

T.C.
İNÖNÜ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**KESİR DERECELİ PID-BULANIK MANTIK DENETLEYİCİ VE
PARAMETRELERİNİN ADAPTİF METODLA AYARLANMASI**

FUNDA BAKÇA
ELEKTRİK – ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ
ANABİLİM DALI

OCAK 2014

Tezin Başlığı : Kesir Dereceli PID-Bulanık Mantık Denetleyici ve Parametrelerinin Adaptif Metodla Ayarlanması

Tezi Hazırlayan : Funda BAKÇA

Sınav Tarihi : 10 Ocak 2014

Yukarıda adı geçen tez jürimizce değerlendirilerek Elektrik – Elektronik Mühendisliği Ana Bilim Dalında Yüksek Lisans Tezi olarak kabul edilmiştir.

Sınav Jürisi Üyeleri :

Doç. Dr. M. Emin TAĞLUK (Jüri Başkanı)

Yrd. Doç. Dr. Ö. Faruk ÖZGÜVEN (Danışman)

Yrd. Doç. Dr. Asım KAYGUSUZ



İnönü Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Onayı

Prof. Dr. Mehmet ALPARSLAN
Enstitü Müdürü

ONUR SÖZÜ

Yüksek Lisans Tezi olarak sunduğum “Kesir Dereceli PID-Bulanık Mantık Denetleyici ve Parametrelerinin Adaptif Metodla Ayarlanması” başlıklı bu çalışmanın bilimsel ahlak ve geleneklere aykırı düşecek bir yardıma başvurmaksızın tarafımdan yazıldığını ve yararlandığım bütün kaynakların, hem metin içinde hem de kaynakçada yöntemine uygun biçimde gösterilenlerden oluştuğunu belirtir, bunu onurumla doğrularım.

Funda BAKÇA

ÖZET

Yüksek Lisans Tezi

KESİR DERECELİ PID-BULANIK MANTIK DENETLEYİCİ VE ADAPTİF METODLA AYARLANMASI

Funda BAKÇA

İnönü Üniversitesi

Fen Bilimleri Enstitüsü

Elektrik – Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

52+xi sayfa

2014

Danışman: Yrd. Doç. Dr. Ö.Faruk ÖZGÜVEN

Bu tez çalışmasında kesir dereceli PID-Bulanık Denetleyici incelenmiş ve parametreleri adaptif metodla ayarlanarak transfer fonksiyonu bilinen bir sistem [32] kontrol edilmiştir. Kesir dereceli PID denetleyici ve bulanık mantık teorisinden faydalanarak bu sistemin kontrolünde daha etkin bir kesir dereceli PID-bulanık mantık denetleyici tasarlanmıştır. Bu konuda literatürde konu ile ilgili mevcut makaleler incelenmiş, bu metodun avantajları ve dezavantajları tespit edilmiştir. Bu çalışmada sistemin birim basamak tepkisi , kontrol çıkışı , hata ve hatanın türevinin çıkış grafikleri elde edilmiştir. Bu grafikler PID- Bulanık Denetleyici ve kesir dereceli PID-Bulanık Denetleyici ve adaptif metodla ayarlanmış kesir dereceli PID-Bulanık Denetleyici için ayrı ayrı elde edilmiştir. Elde edilen şekiller kıyaslanarak farkları ortaya konmuştur. Daha önce buna benzer yapılan çalışmalardan farklı olarak, tamsayı dereceli PID-Bulanık mantık denetleyiciyi kesir dereceli PID-Bulanık mantık denetleyici durumuna getirilmiş ve bu iki denetleyicinin performansı diğer PID performansları ile karşılaştırılmıştır.

Anahtar Kelimeler: Kesir dereceli kontrol sistemleri, Bulanık mantık, PID denetleyici, Adaptif metod

ABSTRACT

Master Thesis

FRACTIONAL ORDER PID-FUZZY LOGIC CONTROLLER AND ADJUSTING PARAMETERS WITH ADAPTIVE METHOD

Funda BAKÇA

İnönü University

Graduate School of Natural and Applied Sciences
Department of Electrical and Electronics Engineering

52+xi pages

2014

Supervisor: Assist. Prof. Dr. Ö.Faruk ÖZGÜVEN

In this thesis, fractional order PID fuzzy controllers were examined the transfer function, a known system of is controlled via adjusting the parameters with adaptive methods. By utilizing the fractional order PID controller and fuzzy logic theory, fractional order PID-fuzzy logic controller which is more effective in the system's control is designed. In this regard, the relevant articles from the literature are examined, and the advantages and disadvantages of this method are identified.

In this study, the unit step response of the controller output, the error and the derivative of the error curves were obtained . This curves, Fuzzy pid controller, fuzzy fractional order pid controller and fractional order pid-fuzzy controller whose parameters were adaptively set were designed. The obtained results were plotted and cross-compared in terms of overshoot setting times and overall response.

Keywords: Fractional order control systems, Fuzzy logic, PID controller, Adaptive method

TEŞEKKÜR

Bu tez çalışmasının her aşamasında yardım, öneri ve desteklerini esirgemeyen danışman hocam Sayın Yrd. Doç. Dr. Ö. Faruk ÖZGÜVEN'e;

Bu süre boyunca bana hep destek olan çalışma arkadaşlarıma;

Ayrıca tüm hayatım boyunca olduğu gibi bu çalışmalarım süresince de benden her türlü desteklerini esirgemeyen değerli AİLEM'e teşekkür ederim.

İÇİNDEKİLER

ONAY SAYFASI.....	i
ÖZET	iii
ABSTRACT.....	iv
TEŞEKKÜR	v
İÇİNDEKİLER.....	vi
ŞEKİLLER DİZİNİ	viii
SİMGELER VE KISALTMALAR	x
1. GİRİŞ	1
2. KAYNAK ÖZETLERİ.....	4
2.1.Kesir Dereceli Sistemler.....	4
2.2.Tamsayı dereceli PID ve Kesir Dereceli PID ($PI^{\lambda}D^{\mu}$) Kontrol	6
2.3. Bulanık Mantık.....	8
2.3.1. Bulanık Kümelerde işlemler:.....	10
2.3.2. Bulanık İşlemler (Kuralların gerçekleştirilmesi) Kompozisyon:	10
2.3.3. Netleştirme (Defuzzification) :	11
2.3.4. Ağırlık Merkezi Metodu :	11
3. MATERYAL VE YÖNTEM.....	13
3.1. Materyal	13
3.2. Yöntem	13
3.2.1. PID Bulanık Denetleyici.....	13
3.2.2. Çarpım-toplam etkin bulanık denetleyicinin analizi	13
3.2.3. Çarpım-toplam etkin bulanık denetleyicinin linearizasyonu (PD bulanık denetleyici)	17
3.2.4. PID-bulanık denetleyici yapısı	19
3.2.5. Kesir Dereceli PID-Bulanık Denetleyici ($PI^{\lambda}D^{\mu}$ Bulanık Denetleyici).....	22
3.2.6. Adaptif PID Bulanık Denetleyici	23
4. ARAŞTIRMA BULGULARI.....	27
4.1. Bulanık Denetleyicinin Kural ve Üyelik Fonksiyonları.....	27
4.2.PID Bulanık Denetleyici'nin Simülasyonu	31
4.3. $PI^{\lambda}D^{\mu}$ Bulanık Denetleyici'nin Simülasyonu	34
4.4. Adaptif PID Bulanık Denetleyici Simülasyonu	35

4.5.Adaptif $PI^{\lambda}D^{\mu}$ Bulanık Denetleyici Simülasyonu	40
4.6. Yeni Tip Adaptif $PI^{\lambda}D^{\mu}$ Bulanık Denetleyici Tasarımı ve Simülasyonu	43
5.TARTIŞMA VE SONUÇLAR.....	44
6. KAYNAKLAR	46
7. EKLER.....	49
ÖZGEÇMİŞ.....	52

ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 2.1. $PI^{\lambda}D^{\mu}$ kontrolör blok diyagramı	7
Şekil 2.2. Kesir dereceli $PID (PI^{\lambda}D^{\mu})$ kontrol sisteminin blok diyagramı	7
Şekil 2.3. Giriş üyelik fonksiyonları [36]	9
Şekil 2.4. Çıkış üyelik fonksiyonları.....	9
Şekil 3.1. e_i ve e_j 'nin üyelik fonksiyonları	15
Şekil 3.2. e - $\dot{e}$ düzlemindeki NET	15
Şekil 3.3.PI-Bulanık kontrol sisteminin blok diyagramı	20
Şekil 3.4. PID-Bulanık denetleyicinin blok diyagramı.....	21
Şekil 3.5. PID-Bulanık denetleyicinin PID yapısını gösteren diyagram	22
Şekil 3.6.Kesir dereceli bulanık PID denetleyicinin blok diyagramı.....	23
Şekil 3.7.Adaptif bulanık denetleyici parametresinin blok diyagramı	23
Şekil 3.8. Birim basamak cevabının farklı fazları.....	24
Şekil 3.9. Fonksiyon ayarlayıcı ile PID tip bulanık denetleyici sistemi	25
Şekil 4.1. e ve $\dot{e}$ için üyelik fonksiyonları.....	28
Şekil 4.2. Fuzzy kontrol kuralları ve çıkışı	28
Şekil 4.3. Matlab FIS editor arayüzü	29
Şekil 4.4. Bulanık denetleyici kontrol yüzeyi (1)	29
Şekil 4.5.Bulanık denetleyici kontrol yüzeyi (2)	30
Şekil 4.6. Linearizasyon metoduyla oluşan kontrol yüzeyi	31
Şekil 4.7.PID bulanık denetleyici sisteminin blok diyagramı.....	32
Şekil 4.8. Hata ve hatanın değişiminin zamana göre grafikleri	33
Şekil 4.9. Farklı K_e , K_d , α ve β değerleri için sistemin çıkış cevapları	33
Şekil 4.10. Tasarlanan $PI\lambda D\mu$ bulanık denetleyici sisteminin blok diyagramı	34
Şekil 4.11. PID ve $PI\lambda D\mu$ bulanık denetleyici çıkış cevapları	35
Şekil 4.12. Tasarlanan adaptif PID bulanık denetleyicinin blok diyagramı	35
Şekil 4.13. Adaptif PID bulanık denetleyici sisteminin çıkış cevabı.....	36
Şekil 4.14. Adaptif PID bulanık denetleyici sisteminin yüklü-yüksüz çıkış cevabı	37
Şekil 4.15. K_e arttırıldığında adaptif PID bulanık denetleyici sisteminin çıkış cevabı	37
Şekil 4.16. α Arttırıldığında adaptif PID bulanık denetleyici sisteminin çıkış cevabı	38

Şekil 4.17. a_1 arttırıldığında adaptif PID bulanık denetleyici sisteminin çıkış cevabı.....	38
Şekil 4.18. a_2 arttırıldığında adaptif PID bulanık denetleyici sisteminin çıkış cevabı.....	39
Şekil 4.19. b_1 arttırıldığında adaptif PID bulanık denetleyici sisteminin çıkış cevabı.....	39
Şekil 4.20. Tasarlanan adaptif $PI^\lambda D^\mu$ Bulanık Denetleyici blok diyagramı	40
Şekil 4.21. Adaptif $PI^\lambda D^\mu$ ve adaptif PID bulanık denetleyici çıkış cevapları	41
Şekil 4.22. (a) Adaptif $PI^\lambda D^\mu$ ve (b) Adaptif PID Bulanık denetleyici Kare Dalga Çıkış Cevapları.....	42
Şekil 4.23. Doğrusal ve exponansiyel denklemler için çıkış cevapları.....	43

SİMGELER VE KISALTMALAR

PID	Oransal-İntegral- Türev (Proportional-Integral-Derivative) Kontrolör
$PI^\lambda D^\mu$	Kesir dereceli PID kontrolör
K_p	Oransal sabit
K_i	İntegral sabiti
K_d	Türev sabiti
λ	İntegral sabitinin derecesi
μ	Türev sabitinin derecesi
$G(s)$	Kontrol edilmek istenen sistemin transfer fonksiyonu
FLC.....	Bulanık Mantık Denetleyici
FO.....	Kesirli Derece
e.....	Hata
$\dot{e}$	Hatanın türevi
FOPID.....	Kesir Dereceli PID
SF.....	Ölçekleme Faktörü
IO.....	Tamsayı Derecesi
u.....	Bulanık Denetleyici'nin Çıkışı
u_c	Transfer Fonksiyonu' nun Girişi
K_1	Ölçekleme Faktörü

K_2	Ölçekleme Faktörü
$\beta K_2 D$	Oransal Kontrol Bileşeni
$\beta K_1 D$	İntegral Kontrol Bileşeni

1. GİRİŞ

Kesirli matematik ile ilgili ilk teori Leibnitz ve L'Hospital tarafından 1600'lü yılların sonlarında ortaya atılmıştır. Daha sonra bu konu üzerinde yoğunlaşan diğer bilim adamları tarafından yapılan tartışma ve araştırmalar kesirli dereceli sistemlere olan ilgiyi daha fazla arttırmıştır ve bu alanda birçok bilimsel çalışmalar yapılmıştır. Kesirli dereceli türev ve integral ile ilgili teorik araştırmalarla beraber [1-5] özellikle son 10 yılda elektromekanik iletim sistemleri [6], sıcaklık kontrolü [7], uzun iletim hatları [8] v.b. örnekler gibi farklı uygulama alanlarında kesirli dereceli matematiğin uygulamaları gelişerek daha çok sayıya ulaşmıştır. Kesirli dereceli türev ve integral tabanlı modellerin, tamsayı dereceli modellere göre daha iyi sonuç verdiği Nonnenmacher ve Glöcke [9], Caputo [10], Friedrich [11] ve Westerlund [12] tarafından tespit edilmiştir. Bu bilimsel çalışmalar, matematikte, sistem modellemede, kontrol mühendisliğinde kesirli dereceli hesaplamaların faydalarını ve önemini göstermiştir.

Geri beslemeli kontrol sistemlerinde kesirli matematiği kullanma fikri 1940 yıllarına kadar uzamaktadır. Fiziksel sistemlerin modellenmesi ve bazı sistemlerin kontrol edilmesi gibi uygulama alanlarında kesirli matematiğin kullanımı son on yılda artmıştır [7,13-16]. Bu uygulamalardan bazıları: Ultrasonik motorun bulanık mantık tabanlı DSP kontrollü servo pozisyon kontrolü [17], kesirli dereceli $PI^\lambda D^\mu$ kontrolörlerin frekans bölgesi [18]' dir. Kesirli dereceli kontrolör tasarımı çalışması [19], kesirli dereceli türevleyici ve integralleyicilerin ayrıştırma şemaları hakkında bilgi [20], kesirli dereceli zaman gecikmeli sistemler [21] ve kesirli dereceli kontrol sistemleri ile ilgili önemli çalışmalar da [22,24] literatürde mevcuttur.

Tamsayı dereceli PID denetleyici endüstride çok yaygın olarak kullanılmaktadır. PID denetleyici oransal K_p , integratör K_i , ve türev K_d sabit katsayılarına sahip olup, integratör ve türev dereceleri sabit ve 1'e eşittir. PID teorisi ve uygulamaları ile ilgili oldukça fazla çalışma yapılmıştır [11,25-29].

Çok yakın geçmişte PID denetleyici ve kesirli dereceli cebirsel işlemleri birlikte kullanma düşüncesi Podlubny [30] tarafından ortaya atıldığı ifade edilmektedir. Aslına bakılırsa bu düşünce 1991 yıllarında Oustaloup tarafından dile getirilmiştir. Kesirli dereceli denetleyiciler daha fazla esnek olduğundan bu kontrol sistemlerinin dinamik özelliklerini ayarlamak, tamsayı

dereceli PID denetleyicilerin dinamik özelliklerini ayarlamaktan daha iyi netice vermektedir. Ancak, kesirli dereceli PID denetleyicide tam dereceli PID denetleyiciye göre ek olarak λ ve μ gibi parametreler dikkate alındığından bu parametreleri en iyi şekilde belirlemek daha zordur. En basit durumda, kesirli dereceli PT^{λ} veya PD^{μ} denetleyici en az üç parametreye sahiptir.

Bulanık mantık ile ilgili ilk teori Lofti Zadeh tarafından 60'lı yılların ortasında ortaya konulmuştur. Bulanık mantık denetleyici tasarım öncülüğünü ise E.H. Mamdani ve ekibi 70'li yılların ortasında yapmıştır. Bulanık teorinin konseptinde, altküme (fuzzy subset), bulanık matris (fuzzy matrix), üyelik fonksiyonu (membership functions), dilsel değişkenler (linguistic variables), altkümelerin toplanması veya birleşimi (aggregation), bir mantığa göre dizilmiş üyelik fonksiyonlarının tek boyutta ifadesi (align turning), matrislerin birleşimi (union), matrislerin kesişimi (intersection), maksimum-minimum bileşimi (max-min composition) ve tümleyen (complement) terimleri yer alır [31].

Bulanık PID kontrolörün teori ve uygulaması ile ilgili çalışmalar [24], PID tip bulanık kontrolörün kendinden ayarlamalı (self-tuning) ölçekleme oranı [32], bulanık sinir ağı (fuzzy-neural network) kullanarak PID kontrolörün hesabı [26], bulanık PID kontrolörün kararlılık analizi ve analitik yapısı [33] ile ilgili çalışmalar literatürde yer bulmuştur.

Bu tezde daha önce Wu Zhi Qiao ve Masaharu Mizumoto [34] ve Zhi-Wei Woo ve arkadaşları [32] tarafından yapılan çalışmalar esas alınmıştır. Bu makalelerde PID yapısında bulanık mantık denetleyici tasarlanmıştır. Girişi hata ve hatanın değişimi olan bulanık mantık denetleyicinin kontrol çıkışının matematiksel analizi sonucunda bir PD yapısında olduğu belirtilmiştir. Diğer bir deyişle, bulanık mantık çıkışının PD' nin oransal ve türev değişkenlerini içerdiği gösterilmiştir. PID yapısına ulaşmak için bulanık mantık çıkışına ofset (çıkışa sabit değer ilavesi) ve integratör eklenmiştir ve bu yapıya göre bir bulanık PID denetleyici tasarlanmıştır. Denetleyicide hata katsayısı K_e , hatanın değişimi K_d katsayısı ve u çıkışındaki integratör ise β ile çarpılmıştır.

Bulanık PID denetleyici girişindeki hata kesirli dereceli türevle (kesirli hata değişimi), bulanık mantık çıkışındaki u kontrol çıkışı ise kesirli dereceli integratör ile çarpılarak kesirli dereceli bulanık PID denetleyici elde edilmiştir [35]. Bu çalışmada önerilen kesirli dereceli

bulanık PID denetleyicinin, tamsayı dereceli bulanık PID denetleyiciye göre daha iyi performans sağladığı görülmüştür.

Hatanın değişimi K_d katsayısı lineer bir fonksiyonla $[f(e(t)) = \mathbf{a}_1 \times |(\mathbf{e}(t))| + \mathbf{a}_2]$ ve u çıkışında integratör β katsayısı başka bir lineer fonksiyonla $[g(e(t)) = \mathbf{b}_1 \times (1 - |(\mathbf{e}(t))|) + \mathbf{b}_2]$ çarpılarak adaptif bulanık PID denetleyici yapısı oluşturulmuştur [32]. Bu denetleyici tipi ile hatanın artması ve azalması durumuna göre, K_d ve bulanık mantık çıkışındaki β katsayısını ayarlayarak daha dayanıklı bir denetleyici yapısı oluşturulmuştur.

Bu tezde adaptif bulanık PID denetleyicinin K_d ve β katsayısını daha önceki çalışmada kullanılan lineer fonksiyon yerine belirlediğimiz bir exponansiyel fonksiyonlar $[g(e(t)) = \mathbf{b}_1 \cdot e^{-|e(t)|} + \mathbf{b}_2]$ ve $f(e(t)) = \mathbf{a}_1 \cdot e^{|e(t)|} + \mathbf{a}_2]$ kullanılmıştır.

