

**BULANIK MANTIK KONTROLÖR İLE
KLASİK PID KONTROLÖR ALGORİTMALARININ
KARŞILAŞTIRILMASI**

100575

YÜKSEK LİSANS TEZİ
Müh. Çiğdem ERGÜVEN
(504950604011)

100575

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 31 Mayıs 1999
Tezin Savunulduğu Tarih : 16 Haziran 1999

Tez Danışmanı : Doç.Dr. İbrahim EKSİN
Diğer Jüri Üyeleri Doç.Dr. Hakan TEMELTAŞ

Doç.Dr. Metin GÖKAŞAN

İbrahim Eksin
Hakan Temeltas
Metin Gökasan

HAZİRAN 1999

ÖNSÖZ

Günümüzün önemli konularından biri olan Bulanık Mantık Kontrolörler konusunda beni araştırma yapmaya yönelten ve araştırmamı yaparken bana yardımlarını esirgemeyen Sayın Hocam Doç. Dr. İbrahim EKSİN 'e teşekkürlerimi bir borç bilirim. Aynı zamanda araştırmama katkıda bulunan Murat AKIN'a ve Hakan TOĞUÇ'a da teşekkür ederim.

HAZİRAN 1999

Çiğdem ERGÜVEN



İÇİNDEKİLER

KISALTMALAR	VII
TABLO LİSTESİ	VIII
ŞEKİL LİSTESİ	IX
SEMBOL LİSTESİ	XI
ÖZET	XIV
SUMMARY	XVII

1. GİRİŞ

1.1. Bulanık Mantık Kontrolör Kavramı	1
1.2. Bulanık Mantık Kontrolörün Avantajları.	2
1.2.1. Bulanık Mantık Kontrolörün Teorik Avantajları	2
1.2.2. Bulanık Mantık Kontrolörün Pratik Avantajları.	3
1.3. Bulanık Mantık Kontrolörün Günümüzdeki Uygulama Alanları	3

2. MATEMATİKSEL TANIMLAR

2.1. Bulanık Küme	5
2.2. Temel Bulanık İşlemler.	6
2.3. Bulanık İlişki	6
2.4. Bileşke Bulanık İlişki	7
2.5. Normal Bulanık Küme	8
2.6. Konveks Bulanık Küme	8
2.7. Bulanık Sayılar	8
2.8. Bulanık Mantık	9
2.9. Bulanık Gerçekleme	9
2.10. Bulanık Çıkarsama	9
2.11. Bulanık Mantık ve Mantıksal Çıkarsamaya Yaklaşıklık	9
2.12. Dilsel Değişkenler	10

3. BULANIK MANTIK KONTROLÖR (BMK.) YAPISI

3.1. Bulanık Mantık Kontrolör (BMK)	12
3.2. Bulanık Mantık Kontrolörün Temel Yapısı	12
3.2.1. Bulanıklaştırma Arabirimi	
3.2.2. Bilgi Tabanı	13
3.2.3. Karar Verme Mantığı	13
3.2.4. Durulaştırma Arabirimi	13
3.3. Bulanık Koşullu İfadeler ve Bulanık Kontrol Kuralları	14
3.4. İşlemciler	15
3.4.1. Bulanıklaştırma İşlemcisi	15

3.4.2. Cümle Birleştirici İşlemci	15
3.4.3. Durulaştırma İşlemcisi	15
4. BULANIK MANTIK KONTROLÖRÜN TASARIMI	
4.1. BMK'nın Tasarım Parametreleri	16
4.2. Bulanıklaştırma Stratejileri	16
4.3. Bilgi Tabanı	17
4.3.1. Giriş Çıkış Uzayları İçin Ayırıklaştırma	17
4.3.2. Giriş Çıkış Uzayları İçin Normalizasyon	18
4.3.3. Giriş Çıkış Uzaylarının Bulanık Bölümlemesi	18
4.3.4. Bütünsellik	20
4.4. Kural Tabanı	21
4.4.1. Proses Durum ve Kontrol Değişkenlerinin Seçimi	21
4.4.2. Bulanık Kontrol Kurallarının Kaynağı ve Türetilmesi	22
4.5. Bulanık Kontrol Kural Tipleri	23
4.6. Bulanık Kontrol Kurallarının Uygunluğu	24
4.7. Karar Verme Mantığı	26
4.7.1. Bulanık Gerçeklemenin Tanımlanması	26
4.7.2. Bileşke Operatörün Tanımlanması	28
4.7.3. Çıkarım Mekanizmasının Belirlenmesi	29
4.7.3.1. Birinci Tip Bulanık Çıkarsama	29
4.7.3.2. İkinci Tip Bulanık Çıkarsama	30
4.7.3.3. Üçüncü Tip Bulanık Çıkarsama	30
4.7.3.4. Dördüncü Tip Bulanık Çıkarsama	31
4.8. Durulama Stratejisi	32
4.8.1. Max Kriteri Metodu	32
4.8.2. Maksimumların Ortalaması Metodu (MOM)	32
4.8.3. Ağırlık Merkezi Metodu (COA)	33
5. BULANIK MANTIK KONTROLÖR İLE KLASİK PID KONTROLÖR ALGORİTMALARININ KARŞILAŞTIRILMASI	
5.1. Giriş	34
5.2. Hibrit Bulanık P+ID Kontrolör Tasarımı	35
5.3. Hibrit Bulanık P+ID Kontrolörün Formüsel Gösterilimi	36
5.4. Kararlılık Analizi	50
5.5. Üç Farklı Bulanık PID Kontrolör Tasarımının Karşılaştırılması	57
5.5.1. İki Girişli Bulanık PID Kontrolör Tasarımı	57
5.5.2. Tek Girişli Bulanık PID Kontrolör Tasarımı	57
5.5.2.1. Tek Girişli Bire-Bir Bulanık PID Kontrolör Tasarımı	57
5.5.2.2. Tek Girişli Bire-Üç Bulanık PID Kontrolör Tasarımı	60
5.6. Üç Farklı Bulanık Mantık Kontrolör Tasarımının Nonlineer Bir Sistem Üzerinde Klasik PID Kontrolör İle Karşılaştırılması	69
6. SONUÇLAR VE TARTIŞMA	75

KAYNAKLAR	77
EKLER	80
ÖZGEÇMİŞ	87



KISALTMALAR

BMK	: Bulanık Mantık Kontrolör
PID	: Oransal Integral Türevsel Kontrolör
FLC	: Fuzzy Logic Controller
GMP	: İleriye Doğru Çıkarsama
GMT	: Geriye Doğru Çıkarsama
MOM	: Maksimumların Ortalaması Metodu
COA	: Ağırlık Merkezi Metodu
İGBMK	: İki Girişli Bulanık Mantık Kontrolör
TGBBBMK	: Tek Girişli Bire-Bir Bulanık Mantık Kontrolör
TGBÜBMK	: Tek Girişli Bire-Üç Bulanık Mantık Kontrolör



TABLO LİSTESİ

	<u>Sayfa No</u>
Tablo 2.1. Bulanık Küme Örnekleri.....	5
Tablo 4.1. Ayırıklaştırma Tablosu.....	18
Tablo 5.1. Hibrit Bulanık P+ID Kontrolörün Kural Tablosu.....	37
Tablo 5.2. İkinci Dereceden Sisteme İlişkin Performans Analizi Tablosu.....	68
Tablo 5.3. Marjinal Kararlı Sisteme İlişkin Performans Analizi Tablosu.....	68

ŞEKİL LİSTESİ

	<u>Sayfa No</u>
Şekil 2.1 : Dilsel Değişken Hızın Bulanık Küme Gösterilimi.....	11
Şekil 3.1 : BMK'nın Temel Bileşenleri.....	12
Şekil 4.1.a : Üç Terimli Kaba Bulanık Bölümleme.....	19
Şekil 4.1.b : Yedi Terimli İnce Bulanık Bölümleme.....	20
Şekil 4.2 : Kesişme Noktasının Üyelik Değeri 0.5, $\epsilon=0.5$ Bütünselliği.....	21
Şekil 4.3 : Kesişme Noktasının Üyelik Değeri 0.3, $\epsilon=0.3$ Bütünselliği.....	21
Şekil 4.4 : Bulanık Kontrol Kurallarının Uygunluğunun Grafikselsel Gösterilimi.....	25
Şekil 4.5 : Birinci Tip Bulanık Çıkarsamanın Grafikselsel Gösterilimi.....	29
Şekil 4.6 : İkinci Tip Bulanık Çıkarsamanın Grafikselsel Gösterilimi.....	30
Şekil 4.7 : Üçüncü Tip Bulanık Çıkarsamanın Grafikselsel Gösterilimi.....	31
Şekil 4.8 : Durulama Stratejileri Gösterilimi.....	33
Şekil 5.1 : Klasik PID Tip Kontrolör.....	35
Şekil 5.2 : Hibrit Bulanık P+ID Kontrolör.....	36
Şekil 5.2.1 : Tasarlanan Hibrit Bulanık P+ID Kontrolörün Kurallarının Gösterilimi.....	44-47
Şekil 5.3 : Nonlineer Kontrol Sistemi.....	50
Şekil 5.4.A : Birinci Dereceden Sisteme İlişkin İki Girişli Bulanık PID Tasarımı	58
Şekil 5.4.B : Ölü Zamanlı Sisteme İlişkin İki Girişli Bulanık PID Tasarımı	58
Şekil 5.5.A : Birinci Dereceden Sisteme İlişkin Tek Girişli Bire-Bir Bulanık PID Tasarımı.....	59
Şekil 5.5.B : Ölü Zamanlı Sisteme İlişkin Tek Girişli Bire-Bir Bulanık PID Tasarımı.....	59
Şekil 5.6.A : Birinci Dereceden Sisteme İlişkin Tek Girişli Bire-Üç Bulanık PID Tasarımı.....	60
Şekil 5.6.B : Ölü Zamanlı Sisteme İlişkin Tek Girişli Bire-Üç Bulanık PID Tasarımı.....	61
Şekil 5.7.A1 : Birinci Dereceden Sisteme İlişkin İki Girişli Bulanık PID Tasarımının Simulasyon Sonucu.....	62
Şekil 5.7.A2 : Birinci Dereceden Sisteme İlişkin Tek Girişli Bire-Bir Bulanık PID Tasarımının Simulasyon Sonucu.....	62
Şekil 5.7.A3 : Birinci Dereceden Sisteme İlişkin Tek Girişli Bire-Üç Bulanık PID Tasarımının Simulasyon Sonucu.....	62
Şekil 5.7.B1 : Birinci Dereceden Ölü Zamanlı Sisteme İlişkin İki Girişli Bulanık PID Tasarımının Simulasyon Sonucu.....	63
Şekil 5.7.B2 : Birinci Dereceden Ölü Zamanlı Sisteme İlişkin Tek Girişli	

	Bire-Bir Bulanık PID Tasarımının Simulasyon Sonucu.....	63
Şekil 5.7.B3	: Birinci Dereceden Ölü Zamanlı Sisteme İlişkin Tek Girişli Bire-Üç Bulanık PID Tasarımının Simulasyon Sonucu.....	63
Şekil 5.7.C1	: İkinci Dereceden Sisteme İlişkin İki Girişli Bulanık PID Tasarımının Simulasyon Sonucu.....	64
Şekil 5.7.C2	: İkinci Dereceden Sisteme İlişkin Tek Girişli Bire-Bir Bulanık PID Tasarımının Simulasyon Sonucu.....	64
Şekil 5.7.C3	: İkinci Dereceden Sisteme İlişkin Tek Girişli Bire-Üç Bulanık PID Tasarımının Simulasyon Sonucu.....	64
Şekil 5.7.D1	: İkinci Dereceden Ölü Zamanlı Sisteme İlişkin İki Girişli Bulanık PID Tasarımının Simulasyon Sonucu.....	65
Şekil 5.7.D2	: İkinci Dereceden Ölü Zamanlı Sisteme İlişkin Tek Girişli Bire-Bir Bulanık PID Tasarımının Simulasyon Sonucu.....	65
Şekil 5.7.D3	: İkinci Dereceden Ölü Zamanlı Sisteme İlişkin Tek Girişli Bire-Üç Bulanık PID Tasarımının Simulasyon Sonucu.....	65
Şekil 5.7.E1	: Marjinal Kararlı Sisteme İlişkin İki Girişli Bulanık PID Tasarımının Simulasyon Sonucu.....	66
Şekil 5.7.E2	: Marjinal Kararlı Sisteme İlişkin Tek Girişli Bire-Bir Bulanık PID Tasarımının Simulasyon Sonucu.....	66
Şekil 5.7.E3	: Marjinal Kararlı Sisteme İlişkin Tek Girişli Bire-Üç Bulanık PID Tasarımının Simulasyon Sonucu.....	66
Şekil 5.7.D1	: Marjinal Kararlı Ölü Zamanlı Sisteme İlişkin İki Girişli Bulanık PID Tasarımının Simulasyon Sonucu.....	67
Şekil 5.7.D2	: Marjinal Kararlı Ölü Zamanlı Sisteme İlişkin Tek Girişli Bire-Bir Bulanık PID Tasarımının Simulasyon Sonucu.....	67
Şekil 5.7.D3	: Marjinal Kararlı Ölü Zamanlı Sisteme İlişkin Tek Girişli Bire-Üç Bulanık PID Tasarımının Simulasyon Sonucu.....	67
Şekil 5.8.A	: İki Girişli Bulanık PID'nin Nonlineer Sisteme İlişkin Tasarımı....	71
Şekil 5.8.B	: İki Girişli Bulanık PID'nin Nonlineer Sisteme İlişkin Simulasyon Sonucu.....	71
Şekil 5.9.A	: Tek Girişli Bire-Bir Bulanık PID'nin Nonlineer Sisteme İlişkin Tasarımı.....	72
Şekil 5.9.B	: Tek Girişli Bire-Bir Bulanık PID'nin Nonlineer Sisteme İlişkin Simulasyon Sonucu.....	72
Şekil 5.10.A	: Tek Girişli Bire-Üç Bulanık PID'nin Nonlineer Sisteme İlişkin Tasarımı.....	73
Şekil 5.10.B	: Tek Girişli Bire-Üç Bulanık PID'nin Nonlineer Sisteme İlişkin Simulasyon Sonucu.....	73
Şekil 5.11.A	: Klasik PID Kontrolörün Nonlineer Sisteme İlişkin Tasarımı.....	74
Şekil 5.11.B	: Klasik PID Kontrolörün Nonlineer Sisteme İlişkin Simulasyon Sonucu.....	74

SEMBOL LİSTESİ

μ	: Üyelik Fonksiyonu
χ	: Dilsel Değişken
ε	: Bütünsellik Derecesi
$\cap$	: Kesişim
$\cup$	: Birleşim
$\bar{A}$	: A'nın Tümlenyeni
$\Pi(A/B)$	: A'nın B'ye Olasılığı
R_c	: Bulanık Gerçekleme
K_p	: Oransal Katsayı
K_I	: İntegrasyon Katsayısı
K_D	: Türevsel Katsayı
U	: Çıkış Büyüklüğü
ΔU	: Çıkış Büyüklüğündeki Değişim
e	: Hata Değeri
Δe	: Hatadaki Değişim
K_p^*	: BMK'nın Oransal Katsayısı
ΔU_f	: BMK Kontrolün Çıkış Büyüklüğü
$\ N\ $	: PID İle Kontrol Edilen Nonlineer Sistemin Norm Formundaki Kazancı
$\ \phi\ $	: BMK İle Kontrol Edilen Nonlineer Sistemin Norm Formundaki

BULANIK MANTIK KONTROLÖR İLE KLASİK PID KONTROLÖR ALGORİTMALARININ KARŞILAŞTIRILMASI

ÖZET

Günümüzde bilimin amacı akıllı insan zekasına, daha benzer sistemler geliştirmektir. Bu yüzden kontrol sistemlerinde kullanılan klasik mantık bu amaç için yetersiz kalmaktadır. Çünkü klasik mantığa göre olaylar “var” yada “yok” olarak değerlendirilmektedir. Hava ya sıcaktır yada soğuktur, bir araba ya hızlıdır yada yavaştır. Oysa insan aklının işleyişi böylesine katı kurallara bağlı değildir. Örneğin; sıcak ve soğuk sıfatları kişiden kişiye değişebilir. Dolayısıyla günlük hayatta karşılaşılan herhangi bir önermeyi tamamen yanlış diye bir kenara atmak kadar, ona kesin doğru gözüyle de bakmak yanlıştır. Ancak klasik mantık yaklaşımı kullanıldığında, bir önerme ya doğrudur yada yanlıştır. Arası yoktur.

Bu durum küme kavramına uygulanacak olursa, klasik küme teorisinde söz konusu evrenin elemanları bir A kümesine göre o kümeye üye olanlar ve olmayanlar olmak suretiyle ikiye ayrılırlar. Üye olanların üyelik derecesi 1 dir ve üye olmayanların da üyelik derecesi 0 dır. Halbuki bulanık mantık yaklaşımında, kesin doğru veya kesin yanlış diye bir ayrım yoktur. Bir önermenin de bir doğruluk derecesi olabilir, yani tümüyle her durum için doğru olmayabilir ama içinde bulunulan durumda bir dereceye kadar kabul edilebilir. Aynı durumun benzeri bir yaklaşımda bulanık küme kavramında mevcuttur. Bulanık kümeler üyelik fonksiyonları ile tanımlanırlar. Üyelik fonksiyonları, söz konusu evrenin elemanlarının ele alınan bulanık küme ile temsil edilen kavrama ne derece uyduklarını ve bulanık kümenin temsil ettiği özellikleri ne derece taşıdıklarını gösteren üyelik dereceleri atarlar ki bu üyelik dereceleri çoğunlukla $[0,1]$ kapalı aralığında değerler alan reel sayılardır. $[0,1]$ aralığındaki değer değişimi bir fonksiyonla verilir, buna üyelik fonksiyonu denir. Üyelik fonksiyonları dilsel kurallarla (büyük, küçük, orta, pozitif büyük, negatif orta gibi) betimlenirler. Bu dilsel kurallar koşullu önermelerle bulanık mantık yasaları haline getirilirler. Böylece insanın akıl yürütmesine daha benzer bir yöntem elde edilmiş olur.

Matematikçilerin elinde bir sistemin girdilerine yanıt verecek özel algoritmalar bulunmadığında, bulanık mantık belirsiz niceliklere başvuran “sağduyulu” kurallar kullanarak sistemi denetleyebilir ve betimleyebilir. Bilinen hiçbir matematiksel model bir kamyonun park yerinden yükleme yerine gidişini, kamyonun hareket noktası rastgele seçilebiliyorsa yönetemez. Oysa gerek insan, gerekse bulanık mantık sistemleri, “Kamyon biraz sola dönerse, sen de biraz sağa çevir” gibi pratik ancak kesinlik

taşımayan kurallar kullanarak bu doğrusal olmayan (nonlinear) kılavuzluk işlemini gerçekleştirebilir.

Klasik mantık karmaşık dinamik modeller gerektirdiği halde bulanık mantık daha çok deneyime dayalı, fazla ayrıntılı olmayan modellerle çalışır. Ayrıca bulanık mantık, kontrol ettiği sistemin parametre değişimlerinden etkilenmediği için daha geçerli bir kontrol imkanı sağlar. Dolayısıyla klasik kontrolörlerden olan PID model daha ekonomik ve daha basit görünmesine rağmen, bulanık mantık kontrolörler bu yüksek denetim hızı ve niteliği ile daha ucuza mal olmakta daha doğru kontrol yapmakta ve daha basit bir yapı sergilemektedir. Bu da denetim hızı ve niteliği yüksek kontrol yapmaya olanak verir. Bu ve bunlar gibi bir çok sebepten dolayı bulanık mantık, ilk önceleri sadece teorik bir araştırma alanı olarak ortaya çıkmasına rağmen daha sonra pek çok uygulama alanı bularak, günümüzün en popüler konularından biri olmuştur.

Bu çalışmada da günümüzün böylesi önemli konularından olan bulanık mantık beş bölümde incelenmiştir. Birinci bölümde bulanık mantık kontrol kavramı, ikinci bölümde bulanık mantığa ilişkin matematiksel ifadeler, üçüncü ve dördüncü bölümde de bulanık mantık kontrolörün yapısı ve tasarımı hakkında bilgi verilmiş olup, çalışmanın son bölümünde üç ayrı bulanık PID kontrolör (iki girişli, tek girişli bire-bir ve tek girişli bire-üç olmak üzere) tasarlanıp, bunların birinci dereceden, ikinci dereceden, marjinal kararlı sistemler ve bu sistemlerin ölü zamanlı yapıları üzerinde karşılaştırılması yapılmıştır. Kararlılık konusundaki soru işaretlerine de, hibrit bir bulanık P+ID kontrolör seçilerek üzerindeki analizlerle çözüm getirilmiştir. Ayrıca bu üç bulanık PID kontrolörün, klasik PID kontrolörle lineer olmayan bir sistem üzerinde karşılaştırılması yapılarak, elde edilen sonuçlar yorumlanmıştır.

COMPARATIVE STUDY OF PID CONTROLLERS AND FUZZY LOGIC CONTROLLERS

SUMMARY

Fuzzy control was first introduced in the early 1970's in an attempt to design controllers for systems that are structurally difficult to model due to naturally existing nonlinearities and other modelling complexities. During the past years, fuzzy control has emerged as one of the most active and fruitful areas for research in the application of fuzzy theory.

Fuzzy theory is a mathematical theory, and what is called fuzziness takes in one aspect of uncertainty. Fuzziness is ambiguity that can be found in the definition of a concept or the meaning of a word. For example, the uncertainty in expressions like "old person", "high temperature", or "small number" can be called fuzziness.

Up to now probability has been the only uncertainty with which mathematics has worked. The uncertainty of probability generally relates to the occurrence of phenomena, as symbolized by the concept of randomness. For example, "it will rain tomorrow", "roll the dice and get a three" have the uncertainty of phenomenological occurrences.

Randomness and fuzziness differ in nature; that is, they are different aspects of uncertainty. For example since the uncertainty of "it will rain tomorrow" comes about because of a prediction made before tomorrow arrives, it will be clarified by the passage of time and arrival tomorrow. The uncertainty in "roll the dice and get a three" is also a product of guessing before the roll, and if we actually roll dice and test it, the proposition becomes certain. However, the uncertainty found in "old person" or "high temperature" is not clarified by the passage of time or testing. The ambiguity lies in the meaning of the words, and since it is an essential characteristic of the words, it always follows them around to some extent.

When designing a control system, an initial step is to obtain a mathematical model for the plant and controller. This model represents the formulation of prior information into an analytic structure, but many real world systems have unknown parameters or highly complex and nonlinear characteristics. Attempts to overcome these difficulties have led to research into very complex controllers, which may cause difficulties when applied.

Fuzzy logic control appears very useful when the processes are too complex for analysis by conventional quantitative techniques. Experiences show that the fuzzy logic control yields results superior to those obtained by conventional control algorithms in the complex situation where the system or parameters are difficult to obtain. Other advantages of fuzzy control are; 1-it can work with less precise inputs; 2-it doesn't need fast processors; 3-it needs less data storage in the form of membership functions and rules than conventional look up table for nonlinear controllers; and 4-it is more robust than other nonlinear controllers.

Fuzzy logic is much closer in spirit to human thinking and natural language than the traditional logical systems. Viewed in this perspective, the essential part of the FLC (Fuzzy Logic Controller) is a set of linguistic control rules related by the dual concepts of fuzzy implication and compositional rule of inference. Then, the FLC provides an algorithm which can convert the linguistic control strategy based on expert knowledge into an automatic control strategy.

The components of conventional and fuzzy systems are quite alike, differing mainly in that fuzzy systems contain “fuzzifiers” which convert inputs into their fuzzy representations, and “defuzzifiers” which convert the output of the fuzzy process logic into “crisp” (numerically precise) solution variables.

In a fuzzy system, the values of fuzzified input execute all the rules in the knowledge repository that have the fuzzified input as part of their premise. This process generates a new fuzzy set representing each output or solution variable. Defuzzification creates a value for the output variable from that new fuzzy set.

For physical systems, the output value is often used to adjust the setting of an actuator that in turn adjusts the state of physical system. The change is picked up by the sensors, and the entire process starts again.

In contrast, a PID controller is based on a rigorous mathematical model of some linear process. These models develop, by means of root locus or some other method, a set of equations that describe the stable equilibrium state of control surface with coefficients being assigned to the proportional, integral and derivative aspects of the system. A PID controller reads a precise sensor value, applies the mathematical model, and produce a specific output from mathematical algorithm.

While the PID model may seem the simpler and hence, the more economical representation, the contrary is more often true. Fuzzy controllers are in fact easier to prototype and implement, simpler to describe and verify, and can be maintained and extended with greater accuracy in less time.

This study has five parts. In the first part, it has been given an introduction to fuzzy logic. In the second part, mathematical relations of fuzzy logic. In the third and fourth part, fuzzy logic controller's principals and fuzzy logic controller's design have been explained. At the final part of study, three different types of fuzzy PID controllers, using one and two input inferences, are investigated and also we designed a hibrit fuzzy P+ID controller in an incremental form. This controller is constructed by using an incremental fuzzy logic controller in place of the proportional term in a conventional PID controller. By using the the bounded-input/bounded-output "small gain theorem", the sufficient condition for stability of this controller is derived. Based on condition, we modify the Ziegler and Nichols approach to design the fuzzy P+ID controller. In this case, th stability of a system remains unchanged after the PID controller is replaced by fuzzy P+ID controller without modifying the original controller parameters. Finally, this three controllers are used to control a nonlinear system. Numerically simulation results demonstrate the effectiveness of the fuzzy P+ID controller in comparison with the conventional PID controller.

1. GİRİŞ

1.1.BULANIK MANTIK KAVRAMI

Mühendislikte ve diğer bilim dallarında, sistemler, kesin matematik modelleri kullanılmak suretiyle modellenirler. Klasik kontrol teorisi de oluşturulan bu modeller yardımıyla güçlü analiz ve iyi çözümler üretebilir. Fakat sistemin kesin matematik modelinin bilinmediği durumlarda, klasik mantık ya hiç çözüm üretememekte ya da istenen performansı sağlayamamaktadır.

Klasik mantığın bu gibi durumlarda yetersiz gelmesi ve insan aklının işleyişini yeterince yansıtamaması bilim adamlarının bulanık mantığın üzerine eğilmesine neden olmuştur. İlk kez 1965 yılında Lofti A. Zadeh tarafından yazılan bir makalede, matematiksel bir düşünce olarak ortaya atılmıştır. [1]

Bulanık mantığın temel amacı, insanların tam ve kesin olmayan bilgiler ışığında, tutarlı ve doğru kararlar vermelerini sağlayan, düşünme ve karar verme mekanizmalarının modellenmesidir. Temel olarak çok değerli mantık, olasılık, yapay zeka ve yapay sinir ağları alanları ile ilişkilidir.

Bulanık mantık olayların oluşum olasılığından çok oluşum derecesiyle ilgilenir. Bundan dolayı bazı bilim adamları bulanık mantığı olasılığın bir devamı olarak düşünmüşlerdir. Fakat ikiside oldukça farklı kavramlardır. Olasılık, bir şeyin olup olamayacağını ölçer. Bulanıklık ise bir olayın ne dereceye kadar olduğunu ölçer.

Aralarındaki farkı anlamak için bir örnek verelim; Bir çölde mahsur kaldığınızı ve uzun süredir hiç su içmediğinizi düşünün. Karşınıza içi sıvı dolu iki cam şişe çıkıyor. Bunlardan birincisinin üzerinde 0,91 olasılıkla içilebilir su, ikincisinin üzerinde üyelik derecesi 0,91 yani içilebilir su sınıfına 0,91 olasılıkla aittir yazıyor. Şimdi “ bu sıvılardan hangisini içmeliyiz ?” sorusuna yanıt bulmaya çalışalım.

Birincisinin 0,91 olasılıkla içilebilir su olması demek, % 9 olasılıkla da suya benzer renksiz bir sıvı olmasını gerektirir. Bu renksiz sıvıda örneğin; Hidroklorik asit (HCl) olabilir. İçilebilir su sınıfına 0,91 üyelik derecesi ile ait olmak ise, ikincisinin 0,91 kalitede iyi bir su olmasını gerektirir. Bu durumda, anlaşıldığı gibi ikinci şişe tercih edilir. Sonuç olarak bu iki ifade de belirsizliği tanımlamasına rağmen birbirinden farklıdır. [2]

Bulanık mantık, insanların günlük yaşamda çok kullandığı “az”, “çok”, “biraz” gibi dilsel terimlerden yararlanır. Bu şekilde, kesinlik taşıyan ifadeleri “açık / kapalı”, “ sıcak / soğuk ” gibi yumuşatıp “ az açık / az kapalı ”, “ serin / ılık ” gibi ifadelere dönüştürerek gerçek dünya ile bağlantı kurmuş olur.

İlk önceleri sadece teorik bir araştırma olarak çıkmış olan bulanık mantık, artık günümüzde pek çok sahada uygulama alanı bulmuştur. Bu uygulama alanlarının arasında en belirgin olanları bilgisayar bilimleri, tıp, sosyal bilimler, yapay zeka, uzman sistemler ve kontrol sayılabilir. Tüm bu uygulama alanları içinde en dikkate değer olanı, kontrol alanındaki uygulamalardır. Dolayısıyla, özellikle 1980 yılından sonra endüstriyel kuruluşların ilgisi bu alana kaymıştır. Böylece bulanık mantık her geçen gün gerek teorik alanda, gerekse uygulama alanında gelişmesini sürdürerek, biz mühendisler için önemli bir teknoloji olarak karşımıza çıkmaktadır. [3,4]

1.2. BULANIK MANTIK KONTROLÜN AVANTAJLARI

Bu bölümü, teorik ve pratik olmak üzere iki başlık altında incelemek uygun olacaktır. Buna göre;

1.2.1. BULANIK MANTIK KONTROLÜN TEORİK AVANTAJLARI

1- Sistemin matematik modelinin çıkarılmasının çok güç olduğu durumlarda en önemli bilgiler iki kaynaktan gelir. Bunlardan biri sensörler ki bunlar durum değişkenlerinin sayısal değerlerini gösterirler. Diğeri ise operatör deneyimleridir ki

bunlar da sistem hakkında operatörün dilsel tanımlamaları ve kontrol talimatlarını içerirler.

Bulanık kontrol bu bilgilerden yararlanırken klasik kontrol bu bilgilerden faydalanamaz. İyi mühendislik yaklaşımının, mevcut olan bütün bilgilerin kullanımını gerektirdiği düşünülürse, sistem hakkındaki bilgilerin bu türden olduğu durumlarda bulanık kontrol en iyi seçimdir.

2- Bulanık kontrol, serbest model yaklaşımına dayanır. Kontrol edilecek sistemin matematiksel modeline ihtiyaç duymaz. Günümüzde çok karmaşık sistemlerle karşı karşıya kalınıldığı düşünülürse, serbest model yaklaşımı da oldukça artan bir öneme sahiptir.

3- Bulanık kontrol ile edilen kontrolör nonlinear kontrolördür. Bu yüzden bulanık kontrolörün parametreleri dikkatlice seçilerek nonlinear sistemlerin kontrolü de yapılabilir.

