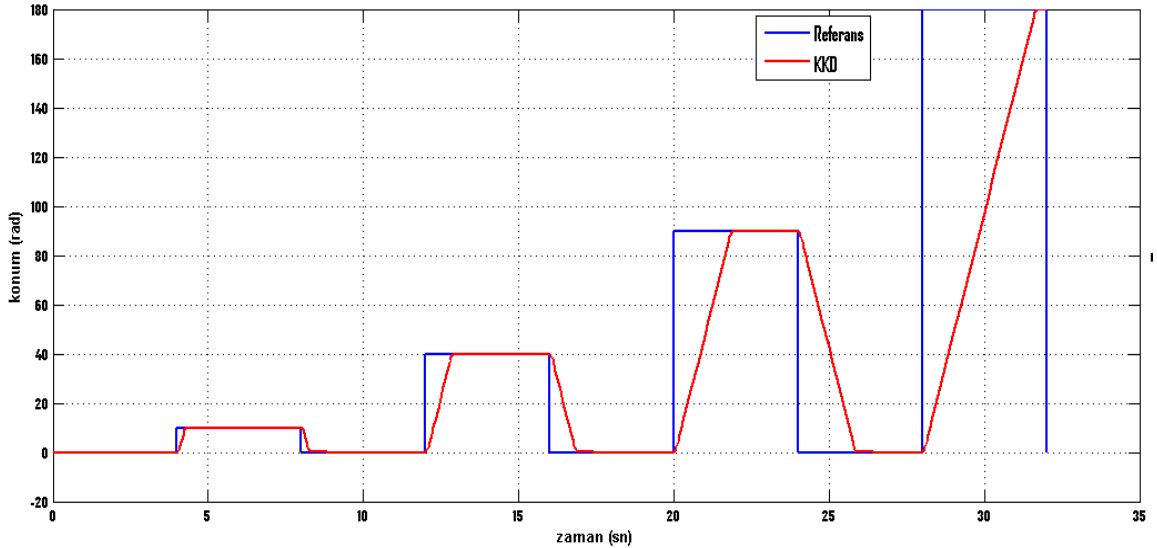
Şekil 2.29. PID, BMD ve KKD'nin basamak girişe verdiği tepke

Denetleyicilerin çalışıp çalışmadığı kontrol edildikten sonra derece cinsinden 10, -10, 40, -40, 90, -90, 180, -180 olarak verilen açı değerlerini takip edip etmediği araştırılmıştır. BMD ve PID denetleyici ile kontrol edilen sistemin referans takibi Şekil 2.30'da verilmiştir.



Şekil 2.30. Çeşitli açı değerlerine BMD ve PID'nin verdiği tepke

2.30'da verilen şekilde PID için her adımda kararlı durum değerinin %2'sine ulaşma süresi 0.512 saniye olup değişmemiştir; ancak derece farkı arttıkça yüzde aşma da artmıştır. BMD için yüzde aşma söz konusu olmayıp kararlı durum değerinin %2'sine ulaşma süresi 0.33 saniye olarak ölçülmüştür. $\lambda=20$ ve $\beta=50$ değerleri için KKD sonuçları Şekil 2.31'de verilmiştir.



Şekil 2.31. Çeşitli açı değerlerine KKD'nin verdiği tepke

Alınan sonuçlara göre, kararlı durum değerinin % 2'sine ulaşma süreleri Tablo 2.8'de verilmiştir.

Tablo 2.8. KKD için verilen aç ı değerlerine ulaşma süreleri

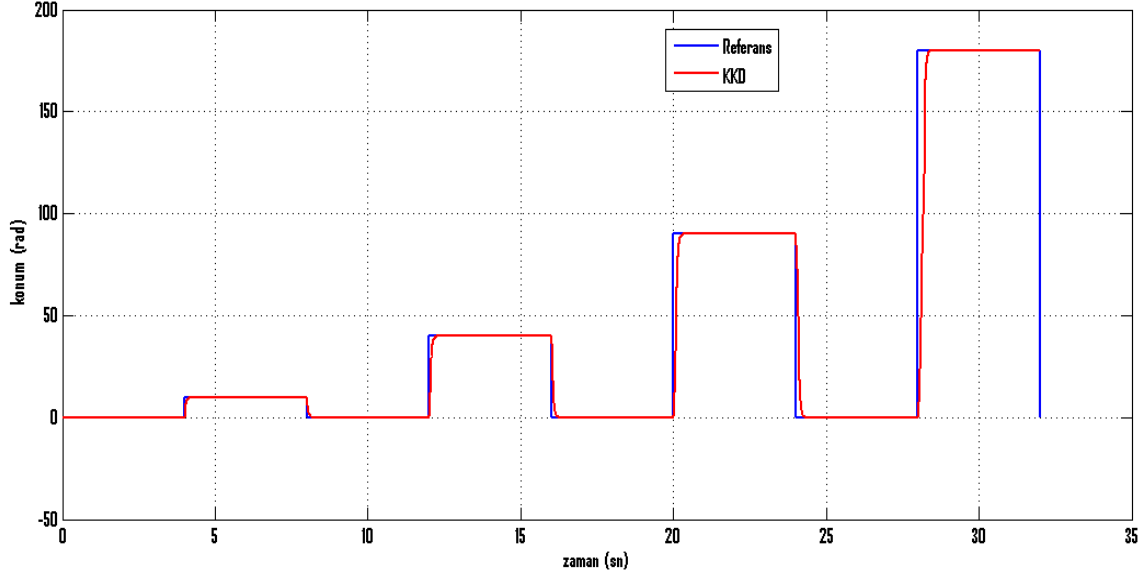
| %2 Toleranslı Kararlı Durum Değerleri | Yerleşme Süresi t_s (s) |
|--|---|
| 9.8 | 0.326 |
| 39.2 | 0.857 |
| 88.2 | 1.816 |
| 176.4 | 3.578 |

Elde edilen veriler, basamak giriş için tasarlanan KKD'nin referans takibine ayak uyduramadığı gözlenmiştir. Bu yüzden tasarımda seçilen λ ve β parametreleri için farklı değerler verilerek sonuçlar alınmış ve en iyi sonuç elde edilmeye çalışılmıştır. Tablo 2.9'da λ ve β 'nin farklı değerlerine göre elde edilen sonuçlar yer almaktadır.