Bu çalışmada adaptif bulanık PID denetleyici yapısı kullanılarak ilk defa adaptif kesirli dereceli bulanık PID denetleyici yapısı oluşturulmuştur. Her iki denetleyicide aynı şartlarda (katsayılar ve transfer fonksiyonu aynı) birim basamak cevapları ve dayanıklılığı test etmek için kare dalga işaret cevapları alınmıştır. Çıkış cevaplarından adaptif kesirli dereceli bulanık PID denetleyicinin, adaptif bulanık PID denetleyiciden daha hızlı cevap verdiği görülmüştür. Çıkış cevapları MATLAB ortamında elde edilen grafiklerle gösterilmiştir. Yapılan simülasyonlardan elde edilen sonuçlar tamsayı dereceli (Integer Order -IO) ve kesirli dereceli (Fractional Order -FO) sistemleri ayrıca adaptif sistemleri kıyaslamamıza yardımcı olmuştur.

Bu tez çalışmasında Bölüm 2’de çalışmanın kaynak özetleri verilmiştir. Bölüm 3’te, çalışma yapılırken kullanılan materyal ve yöntemden bahsedilmiştir. Bölüm 4’te, yaptığımız çalışma sunulmuştur. Bölüm 5’te elde edilen sonuçlar kısaca açıklanmıştır.

2. KAYNAK ÖZETLERİ

2.1. Kesir Dereceli Sistemler

Türevlerinin derecelerinin herhangi bir reel sayı olduğu, tamsayı olma zorunluluğunun olmadığı diferansiyel denklemlerle gösterilen sistemler kesirli dereceli sistemler olarak adlandırılır [36].

Kesir dereceli integro-diferansiyel operatörü Denklem (2.1)' deki gibi tanımlanmaktadır.

$${}_a D_t^\alpha = \begin{cases} \frac{d^\alpha}{dt^\alpha} & \text{Re}(\alpha) > 0 \\ 1 & \text{Re}(\alpha) = 0 \\ \int_a^t (d\tau)^{-\alpha} & \text{Re}(\alpha) < 0 \end{cases} \quad (2.1)$$

Denklem (2.1)' de α türev veya integral derecesini ifade etmektedir.

Kesir dereceli matematik için farklı tanımlar verilmektedir. Bunlardan en fazla kullanılan ifadeler aşağıda kısaca değinilmiştir.

Grünwald–Letnikov kesir dereceli türev ifadelerini α dereceli bir integro-diferansiyel denklem olarak ifade etmiştir. Şöyle ki;

$${}_a D_t^\alpha f(x) = \lim_{h \rightarrow \infty} \frac{\Delta_h^\alpha f(t)}{h^\alpha} \quad (2.2)$$

Burada; h adım sayısı olup,

$$\Delta_h^\alpha f(t) = \sum_{j=0}^{\infty} (-1)^j \binom{\alpha}{j} f(t - jh) \quad (2.3)$$

şeklinde ifade edilmiştir. Burada toplam işlemin r gibi sonlu bir sayıya kadar yapılması durumunda;

$$\sum_{j=0}^r (-1)^j \binom{\alpha}{j} = \frac{1}{\Gamma(1-\alpha)} \frac{\Gamma(r+1-\alpha)}{\Gamma(r+1)} \quad (2.4)$$

olacaktır. Eğer $h = \frac{t-a}{r}$ olarak kabul edilir ise Denklem (2.2)

$${}_a D_t^\alpha f(t) = \lim_{h \rightarrow 0} \frac{1}{h^\alpha} \sum_{j=0}^{[(t-a)/h]} (-1)^j \binom{\alpha}{j} f(t-jh) \quad (2.5)$$

$${}_a D_t^\alpha f(t) = \lim_{r \rightarrow \infty} \left\{ \frac{\left(\frac{t-a}{r} \right)}{\Gamma(-\alpha)} \sum_{j=0}^{r-1} \frac{\Gamma(j-\alpha)}{\Gamma(j+1)} f\left(t-j\left(\frac{t-a}{r}\right)\right) \right\} \quad (2.6)$$

olur. Burada α : rastgele bir sayı, a : başlangıç değeri ve $\Gamma(\cdot)$: Euler Gama fonksiyonudur.

Riemann-Liouville kesirli dereceli integral ifadesi Denklem (2.7)'deki gibi tanımlanır.

$${}_a D_t^\alpha f(t) = \frac{1}{-\alpha} \int_a^t (t-\tau)^{-\alpha-1} f(\tau) d\tau, \quad \alpha < 0 \quad (2.7)$$

$n-1 < \alpha < n$ olmak kaydı ile Denklem (2.7)'nin n . dereceden türevi alınır

$${}_a D_t^\alpha f(t) = \frac{1}{\Gamma(n-\alpha)} \frac{d^n}{dx^n} \int_a^t (t-\tau)^{n-\alpha-1} f(\tau) d\tau, \quad n > 0 \quad (2.8)$$

olur. Denklem (2.8), $f(t)$ fonksiyonunun $(n-\alpha)$. Dereceden kesir dereceli türevine karşılık gelmektedir. Burada; n tamsayıdır.

Her iki tanımlamada da kullanılan Euler Gama Fonksiyonu,

$$\Gamma(z) = \int_0^\infty e^{-t} t^{z-1} dt, \quad t > 0 \quad (2.9)$$

ile bulunur. Burada $z \geq 0$ ve bir tamsayıdır. Denklem (2.9)'un $z+1$ için integrali alınır;

$$\Gamma(z+1) = \int_0^\infty e^{-t} t^{(z+1)-1} dt = \int_0^\infty e^{-t} t^z dt = \left[-e^{-t} t^z \right]_{t=0}^{t=\infty} + z \int_0^\infty e^{-t} t^{z-1} dt = z\Gamma(z) \quad (2.10)$$

İlk olarak Podlubny çalışmalarında kesir dereceli integral ve türev operatörleri kullanılarak PID kontrolör için daha genel bir yapı sunmuştur. F. Nonnenmacher ve W.G. Glöckle, I. Costa, C. A.Monje, B. M.Vinagre, Y. Q. Chen, V. Feliu, P. Lanusse and J. Sabtier, K.

S. Miller and B.Ross, I. Podlubny ve daha pek çok araştırmacı gerçek sistemleri çok daha doğru ifade edebilmeleri nedeniyle kesir dereceli denklemlerin çok önemli olduğunu belirtmekte ve kontrol mühendisliğinde kullanmışlardır. Kontrol sistemlerinde kesir dereceli matematik uygulamaları ile ilgili önemli çalışmalar Ma, C. and Hori, Y, Xue, D., Zhao, C., Chen, Y.Q, Liang, J. and Chen, Y.Q, Schlegel, M. and Čech, M araştırmacıları örnek olarak verilebilir [36].

2.2.Tamsayı dereceli PID ve Kesir Dereceli PID ($PI^\lambda D^\mu$) Kontrol

Günümüzde en fazla PID kontrolörler kullanılmaktadır [37]. Integral, oransal ve türevden oluşan bu yapıda, integral geçmişte sistemde oluşan hatayı, oransal sistemde anlık oluşan hatayı ve türev ise gelecekte sistemde oluşacak hatayı düzeltmeyi hedefler. PID kontrolörler; otomotiv, uçuş kontrolü, motor sürücüler, manyetik ve optik hafızalar gibi birçok farklı alanda uygulanmaktadır [38].

Tam dereceli bir PID kontrolörün transfer fonksiyonu;

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t) dt + K_d \frac{d e(t)}{dt} \quad (2.21)$$

$$G_c(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s \quad (2.22)$$

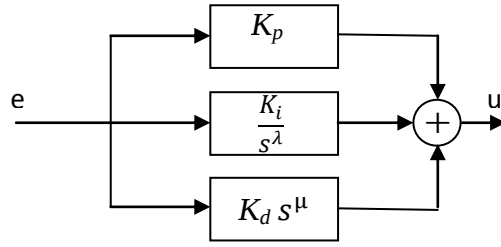
Burada K_p : oransal, K_i : integral, K_d : türev katsayılarıdır. PID kontrolörler, PD veya PI şeklinde de kullanılabilir. Bu iki kontrolör kaskad bağlandığında ise klasik PID kontrolöre dönüşmektedir. PD kontrolör sönüm oranını ve yükseliş zamanını etkileyebilmektedir ama sürekli durum cevabı üzerinde fazla etkileri yoktur. PI kontrolör ise sürekli durum hatasını etkilemekte ve yükselme zamanını arttırmaktadır. PID kontrolöründe K_p , K_i ve K_d şeklinde üç parametrenin ayarlanması gerekir.

($PI^\lambda D^\mu$) kontrolörü Denklem (2.23) ve (2.24)' deki gibi ifade edilir.

$$u(t) = K_p e(t) + K_i D^{-\lambda} e(t) + K_d D^\mu e(t) \quad (2.23)$$

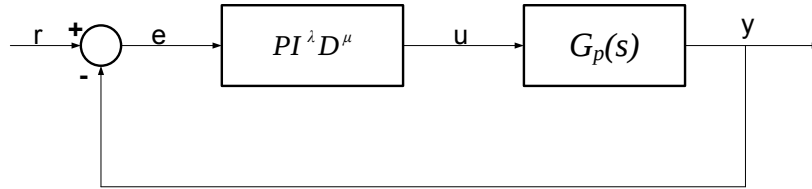
$$G_c(s) = K_p + \frac{K_i}{s^\lambda} + K_d s^\mu \quad (2.24)$$

$PI^\lambda D^\mu$ kontrolörün blok diyagramı Şekil 2.1'de gösterilmiştir.



Şekil 2.1. $PI^\lambda D^\mu$ kontrolör blok diyagramı

Burada; K_p : oransal, K_i : integral, K_d : türev katsayılarıdır, $0 < (\lambda, \mu) < 2$ olmak kaydıyla, λ : integral teriminin kesirli derecesi, μ : türev teriminin kesirli derecesidir. λ ve μ reel sayılardır. Bu formun özel durumları için yine klasik kontrolör elde edilir. Örneğin; $\lambda=0, \mu=0$ için P kontrolör, $\lambda=1, \mu=0$ için PI kontrolör, $\lambda=0, \mu=1$ için PD kontrolör, $\lambda=1, \mu=1$ için PID kontrolör elde edilir. Şekil 2.2’ de $PI^\lambda D^\mu$ kontrolör kullanarak $G_p(s)$ sistemini kontrol eden birim geri beslemeli yapı, kesir dereceli bir kontrol sistemine dönüşecektir.



Şekil 2.2. Kesir dereceli $PI^\lambda D^\mu$ kontrol sisteminin blok diyagramı

Podlubny [39]’ de, $PI^\lambda D^\mu$ kontrolörlerin sadece tam dereceli sistemlerin değil kesir dereceli sistemlerin de kontrolünde kullanıldığını göstermiştir. Ayrıca [40,41]’ de kesir dereceli kontrolörlerin, tam dereceli kontrolörlere göre kontrol kalitesini ve dayanımı arttırdığı gösterilmiştir.

Parametre sayısı PID kontrolörlerde 3 iken (K_p, K_i, K_d), $PI^\lambda D^\mu$ kontrolörde parametre sayısı 5 ($K_p, K_i, K_d, \lambda, \mu$) olup, bu da kontrol sisteme daha esnek bir müdahale imkanı sunmaktadır. $PI^\lambda D^\mu$ kontrol uygulamaları sadece kesirli integral veya türev uygulamaları

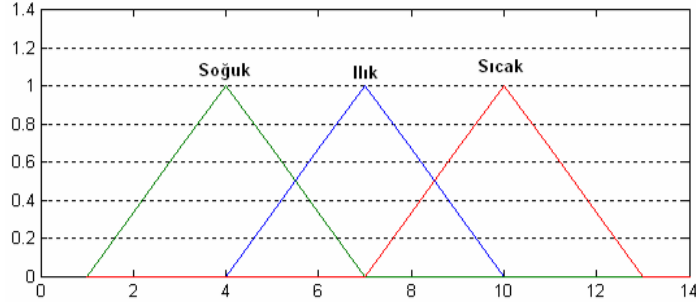
olabileceği gibi kesirli PI^{λ} veya PD^{μ} de olabilir. Ya da kesirli $PI^{\lambda}D$ veya PID^{μ} şeklinde de uygulanabilmektedir.

2.3. Bulanık Mantık

“Bulanık mantık küme teorisi ile ilgili ilk çalışma 1968 yılında Zadeh tarafından yayınlanan bir makalede sunulmuştur [42]. Bulanık mantık küme teorisini kullanan mantık denetleyici, kontrol olayını gerçekleştiren uzman kişinin bilgi ve deneyimlerini kullanır. Bulanık mantık teorisini temel alan bulanık mantık denetleyici ise uzman kişi sözel değişkenler olarak tanımlanan, uygun, çok uygun, uygun değil veya yüksek, biraz yüksek, fazla, çok fazla gibi günlük yaşantımızda sıkça kullandığımız sözel değişkenler doğrultusunda esnek bir kontrol mekanizmasını ifade eder. Örneğin “İnsanlar arabanın hızını ayarlarken, eğer hız yavaş ise hızı arttır, eğer hız fazla ise hızı azalt, eğer hız normal ise değişiklik yapma gibi kurallar ile bir sistemi kontrol eder. Hızın arttırılıp ya da azaltılacağına karar verdikten sonra miktarını belirleyerek (önceden öğrenilmiş bilgiler ışığında ya da yeni bir işlem ise hata oranını azaltacak şekilde düzenlemeler yaparak) arabanın hızı istenen sürata ayarlanabilmektedir.” [36].

“İnsanlar bir nesnenin sıcaklık derecesini bilmez, sıcak, ılık ya da soğuk şeklinde yorum yaparak, kesin bir değer belirlemez. Bir nesnenin sıcaklığını belirlerken, hissettiğimiz sıcaklığı önceden edindiğimiz tecrübeler ışığında sıcak, soğuk ya da ılık değerlendirme gruplarından hangisine girdiğine karar veririz. Günlük hayatımızda yaptığımız bütün faaliyetlerde bu gibi değerlendirmeler yaparak işlemleri gerçekleştiririz.

Bu mantık doğrultusunda düzenlemeler yapılarak sistemlerin kontrol edilmesine bulanık kontrol denilmektedir. Bir nesnenin sıcaklığını kontrol eden bir sistem yaptığımızda sıcaklık değerleri için Şekil’deki gibi bir küme yapısını oluşturmamız gerekmektedir. Şekilde de görüldüğü gibi soğuk, ılık ve sıcak iç içe girmişlerdir. Aynı insan düşünce yapısında olduğu gibi burada da kesin ayrımlar yapılamamakta ve sayede bulanıklık dediğimiz olguyu oluşturma bilmekteyiz.” [36].



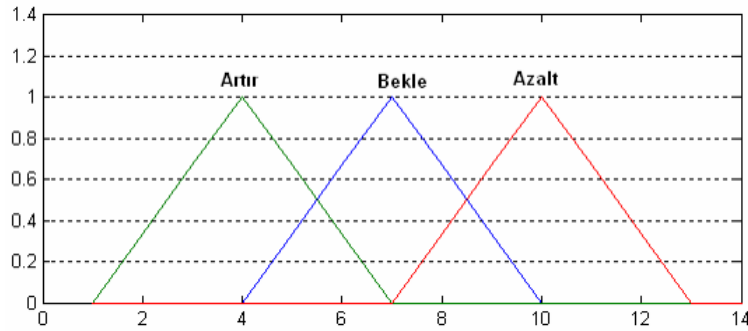
Şekil 2.3. Giriş üyelik fonksiyonları [36]

Sıcaklığın hangi ağırlıklara karşılık geleceği Şekil’de belirledikten sonra sıcaklık kümeleri için hangi işlemin yapılması gerektiği ve kurallarını belirlememiz gerekir. Kurallar;

1. **Eğer** Sıcaklık Soğuk **ise**, Isıyı Arttır (**if** Sıcaklık **is** Soğuk **then** Isı **is** Arttır)
2. Eğer Sıcaklık Ilık ise, Bekle (**if** Sıcaklık **is** Ilık **then** Isı **is** Bekle)
3. Eğer Sıcaklık Sıcak ise, Isıyı Azalt (**if** Sıcaklık **is** Sıcak **then** Isı **is** Azalt)

olarak belirlenmiştir.

Isıda yapılacak değişiklik durumları için yukarıda yaptığımız gibi ısı değişimini gösteren bir küme yapısı Şeki’de oluşturulmuştur.



Şekil 2.4. Çıkış üyelik fonksiyonları

Giriş ve çıkış işlemleri için oluşturulan bu kümelere üyelik fonksiyonları denilmektedir.

Üyelik fonksiyonlarını belirledikten sonra, giriş ve çıkış üyelik fonksiyonları arasında nasıl bir işlem gerçekleştirileceği belirlenerek sistemin sıcaklık kontrolü yapılması sağlanır.

2.3.1. Bulanık Kümelerde işlemler:

U evrensel kümesinde ağırlıkları μ_A ve μ_B olan A ve B gibi iki bulanık küme tanımlı olsun. Bu iki bulanık küme için aşağıdaki norm işlemleri yazılabilir [43].

$$\text{Kesişim işlemi; } \mu_A \wedge \mu_B = \min \{ \mu_A, \mu_B \} \quad (2.31)$$

$$\text{Cebirsel çarpım; } \mu_A \cdot \mu_B = \mu_A \mu_B \quad (2.32)$$

$$\text{Sınırlı çarpım; } \mu_A \odot \mu_B = \max \{ 0, \mu_A + \mu_B - 1 \} \quad (2.33)$$

$$\text{Kesin çarpım; } \mu_A \cap \mu_B = \begin{cases} \mu_A & \mu_B = 1 \\ \mu_B & \mu_A = 1 \\ 0 & \mu_A, \mu_B < 1 \end{cases} \quad (2.34)$$

U evrensel kümesinde ağırlıkları μ_A ve μ_B olan A ve B gibi iki bulanık küme tanımlı olsun. Bu iki bulanık küme için aşağıdaki co-norm işlemleri yazılabilir.

$$\text{Bileşim (union) işlemi} \quad \mu_A \vee \mu_B = \max \{ \mu_A, \mu_B \}$$

$$\text{Cebirsel (algebraic) toplam} \quad \mu_A \uparrow \mu_B = \mu_A + \mu_B - \mu_A \mu_B$$

$$\text{Sınırlı (bounded) toplam} \quad \mu_A \oplus \mu_B = \min \{ 1, \mu_A + \mu_B \}$$

$$\text{Etkili (drastic) toplam} \quad \mu_A \cup \mu_B = \begin{cases} \mu_A & \mu_B = 0 \\ \mu_B & \mu_A = 0 \\ 1 & \mu_A, \mu_B > 0 \end{cases}$$

$$\text{Ayrık (disjoint) toplam} \quad \mu_A \Delta \mu_B = \max \{ \min(\mu_A, 1 - \mu_B) \}, \min(1 - \mu_A, \mu_B) \}.$$

[43].

2.3.2. Bulanık İşlemler (Kuralların gerçekleştirilmesi) Kompozisyon:

Oluşturulan üyelik fonksiyonları ve kuralların tercih edilen işlemler ile gerçekleştirilmesine kompozisyon denilmektedir. Yaygın olarak kullanılan çeşitli işlem modelleri mevcuttur [36]. Kullanılan bu işlem modellerini tek giriş ve tek çıkışlı bir sisteme üzerinden inceleyelim.

Giriş x 'e ait üyelik fonksiyonları $A_1(x)$ ve $A_2(x)$, çıkış y 'ye ait olan üyelik fonksiyonları ise $B_1(y)$ ve $B_2(y)$ olsun.

Kompozisyon;

$$R(x,y)=A(x)\otimes B(y)$$

şeklindedir. $\otimes$ işlemi tasarımcının belirleyeceği bir işlemdir. İşlemlerden en yaygın olarak kullanılanı “ve” işlemidir.