1.2.2. BULANIK MANTIK KONTROLÜN PRATİK AVANTAJLARI

- 1- Anlaşılması kolaydır. Çünkü bulanık kontrol insanın kontrol stratejisini taklit eder.
- 2- Gerçeklenmesi basittir, çok sayıda paralel işleme izin verir.
- 3- Diğer sistemlere göre yazılımları basit olduğundan, uygulamalar ucuza mal olmakta ve yapılan işler basitleşmektedir. Bu yüzden bulanık kontrol yüksek performans / maliyet oranına sahip bir yaklaşımdır. [3,4]

1.4. BULANIK MANTIĞIN GÜNÜMÜZDEKİ UYGULAMA ALANLARI

Geçen bir kaç yıl boyunca, bulanık mantık oldukça büyük bir uygulama sahası bulmuştur. Özellikle bulanık küme teorisi üzerine yapılan araştırmaların yerine oturması ve çoğu alanda, bulanık mantıklı sağduyulu modellerin standart matematik

modellerden daha yararlı sonuçlar vermesi nedeniyle, bulanık mantık günümüzün en önemli konularından biri olmuştur.

Bulanık mantığın ilk önemli uygulaması çimento sanayinde olmuştur. Bu sanayide değirmen içerisindeki sıcaklık ve oksijen oranı kaliteli bir ürün elde etmek için son derece önemlidir. Ayrıca ısı ve karbonmonoksit oranı gibi bilgilerin doğruluğu da iyi bir çalışma düzeni elde edilebilmesi için gereklidir. Bu şartlar altında 1980 yılında Danimarka'da bir firma geleneksel kontrolör yerine bir bulanık mantık kontrolör kullanmış ve çok başarılı sonuçlar veren bir uzman sistem geliştirmiştir.

İkinci ve aynı zamanda en önemli bulanık kontrol uygulaması 1987 yılında Japonya' da taşımacılık alanında gerçekleştirilmiştir. Bu Sendai' de kullanılan, gerek insan sürücüler, gerekse geleneksel otomatik kontrolörden daha iyi çalışan metro freni kontrolüdür. Sendai Metrosu kontrolünün böyle bir bulanık mantık sistemine terk edilmesinden sonra, bu alandaki çalışmalarda ve uygulama alanlarında son derece büyük bir artış olmuştur. Özellikle Japonya' da bulanık denetimli ev aletleri ve elektronik ürünler güncel yaşamın bir parçası haline gelmişlerdir.

Bu örnekler altında, bulanık mantığın önemli uygulama alanlarını kısaca özetleyecek olursak; çimento sanayi, su arıtma sistemleri, buhar türbini, nükleer reaktör, asansör ve vinç denetimleri otomobillerin hız ve seyahat kontrolü, uçakların uçuş denetimi otomatik tren çalışmaları, gemiler için optimal rota seçimi ve çeşitli ev aletleri gibi uygulama alanlarından bahsedebiliriz. Ayrıca günümüzde bulanık mantık ve uygulamalarına yönelik yazılım ve donanımlar piyasada hazır bir şekilde bulunmakta olup, bulanık mikroişlemciler de pazarlanmaktadır. [5 , 6]

2. MATEMATİKSEL TANIMLAR

2.1. BULANIK KÜME

İlk defa, professör Zadeh tarafından ortaya atılan bulanık küme teorisi, klasik küme teorisine yeni bir anlayış getirmiştir. Klasik küme teorisinde bir eleman bir kümeye ya aittir yada ait değildir. Ancak insanın karar verme sürecinde kesin farklar, kesin ayrılıklar çoğunlukla bulunmaz. Örnek olarak caddelerden oluşmuş bir küme düşünelim. Bu caddelerden hangisinin uzun sınıfına sokulacağı sorulduğunda kesin bir sınır belirlenemez. Ancak bu caddelerin uzun kabul edilebileceği “ bulanık düzeyler ” vardır. Küme sınırlarındaki bu belirsizlik, bulanık küme teorisinde 0 ve 1 arasında değerler alabilen “ üyelik dereceleri ” ile ifade edilir. Klasik küme teorisinde ise üyelik dereceleri yalnızca 0 ve 1 değerlerini alabilirler. [7] Kısaca bir kümenin elemanları o kümeye [0 , 1] arasında değişen üyelik dereceleri ile ait oluyorsa bu tür kümelere “ bulanık kümeler ” denir. [8]

Bulanık küme kavramını daha iyi anlayabilmek için örnek bir X-yaş kümesini ele alalım.

$$X = \{ 5, 10, 20, 30, 40, 50, 60, 70, 80 \}$$

Bebek, genç, yetişkin ve yaşlı kategorilerine ait bulanık kümeleri şöyle gösterebiliriz.

TABLO 2-1 Bulanık Küme Örnekleri

Bireyler (yaşları)	Bebek	Genç	Yetişkin	Yaşlı
5	0	1	0	0
10	0	1	0	0
20	0	0,8	0,8	0,1
30	0	0,5	1	0,2
40	0	0,2	1	0,4
50	0	0,1	1	0,6
60	0	0	1	0,8
70	0	0	1	1
80	0	0	1	1

Görüldüğü gibi bireyler farklı üyelik dereceleri ile bebek, genç, yetişkin, yaşlı, sınıfına ait olmaktadır. [9] Sonuç olarak bir bulanık küme o kümenin elemanları ve elemanların üyelik dereceleri ile oluşturulabilir. Buna göre;

A bulanık kümesi; χ A kümesinin bir elemanı, $\mu_A(\chi)$ üyelik fonksiyonu, X ise A kümesinin tanımlandığı evren olmak üzere,

$$A = \{ (\chi, \mu_A(\chi)) \mid \chi \in X \} \quad (2.1)$$

şeklinde tanımlanabilir. Burada adı geçen üyelik fonksiyonu bir kümenin elemanlarının o kümeye hangi üyelik derecesi ile ait olduğunu gösteren ve $[0, 1]$ arasında değer alabilen bir fonksiyondur.

2.2. TEMEL BULANIK İŞLEMLER

A ve B üyelik fonksiyonları sırasıyla μ_A ve μ_B olan X evreninde tanımlanmış iki bulanık küme olmak üzere, klasik küme teorisinde tanımlanan temel işlemler onlar içinde tanımlanabilir. Buna göre $\mu \in X$ için,

$$\text{BİRLEŞME} : \mu_{A \cup B}(\chi) = \max \{ \mu_A(\chi), \mu_B(\chi) \} \quad (2.2)$$

$$\text{KESİŞME} : \mu_{A \cap B}(\chi) = \min \{ \mu_A(\chi), \mu_B(\chi) \} \quad (2.3)$$

$$\text{TÜMLEME} : \mu_{\bar{A}}(\chi) = 1 - \mu_A(\chi) \quad (2.4)$$

şeklinde tanımlanır. [10]

2.3. BULANIK İLİŞKİ

Etkin bir kontrol çalışması için, sistem girişleri ve çıkışları arasında bir ilişki oluşturmak gerekir. Bu tür bir ilişki, bulanık bir koşullu önerme kullanılarak sağlanabilir. Sırasıyla U ve Y evrenlerinde tanımlanmış bulanık A giriş değişkeniyle, bulanık B çıkış değişkeni arasındaki koşullu önerme, dilsel bir önermeyle verilir.

$$A \rightarrow B \quad \text{veya} \quad \text{Eğer } A \quad 0 \text{ ZAMAN } B \quad (2.5)$$

Bu önerme şu şekilde ifade edilir; { giriş koşulu A }, { çıkış koşulu B } 'yi gerektirir. Burada A neden B sonucudur. Bir otomobil sistemi için dilsel gerektirme bağıntısına bir örnek yakıt ve hız için şöyle olabilir.

$$\text{Eğer } \{ \text{giren yakıt çok} \} \quad 0 \text{ ZAMAN } \{ \text{hız } 20 \text{ mil/}_{\text{saat}} \text{'den çok büyüktür} \} \quad (2.6)$$

$$R = A \times B \quad (2.7)$$

Sonlu kümeler için R aşağıda gösterilen üyelik fonksiyonuna sahiptir. $(u \in U, y \in Y)$

$$\mu_R(u, y) = \mu_{A \times B}(u, y) = \min [\mu_A(u), \mu_B(y)] \quad (2.8)$$

Sonuç olarak bulanık ilişki R'yi, en açık haliyle

$$R = \{ (u, y) / \min [\mu_A(u), \mu_B(y)] \mid u \in U, y \in Y \} \quad (2.9)$$

şeklinde ifade edebiliriz. [11]

2.4. BİLEŞKE BULANIK İLİŞKİ

Uygulama açısından bileşke ilişki önemli bir yere sahiptir.

$R : A \times B \rightarrow [0, 1]$ 'e bulanık ilişki, $S : B \times C \rightarrow [0, 1]$ 'e diğer bulanık ilişki olsun. Bu durumda A 'dan C 'ye tanımlanmış bileşke bulanık ilişki,

$$R \odot S = U_{A \times C} \{ \max(a, c) / \min [M_R(a, b), M_S(b, c)] \} \quad (2.10)$$

şeklinde tanımlanabilir. Uygulamada en çok kullanılan bileşke bulanık ilişki sup-min ve inf-max bulanık ilişkisidir.

$$R : A \times B \rightarrow [0, 1], \quad S : B \times C \rightarrow [0, 1] \text{ olmak üzere}$$

$$R \odot S = (a, c) = \sup_{z \in Z} \{ \min [R(a, b), S(b, c)] \} \quad (2.11)$$

ile sup-min bileşke ilişkisi tanımlanır. Bu ifade a 'dan b 'ye olan bulanık ilişki ile b 'den c 'ye olan bulanık ilişkilerin güçsüz olanlarından bir küme oluşturmayı ve bu güçsüzlerin en güçlüsünü seçmeyi ifade eder. Kısaca sup-min ilişkisi kötülerin en iyisi anlamına gelir.

$$R \odot S = (a, c) = \inf_{z \in Z} \{ \max [R(a, b), S(b, c)] \} \quad (2.12)$$

ile inf-max bileşke ilişkisi tanımlanır. Bu ifade de a 'dan b 'ye olan bulanık ilişki ile b 'den c 'ye olan bulanık ilişkilerin güçlü olanlarından bir küme oluşturmayı ve bu güçlülerin en güçsüzünü seçmeyi ifade eder. Kısaca inf-max ilişkisi iyilerin en kötüsü anlamına gelir. Bulanık kümelerde $\cap$ kesişim işlemi minimum işlemi ile $\cup$ birleşim işlemi de maximum işlemi ile ifade edildiğinden demorgan kurallarına göre inf-max ve sup-min ilişkileri birbiri cinsinden ifade edilebilir.

demorgan kurallarına göre inf-max ve sup-min ilişkileri birbiri cinsinden ifade edilebilir.

$$\overline{R \odot S} = \overline{R} \otimes \overline{S} \quad (2.13)$$

Uygulamada en çok kullanılan bileşke bulanık ilişki sup-min bulanık ilişkisidir.

2.5. NORMAL BULANIK KÜME

Üyelik fonksiyon derecesi 1 olan, A bulanık kümesine, “ normal bulanık küme ” denir. Başka bir deyişle, formal olarak;

$$\begin{aligned} \max \mu_A(\chi) &= 1 \\ \chi &\in X \end{aligned} \quad (2.14)$$

şeklinde gösterilen bulanık kümeleri “ normal bulanık küme ” olarak ifade edebiliriz.

2.6. KONVEKS BULANIK KÜME

Bulanık kümenin üzerinde tanımlandığı söylem evreninin destekleme kümesi olarak adlandırılabilceği düşüncesiyle; eğer bir destek kümesi, gerçek bir sayı kümesi olduğu zaman ve herhangi bir $[a, b]$ aralığında tüm $\chi \in [a, b]$ için aşağıdaki formül geçerli ise;

$$\mu_A(\chi) \geq \mu_A(a) \wedge \mu_A(b) \quad \wedge = \text{Kesişim sembolü} \quad (2.15)$$

A bulanık kümesi, “ konveks bulanık küme ” dir. [11]

2.7. BULANIK SAYILAR

X evreninde tanımlanan F bulanık kümesi normal ve konveks ise bulanık küme “ bulanık sayı ” olarak adlandırılır. Formal olarak göstermek istersek;

$$\max \mu_F(\chi) = 1 \quad (\text{normal}) \quad \chi \in X \quad (2.16)$$

$$\mu_F(\lambda \chi_1 + (1 - \lambda) \chi_2) \geq \min(\mu_F(\chi_1), \mu_F(\chi_2)) \quad (\text{Konveks}) \quad (2.17)$$

$$\chi_1, \chi_2 \in X \quad \lambda \in [0, 1]$$

şartlarını sağlayan F bulanık kümesi “ bulanık sayı ” dır.

2.8. BULANIK MANTIK

Bulanık kümeler klasik kümelerin genişletilmiş hali olduğuna göre bulanık mantığa da klasik mantığın genişletilmiş hali olarak bakılabilir. Klasik kümeler üzerinde tanımlanmış “ ve, veya, değil ” gibi mantıksal işlemler bulanık kümeler üzerinde de tanımlanabilir. Bulanık kümeler teorisinde bir elemanın üyelik derecesi doğruluk derecesi olarak değerlendirilir. Klasik mantık, işlemlerde doğruluk değeri olarak sadece $\{ 0, 1 \}$ değerlerini kullanırken, bulanık mantıkta $[0, 1]$ aralığındaki sonsuz değer doğruluk değeri olarak kullanılır. Dolayısıyla daha önce bahsedildiği gibi klasik mantıkta bir şey ya “ doğru ” yada “ yanlış ” olabilirken bulanık mantıkta bir şey doğruluk derecesine göre doğru yada yanlış olabilir.

2.9. BULANIK GERÇEKLEME

Bulanık mantığa bulanık gerçekleştirme olarak bakılabilir. Örneğin; $A \Rightarrow B$, Eğer $X=A$ ise $Y=B$ ' dir. A ve B burada bulanık kümelerdir. Örneğin; Ayşe gençse yaşı küçüktür, yada Ayşe gençse küçüktür, bu bir bulanık gerçekleştirmedir. Bir ilişki olarak gerçekleştirimin çok değişik tanımlamaları yapılabilir. Yaygın olarak kullanılan tanım $A \Rightarrow B = A \times B$, $A \times B$ kartezyen çarpımıdır. [12]

2.10. BULANIK ÇIKARSAMA

R U' dan V' ye bulanık ilişki, X U' da tanımlanmış bulanık alt küme Y' de V' de tanımlanmış bir bulanık alt küme olmak üzere $Y=XoR$ şeklinde bir ifade bileşke bulanık çıkarsama olarak adlandırılır ve Y, X bulanık kümesi ve $R(x, y)$ bulanık ilişkisinden çıkarsanabilir denir.

2.11. BULANIK MANTIK ve MANTIKSAL ÇIKARIMSAMAYA YAKLAŞIKLIK

Bulanık mantık ile matematiksel mantıktaki önermelerden çıkarımların farkını daha iyi anlamak için şu önermeleri ve çıkarımları verebiliriz.

Önerme 1 : Kuşlar uçar

Önerme 2 : Serçe bir kuştur.

Sonuç : Serçe uçar.

Bulanık mantıkta ise;

Önerme : Hava çok soğuk ise sıkı giyin

Çıkarım: Hava çok soğuk değil ise biraz sıkı giyinebilirsin.

Bulanık çıkarım 1973 ' de L.Zadeh tarafından önerilen mantıksal yaklaşıma dayanılarak elde edilen çıkarım kurallarına dayanır. [13 , 14]

Genel olarak iki tane çıkarım kuralı vardır. Bunlar ileriye doğru ve geriye doğru çıkarsamadır.

İleri doğru çıkarsama : (GMP: Genarilized Madus Ponens)

Önerme 1 : $x = A'$

Önerme 2 : Eğer $x = A$ o halde $y = B$

Sonuç : $y = B'$

Geriye doğru çıkarsama : (GMT: Genarilized Tollens Ponens)

Önerme 1 : $y = B'$

Önerme 2 : Eğer $x = A$ o halde $y = B$

Sonuç : $y = A'$

A, A', B, B' bulanık kümeler olmak üzere GMP yukarıda da görüldüğü gibi ileri doğru çıkarsama yani nedenden sonuca doğru çıkarsama yöntemidir. GMT ise geriye doğru çıkarsamadır. Burada sonuçtan geriye gidilerek neden çıkarsanmaktadır. BMK' de daha çok GMP yöntemi kullanılmaktadır. [10]

2.12. DİLSEL DEĞİŞKENLER

Dilsel bir değişken ($\chi_1 T(\chi)$, U, G, M) beşlisiyle karakterize edilmektedir.

χ = Değişkenin ismi

$T(\chi) = \chi$ değişkeninin terim kümesidir. Bir başka deyişle χ değişkeninin dilsel değerlerinin isimlerinden oluşan bir kümedir. Bu kümedeki herbir değer bulanık bir sayıdır.

U = Bulanık sayıların tanımlandığı evren,

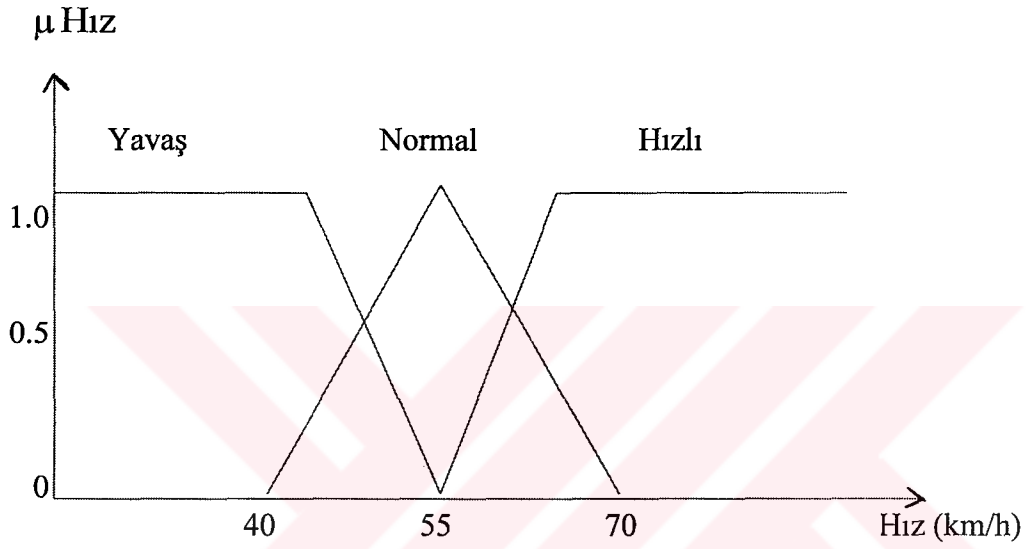
$G = \chi$ değişkeninin değerini üretmek için kullanılan söz dizimi kuralı,

M = Her bir değeri kendi anlamıyla ilişkilendiren anlamsal kural,

Örnek olarak “ hız ” dilsel bir değişken olarak alınırsa, bunun terim kümesi $T (hız)$ aşağıdaki gibi yazılabilir,

$$T (hız) = \{ yavaş, normal, hızlı \}$$

$T (hız)$ 'daki her terim $U = [0 , 100]$ evreninde tanımlanmış bir bulanık küme ile karakterize edilebilir. “ Yavaş ” terimi 40 km/h altını, “ normal ” terimi 55 km/h civarını, “ hızlı ” terimi de 70 km/h üstünü temsil etmek üzere bu terimleri bulanık küme olarak aşağıdaki gibi karakterize edebiliriz. [10]



Şekil 2.1 Dilsel Değişken Hızın Bulanık Küme Gösterilimi

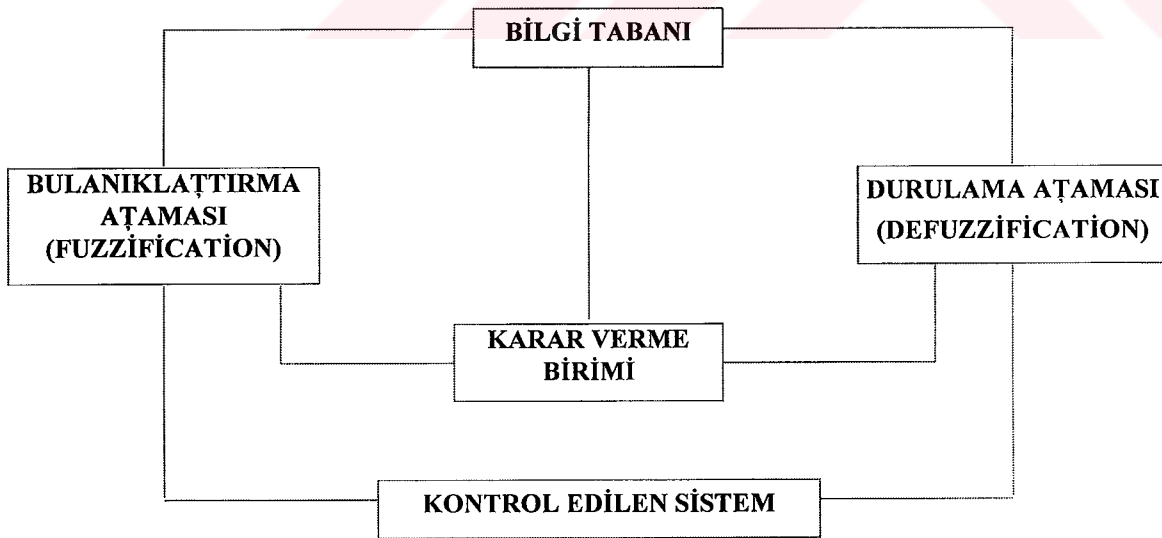
3. BULANIK MANTIK KONTROLÖR (BMK) YAPISI

3.1. BULANIK MANTIK KONTROLÖR (BMK)

Bulanık mantık, insan düşüncesine ve doğal dile klasik mantığa göre daha fazla yakınlık gösterir. Bundan yola çıkarsak bulanık mantık kontrolör (BMK) de, uzman bilgisine dayanan dilsel kontrol stratejisini otomatik kontrol stratejisine dönüştüren bir algoritma, geleneksel kontrol algoritmalarına göre daha iyi sonuç vermektedir. Özellikle işlemlerin geleneksel tekniklerle analiz edilmesinin çok zor olduğu durumlarda veya bilgi sağlayan kaynakların niteliksel olarak eksik yorumlandığı durumlarda BMK çok yararlı olmaktadır. Bu yüzden bulanık kontrolü, geleneksel matematik kontrol ve insan karar yapısı arasındaki yakınlaşma için bir basamak olarak görebiliriz. Bütün bu söylenenlerle beraber, BMK' nın tasarımı için sistematik bir işlem bütünlüğü olduğunu söyleyemiyoruz. [4]

3.2. BULANIK MANTIK KONTROLÖRÜN TEMEL YAPISI

BMK, şekil 3.1 de görüldüğü gibi dört temel bileşenden oluşmuştur. Bunlar; Bulanıklaştırma Arabirimi, Bilgi-Tabanı, Karar Verme Mantığı, Durulaştırma Arabirimi' dir.



Şekil 3.1. B.M.K.'nın Temel Bileşenleri

3.2.1. BULANIKLAŖTIRMA ARABİRİMİ

AŖağıdaki fonksiyonları içerir.

- a) GiriŖ deėiŖkenlerinin değerini ölçer.
- b) GiriŖ bilgisini, uygun bulanık kümelerine üyelik fonksiyonuyla birlikte eŖleme yapar, yani gerçek bir değeri, dilsel deėiŖken deėerine dnŖtrr.
- c) Söylem evrenine iliŖkin giriŖ deėiŖkenleri, değer dağılım aralığına dnŖtren derecelendirmeyi sağlar.

3.2.2. BİLGİ - TABANI

Uygulama domen bilgisi ve mevcut olan kontrol amaçlarını oluŖturur. Bilgi tabanı ve dilsel kontrol tabanından ibarettir.

- a) Bilgi tabanı, dilsel kontrol kurallarını ve bulanık bilgi idaresini tanımlamak için gerekli olan ifadeleri sağlar.
- b) Kural tabanı, kontrol amaçlarını ve kontrol stratejisini belirler.

3.2.3. KARAR VERME MANTIğI

BMK' nın çekirdek kısmıdır. Bu kısım insanın karar verme yeteneğinin benzeri bir yolla bulanık kavramları iŖler ve çıkarsamalar yaparak gerekli kontrolü belirler.

3.2.4. DURULAŖTIRMA ARABİRİMİ

AŖağıdaki fonksiyonları sağlar.

- a) lekleme; söylem evrenine iliŖkin ıkıŖ deėiŖkenleri, değer dağılım aralığına dnttrr.
- b) DurulaŖtırma; ıkarılmıŖ bulanık kontrol hareketinden bulanık olmayan kontrol hareketini oluŖturur.

Kısaca bu arabirimde bulanık bir bilgiden bulanık olmayan ve uygulamada kullanılacak reel değerlere geri dönülür.

3.3. BULANIK KOŞULLU İFADELER VE BULANIK KONTROL KURALLARI

Bir BMK' da, bulanık sistemin dinamik davranışı; uzman bilgisine dayanarak dilsel kural kümeleriyle karakterize edilir. Burada adı geçen uzman bilgisi genellikle « eğer proses şu durumda ise o zaman şöyle bir kontrol uygula » şeklindedir. Kısaca;

EĞER (Durum kümesini karşılar) o ZAMAN (Sonuçların kümesini karşılar) kalıbı ile tanımlanabilir. (IF - THEN kalıbı) Bunlara bulanık koşul ifadeleri denir.

Bir bulanık kontrol kuralı da bulanık bir koşul ifadesidir. Bir neden ve bir sonuçtan oluşur. Temel olarak, kontrol politaksını ve domen bilgisini ifade etmek için uygun bir yoldur. Bulanık kontrol kurallarındaki nedenler ve sonuçlar birden fazla olabilir. Örneğin; kontrol edilen sistem çok girişli - çok çıkışlı (MIMO; multi input = multi output) ise bu durumda söz edilebilir. Örnek olarak iki girişli - bir çıkışlı (MISO) bir bulanık sistem ele alalım ve onun bulanık kontrol kurallarını inceleyelim.

$$R_1 : \text{EĞER } x = A_1 \text{ ve } y = B_1 \text{ ise o ZAMAN } z = C_1 ,$$

$$R_2 : \text{EĞER } x = A_2 \text{ ve } y = B_2 \text{ ise o ZAMAN } z = C_2 ,$$

.

.

$$R_n : \text{EĞER } x = A_n \text{ ve } y = B_n \text{ ise o ZAMAN } z = C_n ,$$

burada x, y ; proses durum değişkenleri, z ; kontrol değişkeni, A_i, B_i, C_i ; U, V, W söylem $\sqrt{\text{evreninde}}$ tanımlanmış sırasıyla x, y, z dilsel değerleridir. $i = 1, 2, \dots, n$ ise kural indisidir.

« EĞER $x=A_i$ ve $y=B_i$ ise o ZAMAN $z = C_i$ » gibi bir bulanık kontrol kuralı aynı zamanda bulanık bir gerçeylemedir. (bulanık ilişkidir) Aşağıdaki gibi tanımlanır;

$$\begin{aligned} \mu R_i &= \mu (A_i \text{ ve } B_i \rightarrow C_i) (u, v, w) \\ &= [\mu A_i (u) \text{ ve } \mu B_i (v)] \rightarrow \mu C_i (w) \end{aligned} \quad (3.1)$$

A_i, B_i bulanık kümeler olmak üzere $A_i \times B_i \in U \times V$ dir.

$R_i (A_i \text{ ve } B_i) \rightarrow C_i ; U \times V \times W$ ' deki bulanık gerçeylemedir. (İlişki)

3.4. İŞLEMCİLER

3.4.1. BULANIKLAŞTIRMA İŞLEMCİSİ

Bir bulanıklaştırma operatörü, reel bilgiyi bulanık kümelere dönüştürür. Sembolik olarak şu şekilde gösteridir.

$$X = \text{Bulanıklaştırıcı} (X_0)$$

Burada X_0 bir sürecin reel giriş değeri, x ise bulanık bir kümedir.

3.4.2. CÜMLE BİRLEŞTİRİCİ İŞLEMCİ

Bir BMK, bir çok bulanık kontrol kurallarından oluşur. Bu kurallar bulanık gerçekleştirme ve sub-star bileşke kural çıkarsamalarından oluşur. Bulanık kontrol kuralları “ ve (and) ” ve “ aynı zamanda (also) ” gibi cümle bağlayıcıları ile birleştirilir. Her bulanık kontrol kuralı bir bulanık bağıntıyla ifade edildiğinden, bulanık sistemin tüm davranışı da bu bulanık bağıntılarla karakterize edilebilir. Bir başka deyişle bulanık sistem bulanık kontrol kurallarının kombinasyonundan oluşmuş tek bir bulanık ilişki ile karakterize edilebilir. Sembolik olarak;

$$R = \text{Kombinasyon} (R_1, R_2, \dots, R_i, \dots, R_n)$$

şeklinde ifade edilir.

3.4.3. DURULAŞTIRMA İŞLEMCİSİ

Çıkarım sürecinin çıkışı, kontrol hareketinin olası bir dağılımını belirten bulanık bir kümedir. Yani uygulanması gereken kontrol bulanık bir küme olarak elde edilir. Fiziksel sistemde reel bir büyüklük gerektiğinden elde edilen bu bulanık kümenin gerçek bir büyüklüğe dönüştürülmesi gerekir. İşte bu işleme durulama işlemi denir.

$$Z_0 = \text{Durulaştırıcı} (Z)$$

Burada Z_0 bulanık olmayan kontrol çıkışı, Z ise bulanık kümedir.

4. BULANIK MANTIK KONTROLÖRÜN TASARIMI

4.1. BMK' NIN TASARIM PARAMETRELERİ

Bir BMK'nın tasarım parametreleri aşağıdaki gibidir.

- 1- Bulanıklaştırma stratejileri ve bulanıklaştırma operatörünün yorumu,
- 2- Bilgi tabanı,
 - a) Giriş çıkış uzayları için ayrıştırma / normalizasyon
 - b) Giriş çıkış uzaylarının bulanık bölümlenmesi
 - c) Bütünsellik
 - d) Temel bulanık kümenin üyelik fonksiyonunun seçimi
- 3- Kural Tabanı
 - a) Proses durum ve kontrol değişkenlerinin seçimi
 - b) Bulanık kontrol kurallarının kaynağı ve türetilmesi
 - c) Bulanık kontrol kuralları çeşitleri
 - d) Bulanık kontrol kurallarının uygunluğu
- 4- Karar verme mantığı
 - a) Bulanık gerçeklemenin tanımlanması
 - b) Bileşke operatörün tanımlanması
 - c) Çıkarım mekanizmasının belirlenmesi
- 5- Durulaştırma stratejileri

4.2. BULANIKLAŞTIRMA STRATEJİLERİ

Bulanıklaştırma, doğal bir dildeki kesinliğin azlığına ve belirsizliğe dayanır. Öznel bir değer biçme biçimidir. BMK uygulamalarında gözlemlenen bilgi çoğu kere reel bir değere sahip olduğundan ve BMK' deki bilgi değerlendirmesi bulanık küme teorisine dayandığı için, bulanıklaştırma işlemi gereklidir. Tasarım için aşağıdaki öneriler yapılır.

1- Bir bulanıklaştırıcı operatör kuramsal olarak reel bir değeri belirli bir uzayda tanımlanmış bulanık singletona (üyelik fonksiyonu 1'e eşit olan nokta, tek değer) dönüştürür. Bulanık singleton kesin bir değere sahiptir ve bulanıklık içermez. Bu strateji uygulaması kolay ve de doğal olduğu için bulanık kontrol uygulamalarında çokça kullanılmaktadır. Şu şekilde yorumlanmaktadır, A bulanık kümesinin $\mu_A(x)$ üyelik fonksiyonu; X_0 noktasında 1, diğer noktalarda 0'a eşittir.