Tablo 2.9. λ ve β parametrelerine göre yerleşme süreleri

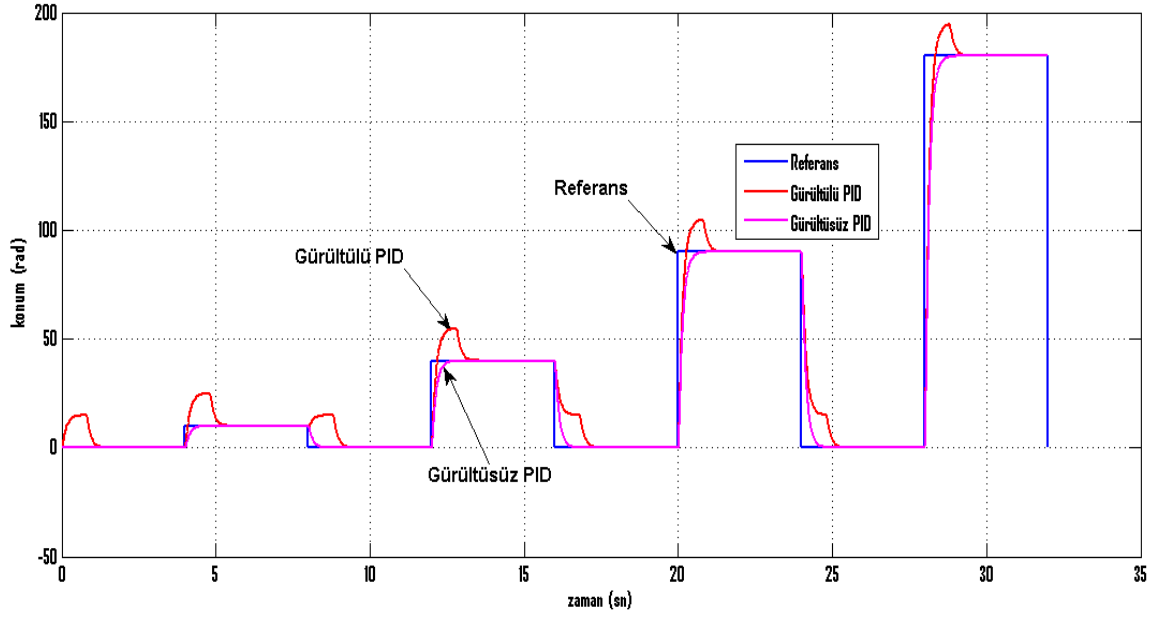
| | Yerleşme zamanı | Konum | | | |
|--------------------------|--------------------------|-------|-------|-------|-------|
| | $t_s(s)$ | 9.8 | 39.2 | 88.2 | 176.4 |
| KKD parametreleri | $\lambda=20, \beta=100$ | 0.26 | 0.492 | 0.951 | 1.81 |
| | $\lambda=20, \beta=120$ | 0.24 | 0.43 | 0.81 | 1.52 |
| | $\lambda=20, \beta=150$ | 0.23 | 0.37 | 0.617 | 1.23 |
| | $\lambda=20, \beta=250$ | 0.21 | 0.297 | 0.45 | 0.78 |
| | $\lambda=15, \beta=250$ | 0.28 | 0.34 | 0.44 | 0.66 |
| | $\lambda=10, \beta=250$ | 0.419 | 0.434 | 0.49 | 0.62 |
| | $\lambda=5, \beta=250$ | 0.791 | 0.80 | 0.83 | 0.88 |
| | $\lambda=10, \beta=300$ | 0.414 | 0.42 | 0.47 | 0.58 |
| | $\lambda=10, \beta=400$ | 0.40 | 0.41 | 0.45 | 0.53 |
| | $\lambda=10, \beta=450$ | 0.40 | 0.41 | 0.44 | 0.51 |
| | $\lambda=10, \beta=500$ | 0.40 | 0.41 | 0.44 | 0.49 |
| | $\lambda=15, \beta=500$ | 0.26 | 0.30 | 0.34 | 0.43 |
| | $\lambda=20, \beta=500$ | 0.22 | 0.24 | 0.31 | 0.45 |
| | $\lambda=25, \beta=500$ | 0.17 | 0.22 | 0.31 | 0.50 |
| | $\lambda=30, \beta=500$ | 0.15 | 0.20 | 0.33 | 0.57 |
| | $\lambda=35, \beta=500$ | 0.12 | 0.20 | 0.35 | 0.65 |
| | $\lambda=35, \beta=700$ | 0.13 | 0.17 | 0.27 | 0.48 |
| | $\lambda=35, \beta=1000$ | 0.12 | 0.15 | 0.22 | 0.35 |
| | $\lambda=25, \beta=1000$ | 0.17 | 0.18 | 0.22 | 0.31 |
| | $\lambda=20, \beta=1000$ | 0.21 | 0.21 | 0.24 | 0.31 |
| $\lambda=15, \beta=1000$ | 0.27 | 0.28 | 0.31 | 0.34 | |

Alınan sonuçlara göre λ değeri azaldıkça 10 ve 40 dereceye ulaşma zamanı artarken, 90 ve 180 dereceye ulaşma zamanı azalmaktadır. Bunun yanı sıra β değeri artarken bütün konum değerlerine ulaşmada azalma olduğu saptanmıştır. Buradan, en optimum sonucun $\lambda=25$ ve $\beta=1000$ değerleri ile alındığı görülmektedir. Şekil 2.32 bu değerlere göre alınan sonucu göstermektedir.