2.3.3. Netleştirme (Defuzzification) :

Önceki bölümlerde bulanıklaştırma ve kompozisyonların nasıl elde edildiği ifade edildi. Kompozisyonundan çıkış değerinin elde edilmesi netleştirme olarak açıklanabilir. Netleştirme için 2 yöntem kullanılmaktadır. Bunlar composite moments (bütün hareketler) ve composite maximum (bütün maksimumlar) yöntemleridir. Composite moments tekniğinde belirli bir alan kullanılarak, composite maximum tekniğinde kompozisyonun maksimum değerine ulaştığı noktalar için belirli teknikler kullanılarak netleştirme yapılır [36].

Ağırlık Merkezi ve Yüksek Değer Ağırlık Merkezi teknikleri birinci metod, Maksimum Kriteri, İlk Maksimum tekniği ve Ortalama Maksimum tekniği ikinci metodlarına örneklerdir [36].

2.3.4. Ağırlık Merkezi Metodu :

“Kompozisyon eğrisinin altında kalan alanın ağırlık merkezinin bulunması metodudur. Kompozisyon eğrisinin fonksiyonu $C(z)$ ise ve integral alınabilir bir fonksiyon ise;

$$z_0 = \frac{\int_a^b z.C(z).dz}{\int_a^b C(z).dz} \quad (2.35)$$

ile hesaplanır.

Eğer kompozisyon eğrisinin fonksiyonu sınırlı bir fonksiyon ise ya da integral almak mümkün değilse bu durumda örnekleme metodu aşağıdaki gibi kullanılır.

$$z_0 = \frac{\sum_{j=1}^n z_j \cdot C(z_j)}{\sum_{j=1}^n C(z_j)} \quad (2.36)$$

olarak hesaplanır” [36].

3. MATERYAL VE YÖNTEM

3.1. Materyal

Bu tezde kontrol yöntemlerinin simülasyonlarını gerçekleştirmek için MATLAB Simulink programı kullanılmıştır. Bu yazılım programı yüksek seviyeli programlama dili, algoritma geliştirme, bilgi görselleştirme, bilgi analizi ve nümerik hesaplamalar için interaktif bir ortam sunmaktadır [44]. Tez çalışmasında planlanan kontrol sistemleri tasarlanmış ve ayrıca tasarlanmış ve ayrıca MATLAB editörde yazılan programlar kontrol sistemi blok diyagramlarına eklenmiştir. Bu çalışmada temel olarak [34] Wu Zhi Qiao ve ark. ayrıca [32] Zhi-Wei Woo ve ark. yayınlarından yararlanılmıştır.

3.2. Yöntem

3.2.1. PID Bulanık Denetleyici

Geleneksel kontrol sistemlerinde kontrol teorisi oldukça hızlı bir şekilde gelişmeye devam etmektedir. Kaynaklarda bulanık denetleyicinin analizini yapmak için mümkün olan teorik metotlar geleneksel kontrol sistemine göre daha azdır. Araştırmacıların bulanık denetleyicinin nonlinear problemini çözmek için çoğunlukla lineer sistem teorisini kullanan geleneksel teoriyi kullanmaları doğaldır ve bu konuyla ilgili birçok çalışma yapılmıştır [45-48].

Bu bölümde bulanık denetleyici, geleneksel PID denetleyiciyle ilişkilendirilerek toplam-çarpım etkin tip bulanık denetleyicinin davranışı analiz edilmiştir. PID denetleyicinin klasik tasarım tekniğini kullanarak, PID denetleyici ile benzer karakteristikler taşıyan PID-Bulanık denetleyici önerilmiştir [34]. Daha sonraki bölümde bulanık denetleyicinin performansını daha da arttırmak için adaptif bulanık denetleyicinin parametresini gerçek zamanlı üretmek için PID-Bulanık denetleyicinin parametrelerini ayarlamak için bir yöntem çalışılmıştır .

3.2.2. Çarpım-toplam etkin bulanık denetleyicinin analizi

Analiz yapmadan önce kısaca [49, 50, 51]' te gösterilen etkin tip bulanık denetleyici modelini, çarpım-toplam çıkarım metodu ile birleştirip anlatacağız. Göz önüne alınan bulanık denetleyicinin iki-giriş ve tek-çıkışlı olduğunu düşünelim. Bulanık denetleyicinin girişleri hata e

ve hatanın değişim oranı $\dot{e}$ ve bulanık denetleyicinin çıkışı ise kontrol işleminin (u) girişidir. e ve $\dot{e}$ ve u 'nun evrensel kümeleri sırasıyla , $A_i(i \in I = [-m, \dots, -2, -1, 0, \dots, m]) \subset \mathbb{R}$, $\dot{E} \subset \mathbb{R}$ ve $U \subset \mathbb{R}$, olduğu kabul edilir. e ve $\dot{e}$ 'nün söze değerleri sırasıyla $A_i(i \in I = [-m, \dots, -2, -1, 0, \dots, m])$ ve $B_j(j \in J = [-n, \dots, -2, -1, 0, \dots, n])$ olarak belirtilir. Bulanık denetleyici kuralları aşığıdaki şekilde ifade edilebilir;

$$\text{Eğer } e = A_i \text{ ve } \dot{e} = B_j \text{ ise } u = u_{ij}. \quad (3.21)$$

$u_{ij} \in U (i \in I, j \in J)$ bulanık altküme değil sadece bir noktadaki etkin değerdir. u_{ij} ' lerin birbirinden farklı olması gerekmez. Bulanık denetleyici'nin bu tür kontrol kuralları etkin tip bulanık denetleyici [43,44] olarak adlandırılır.

Kontrol kurallarının sayısı $I \times J'$ ye eşitse bulanık denetleyici kural tabanının tamamlandığı [52] söylenebilir. Aşığıda, bulanık kontrol kural tabanının tamamlandığını varsayılarak işleme devam edilmiştir.

A_i ve B_j üyelik fonksiyonlarının $A_i(e)$ ve $B_j(\dot{e})$ olduğunu kabul edelim. Çarpım-toplam çıkarım metodu kullanarak bir bulanık denetleyici kuralının giriş kısmının sayısal değeri

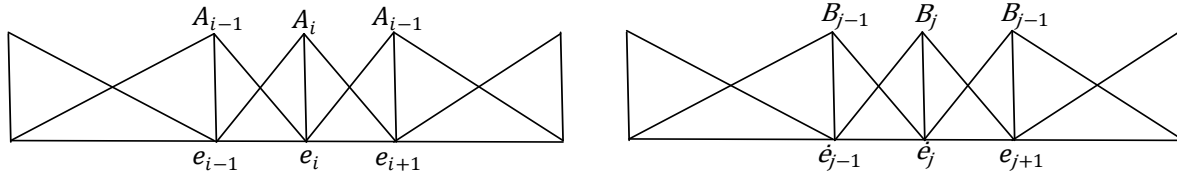
$$f_{ij} = A_i(e) \cdot B_j(\dot{e}) \quad (i \in I, j \in J) \text{ 'dir.} \quad (3.22)$$

Kuralın girişinden çıkışına çıkarım yaparak sonuç kısmı C olarak simgelenen bir bulanık alt kümenin netleşmiş bir sonucu bulunur. $C = \{f_{ij}/u_{ij}, i \in I, j \in J\}$. Ağırlık merkezini bulma yöntemini uygulayarak bulanık küme C 'yi netleştirirsek, denetleyicinin u çıkışı,

$$u = \frac{\sum_{i,j} f_{ij} u_{ij}}{\sum_{i,j} f_{ij}} \quad (3.23)$$

denklemlle ifade edilir.

Hata e ve hata değişim oranı $\dot{e}$ 'nin her sözel değeri için şekil 3.1' de gösterilen üçgen üyelik fonksiyonları kullanılacaktır. A_i üyelik fonksiyonun merkezi e_i ve B_j 'nin üyelik fonksiyonun merkezi $\dot{e}_j$ 'dir.



Şekil 3.1. e_i ve e_j 'nin üyelik fonksiyonları

e_i 'nin üyelik fonksiyonu merkezleri $[e_{i-1}, e_i, e_{i+1}]$ 'ye ve e_j 'nin üyelik fonksiyonu merkezleri $[\dot{e}_{j-1}, \dot{e}_j, \dot{e}_{j+1}]$ 'ye eşittir.

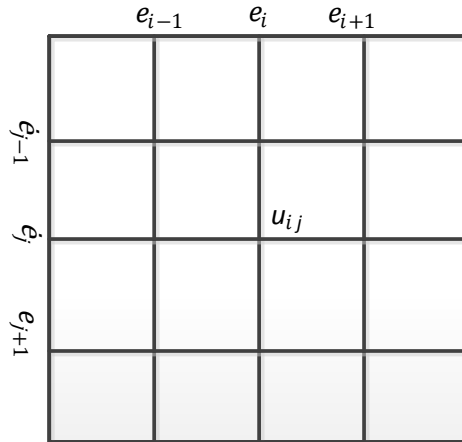
$e \in [e_{i-1}, e_{i+1}]$ için

$$A_i(e) = 1 - \frac{e - e_i}{e_{i+1} - e_i} = \frac{e_{i+1} - e}{e_{i+1} - e_i}, \quad A_{i+1}(e) = \frac{e - e_i}{e_{i+1} - e_i}, \quad A_k(e) = 0 \quad (k \neq (i, i+1) \in I).$$

$\dot{e} \in [\dot{e}_j, \dot{e}_{j+1}]$ için

$$B_j(\dot{e}) = 1 - \frac{\dot{e} - \dot{e}_j}{\dot{e}_{j+1} - \dot{e}_j} = \frac{\dot{e}_{j+1} - \dot{e}}{\dot{e}_{j+1} - \dot{e}_j}, \quad B_{j+1}(\dot{e}) = \frac{\dot{e} - \dot{e}_j}{\dot{e}_{j+1} - \dot{e}_j}, \quad B_t(\dot{e}) = 0 \quad (t \neq (j, j+1) \in J).$$

e - $\dot{e}$ düzleminde kümeyi $\{e, \dot{e} | e = e_i, \dot{e} = e_j, i \in I, j \in J\}$ NET' in DÜĞÜM noktaları $(e_i, \dot{e}_j)$ ve AĞ [52] olarak adlandırırız. AĞ şekil 3.2' de gösterilmiştir.



Şekil 3.2. e - $\dot{e}$ düzlemindeki NET

Eşitlik(3.22) ve (3.22) yi birleştirerek

$$u = \frac{\sum_{k,t} (A_k(e) B_t(\dot{e})) \cdot u_{kt}}{\sum_{k,t} A_k(e) B_t(\dot{e})} \quad (3.24)$$

elde edilebilir. Denklem (3.24)'de ve şekil 3.1' den görüleceği gibi $A_k(e)$ ve $B_t(\dot{e})$ terimleri hata ve hatanın değişimine göre hiçbir zaman sıfıra eşit olmayacaktır. Yukarıdaki koşul altında üyelik fonksiyonları e ve $\dot{e}$ için, en az 2 komşu üyelik fonksiyonu sıfır olmayan dereceye sahiptir. Bu yüzden 3.24 nolu denklemde sadece 4 çarpan kalır. Herhangi bir anda e ve $\dot{e}$ için sadece 4 kural işlem görür. Örneğin bulanık denetleyicinin girişi e - $\dot{e}$ düzleminin $S = [e_i, e_{i+1}] \times [\dot{e}_j, \dot{e}_{j+1}]$ çapraz alanı $A\check{G}$ 'da yer alırsa, $A_k(e) = 0$ ($k \neq (i, i+1) \in I$) ve $B_t(\dot{e}) = 0$ ($t \neq (j, j+1) \in J$)'ye sahip oluruz. Yukarıdaki eşitlik

$$u = \frac{\sum_{k=(i,i+1)} (A_k(e) B_t(\dot{e})) u_{kt}}{\sum_{k=(i,i+1)} A_k(e) B_t(\dot{e})} \quad (3.25)$$

durumuna gelir.

$$A_i(e) + A_{i+1}(e) = 1 \quad (e \in [e_i, e_{i+1}])$$

ve

$$B_j(\dot{e}) + B_{j+1}(\dot{e}) = 1 \quad (\dot{e} \in [\dot{e}_j, \dot{e}_{j+1}])$$

Bu bağıntılar sayesinde eşitliğin paydası aşağıdaki gibi 1'e eşit olur.

$$\begin{aligned} \sum_{k=(i,i+1)} A_k(e) B_t(\dot{e}) &= A_i(e) B_j(\dot{e}) + A_{i+1}(e) B_j(\dot{e}) + A_i(e) B_{j+1}(\dot{e}) + A_{i+1}(e) B_{j+1}(\dot{e}) \\ &= (A_i(e) + A_{i+1}(e)) (B_j(\dot{e}) + B_{j+1}(\dot{e})) \\ &= 1. \end{aligned} \quad (3.26)$$

Bulanık denetleyicinin çıkışı $e \in [e_i, e_{i+1}]$ ve $\dot{e} \in [\dot{e}_j, \dot{e}_{j+1}]$ için

$$\begin{aligned} u &= \sum_{k=(i,i+1)} (A_k(e) B_t(\dot{e})) u_{kt} \\ &= \left(\frac{e_{i+1}-e}{e_{i+1}-e_i} \right) \left(\frac{\dot{e}_{j+1}-\dot{e}}{\dot{e}_{j+1}-\dot{e}_j} \right) u_{ij} + \left(\frac{e-e_i}{e_{i+1}-e_i} \right) \left(\frac{\dot{e}_{j+1}-\dot{e}}{\dot{e}_{j+1}-\dot{e}_j} \right) u_{(i+1)j} \\ &\quad + \left(\frac{e-e_i}{e_{i+1}-e_i} \right) \left(\frac{\dot{e}-\dot{e}_j}{\dot{e}_{j+1}-\dot{e}_j} \right) u_{(i+1)(j+1)} \end{aligned} \quad (3.27)$$

olarak basitleştirilebilir.

Denklem (3.27)'de görülebileceği gibi, e - $\dot{e}$ düzleminde keyfî bir noktada bulanık denetleyicinin çıkışı e ve $\dot{e}$ argumanlarının doğrusal olmayan bir fonksiyonudur. Bu tür doğrusal olmama durumunun üstesinden gelmenin bilinen bir analitik çözümü mevcut değildir. Bu doğrusal olmama durumunun tamamen iyileştirilmesi mümkün değildir. Yine de, tıpkı bilinen veya modern kontrol teorisinde genellikle yaptığımız gibi nominalden küçük sapmaların analizine devam edebilir ve linearizasyon metodunu kabul edebiliriz.

3.2.3. Çarpım-toplam etkin bulanık denetleyicinin linearizasyonu (PD bulanık denetleyici)

Denklem (3.27)'de bulanık denetleyicinin doğrusal olmayan giriş-çıkış fonksiyon ifadesi,

$$u=f(e,\dot{e},t). \quad (3.28)$$

şeklinde yazılabilir.

$e=e_i$ ve $\dot{e}=\dot{e}_j$, yani AĞ 'ın DÜĞÜM($e_i, \dot{e}_j$) noktasında denklem (4.3)'deki çarpım-toplam etkin bulanık denetleyicinin çıkışı

$$u=u_{ij} \quad (3.29)$$

olur.

e - $\dot{e}$ düzleminin ($e_i, \dot{e}_j$) DÜĞÜM 'ünde (3.28)' in nominal çözümü olarak eşitlik (3.29)' in sonucu aşağıdaki gibi bulunur.

$$u=f\{e_i, \dot{e}_j, t\}=u_{ij}$$

Dolayısıyla , e - $\dot{e}$ düzleminin DÜĞÜM'ünün çevresinde linearizasyon analizi yapılabilir. Şekil 3.2'deki nominal değerler ile e , $\dot{e}$ ve u fonksiyonları arasındaki küçük değişimler

$$\delta e = e - e_i$$

$$\delta \dot{e} = \dot{e} - \dot{e}_j$$

$$\delta u = u - u_{ij}$$

olarak tanımlanabilir.

Yeterince küçük δe , $\delta \dot{e}$ ve δu değişimleri için Denklem(3.28), aşağıdaki lineer denkleme yaklaşabilir:

$$\delta u = \left[\frac{\partial f}{\partial e} \right]_n \delta e + \left[\frac{\partial f}{\partial \dot{e}} \right]_n \delta \dot{e} \quad (3.30)$$

Herbir DÜĞÜM (veya nominal nokta)'ün çevresi, DÜĞÜM 'den geçen 2 NET çizgisi tarafından 4 ayrı çeyreğe ayrılacaktır. Basitleştirmek amacıyla sadece $\delta e \geq 0$ ve $\delta \dot{e} \geq 0$, yani

$$(e_i + \delta e, \dot{e}_j + \delta \dot{e}) \in [e_i, e_{i+1}] \times [\dot{e}_j, \dot{e}_{j+1}]$$

olan ilk çeyrek göz önüne alınır.

$$\left[\frac{\partial f}{\partial e} \right]_{e_i, \dot{e}_j} = \frac{u_{(i+1)j} - u_{ij}}{e_{i+1} - e_i},$$

$$\left[\frac{\partial f}{\partial \dot{e}} \right]_{e_i, \dot{e}_j} = \frac{u_{(j+1)i} - u_{ij}}{\dot{e}_{j+1} - \dot{e}_j},$$

$$\delta u = \left[\frac{\partial f}{\partial e} \right]_n \delta e + \left[\frac{\partial f}{\partial \dot{e}} \right]_n \delta \dot{e} = \frac{u_{(i+1)j} - u_{ij}}{e_{i+1} - e_i} \delta e + \frac{u_{i(j+1)} - u_{ij}}{\dot{e}_{j+1} - \dot{e}_j} \delta \dot{e},$$

$$u - u_{ij} = \frac{u_{(i+1)j} - u_{ij}}{e_{i+1} - e_i} (e - e_i) + \frac{u_{i(j+1)} - u_{ij}}{\dot{e}_{j+1} - \dot{e}_j} (\dot{e} - \dot{e}_j).$$

$$u = \left[u_{ij} - \frac{u_{(i+1)j} - u_{ij}}{e_{i+1} - e_i} e_i - \frac{u_{i(j+1)} - u_{ij}}{\dot{e}_{j+1} - \dot{e}_j} \dot{e}_j \right] + \frac{u_{(i+1)j} - u_{ij}}{e_{i+1} - e_i} e + \frac{u_{i(j+1)} - u_{ij}}{\dot{e}_{j+1} - \dot{e}_j} \dot{e}$$

$$= A + P e + D \dot{e}, \quad (3.31)$$

$$A = u_{ij} - \frac{u_{(i+1)j} - u_{ij}}{e_{i+1} - e_i} e_i - \frac{u_{i(j+1)} - u_{ij}}{\dot{e}_{j+1} - \dot{e}_j} \dot{e}_j = u_{ij} - P e_i - D \dot{e}_j,$$

$$P = \frac{u_{(i+1)j} - u_{ij}}{e_{i+1} - e_i},$$

$$D = \frac{u_{i(j+1)} - u_{ij}}{\dot{e}_{j+1} - \dot{e}_j}.$$

Görüldüğü gibi, çarpım-toplam etkin tip bulanık denetleyici denklem (3.31)'de gösterildiği gibi e - $\dot{e}$ düzlem AĞ 'nın DÜĞÜM noktasındaki komşu bölgelerde, oransal ve türev kontrol bileşenleri P ve D olan PD denetleyici gibi davranır. Aslında, bu tür bulanık denetleyiciyi parametreleri zamanla-değişen PD denetleyici olarak kabul edebiliriz. Hata ve hatanın değişim oranı DÜĞÜM'ün bir çevresinden diğerine e - $\dot{e}$ düzlemi boyunca değişirken, PD parametreleri bir kümeden diğerine dönüşür. Bu tip bulanık denetleyici PD-Bulanık denetleyici olarak isimlendirilir. Denklem (3.31)'in sonucu, klasik PID kontrol teorisinden bulanık denetleyicinin davranışını tahmin etmemize yardımcı olur.

Geleneksel PID denetleyicinin performansının onun oransal parametresi K_p , integral parametresi K_i ve türev parametresi K_d tarafından belirlenir. Oransal kontrol kuralı kontrol sisteminin hızlı cevabını garanti edebilir, integral kontrol kuralı kontrol sisteminin kararlı hal hatasını ortadan kaldırabilir, ve türev kontrol kuralı sistemin sönümlenmesini arttırabilir. Böylece sistem cevabının salınım zamanı ve aşma azalır. Böylece bir PID denetleyici iyi tasarlandığında ani yükselme zamanına ve küçük genlikli aşmaya sahip olan, kalıcı-durum hatası olmayan bir kontrol işlemi sağlar.