2- Gözlenen bilgi rastgeledir. Bulanıklaştırıcı operatör, olası bilgileri bulanık sayılara dönüştürmektedir. Bu yöntemle, hesaplanan verim yüksektir. Çünkü bulanık sayılar rasgele sayılara göre daha kolay idare edilir.

3- Büyük ölçekli sistemlerde ve öteki uygulamalarda bu tür sistemlerin davranışına ilişkin bazı gözlemler kesindir. Bunun yanında diğerleri yalnızca istatistiksel manada ölçülebilir. Bunlara hibritler denir ve olasılıklı modları gerektirir. Bu durumda ise hibrit sayıları kullanmak yararlı olur. BMK tasarımı bunların kullanımı umut verici bir yönde gelişmeyi sağlamıştır.

4.3. BİLGİ TABANI

BMK' nın bilgi tabanı, bulanık kontrol kuralları ve bilgi tabanı olarak isimlendirilen iki kısımdan oluşur. Bilgi tabanındaki fikirler BMK' daki bulanık kontrol kuralları ve bulanık bilgi değerlendirmesini karakterize etmek için kullanılır. Bu fikirler öznel olarak tanımlanır, deneyime ve mühendisin yargısına dayanır. Konuyla ilgili olarak doğru üyelik fonksiyonunun seçim uygulamanın başarılı olmasında önemli bir rol oynar. [10]

4.3.1. GİRİŞ ÇIKIŞ UZAYLARI İÇİN AYRIKLAŞTIRMA

Giriş çıkış uzaylarının ayrıklaştırılması bu uzayların parçalanması ile sağlanır. Parça sayısına parçalama seviyesi denir. Herbir parça etkilenir ve bulanık

kümeleri tanımlanır. Bu parçalanmış her bir seviyede bulanık kümelerinin, üyelik dereceleri verilir. Bu anlatıma uygun tablo aşağıda verilmiştir.

Tablo 4.1. Ayırıklaştırma Tablosu

NO	ARALIK	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PM
-6	$X_o \leq -3.2$	1	0.3	0	0	0	0	0
-5	$-3.2 < X_o \leq -1.6$	0.7	0.7	0	0	0	0	0
-4	$-1.6 < X_o \leq -0.8$	0.3	1	0.3	0	0	0	0
-3	$-0.8 < X_o \leq -0.4$	0	0.7	0.7	0	0	0	0
-2	$-0.4 < X_o \leq -0.2$	0	0.3	1	0.3	0	0	0
-1	$-0.2 < X_o \leq -0.1$	0	0	0.7	0.7	0	0	0
0	$-0.1 < X_o \leq 0.1$	0	0	0.3	1	0.3	0	0
1	$0.1 < X_o \leq 0.2$	0	0	0	0.7	0.7	0	0
2	$0.2 < X_o \leq 0.4$	0	0	0	0.3	1	0.3	0
3	$0.4 < X_o \leq 0.8$	0	0	0	0	0.7	0.7	0
4	$0.8 < X_o \leq 1.6$	0	0	0	0	0.3	1	0.3
5	$1.6 < X_o \leq 3.2$	0	0	0	0	0	0.7	0.7
6	$3.2 \leq X_o$	0	0	0	0	0	0.3	1

Böyle bir tablo kontrolör çıkışı için oluşturulabilir. Bu durumda giriş değerlerinin tüm olası durumları gözönüne alınmalıdır. Böylece hesaplama yapmadan hızlı bir şekilde gerekli kontrol bulunmuş olur. Parçalama seviyesi, duyarlı bir kontrol yapabilmek için yeterli büyüklükte olmalı, buna karşılık bilgisayardaki belleğin sınırda unutulmamalıdır. Parçalamanın lineer olması şart değildir.

4.3.2. GİRİŞ ÇIKIŞ UZAYLARI İÇİN NORMALİZASYON

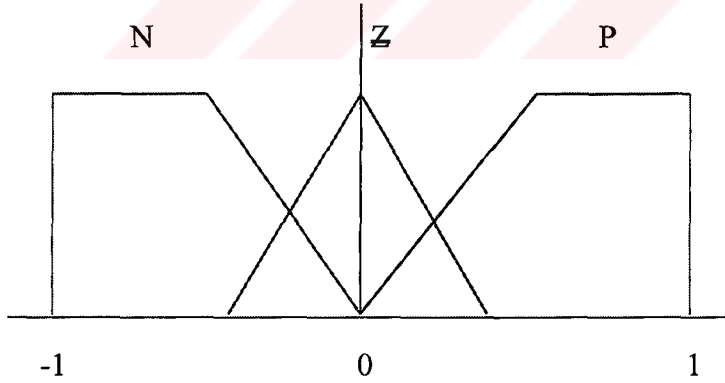
Normalizasyon işlemi genellikle ayırıklaştırma işlemini gerektirir. Ayırıklaştırılan bir uzay ölçek işlemesi ile $[-1, 1]$ aralığına eşlenir. Eşlemenin lineer

bir şekilde yapılması şart değildir. Normalizasyondan sonra bulanık kümeler tanımlanır. [5]

4.3.3. GİRİŞ ÇIKIŞ UZAYLARININ BULANIK BÖLÜMLEMESİ

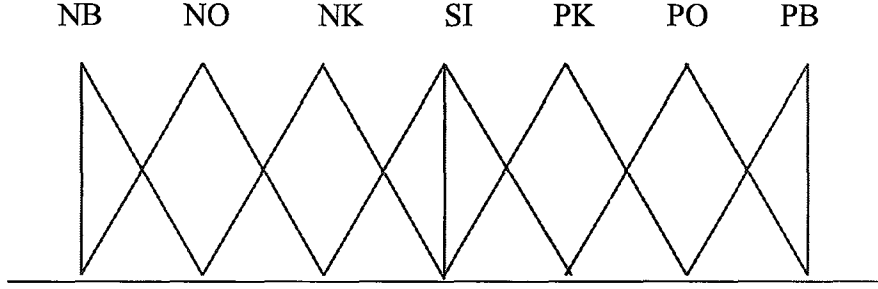
BMK'nın kullandığı giriş ve çıkış uzaylarında çeşitli dilsel değişkenler tanımlanır. Bölüm 2'de bahsedildiği gibi dilsel değişkenlerin terim kümesinde çeşitli terimler bulunur. Bulanık bölümleme de bir terim kümesinde kaç terim olması gerektiğinin saptanmasıyla ilgilidir. BMK'nın giriş çıkış uzaylarında bulunan bu terimlerin sayısı kontrol kurallarının sayısının belirler.

Bölümlemede genellikle temel bulanık kümeler kullanılır. Temel bulanık kümeleri PB : Pozitif Büyük, PO : Pozitif Orta, PK : Pozitif Küçük, SI : Sıfır NB : Negatif Büyük, NO : Negatif Orta ve NK : Negatif Küçük dilsel terimlerinden oluşmak üzere aşağıda normalize edilmiş ([-1, 1] aralığında iki farklı bulanık bölümleme gösterilmiştir.)



ŞEKİL 4.1a.

ÜÇ TERİMLİ KABA BULANIK BÖLÜMLEME



ŞEKİL 4.1b.

YEDİ TERİMLİ İNCE BULANIK BÖLÜMLEME

Şekil 4.1a ve Şekil 4.1b' de üçgen ve trapezoidal fonksiyon şekillerine sahip üyelik fonksiyonları mevcuttur. Normalize edilmiş evren, uygun ölçeklerle giriş çıkış uzay bilgisi anlamına geldiği için onun yardımıyla iyi bir terim kümesi oluşturabilir. Normalize edilmiş evren kullanılmazsa terimler asimetric ve kabaca dağılırlar.

4.3.4. BÜTÜNSELLİK

Bir bulanık kontrol algoritması, prosesin her bir durumu için tam, doğru bir kontrol hareketini oluşturabilmelidir. Prosesin herhangi bir durumu için BMK'nın kontrol üretememesi kabul edilemez. İşte bu özelliğe bütünsellik adı verilir. Formal olarak,

Eğer proses durumu = X_i ise Kontrol = U_i şeklinde tanımlansın, burada $i = 1, 2, 3, \dots, N$ olup, N = kural sayımızdır. Bu durumda eğer,

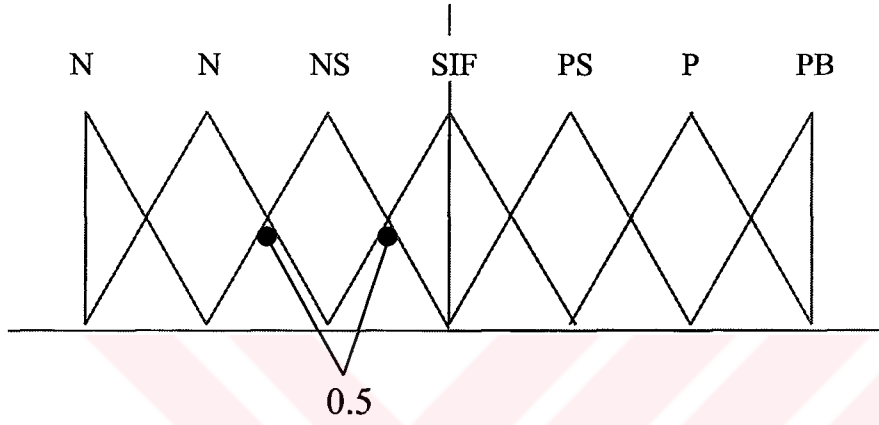
$$\forall \exists X_i(x) > \varepsilon \quad \varepsilon \in [0, 1] \quad (4.1)$$

$$\chi \in X \quad 1 \leq \chi \leq N$$

şartı sağlanırsa ε bütünselliği var demektir. Bütünsellik veri-tabanı stratejisi ve kural tabanı stratejisi ile ilgilidir.

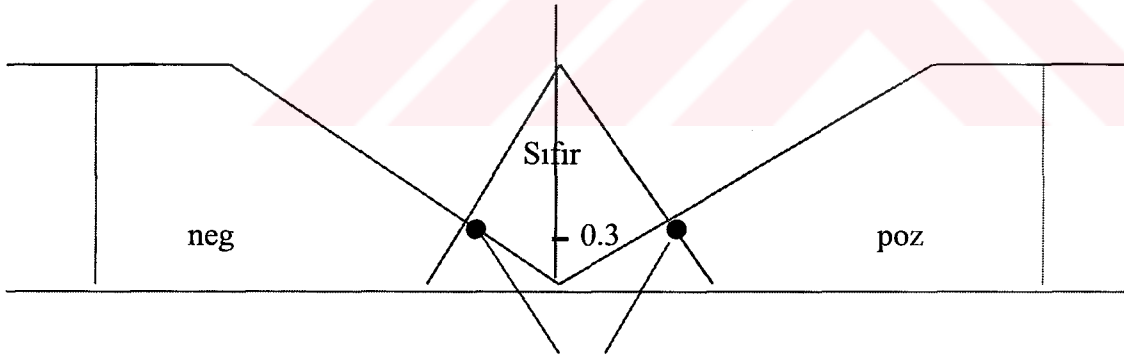
Veri Tabanı Stratejisi : Veri tabanı stratejisi temel bulanık kümelerde tanımlanan desteklerle ilgilidir. Bu desteklerin birleşimi ε birkaç seviyesine ilişkin söylem evrenini kapsamalıdır.

Kural Tabanı stratejisi : Bu strateji bulanık kontrol kuralları ile alakalıdır. Bir bulanık durum kural tabanında yer almıyorsa kısmi dereceli bazı girişler ve önceden tanımlanan bulanık durumlar 0,5 den daha az ise ek bir kural eklenir.



ŞEKİL. 4.2

Kesişme noktasının üyelik değeri 0.5 $\epsilon=0.5$ bütünselliği



ŞEKİL. 4.3

Kesişme noktasının üyelik değeri 0.3 $\epsilon=0.3$ bütünselliği

I. Durumda $\epsilon=0.5$ ' tir. $X \in [-1, 1]$ aralığında hangi değeri alırsa alsın en kötü ihtimalle bir bulanık kümeye 0,5 üyelik derecesi ile üye olur.

II. Durumda ise $\epsilon=0.3$ ' tür. Çünkü bulanık kümelerin kesişme noktalarında üyelik derecesi 0,3' tür.

Bütünsellik ne kadar iyi derecede bir kontrolün elde edileceğinde önemli bir role sahiptir. Çünkü bulanık bölümlleme ve bulanık kontrol kurallarının performansının değerlendirilmesinde bir parametre gözüyle bakılmalıdır. [15]

4.4. KURAL TABANI

Bir bulanık sistem uzman bilgisine dayanan dilsel ifade kümesi ile karakterize edilir. Uzman bilgisi genellikle EĞER - O HALDE kalıbına uygun şekildedir ve bu formdaki bilgiler bulanık koşul ifadesi olarak bulanık mantık içinde kolayca işlenirler. Bulanık kontrol kurallarının toplamı bir BMK'daki kural tabanı ve kural kümesini oluşturur.

4.4.1. PROSES DURUM ve KONTROL DEĞİŞKENLERİNİN SEÇİMİ

Bulanık kontrol kuralları sayısal terimlerden ziyade dilsel terimler olarak daha iyi formülüze edilebilir. Dilsel değişkenlerin seçiminin BMK' nın performansı üzerine ikincil bir etkisi vardır. Bu değişkenlerin seçiminde deneyimlerin ve mühendislik bilgisinin önemli bir rolü vardır. Özellikle dilsel değişkenlerin seçiminin BMK' nın dilsel yapısı üzerinde güçlü bir etkisi vardır. Tipik olarak BMK'daki dilsel değişkenler, genellikle durum değişkenleri hotaları, bu hotaların türevi ve integrali şeklindedir.

4.4.2.BULANIK KONTROL KURALLARININ KAYNAĞI ve TÜRETİLMESİ

Bulanık kontrol kurallarının türetilmesinin 4 değişik biçimi vardır. Etkin bir yöntem oluşturmak için bunların birleştirilmesi uygun olur.[1]

1- Uzman Deneyimi ve Kontrol Mühendisliği Bilgisi :

Bulanık kontrol kuralları bulanık durum ifadeleri şeklindedir. ($a \Rightarrow b'$ gibi) Kuralların neden kısmı, proses durum değişkenlerinden sonuç kısmı ise BMK'nın kontrol çıkışından (proses girişi) oluşur. Bulanık kontrol kuralları, insan davranış

ve karar analizinin karakterize edilmesi için doğal bir çalışma çerçevesi sağlar. Dolayısıyla bir prosesteki uzmanın veya operatörün bilgilerinden ve deneyimlerinden yararlanma açısından BMK yapısı çok uygundur. Bu yüzden birçok uzman bulanık kontrol kurallarının uygulama alanındaki bilgileri aktarmanın en uygun yolu olduğu konusunda birleşmişlerdir.

2- Operatörün Kontrol İşlemlerine Dayalı Olarak :

Yetenekli insan operatörleri kafalarında herhangi bir matematiksel model olmaksızın başarılı bir şekilde karmaşık sistemleri kontrol edebilirler ve bunu yaparken bilinçsiz olarak bir çok bulanık kontrol kuralından yararlanırlar. Bu açıdan bakıldığında operatörün uyguladığı kuralları bulanık kontrol kuralları olarak oluşturmak faydalı olacaktır.

3- Prosesin Bulanık Modeline Dayalı Olarak :

Kontrol edilen sistemin dinamik özelliklerinin dilsel olarak tasvir edilmesine dayanır. Böyle bir tanımlamaya prosesin bulanık modeli gözüyle bakılır. Elde edilen bulanık modele göre kontrol kuralları üretilir. Bu yöntem daha karmaşık olmasına rağmen iyi performans sağlamaktadır ama geliştirilmeye ihtiyacı vardır.

4- Öğrenmeye Dayalı Olarak :

Birçok BMK, insan karar verme davranışını taklit etmek için oluşturulmuştur. Fakat birkaçı insan öğrenmesi üzerinde yoğunlaştı. Şöyleki bulanık kontrol kurallarını oluşturma yeteneği ve deneyime dayalı olanları değiştirme yeteneği gibi kendi kendini organize eden kontrolör tanımlandı. Bu konudaki ilginç örneklerden birisi Sugeno' nun bulanık mantık kontrollu otomobilidir ki kendi kendine park etmeyi öğrenebilmektedir.

4.5. BULANIK KONTROL KURAL TIPLERİ

Bulanık kontrol kuralları iki tiptedir. Bunlar durum değerlendiren ve amaç belirleyen kontrol kurallarıdır.

1- Durum Değerlendiren Bulanık Kontrol Kuralları

Çoğu BMK, durum değerlendiren bulanık kontrol kurallarına sahiptir. Çok girişli ve çok çıkışlı bir sistem için aşağıdaki şekilde ifade edilebilir.

R_1 : EĞER $x = A_1$ ve $y = B_1$ ise O HALDE $z = C_1$,

R_2 : EĞER $x = A_2$ ve $y = B_2$ ise O HALDE $z = C_2$,

.....

.....

R_n : EĞER $x = A_n$ ve $y = B_n$ ise O HALDE $z = C_n$,

x, y ; proses durum değişkenlerini ifade eden dilsel değişkenler,

z ; kontrol değişkenini ifade eden dilsel değişken,

A_i, B_i ve C_i , x, y ve z değişkenlerinin dilsel değerleri ($i = 1, 2, 3, ..n$)

Genel gösterimde sonuç, proses durum değişkenlerinin bir fonksiyonu olarak ifade edilir.

R_i : EĞER $x = A_i,$, ve $y_i = B_i$ O HALDE $z = f_i(x,, y)$

Bu tipe durum değerlendiren bulanık denetim kuralları denir.

2- Amaç Değerlendiren Bulanık Kontrol Kuralları :

Kurallar deneyimli bir operatörün tecrübesinden yararlanılarak oluşturulur.

Örneğin;

R_i : EĞER ($V; C_i \rightarrow (x; A_i$ ve $y; B_i)$) O HALDE $V; C_i'$ dir.

Dilsel olarak şu şekilde yorumlanır. EĞER x ; performans indexi, A_i ve y ; B_i ise O HALDE kontrol komutu C_i seçilir. Bunun sonucunda C_i kontrol komutu bir kontrolörün çıkışı olarak alınır. Daha karmaşık olmasına karşın bu yöntemle trenlerin ve vinçlerin otomatik kontrolünde başarıyla uygulanmaktadır.

4.6. BULANIK KONTROL KURALLARININ UYGUNLUĞU

Bulanık kontrol kuralları uzman deneyimine bağlı olarak oluşturulmuş ise bu kurallar değişik performans kriterlerine bağlı olabilir. Örneğin yüksek hız ve düşük enerji harcama kriterleri, çelişkili durumlar oluştururlar. Bu durumda elde edilen bulanık kuralın neden kısmı aynı şarta sahipken sonuçta üretilen BMK çıkışı

farklı performans kriterlerine göre aynı olmayabilir. Bu da bize bulanık kontrol kuralları oluşturulurken çelişkili durumların sayısının minimize edilmesini yada ortadan kaldırılmasını gerektirir. Bulanık kontrol kurallarının uyumsuzluğu minimize edildiğinde, kuralların uygunluğu maximize edilmiş olacaktır.

Aşağıdaki gibi bir kural kombinasyonumuz olduğu düşünülürse;

R_1 : EĞER $x = x_1$ ise o zaman $u = u_1$,

R_2 : EĞER $x = x_2$ ise o zaman $u = u_2$,

...

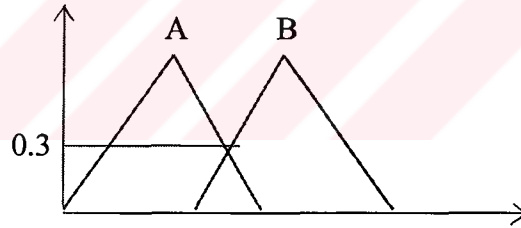
...

R_n : EĞER $x = x_n$ ise o zaman $u = u_n$,

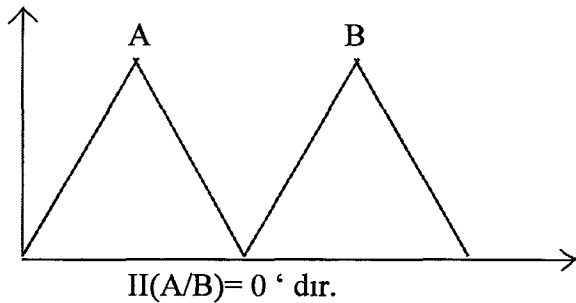
A'nın B'ye olan olasılığı $\Pi(A/B)$ olarak gösterilirse;

$$\Pi(A/B) = \sup [\min (A(x), B(x)) \mid x \in \chi] \quad (4.2)$$

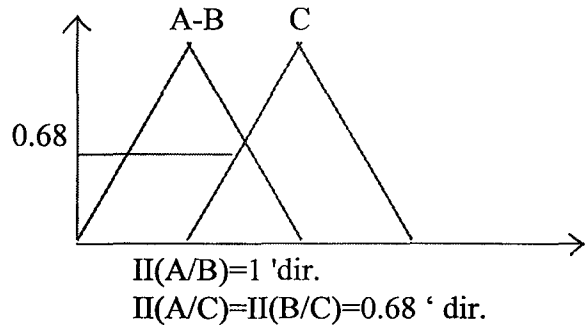
dir. A ve B bulanık kümeleri birbiri üzerinde ne kadar çok kesişirse $\Pi(A/B)=\Pi(B/A)$ değeri o kadar çok 1'e yaklaşır. Grafiksel olarak gösterilim şöyledir.



$\Pi(A/B)=\Pi(B/A)=0.3$ 'tür.



$\Pi(A/B)=0$ 'dir.



$\Pi(A/B)=1$ 'dir.

$\Pi(A/C)=\Pi(B/C)=0.68$ 'dir.

ŞEKİL. 4.4. GRAFİKSEL GÖSTERİLİM

$$C_{ik} = I \Pi(x_i \mid x_k) - \Pi(u_i \mid u_k) \mid i, k \in \{1, 2, \dots, N\} \quad (4.3)$$

C_{ik} ve i ve k kurallarının uyumluluğunun bir göstergesidir. Eğer $x_i = x_k$ ve $\Pi(u_i, u_k)=0$ ise C_{ik} maksimum değerini alır. ($C_{ik}=1$) C_{ik} 'nin 1'e yakın değerleri uyumluluğun göstergesi iken 0'a yakın değerleri uyumsuzluğun göstergesidir. Bu açıkça görülmektedir, Çünkü $x_i = x_k$ 'ya eşit olması demek i , bulanık kuralın neden kısmı ile k , kuralın neden kısmının aynı olması anlamına gelir. [18]

4.7. KARAR VERME MANTIĞI

Daha önceki bölümlerde belirtildiği gibi BMK'nin çalışma mantığı insanın karar verme ve çıkarım yapma yeteneğinin benzetimine dayanmaktadır. BMK içindeki bu benzetim bulanık gerçekleştirilmesi, bileşke kural çıkarımları ve cümle bağlayıcıları ile ilgilidir. İşte bu bölümde bu konular incelenecektir.[5]

4.7.1. BULANIK GERÇEKLEMENİN TANIMLANMASI

Genel anlamda bir bulanık kontrol kuralı bir bulanık ilişkisidir ve bulanık gerçekleştirilmesi ile açıklanır. Bulanık mantıkta bulanık gerçekleştirilmeyi tanımlamanın birçok yolu vardır ve BMK içinde hangi tipin kullanılacağı daha çok sezgisel olarak belirlenir.

Literatürde 40'a yakın farklı bulanık gerçekleştirilmesi fonksiyonu tanımlanmıştır. Bu tanımlamalar yapılırken t-norm ve s-norm kavramlarından faydalanılmıştır. Buradaki t-norm üçgensel norm, s-normu ise üçgensel co-norm olmaktadır. Bir bulanık kontrol kuralı eğer $x = A$ ise $y = B$ bulanık gerçekleştirilmesi fonksiyonu ile gösterilen A ve B sırasıyla U , V uzaylarında tanımlanmış bulanık kümeleridir. μ_A ve μ_B ise üyelik fonksiyonlarıdır. Bulanık gerçekleştirilmesi fonksiyonlarının tanımlanmasında kullanılan bazı önemli t-norm ve s-norm operatörlerini verelim;

t-norm (üçgensel norm)

Kesişme	$x \cap y = \min(x, y)$
Cebirsel çarpım	$x \cdot y = x \cdot y$
Sınır çarpımı	$x \otimes y = \max\{0, x + y - 1\}$

Drastik çarpım $x.y = \{x.y=1, y.x=1, 0 \leq x,y < 1\}$

s-norm (üçgensel co-norm)

Birleşme $x \cup y = \min(x,y)$

Cebirsel toplamı $x+y = x+y - xy$

Sınır toplamı $x \oplus y = \min(1, x+y)$

Drastik toplam $x...y = \{x.y=0, y.x=c, 1 \leq x,y > 1\}$

Ayırma Toplamı $x \Delta y = \max \{ \min(x,y-1), \min(1-x,y) \}$
(disjointsum)

Bulanık gerçekleştirme fonksiyonlarına geçmeden evvel daha önce Bölüm

2.11'de gördüğümüz ileriye ve geriye doğru çıkarsamayı tekrarlırsak;

1- İleriye Doğru Çıkarsama (GMP)

Öncül 1: $x = \bar{A}$

Öncül 2: Eğer $x = A$ ise $y = B$

Sonuç: $y = \bar{B}$

2- Geriye Doğru Çıkarsama (GMT)

Öncül 1: $y = \bar{B}$

Öncül 2: Eğer $x = A$ ise $y = B$

Sonuç: $y = \bar{A}$

dir. Bulanık gerçekleştirme fonksiyonları aşağıdaki 5 gruptan birine aittir;

1. $A \rightarrow B = (A \text{ değil}) + B$

2. $A \rightarrow B = (A \text{ değil}) + (A*B)$

3. $A \rightarrow B = (A \text{ değil} \times B \text{ değil}) + B$

4. $A \rightarrow B = \sup \{c \in [0,1], A*c \leq B\}$ Bu GMP'nin tanımı

5. $A \rightarrow B = \inf \{t \in [0,1], B+1 \leq A\}$ Bu da GMT'nin tanımıdır.

Buradaki * t-normunda herhangi bir operatörü, + ise s-normunda herhangi bir operatörü göstermektedir. Kartezyen çarpım (X) ise “ve” bağlacını ifade eder. Yukarıdaki tanımları referans kabul ederek t-norm ve s-norm operatörlerini değişik seçerek birçok bulanık gerçekleştirme fonksiyonu elde edilebilir. BMK içinde yaygın olarak kullanılan tip GMP tipinde bulanık gerçekleştirmedir. Örneğin t-norm operatörü min’u seçerek Mamdani’nin min bulanık gerçekleştirme elde edilmiş olur ve gösterimi,

$$R_c = AXB = \int_{U \times V}^+ \mu_A(U) \cap \mu_B(U) / (U, V) \quad (4.4)$$

şeklindedir. Eğer t-norm operatörü alarak min yerine cebirsel çarpım seçilirse Larsen bulanık gerçekleştirme elde edilmiş olur.

$$R_c = AXB = \int_{U \times V} \mu_A(U) \cap \mu_B(U) / (U, V) \quad (4.5)$$

ile gösterilir.

Mamdani’nin R_c bulanık gerçekleştirme min işlemli bulanık gerçekleştirme, Larsen’in gerçekleştirme ise çarpım işlemli bulanık gerçekleştirme olarak bilinir.

4.7.2. BİLEŞKE OPERATÖRÜN TANIMLANMASI

Bileşke operatörler genel olarak sup* operatörler olarak ifade edilir. * işareti “min, cebirsel çarpım” gibi operatörleri gösterir. Literatürde bileşke kural çıkarımsaması için kullanılan dört çeşit operatör gözlemlenmiştir;

- Sup-min işlemi (Zadeh, 1973)
- Sup-çarpım işlemi (Kavfmana, 1975)
- Sup-sınırsal çarpım işlemi (Mizumato, 1981)
- Sup drastik çarpım işlemi (Mizumato, 1981)

BMK uygulamalarında en çok kullanılan bileşke operatör sup-min ve sup-çarpım bileşke operatörleridir. Bununla birlikte çıkarım sonunda diğerleri de kullanılabilir. Değişik uygulamalar için değişik bileşke operatörler daha iyi performans sağlayabilir.

4.7.3. ÇIKARIM MEKANİZMASININ BELİRLENMESİ

Bir BMK'da kullanılan çıkarım mekanizması genellikle tipik bir uzman sisteminde kullanılanlardan daha basittir. Çünkü bir kuralın sonucu diğer bir öncele uygulanmaz. Başka bir deyişle BMK'daki kontrol işlemleri, bir derece ilerdeki veriye bağlı olduğundan çıkarım mekanizmasını dizilmiş olarak kullanır.