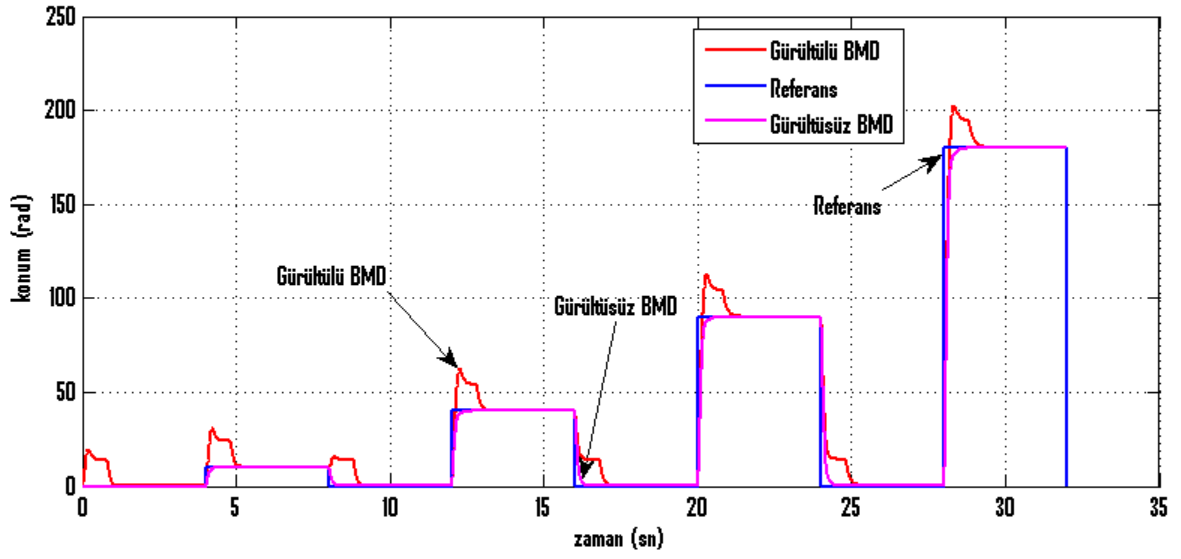


Şekil 2.32. $\lambda=25$, $\beta=1000$ için KKD'nin verdiği tepke

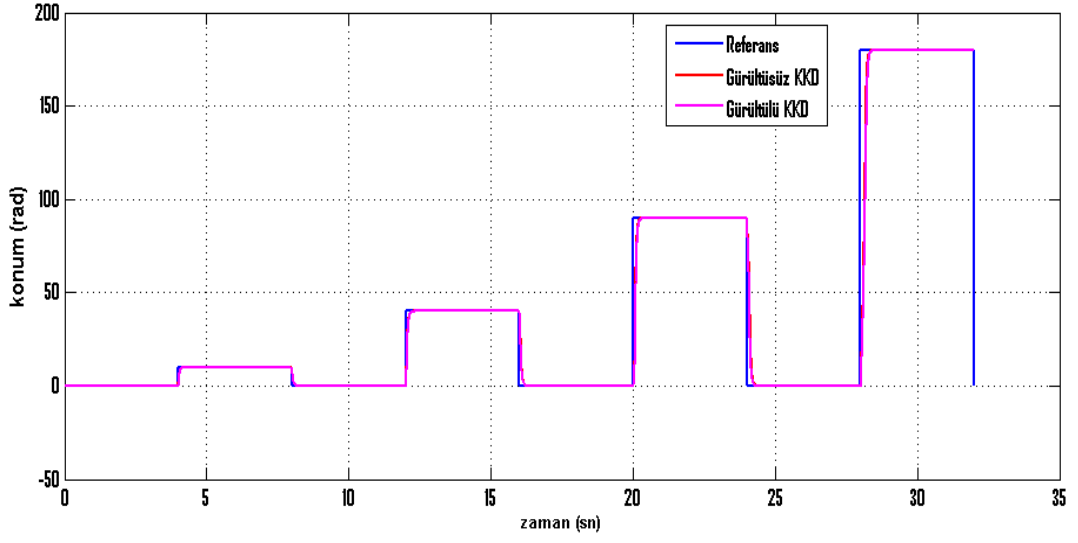
Alınan bu sonuçla diğer yöntemleri karşılaştırdığımızda, KKD'nin PID ve BMD'ye göre yerleşme süresi, yüzde aşma ve kararlı durum hatası bakımından üstünlüğü görülmektedir. Ancak bu yöntemin diğer yöntemlere göre üstün olduğunu göstermek için buraya kadar alınan sonuçlar yeterli değildir. Çünkü amaç KKD'nin bozucu girişlere, parametre belirsizliklerine karşı duyarsız olmasıdır. Bunun için bu aşamadan sonra bütün sistemlere bozucu giriş eklenerek sonuçlar alınarak karşılaştırılmıştır. Şekil 2.33'de gürültü eklenmiş sisteme PID denetleyicinin verdiği tepke, Şekil 2.34'te gürültü eklenmiş sisteme BMD'nin verdiği tepke gözlenirken Şekil 2.35'te ise gürültü eklenmiş sisteme KKD'nin verdiği tepke gözlenmektedir. Şekiller incelendiğinde PID ve BMD'li sistemlerin gürültüden etkilendiği görülürken KKD'li sistemin gürültüye karşı duyarsız davrandığını herhangi bir aşmanın oluşmadığı ve gecikmenin yaşanmadığı görülmektedir. Şekil 2.36, Şekil 2.37 ve Şekil 2.38'de gürültü eklenmiş sırasıyla PID, BMD ve KKD'li sistemlerin kontrol işareti ve konum hatası grafiklerine yer verilmiştir. KKD'li olanda hatanın kısa bir süre içerisinde sıfırlandığı ve bir daha hatanın oluşmadığı gözlenmektedir.



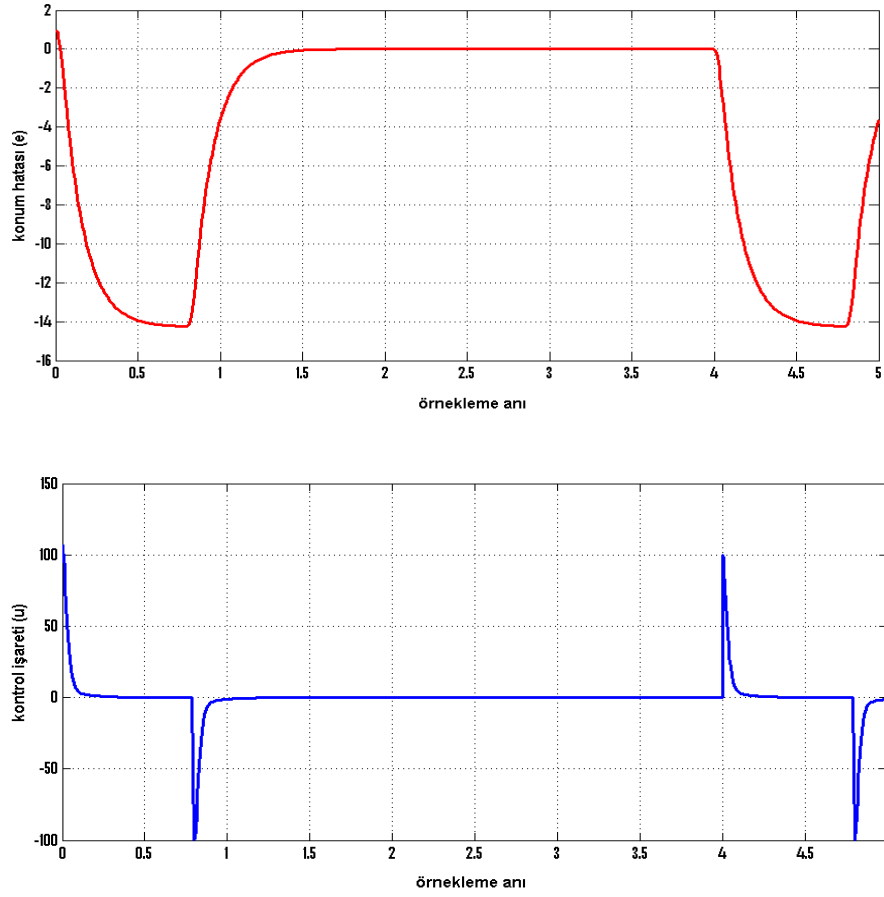
Şekil 2.33. Gürültü eklenmiş sisteme PID'nin verdiği tepke