Bir P veya PD denetleyici eğer denetlenen sistem tip 0 sistemi ise birim basamak cevabı için kalıcı-durum hatası verecektir. Kalıcı durum hatası K_p ile ters orantılıdır eğer K_p çok büyükse sistemin kararlılığı olumsuz etkilenebilir.

PD-Bulanık denetleyici yaklaşık olarak parametreleri zamanla-değişken PD denetleyici gibi davrandığından, tip 0 sistemi kontrol edildiğinde doğal olarak kalıcı durum hatası oluşacaktır. PD bulanık denetleyici klasik bir PD denetleyici gibi kontrol performansı istenildiği gibi olmayabilir. Ancak bulanık denetleyicinin performansını arttırmak için bulanık denetleyiciye entegral kontrol kuralı dahil edilebilir. Bu doğrultuda aşağıdaki bölümlerde PD-Bulanık denetleyicinin eksikliklerini gidermek için bazı yöntemler sunulmuştur.

3.2.4. PID-bulanık denetleyici yapısı

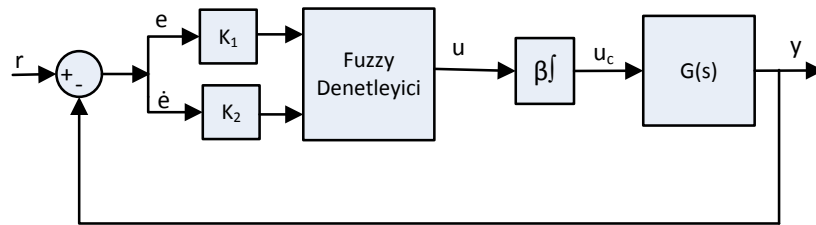
Önceki bölümde anlatıldığı gibi, PD-Bulanık denetleyici zamanla-değişken PD denetleyici gibi davranır. Çoğu endüstriyel proses sistemlerinin matematik modelleri tip 0 olduğu için, eğer bu tür bulanık denetleyici tarafından kontrol edilirlse doğal olarak kalıcı durum hatası oluşacaktır. Kontrol sisteminin kalıcı durum hatasının giderilmesi için bulanık denetleyicide hata değişim oranı veya hatanın türevinin ($\dot{e}$) yerine hata entegralinin kullanılması gereklidir. Bu bulanık denetleyicinin zamanla değişen PI denetleyici gibi davranmasına neden olacaktır, böylece kalıcı durum hatası entegralin etkisiyle giderilir. Bununla birlikte, eğer P parametresi küçük seçilirse PI bulanık denetleyici yavaş yükselme zamanına sahip olacaktır ve eğer P veya I parametreleri büyük seçilirse büyük aşmaya neden olacaktır. Dolayısıyla bulanık denetleyici sisteminde entegrasyon kontrolü ile birlikte türev kontrolünün de kullanılmasının gerektiği durumlar da olabilir, böylece türev kontrolü kontrol performansını iyileştirmek için sistem cevabının aşım genliğini azaltır. Bu denetleyiciyi gerçekleştirmek için hata, hatanın değişim

oranı ve hatanın entegrasyonu ile üç girişli bulanık denetleyici tasarımı gerçekleştirilebilir. Ancak, bulanık kontrol kurallarını uygulamadaki zorluk nedeniyle bu metodu uygulamak pratikte zor olacaktır. Genellikle bulanık kontrol kuralları endüstriyel süreci ustalıkla ve başarıyla kontrol eden bir operatörün manuel kontrol deneyimini özetleyerek oluşturulur. Operatör süreç kontrolünü gerçekleştirmek, sistemin çıkış ve istenilen giriş değeri arasında hata ve hatanın değişimini takip ederek süreç kontrolünü sezgisel olarak ayarlar. Bu işlemde operatör entegrasyon hatasını gözlemekte zorluk yaşayabilir. Ayrıca, bir giriş değişkeninin eklenmesi kontrol kuralı sayısını oldukça arttıracaktır, bulanık denetleyici kurallarının oluşturulması daha da zor olacak ve daha fazla aritmetik işlemlere neden olacaktır. Bu yüzden, PID kontrolörün iyi özelliklerine sahip, sadece hata ve hatanın değişim oranını giriş olarak kullanan bulanık denetleyicinin tasarlanması gerekir.

Şekil 3.3' de görüldüğü gibi bulanık denetleyicinin çıkışına seri olarak bir entegratör eklenir ve PI bulanık denetleyicinin yapısı elde edilmiştir. K_1 ve K_2 sırasıyla e ve $\dot{e}$ için ölçekleme faktörleridir ve β integral sabitidir. Bulanık denetleyici çıkışına bağlanan entegratör çıkışı yani kontrol edilen sistemin girişi

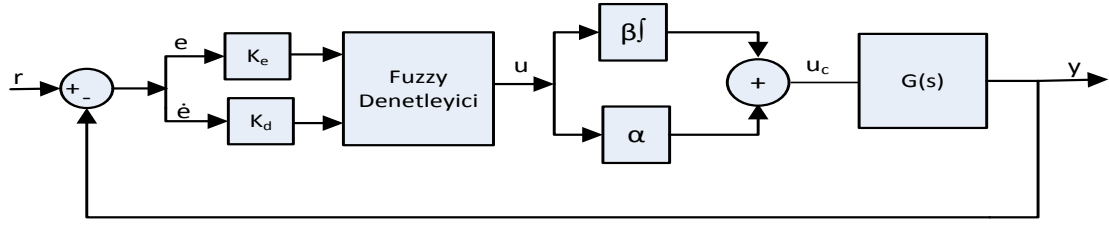
$$u_c = \beta \int u dt = \beta \int (A + P K_1 e + D K_2 \dot{e}) dt = \beta A_t + \beta K_2 D_e + \beta K_1 P \int e dt \quad (3.32)$$

olur.



Şekil 3.3.PI-Bulanık kontrol sisteminin blok diyagramı

PID tip bulanık denetleyici, şekil 3.4' te PI ve PD tip denetleyicinin paralel olarak bulanık denetleyici çıkışında birleştirilmesidir [25].



Şekil 3.4. PID-Bulanık denetleyicinin blok diyagramı

Şekil 3.4 Bulanık Denetleyici'nin çıkışı u ve $G(s)$ transfer fonksiyonunun girişi u_c ' dir. Şekilde K_e hata katsayısıdır ve PID' nin proportional (oransal) katsayısına denk gelmektedir. K_d türev, β entegratör katsayısıdır ve α ise kazançtır.

PID tip bulanık denetleyicinin çıkışı:

$$\begin{aligned}
 u_c &= \alpha u + \beta \int u. dt \\
 &= \alpha(A + PK_e e + DK_d \dot{e} + \beta \int (A + PK_e e + DK_d \dot{e}). dt \\
 &= A\alpha + \beta A_t + (\alpha K_e P + \beta K_d D)e + \beta K_e P \int e. dt + \alpha K_d D \dot{e}
 \end{aligned}$$

Bu eşitlikteki kontrol bileşenleri

Oransal kontrol bileşeni: $\alpha K_e P + \beta K_d D$ (3.33)

İntegral kontrol bileşeni: $\beta K_e P$ (3.34)

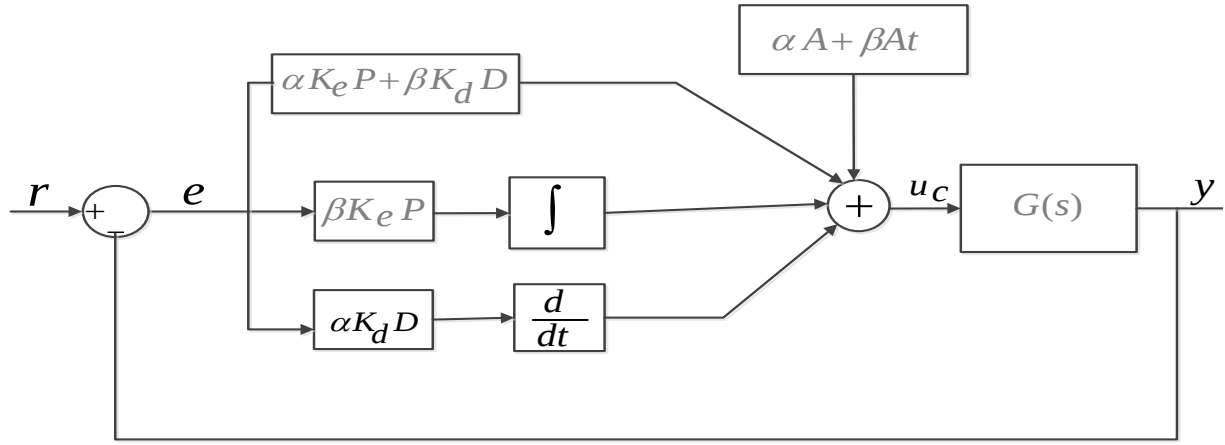
Türev kontrol bileşeni: $\alpha K_d D$. (3.35)

Bu durumda şekil 3.4' deki sistem (3.33, 3.34, 3.35) denklemleri yardımıyla şekil 3.5' deki gibi PID denetleyici yapısına dönüşür.

$$A = u_{ij} - \frac{u_{(i+1)j} - u_{ij}}{e_{i+1} - e_i} e_i - \frac{u_{(j+1)i} - u_{ij}}{\dot{e}_{j+1} - \dot{e}_j} \dot{e}_j = u_{ij} - P_{ei} - D_{\dot{e}j}, \quad (3.36)$$

$$P = \frac{u_{(i+1)j} - u_{ij}}{e_{i+1} - e_i}, \quad (3.37)$$

$$D = \frac{u_{(j+1)i} - u_{ij}}{\dot{e}_{j+1} - \dot{e}_j}. \quad (3.38)$$



Şekil 3.5. PID-Bulanık denetleyicinin PID yapısını gösteren diyagram

3.2.5. Kesir Dereceli PID-Bulanık Denetleyici ($PI^\lambda D^\mu$ Bulanık Denetleyici)

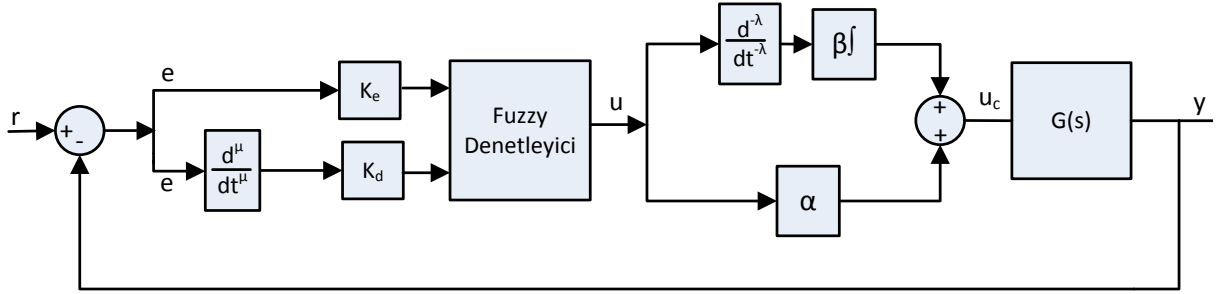
Das ve arkadaşları [35], kapalı çevrimde hata ve hatanın kesirli türevini bulanık denetleyici girişi ve denetleyici çıkışının kesirli integralini alarak alan yeni kesir dereceli PID-Bulanık denetleyici ($PI^\lambda D^\mu$ Bulanık Denetleyici) önermişlerdir. Hedeflenen bulanık denetleyicinin performansını belirlemek için farklı derecelerde kesirli integral ve farklı giriş çıkış ölçekleme faktörleri kullanmışlardır. Entegralden kaynaklanan hatanın minimize edilmesi için sabit kontrol parametrelerini (türev derecesi- λ , integral derecesi- μ , hata sabiti- K_e , türev sabiti- K_d , çıkış katsayısı- α ve çıkış integral katsayısı- β) genetik algoritmayı kullanarak optimize etmişlerdir. Zaman gecikmeli lineer olmayan ve açık çevrim kararsız sistemler için benzetim çalışmaları yapmışlardır.

Klasik PID, bulanık PID ve $PI^\lambda D^\mu$ denetleyicileri kıyaslamışlardır. Simülasyon sonuçları, önerilen $PI^\lambda D^\mu$ Bulanık Denetleyicinin çoğu durumlarda diğerlerinden daha iyi olduğunu göstermişlerdir [35].

$PI^\lambda D^\mu$ denetleyicinin transfer fonksiyonunun s domenindeki ifadesi

$$C^{FOPID}(S) = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s^\mu \quad (3.39)$$

şeklinde gösterilir.

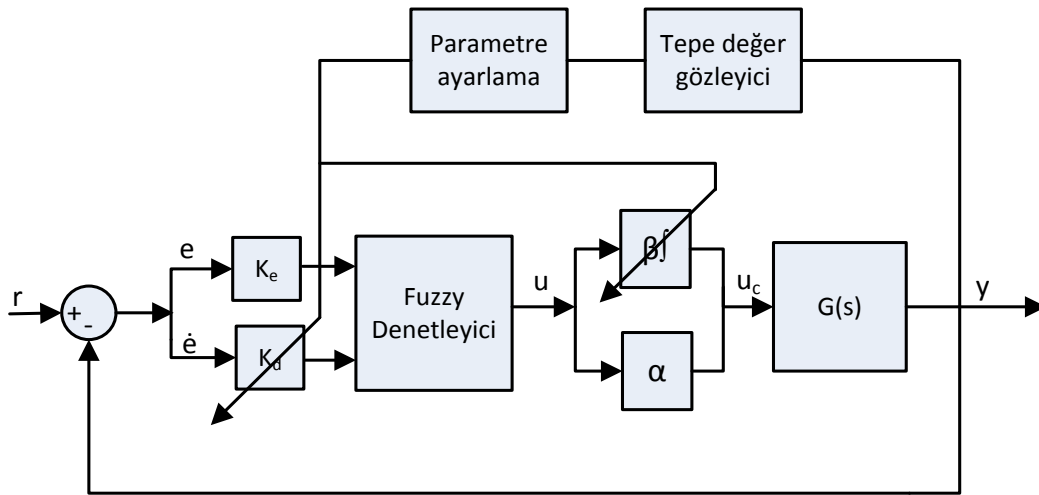


Şekil 3.6.Kesir dereceli bulanık PID denetleyicinin blok diyagramı

Şekil 3.6' da verilen bulanık denetleyicinin hata girişindeki $\frac{d^\mu}{dt^\mu}$, kesir dereceli türev operatörüdür. Bu operatör hatanın kesirli dereceden türevini alır ve K_d katsayısı ile çarpıldıktan sonra bulanık denetleyiciye giriş olarak verilir. u değişkeni bulanık denetleyicinin çıkışıdır. Çıkıştaki $\frac{d^{-\lambda}}{dt^{-\lambda}}$ kesir dereceli integral operatörüdür. Bu operatör çıkışın entegrali aldıktan sonra β katsayısı ile çarpılır. u_c çıkışı kontrol edilecek olan transfer fonksiyonunun girişidir.

3.2.6. Adaptif PID Bulanık Denetleyici

Bu denetleyicinin blok diyagramı Şekil 3.7' de gösterilmiştir [34].



Şekil 3.7.Adaptif bulanık denetleyici parametresinin blok diyagramı

Şekil 3.7' deki denetleyici, bir tepe gözleyici, parametre ayarlayıcı ve PID bulanık denetleyici birleşimidir. Şekil 3.8' de kontrol sisteminin birim basamak cevabı gösterilmiştir.

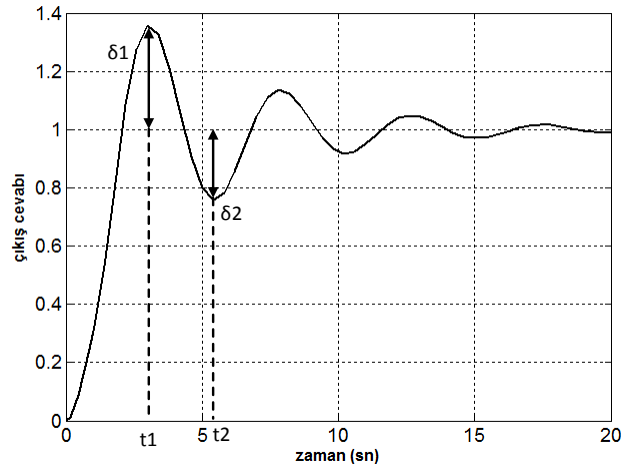
Sistem cevabı farklı fazlara bölünebilir. Parametre düzenleyici aynı anda bu zamanlarda tepe değerine ve her bir tepe zaman sinyaline göre K_d ve β kontrol parametrelerini ayarlayabilir.

İntegral kazancını ve ölçekleme parametrelerini ayarlayan algoritma aşağıdaki gibidir.

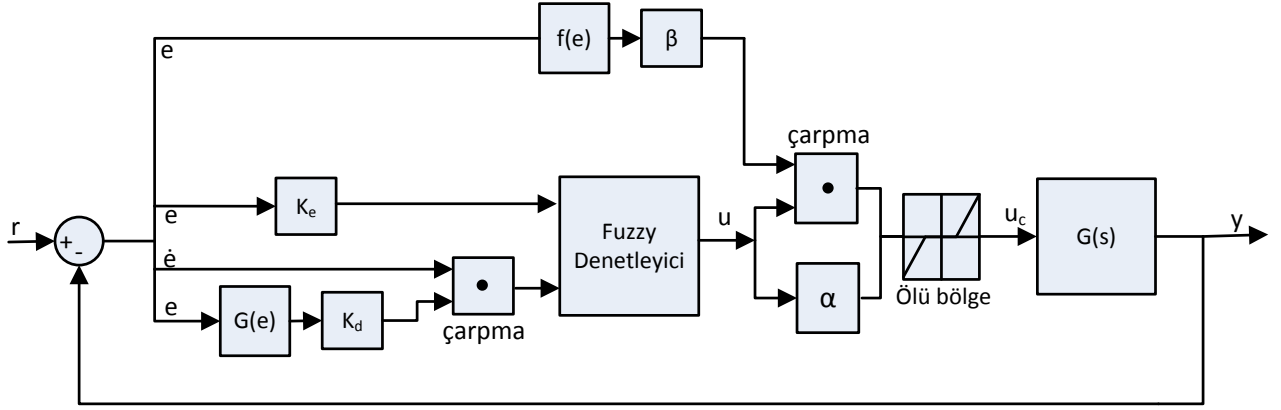
$$k_d = k_{ds}/\delta_k, \quad \beta = \delta_k * \beta_s$$

Burada k_{ds} ve β_s , k_d ve β 'nın sırasıyla ilk değerlerdir. δ_k , t_k ($k=1,2,3,\dots$) tepe zamanlarındaki mutlak tepe değerleridir.

Bulanık denetleyicinin çıkışı u 'dur ve $G(s)$ transfer fonksiyonunun girişi u_c ' dir. K_e girişi e ve K_d girişi $\dot{e}$ ' dür. Bu kontrol sisteminde türev katsayısı K_d ve entegratör katsayısı β adaptif metotla ayarlanmaktadır.