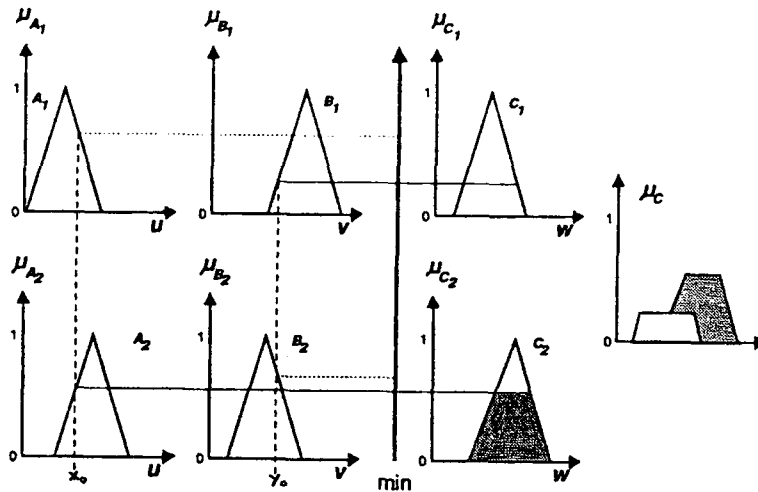
4.7.3.1. BİRİNCİ TİP BULANIK ÇIKARSAMA

Bu tipte R_c (4.4) bulanık gerçekleştirme fonksiyonu olarak seçilir. Bu tip çıkarsamada (i.) kuralın toplam kontrol eylemindeki etkisi,

$$\mu_{C_i}(w) = \alpha_i \wedge \mu_{C_i}(w) \quad (4.6)$$

bağıntısı ile edilir. İki kuralımız olduğunu varsayarsak sonuçta elde edilen kontrol eylemi aşağıdadır;

$$\mu_C(w) = \mu_{C_1}(w) \wedge \mu_{C_2}(w) = [\alpha_1 \wedge \mu_{C_1}(w)] \vee [\alpha_2 \wedge \mu_{C_2}(w)] \quad (4.7)$$



Şekil 4.5. Birinci Tip Bulanık Çıkarsamanın Grafiksel Gösterilimi

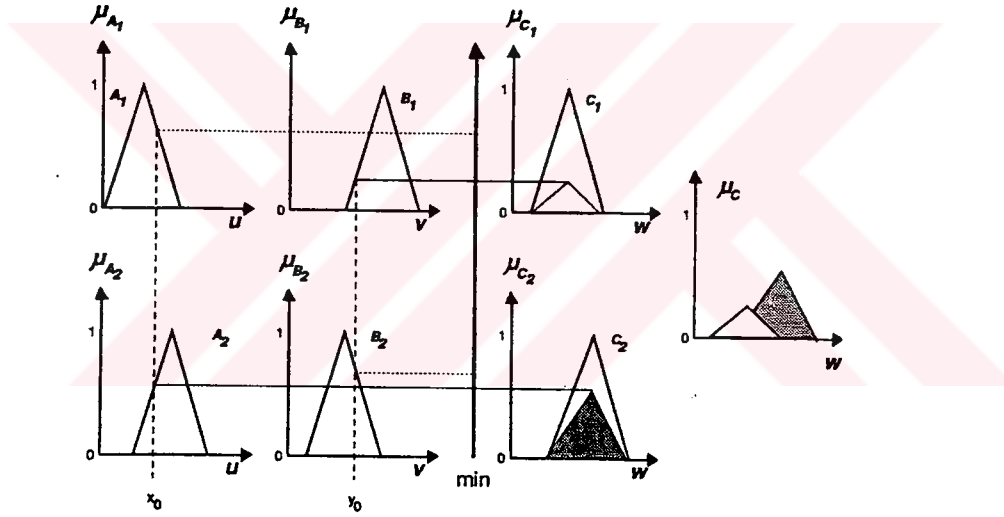
4.7.3.2. İKİNCİ TİP BULANIK ÇIKARSAMA

Bu tipte R_C (4.5) bulanık gerçekleştirme fonksiyonu olarak seçilirse (i.) kuraldan elde edilen kontrol eylemi de şu şekildedir;

$$\mu_{Ci}(w) = \alpha_i \cdot \mu_{Ci}(w) \quad (4.8)$$

İki kurallı durumda aşağıdaki gibidir;

$$\mu_C(w) = \mu_{C1} \vee \mu_{C2} = [\alpha_1 \cdot \mu_{C1}(w)] \vee [\alpha_2 \cdot \mu_{C2}(w)] \quad (4.9)$$



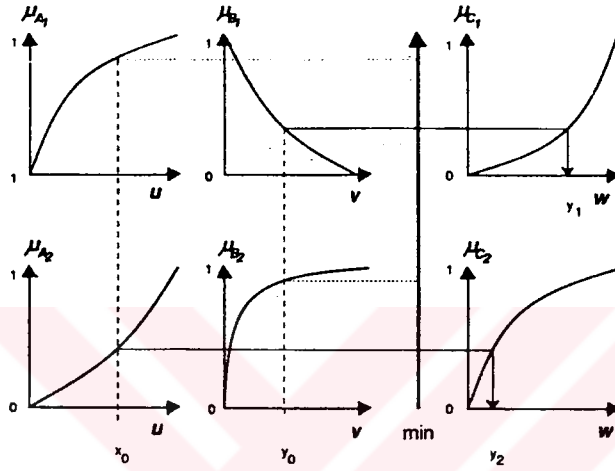
Şekil 4.6. İkinci Tip Bulanık Çıkarsamanın Grafıksel Gösterilimi

4.7.3.3. ÜÇÜNCÜ TİP BULANIK ÇIKARSAMA

Birinci tip bulanık çıkarsamanın basitleştirilmiş halidir. A_i , B_i , C_i 'nin üyelik fonksiyonlarının monotonik olduğu varsayılmıştır. Tsukamatonun metodunda

da birinci kuralda bulunan α_1 öyledir ki $\alpha_1 = C_1(y_1)$. İkinci elde edilen $\alpha_2 = C_2(y_2)$ 'dir. Sonuçta elde edilen kesin kontrol eylemi ağırlıklı ortalama ile bulunur.

$$z_0 = \frac{\alpha_1 y_1 + \alpha_2 y_2}{\alpha_1 + \alpha_2} \quad (4.10)$$



Şekil 4.7. Üçüncü Tip Bulanık Çıkarsamanın Grafıksel Gösterilimi

4.7.3.4. DÖRDÜNCÜ TİP BULANIK ÇIKARSAMA

Bir kuralda elde edilen sonuç dilsel değişkenlerden oluşan girişlerin bir fonksiyonudur. Bu tipte kurallar aşağıdaki yapıdadır;

R_i : Eğer $(x = A_i, \dots, y = B_i)$ ise $Z = F_i(x, \dots, y)$

İki tane kontrol kuralı olduğu göz önüne alınırsa;

R_1 : Eğer $x = A_1$ ve $y = B_1$ ise $z = f_1(x, y)$

R_2 : Eğer $x = A_2$ ve $y = B_2$ ise $z = f_2(x, y)$

olmak üzere sırasıyla bunların çıkışları da $\alpha_1 f_1(x_0, y_0)$, $\alpha_2 f_2(x_0, y_0)$ ise sonuçta elde edilen kesin kontrol eylemi aşağıdaki şekildedir;

$$z_0 = \frac{\alpha_1 f_1(x_0, y_0) + \alpha_2 f_2(x_0, y_0)}{\alpha_1 + \alpha_2} \quad (4.11)$$

Bu metot Takagi ve Sugeno tarafından bulunmuş ve bu yöntemle bir otomobilin belirli bir rotada hareket edip garaja kendi kendine park etmesi sağlanmıştır.

4.8. DURULAMA STRATEJİSİ

Durulama işlemi basitçe sonuçta elde ettiğimiz bulanık kontrol eyleminin, kesin bir kontrol eylemine dönüştürülmesidir. Bunun için pek çok yöntem vardır. Ancak bu stratejilerden hangisinin seçileceğine ilişkin sistematik bir prosedür yoktur. Aşağıda en yaygın olarak kullanılan stratejilerden max kriteri, maksimumların ortalaması ve ağırlık merkezi stratejileri açıklanmıştır.[5]

4.8.1. MAX KRİTERİ METODU

Bu metodla sonuçta elde edilen bulanık kontrol eylemini temsil eden bulanık kümenin maksimum dereceli elemanı kesin kontrol eylemi olarak bulunur. Örneğin sonuçta elde edilen bulanık kontrol eylemi üçgensel üyelik fonksiyona sahip bir bulanık küme ise bu vektör üçgenin tepe noktasıdır.

4.8.2. MAKSİMUMLARIN ORTALAMASI METODU (MOM)

Eğer birden fazla maksimumlara ulaşan nokta varsa bu durumda bunların ortalaması kesin kontrol eylemi olarak kullanılır. Örneğin n tane maksimuma ulaşan w_j noktası varsa,

$$z_0 = \sum_{j=1}^l \frac{w_j}{1} \quad (4.12)$$

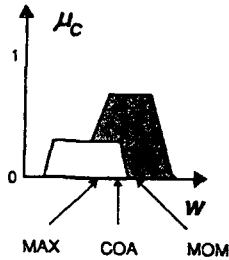
formülü ile prosesin kontrol eylemi hesaplanır.

4.8.3. AĞIRLIK MERKEZİ METODU (COA)

Durulama operatörü olarak en yaygın kullanıma ait yöntemdir. Bulanık kontrol eyleminin olasılıksal dağılımının ağırlık merkezi kesin kontrol eylemini belirler.

$$z_0 = \frac{\sum_{j=1}^n \mu_2(w_j) \cdot w_j}{\sum_{j=1}^n \mu_2(w_j)} \quad (4.13)$$

Aşağıda bu üç stratejiye göre belirli bir bulanık kontrol eylemi için kesin kontrol eylem değerleri gösterilmiştir.



Şekil 4.8. Durulama Stratejileri Gösterilimi

5. BULANIK MANTIK KONTROLÖR İLE KLASİK PID KONTROLÖR ALGORİTMALARININ KARŞILAŞTIRILMASI

5.1. GİRİŞ

Günümüze kadar, klasik PID kontrolörler basit yapıları ve uygun maliyetleri nedeniyle endüstride en çok kullanım alanları olan kontrolörler olmuşlardır. Ancak PID tip kontrolörlerin sistem nonlinearlık taşıdığına uygun kontrol imkanı sağlayamadıkları bilinmektedir. Bu yüzden bu tip sistemler için başka kontrol imkanları aranmış ve bunlardan biri olan bulanık mantık kontrol sistemleri geliştirilmiştir.

Bu gelişim kendini çeşitli tasarımlarla göstermiştir. Mamdani'nin 1974'te tasarladığı iki girişli bulanık PID kontrolör tasarımını, Maeda ve Murakami (1992)'nin üç girişli bulanık PID'si ve en son 1997'de Hu, Mann ve Gosine'nin bir girişli bulanık PID kontrolör tasarımını izlemiştir. Bu bölümde, bahsedilen tasarımlardan iki girişli, bir girişli bire-bir ve bir girişli bire-üç bulanık PID kontrolörlerin birinci dereceden ve ölü zamanlı sistemler üzerinde uygulaması yapılarak, karşılaştırılmaları bir başlık altında verilmiştir.

Endüstriye oldukça hızlı bir şekilde giren bulanık mantık kontrolörlerin hiç sorunları olmadığı söylenemez. Özellikle dilsel değişkenlerin üyelik fonksiyonlarının bulunma zorluğu, bulanık kontrol kurallarının tespitinin oldukça zaman alması gibi dezavantajların yanında en büyük sorun kararlılığı konusunda birçok insanın aklında soru işareti oluşturmaktadır.

Bu son bölümde ele alınan konulardan biri de bahsedilen bu dezavantajlardan olan kararlılık konusudur. Bunun için örnek hibrit bir bulanık P+ID kontrolör ele alınarak üzerinde kararlılık analizi yapılmıştır. Böylece kararlılıkla ilgili şüphelere çözüm getirilmiştir.

Son olarak da bir başlık altında, yukarıda bahsi geçen üç farklı bulanık PID kontrolörün, klasik PID kontrolörle lineer olmayan bir sistem üzerinde karşılaştırılması yapılmıştır.

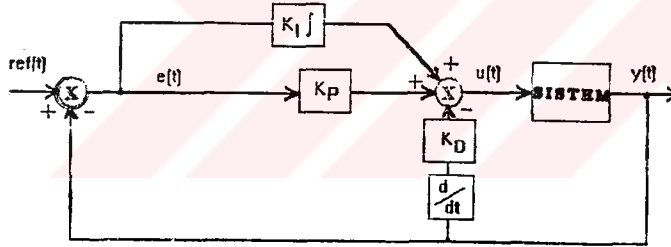
Özellikle sistem parametreleri değiştirildiğinde elde edilen sonuçlar PID ile bulanık kontrolör konusundaki ayrımı bize açıkça göstermiştir. Bu analizleri yaparken

Son olarak da bir başlık altında, yukarıda bahsi geçen üç farklı bulanık PID kontrolörün, klasik PID kontrolörle lineer olmayan bir sistem üzerinde karşılaştırılması yapılmıştır.

Özellikle sistem parametreleri değiştirildiğinde elde edilen sonuçlar PID ile bulanık kontrolör konusundaki ayrımı bize açıkça göstermiştir. Bu analizleri yaparken bulanık mantık kontrolörlerin tasarlanmasında Matlab/Fuzzy Logic Toolbox'dan yararlanılmıştır. Grafikselsel gösterimler de simulink ortamında elde edilmiştir.

5.2. HİBRİT BULANIK P+ID KONTROLÖR TASARIMI

PID tip kontrolörlerin Şekil 5.1'de görüldüğü gibi basit yapıları sayesinde endüstriyel uygulamalarda önemli bir yer taşıdıklarından bahsetmiştik. [19]



Şekil 5.1. Klasik PID Tip Kontrolör

PID kontrolörde, K_p , K_D , K_I kontrolör parametreleri olmak üzere kontrolör işareti aşağıdaki şekilde kolayca hesaplanabilir;

$$u(t) = K_p e(t) + K_I \int e(t) dt - K_D \dot{y}(t) \quad (5.1)$$

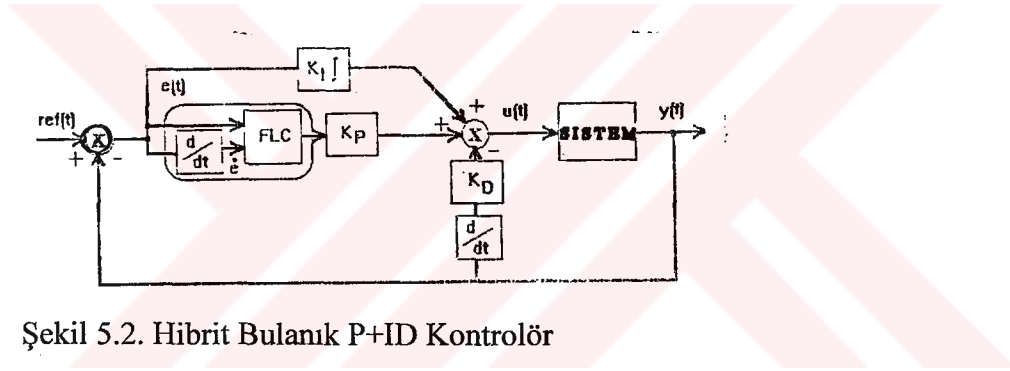
Bu ifadeyi ayrık zamana dönüştürürsek;

$$\Delta u(k) = u(k) - u(k-1)$$

$$= K_p [e(k) - e(k-1)] + K_i T e(k) - K_D \frac{y(k) - 2y(k-1) + y(k-2)}{T} \quad (5.2)$$

şeklinde bir yapı elde ederiz.

Buradaki K_p , K_D , K_i parametreleri ayarlanarak uygun kontrol sağlanır. Biz de bulanık mantık kontrolör tasarlarken PID kontrolörün kolaylıklarından yararlanma yolunu seçiyoruz. Buna göre Şekil 5.2’de görüldüğü gibi hibrit bulanık bir P+ID kontrolör tasarlanıyor ve kararlılık analizi bu tasarımdaki çıkarımlardan yararlanılarak yapılıyor.



Şekil 5.2. Hibrit Bulanık P+ID Kontrolör

Bu hibrit kontrolörün kontrol işareti, K_D ve K_i parametreleri sabit tutulmak üzere ayrık zamanda aşağıdaki şekilde tanımlanabilir.

$$\Delta u(k) = u(k) - u(k-1)$$

$$= K_p^* [\Delta u_f(k)] + K_i T e(k) - K_D \frac{y(k) - 2y(k-1) + y(k-2)}{T} \quad (5.3)$$

Burada $\Delta u_f(k)$ ayrık zamanda bulanık mantık kontrolörün çıkış büyüklüğü, K_p^* da oransal katsayısıdır. K_p^* katsayısı ile K_p katsayısı arasındaki fark daha sonraki bölümlerde açıklanacaktır.

5.3. HİBRİT BULANIK P+ID KONTROLÖRÜN FORMÜSEL GÖSTERİLİMİ

Bulanık P+ID kontrolörün tasarımında Mamda'ninin iki girişli bulanık mantık tasarımından yararlanılmıştır. Bu dizayna dayanarak $e(k)$ hata, $\Delta e(k)$ hatadaki değişim ve $\Delta u_r(k)$ da kontrol işaretindeki değişim olmak üzere kontrolörümüz $e(k)$ ve $\Delta e(k)$ 'dan oluşan iki girişe, $\Delta u_f(k)$ 'dan oluşan bir çıkışa sahiptir.

Giriş ve çıkışlara ilişkin üyelik fonksiyonları Şekil 5.2.1'de gösterildiği gibidir. ε ve w sırasıyla $e(k)$ ve $\Delta e(k)$ 'nın üyelik fonksiyonları olmak üzere aralarındaki ilişkiyi $\varepsilon = \lambda w$ şeklinde tanımlayabiliriz.

Dilsel değişkenler negatif (N), pozitif (P) ve sıfır (Z) olmak üzere $e(k)$ ve $\Delta e(k)$ için (e.n, e.z, e.p), (Δe .n, Δe .z, Δe .p) şeklinde sembolleştirilebilir. Bulanık mantık kurallarımız da aşağıdaki şekilde düşünülmüştür;

- Kural 1 : Eğer $e(k) = N$ ve $\Delta e(k) = P$ ise o zaman $\Delta u_r(k) = Z$
- Kural 2 : Eğer $e(k) = Z$ ve $\Delta e(k) = P$ ise o zaman $\Delta u_r(k) = P$
- Kural 3 : Eğer $e(k) = P$ ve $\Delta e(k) = P$ ise o zaman $\Delta u_r(k) = P$
- Kural 4 : Eğer $e(k) = N$ ve $\Delta e(k) = Z$ ise o zaman $\Delta u_r(k) = N$
- Kural 5 : Eğer $e(k) = Z$ ve $\Delta e(k) = Z$ ise o zaman $\Delta u_r(k) = Z$
- Kural 6 : Eğer $e(k) = P$ ve $\Delta e(k) = Z$ ise o zaman $\Delta u_r(k) = P$
- Kural 7 : Eğer $e(k) = N$ ve $\Delta e(k) = N$ ise o zaman $\Delta u_r(k) = N$
- Kural 8 : Eğer $e(k) = Z$ ve $\Delta e(k) = N$ ise o zaman $\Delta u_r(k) = N$
- Kural 9 : Eğer $e(k) = P$ ve $\Delta e(k) = N$ ise o zaman $\Delta u_r(k) = Z$

Tablo 5.1. Hibrit Bulanık P+ID kontrolörün Kural Tablosu

$\Delta e(k) \backslash e(k)$	$e(k)$		
	N	Z	P
N	N	N	Z
Z	N	Z	P
P	Z	P	P

Bu kontrol kurallarını değerlendirmek için bulanık küme teorisinden yararlarız. Buna göre ihtiyaç duyduğumuz temel bulanık işlemler;

- (1) VE --> BİRLEŞME : $\mu_{A \cup B}(\chi) = \max \{ \mu_A(\chi), \mu_B(\chi) \}$
- (2) VEYA --> KESİŞME : $\mu_{A \cap B}(\chi) = \min \{ \mu_A(\chi), \mu_B(\chi) \}$
- (3) DEĞİL --> TÜMLEME : $\mu_{\bar{A}}(\chi) = 1 - \mu_A(\chi)$

şeklinde sıralanabilir. Tasarladığımız BMK için “VE” işlemi geçerli olduğundan $\mu_{Cf}(x)$ ’i bulurken $\mu_{Ai}(x)$ ve $\mu_{Bi}(x)$ ’in minimumunu seçeriz.

BMK’da elde edilen çıkış büyüklüğü dilsel bir değişken olduğu için onu gerçek dünyada geçerli olan reel bir değere dönüştürmek için durulaştırma aşamasına ihtiyaç duyarız. Durulaştırma için çeşitli yöntemler vardır. Biz burada ağırlık merkezi metodundan yararlarıyoruz. Bu yöntemin formüsel yapısı da aşağıdaki gibidir.

$$\Delta u_f(k) = \frac{\sum \{ \text{Giriş üyelik derecesi} \times \text{giriş üyelik derecesine karşı düşen uygun çıkış değeri} \}}{\sum \{ \text{Giriş üyelik derecesi} \}} \quad (5.4)$$

Bulanık P+ID kontrolörü analiz etmek için formüsel bir yapıya oturtmamız gerekir. $\Delta u_f(k) = \text{FLC}(e(k), \Delta e(k))$ olmak üzere, giriş üyelik fonksiyonlarından ve bulanık kurallardan Şekil5.2.1’de görülen 36 adet bölgeyi elde etmiş oluruz. Böylece BMK’nın çıkış büyüklüğü aşağıdaki şekilde ifade edilebilir.

$$\Delta u_f(k) = \{ \Delta u_f^{(1)}, \dots, \Delta u_f^{(i)}(k), \dots, \Delta u_f^{(36)}(k) \} \quad (5.5)$$

$\Delta u_f(k) = \text{FLC}(e(k), \Delta e(k))$ antisimetrik bir fonksiyon olduğu için, $-\Delta u_f(k) = \text{FLC}(-e(k), -\Delta e(k))$ ’dir. Bu durumda aşağıdaki bağıntıyı elde etmek kolaydır.

$$\Delta u_f^{(j)}(k) = -\Delta u_f^{(36-j+1)}(k), \quad j = 1, \dots, 18. \quad (5.6)$$

Bu bağıntıyı temel alarak bizim yalnızca $\{\Delta u_r^{(1)}(k), \dots, \Delta u_r^{(18)}(k)\}$ 'yı hesaplamamız yeterli olacaktır. Bu 18 bölgeyi de kendi içinde 3 kategoriye ayırıyoruz. Sadece bir tane kural geçerli olan bölgeye birinci tip diyoruz. Buna göre 1. ve 6. bölgeler birinci tipe ait olup bu bölgelerde $e(k)$ ve $\Delta e(k)$ 'nın üyelik fonksiyonları hiç üstüste gelmemektedir. Eş zamanlı olarak iki kuralın geçerli olduğu bölgelere ikinci tip diyoruz.

Bu durumda $e(k)$ veya $\Delta e(k)$ 'nın üyelik fonksiyonları birbirleriyle çakışmaktadır. 2-5, 7-12, 13 ve 18. bölgeler bu tipe girmektedir. Üçüncü tip bölgelerde de dört kural eş zamanlı olarak aktif haldedir. Bu durumda da $e(k)$ ve $\Delta e(k)$ 'nın üyelik fonksiyonlarının her ikisi birden birbirleriyle üstüste gelmektedir. 8-11, 14-17. bölgeler bu tipten sayılmaktadır.

Birinci tipte biz yalnızca $\Delta u_r^{(1)}(k)$ ve $u_r^{(6)}(k)$ 'yı hesaplayabiliriz. Şekil 5.3'deki r01 bölgesi ($e(k) \leq -\varepsilon$, $\Delta e(k) \geq w$) için sadece Kural 1 aktif haldedir. Buna göre giriş değerlerinin üyelik fonksiyonları, $\mu(e.n) = \mu(\Delta e.p) = 1$ 'dir. Böylece $\{\mu(e.n) \text{ AND } \mu(\Delta e.p)\} = \min\{1.1\} = 1$ olarak elde edilir. Uygun çıkış büyüklüğü de $o.z = 0$ olduğundan ağırlık merkezi formülünden (5.4),

$$\Delta u_r^{(1)}(k) = 0 \quad e(k) \leq -\varepsilon ; \Delta e(k) \geq w \quad (5.7)$$

dir.

6. Bölge ($e(k) \geq \varepsilon$, $\Delta e(k) \geq w$) için Şekil 5.2.1r06'da görüldüğü gibi sadece Kural 3 geçerlidir. Buna göre;

$$\Delta u_r^{(6)}(k) = \varepsilon \quad e(k) \geq \varepsilon ; \Delta e(k) \geq w \quad (5.8)$$

dir.

Şimdi ikinci tip $\Delta u_r^{(0)}(k)$ 'yı hesaplırsak, 2 ve 3. bölgeler ($e(k) \in [-\varepsilon, 0)$, $\Delta e(k) \geq w$) için Şekil 5.2.1 r02-r03'de görüldüğü gibi Kural 1 ve 2 eş zamanlı etkili haldedir. 1. Kural için giriş üyelik fonksiyonları ($\mu(e.n) = -(e(k)/\varepsilon) \leq 1$ $\mu(\Delta e.p) = 1$)'dir.

Uygun çıkış büyüklüğü $o.z=0$ olmak üzere $\{\mu(e.n) \text{ AND } \mu(\Delta e.p)\} = \min\{(-e(k)/\varepsilon, 1\} = -(e(k)/\varepsilon)$ bulunur. Kural 2 için $\mu(e.z) = (e(k) + \varepsilon/\varepsilon) \leq 1$ olmak üzere çıkış büyüklüğü $o.p = \varepsilon$ ile $\{\mu(e.z) \text{ AND } \mu(\Delta e.p)\} = \min\{(e(k) + \varepsilon/\varepsilon, 1\} = (e(k) + \varepsilon/\varepsilon)$ 'dir. Ağırlık merkezi metodundan (5.4),

$$\Delta u_f^{(2,3)}(k) = \frac{\mu(e.n) \times o.z + \mu(e.z) \times o.p}{\mu(e.n) + \mu(e.z)} = \frac{\varepsilon(e(k) + \varepsilon)}{-e(k) + e(k) + \varepsilon} \quad (5.9)$$

$$= e(k) + \varepsilon \quad -\varepsilon \leq e(k) \leq 0; \Delta e(k) \geq w$$

olarak bulunur. Benzer şekilde aşağıdaki ifadeleri elde edebiliriz;

$$\Delta u_f^{(4,5)}(k) = \varepsilon \quad 0 \leq e(k) \leq \varepsilon; \Delta e(k) \geq w \quad (5.10)$$

$$\Delta u_f^{(7)}(k) = \frac{\Delta e(k) - w}{w} \varepsilon = \Delta e(k) - \varepsilon \quad (5.11)$$

$$e(k) \leq -\varepsilon; \quad 0.5w \leq \Delta e(k) \leq w$$

$$\Delta u_f^{(12)}(k) = \varepsilon \quad \varepsilon \geq e(k); \quad 0.5w \leq \Delta e(k) \leq w \quad (5.12)$$

$$\Delta u_f^{(13)}(k) = \lambda \Delta e(k) - \varepsilon \quad e(k) \leq -\varepsilon; \quad 0 \leq \Delta e(k) \leq 0.5w \quad (5.13)$$

$$\Delta u_f^{(18)}(k) = \varepsilon \quad \varepsilon \geq e(k); \quad 0 \leq \Delta e(k) \leq 0.5w \quad (5.14)$$

Genel olarak üçüncü tipe giren $\Delta u_f^{(i)}(k)$ 'ları hesaplamak, dört tane kural eşzamanlı olarak geçerli olduğu için diğerlerine göre oldukça zordur. Bunun için sadece $\Delta u_f^{(8)}(k)$ için detay verilmiş olup diğerleri formüsel olarak ifade edilmiştir. 8. Bölgede $e(k) \in [-\varepsilon, -0.5\varepsilon]$, $\Delta e(k) \in [0.5w, w]$ olmak üzere Kural 1, 2, 4 ve 5 geçerlidir. Kural 1'e göre $\mu(e.p) = (e(k)/\varepsilon) \geq 0.5$ ve $\mu(\Delta e.p) = (\Delta e(k)/w) \geq 0.5$ 'dir. Buna göre $\mu(e.n)$ ve $\mu(e.p)$ üyelik fonksiyonları $[0.5, 1]$ arasında değişmektedir. MIN

işlemine göre de eğer $|e(k)| \leq |\Delta e(k)|$ ise $\{\mu(e.n) \text{ AND } \mu(\Delta e.p)\} = \min \{-(e(k)/\varepsilon), (\Delta e(k)/w)\} = -(e(k)/\varepsilon)$ 'dir. Eğer $|-e(k)| > |\Delta e(k)|$ ise $\{\mu(e.n) \text{ AND } \mu(\Delta e.p)\} = \min \{-(e(k)/\varepsilon), (\Delta e(k)/w)\} = -(\Delta e(k)/w)$ 'dir. Bu durumda uygun çıkış büyüklüğü de $o.z = 0$ 'dır. Kural 2 için $\mu(e.z) = (e(k) + \varepsilon/\varepsilon) \leq 0.5$ ve $\mu(\Delta e.p) = (\Delta e(k)/w) \geq 0.5$ 'dir. Buradan da $\{\mu(e.z) \text{ AND } \mu(\Delta e.p)\} = \min \{(e(k) + \varepsilon/\varepsilon), \Delta e(k)/w\} = (e(k) + \varepsilon/\varepsilon)$ elde edilir ve uygun çıkış büyüklüğü de $o.p = \varepsilon$ 'dur. Kural 4 için de $\mu(e.n) = (e(k)/\varepsilon) \geq 0.5$, $\mu(\Delta e.z) = (-e(k) + w/w) \leq 0.5$ 'dir. Böylece $\{\mu(e.n) \text{ AND } \mu(\Delta e.z)\} = \min \{(e(k)/\varepsilon), (-\Delta e(k) + w/w)\} = (-\Delta e(k) + w/w)$ saptanır ve uygun çıkış büyüklüğü, $o.n = -\varepsilon$ alınır. Son olarak Kural 5 için de aynı işlemler tekrarlanırsa, $\mu(e.z) = (e(k) + \varepsilon/\varepsilon) \leq 0.5$ ve $\mu(\Delta e.z) = (-\Delta e(k) + w/w) \leq 0.5$ 'dir.