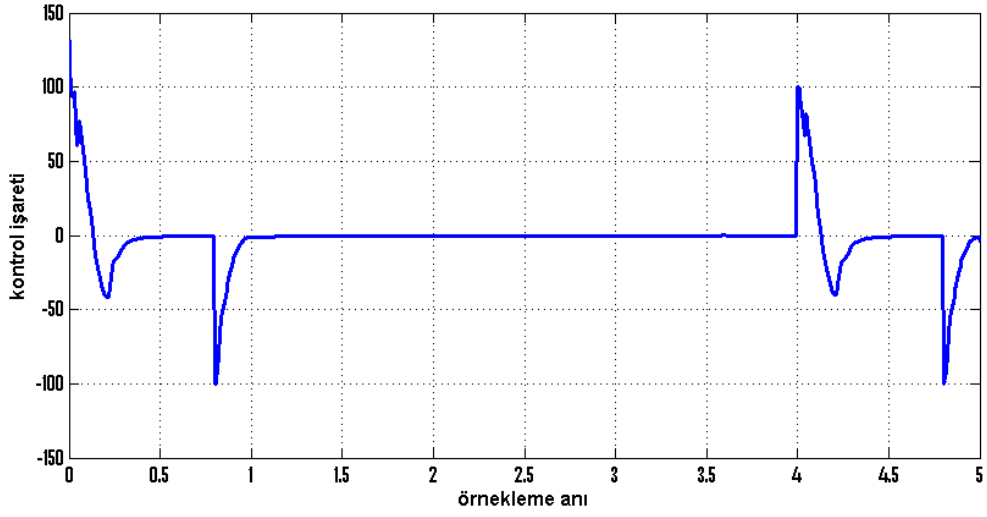
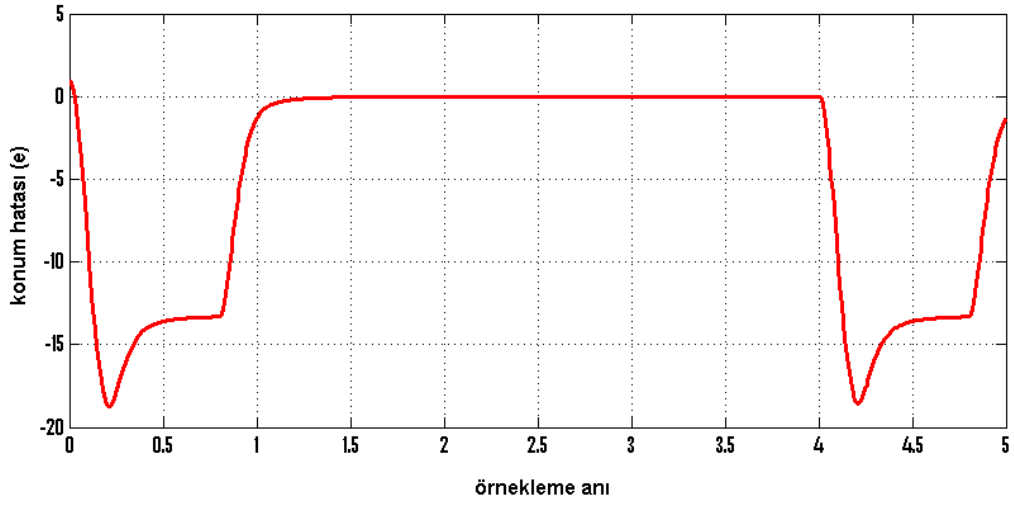
Şekil 2.34. Gürültü eklenmiş sisteme BMD'nin verdiği tepke



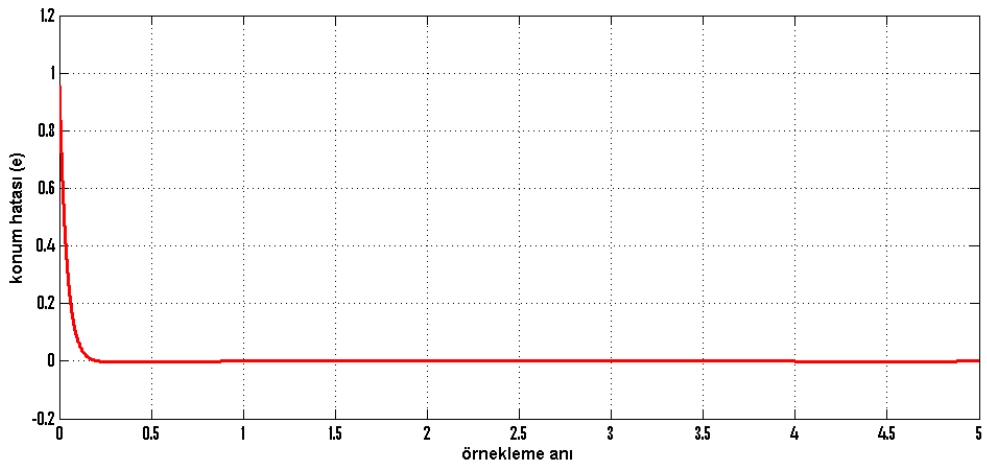
Şekil 2.35. Gürültü eklenmiş sisteme KKD'nin verdiği tepke



Şekil 2.36. Gürültü eklenmiş PID denetimli sistemin konum hatası ve kontrol işareti