Şekil 3.8. Birim basamak cevabının farklı fazları



Şekil 3.9. Fonksiyon ayarlayıcı ile PID tip bulanık denetleyici sistemi

Şekil 3.9’da $f(e)$ çıkıştaki integratör katsayısını ve $G(e)$ ise bulanık denetleyici girişindeki hatanın türev katsayısını adaptif metotla ayarlarlar. Bu fonksiyonlar aşağıdaki gibi yazılabilir [32].

$$f(e(t)) = a_1 \times |(e(t))| + a_2 \quad (3.40)$$

$$g(e(t)) = b_1 \times (1 - |(e(t))|) + b_2 \quad (3.41)$$

a_1 , a_2 , b_1 ve b_2 pozitif sabit sayılarıdır. Zamanla değişen kendinden ayarlamalı ölçekleme faktörleri aşağıdaki gibi ifade edilmiştir.

$$\beta_s(e(t)) = \beta \times f(e(t)) \quad (3.42)$$

$$k_{ds}(e(t)) = k_d \times g(e(t)) \quad (3.43)$$

(3.40) denklemin amacı hatanın değişimi ile $\beta_s(e(t))$ ’yi azaltmaktır. Diğer bir deyişle, bir süre sonra hata sıfır olacak ve sonunda $f(e(t))$ ifadesi a_2 ’ye eşit olacaktır.

a_1 , a_2 , b_1 ve b_2 ’nin nasıl bulunduğu çok önemlidir. Bu katsayılar ile ilgili hesaplamalar aşağıda anlatılmıştır.

İlk anda,

$$e=1: f(1) = a_1 + a_2;$$

$$g(1) = b_2;$$

Kalıcı durumda,

$$e=0: f(0) = a_2;$$

$$g(0)= b_1+ b_2$$

Bu nedenle $\beta_s (e (t))$ ifadesi; başlangıçta $(a_1+a_2)\beta'$ ya eşittir, kalıcı durumda ise $(a_2)\beta'$ ya eşittir. $(a_1+a_2)\beta'$ yı ve $(a_2)\beta'$ yı ayarlamak ve $\beta_s (e (t))'$ nin ilk ve son değerine karar vermek için a_1 ve a_2 'yi ayarlayabiliriz. Orantısal bileşenin $(\alpha K_e P + \beta K_d D)$ çok değişmemesi ve sistemin her zaman hataya karşı hızlı tepki verebilmesi için $f(1).g(1)= f(0).g(0)$ olmasını isteriz. a_1, a_2, b_1, b_2 ' yi ayarlamak için başka bir yöntemlerde kullanılabilir. a_1, a_2, b_1 ve b_2 parametreleri aşağıda verilmiştir.

$$a_1= 1.3, a_2= 0.25, b_1= 4.3, b_2 = 0.8$$

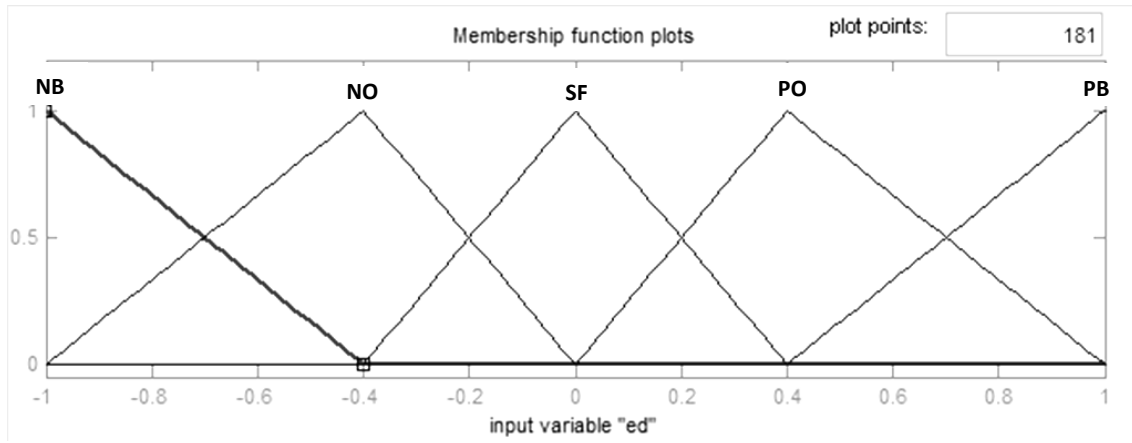
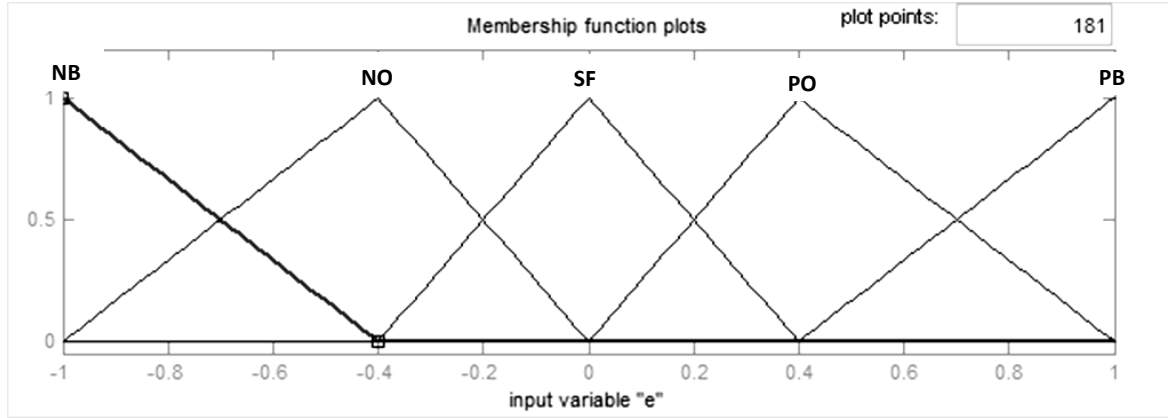
4. ARAŞTIRMA BULGULARI

4.1. Bulanık Denetleyicinin Kural ve Üyelik Fonksiyonları

Bulanık denetleyicinin kontrol kuralları aşağıdaki gibi ifade edilmiştir [34]. Denetleyicinin girişi hata ve hatanın değişimidir. Herbir değişkenin 5 sözel etiketi ve üyelik fonksiyonu vardır. Dolayısıyla kural sayısı $5 \times 5 = 25$ olacaktır. Bu kontrol kuralları aşağıdaki gibi verilmiştir.

1. If (e is NB) and (ed is NB) then (output1 is NB)
2. If (e is NB) and (ed is NO) then (output1 is NB1)
3. If (e is NB) and (ed is SF) then (output1 is NO)
4. If (e is NB) and (ed is PO) then (output1 is NO2)
5. If (e is NB) and (ed is PB) then (output1 is SF)
6. If (e is NO) and (ed is NB) then (output1 is NB1)
7. If (e is NO) and (ed is NO) then (output1 is NO1)
8. If (e is NO) and (ed is SF) then (output1 is NK)
9. If (e is NO) and (ed is PO) then (output1 is SF)
10. If (e is NO) and (ed is PB) then (output1 is PO2)
11. If (e is SF) and (ed is NB) then (output1 is NO)
12. If (e is SF) and (ed is NO) then (output1 is NK)
13. If (e is SF) and (ed is SF) then (output1 is SF)
14. If (e is SF) and (ed is PO) then (output1 is PK)
15. If (e is SF) and (ed is PB) then (output1 is PO)
16. If (e is PO) and (ed is NB) then (output1 is NO2)
17. If (e is PO) and (ed is NO) then (output1 is SF)
18. If (e is PO) and (ed is SF) then (output1 is PK)
19. If (e is PO) and (ed is PO) then (output1 is PO1)
20. If (e is PO) and (ed is PB) then (output1 is PB1)
21. If (e is PB) and (ed is NB) then (output1 is SF)
22. If (e is PB) and (ed is NO) then (output1 is PO2)
23. If (e is PB) and (ed is SF) then (output1 is PO)
24. If (e is PB) and (ed is PO) then (output1 is PB1)
25. If (e is PB) and (ed is PB) then (output1 is PB)

Bulanık denetleyicinin üyelik fonksiyonları aşağıdaki şekil 4.1 'de belirtilmiştir [34].



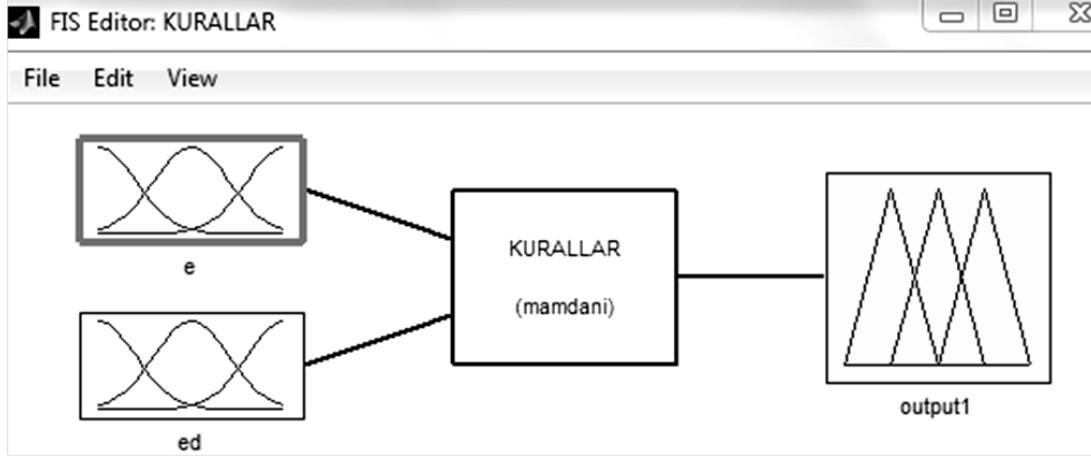
Şekil 4.1. e ve $\dot{e}$ için üyelik fonksiyonları

Şekil 4.1' den de görüldüğü gibi hatanın (e) üçgen üyelik fonksiyonları; NB, NO, SF, PO ve PB, hatanın türevinin ($\dot{e}$) üçgen üyelik fonksiyonları ise NB, NO, SF, PO ve PB' dir.

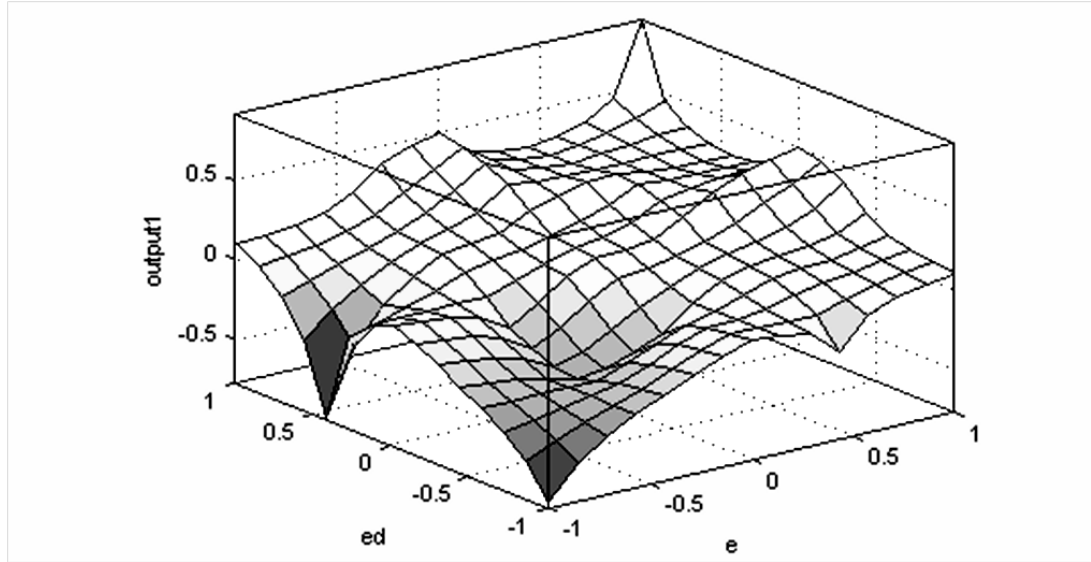
$e/\dot{e}$	NB	NO	SF	PO	PB
NB	-1	-0.7	-0.5	-0.3	0
NO	-0.7	-0.4	-0.2	0	0.3
SF	-0.5	-0.2	0	0.2	0.5
PO	-0.3	0	0.2	0.4	0.7
PB	0	0.3	0.5	0.7	1

Şekil 4.2. Fuzzy kontrol kuralları ve çıkışı

Bu üyelik fonksiyonları ve kontrol kurallarına göre bulanık denetleyicinin hata (e) ve hatanın türevi ($\dot{e}$) için FIS editör ara yüzü şekil 4.3’de ve üç boyutlu çıkış yüzeyi şekil 4.4’te aşağıdaki gibi elde edilmiştir.



Şekil 4.3. Matlab FIS editor arayüzü



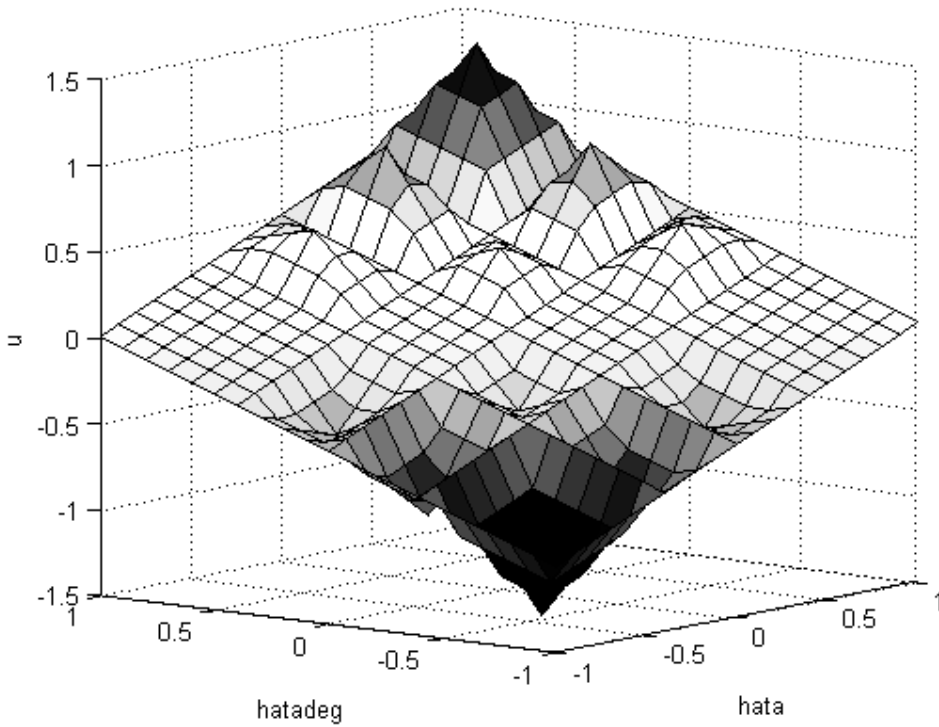
Şekil 4.4. Bulanık denetleyici kontrol yüzeyi (1)

Yukarıda değinilen kurallara ve üyelik fonksiyonlarına sahip bulanık denetleyicinin 3.2.2. bölümünde anlatıldığı gibi çarpım-toplam bulanık denetleyicinin ağırlık merkezini bulma metodunu kullanarak netleştirme işlemi sonucunda bulunan u çıkışı (denklem 4.1) tekrar yazılmıştır.

$$u = \left(\frac{e_{i+1}-e_i}{e_{i+1}-e_i} \right) \left(\frac{\dot{e}_{j+1}-\dot{e}}{\dot{e}_{j+1}-\dot{e}_j} \right) u_{ij} + \left(\frac{e-e_i}{e_{i+1}-e_i} \right) \left(\frac{\dot{e}_{j+1}-\dot{e}}{\dot{e}_{j+1}-\dot{e}_j} \right) u_{(i+1)j} +$$

$$\left(\frac{e_{i+1}-e}{e_{i+1}-e_i} \right) \left(\frac{\dot{e}-\dot{e}_j}{\dot{e}_{j+1}-\dot{e}_j} \right) u_{ij} + \left(\frac{e-e_i}{e_{i+1}-e_i} \right) \left(\frac{\dot{e}-\dot{e}_j}{\dot{e}_{j+1}-\dot{e}_j} \right) u_{(i+1)(j+1)} \quad (4.1)$$

Bu ifadede u bulanık denetleyicinin çıkışıdır. Hata ve hatanın değişimine göre denetleyici çıkışının yüzeyi şekil 4.5'te çizdirilmiştir. Bu şekli oluşturmak için yazılan program EK 1'de verilmiştir.

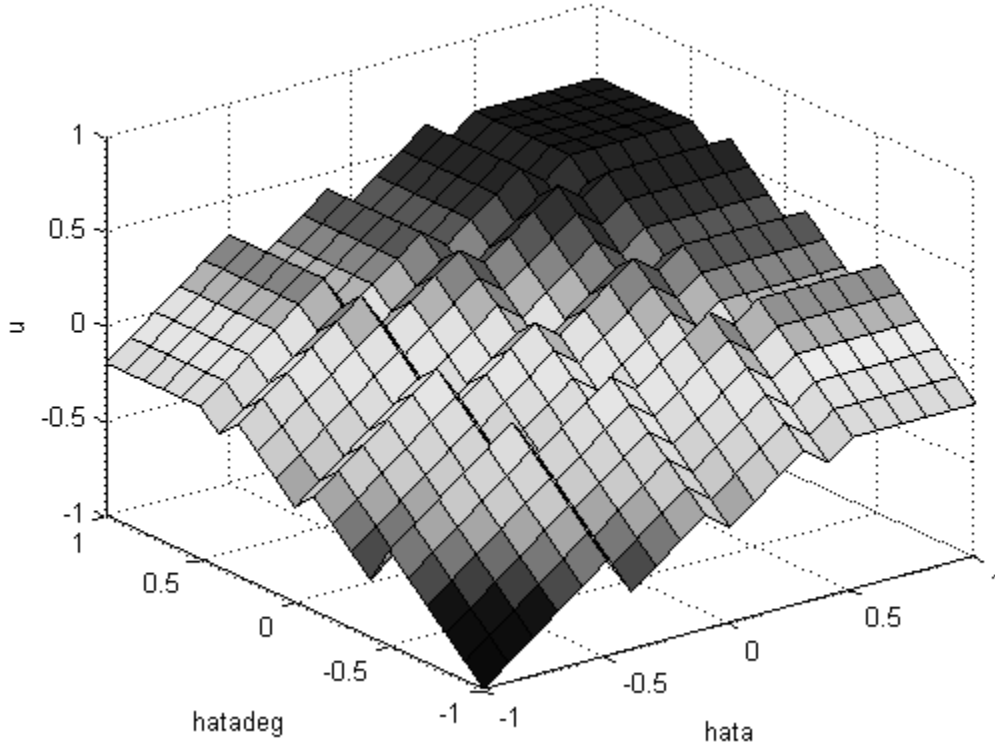


Şekil 4.5.Bulanık denetleyici kontrol yüzeyi (2)

Aynı şekilde yukarıda verilen kurallara ve üyelik fonksiyonlarına sahip bulanık denetleyicinin 3.2.2. bölümünde anlatıldığı gibi çarpım-toplam bulanık denetleyicinin çıkışının linearizasyon metodunu kullanarak bulunan u çıkış ifadesi de (denklem 4.2) tekrar yazılmıştır.

$$u = \left[u_{ij} - \frac{u_{(i+1)j} - u_{ij}}{e_{i+1} - e_i} e_i - \frac{u_{(j+1)i} - u_{ij}}{\dot{e}_{j+1} - \dot{e}_j} \dot{e}_j \right] + \frac{u_{(i+1)j} - u_{ij}}{e_{i+1} - e_i} e + \frac{u_{(j+1)i} - u_{ij}}{\dot{e}_{j+1} - \dot{e}_j} \dot{e} \quad (4.2)$$

Yine bu ifadede u bulanık denetleyicinin çıkışıdır. Hata ve hatanın değişimine göre denetleyici çıkışının yüzeyi şekil 4.6’da çizdirilmiştir. Bu şekli oluşturmak için yazılan program EK 2’de verilmiştir.