Bu durumda eğer $|-e(k)| \leq |\Delta e(k)|$ ise $\{\mu(e.z) \text{ AND } \mu(\Delta e.z)\} = \min \{(e(k) + \varepsilon/\varepsilon), (-\Delta e(k) + w/w)\} = -(\Delta e(k) + w/w)$; eğer $|e(k)| > |\Delta e(k)|$ ise $\{\mu(e.z) \text{ AND } \mu(\Delta e.z)\} = \min \{(e(k) + w/w), (-\Delta e(k) + w/w)\} = (e(k) + \varepsilon/\varepsilon)$ elde edilir. Uygun çıkış büyüklüğü de $o.z = 0$ 'dır. Sonuç olarak ağırlık merkezi formülünden (5.4) aşağıdaki ifadeyi elde ederiz;

$$\Delta u_f^{(8)}(k) = \begin{cases} \frac{\mu(e.n)xo.z + \mu(e.z)xo.p + \mu(\Delta e.z)xo.n + \mu(\Delta e.z)xo.z}{\mu(e.n) + \mu(e.z) + \mu(\Delta e.z) + \mu(\Delta e.z)} = \\ = \frac{\varepsilon(\lambda\Delta e(k) + e(k))}{3\varepsilon - 2\lambda\Delta e(k)} & | -e(k) | \leq \Delta e(k) \\ \frac{\mu(\Delta e.p)xo.z + \mu(e.z)xo.p + \mu(\Delta e.z)xo.n + \mu(\Delta e.z)xo.z}{\mu(\Delta e.p) + \mu(e.z) + \mu(\Delta e.z) + \mu(e.z)} = \\ = \frac{\varepsilon(\lambda\Delta e(k) + e(k))}{3\varepsilon + 2\lambda\Delta e(k)} & | -e(k) | > \Delta e(k) \end{cases} \quad (5.15)$$

$-\varepsilon \leq e(k) \leq -0.5\varepsilon; \quad 0.5w \leq \Delta e(k) \leq w$

Benzer şekilde;

$$\Delta u_f^{(9)}(k) = \begin{cases} \frac{\varepsilon(\lambda\Delta e(k) + e(k))}{3\varepsilon - 2\lambda\Delta e(k)}, & |e(k) + \varepsilon| \leq |\Delta e(k)| \\ \frac{\varepsilon(\lambda\Delta e(k) + e(k))}{\varepsilon - 2e(k)}, & |e(k) + \varepsilon| > |\Delta e(k)| \end{cases} \quad (5.16)$$

$$0.5\varepsilon \leq e(k) \leq 0; \quad 0.5w \leq \Delta e(k) \leq w$$

$$\Delta u_f^{(10)}(k) = \begin{cases} \frac{\varepsilon(2\varepsilon - \lambda\Delta e(k))}{3\varepsilon - 2\lambda\Delta e(k)}, & |-e(k) + \varepsilon| \leq |\Delta e(k)| \\ \frac{\varepsilon(\lambda\Delta e(k) + 2e(k))}{\varepsilon + 2e(k)}, & |-e(k) + \varepsilon| > |\Delta e(k)| \end{cases} \quad (5.17)$$

$$0 \leq e(k) \leq 0.5\varepsilon; \quad 0.5w \leq \Delta e(k) \leq w$$

$$\Delta u_f^{(11)}(k) = \begin{cases} \frac{\varepsilon(2\varepsilon - \lambda\Delta e(k))}{3\varepsilon - 2\lambda\Delta e(k)}, & |-e(k)| \leq |\Delta e(k)| \\ \frac{\varepsilon(2\varepsilon - e(k))}{3\varepsilon - 2e(k)}, & |e(k)| > |\Delta e(k)| \end{cases} \quad (5.18)$$

$$0.5\varepsilon \leq e(k) \leq \varepsilon; \quad 0.5w \leq \Delta e(k) \leq w$$

$$\Delta u_f^{(14)}(k) = \begin{cases} \frac{\varepsilon(2\varepsilon - \lambda\Delta e(k))}{3\varepsilon + 2e(k)}, & |-e(k) + \varepsilon| \leq |\Delta e(k)| \\ \frac{\varepsilon(\lambda\Delta e(k) + e(k))}{\varepsilon + 2\lambda\Delta e(k)}, & |-e(k) + \varepsilon| > |\Delta e(k)| \end{cases} \quad (5.19)$$

$$-\varepsilon \leq e(k) \leq -0.5\varepsilon; \quad 0 \leq \Delta e(k) \leq 0.5w$$

$$\Delta u_f^{(15)}(k) = \begin{cases} \frac{\varepsilon(\lambda \Delta e(k) + e(k))}{\varepsilon - 2\Delta e(k)}, & |e(k)| \leq |\Delta e(k)| \\ \frac{\varepsilon(\lambda \Delta e(k) + e(k))}{\varepsilon + 2\lambda \Delta e(k)}, & |e(k)| > |\Delta e(k)| \end{cases} \quad (5.20)$$

$$0.5\varepsilon \leq e(k) \leq 0; \quad 0 \leq \Delta e(k) \leq 0.5w$$

$$\Delta u_f^{(16)}(k) = \begin{cases} \frac{\varepsilon(\lambda \Delta e(k) + 2e(k))}{3\varepsilon - 2e(k)}, & |e(k)| \leq |\Delta e(k)| \\ \frac{\varepsilon(2\lambda \Delta e(k) + e(k))}{\varepsilon + 2\lambda \Delta e(k)}, & |e(k)| > |\Delta e(k)| \end{cases} \quad (5.21)$$

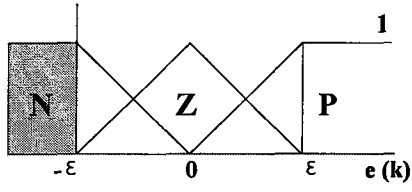
$$0 \leq e(k) \leq 0.5\varepsilon; \quad 0 \leq \Delta e(k) \leq 0.5w$$

$$\Delta u_f^{(17)}(k) = \begin{cases} \frac{\varepsilon(2\varepsilon - e(k))}{3\varepsilon - 2e(k)}, & |-e(k) + \varepsilon| \leq |\Delta e(k)| \\ \frac{\varepsilon(2\lambda \Delta e(k) + e(k))}{\varepsilon + 2\lambda \Delta e(k)}, & |-e(k) + \varepsilon| > |\Delta e(k)| \end{cases} \quad (5.22)$$

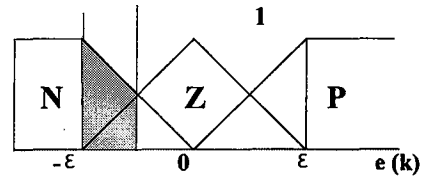
$$0.5\varepsilon \leq e(k) \leq \varepsilon; \quad 0 \leq \Delta e(k) \leq 0.5w$$

ifadeleri de elde edilir.

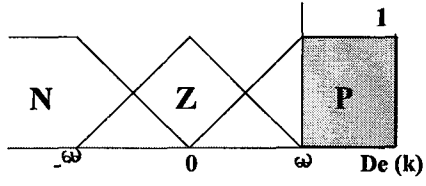
Sonuç olarak bu çıkarımlardan yararlanarak [(5.7)-(5.22)] $\Delta u_r(k) = \text{FLC}(e(k), \Delta e(k)) = \{\Delta u_r^{(i)}(k)\}$ ($i=1, \dots, 36$) ifadesini hesaplamış oluyoruz.



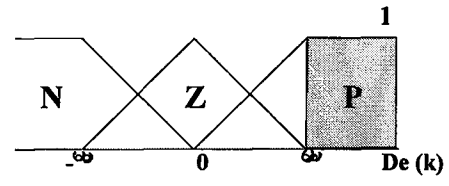
(r01)



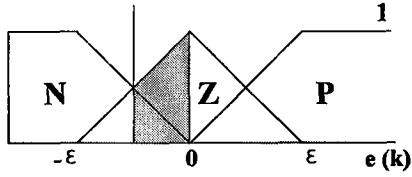
(r02)



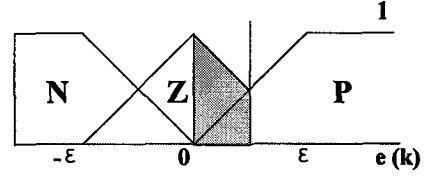
(r03)



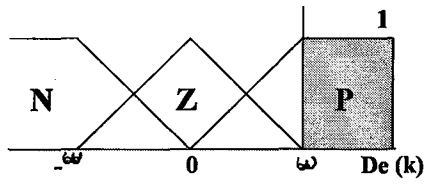
(r04)



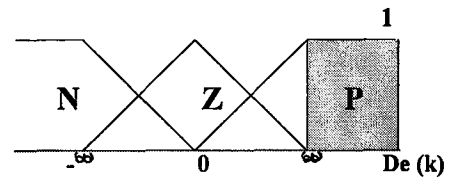
(r05)



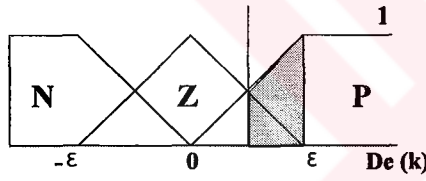
(r06)



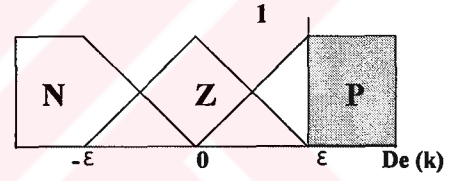
(r07)



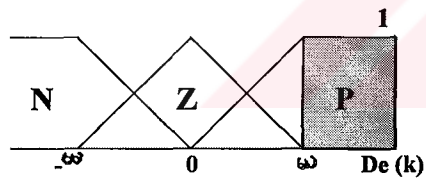
(r08)



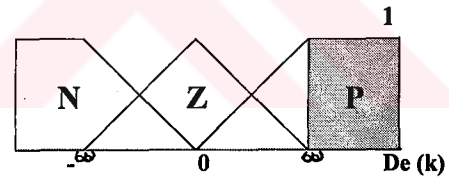
(r09)



(r10)

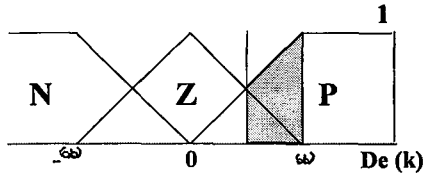
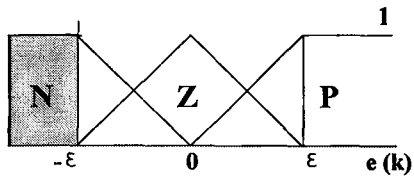


(r11)

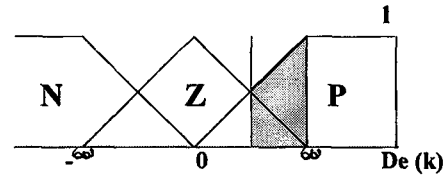
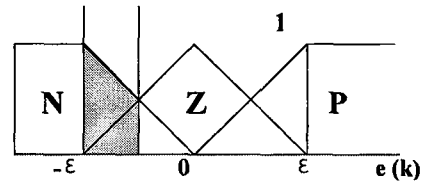


(r12)

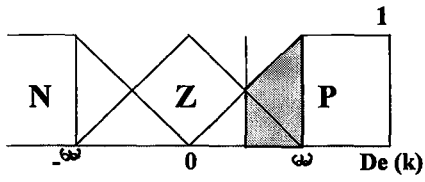
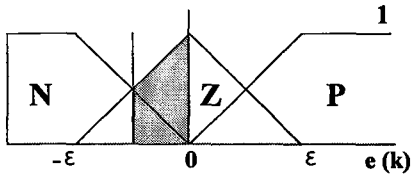
Şekil 5.2.1. Tasarlanan Hibrit Bulanık P+ID Kontrolörün Kurallarının Gösterilmesi



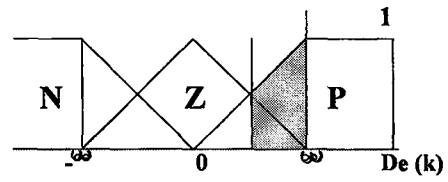
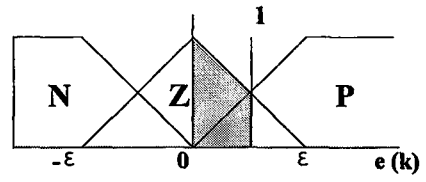
(r07)



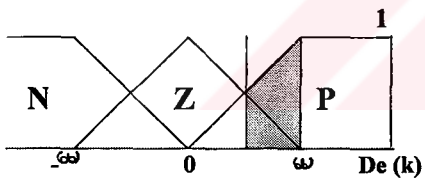
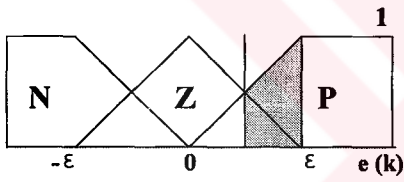
(r08)



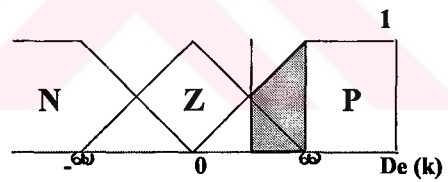
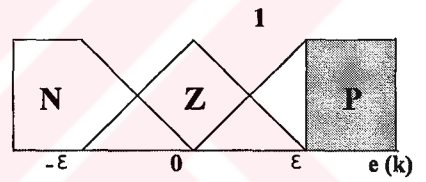
(r09)



(r10)

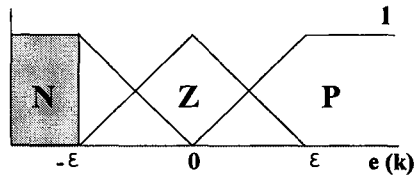


(r11)

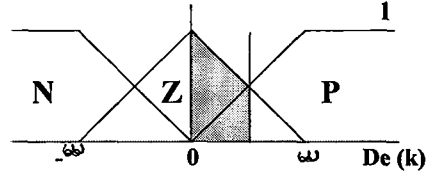


(r12)

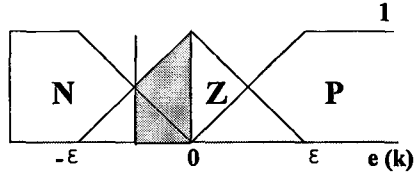
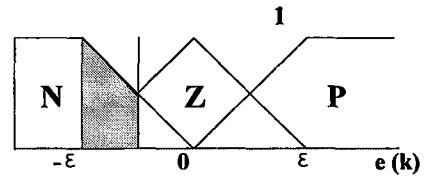
Şekil 5.2.1. Tasarlanan Hibrit Bulanık P+ID Kontrolörün Kurallarının Gösterilimi



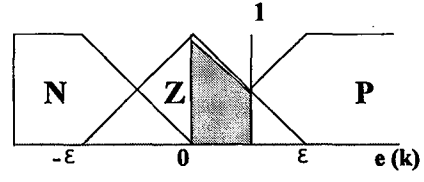
(r13)



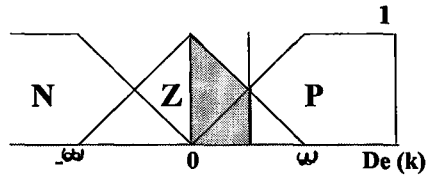
(r14)



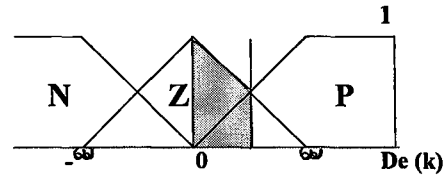
(r15)



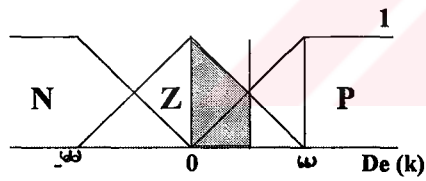
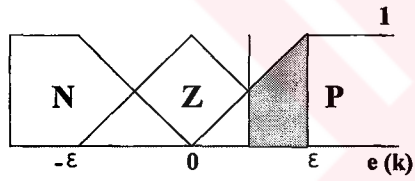
(r16)



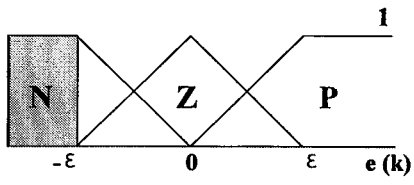
(r17)



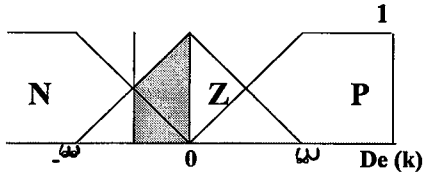
(r18)



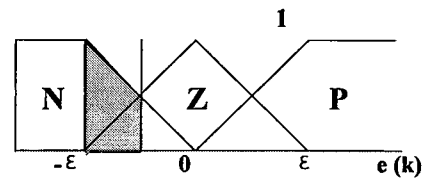
Şekil 5.2.1. Tasarlanan Hibrit Bulanık P+ID Kontrolörün Kurallarının Gösterilimi



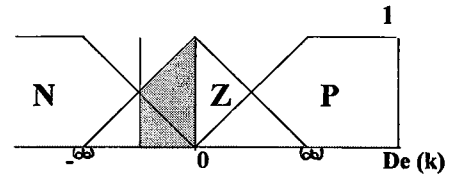
(r19)



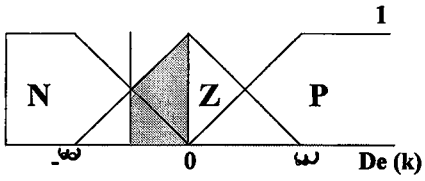
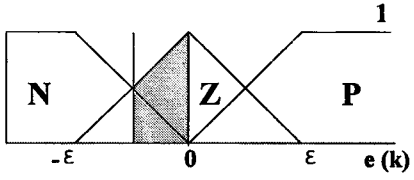
(r20)



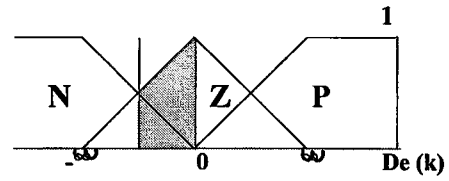
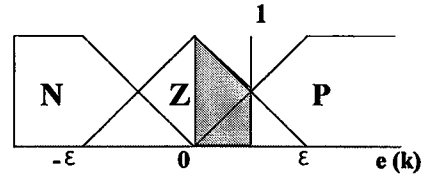
(r22)



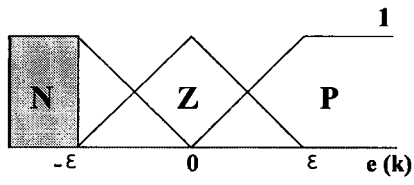
(r24)



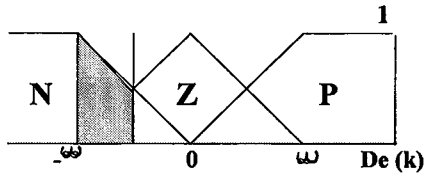
(r23)



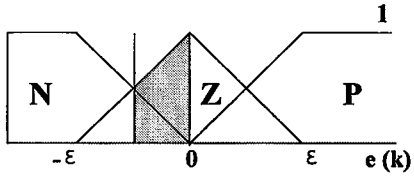
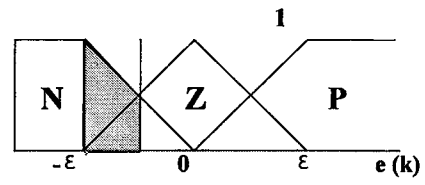
Şekil 5.2.1. Tasarlanan Hibrit Bulanık P+ID Kontrolörün Kurallarının Gösterilimi



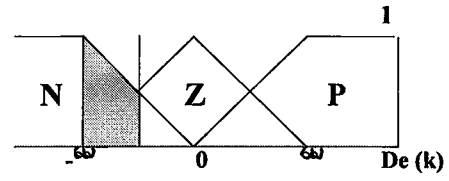
(r25)



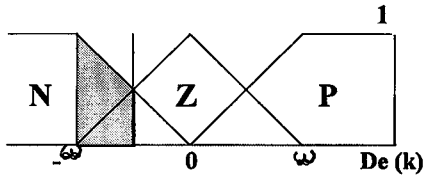
(r26)



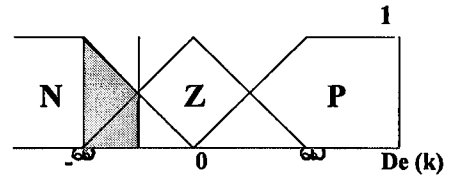
(r27)



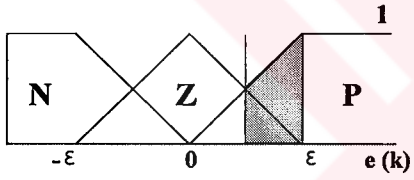
(r28)



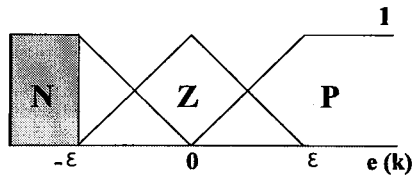
(r29)



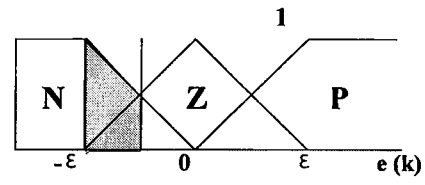
(r30)



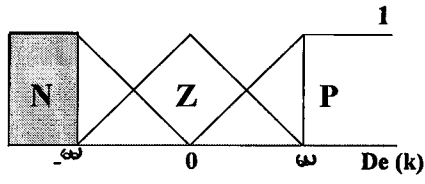
Şekil 5.2.1. Tasarlanan Hibrit Bulanık P+ID Kontrolörün Kurallarının Gösterilimi



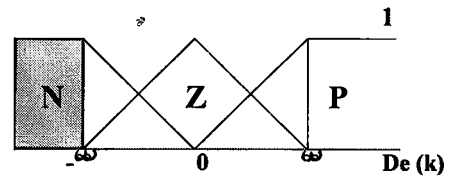
(r31)



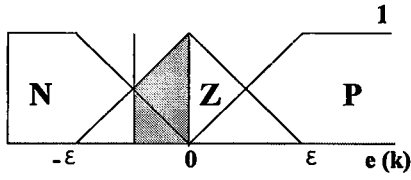
(r32)



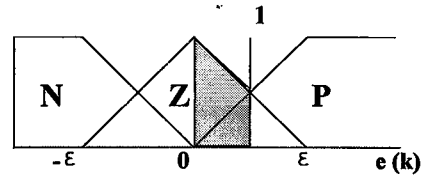
(r33)



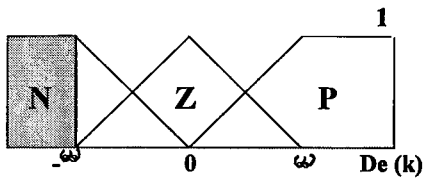
(r34)



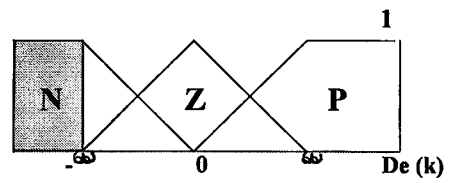
(r35)



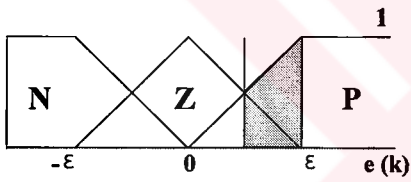
(r36)



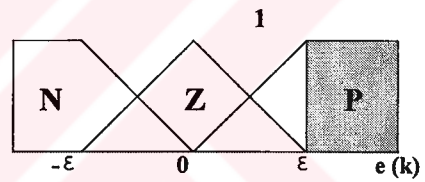
(r37)



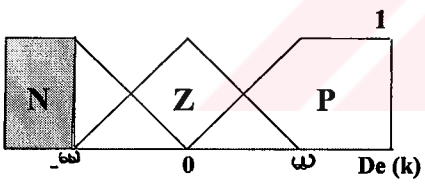
(r38)



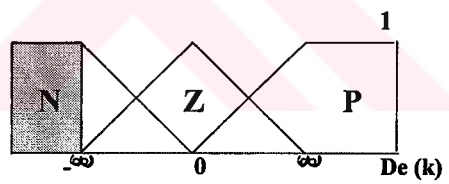
(r39)



(r40)



(r41)

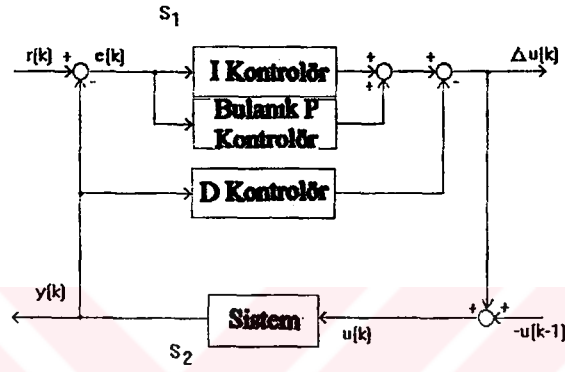


(r42)

Şekil 5.2.1. Tasarlanan Hibrit Bulanık P+ID Kontrolörün Kurallarının Gösterilimi

5.4. KARARLILIK ANALİZİ

Bu bölümde küçük kazançlar teoremi [20] [21] kullanılarak örnek hibrit bulanık mantık kontrolörümüzün kararlılık analizi yapılacaktır. Bulanık P+ID kontrolörün nonlinear bir sistem üzerindeki kontrol yapısı Şekil 5.3’de gösterilmiştir.



Şekil 5.3. Nonlinear Kontrol Sistemi

Lineer olmayan bir sistemin sınırlı giriş ve çıkış büyüklükleri için yeterlilik koşulu bu yöntemle göre aşağıdaki şekildedir; [19]

$$\begin{cases} \left\| S_1 \begin{bmatrix} e(k) \\ y(k) \end{bmatrix} \right\| \leq M_1 + L_1 \left\| \begin{bmatrix} e(k) \\ y(k) \end{bmatrix} \right\| \\ \left\| S_2(u(k)) \right\| \leq M_2 + L_2 \|u(k)\| \end{cases} \quad (5.23)$$

Burada M_1 , M_2 , L_2 ve L_1 sabitlerdir. ($L_1, L_2 \geq 0, L_1.L_2 < 1$)

Klasik PID kontrolör için (5.1),

$$\begin{aligned}
\left\| S_1 \begin{bmatrix} e(k) \\ y(k) \end{bmatrix} \right\| &= \left\| \begin{bmatrix} K_p + K_i T & 0 \\ 0 & \frac{K_D}{T} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e(k) \\ y(k) \end{bmatrix} \right\| \\
&\leq \left\| \begin{bmatrix} K_p + K_i T & 0 \\ 0 & \frac{K_D}{T} \end{bmatrix} \right\| \left\| \begin{bmatrix} e(k) \\ y(k) \end{bmatrix} \right\| \\
&\leq \max \left\{ \|K_p + K_i T\|, \left\| \frac{K_D}{T} \right\| \right\} \cdot \max \{ \|e(k)\|, \|y(k)\| \}
\end{aligned} \tag{5.24}$$

$$\|S_2(e_2(k))\| = \|N(e_2(k))\| = \|N\| |e_2(k)| \tag{5.25}$$

yazılabilir. N nonlineer sistemin kazancı olup norm formundadır.

$$\|N\| := \sup_{v_1 \neq v_2, k \geq 1} \frac{|N(v_1(k)) - N(v_2(k))|}{|v_1(k) - v_2(k)|} \tag{5.26}$$

(5.24) ve (5.25), (5.26) ile karşılaştırıldığında PID kontrolör için L1 ve L2 sabitleri kolayca elde edilir.

$$\begin{cases} L_1 = \max \left\{ \|K_p + K_i T\|, \left\| \frac{K_D}{T} \right\| \right\} \\ L_2 = \|N\| \end{cases} \tag{5.27}$$

$$|K_D| \geq |TK_p + K_i T^2| \tag{5.28}$$

Yukarıdaki (5.28) koşulu sağlanmak üzere PID kontrolörle kontrol edilen nonlinear bir sistem için yeterlilik koşulu aşağıdaki gibi ifade edilebilir;

$$L_1 L_2 = \left\| \frac{K_D}{T} \right\| \|N\| < 1 \tag{5.29}$$

Bulanık P+ID ile klasik PID arasındaki fark sadece oransal terimlerindedir. Bu terim bulanık P+ID için,

$$K_p^* \Delta u_f(k) = K_p^* \text{FLC}(e(k), \Delta e(k)) = K_p^* \text{FLC}(e(k), f(e(k))) = K_p^* \Phi(e(k)) \quad (5.30)$$

şeklindedir. Burada $\|\Phi\|$ bulanık kontrolörün kazancıdır. Böylece bulanık P+ID için,

$$\begin{aligned} \left\| S_1 \begin{bmatrix} e(k) \\ y(k) \end{bmatrix} \right\| &= \left\| \begin{bmatrix} \|\Phi\|K_p^* + K_I T & 0 \\ 0 & \frac{K_D}{T} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e(k) \\ y(k) \end{bmatrix} \right\| \\ &\leq \left\| \begin{bmatrix} \|\Phi\|K_p^* + K_I T & 0 \\ 0 & \frac{K_D}{T} \end{bmatrix} \right\| \left\| \begin{bmatrix} e(k) \\ y(k) \end{bmatrix} \right\| \\ &\leq \left\{ \left\| \|\Phi\|K_p^* + K_I T \right\|, \left\| \frac{K_D}{T} \right\| \right\} \cdot \max \{ \|e(k)\|, \|y(k)\| \} \end{aligned} \quad (5.31)$$

yazılabilir ve,

$$\begin{cases} L_1 = \max \left\{ \left\| \|\Phi\|K_p^* + K_I T \right\|, \left\| \frac{K_D}{T} \right\| \right\} \\ L_2 = \|N\| \end{cases} \quad (5.32)$$

elde edilir. Aynı şekilde aşağıdaki ek koşulun geçerliliği altında,

$$|K_D| \geq \left| \|\Phi\| K_p^* + K_I T^2 \right| \quad (5.33)$$

aynı kararlılık korunmak üzere PID ile bulanık P+ID yer değiştirebilir. Bu durumda $\Delta u_f(k) = \text{FLC}(e(k), \Delta e(k))$ 'yi kullanarak $\|\Phi\|$ 'yi hesaplayabiliriz. $\Delta u_f^{(i)}(k)$ 'nin ilk tipi için ve ikinci tipi için $\|\Phi\|$ oldukça kolay elde edilir.

$$\|\Phi\| = \|\Phi^{(1.4.5.6.12.18)}\| = 0 \quad (5.34)$$

$$\|\Phi\| = \|\Phi^{(2.3)}\| = 1 \quad (5.35)$$

$$\|\Phi\| = \|\Phi^{(7.13)}\| = \frac{\lambda}{T} \quad (5.36)$$

$\Delta u_f^{(8)}$ için aşağıdaki işlemler yapılır.

$$\Delta u_f^{(8)}(k) = \begin{cases} \frac{\varepsilon(\lambda + T)e(k) - \varepsilon\lambda T e(k-1)}{T(3\varepsilon - 2\Delta e(k))}, & |-e(k)| \leq |\Delta e(k)| \\ \frac{\varepsilon(\lambda + T)e(k) - \varepsilon\lambda e(k-1)}{T(3\varepsilon + 2e(k))}, & |-e(k)| > |\Delta e(k)| \end{cases} \quad (5.37)$$

$-\varepsilon \leq e(k) \leq -0.5\varepsilon; \quad 0.5w \leq \Delta e(k) \leq w$

$|-e(k)| \leq |\Delta e(k)|$ için $\Delta e(k) = nw$, $|-e(k)| > |\Delta e(k)|$ için $e(k) = -\varepsilon$ iken,

$$\Delta u_f^{(8)}(k) \leq \frac{(\lambda + T)e(k) - \lambda e(k-1)}{T} \quad (5.38)$$

$$\|\Phi\| = \|\Phi^{(8)}\| \leq \frac{\lambda + T}{T} \quad (5.39)$$

dir. Aynı mantıkla 9., 14. ve 15. bölgeler için de $\|\Phi\|$ elde edilir.

$$\|\Phi^{(9.14.15)}\| = \|\Phi^{(8)}\| \leq \frac{\lambda + T}{T} \quad (5.40)$$

$\Delta u_f^{(10)}(k)$ için ise,

$$\Delta u_f^{(10)}(k) = \begin{cases} \frac{-\varepsilon\lambda e(k) + \varepsilon\lambda e(k-1) + 2\varepsilon^2}{T(3\varepsilon - 2\lambda\Delta e(k))}, & |-e(k) + \varepsilon| \leq |\Delta e(k)| \\ \frac{\varepsilon e(k)(\lambda + 2T) - \varepsilon\lambda e(k-1)}{T(\varepsilon + 2e(k))}, & |-e(k) + \varepsilon| > |\Delta e(k)| \end{cases} \quad (5.41)$$

$0 \leq e(k) \leq 0.5\varepsilon; \quad 0.5w \leq \Delta e(k) \leq w$

$|-e(k) + \varepsilon| \leq |\Delta e(k)|$ için $\Delta e(k) = w$, $|-e(k) + \varepsilon| > |\Delta e(k)|$ için $e(k) = 0$ iken,

$$\Delta u_f^{(10)}(k) \leq \begin{cases} \frac{-\lambda e(k) + \lambda e(k-1) + 2\varepsilon T}{T}, & |-e(k) + \varepsilon| \leq |\Delta e(k)| \\ \frac{(\lambda + 2T)e(k) - \lambda e(k-1)}{T}, & |-e(k) + \varepsilon| > |\Delta e(k)| \end{cases} \quad (5.42)$$

$$\|\Phi\| = \|\Phi^{(10)}\| \leq \begin{cases} \frac{\lambda}{T}, & |-e(k) + \varepsilon| \leq |\Delta e(k)| \\ \frac{\lambda + 2T}{T}, & |-e(k) + \varepsilon| > |\Delta e(k)| \end{cases} \quad (5.43)$$

saptanır.