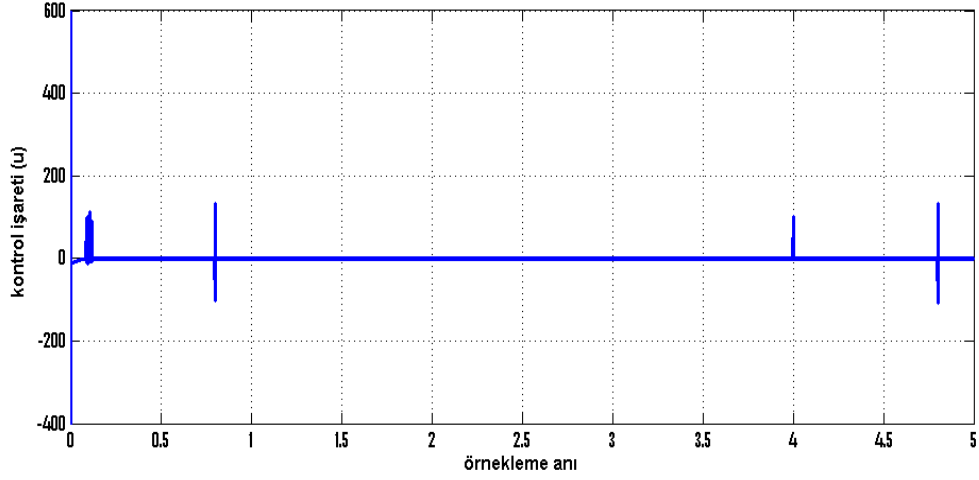


Şekil 2.37. Gürültü eklenmiş BMD'li sistemin konum hatası ve kontrol işareti

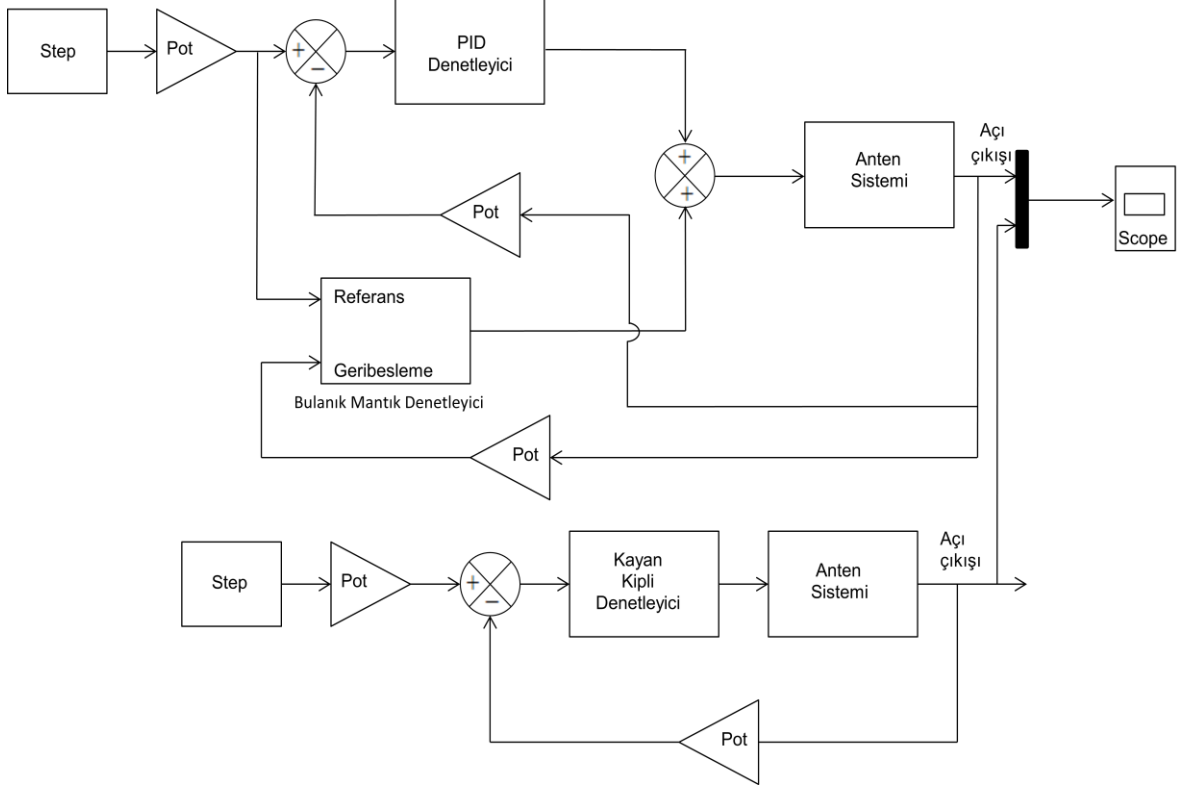


Şekil 2.38. Gürültü eklenmiş KKD'li sistemin konum hatası ve kontrol işareti

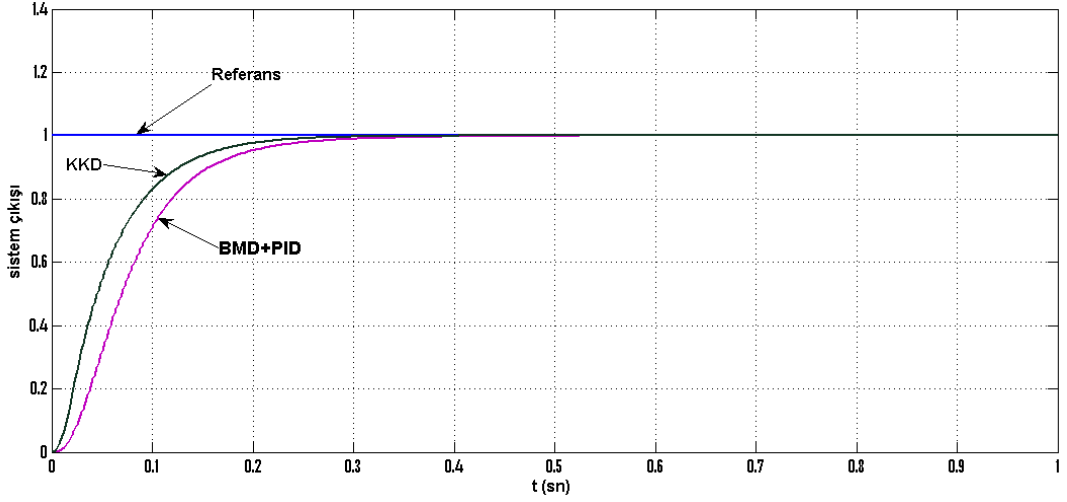
Şekil 2.38 devamı



Bir sonraki aşamada BMD ve PID'nin etkileri toplanarak KKD ile karşılaştırılmıştır. Şekil 2.39'da bu karşılaştırmanın blok diyagramı verilmiştir. Şekil 2.40'ta ise karşılaştırma sonucu yer almaktadır.



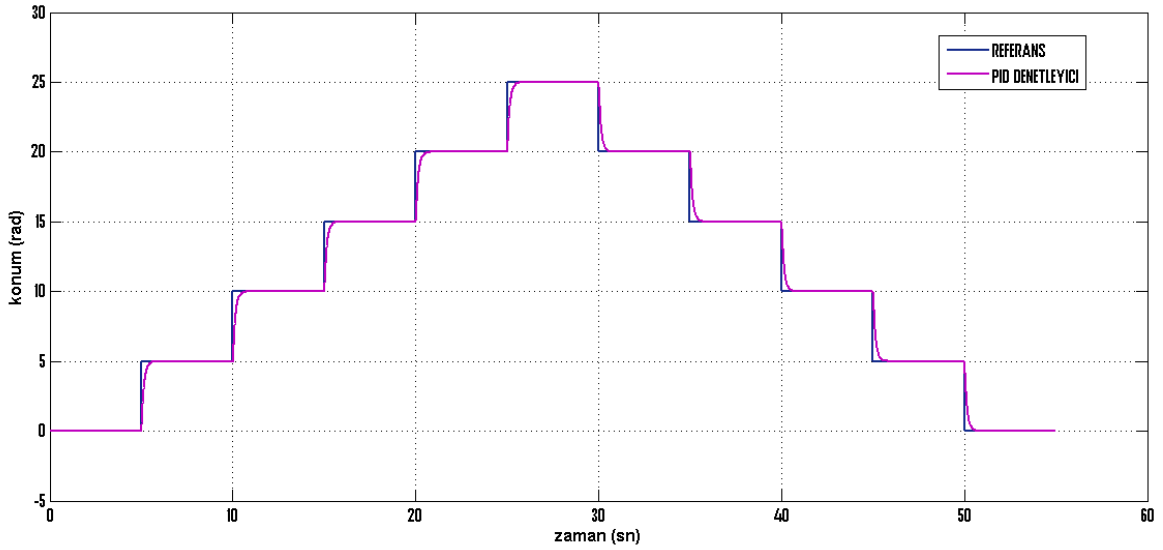
Şekil 2.39. BMD+PID'nin KKD ile karşılaştırılması