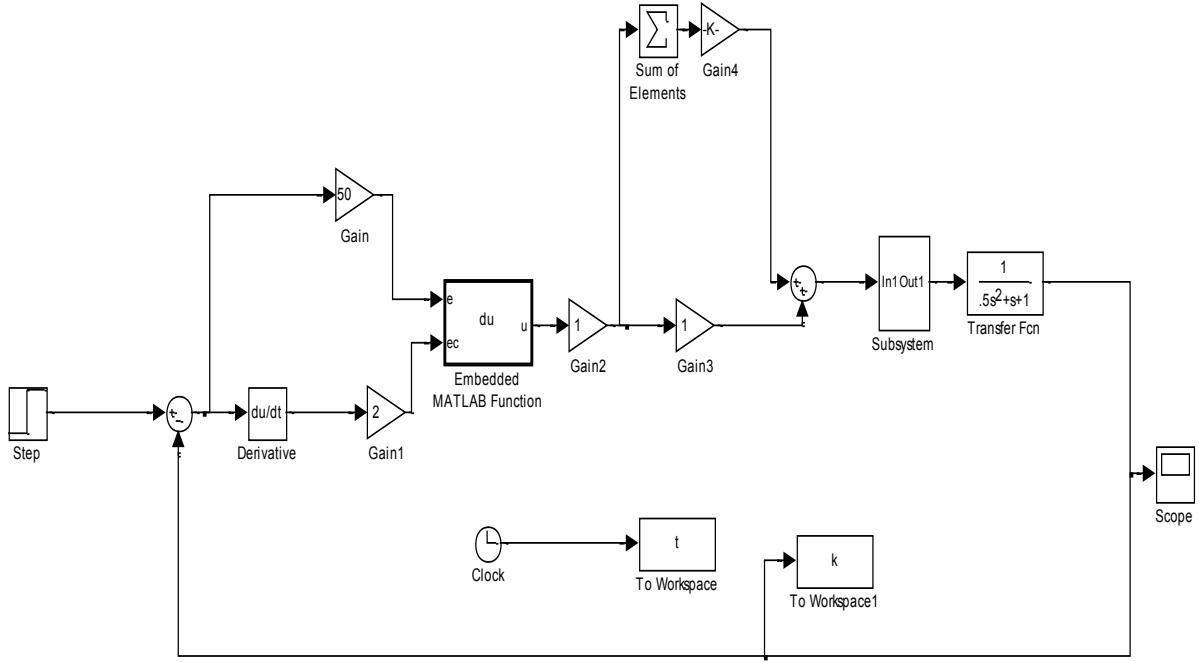


Şekil 4.6. Linearizasyon metoduyla oluşan kontrol yüzeyi

4.2.PID Bulanık Denetleyici’nin Simülasyonu

Bu tezde anlatılan bütün kontrol algoritmalarında tip 0 (kalıcı durum hatası sıfır olmayan) denklem 4.3’te verilen transfer fonksiyon kullanılacaktır. Ayrıca bu bölümde anlatılan denetleyicilerde EK1’de verilen program kullanılmıştır. $\lambda = 0.2$, $\mu = 0.2$ olarak alınmıştır.

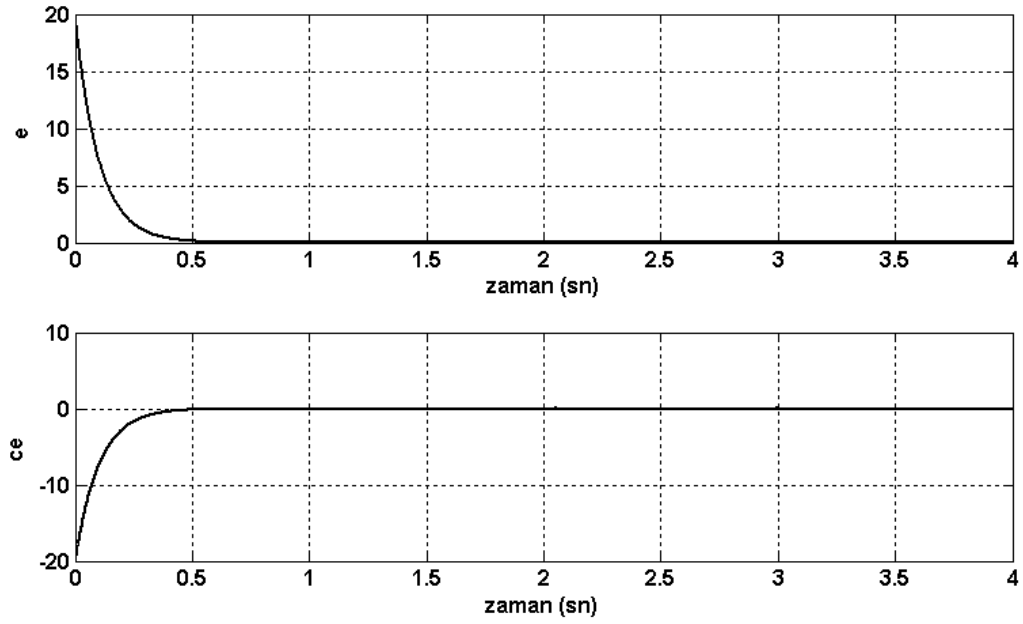
$$G(s) = \frac{1}{(0.5s^2 + s + 1)} \quad (4.3)$$



Şekil 4.7.PID bulanık denetleyici sisteminin blok diyagramı

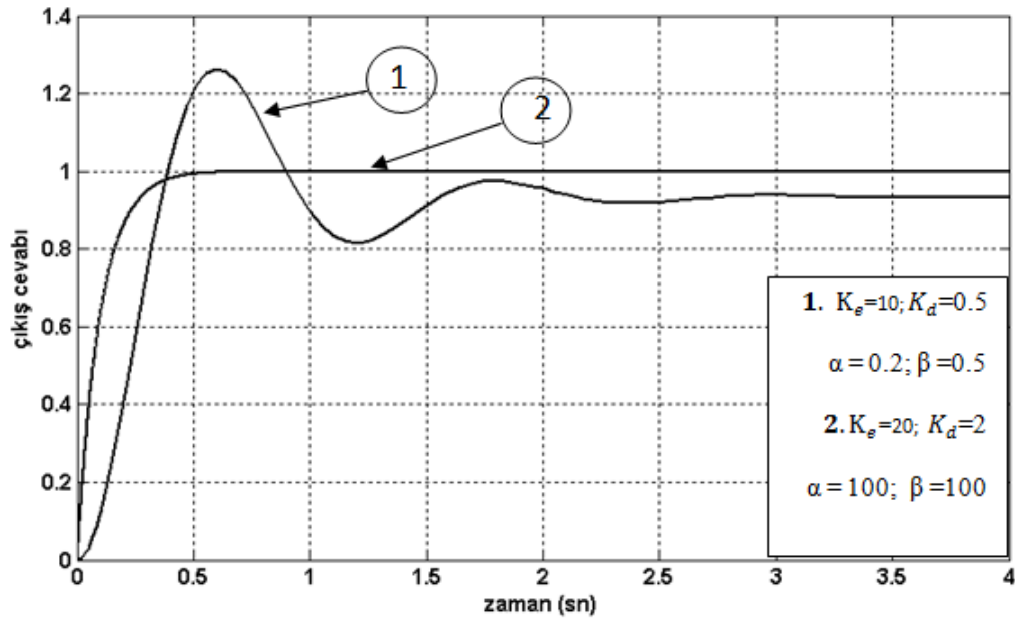
Şekil 4.7’de hata, hatanın değişimi katsayıları değiştirilerek çıkış cevabının nasıl etkilendiği incelenmiştir. Bulanık mantık denetleyici programı blok diyagramında gömülü fonksiyon olarak mevcuttur.

$K_e=10$, $K_d=1$, $\beta =100$, $\alpha =200$ değerleri için şekil 4.7’ deki sistemin girişine birim basamak uygulanmış, hata (e) ve hatanın değişim (ce) cevabı şekil 4.8’ de gösterilmiştir. Şekilden de görüldüğü gibi hata ve hatanın değişimi 0.5 sn sonra sıfır olmaktadır. Herhangi bir aşma ve kalıcı durum hatası oluşmamaktadır.



Şekil 4.8. Hata ve hatanın değişiminin zamana göre grafikleri

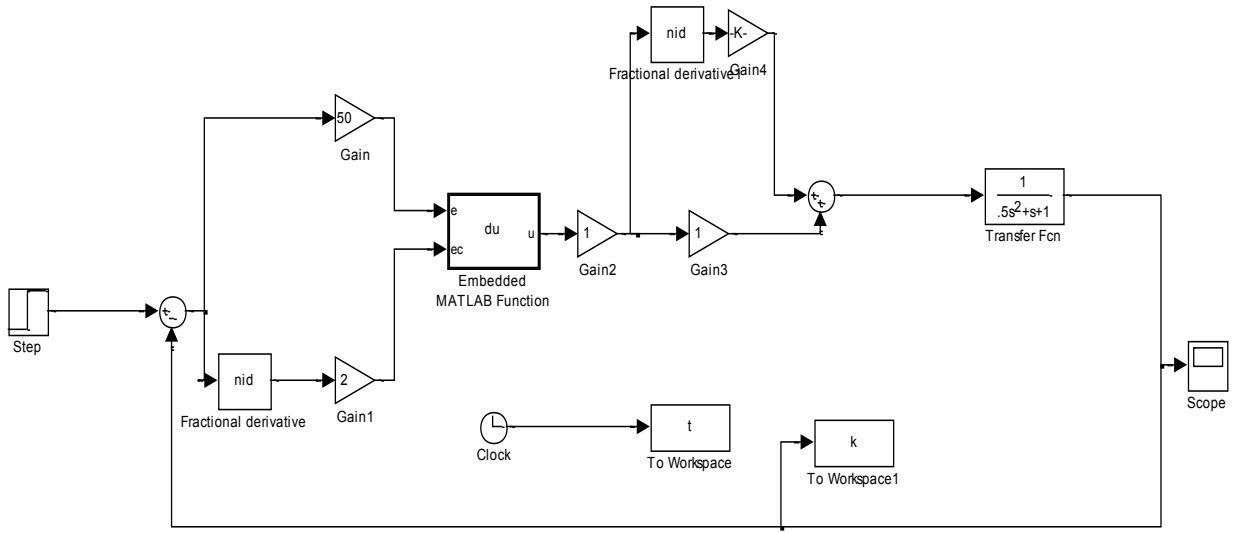
Aynı sistemde farklı K_e , K_d , α ve β değerleri için sistemin çıkış cevabına bakılarak bu katsayıların sistemi nasıl etkilediği incelenmiştir.



Şekil 4.9. Farklı K_e , K_d , α ve β değerleri için sistemin çıkış cevapları

Şekil 4.9’da K_e , K_d , α ve β değerleri arttırıldığında sistemin çıkış cevabının olumlu şekilde etkilendiği görülmektedir. Yani yükselme zamanı azalmakta, kalıcı durum hatası ve aşma sıfırlanmaktadır. Çünkü K_e ’nin artması çıkış cevabının yükselme zamanının azalmasına, K_d ’nin artması aşmanın azalmasına ve α ve β ’nin büyümesi de kalıcı durum hatasının azalmasına neden olmaktadır. Fakat bu değerler çok aşırı şekilde artarsa sistemin kararsızlığa girmesine neden olur.

4.3. $PI^\lambda D^\mu$ Bulanık Denetleyici’nin Simülasyonu

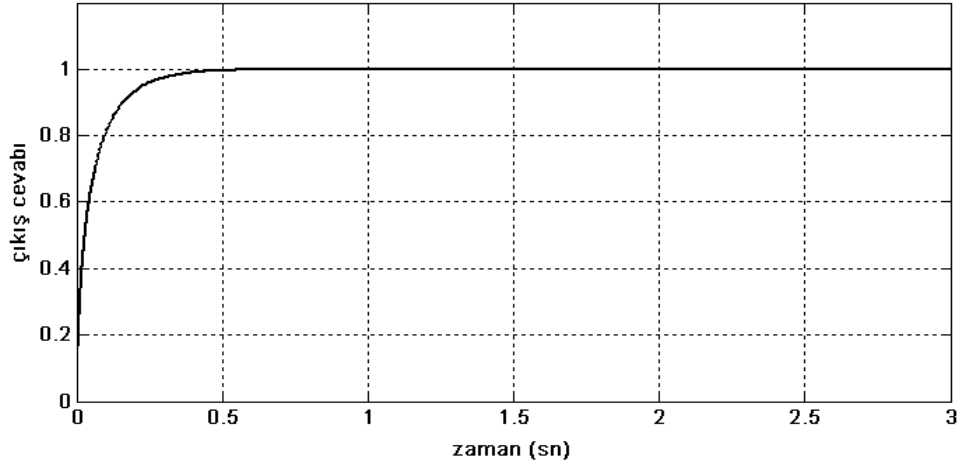


Şekil 4.10. Tasarlanan $PI^\lambda D^\mu$ bulanık denetleyici sisteminin blok diyagramı

Şekil 4.10’da gösterildiği gibi bu denetleyicinin, PID bulanık denetleyiciden farkı, hatanın kesirli derece türevi alınarak bulanık denetleyici girişine uygulanmış, ayrıca denetleyici çıkışındaki integratör kesir dereceli olarak alınmıştır. $K_e = 10$, $K_d=2$, $\beta =1$, $\alpha =1$ değerleri için PID ve $PI^\lambda D^\mu$ bulanık denetleyici çıkış cevapları şekil 4.11’ de gösterilmiştir.

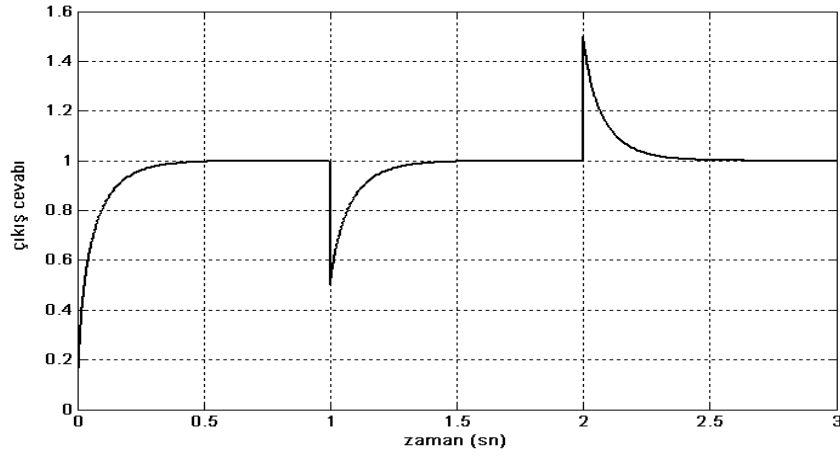
Şekil 4.11’ den de anlaşıldığı gibi $PI^\lambda D^\mu$ bulanık Denetleyicili kontrol sisteminde aşma olmakta, kalıcı durum hatası sıfır ve çıkış cevabının yükselme zamanı küçük olmaktadır. PID bulanık denetleyicili kontrol sisteminde ise aşma çok az olmakta, kalıcı durum hatası oluşmakta ve çıkış cevabının yükselme zamanı büyümektedir.

Şekil 4.12’ deki sistemde $K_e=50$, $\alpha=100$ (gain3), $\beta=6.5$ ve $a_1=1.3$; $a_2=0.25$; $b_1=4.3$; $b_2=0.8$ olarak alınmış ve denetleyici girişine birim basamak uygulanarak elde edilen çıkış cevabı şekil 4.13’ te verilmiştir. Adaptif PID Bulanık Denetleyici kontrol sisteminde aşma yapmamış ve 0.5 sn den daha önce (≈ 0.35 sn) çıkış istenilen noktaya gelmiştir.



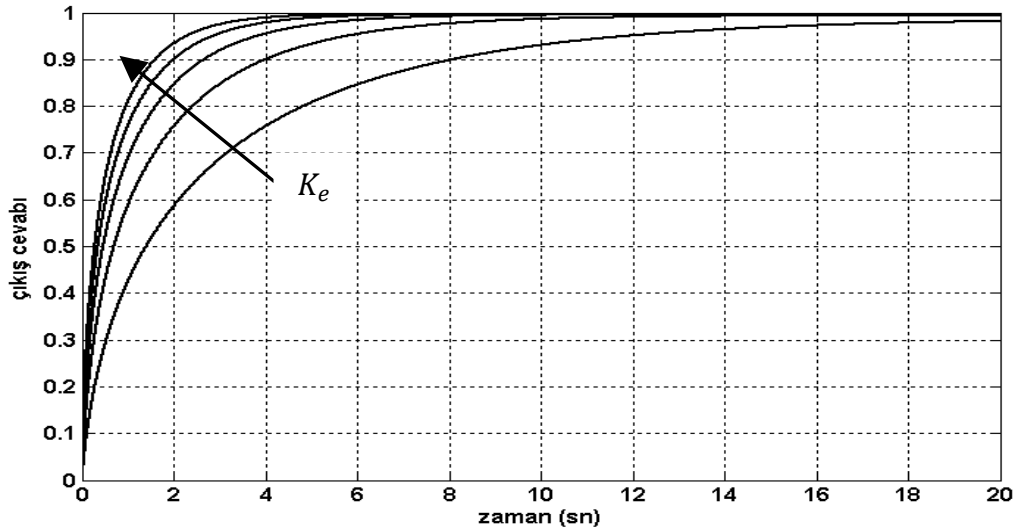
Şekil 4.13. Adaptif PID bulanık denetleyici sisteminin çıkış cevabı

Kontrol sisteminin yüklü ve yüksüz durumunu test etmek için şekil 4.18’ ye alt blok sistemi (subsystem-kontrol edilen sistemden önceki blok) eklenmiştir. Şekil 4.14’ de gösterildiği gibi kontrol sistemi çıkışı istenen set noktasına geldikten 0.65 sn sonra sistem 0.5 genlikle yüklenmiştir. Denetleyici ≈ 0.35 sn sonra çıkışı istenilen konuma getirmiştir. 2. sn’ de sistem yükten bırakılmıştır. Dolayısıyla çıkışın genliği 0.5 sn artmış denetleyici yine ≈ 0.35 sn sonra çıkışı istenen konuma getirmiştir.