$\Delta u_f^{(11)}(k)$ için,

$$\Delta u_f^{(11)}(k) = \begin{cases} \frac{-\varepsilon \lambda e(k) + \varepsilon \lambda e(k-1) + 2\varepsilon^2}{T(3\varepsilon - 2\lambda \Delta e(k))}, & |e(k)| \leq |\Delta e(k)| \\ \frac{-\varepsilon e(k) - 2\varepsilon^2}{3\varepsilon - 2e(k)}, & |e(k)| > |\Delta e(k)| \end{cases} \quad (5.44)$$

$0.5\varepsilon \leq e(k) \leq \varepsilon; \quad 0.5w \leq \Delta e(k) \leq w$

$|e(k)| \leq |\Delta e(k)|$ için $\Delta e(k) = \varepsilon$, $|e(k)| > |\Delta e(k)|$ için $e(k) = \varepsilon$ iken,

$$\Delta u_f^{(11)}(k) \leq \begin{cases} \frac{-\lambda e(k) + 2\varepsilon + \lambda e(k-1)}{T}, & |e(k)| \leq |\Delta e(k)| \\ -e(k) - 2\varepsilon, & |e(k)| > |\Delta e(k)| \end{cases} \quad (5.45)$$

$$\|\Phi\| = \|\Phi^{(11)}\| \leq \begin{cases} \frac{\lambda}{T} & |e(k)| \leq |\Delta e(k)| \\ l & |e(k)| > |\Delta e(k)| \end{cases} \quad (5.46)$$

Aynı şekilde $\Delta u_f^{(16)}(k)$ için,

$$\Delta u_f^{(16)}(k) = \begin{cases} \frac{\varepsilon(\lambda + 2T)e(k) - \varepsilon\lambda e(k-1)}{T(\varepsilon + 2e(k))}, & |e(k)| \leq |\Delta e(k)| \\ \frac{\varepsilon(2\lambda + T)e(k) - 2\varepsilon\lambda e(k-1)}{T(\varepsilon + 2\lambda\Delta e(k))}, & |e(k)| > |\Delta e(k)| \end{cases} \quad (5.47)$$

$0 \leq e(k) \leq 0.5\varepsilon; \quad 0 \leq \Delta e(k) \leq 0.5w$

$|e(k)| \leq |\Delta e(k)|$ için $e(k) = 0$, $|e(k)| \geq |\Delta e(k)|$ için $\Delta e = 0$ iken,

$$\Delta u_f^{(16)}(k) \leq \begin{cases} \frac{(\lambda + 2T)e(k) - e(k-1)}{T} & |e(k)| \leq |\Delta e(k)| \\ \frac{(2\lambda + T)e(k) - 2e(k-1)}{T} & |e(k)| > |\Delta e(k)| \end{cases} \quad (5.48)$$

$0 \leq e(k) \leq 0.5\varepsilon; \quad 0 \leq \Delta e(k) \leq 0.5w$

$$\|\Phi\| = \|\Phi^{(16)}\| \leq \begin{cases} \frac{(\lambda + 2T)}{T} & |e(k)| \leq |\Delta e(k)| \\ \frac{2\lambda + 2T}{T} & |e(k)| > |\Delta e(k)| \end{cases} \quad (5.49)$$

En son olarak $\Delta u_f^{(17)}(k)$ için aşağıdaki sonuçlar elde edilir;

$$\Delta u_f^{(17)}(k) = \begin{cases} \frac{-\varepsilon e(k) + 2\varepsilon^2}{3\varepsilon - 2e(k)} & |-e(k) + \varepsilon| \leq |\Delta e(k)| \\ \frac{\varepsilon(2\lambda + T)e(k) - 2\varepsilon\lambda e(k-1)}{T(\varepsilon + 2\lambda\Delta e(k))} & |-e(k) + \varepsilon| > |\Delta e(k)| \end{cases} \quad (5.50)$$

$0.5\varepsilon \leq e(k) \leq \varepsilon; \quad 0 \leq \Delta e(k) \leq 0.5w$

$|-e(k) + \varepsilon| \leq |\Delta e(k)|$ için $e(k) = \varepsilon$, $|e(k)| > |\Delta e(k)|$ için $\Delta e(k) = 0$ iken,

$$\Delta u_f^{(17)}(k) \leq \begin{cases} -e(k) + 2\varepsilon & | -e(k) + \varepsilon | \leq |\Delta e(k)| \\ \frac{(2\lambda + T)e(k) - 2\lambda e(k-1)}{T} & | -e(k) + \varepsilon | > |\Delta e(k)| \end{cases} \quad (5.51)$$

$$\|\Phi\| = \|\Phi^{(17)}\| \leq \begin{cases} 1 & | -e(k) + \varepsilon | \leq |\Delta e(k)| \\ \frac{2\lambda + T}{T} & | -e(k) + \varepsilon | > |\Delta e(k)| \end{cases} \quad (5.52)$$

dir.

Sonuç olarak özetlersek T örnekleme periyodu olmak üzere,

$$\|\Phi\| \leq \left\{ 0, 1, \frac{\lambda}{T}, \frac{\lambda + T}{T}, \frac{\lambda + 2T}{T}, \frac{2\lambda + T}{T} \right\} \quad (5.53)$$

şeklindedir. Örnekleme periyodu 1'den küçük olduğunda ve $\lambda = 1$ olduğunda maksimum $\|\Phi\|$ bulunur. $\max \|\Phi\| = (2 + T/T)$ 'dir. Bizim çalışmamızda $K_p^* = K_p$ seçiliyor. Böylece (5.34)'teki koşul,

$$|K_D| \geq |(T+2)K_p + K_i T^2| \quad (5.54)$$

şeklini alır.

Bu sonuç bize bulanık P+ID kontrolörün bu koşulunun klasik PID kontrolörünkine (5.28) göre daha kuvvetli olduğunu gösterir. Dolayısıyla kararlılık konusundaki şüphelerimiz giderilmiş olur.

5.5. ÜÇ FARKLI BULANIK PID KONTROLÖR TASARIMININ KARŞILAŞTIRILMASI

Daha önce bahsettiğimiz gibi bulanık kontrolörler oldukça hızlı bir gelişim süreci geçirmiştir. Bu gelişim sürecinde değişik kontrolör tasarımları bulunmuştur ve bunların hangisinin daha iyi performans sağladığı araştırmaları güncel bir konu halini almıştır. Bu bölümde Mamdani'nin 1974'de tasarladığı iki girişli bulanık PID kontrolör ile Hu, Mann ve Gosine'nin 1997'de tasarladıkları bir girişli (biri-bir ve bire-üç) bulanık PID kontrolörün karşılaştırılması yapılacaktır. Sistem olarak birinci dereceden, ikinci dereceden, marjinal kararlı sistemler ve bu sistemlerin ölü zamanlı yapıları seçilmiş olup, yorumlar bu sistemler üzerinde yapılmıştır..

5.5.1. İKİ GİRİŞLİ BULANIK PID KONTROLÖR TASARIMI

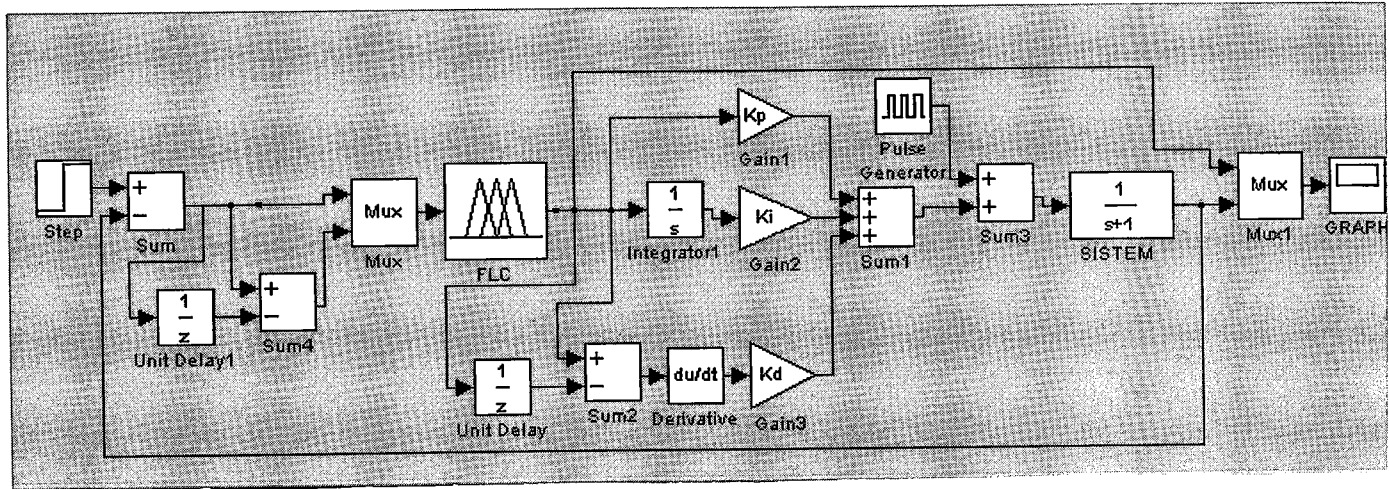
Uygulamada en çok rastlanan kontrolör tasarımıdır. Giriş olarak hata ve hatanın değişimini kullanmaktadır. Bu tasarıma ilişkin simulink yapısı Şekil 5.4.A ve Şekil 5.4.B'de gösterilmiştir. Bahsedilen simulink yapısında ki sistem bloğu sırasıyla Şekil 5.4.A için $G1(s)=1/s+1$, $G2(s)=1/s^2+s+0.2$, $G3(s)=1/s^2+s$, Şekil 5.4.B için $G11(s)=e^{-s}/s+1$, $G22(s)=e^{-0.3s}/s^2+s+0.2$, $G33(s)=e^{-0.3s}/s^2+s$ olarak seçilmiştir. Sistemde yer alan FLC bloğunun tasarımında Fuzzy Logic Toolbox'dan yararlanılmış olup, detaylar EK-A da verilmiştir. Tasarımın simulasyon sonuçları ise diğer kontrolörlerin çıktılarıyla karşılaştırma kolaylığı açısından Şekil 5.7'de yer almaktadır.

5.5.2. TEK GİRİŞLİ BULANIK PID KONTROLÖR TASARIMI

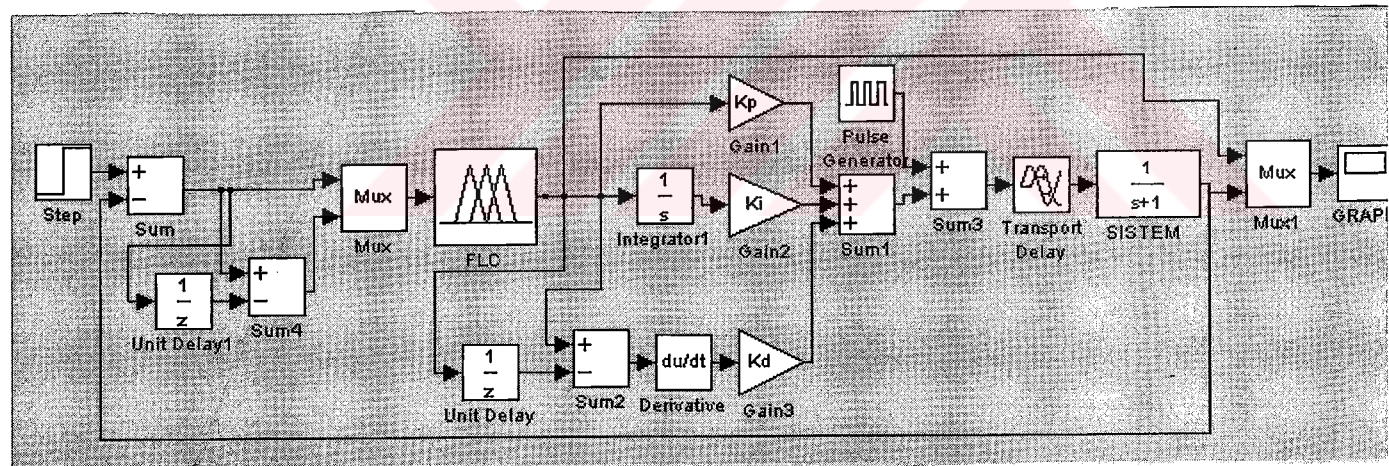
5.5.2.1. TEK GİRİŞLİ BİRE-BİR BULANIK PID KONTROLÖR TASARIMI

Şekil 5.5.A ve Şekil 5.5.B'de görülen yapıya ilişkin bir tasarım yapılmaktadır. Görüldüğü gibi giriş olarak tek hata değeri alınmış ve bir adet FLC

bloğundan yararlanılmıştır. Bu sisteme ilişkin FLC bloğunun detayları EK-B’de, simülasyon çıktıları da Şekil 5.7’de yeralmaktadır.



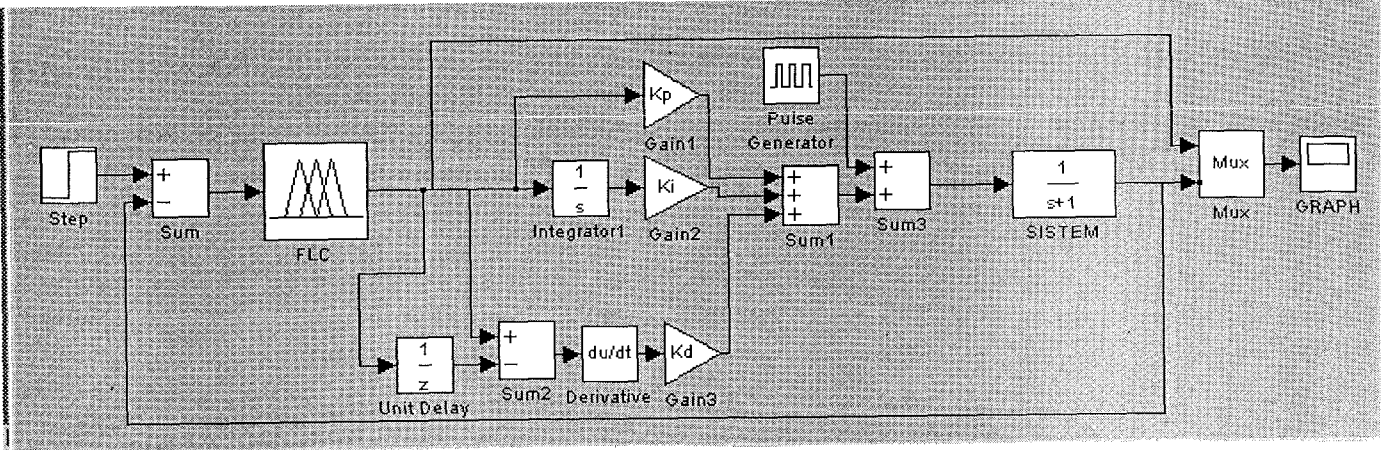
(A)



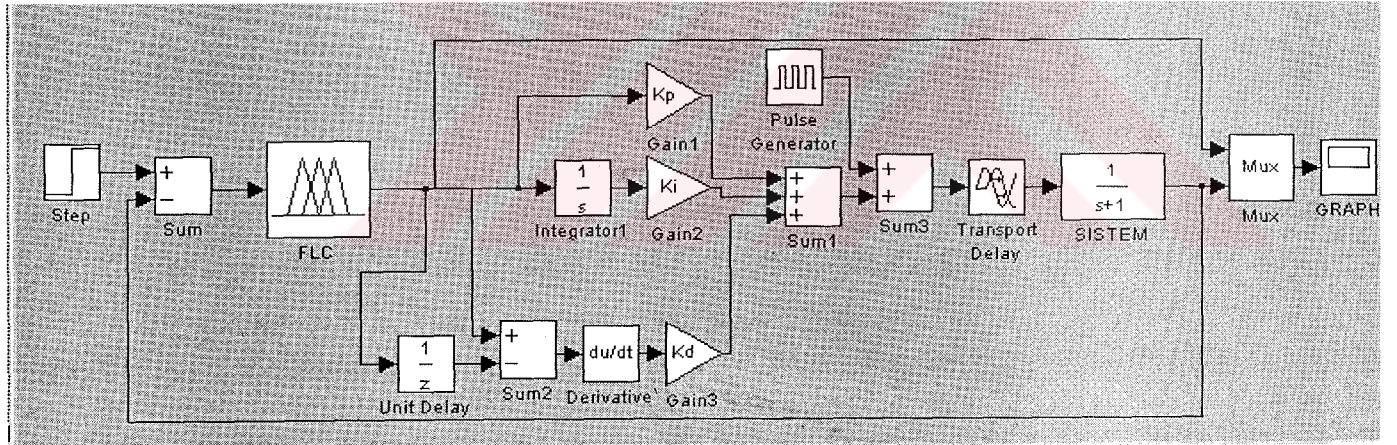
(B)

Şekil 5.4. A- İki Girişli Bulanık PID Tasarımı

B-Ölü Zamanlı Sisteme İlişkin İki Girişli Bulanık PID Tasarımı



(A)



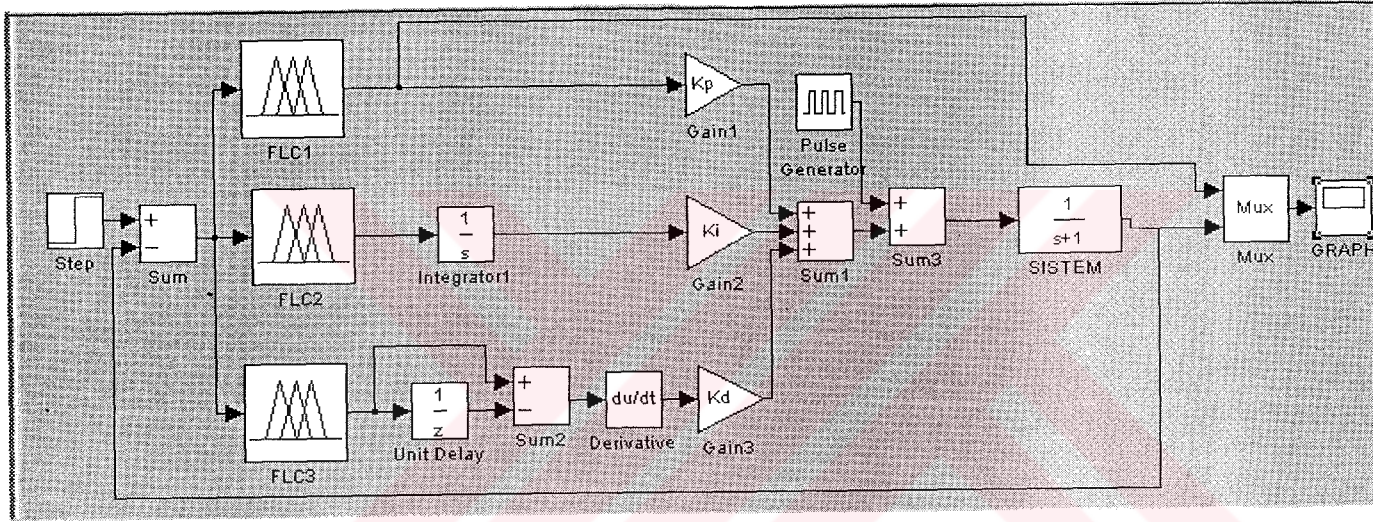
(B)

Şekil 5.5.A-Tek Girişli Bire-Bir Bulanık PID Tasarımı

B-Ölöl Zamanlı Sisteme İlişkin Tek Girişli Bire-Bir Bulanık PID
Tasarımı

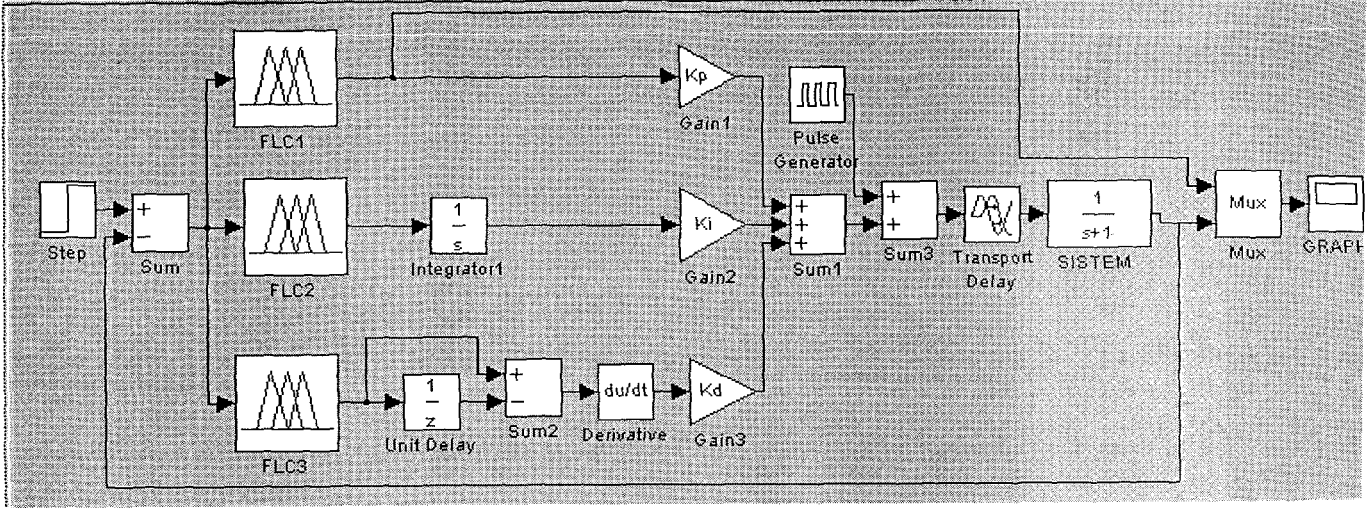
5.5.2.1. TEK GİRİŞLİ BİRE-ÜÇ BULANIK PID KONTROLÖR TASARIMI

Aşağıda görüldüğü gibi tasarımda 3 tane FLC bloktan yararlanılmıştır ve yine giriş olarak sadece hata değeri alınmıştır. FLC'ler EK-B'dekinin aynısıdır. Bu sisteme ilişkin simülasyon çıktıları da Şekil 5.7'de yer almaktadır.



(A)

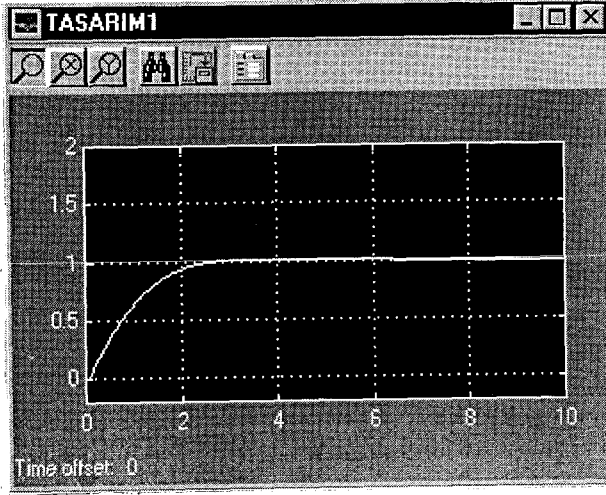
Şekil 5.6. A- Tek Girişli Bire-Üç Bulanık PID Tasarımı



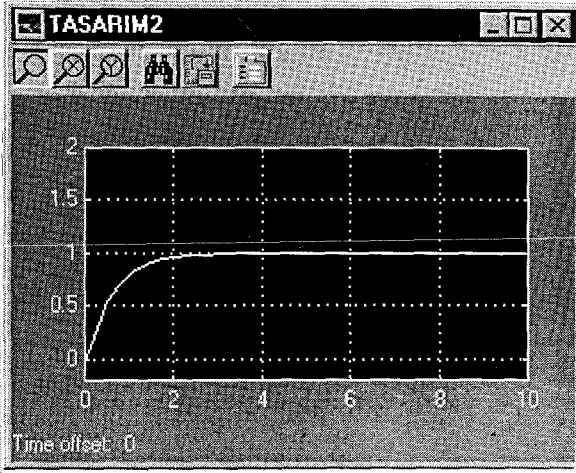
(B)

Şekil 5.6. B-Ölü Zamanlı Sisteme İlişkin Tek Girişli Bire-Üç Bulanık PID Tasarımı

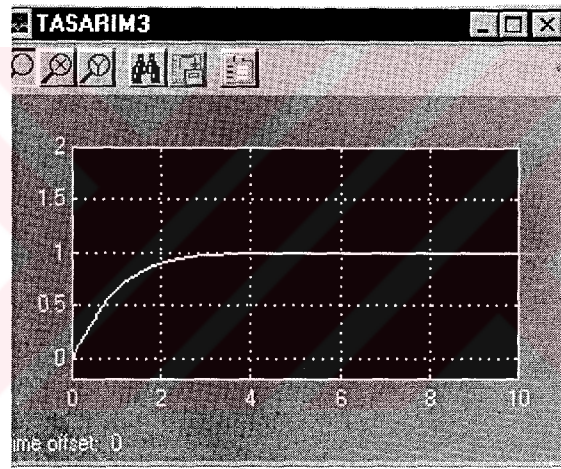
Sonuçta Şekil 5.7'deki simulasyon sonuçları incelendiğinde, tek girişli bulanık PID'lerin iki girişli bulanık PID'ye göre çok daha iyi kontrol imkanı sağladığı gözlemlenmiştir. Özellikle bu gözlem ölü zamanlı sistemlerde açıkça görülmektedir. Tek girişli bire-bir ve bire-üç arasında bu sistemlere ilişkin pek fark olmadığı görülmekle birlikte pratikte tek girişli bire-üç tasarımının daha iyi sonuç verdiği söylenmektedir.



(A1)



(A2)



(A3)

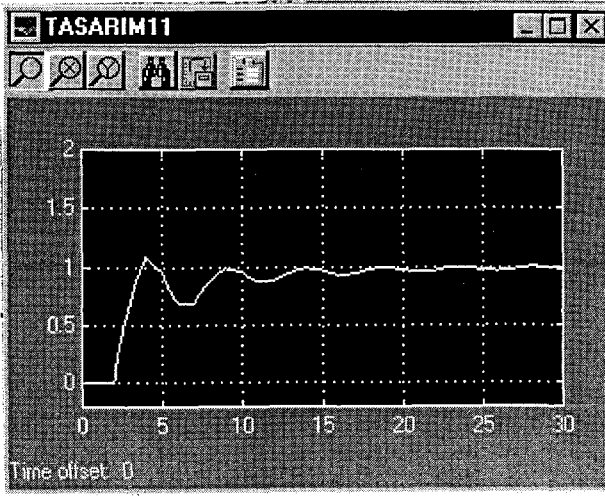
Şekil 5.7. Simulasyon Sonuçları

A- Birinci Dereceden Sisteme İlişkin

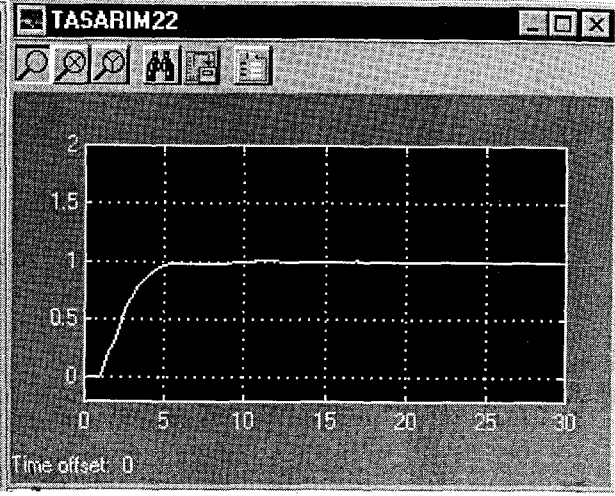
A1- İki Girişli Bulanık PID Tasarımı İçin

A2- Tek Girişli Bire-Bir Bulanık PID Tasarımı İçin

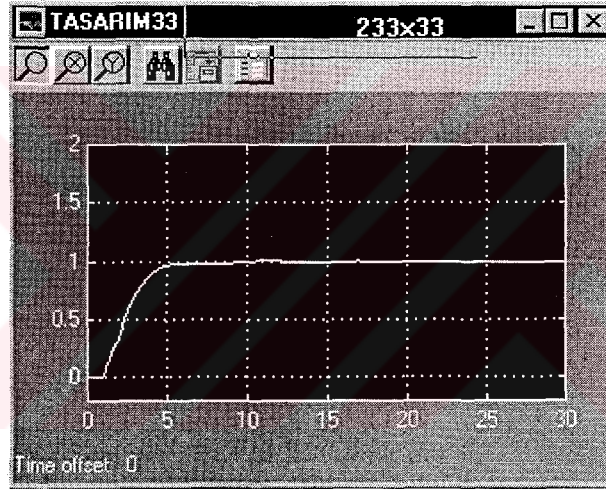
A3- Tek Girişli Bire-Üç Bulanık PID Tasarımı için



(B1)



(B2)



(B3)

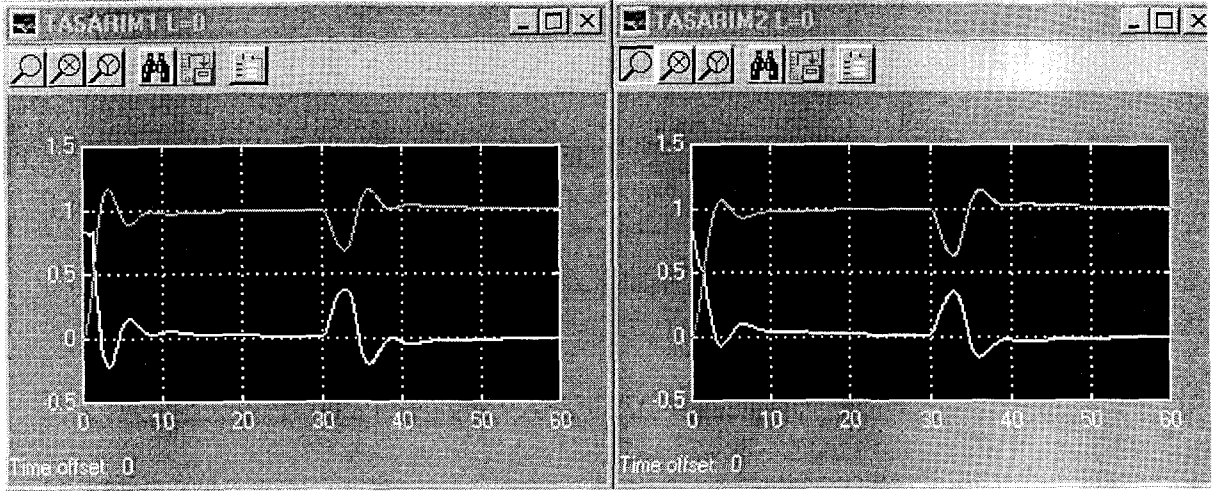
Şekil 5.7. Simulasyon Sonuçları

B- Ölü Zamanlı Sisteme İlişkin

B1- İki Girişli Bulanık PID Tasarımı İçin

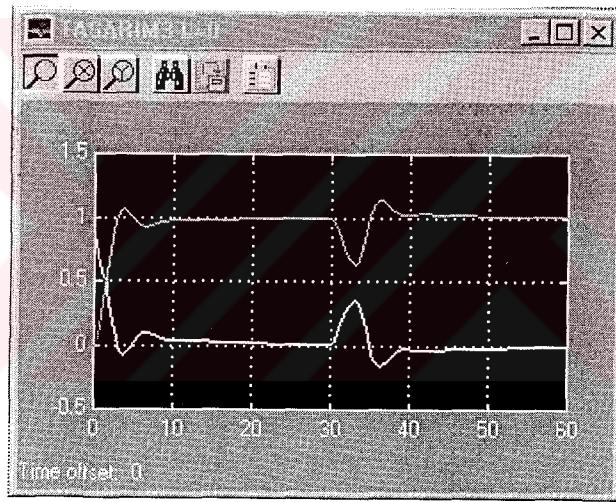
B2- Tek Girişli Bire-Bir Bulanık PID Tasarımı İçin