Şekil 2.40. BMD+PID'nin KKD ile karşılaştırma sonuçları

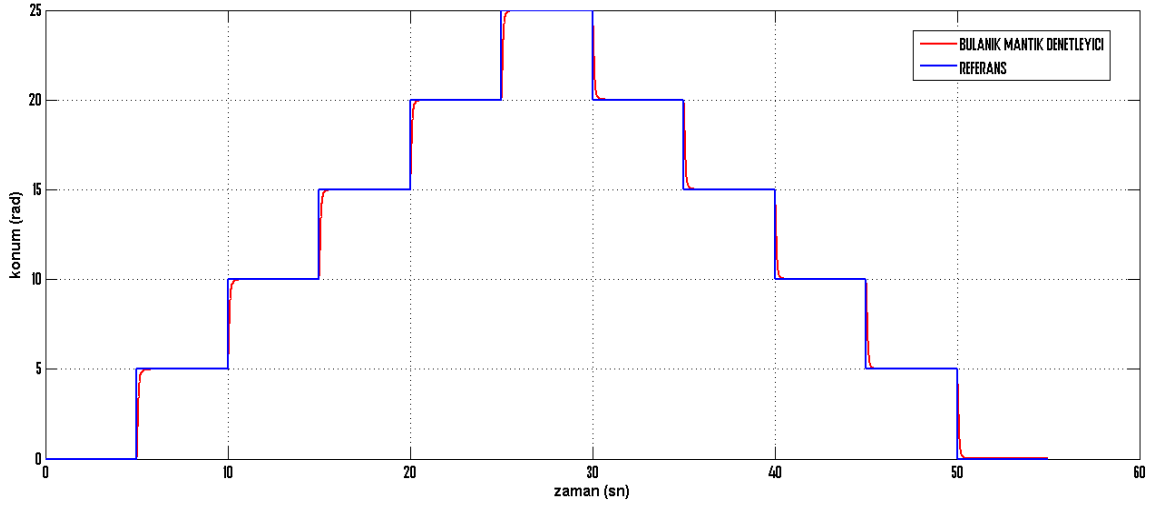
Sonuçlara göre BMD+PID, referansa 0.254 saniyede ulaşırken, KKD tek başına 0.2 saniyede ulaşmıştır. KKD'nin üstünlüğü gösterilmiştir.

Merdiven şeklindeki referansa karşı denetleyicilerin tepkileri araştırılmıştır.

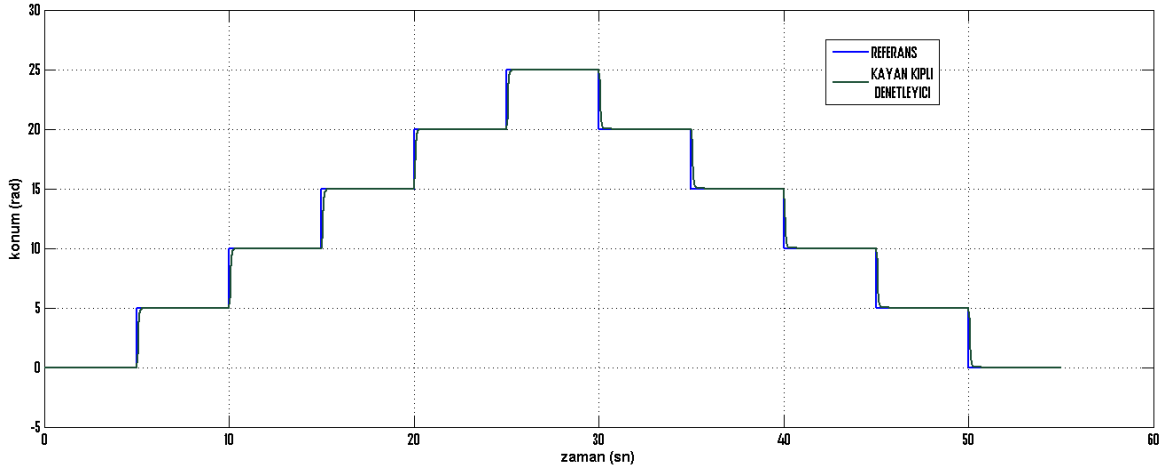


Şekil 2.41. PID denetleyicinin merdiven şeklindeki referansa tepkisi

PID denetleyici parametreleri $K_P=7$, $K_I=0.005$ ve $K_D=0.8$ alınmıştır. Şekil 2.41'de PID denetleyicili sistem, Şekil 2.42'de BMD'li sistem ve Şekil 2.43'te de KKD'li sistemin çıkışı görülmektedir.



Şekil 2.42. Bulanık mantık denetleyicinin merdiven şeklindeki referansa tepkisi



Şekil 2.43. Kayan kipli denetleyicinin merdiven şeklindeki referansa tepkisi

Kayan kipli denetleyici parametreleri $\lambda=20$, $\beta=50$ olarak alınmıştır ve $\dot{s} = -\beta \text{sgn}(s)$ olan sabit değişimli erişme kuralı kullanılmıştır.

Tablo 2.10. PID, BMD ve KKD karşılaştırma sonuçları

| Konum | Yerleşme süresi (sn) | | |
|--------------|-----------------------------|------------|------------|
| | PID | BMD | KKD |
| 4.9 | 0.51 | 0.33 | 0.25 |
| 9.8 | 0.42 | 0.26 | 0.22 |
| 14.7 | 0.37 | 0.22 | 0.19 |
| 19.6 | 0.34 | 0.21 | 0.18 |
| 24.5 | 0.31 | 0.19 | 0.17 |

Tablodaki verilere göre en uygun yöntem KKD'dir.

3. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Bu tez kapsamında uydu takibi yapacak olan antenlerin PID, bulanık mantık ve kayan kipli denetleyiciler ile kontrolü anlatılmıştır ve anten yönlendirilmesindeki takip doğruluğu ve hassasiyeti esas alınmıştır. Bu amaçla denetleyiciler arasında kıyaslama yapılmış ve en uygun yöntem belirlenmiştir.

Sonuç olarak bulanık mantık denetleyici PID denetleyiciye kıyasla, yüzde aşım, yerleşme zamanı ve kararlı durum hatası bakımından daha iyi bir performansa sahiptir. PID denetleyicinin etkisinin sınırlı olduğu gözlenmektedir. Kayan kipli denetleyici ise bulanık mantık denetleyici ve PID denetleyiciye göre daha üstün performans sergilemiştir. Yüzde aşım, yerleşme zamanı ve kararlı durum hatası gibi kararlılık analizi parametrelerine daha iyi cevap vermesinin yanı sıra herhangi bir sebeple meydana gelen gürültülere karşı duyarsız davranması diğerlerine göre performans farkını ortaya koymuştur.

Simulasyon bazında elde edilen verileri uygulamayla karşılaştırmak ve kayan kipli denetleyicinin üstün performansını deneysel olarak göstermek amacıyla gerçek zamanlı çalışmalar yapılabilir. İki ya da üç eksenle uydu takibi yapılabilir.

Çalışma sırasında uygulanan kontrol yöntemleri ve karşılaştırma sonuçları TOK 2014 Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısına bildiri olarak sunulmuştur.