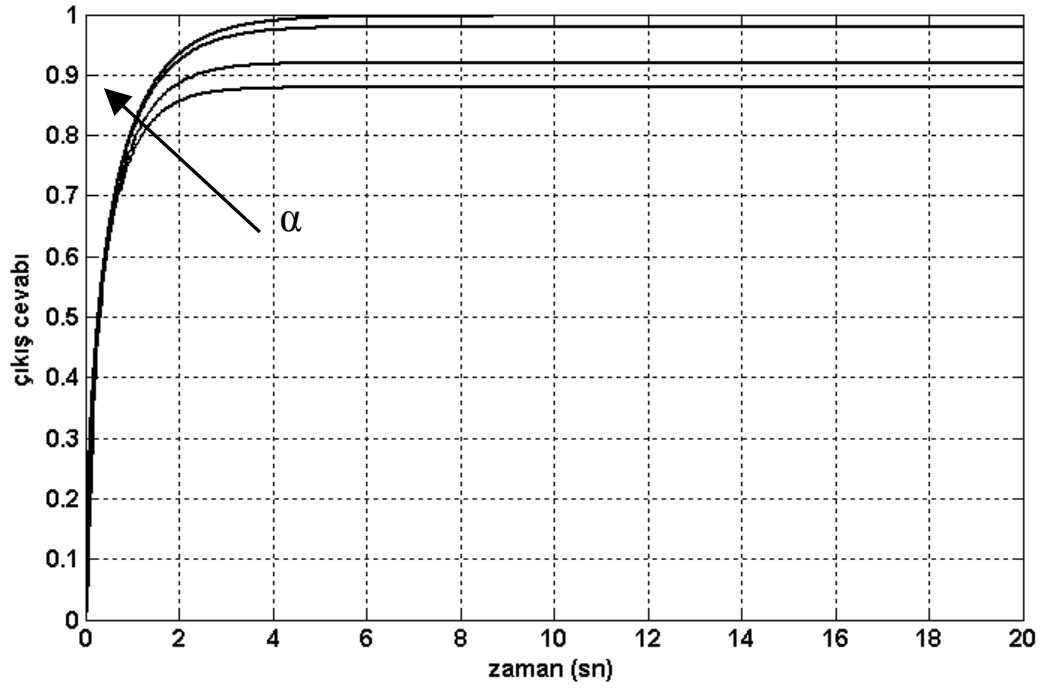


Şekil 4.14. Adaptif PID bulanık denetleyici sisteminin yüklü-yüksüz çıkış cevabı

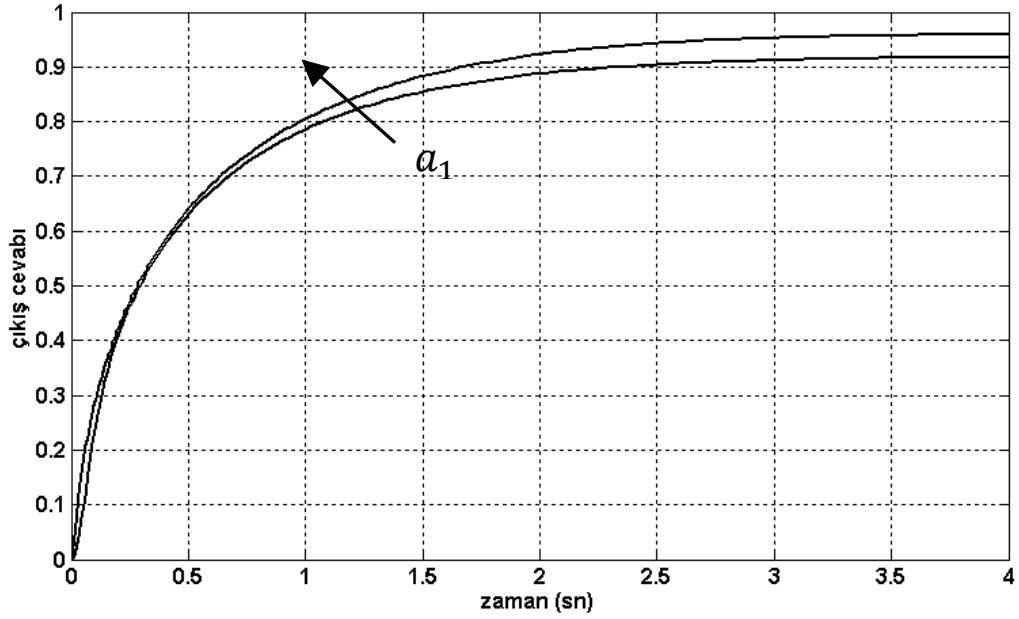
Şekil 4.15' den 4.19' a kadar sırasıyla K_e , α , a_1 , a_2 ve b_1 parametreleri değiştirildiğinde sistemin çıkış cevapları çizilmiştir. Bu çıkış cevaplarından görüldüğü gibi K_e , α , a_1 , a_2 değerlerinin artması yükselme zamanını azaltmakta ve sistemin daha hızlı cevap vermesini sağlamaktadır. Şekil 4.19' da görüldüğü gibi b_1 arttırılınca sistemin çıkış cevabı yükselme zamanı artmakta ve dolayısıyla denetleyicinin daha yavaş cevap verdiği görülmektedir.



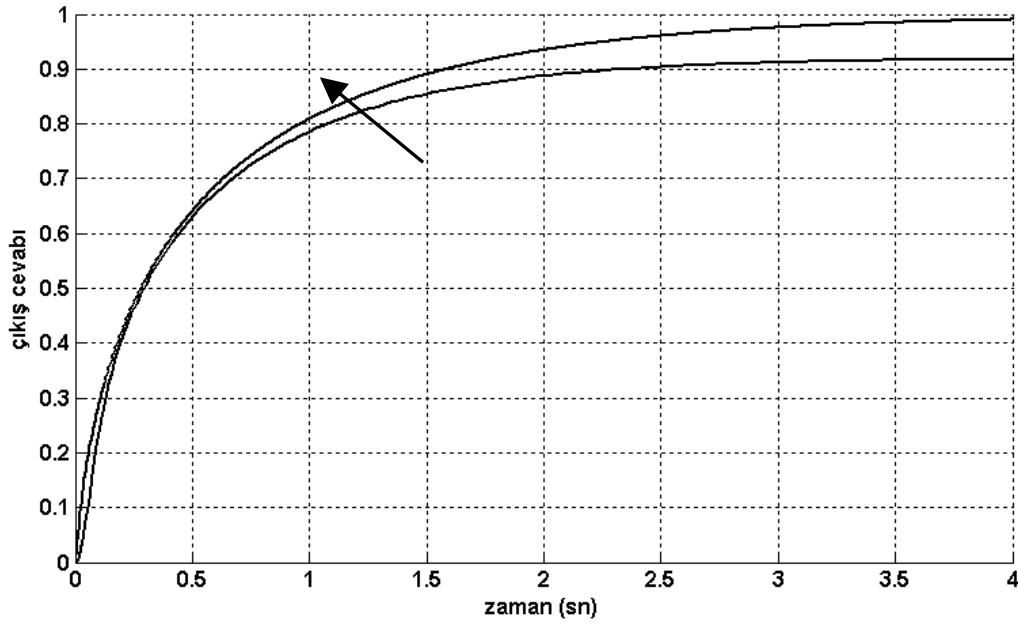
Şekil 4.15. K_e arttırıldığında adaptif PID bulanık denetleyici sisteminin çıkış cevabı



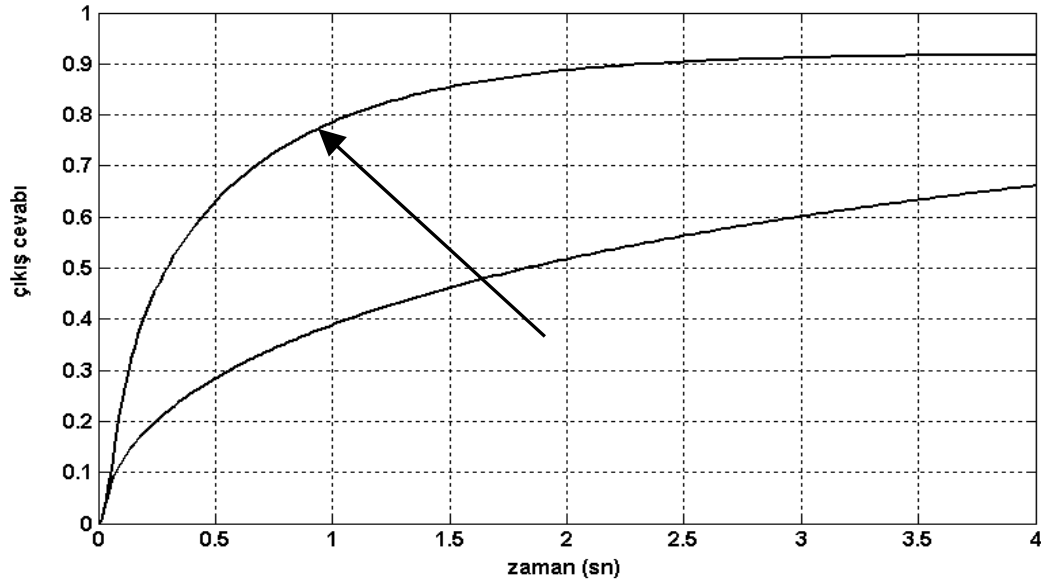
Şekil 4.16. α Arttırıldığında adaptif PID bulanık denetleyici sisteminin çıkış cevabı



Şekil 4.17. a_1 arttırıldığında adaptif PID bulanık denetleyici sisteminin çıkış cevabı



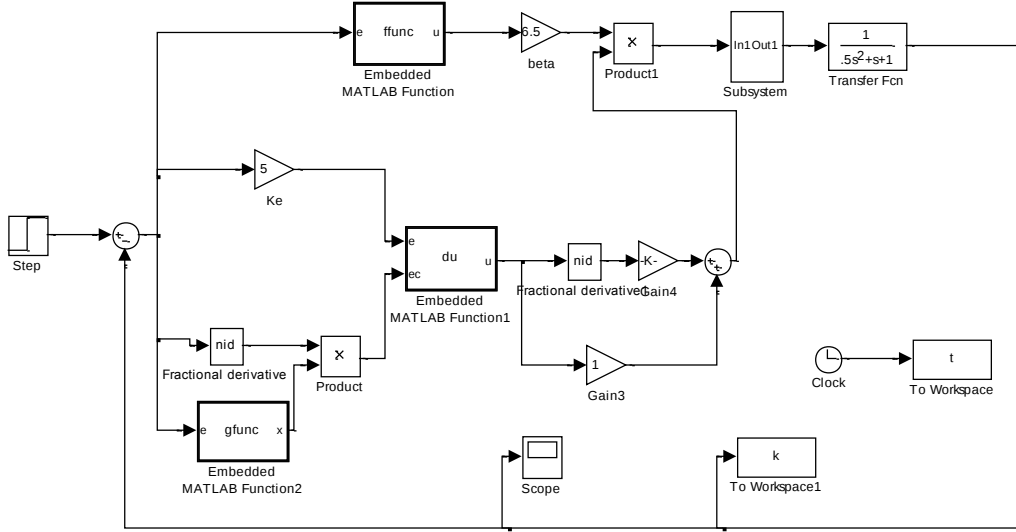
Şekil 4.18. a_2 artırıldığında adaptif PID bulanık denetleyici sisteminin çıkış cevabı



Şekil 4.19. b_1 artırıldığında adaptif PID bulanık denetleyici sisteminin çıkış cevabı

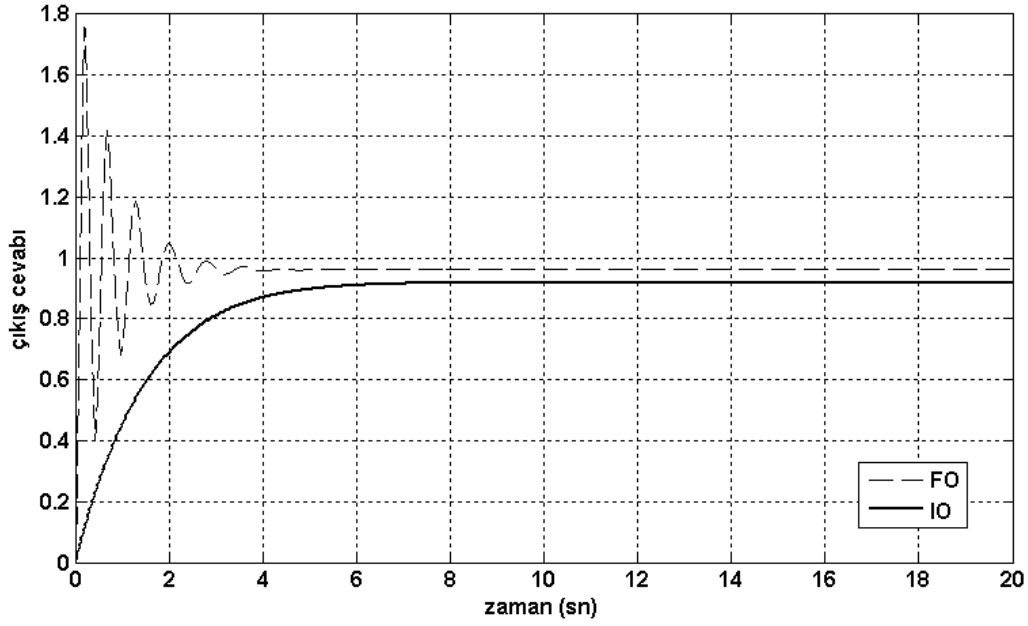
Burada ok yönünde b_1 değeri artınca sistemin cevabında kalıcı durum hatasının azaldığı görülmektedir.

4.5. Adaptif $PI^\lambda D^\mu$ Bulanık Denetleyici Simülasyonu



Şekil 4.20. Tasarlanan adaptif $PI^\lambda D^\mu$ Bulanık Denetleyici blok diyagramı

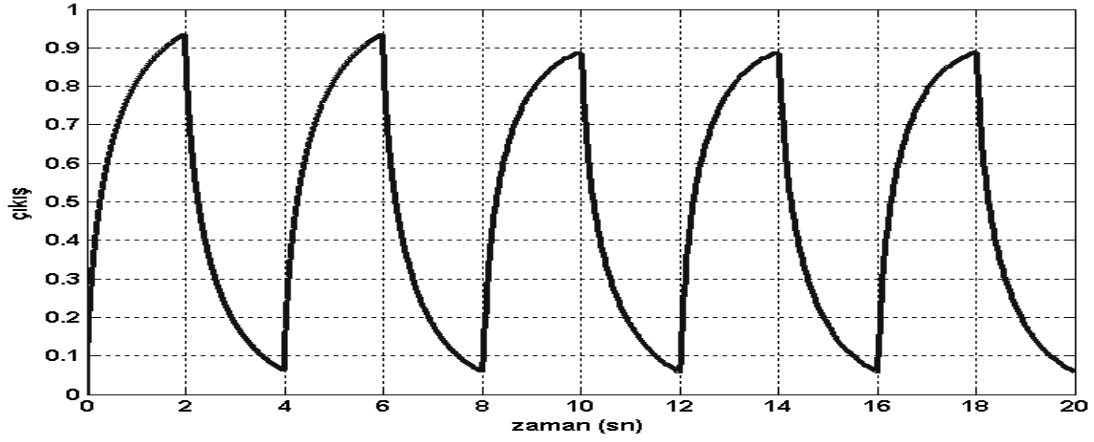
Şekil 4.20’de gösterildiği gibi adaptif $PI^\lambda D^\mu$ bulanık denetleyicinin adaptif PID bulanık denetleyiciden farkı, hatanın kesirli dereceden türevinin alınmış olması ve denetleyici çıkışının kesirli derece integralinin alınmasıdır. Adaptif $PI^\lambda D^\mu$ bulanık denetleyiciyi, Adaptif PID bulanık denetleyiciyi karşılaştırmak için her iki sistemde $a_1=1.3$; $a_2=0.25$; $b_1=4.3$; $b_2=0.8$ alınarak şekil 4.15 ve 4.20’ deki kontrol sistemlerinin girişlerine birim basamak uygulanmıştır. Alınan çıkış cevapları şekil 4.21’ de gösterilmiştir.



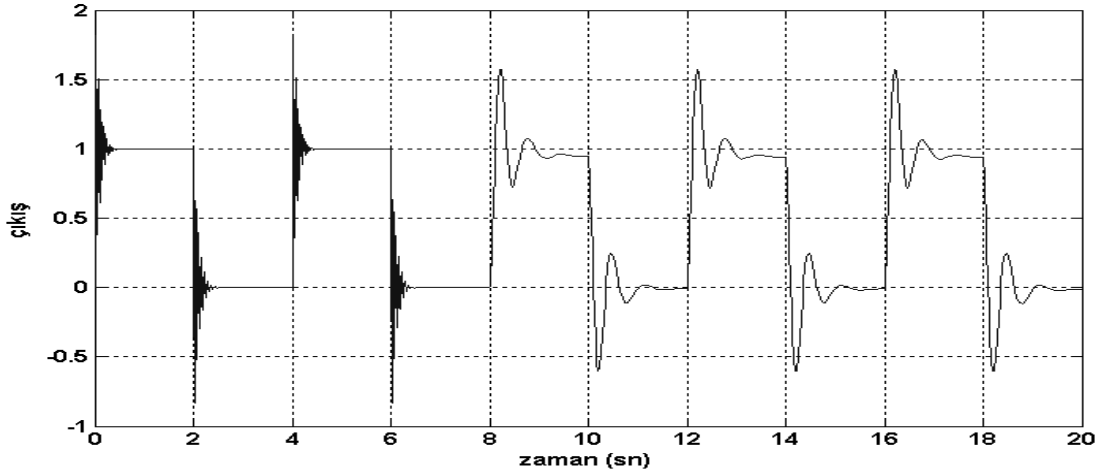
Şekil 4.21. Adaptif $PI^{\lambda}D^{\mu}$ ve adaptif PID bulanık denetleyici çıkış cevapları

Şekil 4.21’ de Adaptif $PI^{\lambda}D^{\mu}$ bulanık denetleyici kullanılan sistemin çıkış cevabı oldukça küçük yükselme zamanına ve daha az kalıcı durum hatasına sahip olmuştur. Fakat aşım büyük olmaktadır. Adaptif PID bulanık denetleyicili sistemin büyük yükselme zamanına ve daha çok kalıcı durum hatasına sahiptir. Fakat aşım büyük olmamıştır.

Kontrol sisteminin dayanıklılığını test etmek için sistem girişine periyodu 4 sn olan kare dalga uygulamıştır. Şekil 4.20’ deki sistemin kazancı alt blok sistem (subsystem-kontrol edilen sistemden önceki blok) sayesinde 8. saniyede 1’den 0.02’ye düşürülmüştür. Alınan sonuçlar şekil 4.22’ de gösterilmiştir.



(a)



(b)

Şekil 4.22. (a) Adaptif $PI^\lambda D^\mu$ ve (b) Adaptif PID Bulanık denetleyici Kare Dalga Çıkış Cevapları

Şekil 4.22’ de verilen yarı periyot aralıklarında Adaptif PID Bulanık denetleyici yavaş olduğu için istenilen set noktasına ulaşamamaktadır. Adaptif $PI^\lambda D^\mu$ Bulanık denetleyici çok hızlı çıkış cevabına sahip olduğu için girişten verilen kare dalgayı biraz aşma ile takip etmektedir. Kontrol edilen sistemin katsayısı 8. sn’de değiştirildiğinde Adaptif PID Bulanık denetleyicide her yarı periyottaki çıkış cevabı istenilen set değerinin daha altında kalmaktadır. Adaptif $PI^\lambda D^\mu$ Bulanık denetleyicinin çıkış cevabı biraz yavaşlamakta, istenilen noktaya (1 noktasına) çıkarken az miktarda kalıcı hata oluşturmaktadır.

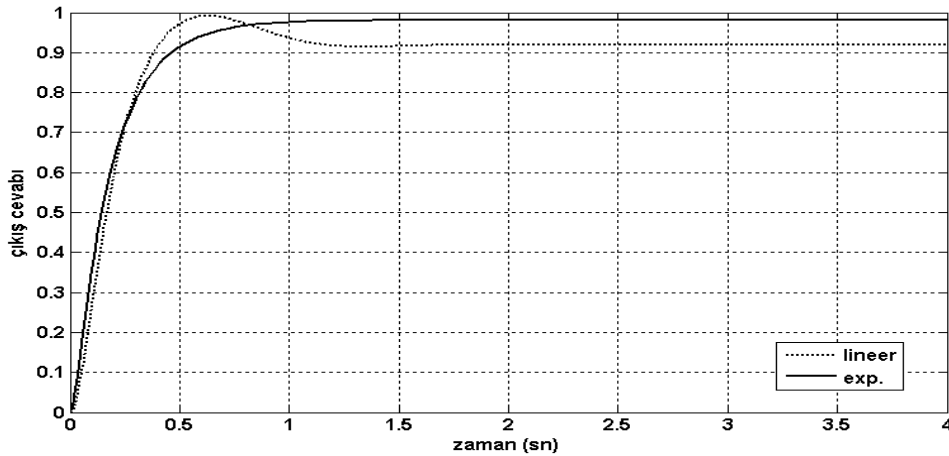
4.6. Yeni Tip Adaptif $PI^{\lambda}D^{\mu}$ Bulanık Denetleyici Tasarımı ve Simülasyonu

Bu çalışmamızda Şekil 4.15’den 4.19’a kadar sırasıyla K_e , α , a_1 , a_2 ve b_1 parametrelerinin çıkış cevabına etkileri incelenmiştir. Sonuçta parametre ayarlamada exponansiyel bir fonksiyon kullanıldığında çıkış cevaplarının daha iyi olacağı kanaatine varılmıştır. Parametreleri adaptif metodla ayarlayan fonksiyonlar 4.11 ve 4.12’de yazılmıştır. Bu iki fonksiyon üstel olduğu için hatanın değişimine daha duyarlı ve hızlı şekilde tepki vermeyi sağlamaktadır.

$$f(e(t)) = a_1 \times e^{|e(t)|} + a_2 \quad (4.11)$$

$$g(e(t)) = b_1 \times e^{-|e(t)|} + b_2 \quad (4.12)$$

Denklem 4.11 ve 4.12’ de kullandığımız exponansiyel denklemler 4.9 ve 4.10’ daki denklemleri (doğrusal) karşılaştırmak için $a_1=1.3$; $a_2=0.25$; $b_1=0.3$; $b_2=0.8$ değerleri alınarak adaptif $PI^{\lambda}D^{\mu}$ Bulanık denetleyici (şekil 4.20) kontrol sisteminin şekil 4.23’ te çıkış cevapları alınmıştır.