B3- Tek Girişli Bire-Üç Bulanık PID Tasarımı için



(C1)

(C2)



(C3)

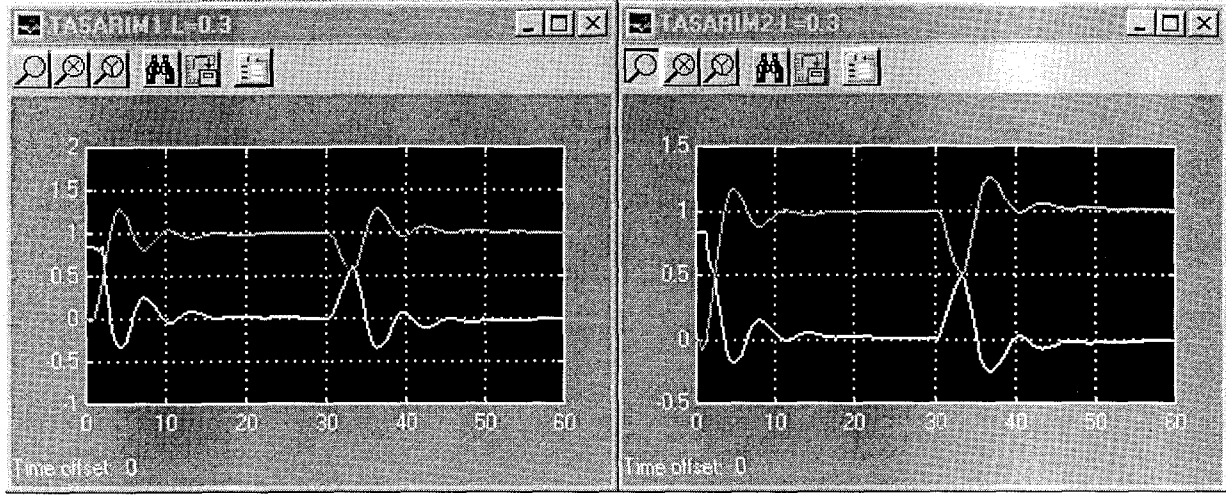
Şekil 5.7. Simulasyon Sonuçları

C- İkinci Dereceden Sisteme İlişkin

C1- İki Girişli Bulanık PID Tasarımı İçin

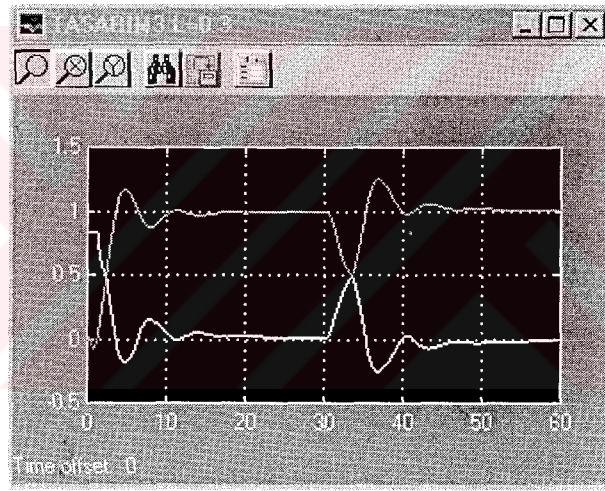
C2- Tek Girişli Bire-Bir Bulanık PID Tasarımı İçin

C3- Tek Girişli Bire-Üç Bulanık PID Tasarımı için



(D1)

(D2)



(D3)

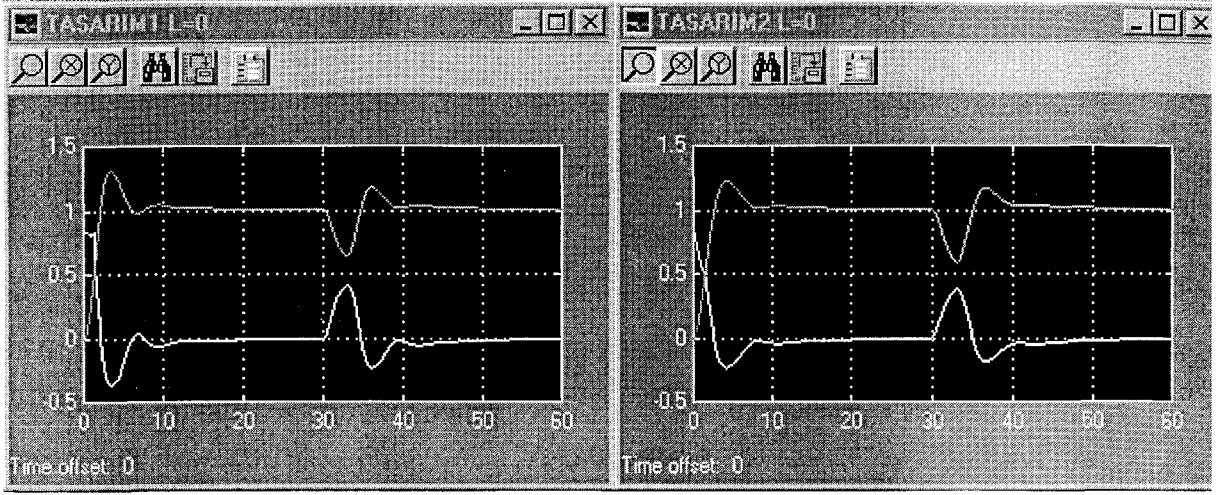
Şekil 5.7. Simulasyon Sonuçları

D- İkinci Dereceden Ölü Zamanlı Sisteme İlişkin

D1- İki Girişli Bulanık PID Tasarımı İçin

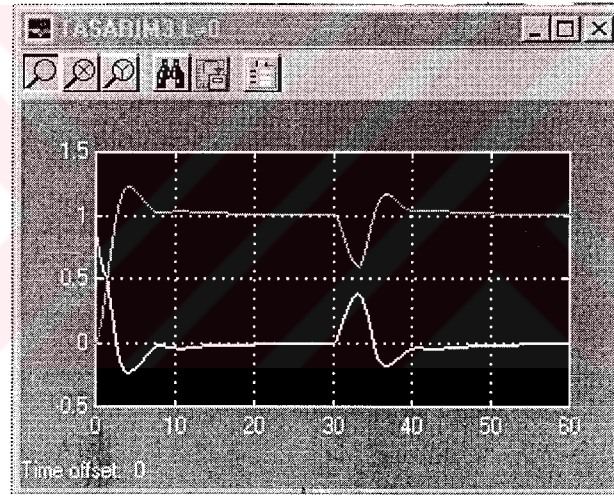
D2- Tek Girişli Bire-Bir Bulanık PID Tasarımı İçin

D3- Tek Girişli Bire-Üç Bulanık PID Tasarımı için



(E1)

(E2)



(E3)

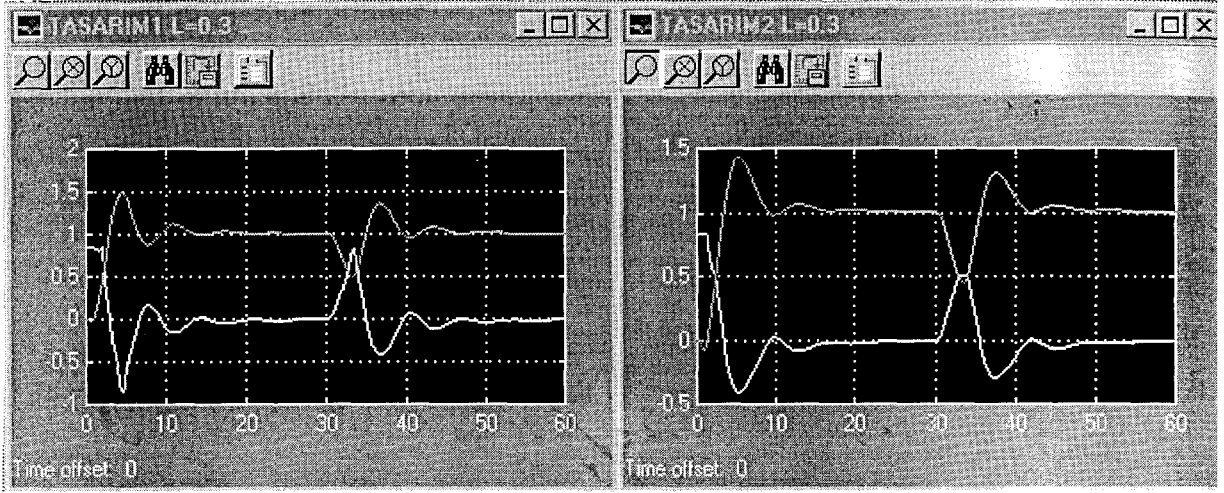
Şekil 5.7. Simulasyon Sonuçları

E- Marjinal Kararlı Sisteme İlişkin

E1- İki Girişli Bulanık PID Tasarımı İçin

E2- Tek Girişli Bire-Bir Bulanık PID Tasarımı İçin

E3- Tek Girişli Bire-Üç Bulanık PID Tasarımı için



(F1)

(F2)



(F3)

Şekil 5.7. Simulasyon Sonuçları

F- Marjinal Kararlı Ölü Zamanlı Sisteme İlişkin

F1- İki Girişli Bulanık PID Tasarımı İçin

F2- Tek Girişli Bire-Bir Bulanık PID Tasarımı İçin

F3- Tek Girişli Bire-Üç Bulanık PID Tasarımı için

Son olarak Şekil 5.7.'deki simulasyon sonuçlarını değerlendirme kolaylığı açısından aşağıdaki gibi performans analizi tabloları oluşturularak yapılan yorumları pekiştirebiliriz.

Tablo 5.2. İkinci Dereceden Sisteme İlişkin Performans Analizi Tablosu

L=0	İGBMK	TGBBBMK	TGBÜBMK
AŞIM	13.8	5.7	5.7
YERLEŞME ZAMANI	10	8	8

L=0.3	İGBMK	TGBBBMK	TGBÜBMK
AŞIM	21.8	14.74	14.6
YERLEŞME ZAMANI	14	9	8.75

Tablo 5.3. Marjinal Kararlı Sisteme İlişkin Performans Analizi Tablosu

L=0	İGBMK	TGBBBMK	TGBÜBMK
AŞIM	24.2	16.7	11.8
YERLEŞME ZAMANI	10	8	8

L=0.3	İGBMK	TGBBBMK	TGBÜBMK
AŞIM	33.3	26.5	26
YERLEŞME ZAMANI	12.5	10	9.8

5.6. ÜÇ FARKLI BULANIK MANTIK KONTROLÖR TASARIMININ NONLİNEER BİR SİSTEM ÜZERİNDE KLASİK PID KONTROLÖR İLE KARŞILAŞTIRILMASI

Bu bölümde yukarıda tasarladığımız üç ayrı bulanık mantık kontrolörün, PID kontrolörle nonlineer bir sistem üzerinde karşılaştırılması yapılmıştır. Nonlineer sistem olarak aşağıdaki yapı seçilmiştir.

$$y^{**} + 2.0\xi\sigma \dot{y} y + \sigma^2 y^2 = \sigma^2 u \quad (5.55)$$

Bütün simülasyon çalışmalarında $T=0.05s$ alınmıştır. Bulanık mantık kontrolöre ilişkin simulink yapıları Şekil 5.8A, Şekil 5.9A, Şekil 5.10A'da gösterilmiş olup, tasarımlarda görülen nonlineer sisteme ilişkin K kazancı sistem parametreleri ξ ve σ değiştirilerek sırasıyla $K=2$, $K=1.4$ ve $K=0.8$ yapılarak gerekli simülasyon sonuçları elde edilmiştir. (Şekil 5.8B, Şekil 5.9B, Şekil 5.10B)

Aynı işlemler PID kontrolör içinde yapılarak $K=2$, $K=1.4$ ve $K=0.8$ 'a ilişkin simülasyon sonuçları da elde edilmiştir. (Şekil 5.11A-B, Şekil 5.12A-B, Şekil 5.13A-B)

Tasarımlarda görülen K_p , K_i ve K_d katsayıları Ziegler-Nichols tekniğinden yararlanılarak elde edilmiştir. Buna göre PID kontrolör için aşağıdaki formüllerden yararlanılmıştır.

$$K_p = 0.6 K_{p(CRIT)}$$

$$K_i = 2.0 K_p / T_{(CRIT)}$$

$$K_d = 0.12 K_p T_{(CRIT)} \quad (5.56)$$

Dolayısıyla PID için $K_p = 1.2$, $K_i = 1$, ve $K_D = 0.29$ alınmıştır.

Aynı tekniği bulanık mantık kontrolöre uygularsak, K_D parametresi için (5.54)'deki kararlılık koşulundan yararlanıyoruz. Buna göre [19]

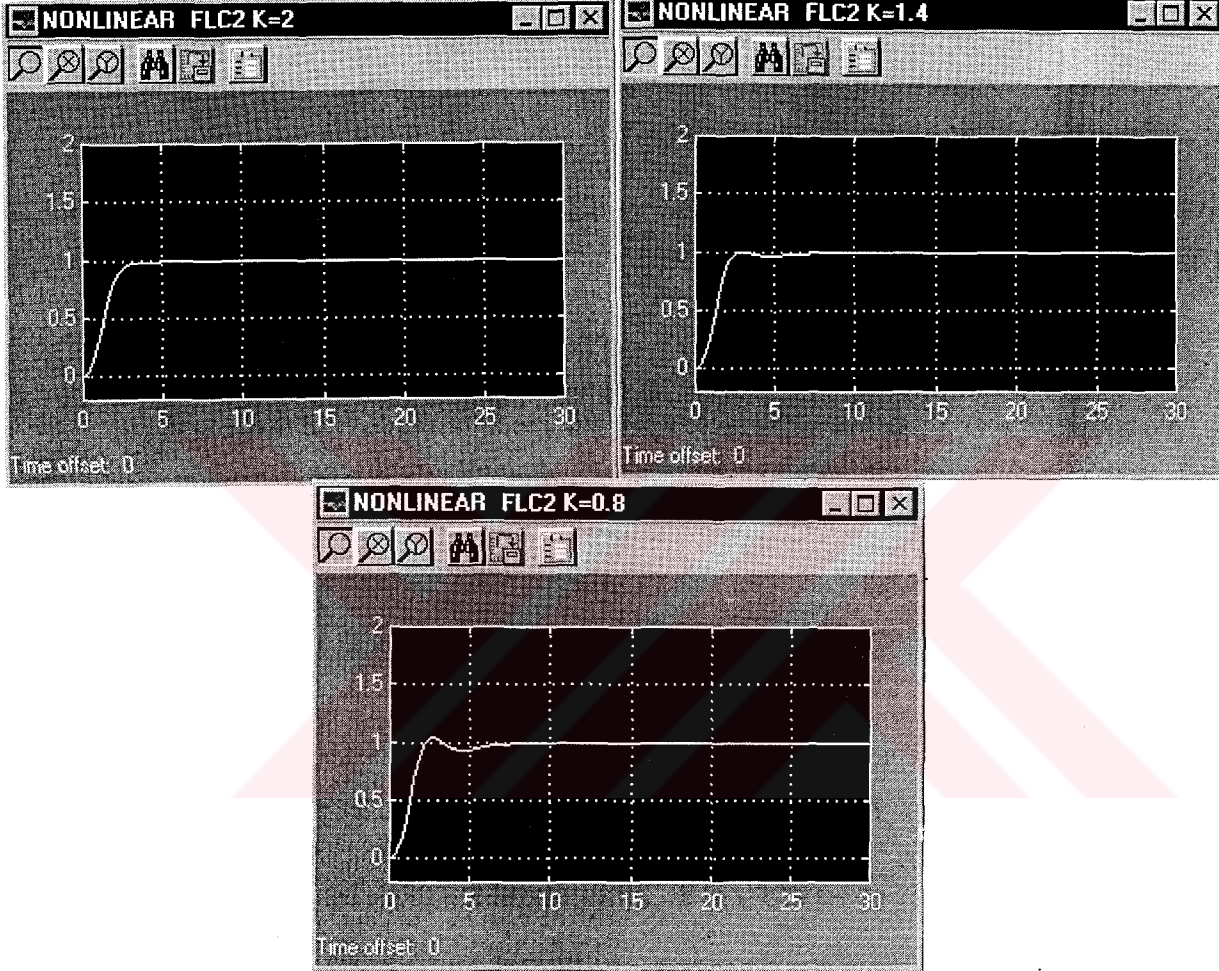
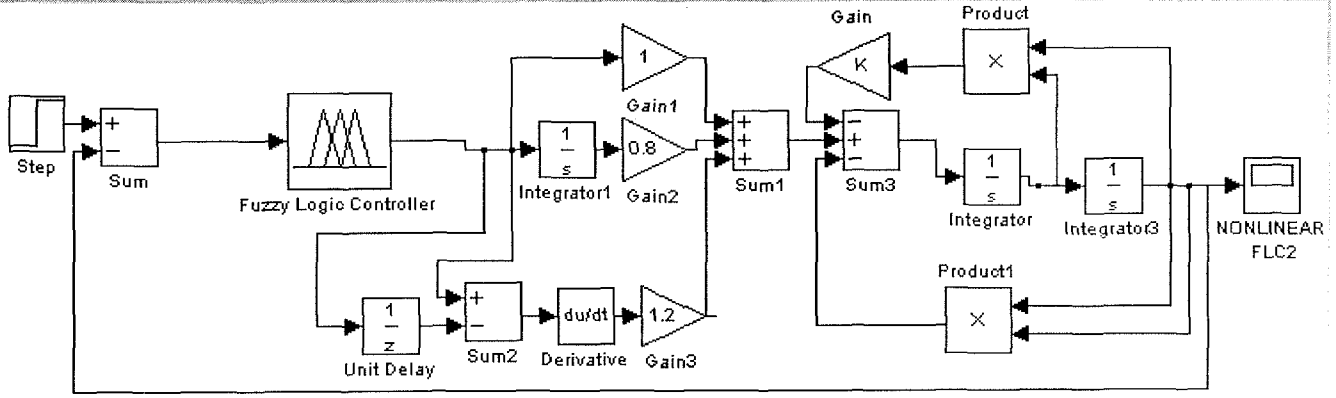
$$K_p = 0.6 K_{p(CRIT)}$$

$$K_i = 2.0 K_p / T_{(CRIT)}$$

$$K_D = (T+2) K_p + K_i T^2 \quad (5. 57)$$

yazarsak bulanık mantık kontrolör için kararlılık koşulu sağlanmak üzere $K_p = 1.2$, $K_i = 1$ ve $K_D = 2.5$ elde edilir.

Sonuçta bu şartlar altında elde edilen simulasyon sonuçlarını incelersek BMK'nın PID'ye göre oldukça iyi bir kontrolör olduğunu saptarız. Özellikle sistem parametreleri değiştiğinde elde et mek istediğimiz çıkışın ihmal edilebilecek düzeyde değişmesi BMK ile PID'nin farkını bize en açık biçimde göstermektedir.



Şekil 5.9. A- Tek Girişli Bire-Bir Bulanık PID'nin Nonlineer Sisteme İlişkin

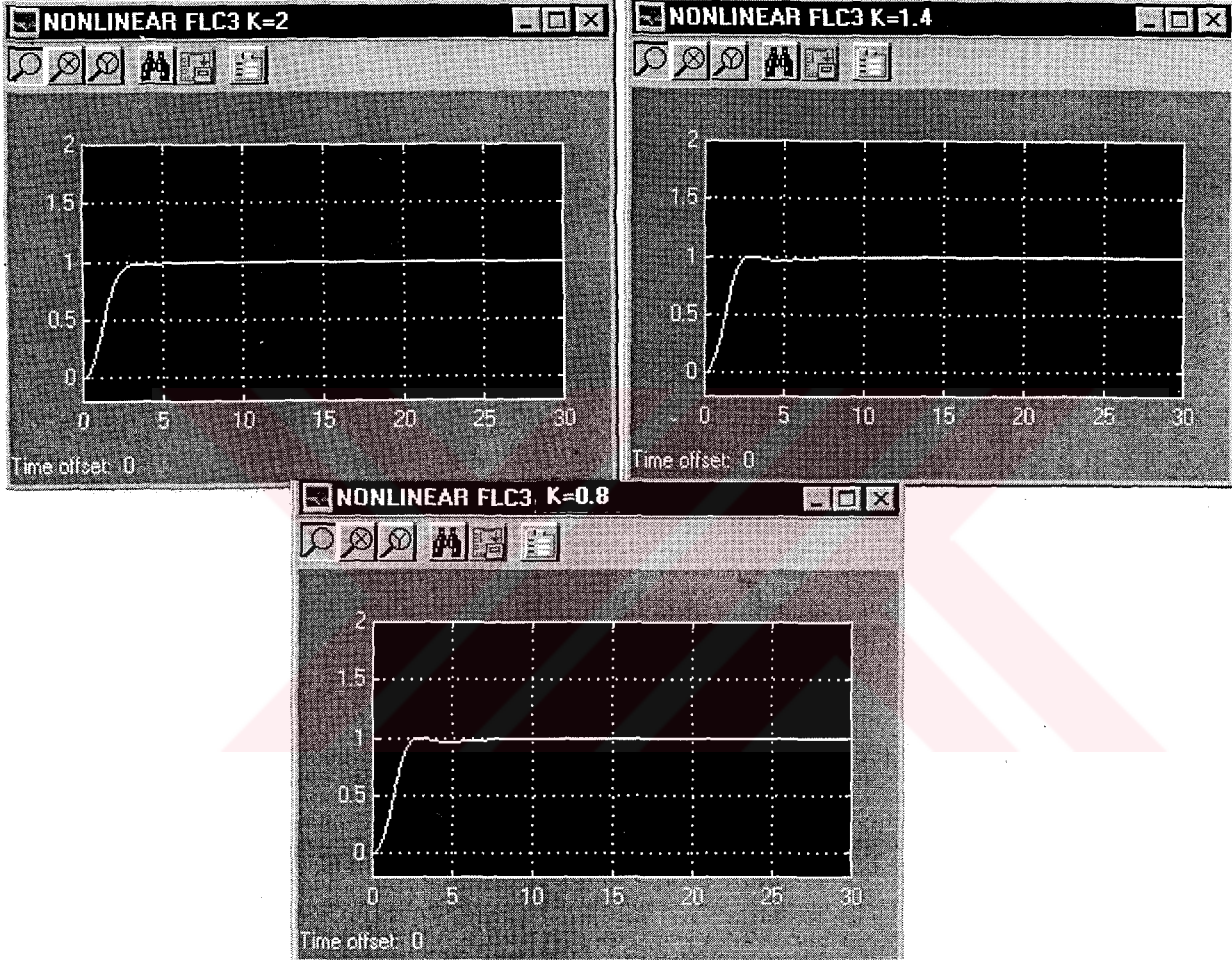
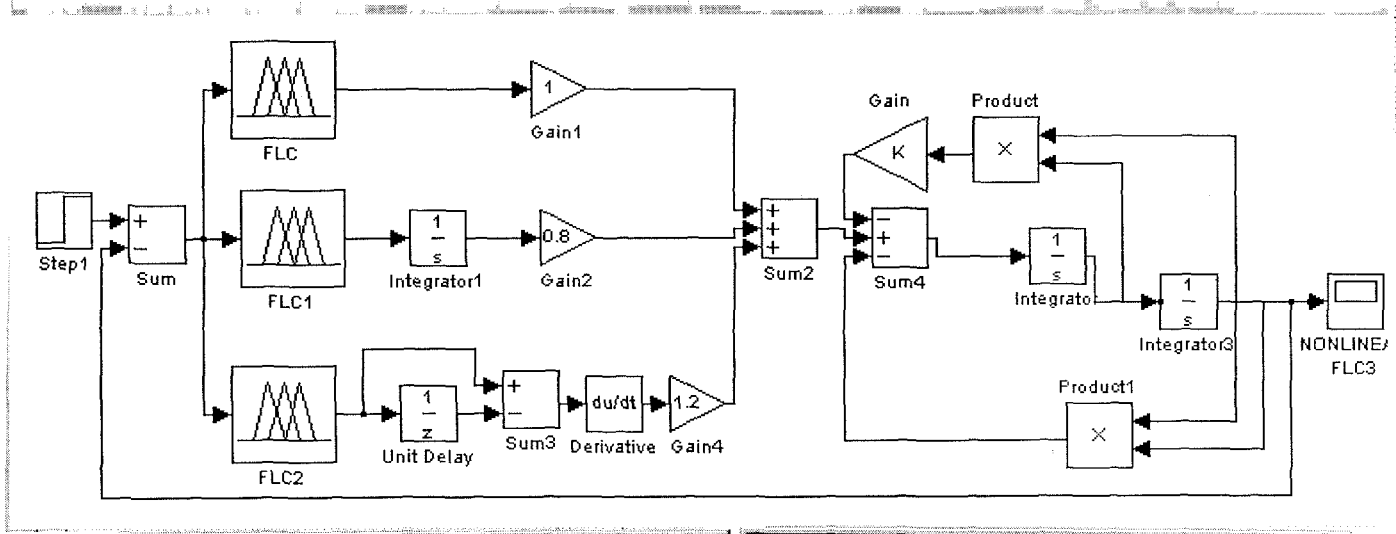
Tasarımı

B- Simulasyon sonucu

B1-K=2 için

B2-K=1.4 için

B3-K=0.8 için



Şekil 5.10. A- Tek Girişli Bire-Üç Bulanık PID'nin Nonlineer Sisteme İlişkin

Tasarımı

B- Simulasyon sonucu

B1-K=2 için

B2-K=1.4 için

B3-K=0.8 için

SONUÇLAR

Bu çalışmada günümüzün önemli konularında olan bulanık mantık kontrolörler değişik açılardan incelenmişlerdir. İlk aşamada bu kontrolörlere ilişkin, kararlılıkları konusundaki soru işaretleri, hibrit bir bulanık P+ID kontrolör seçilerek üzerindeki çıkarımlarla ortadan kaldırılmıştır. Burada sınırlı giriş ve çıkış değerleri için küçük kazançlar teoreminden yararlanılarak bulanık kontrolörlerin kararlılıkları için yeterlilik koşulu elde edilmiştir. Bu koşulu temel alarak Ziegler-Nichols yaklaşımıyla bulanık P+ID kontrolörü kararlı kılacak kontrolör katsayıları tespit edilip, nonlinear bir sistem için tasarlanan BMK'lara uygulanmıştır. Sonuçta bu koşul incelendiğinde bulanık PID kontrolörün kararlılığının klasik PID kontrolörüne göre daha kuvvetli olduğu gösterilmiştir.

Çalışmada ki diğer inceleme yönlerinden biri de üç ayrı bulanık mantık kontrolör tasarlanıp , bunların kendi aralarında karşılaştırılmasıdır. Bu aşamada Mamdani'nin 1974'te tasarladığı iki girişli bulanık P+ID kontrolör ve 1997'de Hu,Mann ve Gosine'nin tasarladığı tek girişli bulanık mantık kontrolör tasarımlarından yararlanılmıştır. Tek girişli BMK'lar tek girişli bire-bir ve tek girişli bire-üç gibi iki bölüme ayrılarak, iki girişli BMK ile birinci dereceden,ikinci dereceden,marjinal kararlı ve bu sistemlerin ölü zamanlı yapıları üzerinde karşılaştırılması yapılmıştır. Sonuçta simulasyon sonuçları incelendiğinde tek girişli BMK'ların iki girişli BMK'ya göre çok daha iyi kontrol imkanı sağladığı gözlemlenmiştir. Özellikle bu gözlem ölü zamanlı sistemlerde açıkça görülmektedir

Çalışmanın son aşamasında tasarımı yapılan bu üç ayrı BMK, kararlılık koşulu korunmak üzere Ziegler-Nicholstekniğine göre belirlenen uygun katsayılar ile nonlinear bir sisteme uygulanıyor. Aynı nonlinear sistem klasik PID kontrolör ile de kontrol edilmek isteniyor. Sonuçta simulasyon çıktıları incelendiğinde BMK'ların PID'ye göre çok daha iyi kontrol imkanı sağladıkları gözlemlenmiştir. Özellikle sistem parametreleri değiştiğinde elde etmek istediğimiz çıkışın BMK'da ihmal edilebilecek düzeyde olması, BMK'nın PID'ye göre farkını bize en açık biçimde göstermektedir.



KAYNAKLAR

- [1] WANG, L.X., Stable Adaptive Fuzzy-Control of Nonlinear Systems, IEEE, Transactions on Fuzzy Systems, Vol.1, No.2, pp.146, May 1993
- [2] BEZDEK, J.C., Editorial Fuzzy Models-What are They and Why?, IEEE, Transaction on Fuzzy Systems, Vol.11, No.1, pp.1, February 1993
- [3] COX, E., Fuzzy Fundamentals, IEEE, Spectrum, pp.58, Oct. 1992
- [4] KASKO, B., Neural Network and Fuzzy Systems Academic Press, 1993
- [5] LEE, C.C., Fuzzy Logic in Control Systems: Fuzzy Logic Controller, PART II, IEEE, Transactions on Systems Man and Cybernetics, Vol.20, No.2, March/April 1990
- [6] KAHANER, D.K., Advances in Fuzzy Theory and Applications, IEEE, Micro, Vol.11, No.4, August 1991
- [7] KANDEL, A., Fuzzy Mathematical Techniques with Applications, Addison-Wesley Publishing Company, 1986
- [8] MUNAKATOR, T., JANI, Y., Fuzzy Systems, An overview, Communications of the ACN, Vol.37, No.3, March 1994
- [9] KLIR, J.G., FOLSER, A.T., Fuzzy Sets, Uncertainty and Information, Practice-Hall, 1988

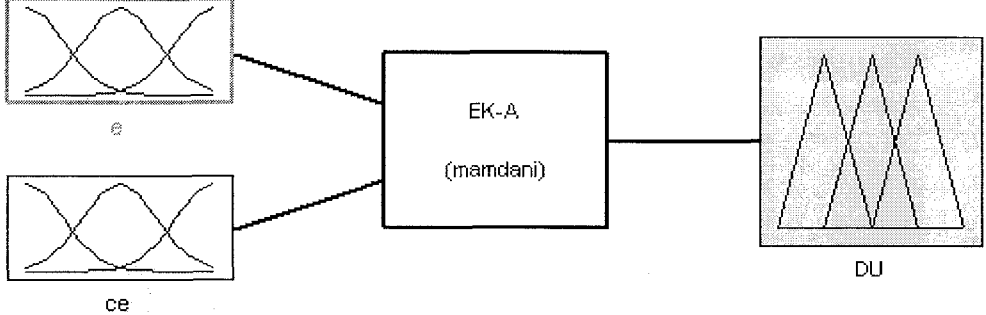
- [10] LEE, C.C., Fuzzy Logic in Control Systems: Fuzzy Logic Controller, PART I, IEEE, Transactions on Systems Man and Cybernetics, Vol.20, No.2, March/April 1990
- [11] VIRK, G.S., Digital Computer Control Systems, Macmilan Education Ltd. London, 1991
- [12] CHEN, G., PHEM, T.T., WEUS, J.J., Fuzzy Modelling of Control Systems, IEEE, Transactions on Aerospace and Elektronik System, Vol.31, No.1, January 1995
- [13] SUGENO, M., Fuzzy System Theory and Its Applications, Academic Press, USA 1993
- [14] KAUFMANN, A., Introduction to Fuzzy Arithmetic Theory and Applications, USA, 1991
- [15] BAŞBUĞ, A., Bulanık Teknoloji, BYTE, Şubat 1994
- [16] KOSKO, B., Puslu Mantık, BİLİM, Eylül 1993
- [17] FENG, F.C., Applications of Fuzzy Logic in The Speed Control of AC Servo System and Intelligent Inverter, IEEE, Transactions on Systems and Cybernetics, Vol.20, No.2, March/April 1990
- [18] BERNARD, J.A., Use of Rule – Based System For Process Control, IEE, Contr. Syst. Mag, Vol. 8, No. 5, 1998.