4. KAYNAKLAR

1. Ölmez, İ., Uydu Haberleşme Sistemlerinde Kullanılan Antenlerin Bilgisayar Simulasyonu, Yüksek Lisans Tezi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Kırıkkale Üniversitesi, 2006.
2. Gözde, H., Mikroişlemci Tabanlı İki Boyutta Parabolik Anten Kontrolörü Tasarımı, Yüksek Lisans Tezi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Gazi Üniversitesi, Ankara, 2003.
3. Nise, S. N., Control Systems Engineering, Third Edition, John Wiley & Sons, Inc. 2000.
4. Gavronski, W., Control and Pointing Challenges of Large Antennas and Telescopes, IEEE Transaction on Control Systems Technology, 15, 2 (2007) 276-289.
5. Tseng, H. C. ve Teo, D. W., Ship-Mounted Satellite Tracking Antenna with Fuzzy Logic Control, IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 34, 2 (2002) 639-645.
6. Gavronski, W., Predictive Controller and Estimator for NASA Deep Space Network Antennas, Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control, 116, 2 (1994) 241-248.
7. Dimitrijević S. ve Antić, D., Satellite Antenna Positioning using Two Inputs Single Output Robust Fuzzy Controller, 4th International Conference on Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Services, 2, (1999) 427-429.
8. Pan, X., Wu, Y. H. ve Jia, X., Research on Design of Antenna Tracking-Pointing Control System for Airborne Platform, 2nd International Congress on Image and Signal Processing, Ekim 2009, Tianjin, 1-4.
9. Yalçın, Y. ve Kurtulan, S., A Rooftop Antenna Tracking System: Design, Simulation and Implementation, Antennas and Propagation Magazine, 51, 2 (2009) 214-224.
10. Okumuş, H. İ., Şahin, E. ve Akyazı, Ö., Antenna Azimuth Position Control with Classical PID and Fuzzy Logic Controllers, International Symposium on Innovations in Intelligent Systems and Applications (INISTA), Temmuz 2012, Trabzon, 1-5.
11. Üşenmez, S., Dilan R. A., Yaman U., Mutlu B. R., Dölen M., Koku, A.B., Çevrimiçi Donanım Benzetimi için Yeni bir Yazılım Paketi: Cadmus, Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı, Kasım 2008, İstanbul, 1-7.
12. Ignatius Agung Wibowo I. A. , Mohammad Zarar bin Mohd Jenu, Khairu Al-Amin bin Ibrahim ve Fazliana binti Abu Bakar, Control Systems of a Turntable and Antenna Positioning Device in an Open Area Test Site, International Conference on Intelligent and Advanced Systems, Haziran 2010, Kuala Lumpur, Malezya, 1-4.

13. Aktuğ, R. A., Parabolik Reflektör Anten Tasarımı ve Uydu İletişimi, Yüksek Lisans Tezi, Gazi Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara, 1999.
14. Tekin, M., PI, LQG ve H_{∞} Kontrolörler ile Uydu Anten Kontrolü, Yüksek Lisans Tezi, Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul Teknik Üniversitesi, İstanbul, Türkiye, 2010.
15. Sanz, M. G., Ranka, T. ve Joshi, B. C., Advanced Nonlinear Robust Controller Design for High-Performance Servo Systems in Large Radar Antennas, Aerospace and Electronics Conference (NAECON), Temmuz 2011, Dayton, 177-182.
16. Park, S. ve Kim, J., Data Link Antenna Control System Design Using a Adaptive Fuzzy Controller, International Conference on Information, Communications and Signal Processing, Aralık 2005, Bangkok, 50-53.
17. Gözde, H., Mikroişlemci Tabanlı İki Boyutta Parabolik Anten Kontrolörü Tasarımı, Yüksek Lisans Tezi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Gazi Üniversitesi, Ankara, 2003.
18. Razi, A., Menhaj M. B. ve Mohebbi, A., Intelligent Position Control of Earth Station Antennas with Backlash Compensation Based on MLP Neural Network, Conference on Innovative Technologies in Intelligent Systems and Industrial Applications, Temmuz 2009, Malezya, 265-270.
19. Mohammadzaman I., Sedigh, A. K. ve Nasirian, M., Predictive Control of Non-minimum Phase Motor with Backlash in Earth Station Antenna, Chinese Control Conference, Ağustos 2006, Harbin, 900-905.
20. Soltani, M. N., Zamanabadi, R. I. ve Wisniewski, R., Reliable Control of Ship-Mounted Satellite Tracking Antenna, IEEE Transactions on Control Systems Technology, 19, 1 (2011) 221-228.
21. Lin, J. M., Chang, P. K., Intelligent Ziegler-Nichols-Based Fuzzy Controller Design for Mobile Satellite Antenna Tracking System with Parameter Variations Effect, WSEAS Transactions on Circuits and Systems, 11, 7 (2012) 224-236.
22. Lozier, J. C., Norton, J. A. ve Iwama, M., The Servo System for Antenna Positioning, Journal of IFAC, 2, 3 (1965) 129-149.
23. Çolak, İ. ve Bayındır R., PIC 16F877 ile DA Motor Hız Kontrolü, Mühendislik Bilimleri Dergisi, 11,2 (2005) 277-285.
24. Vadi, S., Reyhanoğlu, S. ve Çelik, S., Mikrodenetleyici Tabanlı DA Motor Kontrolü ve PC Üzerinden İzlenmesi, 6th International Advanced Technologies Symposium(IATS'11), May 2011, Elazığ, Türkiye, 211-215.
25. Sönmez, Y., DA Motor Sürücülerini için Bulanık Mantık Denetimi, Akademik Bilişim 2007, Şubat 2007, Kütahya, 1-6.
26. Kuo, B. C., Automatic Control Systems, Third Edition, Prentice-Hall Inc., 1975.

27. Yazıcı, Y., Fırçasız Doğru Akım Motorunun Sayısal Sinyal İşlemci (DSP) ile Kontrolü, Yüksek Lisans Tezi, Gazi Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara, Türkiye, 2008.
28. Gödekoğlu, H., Fırçasız Doğru Akım Motorunun Konum Kontrolörü Tasarımı, Yüksek Lisans Tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul, Türkiye, 2007.
29. Chang, G., Li, Y. ve Gang, Q., Intelligent Controller Design for PMDC Motor Position Control Using Evolutionary Programming, 2011 IEEE Second International Conference on Computing, Control and Industrial Engineering, Ağustos 2011, Wuhan, 37-40.
30. Ahmed, H., Singh, G., Bhardwaj, V., Saurav, S. ve Agarwal, S., Controlling of DC Motor using Fuzzy Logic Controller, Conference on Advances in Communication and Control Systems, 2013, 666-670.
31. Ogata, K., Modern Control Engineering, Üçüncü Baskı, Prentice-Hall Inc., ABD, 1997.
32. Bishop, R. H. ve Dorf, R. C., Modern Control Systems, 12th Edition, Pearson Prentice-Hall, 2010.
33. Franklin, G. F., Powell, J. D. ve Emami-Naeini, A., Feedback Control of Dynamic Systems, 4th Edition, Prentice Hall Inc., 2002.
34. Bateson, R. N., Introduction to Control System Technology, 5th Edition, Prentice-Hall Inc., New Jersey, 1996.
35. Vyshnegradskii, I. A., On Controllers of Direct Action, Izv. SPB Technolog. Institute, 1877.
36. Bode, H. W., Feedback - The History of an Idea, In Selected Papers on Mathematical Trends in Control Theory, 1994, Dover, Newyork, 106-123.
37. Yıkan, F., Dayanıklı PID Kontrolör Tasarım Metodlarının Araştırılması ve Geliştirilmesi, Yüksek Lisans Tezi, İnönü Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Malatya, 2005.
38. Dumanay, A. B., PID, Bulanık Mantık ve Kayan Kip Kontrol Yöntemleri ile İnternet Üzerinden DC Motor Hız Kontrolü, Yüksek Lisans Tezi, Balıkesir Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Balıkesir, 2009.
39. Savaşçihabeş, A., Yapay Zeka Yöntemleri Kullanılarak PID Denetleyici Parametrelerinin Belirlenmesi, Yüksek Lisans Tezi, Erciyes Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Kayseri, 2008.
40. Xue, D., Chen, Y. ve Atherton, D. P., Linear Feedback Control Analysis and Design with Matlab, Society for Industrial and Applied Mathematics, 2009.