Şekil 4.23. Doğrusal ve exponansiyel denklemler için çıkış cevapları

Şekil 4.23’ te parametreleri doğrusal ayarlayan denklem kullanıldığında aşım fazla olmakta ve yükselme zamanı artmaktadır. Parametreleri exponansiyel olarak ayarlayan denklem kullanıldığında ise aşım olmamakta, yükselme zamanı ve kalıcı durum hatası azalmaktadır.

5.TARTIŞMA VE SONUÇLAR

Bu çalışmada, Zhi-Wei Woo ark. [32] ayrıca konuya paralel Wu Zhi Qiao ve ark. [34] yapmış oldukları çalışmalar detaylı şekilde incelenmiştir. Bu çalışmalarda önce PID ve $PI^{\lambda}D^{\mu}$ bulanık denetleyicilerin bir transfer fonksiyonu kullanarak simülasyonları gerçekleştirilmiş, sistemin çıkış cevapları alınmış ve sonuçları karşılaştırılmıştır. Sonra adaptif PID ve $PI^{\lambda}D^{\mu}$ bulanık denetleyicilerin yine aynı transfer fonksiyonu kullanarak simülasyonları gerçekleştirilmiş sonuçlar karşılaştırılmıştır. Bu sonuçlarda her iki durumda (adaptif ve adaptif olmayan) kesir dereceli kontrol sistemlerinin tamsayı dereceli kontrol sistemlerine göre daha hızlı cevap verdiği görülmüştür. Ayrıca kesirli dereceli kontrol sistemlerinde kalıcı durum hatasının daha az olduğu belirlenmiştir. Fakat kesirli dereceli kontrol sistemlerinin çıkış cevabında aşma olmaktadır. Tamsayı dereceli kontrol sistemlerinde ise çıkış cevabında aşma olmamakta fakat kalıcı durum hatası ve yükselme zamanı büyük olmaktadır.

Bu çalışmamızda PID ve $PI^{\lambda}D^{\mu}$ bulanık denetleyiciler için K_e, K_d , α ve β 'nın değişmesi durumunda sistemin birim basamak cevapları çizilmiş ve yorumları yapılmıştır. Daha sonra adaptif PID ve $PI^{\lambda}D^{\mu}$ bulanık denetleyiciler için K_e , α , a_1 , a_2 ve b_1 parametrelerinin değişimi için sistemin çıkış cevapları çizilmiş ve bu parametrelerin bu denetleyicilere olan etkileri belirlenmiştir.

Adaptif PID ve $PI^{\lambda}D^{\mu}$ bulanık denetleyicilerin dayanıklılığını test etmek için her iki denetleyicinin girişine kare dalga uygulanmış ve çevresel faktörlerin kontrol edilen sisteme etkisini incelemek için bu sistemin kazancı 1'den 0.02'ye düşürülmüş ve çıkış cevapları çizilmiştir. Tamsayı dereceli adaptif PID' nin çıkış cevabının daha yavaşladığı görülmüştür. Bu nedenle adaptif $PI^{\lambda}D^{\mu}$ bulanık denetleyicinin daha dayanıklı olduğu tespit edilmiştir.

Tezde bulduğumuz adaptif parametreleri ayarlayan denklemler Wu Zhi Qiao ve ark. [34]'nın bulduğu doğrusal denklemlere göre kontrol sisteminin daha iyi çıkış cevabı vermesini sağlamıştır. Bunun nedeni tespit ettiğimiz parametre ayarlayan denklemlerin hatanın değişimine exponansiyel olarak cevap vermesidir. Gelecekte konunun devamı olarak aşağıdaki çalışmalar yapılabilir.

- Simulink programı ve veri yakalama kartı kullanarak bu tezde anlatılan kontrol sistemlerinin uygulaması gerçekleştirilebilir.
- ARM v.b. mikrodenetleyiciler kullanarak sistem modüler olarak tasarlanabilir.
- Değişik üyelik fonksiyonları (yamuk, gauss v.b.) ve değişik transfer fonksiyonları kullanarak sistemin kontrolü gerçekleştirilebilir.
- Kesir dereceli türev ve integratörün dereceleri adaptif metotla ayarlanarak çıkış cevabı incelenebilir.
- Bulanık denetleyici çıkışındaki integratör iptal edilerek denetleyici girişine bağlanıp bu durumda çıkış cevaplarının nasıl etkilendiği görülebilir.
- $PI^\lambda D^\mu$ bulanık denetleyicinin tamsayı dereceli PID' de olduğu gibi u çıkışının kesirli dereceli matematiksel ifadesi bulunduktan sonra incelenebilir.
- Şekil 3.5' teki PID yapısında bazı sabitler keyfi seçildikten sonra üyelik fonksiyonlarının sistemin kararlılığını nasıl etkilediği bulunabilir. Aynı işlem $PI^\lambda D^\mu$ bulanık denetleyici için şekil 3.5' teki gibi yapı elde edildikten sonra uygulanabilir.

6. KAYNAKLAR

- [1] K. B. Oldham, J. Spanier (1974) The Fractional Calculus. Academic Press, New York.
- [2] K.S.Miller, B.Ross(1993) An Introduction to the Fractional Calculus and Fractional Differential Equations. Wiley, New York.
- [3] Y.Q.Chen, K.L.Moore(2002) Discretization schemes for fractional order differentiators and integrators. IEEE Trans. Circuits Systems-I Fund. Theory Appl. 49(3): 363-367.
- [4] A.M.A.El-sayed, A.E.M.El-mesiry, H.A.A.El-saka(2004) Numerical Solution for Multi-term Fractional (Arbitrary) Orders Differential Equations. Computational and Applied Mathematics. 23(1): 33-54.
- [5] F.B.Adda, J.Cresson(2005) Fractional differential equations and the Schrödinger Equation. Applied Mathematics and Computation. 161: 323-345.
- [6] C.C.Cheng, C.Y.Chen, G.T.-C.Chiu(2002) Predictive Control with Enhanced Robustness for Precision Positioning in Frictional environment. IEEE/ASME Trans. On Mechatronics, 7(3): 385-392.
- [7] I.Petras, B.M.Vinagre(2002) Practical Application of Digital Fractional-Order Controller to Temperature Control. Acta Montanistica Slovaca. 7(2): 131-137.
- [8] T.Clarke, B.N.Narahari Achar , J.W.Hanneken(2004) Mittag-Leffler Functions and Transmission Lines. Journal of Molecular Liquids. 114:159-163.
- [9] M. Caputo, Elasticita e Dissipazione, Bologna: Zanichelli, 1969.
- [10] T. F. Nonnenmacher ve W. G. Glöckle, A Fractional Model for Mechanical Stress Relaxation, Philosophical Magazine Lett., vol. 64, no. 2, pp. 89–93, 1991.
- [11] Friedrich, Relaxation and Retardation Functions of the Maxwell Model with Fractional Derivatives, Rheol. Acta., vol. 30, pp. 151–158, 1991.
- [12] S. Westerlund, Capacitor Theory, IEEE Trans. Dielectrics Electron. Insulation, vol. 1, no. 5, pp. 826–839, 1994.
- [13] Caldero' n A. J., Vinagre B. M. and Feliu V., 'Fractional order control strategies for power electronic buck converters', Signal Processing 86, 2006, 2803–2819.
- [14] Feliu-Batlle V., Pe'rez R. R. and Rodri'guez L.S, 'Fractional Robust Control of Main Irrigation Canals with Variable Dynamic Parameters', Control Engineering Practice, Volume 15, Issue 6, 2007, 673-686
- [15] Li, W. and Fellow, Y. H., 'Vibration Suppression Using Single Neuron-Based PI Fuzzy Controller and Fractional-Order Disturbance Observer', IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 54, NO. 1, FEBRUARY 2007 117,126
- [16] Barbosa R. S., Machado J. A.T and Jesus I. S., ' On the Fractional PID Control of a Laboratory Servo System', Proceedings of the 17th World Congress The International Federation of Automatic Control Seoul, Korea, July 6-11, 2008, 15273-15278

- [17] G. Bal, E. Bekiroğlu, Ş. Demirbaş, İ. Çolak (2004). "Fuzzy logic based DSP controlled servo position control for ultrasonic motor". *Energy Conversion and Management*, 45/20(3139-3153).
- [18] B. M. Vinagre, I. Podlubny, L. Dorcak, ve V. Feliu, On Fractional PID Controllers: A Frequency Domain Approach, IFAC workshop on Past, present and future of PID control, pp. 53–58, Terrasa, Spain, 2000.
- [19] I. Petras, ve M. Hypiusova, Design of Fractional Order Controllers Via H_∞ Norm Minimization, *Selected Topics in Modeling and Control*, vol. 3, pp. 50–54, 2002.
- [20] Y. Q. Chen, ve K. L. Moore, Discretization Schemes for Fractional Order Differentiators and Integrators, *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, vol. 49(3), pp. 363–367, 2002.
- [21] Y. Q. Chen ve K. L. Moore, Analytical Stability Bound For a Class of Delayed Fractional-Order Dynamic Systems, *Nonlinear Dynamics*, 29, pp. 191-200, 2002.
- [22] Y. Q. Chen, B. M. Vinagre ve I. Podlubny, Continued Fraction Expansion Approaches to Discretizing Fractional Order Derivatives — An Expository Review, *Nonlinear Dynamics*, vol.38, pp. 155–170, 2004.
- [23] D. Xue ve Y. Q. Chen, A comparative Introduction of Four Fractional Order Controllers, *Proceeding the 4th World Congress, Intelligent Control and Auto*, vol. 4 pp. 3228-3235, 2002.
- [24] S. E. Hamamci, An Algorithm for Stabilization of Fractional-Order Time Delay Systems Using Fractional Order PID Controllers, *IEEE Trans. On Automatic Control*, vol. 52, pp. 1964-1969, 2007.
- [25] Hao Ying, Theory and application of a novel fuzzy PID controller using a simplified Takagi-Sugeno rule scheme , The University of Texas Medical Branch, Galveston, USA
- [26] Ching-Hung Lee and Ching-Cheng Teng , Calculation of PID controller parameters by using a fuzzy neural network, *ISA Transactions* 42 (2003) 391–400 Taiwan, Republic of China
- [27] I. Podlubny, Fractional-Order Systems and $PI^\lambda D^\mu$ Controllers, *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 44, no. 1, pp. 208–214, 1999.
- [28] Saptarashi Das, Indranil Pan, Shantanu Das and Amitava Gupta, A novel fractional order fuzzy PID controller and its optimal time domain tuning based on integral performance indices, *India, Engineering Applications of Artificial Intelligence* 25 (2012) 430–442.
- [29] Development of the PID controller S Bennett-Control Systems, *IEEE* (Volume: 13, Issue:6), 1993
- [30] I. Podlubny, *Fractional Differential Equations*, Vol. 198, *Mathematics in Science and Engineering*, New York and Tokyo, Academic Press, 1999.
- [31] Huang, Shou-Heng, 1994, *Advabced Fuzzy Logic Controllers and Self-Tuning Strategy*, Iowa State University, Ph.D.
- [32] Zhi-Wei Woo, Hung-Yuan Chung* and Jin-Jye Lin, A PID type fuzzy controller with self-tuning scaling factors , Department of Electrical Engineering, National Central University, Chung-Li, 32054, Taiwan
- [33] B.M. Mohan * ve Arpita Sinha , Analytical structure and stability analysis of a fuzzy PID controller , Department of Electrical Engineering, Indian Institute of Technology, Kharagpur 721302, India

- [34] Wu Zhi Qiao* ve Masaharu Mizumoto, PID Type Fuzzy Controller and Parameters Adaptive Method , Fuzzy Sets and Systems 78 (1996), 23-35Set
- [35] Saptarashi Das, Indranil Pan, Shantanu Das and Amitava Gupta, A novel fractional order fuzzy PID controller and its optimal time domain tuning based on integral performance indices, India, Engineering Applications of Artificial Intelligence 25 (2012) 430–442.
- [36] Neşet Baysal, Adaptif Ağ Yapısına Dayalı Bulanık Çıkarım Sisteminin (ANFİS) Sayısal İşaret İşlemci ile Gerçekleştirilmesi ve Uygulaması ,Yüksek Lisans tezi, İnönü Üniversitesi, Malatya, 2009
- [37] K.J. Aström and T. Hägglund, PID Controllers, The International Society for Measurement and Control, (1995).
- [38] C. Ma, Introduction of Fractional Order Control and Its Applications Motion Control, Doktora Tezi, The University of Tokyo, (2004).
- [39] I. Podlubny, Fractional-order systems and PI λ D μ controllers, IEEE Trans. Automatic Control vol. 44, 1999, 208–214.
- [40] I. Petras, Control Quality Enhancement by Fractional Order Controllers, Acta Montanistica Slovaca, 3(2), 143-148, (1998).
- [41] C. A. Monje, A. J. Calderon, B. M. Vinagre, Y. Chen and V. Feliu, On Fractional PI λ Controllers: Some Tuning Rules for Robustness to Plant Uncertainties, Nonlinear Dynamics, 38(1-2), 369-381, (2004).
- [42] L..A. Zadeh, “Fuzzy algorithms,” Information and Control, vol. 12, pp. 94-102, 1968.
- [43] C.C. Lee, “Fuzzy Logic in Control Systems: Fuzzy Logic Controllers,” (part I and II), IEEE Tr, Syst. Man Cyber., Vol. 20, No. 2, pp. 405-435, 1990.
- [44] MATLAB: Introduction and Key Features, www.mathworks.com/products/matlab/description1.html
- [45] J.J. Buckley, Fuzzy controllers: further limit theorems for linear control rules, Fuzzy Sets and Systems 36 (1990) 225-233.
- [46] J.J. Buckley, Sugeno type controllers are universal controllers, Fuzzy Sets and Systems 53 (1993) 299-303. -303
- [47] B. Kosko, Fuzzy systems as universal approximators, Proc. IEEE Internat. Conf. on Fuzzy Systems, San Diego (1992) 1153-1162.
- [48] Wang Pei Zhuang, Zhang Hong Min and Xu Wei, Pad-analysis of stability of fuzzy control systems, Fuzzy Sets and Systems 38 (1990) 27--42. -1162..
- [49] D. Peng, H. Zhang, L. Yang and L. Xu, Study of Immune PID Adaptive Controller and Its Applications in Thermal Control System, International Conference on Computational Intelligence and Security, 15-19, 2007, 470-474.
- [50] R. J. Wai and J. D. Lee, Performance comparisons of model-free control strategies for hybrid magnetic levitation system, Electric Power Applications, IEE Proceedings, 152, 2005, 1556-1564.
- [51] E. Poulin, A. Pomerleau, A. Desbiens and D. Hodouin, Development and evaluation of an auto-tuning and adaptive PID controller, Automatica, 32, 1996, 71-82.
- [52] Wang Pei Zhuang, Zhang Hong Min and Xu Wei, Pad-analysis of stability of fuzzy control systems, Fuzzy Sets and Systems 38(1990) 27-42.

7. EKLER

EK 1

```
u=0;
p=0;
i=1;
j=1;
n=0;
x=1;
b=[-1 -0.7 -0.5 -0.3 0; -0.7 -0.4 -0.2 0 0.3; -0.5 -0.2 0 0.2 0.5; -0.3 0 0.2
0.4 0.7; 0 0.3 0.5 0.7 1 ];
ed=[-1 -0.4 0 0.4 1];
ecd=[-1 -0.4 0 0.4 1];
for e=-1:0.1:1
    n=n+1;
    p=0;
    if (e<-0.4&&-1<=e)
        i=1;
    end
    if (e<0&&-0.4<=e)
        i=2;
    end
    if (e<0.4&&0<=e)
        i=3;
    end
    if (e<1&&0.4<=e)
        i=4;
    end
    for ec=-1:0.1:1
        if (ec<-0.4&&-1<=ec)
            j=1;
        end
        if (ec<0&&-0.4<=ec)
            j=2;
        end
        if (ec<0.4&&0<=ec)
            j=3;
        end
        if (ec<1&&0.4<=ec)
            j=4;
        end
        p=p+1;
        x1=min((ed(i+1)-e)/(ed(i+1)-ed(i)),((ecd(j+1)-ec)/((ecd(j+1)-ecd(j)))));
        d1=x1*b(i,j);
        x2=min((ed(i+1)-e)/((ed(i+1)-ed(i))),((ec-ecd(j))/(ecd(j+1)-ecd(j))));
        d2=x2*b(i,j+1);
        x3=min((e-ed(i))/((ed(i+1)-ed(i))),((ecd(j+1)-ec)/((ecd(j+1)-ecd(j)))));
        d3=x3*b(i+1,j);
        x4=min((e-ed(i))/((ed(i+1)-ed(i))),((ec-ecd(j))/(ecd(j+1)-ecd(j))));
        d4=x4*b(i+1,j+1);
        u(n,p)=d1+d2+d3+d4
    end
end
```

```

end
edz=-1:0.1:1;
ecdz=-1:0.1:1;
surf(edz,ecdz,u)
xlabel('hata')
ylabel('hatadeg')
zlabel('u')

```

EK 2

```

u=0;
p=0;
i=1;
j=1;
n=0;
b=[-1 -0.7 -0.5 -0.3 0; -0.7 -0.4 -0.2 0 0.3; -0.5 -0.2 0 0.2 0.5; -0.3 0 0.2
0.4 0.7; 0 0.3 0.5 0.7 1 ];
ed=[-1 -0.4 0 0.4 1];
ecd=[-1 -0.4 0 0.4 1];
x=1;

for e=-1:0.1:1
    n=n+1;
    p=0;
    if (e<-0.4&&-1<=e)
        i=1;

    end
    if (e<0&&-0.4<=e)
        i=2;

    end
    if (e<0.4&&0<=e)
        i=3;

    end

    if (e<1&&0.4<=e)
        i=4;
    end
    for ec=-1:0.1:1
        if (ec<-0.4&&-1<=ec)
            j=1;
        end
        if (ec<0&&-0.4<=ec)
            j=2;
        end
        if (ec<0.4&&0<=ec)
            j=3;
        end
    end
end

```

```

end
if (ec<1&&0.4<=ec)
    j=4;
end
p=p+1;
d1=(b(i,j))-min(((b(i+1,j)-b(i,j))/(ed(i+1)-ed(i)))),ed(i))-min(((b(i,j+1)-
b(i,j))/(ecd(j+1)-ecd(j))),ecd(j));
d2=min(((b(i+1,j)-b(i,j))/(ed(i+1)-ed(i))),e);
d3=min(((b(i,j+1)-b(i,j))/(ecd(j+1)-ecd(j))),ec);
u(n,p)=d1+d2+d3;
    end
end
edz=-1:0.1:1;
ecdz=-1:0.1:1;
surf(edz,ecdz,u)
xlabel('hata')
ylabel('hatadeg')
zlabel('u')

```

ÖZGEÇMİŞ

Funda BAKÇA, 1984 yılında Malatya’da doğdu. İlkokul eğitimini Sakarya İlkokulu’nda , Ortaokul eğitimini Abdulkadir Eriş İlköğretim Okulu ’nda ve lise eğitimini Malatya Turgut Özal Anadolu Lisesi’nde tamamladıktan sonra 2010 yılında İnönü Üniversitesi Elektrik – Elektronik Mühendisliği bölümünden mezun oldu. 2011 yılında , mezun olduğu bölümde yüksek lisans eğitimine başladı. Şu anda Muş Alparslan Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği bölümünde Araştırma Görevlisi olarak görev yapmaktadır.