- [19] LI, W, Design of Hybrid Fuzzy Logic Proportional Plus Conventional Integral Derivative Controller, IEEE, Transactions on Fuzzy Systems, Vol. 6, No. 4, November 1998.
- [20] MALKI, H.A. Li.H.D. and CHEN, G., New Design and Stability Analysis of Fuzzy Proportional – Derivative Controller, IEEE, Tnas. Fuzzy Syst., Vol. 2, pp.245-254, November 1994.
- [21] MISIR, D., MALKI, H.A. CHEN, G., Design and analysis of Fuzzy Proportional integral Derivative Controller, Fuzzy Sets Syst., Vol. 79, pp.314, 1996.
- [22] HU, B.G., MANN. G.K., GOSINE, R.G., How to Evaluate Fuzzy PID Controllers without Using Process Information?, Submitted to IEEE Trans. Fuzzy Systems.
- [23] BERNARD, J.A., Use of Rule-Based System for Process Control, IEE, Contr.Syst.mag., Vol. 8, No. 5, 1988.
- [24] LI, w., A method for Design of a hybrid Neuro-Fuzzy Control System Based on Behavior Modeling,
IEEE, Trans Fuzzy Syst., Vol. 5, pp. 128-137, Feb. 1997.
- [25] DESOER, C.A., VIDYASAGAR, M., Feedback System: Input-Output Properties, New York, Academic, 1975.

EK- A : İKİ GİRİŞLİ BULANIK PID KONTROLÖRÜN TOOLBOX'A İLİŞKİN TASARIM AŞAMALARI

FIS Editor: EK-A

File Edit View



FIS Name: EK-A FIS Type: mamdani

And method: min
Or method: max
Implication: min
Aggregation: max
Defuzzification: centroid

Current Variable
Name: e
Type: input
Range: [-1 1]

Help Close

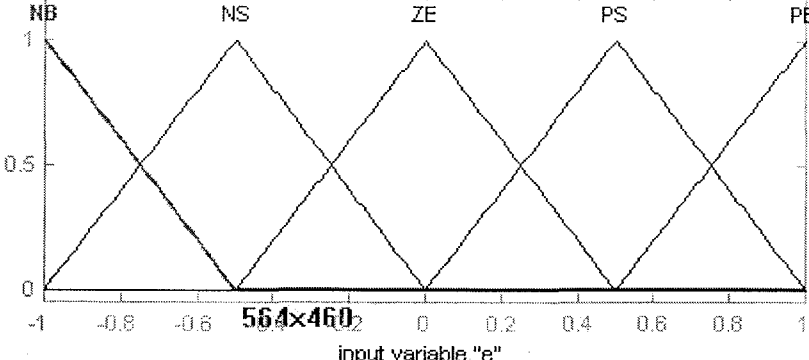
Opening Rule Editor

Membership Function Editor: EK-A

File Edit View

FIS Variables: e, ce, DU

Membership function plots



Current Variable
Name: e
Type: input
Range: [-1 1]
Display Range: [-1 1]

Current Membership Function
Name: NB
Type: trimf
Params: [-1.5 -1 -0.5]

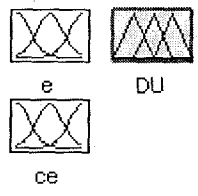
Help Close

Ready

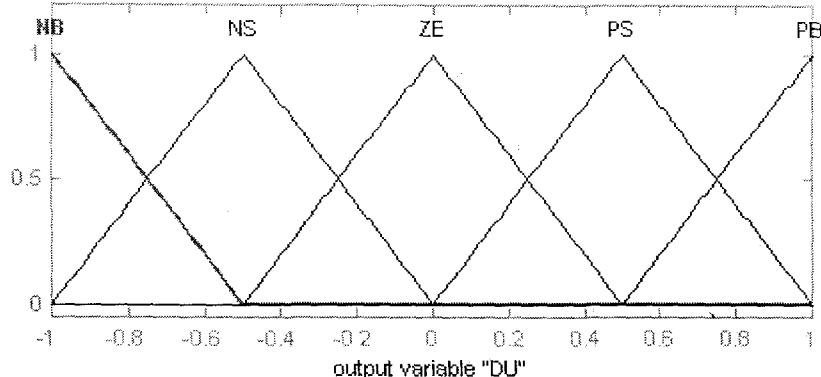
Membership Function Editor: EK-A

File Edit View

FIS Variables



Membership function plots



Current Variable

Name DU

Type output

Range [-1 1]

Display Range [-1 1]

Current Membership Function

Name NB

Type trimf

Params [-1.5 -1 -0.5]

Help

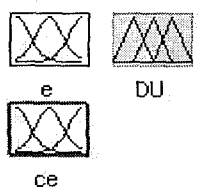
Close

Selected variable "DU"

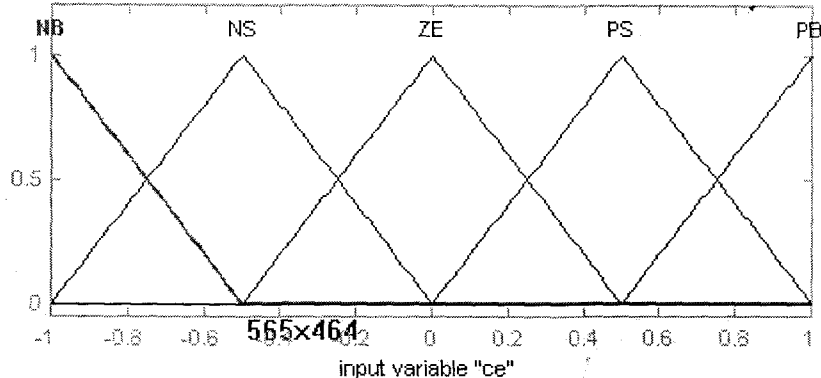
Membership Function Editor: EK-A

File Edit View

FIS Variables



Membership function plots



Current Variable

Name ce

Type input

Range [-1 1]

Display Range [-1 1]

Current Membership Function

Name NB

Type trimf

Params [-1.5 -1 -0.5]

Help

Close

Selected variable "ce"

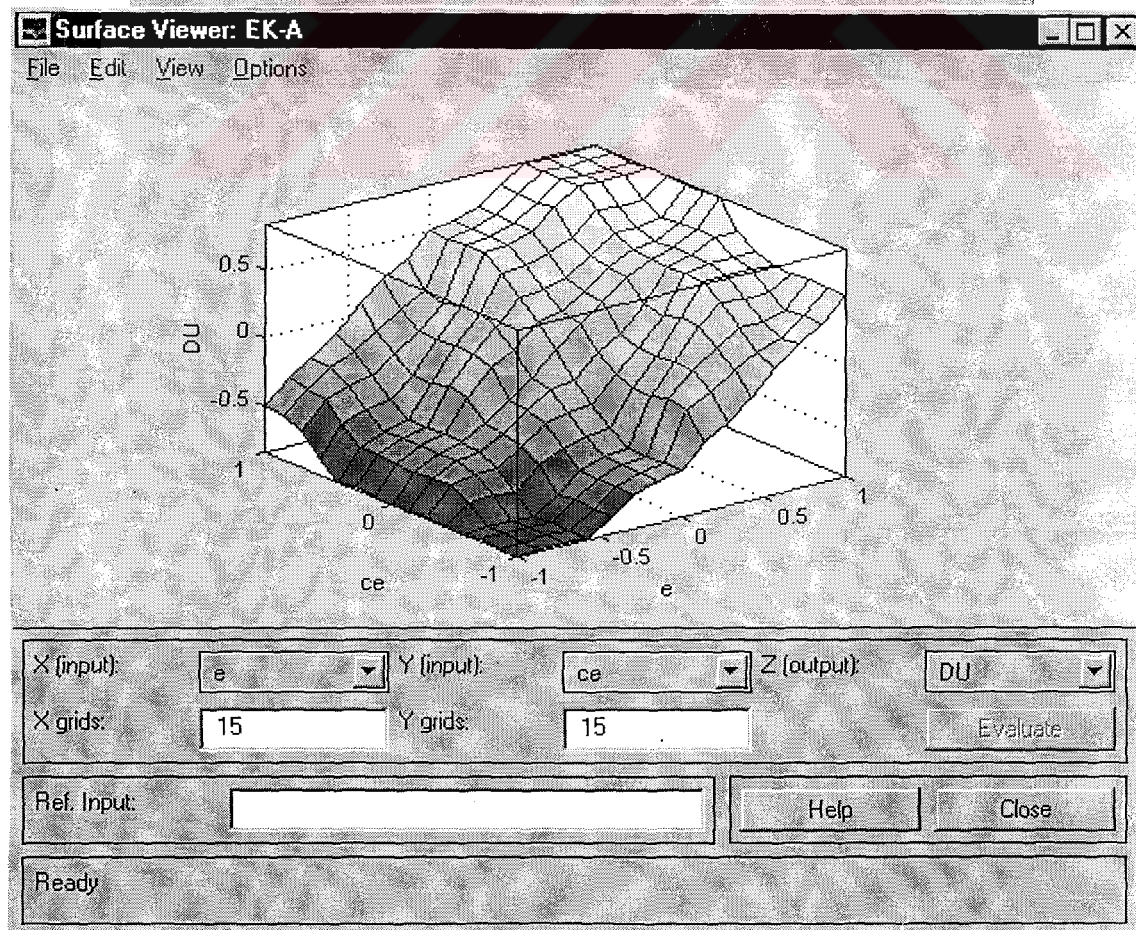
Rule Editor: EK-A

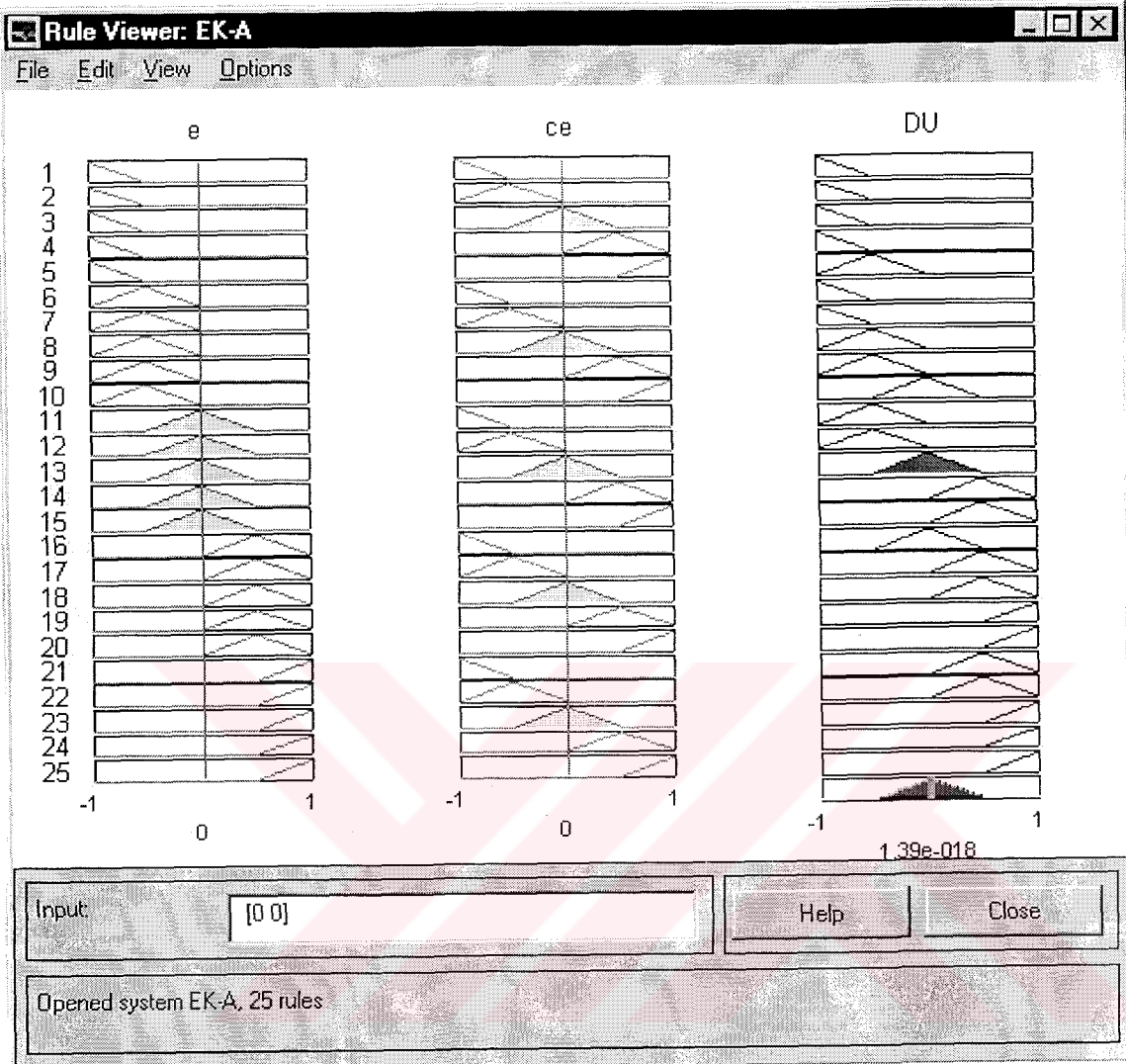
File Edit View Options

1. If (e is NB) and (ce is NB) then (DU is NB) (1)
2. If (e is NB) and (ce is NS) then (DU is NB) (1)
3. If (e is NB) and (ce is ZE) then (DU is NB) (1)
4. If (e is NB) and (ce is PS) then (DU is NB) (1)
5. If (e is NB) and (ce is PB) then (DU is NS) (1)
6. If (e is NS) and (ce is NB) then (DU is NB) (1)
7. If (e is NS) and (ce is NS) then (DU is NB) (1)
8. If (e is NS) and (ce is ZE) then (DU is NS) (1)
9. If (e is NS) and (ce is PS) then (DU is NS) (1)
10. If (e is NS) and (ce is PB) then (DU is ZE) (1)
11. If (e is ZE) and (ce is NB) then (DU is NS) (1)
12. If (e is ZE) and (ce is NS) then (DU is NS) (1)
13. If (e is ZE) and (ce is ZE) then (DU is ZE) (1)
14. If (e is ZE) and (ce is PS) then (DU is PS) (1)
15. If (e is ZE) and (ce is PB) then (DU is PS) (1)
16. If (e is PS) and (ce is NB) then (DU is ZE) (1)
17. If (e is PS) and (ce is NS) then (DU is PS) (1)
18. If (e is PS) and (ce is ZE) then (DU is PS) (1)
19. If (e is PS) and (ce is PS) then (DU is PB) (1)
20. If (e is PS) and (ce is PB) then (DU is PB) (1)
21. If (e is PB) and (ce is NB) then (DU is PS) (1)
22. If (e is PB) and (ce is NS) then (DU is PS) (1)
23. If (e is PB) and (ce is ZE) then (DU is PB) (1)
24. If (e is PB) and (ce is PS) then (DU is PB) (1)
25. If (e is PB) and (ce is PB) then (DU is PB) (1)

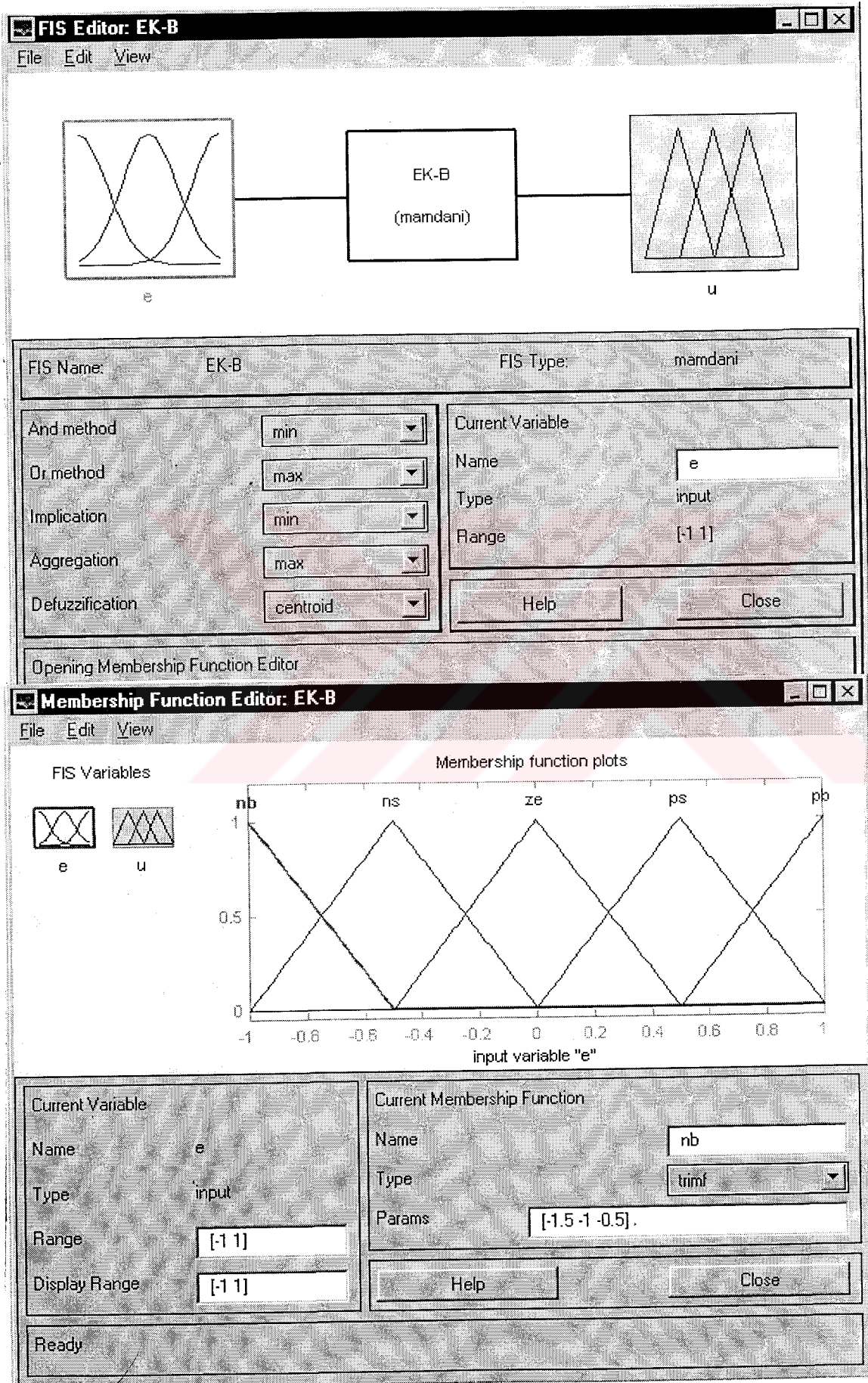
Rule Format: Help Close

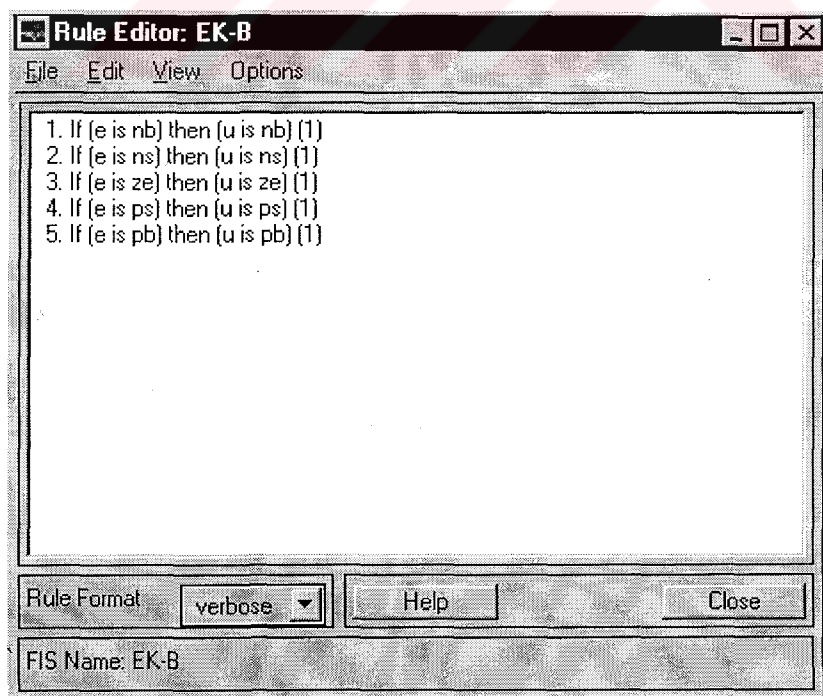
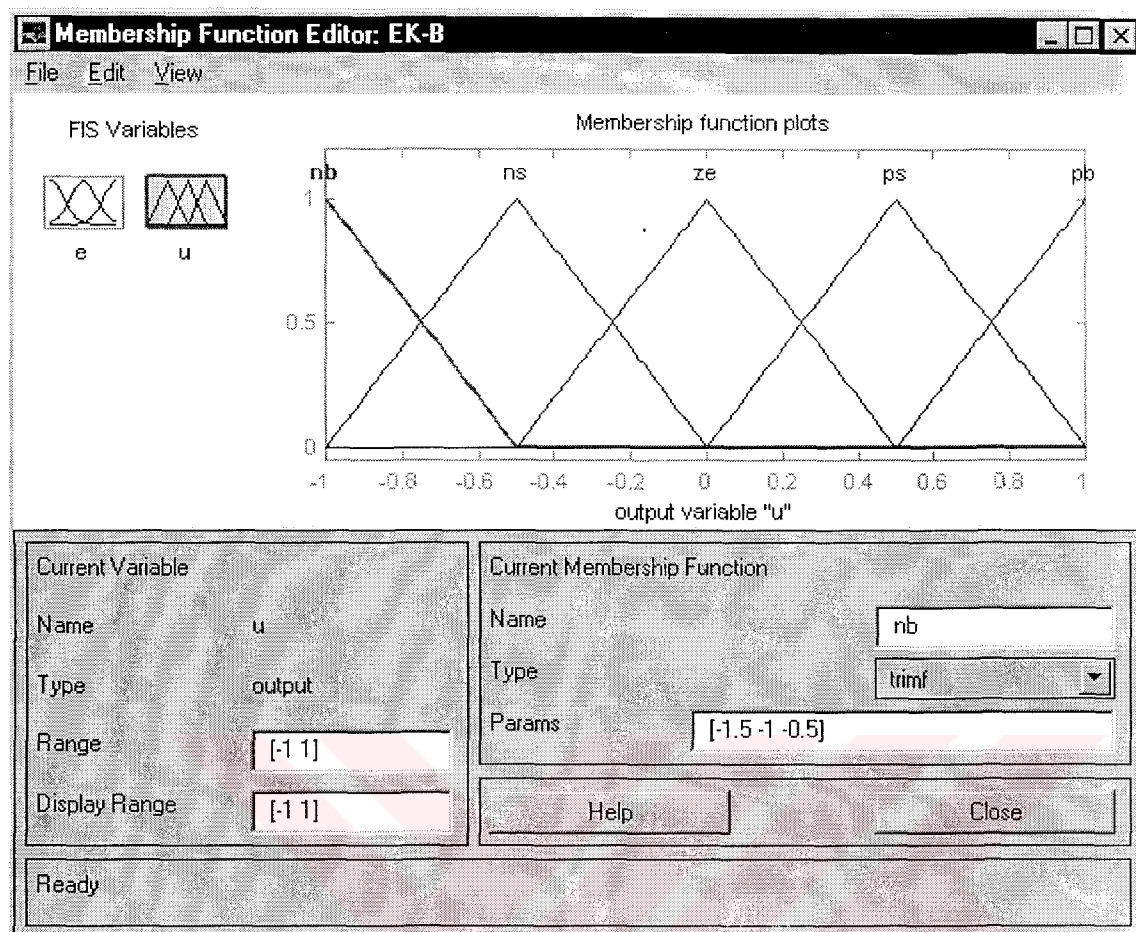
FIS Name: EK-A

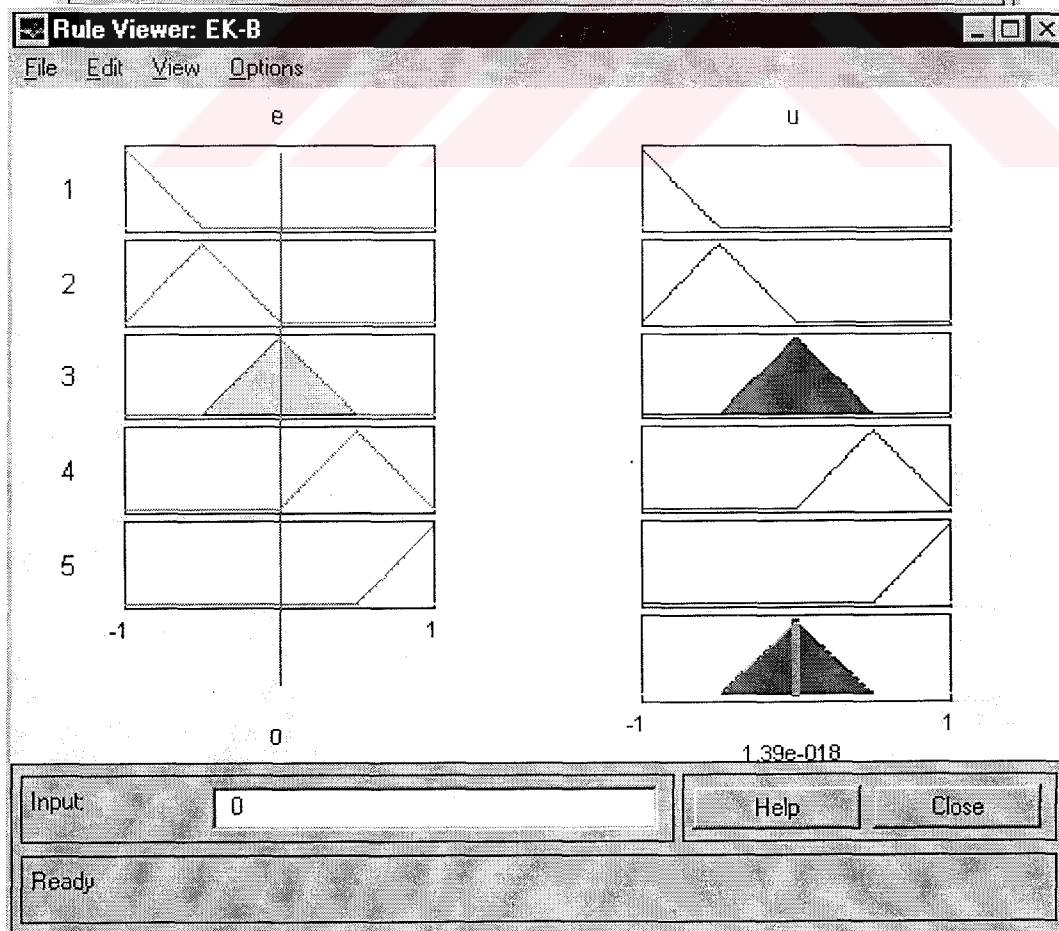
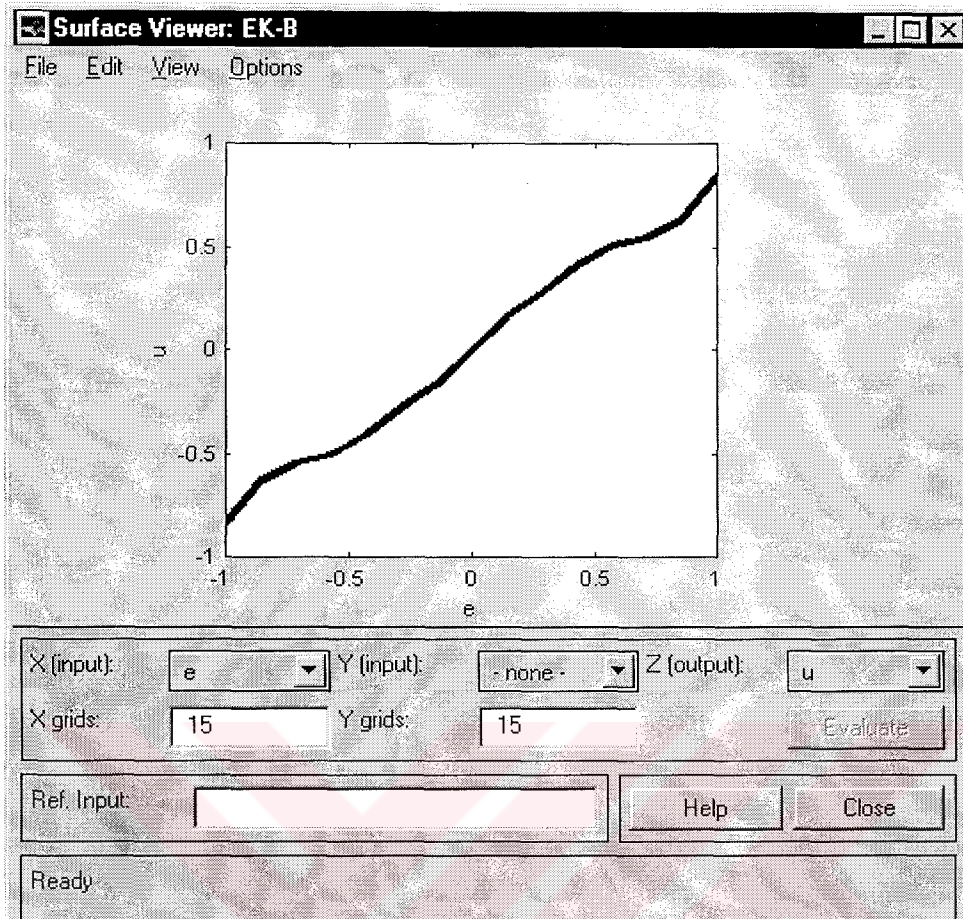




EK- B : TEKGİRİŞLİ BULANIK PID KONTROLÖRÜN TOOLBOX'A İLİŞKİN TASARIM AŞAMALARI







ÖZGEÇMİŞ

Çiğdem ERGÜVEN 1974 yılında Ankara’da doğmuştur. İlk ve orta öğrenimini Ankara’da , lise öğrenimini İstanbul’da tamamladıktan sonra 1991 yılında İ.T.Ü. Elektrik-Elektronik Fakültesi, Elektrik Mühendisliği Bölümünde lisans eğitime başlamıştır. 1995 yılında fakülteden mezun olduktan sonra İ.T.Ü. Yabancı Diller Okulunda Hazırlık sınıfına devam etmiş ve 1996 yılında İ.T.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü Kontrol ve Bilgisayar Mühendisliği Yüksek Lisans Programına kaydolmuştur.