41. Åström, K. J. ve Hägglund, T., PID Controllers: Theory, Design and Tuning, Second Edition, Instrument Society of America: Research Triangle Park, 2005.
42. Chen, G. ve Pham, T. T., Introduction to Fuzzy Sets, Fuzzy Logic and Fuzzy Control Systems, CRC Press, 1999.
43. Wang, L. X., A Course in Fuzzy Systems and Control, Prentice- Hall International Inc., 1997.
44. Zadeh, L. A., Fuzzy Sets, Information and Control, 8, 3 (1965), 338-353.
45. Zadeh, L.A., Fuzzy Algorithms, Information and Control, 12, 2 (1968), 94-102.
46. Bellman, R. E. ve Zadeh, L. A., Decision-Making in a Fuzzy Environment, Management Science, 17, 4 (1970) 141-164.
47. Zadeh, L. A., Outline of a New Approach to the Analysis of Complex Systems and Decision Processes, IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics, 3, 1 (1973), 28-44.
48. Mamdani, E. H. ve Assilian, S., An Experiment in Linguistic Synthesis with a Fuzzy Logic Controller, International Journal of Man-Machine Studies, 7, 1 (1973), 1-13.
49. Balıkcı, A., Comparing Two Different Slip Energy Drives Used in Wecs Based on Fuzzy Logic Controller, Degree of Master of Science, Dokuz Eylül University, Graduate School of Natural and Applied Sciences, Izmir, 2008.
50. Pehlivan, İ., Bulanık Mantık Kontrolörler ile Klasik PID Kontrolörlerin Karşılaştırılması ve Bir Bulanık Mantık Kontrolör Tasarımı, Yüksek Lisans Tezi, Sakarya Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, 2001.
51. Toptaş, E., DC To DC Step-Up Chopper with Fuzzy Logic Controller, Degree of Master of Science, Dokuz Eylül University, Graduate School of Natural and Applied Sciences, Izmir, 2005.
52. Ömür, Y. G., Adaptif Bulanık Denetleyici ile Doğrusal Olmayan Sistem Kontrolü, Yüksek Lisans Tezi, Ege Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, İzmir, 2009.
53. Lee, K. H., First Course on Fuzzy Theory and Application, Advanced Institute of Science and Technology, Springer, 2005.
54. Altaş, İ. H., Bulanık Mantık: Bulanıklılık Kavramı, Enerji Elektrik Elektromekanik-3e, Temmuz 1999, Sayı 62, Bileşim Yayıncılık A.Ş., İstanbul, 80-85,
55. Chen, G. ve Joo, Y. H. , Introduction to Fozzy Control Systems, 2001.
56. Grigorie, L. T., Fuzzy Controllers, Theory and Applications, InTech, 2011.

57. Yuan, B. ve Klir, G. J., Fuzzy Sets and Fuzzy Logic Theory and Applications, Prentice Hall-Inc., 1995.
58. Barbashin, E. A., Tabueva, A. ve Eidinov, R M., On the Stability of Variable Structure Control Systems When Sliding Conditions are Violated, Automation and Remote Control, 7 (1963), 81-86.
59. Emelyanov, S. V., Variable Structure Control Systems, Moscow, Russia: Nauka, 1967.
60. Barbashin, E. A., Introduction to Theory of Stability, Moscow, Russia: Nauka, 1967.
61. Aizerman, M. A., Piatnitskii E. S., Foundations of a theory of discontinuous systems: Part I, Automation and Remote Control, 35,7 (1974) 1066-1079.
62. Itkis, U., Control Systems of Variable Structures, NewYork USA: Wiley, 1976.
63. Utkin, V. I., Sliding Modes and Their Applicatons in Variable Structure Systems, Moscow, Russia: Mir Publisher, 1978.
64. Şefkat, G. ve Telli, S., Elektrik Motoru ile Tahrik Edilen Dört Çubuk Mekanizmasının Kayan Kip Hız Kontrolü, Uludağ Üniversitesi, Mühendislik-Mimarlık Fakültesi Dergisi, Cilt 13, Sayı 2, 2008.
65. Yaylacı, E. K., Asenkron Motorlarda Kayan Kip Yöntemi ile Hız Kontrolü, Yüksek Lisans Tezi, Sakarya Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, 2011.
66. Gezer, G., Ters Sarkaç Sisteminin Bulanık Mantık ve Kayan Kipli Denetimi, Yüksek Lisans Tezi, Balıkesir Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, 2011.
67. Guglieri, G. ve Sartori, D., Design of a Sliding Mode Control for Wing Rock Suppression in Highly Swept Wing Aircraft, International Journal of Aerospace Sciences, 2, 1 (2013) 1-10.
68. Astrom, K. J. Wittenmark, B., Adaptive Control, Addison –Wesley Pub, 1989.
69. Hung, J. Y., Gao, W. ve Hung, J. C., Variable Structure Control: A Survey, IEEE Transactions on Electronics, 4, 1 (1993) 2-22.
70. Utkin, V.I., Variable Structure Systems with Sliding Modes, IEEE Automatic Control, 22, 2 (1977) 212-222.
71. Altas, İ. H., Bulanık Mantık Denetleyici: Matlab/Simulink Ortamı için Bir Modelleme, Otomasyon Dergisi, Bileşim Yayınları, Mart 2007, 58-62.
72. Ozkop, E., Okumus, H. I. ve Altas, İ. H., A Fuzzy Logic Controlled Electronic Differential for a Direct Wheel Drive Electric Vehicle, International Conference on Electrical Machines, Eylül 2008, Vilamoura – Algarve, Portekiz.

ÖZGEÇMİŞ

Selin AYDIN FANDAKLI, 1989 Bursa doğumludur. Birinci sınıfı Kahramanmaraş Cumhuriyet İlkokulu'nda, ikinci ve üçüncü sınıfı Erzurum Velibaba Köyü İlkokulu'nda, dördüncü, beşinci ve altıncı sınıfı Sinop Mehmet Akif Ersoy İlköğretim Okulu'nda, yedinci ve sekizinci sınıfı Batman Ziya Gökalp İlköğretim Okulu'nda, liseyi Kırıkkale Anadolu Lisesi'nde tamamlamıştır. Üniversite eğitimine 2006 yılında Karadeniz Teknik Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'nde başlamıştır. 2011 yılında Elektrik-Elektronik Mühendisliği bölümünden birincilikle mezun olmuştur. Aynı yıl Karadeniz Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Ana Bilim Dalı'nda yüksek lisans öğrenimine başladı. 24.08.2011 tarihinde Öğretim Üyesi Yetiştirme Programı kapsamında Erzurum Teknik Üniversitesi Kontrol ve Kumanda Sistemleri Anabilim Dalına araştırma görevlisi olarak atanmıştır. 25.05.2012 tarihinde kadrosu Karadeniz Teknik Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümüne aktarılmıştır. Araştırma görevlisi olarak çalışmaya devam etmektedir. İyi derecede İngilizce, orta derecede Almanca bilmektedir.